

Predictive Voltage Control at Fixed Switching Frequency with Reduced Reactive Power in a Direct Matrix Converter

Diego Rojas, Marco Rivera, Sergio Toledo, Patrick Wheeler,

Abstract—Classical predictive control implementations generate variable switching frequency which could produce input filter resonances in matrix converters topologies, affecting system performance. This paper considers the application of predictive control to a Direct Matrix Converter (DMC) in order to improve the power factor based on a modulated model with a fixed switching frequency (M2PC). The M2PC technique allows control of the output waveforms of the DMC at the same time as controlling the input current and reactive power. The discrete time model of the system as well as the input and output filter parameters are used to predict the behaviour of supply side reactive power and output waveforms for each valid switching state of the DMC. The simulation results from Matlab/Simulink are used to confirm the optimal performance of this strategy.

Keywords—Current control, fixed frequency, power converter, predictive control, reactive power, voltage control.

I. INTRODUCCIÓN

LA utilización de recursos renovables, todos con fines energéticos se considera una alternativa para complementar el suministro de energía eléctrica de varios países, además de desarrollar y promover fuentes de energía en el contexto de la matriz energética y su diversificación. Una de las alternativas clave para complementar la producción de energía eléctrica en los países, es la implementación de microrredes. Generalmente, las microrredes se conectan a las cargas o a los dispositivos de almacenamiento mediante dispositivos de electrónica de potencia [1]. En este trabajo se hace uso del convertidor matricial debido a que presenta atractivas características apropiadas para la implementación dentro de las microrredes.

El convertidor matricial (DMC) consta de una matriz de interruptores bidireccionales, que se utilizan para conectar directamente la fuente de alimentación a la carga sin utilizar ningún enlace de DC o elementos de almacenamiento de grandes energías [2]. Las características más importantes de

los convertidores matriciales son: un circuito de potencia simple y compacto, generación de tensión de carga con amplitud y frecuencia controlada, corrientes sinusoidales de entrada y salida, capacidad de operar con factor de potencia unitario. Estas características altamente atractivas son la razón del gran interés en esta topología [3].

Varias son las estrategias de control aplicadas al convertidor matricial, algunas de ellas son Pulse Width Modulation (PWM), técnicas de Venturini, Space Vector Modulation (SVM), y el Control Predictivo basado en Modelo (MPC) [4]. De todas estas técnicas, el MPC es una de las alternativas que presenta ventajas interesantes para el control del Convertidor Matricial Directo. Esta estrategia de control consiste en predecir el futuro comportamiento del sistema teniendo en cuenta el modelo matemático del mismo, en cada estado válido del convertidor en cada instante de muestreo [5]. El MPC clásico presenta inconvenientes, como la frecuencia de conmutación variable, teniendo en cuenta que es aplicado un solo vector en todo el periodo de muestreo, donde las señales que se controlan tienen rizados que podría presentar un mal desempeño del controlador [6]. Es por eso que el MPC modulado (M2PC), aparece como una de las formas del MPC más popular para mitigar esta problemática, lo que se realiza es emular el SVM utilizando MPC [7]. Con esta técnica se mejora el rendimiento general del sistema, introduciendo una función que reduce el rizo de las variables de control, pero al mismo tiempo, manteniendo las ventajas del MPC tradicional [8].

En este trabajo se explicará el principio de funcionamiento del DMC y el enfoque del M2PC se aplica para obtener un método para controlar las señales de salida del DMC, y al mismo tiempo, permitir el control de la corriente de entrada y la potencia reactiva al sistema, para obtener una entrada de baja distorsión de corrientes y factor de potencia controlado. Para validar las estrategias de control predictivo las simulaciones se llevan a cabo utilizando el software Matlab/Simulink.

II. PRINCIPIOS BÁSICOS DEL CONVERTIDOR MATRICIAL

El DMC es un convertidor de energía AC-AC de una sola etapa, capaz de alimentar directamente una carga de n fases a partir de una fuente de m fases ($n \times m$ DMC) sin la necesidad de etapas de almacenamiento intermedias. En este caso se analiza un DMC trifásico alimentado por tensión (VSMC, por sus siglas en inglés). De manera a introducir el principio básico referente al convertidor matricial, se analiza el convertidor AC-AC (3x3) de la **Fig. 1** [9].

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

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

Sergio Toledo. Estudiante del Doctorado en Sistemas de Ingeniería, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile, (e-mail: stoledo@ing.una.py).

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

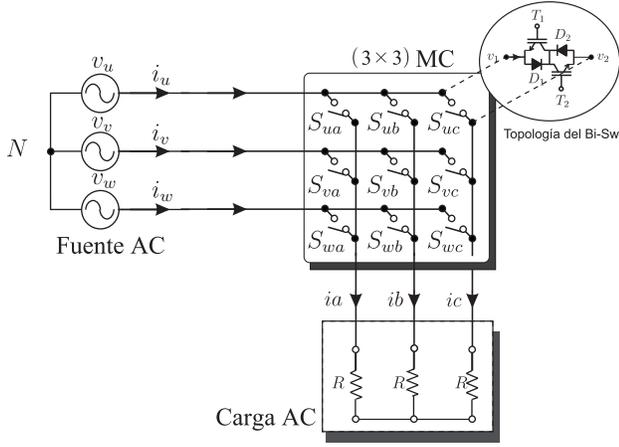


Fig. 1. DMC simplificado formado por 9 interruptores bidireccionales, alimentado por tensión y con carga resistiva.

El cambio de estado de un interruptor se puede establecer como:

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

siendo el subíndice i la entrada $\in \{u, v, w\}$ y j la salida $\in \{a, b, c\}$. Teniendo en cuenta que las entradas no deben cortocircuitarse y las corrientes no corresponde interrumpir de golpe, entonces las restricciones se pueden expresar de la siguiente manera [10]:

$$S_{uj} + S_{vj} + S_{wj} = 1, \quad \forall j \in \{a, b, c\} \quad (2)$$

Con estas restricciones impuestas, el DMC tiene de los 512 (2^9) estados posibles, 27 estados de conmutación permitidos. Referenciando al punto neutro N , entonces, la relación tanto de la tensión y corriente, de salida y entrada queda:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u(t) \\ V_v(t) \\ V_w(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

III. MODELADO DEL SISTEMA

El esquema propuesto para la implementación en simulación se muestra en la **Fig. 2**. Para este sistema de segundo orden las variables de estado son la corriente que circula por el inductor i_o y la tensión en el capacitor v_{cn} y se tendrá en cuenta que los parámetros en las salidas son iguales.

A. Modelo matemático

Teniendo en cuenta la dinámica del sistema, la estimación de la tensión está dada por la siguiente expresión:

$$v_{cn}(k+1) = v_{cn}(k) + \frac{T_s}{C} i_o(k+1) - \frac{T_s}{C} i_g(k) \quad (5)$$

donde:

$$i_o(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_o(k) - \frac{T_s}{L} (v_{cn}(k) - v_{on}(k)) \quad (6)$$

Siendo:

$$i_o = \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad v_{on} = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad v_{cn} = \begin{bmatrix} v_{can} \\ v_{cbn} \\ v_{ccn} \end{bmatrix} \quad v_{oN} = \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}$$

Donde v_{oN} corresponde a uno de los vectores válidos que entrega la optimización de la conmutación de los interruptores para la tensión, referenciado al nodo N .

B. Modelo del filtro de entrada

Basado en el circuito de potencia que se observa en la **Fig. 2**, el DMC está conectado a la fuente trifásica a través del filtro L_f , R_f y C_f . Este filtro tiene dos propósitos principales 1) evitar la generación de sobretensiones producidas por la impedancia de cortocircuito de la fuente (no se muestra en la figura), debido a la rápida conmutación de las corrientes y 2) eliminar los armónicos de alta frecuencia en las corrientes de entrada i_s . El modelo se puede escribir mediante las siguientes ecuaciones de tiempo continuo:

$$v_s(t) = R_f i_s(t) + L_f \frac{di_s(t)}{dt} + v_e(t) \quad (7)$$

$$i_s(t) = i_e + C_f \frac{dv_e(t)}{dt} \quad (8)$$

Siendo $v_s = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}$, $i_s = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}$, la tensión y la corriente

provenientes de la fuente, respectivamente, L_f y R_f son las inductancias y la resistencia de la línea y el filtro de entrada, C_f es la capacitancia del filtro. Este sistema de tiempo continuo se puede reescribir como:

$$\begin{bmatrix} dv_e(t) \\ di_s(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}}_{A_c} \begin{bmatrix} v_e(t) \\ i_s(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}}_{B_c} \begin{bmatrix} v_s(t) \\ i_e(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

El modelo en espacio de estados en tiempo discreto se obtiene:

$$x(k+1) = A_q x(k) + B_q u(k)$$

siendo $A_q = e^{A_c T_s}$, $B_q = \int_0^{T_s} e^{A_c(T_s-\tau)} B_c d\tau$, T_s : tiempo de muestreo, $x(k) = \begin{bmatrix} v_e(k) \\ i_s(k) \end{bmatrix}$ y $u(k) = \begin{bmatrix} v_s(k) \\ i_e(k) \end{bmatrix}$.

Entonces para predecir la corriente de entrada, es necesario resolver:

$$i_s(k+1) = A_q(2,1)v_e(k) + A_q(2,2)i_s(k) + B_q(2,1)v_s(k) + B_q(2,2)i_e(k) \quad (10)$$

En este punto el método cuenta con un modelo para predecir el valor de i_s dependiendo de i_e . Se debe usar la ecuación (4) para calcular i_e para cada estado de conmutación posible.

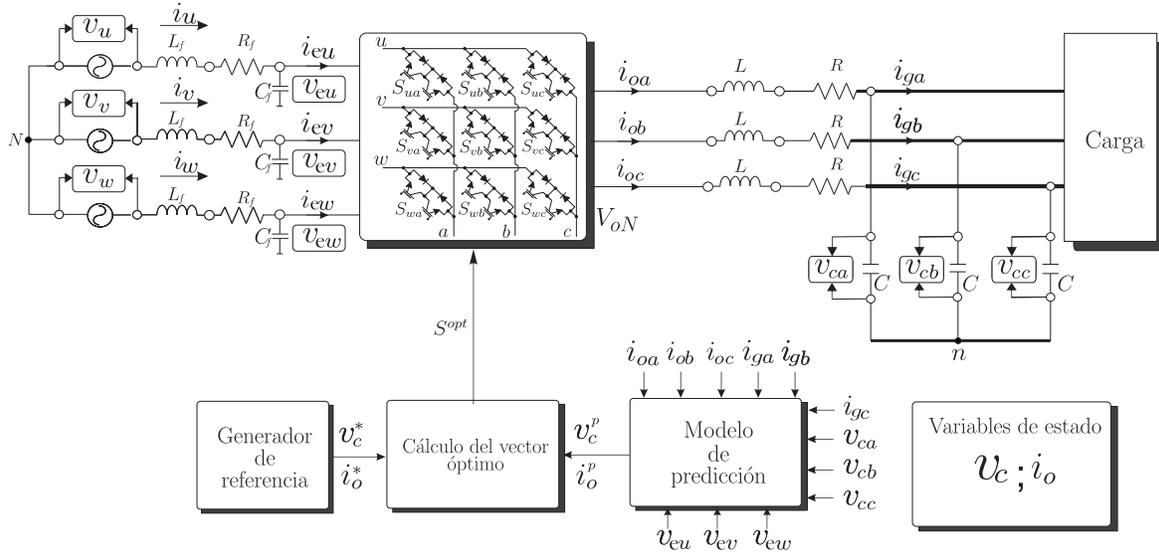


Fig. 2. Esquema propuesto para la implementación del control de tensión.

C. La potencia reactiva instantánea

El convertidor se puede mejorar minimizando la potencia reactiva instantánea de entrada Q_{in} en la red trifásica [11]. Esta potencia reactiva se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$Q_{in} = \text{Im}\{v_s(t) \cdot \bar{i}_s(t)\} \quad (11)$$

Im corresponde a la parte imaginaria del producto de los vectores $v_s(t) \cdot \bar{i}_s(t)$ e $\bar{i}_s(t)$ es el complejo conjugado de $i_s(t)$. La potencia reactiva instantánea de entrada se puede predecir en el plano $(\alpha - \beta)$ mediante el uso de la ecuación:

$$Q_{in}(k+1) = v_{s\beta}(k+1) \cdot i_{s\alpha}(k+1) - v_{s\alpha}(k+1) \cdot i_{s\beta}(k+1) \quad (12)$$

El valor de la corriente de entrada predicha $i_s(k+1)$ se obtiene a partir de la ecuación (10). Las tensiones de línea son señales de baja frecuencia y se puede considerar que $v_s(k+1) \approx v_s(k)$.

D. Función de costo (CF)

1) *MPC de tensión*: Para obtener la CF que tiene en cuenta el seguimiento de tensión, se determina las componentes $(\alpha - \beta)$ [12] de la tensión de referencia v_{cn}^* y se compara con las tensiones predichas v_{cn}^p por la ecuación (5) [13]. La función de costo obtenida es:

$$g = (v_{c\alpha}^* - v_{c\alpha}^p)^2 + (v_{c\beta}^* - v_{c\beta}^p)^2 + A \cdot |Q_{in}^* - Q_{in}^p| \quad (13)$$

siendo, $v_{c\alpha}^*$ y $v_{c\beta}^*$ las tensiones de referencia (las deseadas) en el capacitor del filtro de salida, y $v_{c\alpha}^p$, $v_{c\beta}^p$ las tensiones predichas en el algoritmo de control sobre el capacitor del filtro de salida, donde Q_{in}^p es la potencia reactiva de entrada predicha que se obtiene para cada estado de conmutación válido y se calcula por la ecuación (12). Q_{in}^* es el valor de referencia de la potencia reactiva de entrada, en la mayoría de las aplicaciones se requiere un factor de potencia unitario, por lo tanto $Q_{in}^* = 0$. El término A es el factor de peso del control de la potencia reactiva.

E. Técnica MPC a frecuencia de conmutación fija

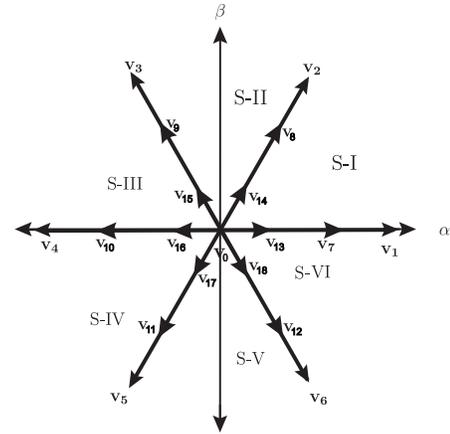


Fig. 3. Representación vectorial de los estados de tensión válidos en el plano $\alpha - \beta$.

Teniendo en cuenta el plano estacionario como referencia, entonces existen combinaciones para los cuales el vector de tensión produce valores indefinidos, es por eso que de los 27 estados de conmutación mencionados solo son posibles 21 estados válidos. De esta forma, se tiene la posibilidad de definir cada vector de tensión válidos para el DMC en el plano $\alpha - \beta$, aplicando la transformada de Clark, como se muestra en la **Fig. 3**. Entonces, el MPC a frecuencia de conmutación fija [14], [15], consiste en seleccionar dos vectores óptimos (v_{opt1} , v_{opt2}), donde estos son adyacentes y corresponden al mismo sector, para luego ser aplicados en ciclos de tiempos dependientes de la CF, con los vectores cero (v_0). Para la aplicación del control, se tiene que los ciclos de trabajo relacionados a cada uno de los vectores seleccionados se calculan definiendo cada ciclo de manera inversa al valor

que toma la CF para cada vector, de esta forma los ciclos de trabajos se calculan mediante la ecuación (14).

$$d_0 = \frac{\delta}{g_0}, \quad d_1 = \frac{\delta}{g_1}, \quad d_2 = \frac{\delta}{g_2} \quad (14)$$

donde el parámetro δ es una constante de relación, g_1 y g_2 son las funciones de costo definidas en la ecuación (13), evaluadas para los vectores óptimos (v_{opt1} , v_{opt2}) y g_0 es la CF evaluada para el vector cero (v_0), los cuales se evalúan en cada periodo de muestreo. Además, se tiene que:

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (15)$$

Se obtiene el valor de δ sustituyendo la ecuación (14) en la (15). Una vez obtenido el valor de δ y junto con la ecuación (14), los ciclos de trabajo están dados entonces por:

$$d_0 = \frac{g_1 g_2}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (16)$$

$$d_1 = \frac{g_0 g_2}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (17)$$

$$d_2 = \frac{g_0 g_1}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (18)$$

Entonces, la nueva CF, que se evaluará en cada periodo de muestreo, se expresa en la ecuación (19).

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (19)$$

El conjunto de vectores que minimizan la ecuación (19) son elegidos, y se aplican los estados de conmutación correspondiente a estos vectores en el próximo instante de muestreo. La aplicación de los tiempos de cada vector queda expresado en la ecuación (20).

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s d_0 \\ T_1 &= T_s d_1 \\ T_2 &= T_s d_2 \end{aligned} \quad (20)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo.

En la **Fig. 4** se observa el patrón de aplicación de la conmutación de los interruptores del convertidor. Y en la **Fig. 2** se puede apreciar el diagrama de bloques de la estrategia MPC a frecuencia de conmutación fija.

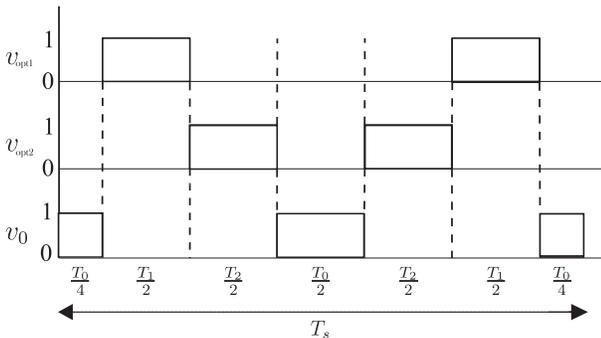


Fig. 4. Patrón de conmutación.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

A. Control de tensión

En la **Tabla I** se puede apreciar los distintos parámetros empleados en la simulación.

Tabla I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN CONTROL DE TENSIÓN.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
v_s	Tensión de la fuente	1080	V_{rms}
f_s	Frecuencia de la fuente	50	Hz
T_s	Tiempo de muestreo	10	μs
R_g	Resistencia de carga	17	Ω
L	Induct. del filtro de salida	30	mH
R	Resist. del filtro de salida	0.5	Ω
C	Capacit. del filtro de salida	27.5	μF
L_f	Induct. del filtro de entrada	26.5	mH
C_f	Capacit. del filtro de entrada	12.5	μF
R_f	Resist. del filtro de entrada	0.5	Ω
R_d	Resist. de amortiguamiento	0.5	Ω
v^*	Tensión de referencia	220	V
f_{ref}	Frecuencia de referencia	50	Hz

El análisis transitorio se lleva a cabo en dos escenarios diferentes, el primer escenario analiza la dinámica del sistema para una variación repentina del valor de la tensión de referencia, sin tener en cuenta el control de la potencia reactiva. El segundo escenario analiza lo mismo que el primer escenario, pero considerando el control de la potencia reactiva, para un factor de ponderación $A = 0.01$. En la **Fig. 5** se observa la simulación de la dinámica del sistema, para el primer escenario, el cambio ocurre en el instante $t = 0.03[s]$. Se puede observar un buen comportamiento dinámico ya que los transitorios son suficientemente cortos. Además, se observa la distorsión en la corriente de entrada y en desfaseaje con la tensión de la fuente **Fig. 5.c**.

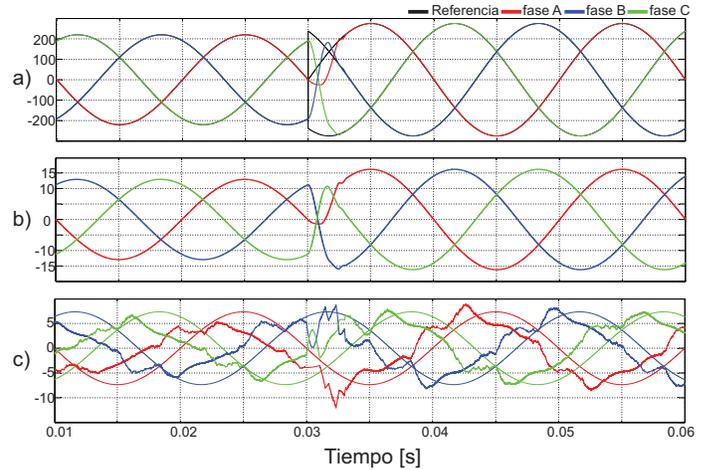


Fig. 5. a) Señal de la tensión de carga para un cambio instantáneo de magnitud en la referencia, para un tiempo de muestreo de $T_s = 10[\mu s]$, b) señal de la corriente de carga obtenida bajo dichas condiciones, c) tensión y corriente de entrada (factor de escala 1/120), fase a: color rojo, fase b: color azul y fase c: color verde.

En la **Fig. 6** se observa la dinámica del sistema para el segundo escenario, el cambio ocurre en el instante $t = 0.03[s]$,

en condiciones de funcionamiento similares al primer escenario, para un tiempo de muestreo de $T_s = 10[\mu s]$. En ambos casos se observa muy buena respuesta dinámica. Se observa que la ondulación de la tensión de carga es mayor por haber considerado el control de potencia reactiva en la entrada. El control logra disminuir en gran medida la potencia reactiva, una de las condiciones es que la corriente de entrada está en fase con su respectiva tensión, que se puede observar en la **Fig. 6.c**.

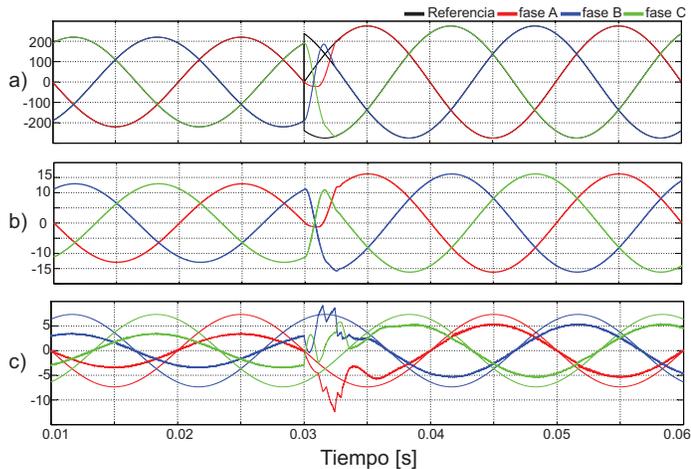


Fig. 6. a) Señal de la tensión de carga para un cambio instantáneo de magnitud en la referencia a un tiempo de muestreo de $T_s = 10[\mu s]$, b) señal de la corriente de carga obtenida bajo dichas condiciones, c) tensión y corriente de entrada (factor de escala 1/120), fase a: color rojo, fase b: color azul y fase c: color verde.

En la **Fig. 7** se observan los espectros de frecuencia para el MPC de tensión a frecuencia de conmutación fija de una de las fases. La distorsión armónica total (THD) tiene un valor aproximado de 0.04%, lo cual representa un buen desempeño del control aplicado.

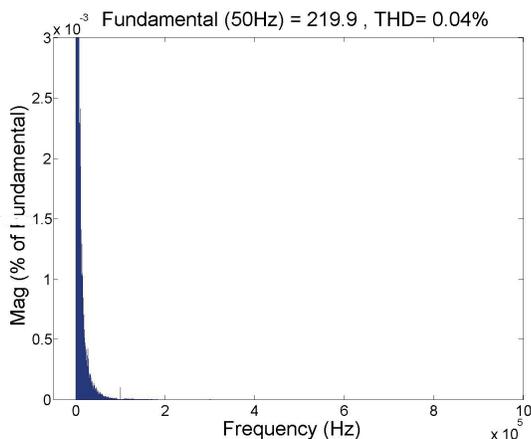


Fig. 7. THD de la tensión de carga de la técnica de control MPC a frecuencia fija.

V. CONCLUSIONES

Este trabajo presentó la estrategia de control MPC controlado a frecuencia de conmutación fija, para un convertidor matricial directo trifásico, para aplicaciones de control de tensión de carga con reducción de la potencia reactiva. La estrategia de control implementada a nivel de simulación presentó un correcto funcionamiento, desde la dinámica del sistema, ya que los transitorios son respectivamente cortos, y en estado estacionario, pues el seguimiento a la referencia se verificó correctamente en este estado. Se logró que el THD cumpla con los estándares internacionales, observando en las gráficas obtenidas en la simulación que el espectro de armónicos está mejor distribuido, en frecuencias múltiplos de la frecuencia con que conmuta los interruptores de potencia.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el apoyo económico del Proyecto de Investigación FONDECYT Regular 1191028, MEC 80190074, MEC 801800974 y FONDAP SERC Chile 15110019.

REFERENCIAS

- [1] F. Díaz, M. Rivera, H. Chávez, and P. Wheeler, "Architectures for microgrids interconnection," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 1121–1126.
- [2] 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 '19 ECCE Europe)*, 2019, pp. 1–8.
- [3] W. Wang, L. Hang, J. Qiu, H. Lu, S. Wang, and S. Chen, "Research on control strategy of m3c matrix converter system," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp. 1–5.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] M. Majstorović, M. E. R. Abarca, and L. Ristic, "Review of mpc techniques for mmcs," in *2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2019, pp. 1–7.
- [7] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, and P. W. Wheeler, "Recent advances of predictive control in power converters," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 1100–1105.
- [8] J. A. Riveros, M. Rivera, C. Rodríguez, M. Galea, G. Buticchi, and P. Wheeler, "Predictive torque control with fixed switching frequency for induction motor drives," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 211–216.
- [9] 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.
- [10] E. Purwanto, F. D. Murdianto, and G. Basuki, "Venturini modulation method for matrix converter," in *2019 International Electronics Symposium (IES)*, 2019, pp. 601–605.
- [11] M. Ishaq, M. H. Afzal, and M. Waqar, "Reactive power compensation and switching optimization in matrix converter using model predictive current control approach," in *2020 International Conference on Emerging Trends in Smart Technologies (ICETST)*, 2020, pp. 1–6.
- [12] W. Cai, Z. Wang, and S. Sun, "A novel space vector modulation for the 3x5 direct matrix converter," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp. 1–6.

- [13] S. Feng, J. Lei, J. Zhao, W. Chen, and F. Deng, "Improved reference generation of active and reactive power for matrix converter with model predictive control under input disturbances," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 97 001–97 012, 2019.
- [14] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, J. A. Riveros, F. Herrera, and P. W. Wheeler, "Model predictive control applied to the three-phase neutral point clamped inverter," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 493–498.
- [15] J. A. Riveros, M. Rivera, C. Rodríguez, M. Galea, G. Buticchi, and P. Wheeler, "Predictive torque control with fixed switching frequency for induction motor drives," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2020, pp. 211–216.