

Control Techniques for a Single-Phase Matrix Converter

Sebastián Rojas, Marco Rivera, and Patrick Wheeler

Abstract—The direct single-phase matrix converter (SPMC) is a topology composed only of switches. This feature makes it extremely important to have complete control of the six bidirectional switches that make up it. This is why this article presents a comparison between two control techniques. A classic, composed of a pulse width modulator (PWM) that together with proportional-integral-derivative control module (PID) make up the closed loop linear controller. Then, a modern technique known as Finite State Predictive Control (FCS-MPC) is presented, which is based on the composite circuit model between the load and the converter. Finally, a discussion is generated regarding the simulation and experimental results obtained in the laboratory for both controllers.

Keywords—Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC), Single-Phase Matrix Converter (SPMC), Direct Matrix Converter (DMC).

I. INTRODUCTION

EL concepto de convertidor matricial se dio a conocer en la literatura técnica por el año 1976 A.R. Daniels [1]. Topología que fue revolucionaria para la época el considerar el solo uso de switches, sin elementos almacenadores de energía. Luego una investigación más extensa es presentada por Venturini y Alesina sobre la década de 1980 [2][3].

Un convertidor matricial (MC) se compone de una matriz de interruptores bidireccionales controlados que realizan la conversión directa de energía sin ningún elemento de almacenamiento de energía en un enlace intermedio. Un MC directo trifásico comprende un número de semiconductores bidireccionales dispuestos en una forma de matriz para realizar la conversión directa de AC a AC. A diferencia de la conversión AC-DC-AC convencional, el MC no requiere el condensador de enlace de CC y completa la conversión de potencia en una única etapa. La ausencia del condensador de enlace DC reduce el volumen, mejora la eficiencia, aumenta la vida útil y simplifica los esquemas de control. Sólo requiere pequeños filtros para suprimir las ondas generadas por las acciones de conmutación. El MC ha recibido atención debido a sus ventajas: formas de onda de entrada y salida sinusoidales, factor de potencia controlable, flujo de potencia bidireccional y la naturaleza compacta.

Bajo el alero de una topología en auge se han propuesto muchas estrategias de modulación y control para los convertidores matriciales [4]. Generalmente, las estrategias de modulación pueden clasificarse en: 1) técnicas escalares (por

ejemplo, método Venturini [5]); 2) Métodos PWM (basados en portadoras y SVM) [6]; y 3) otras estrategias de control (como el control de corriente de histéresis [7], el control predictivo [8], el control de modo deslizante (SMC) [9], el control directo de torque (DTC) [10], el método difuso [11] y las redes neuronales [12]).

En este artículo se presenta una comparación entre dos métodos simples de implementar que demuestran un gran seguimiento de referencia. Por un lado se presenta una modulación SPWM controlada por un PI que se compara con un control predictivo de estados finitos (FS-MPC) en términos de respuesta dinámica, distorsión armónica y estado estable.

II. CONVERTIDOR MATRICIAL MONIFÁSICO 3X2 (SPMC)

En la Fig. 1 se presenta el SPMC 3x2, en donde su entrada es trifásica y salida monofásica (por eso el nombre de 3x2). Este tipo de convertidor es llamado convertidor directo porque únicamente presenta una fase de conversión, compuesto por 6 switches bidireccionales de los cuales 3 (S1 S2 S3) son para la línea de fase y 3 (S4 S5 S6) son para la línea de neutro.

El modelo matemático del convertidor se obtiene concatenando el estado de los 6 switches bidireccionales en un único vector. De esta forma el voltaje de salida $v = [v^p - v^n]$ depende directamente del voltaje de entrada y del estado actual de los switches.

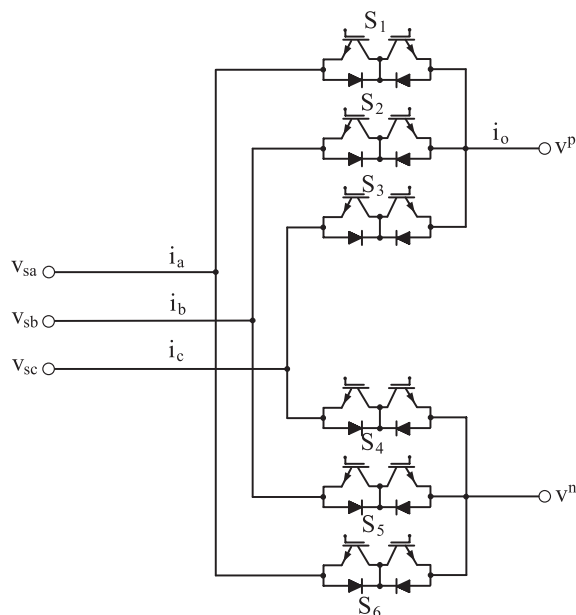


Fig. 1. Convertidor Matricial Monofásico 3x2

S. Rojas and M.Rivera was with the Energy Conversion and Power Electronics Laboratory, Faculty of Engineering, Universidad de Talca, Chile e-mail: sebastian.rojas@utalca.cl, marcoriv@utalca.cl

P. Wheeler was with Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Nottingham, UK e-mail: patrick.wheeler@nottingham.ac.uk

$$v^p = [S_1 \ S_2 \ S_3] V_{si} \quad (1)$$

$$v^n = [S_4 \ S_5 \ S_6] V_{si} \quad (2)$$

III. CONTROLADOR LINEAL CLÁSICO SPWM

La modulación por ancho de pulso (PWM) es una técnica clásica empleada para controlar digitalmente la conmutación de switches en un convertidor. Originalmente esta técnica se empleó en inversores, no obstante debido a su sencillez ha ido escalando en diversas topologías de convertidores de potencia, convirtiéndose en una técnica muy empleada a nivel industrial. Ciertamente como toda técnica, este tipo de modulación presenta una variedad de ventajas a mencionar entre las cuales se destacan: reducción de los requerimientos de filtrado, baja cantidad de cálculos matemáticos, incremento en la transmisión de potencia efectiva, entre otros.

La estrategia de control desarrollada [13] está compuesta por: 1) una modulación encargada de entregar los niveles de voltaje que el convertidor debe generar, 2) un circuito lógico que se dedica a sectorizar los voltajes de entrada, y finalmente 3) un controlador PID para realizar el control en lazo cerrado de la corriente de salida. Por otro lado, el esquema de modulación se compone de dos partes fundamentales. Una primera, se encarga de realizar la modulación SPWM con la cual se genera una señal modulada equivalente a la onda sinusoidal de referencia pero de manera digital por medio de pulsos positivos y negativos. Una segunda parte, se dedica a realizar la sectorización de la fuente trifásica de entrada con el fin de identificar las distintas zonas de voltajes, dadas por las diferentes combinaciones de tensión línea-línea.

A. Modulación SPWM unipolar

La modulación por ancho de pulsos sinusoidal (SPWM) básicamente consiste en generar pulsos de ancho proporcional a la amplitud de una señal de referencia o moduladora (v_{ref}), la cual consiste en una señal sinusoidal típica que es comparada con una señal portadora (v_{tri}) cuya forma es triangular. Los puntos de intersección demarcan los momentos en los que ocurren los flancos de subida y bajada de los

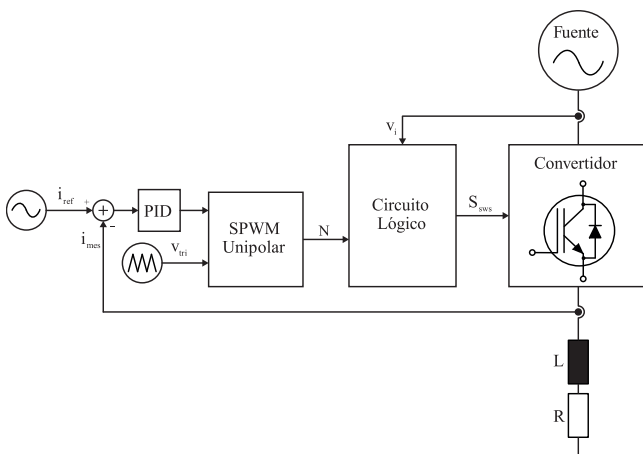


Fig. 2. Esquema integrado de control PID+SPWM

pulsos de ancho variable, generando de esta manera una señal resultante que contiene implícitamente toda la información sobre la onda moduladora (amplitud y frecuencia) donde el fin es el poder transmitir estas características hacia el lado de potencia, reproduciendo los pulsos con la acción de los dispositivos de disparo.

La estructura en bloques de este tipo de modulación se muestra en la Fig. 4, en la cual además de apreciar los bloques correspondientes a la SPWM Unipolar se distinguen dos bloques acoplados a la salida (N). Así estos bloques comparadores cumplen la función transformar los tres niveles de voltaje en señales binarias.

Por otro lado, en la Fig. 3a se muestra el resultado de las comparaciones entre las señales sinusoidales y la triangular. Luego en la Fig. 3c se aprecia claramente que la señal de salida pulsante está compuesta por tres niveles.

B. Sectorización de la fuente AC trifásica

En el caso de una fuente de entrada sinusoidal trifásica, la identificación de las diferentes zonas de tensión es de gran importancia para la elección de los switches a conmutar. En la Fig. 5b se muestra la sectorización de la fuente de entrada en términos de los valores de las tensiones suministradas en el tiempo. Estos diferentes sectores se enmarcan bajo las variables x_a , x_b y x_c , señales que son generadas al usar comparadores binarios, los cuales determinan si la tensión de fase es mayor que la siguiente (tal cual se muestra en la Fig. 5a).

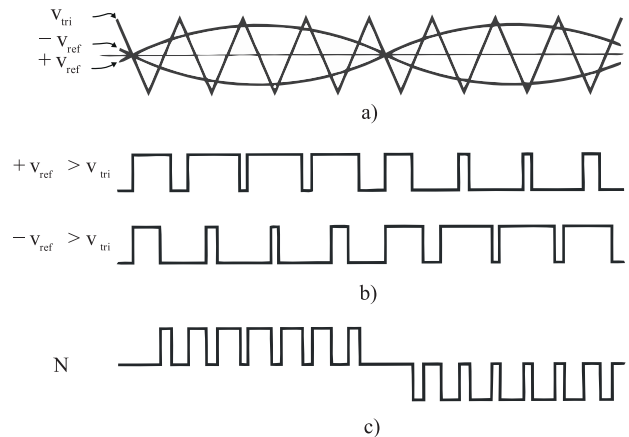


Fig. 3. Señales en la SPWM unipolar

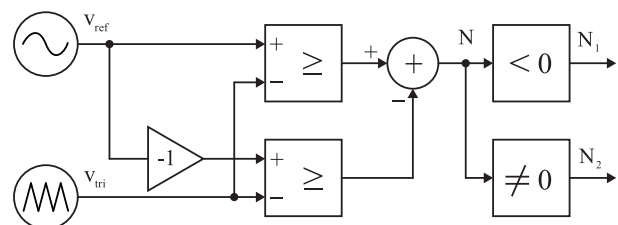


Fig. 4. Esquema de modulación unipolar

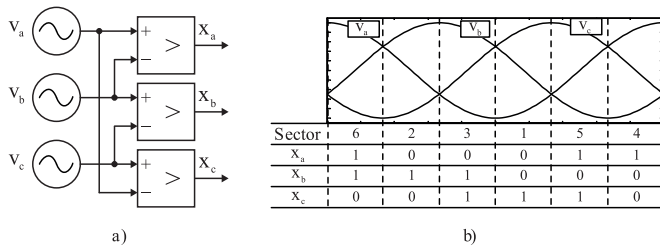


Fig. 5. Sectorización de la fuente trifásica alterna

Finalmente por medio de la información entregada por el modulador acerca de los niveles de voltajes generados (N_1 , N_0) y la información entregada por los bloques comparadores que sectorizan la fuente trifásica de entrada (x_a , x_b y x_c), es posible el obtener las señales de disparo de los switches del convertidor matricial por medio de la Tabla 6.

IV. CONTROLADOR PREDICTIVO BASADO EN MODELOS

El control predictivo basado en modelos (MPC) se enmarca dentro de lo que se denominan los controladores óptimos. Es decir, aquellos en los cuales el control se maneja en torno a la optimización de un criterio que se relaciona directamente con el comportamiento futuro del sistema. Sus ventajas principales aluden a: una simple facilidad de implementación, rápida respuesta dinámica y operación bajo modelos multivariables.

Lógicamente este control también presenta ciertos inconvenientes principalmente abocados a su implementación. Un primero, tiene que ver con disponer de un modelo matemático adecuado del sistema a controlar, lo cual es de gran importancia puesto que la optimización evalúa el resultado matemático respecto de la variable a medida controlar. Así por tanto, un modelo más preciso llevaría a un menor error y por tanto un mejor comportamiento en estado estacionario. No obstante variables externas como la temperatura y efectos electromagnéticos insiden en las constantes del modelo matemático del sistema eléctrico generando cambios en las constantes.

	Señales binarias					Sector	Salida		Pulsos de disparo					
	N_1	N_0	x_a	x_b	x_c		X	v_p	v_n	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5
1	0	1	1	1	0	6	v_{iA}	v_{iC}	1	0	0	0	0	1
2	0	1	0	1	0	2	v_{iB}	v_{iC}	0	1	0	0	0	1
3	0	1	0	1	1	3	v_{iB}	v_{iA}	0	1	0	1	0	0
4	0	1	0	0	1	1	v_{iC}	v_{iA}	0	0	1	1	0	0
5	0	1	1	0	1	5	v_{iC}	v_{iB}	0	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0	4	v_{iA}	v_{iB}	1	0	0	0	1	0
7	1	1	1	1	0	6	v_{iC}	v_{iA}	0	0	1	1	0	0
8	1	1	0	1	0	2	v_{iC}	v_{iB}	0	0	1	0	1	0
9	1	1	0	1	1	3	v_{iA}	v_{iB}	1	0	0	0	1	0
10	1	1	0	0	1	1	v_{iA}	v_{iC}	1	0	0	0	0	1
11	1	1	1	0	1	5	v_{iB}	v_{iC}	0	1	0	0	0	1
12	1	1	1	0	0	4	v_{iB}	v_{iA}	0	1	0	1	0	0
13	0	0	1	1	0	6	v_{iC}	v_{iC}	0	0	1	0	0	1
14	0	0	0	1	0	2	v_{iC}	v_{iC}	0	0	1	0	0	1
15	0	0	0	1	1	3	v_{iA}	v_{iA}	1	0	0	1	0	0
16	0	0	0	0	1	1	v_{iA}	v_{iA}	1	0	0	1	0	0
17	0	0	1	0	1	5	v_{iB}	v_{iB}	0	1	0	0	1	0
18	0	0	1	0	0	4	v_{iB}	v_{iB}	0	1	0	0	1	0

Fig. 6. Señales en SPWM unipolar

El MPC más que un controlador es una metodología para el cálculo de acciones de control. Se trata de un algoritmo dedicado a imitar el comportamiento de un operador experto en un determinado proceso. Esto considera que el operador conoce muy bien el comportamiento del sistema (modelo) pudiendo ser capaz por tanto de predecir acertadamente su evolución dinámica. En consecuencia está calificado para evaluar por sí mismo las distintas combinaciones de acciones de control en un horizonte de tiempo en función del grado de cumplimiento de las mismas (función de coste). De este modo el operador obtiene la ley de control que rige el proceso mediante la minimización de la función de coste en la que interviene información actual y pasada del proceso. Finalmente para obtener la mejor respuesta posible el operador repetirá todos los cálculos cada vez que disponga de información actualizada.

A. Modelo de predicción

En la Fig. 7 se representa el control MPC a aplicar. En este caso se realiza un control de corriente por la salida monofásica, por tal motivo se debe encontrar el modelo matemático del conjunto de potencia que se relaciona con la corriente de carga. Realizando un análisis de las caídas de tensiones en el bucle de carga. Se obtiene la ecuaciones en el plano continuo que relaciona la corriente de salida con la carga.

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L}v_o - \frac{R}{L}i_o \quad (3)$$

Sin embargo la ecuación (1) está en el plano continuo y este controlador se programará en un procesador, con lo que el modelo en (1) deberá discretizarse. Empleando el método de integración numérica de Euler para resolver ecuaciones diferenciales, se consigue una discretización aproximada (5).

$$\frac{di_o}{dt} \cong \frac{i_o(k+1) - i_o(k)}{T_s} \quad (4)$$

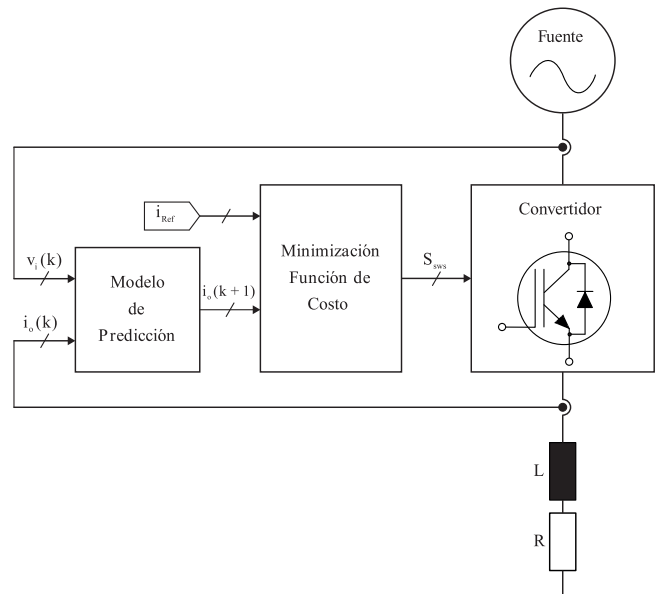


Fig. 7. Esquema de control predictivo

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

En donde:

$v_o(k)$	Tensión actual en la carga [V]
$i_o(k)$	Corriente actual en la carga [A]
$i_o(k+1)$	Corriente en siguiente instante[A]
T_s	Periodo de muestreo [s]
$L(k)$	Inductancia de la carga [H]
R	Resistencia de la carga [Ω]

B. Función de costos

La función de costos busca optimizar la variable a controlar del sistema, con el fin de minimizar los costos que generan las acciones de control. En este caso, se desea que la salida de corriente del convertidor siga una referencia con ciertas características periódicas como lo son la magnitud, la frecuencia y la forma. En consecuencia, lo esperado es que la salida sea idéntica a la referencia, por lo tanto una función de costos que cumple con este requerimiento es el error entre la corriente de referencia y la corriente en la carga.

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

La ecuación (6) describe el error cuadrático entre ambas corrientes, el cual finalmente es la función de costos a utilizar en este análisis. La elección de este tipo de error hace referencia a su rápido cálculo en microcontroladores y su precisión en la estimación del error. Por último, se realizará la minimización de la función de costos en búsqueda de vector de estados a aplicar que mejor minimice el error entre las corrientes mencionadas.

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La simulación de los controladores expuestos sobre el convertidor matricial se realizaron bajo el entorno de Gecko Circuits ETH. En este análisis se consideró una carga estática del tipo resistiva-inductiva y alimentado por una fuente programable de señal sinusoidal pura sin desfase ni cambio de amplitud entre las fases. En la Tabla I se pueden apreciar los distintos parámetros empleados en la simulación.

Variable	Descripción	Valor
v_i	Voltaje de la fuente	100 [Vpk]
f_i	Frecuencia de la fuente	50 [Hz]
f_s	Frecuencia de muestreo	10-40 [kHz]
R	Carga resistiva	10 [Ω]
L	Carga inductiva	10 [mH]
i_o	Amplitud de referencia	6 [Apk]
f_o	Frecuencia de referencia	50 [Hz]

TABLE I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

A. Estado estable

La primera prueba de los controladores evaluó su comportamiento bajo estado estable. Es decir, se evaluó el seguimiento de una referencia de características cíclicas y continuas en el tiempo. Así en la Fig. 8 se muestran los resultados para el

control SPWM+PI en donde se logra observar un seguimiento de la referencia con bajo error de estado estacionario. Al hacer un zoom sobre la corriente de salida, se distingue a diferencia de otros métodos de control el ripple alrededor de la corriente de salida es homogéneo, es decir no existen grandes picos a lo largo de la respuesta. La fundamentación radica en cómo opera el controlador PID el cual entre punto y punto genera una recta con una pendiente estable formada a partir de los valores de las constantes proporcional, integral y derivativa que deben de sintonizarse previa puesta en marcha.

La Fig. 9 representa los resultados obtenidos al simular el control predictivo basado en modelos sobre SPMC. El modelo compuesto por dos ecuaciones, se integra sobre un código poco extenso con solo 9 estados válidos de conmutación. Donde en líneas generales el tipo de la fuente de entrada no constituye gran importancia en la salida del convertidor debido a que el control predictivo no usa los modelos matemáticos de estas, sino que más bien utiliza la lectura de los sensores de voltaje entre líneas. Por tanto si existe un desfase, diferencias de amplitud o cambios en la forma de las líneas trifásicas el control predictivo aplicado a este convertidor directo obtendrá igualmente un seguimiento óptimo.

Bajo las múltiples pruebas en ambos se puede evidenciar que mientras mayor es la frecuencia de muestreo, mejor será el seguimiento de la señal de referencia por parte del convertidor. De igual manera al ser mayor la frecuencia de la fuente de entrada y menor la frecuencia en la salida del convertidor, mejor será el seguimiento de la corriente de referencia. Esto se puede explicar al entender el funcionamiento del control para el convertidor matricial monofásico, en donde la elección de los pulsos de disparo dependen de la lectura de voltajes por parte de los sensores, que en medida que capten más información actualizada mejor será la rectificación de trayectoria.

Un análisis demuestra que mientras mayor es la frecuencia de muestreo, mayor es la frecuencia de conmutación y por lo tanto el convertidor sigue de mejor manera la referencia impuesta. Esto es claramente explícito en los resultados de simulación y teóricamente es lo que se esperaba, no obstante

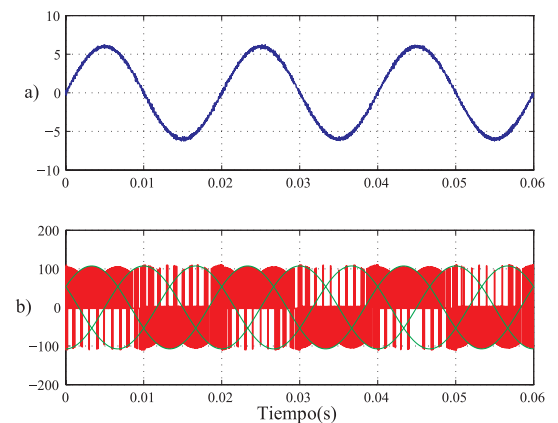


Fig. 8. SPWM+PI $i_o = 6\text{Apk}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

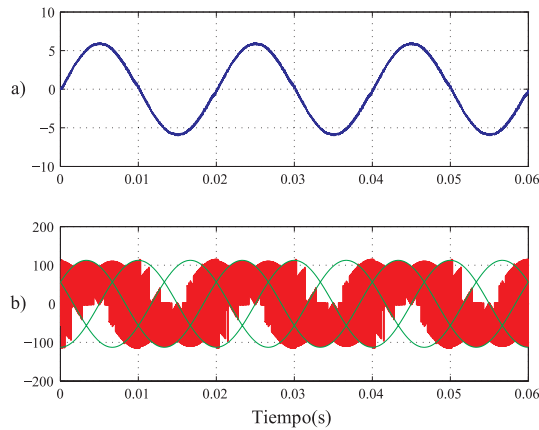


Fig. 9. MPC $i_o = 6\text{A}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

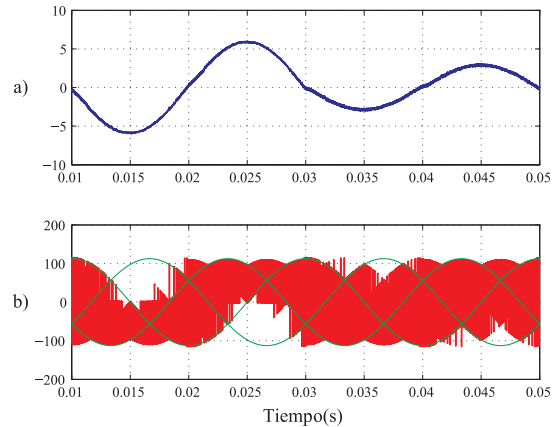


Fig. 11. MPC $i_o = 6\text{A}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

en los resultados experimentales se aprecia una mayor distorsión en las lecturas, lo cual tiene que ver principalmente con la capacidad real de conmutación que tienen los IGBTs en conjunto con sus respectivos drivers. Lo óptimo es encontrar una frecuencia de muestreo que permita seguir acertadamente la referencia pero sin exceder en pérdidas por una alta conmutación (para este caso una frecuencia de muestreo entre 20 y 40[kHz]).

B. Estado transiente

Una segunda prueba evalúa la respuesta dinámica que presentan ambos controladores. La prueba consiste en generar un escalón de amplitud al pasar de los 3A a 6A pico de corriente en la referencia sin variar la frecuencia de salida. Así por un lado, en la Fig. 10 se muestran los resultados para el control SPWM+PI y por otro Fig. 11 los resultados generados por el MPC bajo condiciones ideales. En ambos casos la respuesta dinámica es rápida y el seguimiento enmarca un mínimo error de estado estacionario.

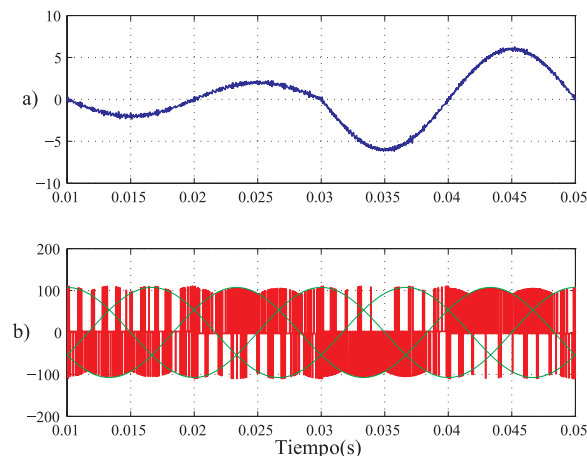


Fig. 10. SPWM+PI $i_o = 3\text{-}6\text{A}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

C. Análisis de armónicos

Las figuras 12 y 13 representan los armónicos resultantes de las simulaciones de ambos controladores. En lo que respecta al espectro armónico de la corriente en la carga, se denota que tanto de forma experimental como por simulación estas representaciones marcan acertadamente la frecuencia fundamental. No obstante igualmente se presentan armónicos asociados a esta señal que principalmente se encuentra bajo la armónica número 50 y en muy baja proporción. Esto demuestra que la distorsión en la variable controlada es bastante pequeña con ello se demuestra que los controladores responden eficazmente al seguimiento de la referencia de 50[Hz] impuesta.

Al considerar que el THD representa una medida de la distorsión que relaciona los valores eficaces de la sumatoria de armónicas respecto de la frecuencia fundamental se puede decir de los resultados de 2.341% para el SPWM y 2.376% para el MPC respecto de la salida de corriente, que la distribución de armónicos fuera de la fundamental es mínima y se extiende a lo largo de varias frecuencias distribuyendo el espectro.

Finalmente la mirada al hablar del THD sobre el voltaje

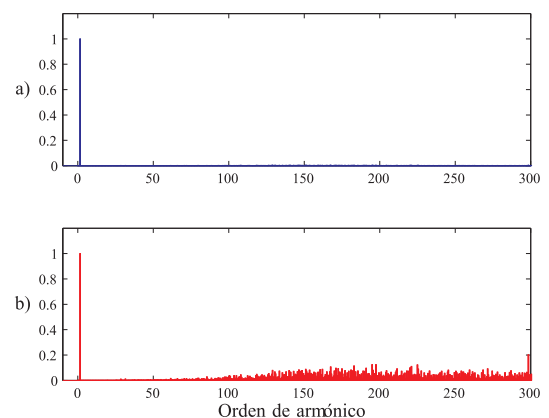


Fig. 12. SPWM+PI a) Armónicos corriente de carga b) Armónicos voltaje de carga

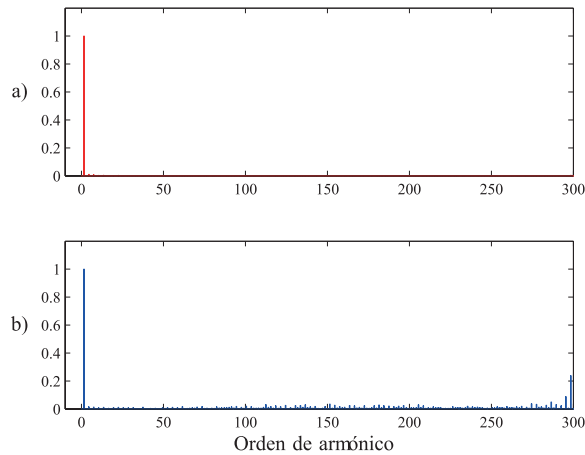


Fig. 13. MPC a) Armónicos corriente de carga b) Armónicos voltaje de carga

de carga cambia completamente al tener un 138,27% para el SPWM y un 164,82% para el MPC. Esto evidencia la gran distorsión distribuida en la señal que es de ciertamente clara al observar los gráficos mostrados con anterioridad.

D. Resultados experimentales

En la Tabla II se enumeran los recursos experimentales con los que se realizaron las pruebas de campo. Siempre con la idea de generar una comparación lo más fielmente con lo obtenido por simulación.

Recurso	Modelo
Fuente	Programable de 6kVA trifásica Chroma 61704
Switch	IGBT FGH80N60FD + driver HCPL3120
Carga	Resistencia de 10[Ω] + inductancia de 10H
Controlador	DSP Delfino F28335
Conmutación	FPGA Spartan 3 XC3S1200E-4FTG256C
Protección	Círculo Clamp 2kW

TABLE II
RECURSOS DE LABORATORIO

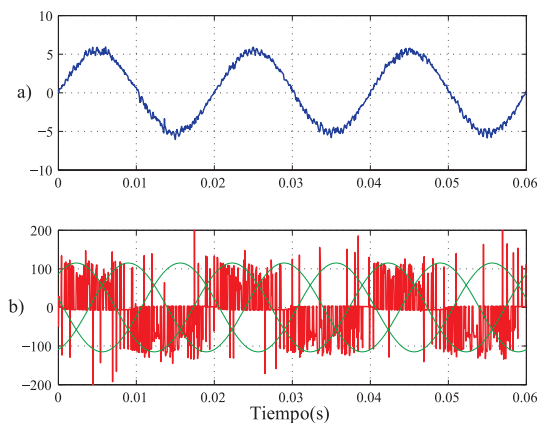


Fig. 14. SPWM+PI $i_o = 6\text{Apk}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

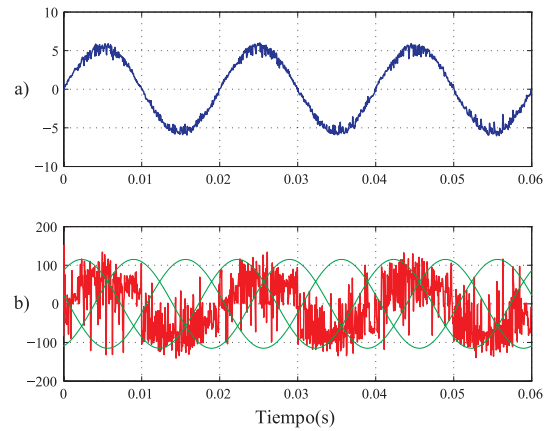


Fig. 15. MPC $i_o = 6\text{Apk}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; $v_i = 56\text{V pk}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

Los resultados experimentales fueron obtenidos bajo las mismas condiciones del escenario propuesto en las simulaciones. Es decir, con una carga tipo RL misma tensión de entrada y frecuencia de conmutación de los dispositivos. Esto con la intención de poder generar un contraste lo más paralelo posible. Sin embargo en los aspectos experimentales se programó sobre una FPGA un algoritmo de conmutación llamado: estrategia de conmutación de 4 pasos. Algoritmo necesario para realizar una conmutación segura entre los switches bidireccionales que conforman un matricial directo. Esto agrega un retardo extra a las conmutaciones de los semiconductores al considerar un tiempo de $2\mu\text{s}$ por paso. Dejando claro estos aspectos relevantes a la hora de comparar los resultados, se procede a analizar los resultados obtenidos con una frecuencia de muestreo de 40kHz .

En la Fig. 14 se muestra el resultado al implementar SPWM sobre el convertidor. Se logra ver a diferencia de la Fig. 8 que existe un mayor ripple en la corriente, pero es aún más evidente la distorsión que se muestra en los voltajes de carga, en donde se pueden ver varios saltos de voltaje, producto de la implementación de la estrategia de conmutación bajo un régimen muy existente al considerar una frecuencia de

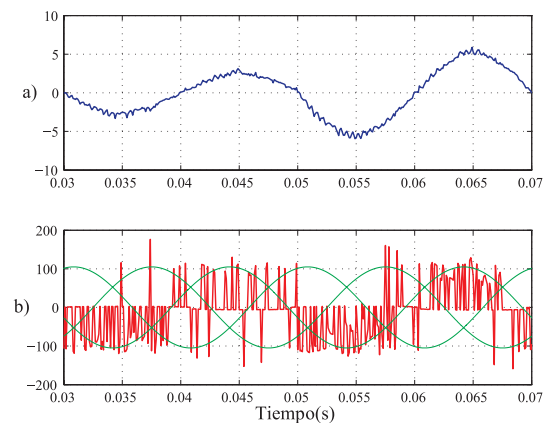


Fig. 16. SPWM+PI $i_o = 3\text{-}6\text{Apk}$; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

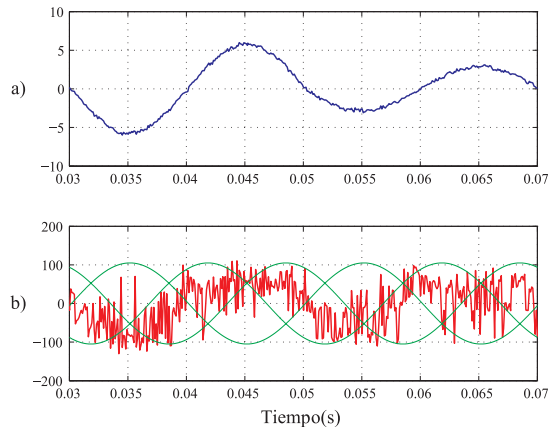


Fig. 17. MPC $i_o = 3-6\text{A}$ pk; $f_o = 50\text{Hz}$; $f_s = 40\text{kHz}$; $v_i = 56\text{V}$ pk ; a) Corriente de carga b) Voltaje de carga

muestreo de 40 kHz. A pesar de lo malo el seguimiento cumple con el objetivo principal del controlador. La Fig. 15 se muestra el comportamiento del control predictivo bajo condiciones experimentales. La corriente de salida, efectivamente conforma una sinusoidal de amplitud 6A y frecuencia de salida 50 Hz por lo que cumple con la función de costo considerada. A diferencia de la simulación esta presenta un aumento del ripple, natural debido a la alta conmutación de los swtiches. A diferencia que el caso SPWM esta conmutación es mayor así como su ripple esto se evidencia principalmente en la sima de la onda. En lo relativo al voltaje de carga se comporta variando a una alta velocidad al igual que en la simulación pero no en la misma forma.

En lo que concierne a los cambios dinámicos aparecen dos gráficos. La Fig. 16 avocada al control por modulación y la Fig. 17 al control predictivo. Ambas respuestas tienen un buen seguimiento de la señal de referencia correspondiendo a una buena respuesta dinámica ante cambio de amplitud. Si se considera que es un convertidor tan pequeño en volumen con un control bastante simple se puede pensar que su comportamiento es excelente para aplicaciones con requerimientos de bajo volumen y peso en donde no sea de gran importancia el abanico de armónicos distribuidos si no más bien lo importante sea el seguimiento de la referencia impuesta.

VI. CONCLUSIÓN

En este trabajo se han presentado dos técnicas de control para ser aplicadas a un SPMC, demostrando que ambas generan un buen seguimiento de la referencia. Además ambos controladores son de fácil implementación sobre un micro-controlador. Por lo que son ampliamente recomendadas para cualquier topología de convertidor matricial directo. Ahora generando una comparación más minuciosa, ambos representan diferentes ventajas y desventajas que los enmarcan dentro de aplicaciones específicas. El SPWM presenta un mayor ripple en la variable a controlar pero a su vez genera una menor cantidad de conmutaciones, por tanto es más eficientemente y menos ruidoso en magnitud. Por otro lado el MPC tiene una respuesta dinámica muy rápida y alto seguimiento de la

referencia a costa de una mayor cantidad de conmutaciones, aumentando entonces el abanico de armónicos generados. Finalmente se puede mencionar que los dos controladores son buenas alternativas no obstante no son perfectos por lo que queda como trabajo futuro el mejorar las deficiencias que ambos presentan para aumentar su robustez al controlar sistemas electrónicos de potencia.

ACKNOWLEDGMENT

This publication was made possible by the Newton Picarte Project EPSRC: EP/N004043/1: New Configurations of Power Converters for Grid Interconnection Systems / CONICYT DPI20140007.

REFERENCES

- [1] A. R. Daniels and D. T. Slattery, "New power convertor technique employing power transistors," in Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 125, no. 2, pp. 146-150, February 1978.
- [2] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements," in Proc. Powercon 7, pp. E3/1-E3/15, 1980.
- [3] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 4, no. 1, pp. 101-112, Jan. 1989.
- [4] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar and P. W. Wheeler, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 58-70, Jan. 2012.
- [5] P. Boonseam, N. Jarutus and Y. Kumsuwan, "A control strategy for a matrix converter based on Venturini method under unbalanced input voltage conditions," 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, 2016, pp. 1-6.
- [6] K. Rahman, A. Iqbal, M. A. Al-Hitmi, O. Dordevic and S. Ahmad, "Performance Analysis of a Three-to-Five Phase Dual Matrix Converter Based on Space Vector Pulse Width Modulation," in IEEE Access, vol. 7, pp. 12307-12318, 2019.
- [7] J. Zhang, H. Yang, T. Wang, L. Li, D. G. Dorrell and D. D. Lu, "Field-oriented control based on hysteresis band current controller for a permanent magnet synchronous motor driven by a direct matrix converter," in IET Power Electronics, vol. 11, no. 7, pp. 1277-1285, 19 6 2018.
- [8] M. S. Mubarak and T. Liu, "Implementation of Predictive Controllers for Matrix-Converter-Based Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Position Control Systems," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 261-273, March 2019.
- [9] J. Monteiro, J. F. Silva, S. F. Pinto and J. Palma, "Linear and Sliding-Mode Control Design for Matrix Converter-Based Unified Power Flow Controllers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 7, pp. 3357-3367, July 2014.
- [10] Y. Yan, J. Zhao, C. Xia and T. Shi, "Direct torque control of matrix converter-fed permanent magnet synchronous motor drives based on master and slave vectors," in IET Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 288-296, 2 2015.
- [11] O. Hemakesavulu and P. Subbaiah, "Simulation and Analysis of Fuzzy Based Modulation Control Technique of Matrix Converter," 2018 2nd International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC)I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC), 2018 2nd International Conference on, Palladam, India, 2018, pp. 438-442.
- [12] H. H. Lee, P. Q. Dzung, L. M. Phuong and L. D. Khoa, "A new artificial neural network controller for direct control method for matrix converters," 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 434-439.
- [13] C. Rojas, J. Rodriguez, A. Iqbal, H. Abu-Rub, A. Wilson and S. Moin Ahmed, "A simple modulation scheme for a regenerative Cascaded Matrix Converter," IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, 2011, pp. 4361-4366.