

# Cascaded predictive control for a three-phase VSI with different cost functions

Diego Rojas, Marco Rivera, Javier Muñoz, and Patrick Wheeler

**Abstract**—Predictive control for power converters has been gaining interest as well as popularity in recent years. This paper presents a cascade predictive control for a voltage source inverter which is evaluated with different control objectives to meet a range of performance goals. The control technique consists on evaluating different control objectives but without considering weighting factors, since these objectives are evaluated independently and in cascade. The simulation results in Matlab/Simulink presented a good performance under different operating and control requirement scenarios.

**Index Terms**—Cascaded predictive control, Cost function, Switching frequency, Voltage source inverter, Voltage vector.

## I. INTRODUCCIÓN

EL inversor fuente voltaje (VSI) es un convertidor de potencia que convierte la corriente directa (DC) en corriente alterna (AC) por medio de un arreglo de semiconductores de potencia.

El control predictivo es una solución atractiva en los convertidores de potencia debido al avance de los microprocesadores, haciendo posible implementar estrategias más complejas, más inteligentes y con mayor costo computacional [1]–[3].

Sin embargo, al agregar nuevos objetivos en el control predictivo, es necesario usar factores de pesos que complican el diseño del controlador.

Algunas técnicas de diseño de los factores de pesos investigados últimamente son: auto-ajuste [4], ajuste de forma empírica [5], ajuste por medio de un algoritmo enjambre de partículas “Particle Swarm” [6] [7], ajuste por reconfiguración dinámica [8], diseño por medio de una red neuronal artificial [9] y diseño por medio de un algoritmo multiobjetivo heurístico [10], entre otros. En [11] se presenta un algoritmo enjambre de partículas mejorado basado en un modelo de distribución gaussiana para el autoajuste de factores de peso en el control de una máquina síncrona de imanes permanente logrando así ajustar de manera efectiva los factores de peso, reduciendo al mismo tiempo la frecuencia de conmutación, manteniendo un buen desempeño en estado estacionario. Similarmente, en [12] un concepto de dominancia de Pareto es utilizado para encontrar los valores efectivos de factores de peso en el control de una máquina de seis fases.

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

M. Rivera, J. Muñoz pertenecen a la Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile (e-mail: marcoriv@utalca.cl, jamunoz@utalca.cl).

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

Debido a la dificultad de seleccionar adecuadamente los factores de peso, se ha propuesto un control predictivo en cascada que permite agregar objetivos de control sin la necesidad de agregar factores de pesos [13].

Algunos trabajos relacionados a la temática son aplicados al accionamiento de un motor de inducción [14], accionamiento de un motor de inducción de bobinado de extremo abierto [15] y a un sistema fotovoltaico [16].

En [17] se propone un control predictivo en cascada para el control de un convertidor de tres niveles alimentando una máquina de inducción, considerando tres objetivos: el vector de flujo de estator, el voltaje del punto neutro y la distribución de las pérdidas de los dispositivos semiconductores. Con esto se logra reducir la complejidad del control, reducir el costo computacional y evitar la necesidad de incluir y seleccionar factores de peso.

En [18] un concepto similar se usa para controlar de manera secuencial el torque y flujo de un motor, y luego asegurar el balance de voltaje del condensador flotante para un sistema motor de inducción de bobinado de extremo abierto (open-end winding induction motor) alimentado por dos inversores fuente de voltaje. Además se usa un vector de voltaje de referencia, en lugar de la predicción de corriente para identificar la combinación de conmutación candidata para de esta forma mejorar la eficiencia computacional de la propuesta.

En [19] un esquema de control predictivo en cascada que considera cuatro etapas es propuesto para eliminar la corriente de secuencia cero en una máquina de inducción de bobinado extremo abierto. En este caso el vector de voltaje del primer inversor es utilizado para controlar el torque y flujo en las primeras dos etapas y en las siguientes dos etapas, los vectores de voltaje del segundo inversor son considerados para eliminar esta corriente de secuencia cero. Los resultados y el análisis es desarrollado usando Matlab/Simulink.

El siguiente artículo presenta un análisis del control predictivo en cascada para un VSI trifásico con carga  $RL$ . La principal contribución del trabajo es dar a conocer la estrategia en un convertidor que es simple y bien conocido por la comunidad académica y de este modo ser una herramienta útil para aquél que esté comenzando con el estudio del control predictivo en cascada. Para este caso se considera una función de costo principal que minimiza la diferencia entre la corriente en la carga y una referencia, y dos funciones de costos secundarias, tal como la reducción de los vectores de voltaje y minimización de la frecuencia de conmutación.

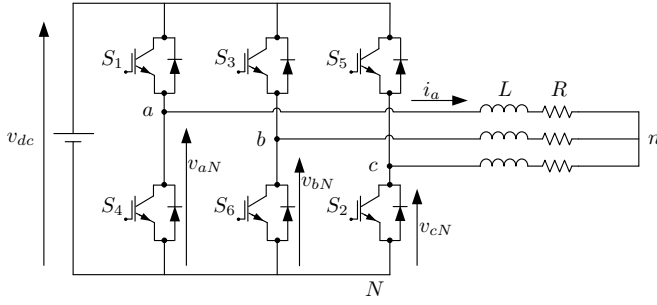


Fig. 1. Topología del inversor fuente de voltaje.

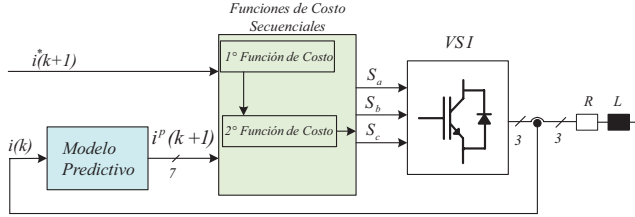


Fig. 2. Esquema de la estrategia de control predictivo en cascada.

## II. CONTROL PREDICTIVO EN CASCADA

El circuito de potencial del VSI trifásico se presenta en la Fig. 1, en donde se aprecian los seis switches, la fuente DC de voltaje y la carga que para este caso es una carga lineal  $RL$ . El esquema de control predictivo en cascada está representado en la Fig. 2 y es basado en los estados válidos de conmutación que pueden ser aplicados al VSI, de un modelo matemático discreto que predice el comportamiento de las variables en cada estado y la evaluación de una función de costo secundaria. La técnica de control consiste en:

- Definir las funciones de costo y la secuencialidad.
- Establecer el modelo del VSI con sus estados válidos.
- Establecer un modelo dinámico de la carga.
- Discretizar el modelo que permite predecir el comportamiento de la corriente a través de la carga del VSI.

### A. Funciones de Costo

Los objetivos de control son las funciones de costos del control predictivo, que en este caso consiste en minimizar el error entre la corriente de carga medida con valores de corrientes de referencia. Por simplicidad y considerando que se está controlando un sistema con una carga balanceada, la función de costo es expresada en coordenadas ortogonales y mide la diferencia entre las referencias y las corrientes predichas. Por lo tanto, la función de costo evalúa y compara el desempeño que tendrán los diferentes estados válidos y selecciona el estado que minimiza el error.

La primera función de costo es:

$$g_1 = |i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha^p(k+1)| + |i_\beta^*(k+1) - i_\beta^p(k+1)|. \quad (1)$$

donde  $i_\beta^p(k+1)$  y  $i_\alpha^p(k+1)$  son la parte imaginaria y real del vector de corriente  $i^p(k+1)$ .

La predicción es obtenida usando el modelo de carga.  $i_\beta^*(k+1)$  y  $i_\alpha^*(k+1)$  son la parte imaginaria y real del vector de corriente de referencia  $i^*(k+1)$ .

Luego se analizarán dos funciones de costo que serán consideradas como la segunda función de costo y son la minimización de los vectores de voltaje y la minimización de la frecuencia de conmutación. La función de costo que considera la minimización de los vectores de voltaje es:

$$g_2^v = |v(k-1) - v(k)|. \quad (2)$$

La función de costo considerando la reducción de la frecuencia de conmutación es dada por:

$$g_2^s = |S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + |S_c(k) - S_c(k-1)|. \quad (3)$$

### B. Modelo del Convertidor VSI

La Fig. 1 presenta el inversor trifásico, en donde se considera que los dos switches de cada pierna operan complementariamente para prevenir un corto circuito de la fuente de voltaje DC. Lo estados de los switches se definen como:

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ encendido y } S_4 \text{ apagado.} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ apagado y } S_4 \text{ encendido.} \end{cases} \quad (4)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_2 \text{ encendido y } S_5 \text{ apagado.} \\ 0 & \text{si } S_2 \text{ apagado y } S_5 \text{ encendido.} \end{cases} \quad (5)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ encendido y } S_6 \text{ apagado.} \\ 0 & \text{si } S_3 \text{ apagado y } S_6 \text{ encendido.} \end{cases} \quad (6)$$

Solamente ocho diferentes estados son posibles como se presenta en la Tabla I, a pesar de que existen dos vectores cero  $\mathbf{V}_0$  y  $\mathbf{V}_7$  los que generan el mismo voltaje cero.

TABLA I  
ESTADOS DE CONMUTACIÓN Y VECTORES DE VOLTAJE.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	Vector de voltaje
0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{V}_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{V}_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{V}_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{V}_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{V}_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{V}_7 = 0$

### C. Modelo Matemático de la Carga

Las ecuaciones dinámicas de la corriente de carga para cada fase son

$$v_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{nN}. \quad (7)$$

$$v_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{nN}. \quad (8)$$

$$v_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{nN}. \quad (9)$$

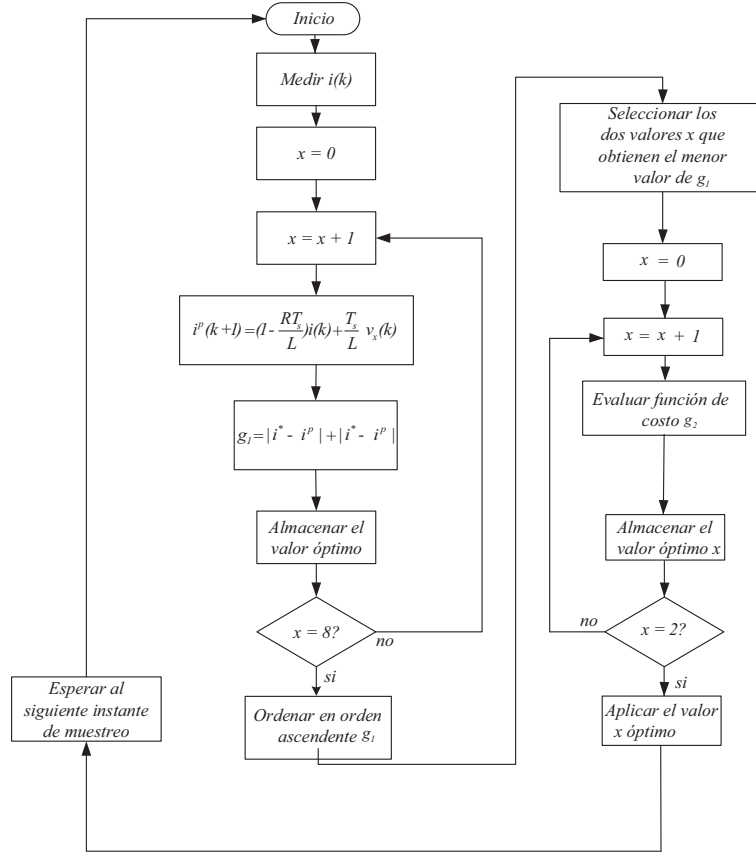


Fig. 3. Diagrama de flujo de la implementación del control predictivo en cascada.

donde  $L$  y  $R$  es la inductancia y resistencia de carga respectivamente. La forma vectorial de la ecuación del voltaje es,

$$\mathbf{v} = L \frac{d\mathbf{i}_c}{dt} \left( \frac{2}{3}(\mathbf{i}_a + \mathbf{a}\mathbf{i}_b + \mathbf{a}^2\mathbf{i}_c) \right) + R \left( \frac{2}{3}(\mathbf{i}_a + \mathbf{a}\mathbf{i}_b + \mathbf{a}^2\mathbf{i}_c) \right) + \frac{2}{3}(\mathbf{e}_a + \mathbf{a}\mathbf{e}_b + \mathbf{a}^2\mathbf{e}_c) + \frac{2}{3}(v_{nN} + \mathbf{a}v_{nN} + \mathbf{a}^2v_{nN}). \quad (10)$$

$$\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt}. \quad (11)$$

donde  $\mathbf{e}$  es el vector de la fuerza electromotriz,  $\mathbf{i}$  es el vector de corriente en la carga y  $\mathbf{v}$  es el vector de voltaje generado por el inversor.

#### D. Modelo Discreto

Para predecir el comportamiento de la corriente en la carga es necesario discretizar el modelo de la ecuación diferencial vectorial en (11). Usando una aproximación de Euler forward, la derivada de la corriente de la carga queda expresada como

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T_s}. \quad (12)$$

Reemplazando en (11) se tiene la siguiente expresión que permite predecir el futuro valor de la corriente de carga en  $k+1$ , para cada uno de los siete estados válidos.

$$\mathbf{i}^p(k+1) = \left( 1 - \frac{RT_s}{L} \right) \mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}(k). \quad (13)$$

#### E. Implementación

En la Fig. 3 se presenta el algoritmo del control predictivo en cascada. El lazo externo es realizado en cada tiempo de muestreo, en cambio el lazo interno es realizado por cada estado posible. Como resultado se genera el estado de conmutación óptimo para ser aplicado en el siguiente periodo de muestreo.

El algoritmo consiste en obtener la corriente de referencia  $\mathbf{i}^*(k)$  desde un lazo de control externo y obtener la corriente de la carga  $\mathbf{i}(k)$  por medio de un sensor.

Luego se usa el modelo de la carga que predice el valor de corriente en el siguiente tiempo de muestreo  $\mathbf{i}(k+1)$  para cada vector de voltaje.

Posteriormente se ordena de forma ascendente los valores de la función de costo principal evaluada por los siete estados, para seleccionar los dos vectores que generan el menor valor de la función de costo.

Una vez seleccionados, se procede a evaluar los dos valores en la segunda función de costo y se selecciona el vector que reduce la función de costo secundaria. Finalmente se genera un estado de conmutación para ser aplicado al inversor fuente voltaje.

La tarea que consume la mayor cantidad de tiempo es la predicción y la selección del estado de conmutación óptimo, debido a la evaluación de los siete diferentes vectores de voltaje, el cálculo del orden ascendente de los resultados de la función de costo principal y la evaluación de la función de costo secundaria.

El algoritmo para obtener el orden ascendente de los valores evaluados en la función de costo escrita en (1) se presenta a continuación y fue implementado en MATLAB/Simulink:

```

for (i=1; i<8; i++){
    for (j=0; j<8-i; j++){
        if (g_seleccion [j+1]<
            g_seleccion [j])
            {
                g_min[0]=g_seleccion
                [j];
                g_seleccion [j]=
                g_seleccion [j
                +1];
                g_seleccion [j+1]=
                g_min[0];

                alfa_min[0] = v_selec_alfa [j];
                v_selec_alfa [j] = v_selec_alfa [j+1];
                v_selec_alfa [j+1] = alfa_min[0];

                beta_min[0] = v_selec_beta [j];
                v_selec_beta [j] = v_selec_beta [j+1];
                v_selec_beta [j+1] = beta_min[0];

                indice [0] = indice_selec [j];
                indice_selec [j] = indice_selec [j+1];
                indice_selec [j+1] = indice [0];
            }
    }
}

```

donde  $g\_seleccion$  es un arreglo donde se almacenan los valores de la función objetivo primaria  $v\_selec\_alfa$  es un arreglo donde se almacenan los valores del vector de voltaje en coordenadas  $\alpha$ ,  $v\_selec\_beta$  es un arreglo donde se almacenan los valores del vector de voltaje en coordenadas  $\beta$  e  $indice\_selec$  es un arreglo donde se almacenan los valores de los estados de conmutación.

### F. Resultados

El algoritmo del control predictivo es implementado en MATLAB/Simulink considerando un VSI con carga  $RL$ . Los parámetros del sistema son  $R = 10 \Omega$ ,  $V_{rms} = 220 V$ ,  $T_s = 100 \mu s$ ,  $L = 10 mH$  y  $C = 1.9 mF$ .

En primer lugar se evalúa la ecuación (1) con la función de costo (2). En la Fig. 4a se presenta la corriente de la fase  $a$  ( $i_a$ ) y la corriente de referencia  $i_a^*$ , destacando que la corriente  $i_a$  sigue adecuadamente la referencia  $i_a^*$ .

En la Fig. 4b se ilustra el voltaje  $v_{an}$  con una leve reducción del vector de voltaje. Ambas simulaciones tienen  $100 \mu s$  de tiempo de muestreo.

Además, la Fig. 5a presenta la respuesta dinámica del control predictivo con funciones de costo secuenciales, presentando una rápida dinámica con un tiempo de asentamiento de aproximadamente 4 ms. En la Fig. 5b se presenta el voltaje  $v_{an}$ .

La siguiente evaluación del control predictivo en cascada es cambiar la segunda función de costo indicada en la ecuación (2) por la función de costo de la ecuación (3) que es la de reducción de la frecuencia de conmutación.

La Fig. 6a ilustra que la corriente  $i_a$  sigue adecuadamente la referencia de 10 A. Además en la Fig. 6b se presenta el voltaje  $v_{an}$  y se presenta que hay una reducción en la frecuencia de conmutación.

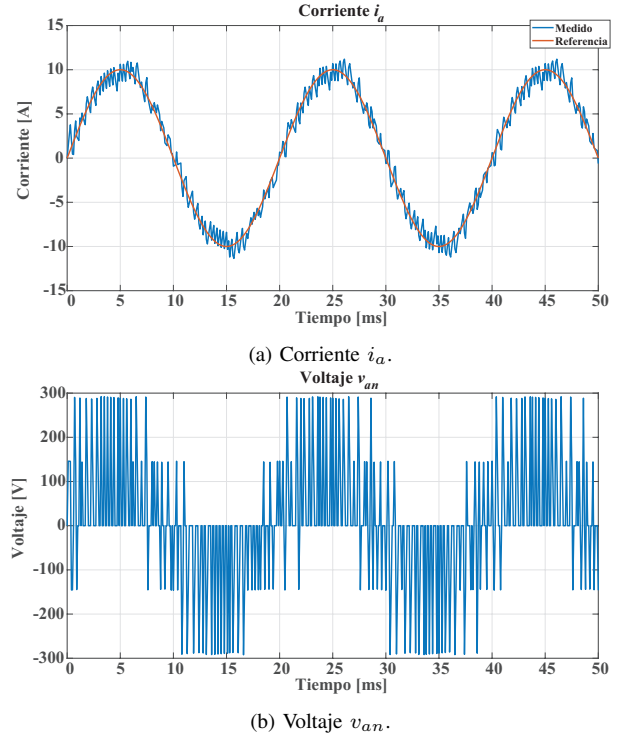


Fig. 4. Formas de onda usando la función de costo secundaria indicada en la ecuación (2).

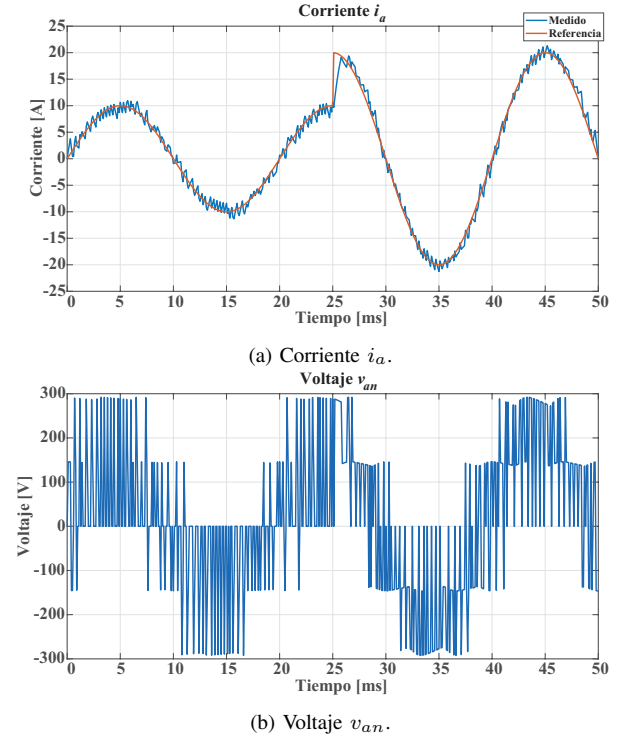


Fig. 5. Formas de onda ante un cambio de referencia aplicando la función de costo secundaria indicada en la ecuación (2).

Luego se evalúa la respuesta dinámica y se presenta en la Fig. 7a con una rápida respuesta de un tiempo de asentamiento de aproximadamente 4 ms. En la Fig. 7b se presenta el voltaje  $v_{an}$ .

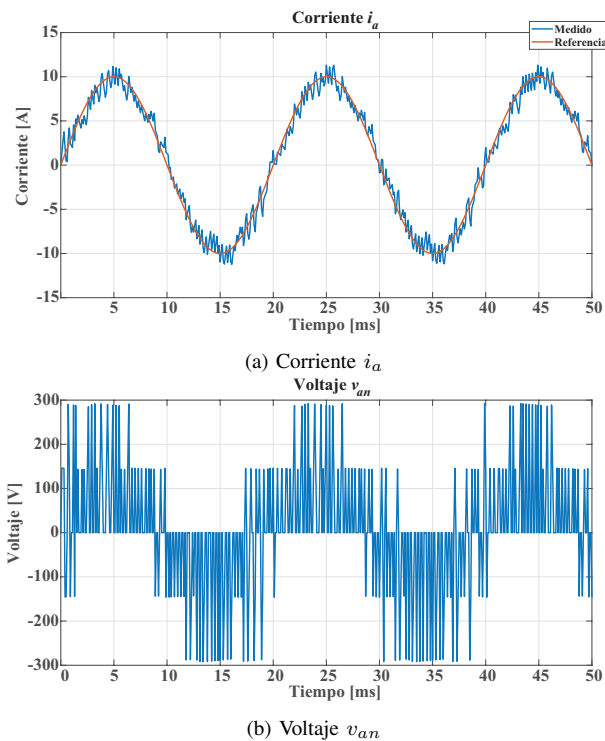


Fig. 6. Formas de onda aplicando la función de costo secundaria indicada en la ecuación (3).

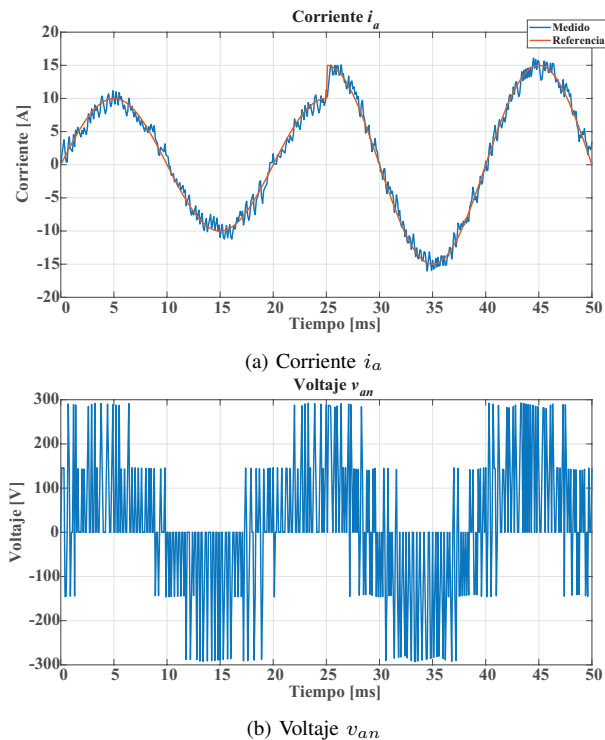


Fig. 7. Formas de onda ante un cambio de referencia aplicando la función de costo secundaria indicada en la ecuación (3).

Debido a la minimización de los vectores de voltaje y de la frecuencia de conmutación evaluados anteriormente, el THD de la corriente aumenta (Tabla II), por lo tanto hay un “tradeoff” entre la minimización de las funciones secundarias

con el THD de las corrientes de fases.

TABLA II  
THD DE CORRIENTE DE LAS DISTINTAS FUNCIONES DE COSTO SECUNDARIAS.

Caso	THD de la corriente $i_a$ (%)
Sin función de costo secundaria	7.93
Con función de costo secundaria ecuación (2)	11.74
Con función de costo secundaria ecuación (3)	12.32

## CONCLUSIONES

En este artículo se presentó un técnica de control predictivo en cascada para un VSI de dos niveles, en donde la formulación adecuada del modelo del inversor y carga, como también las funciones de costos son importantes debido a que determinan el buen desempeño de la técnica.

Los resultados de simulación en MATLAB/Simulink presentaron un desempeño adecuado, destacando la rápida respuesta ante variaciones de corrientes de referencia.

Además, se presentó que al minimizar la frecuencia de conmutación o los vectores de voltaje, el THD de la corriente aumenta, siendo casi similar para ambos casos.

Cabe mencionar que el control predictivo en cascada permite usar varias funciones de costos de forma secuencial sin la necesidad de usar los factores de pesos, que es una de las ventajas de esta técnica de control.

El control predictivo en cascada es una alternativa adecuada para los convertidores de potencia y gracias al avance de los microprocesadores se podrán mejorar las desventajas que hoy en día se presentan.

Finalmente se destaca que la técnica es simple de entender y muy fácil de implementar, siendo la mayor contribución de este trabajo el explicar los pasos de una técnica de control predictivo en cascada en un sistema simple como lo es el inversor fuente de voltaje con una carga  $RL$ , permitiendo así la comprensión de la técnica para posteriores implementaciones en sistemas más complejos.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el financiamiento del Proyecto de Investigación FONDECYT Regular 1191028, FONDAPO SERC Chile 15110019 y ANID Becas/Doctorado Nacional 21201878.

## REFERENCIA

- [1] S. Vazquez, J. Rodríguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb 2017.
- [2] S. Vazquez, J. Rodríguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb 2017.
- [3] 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)*, Feb 2020, pp. 1100–1105.
- [4] N. Guler, S. Biricik, S. Bayhan, and H. Komurcugil, “Model predictive control of dc-dc sepic converters with auto-tuning weighting factor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2020.

- [5] *Weighting Factor Design*. John Wiley & Sons, Ltd, 2012, ch. 11, pp. 163–176. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119941446.ch11>
- [6] M. Abdelrahem, M. A. Ismeil, A. Ali, M. A. Gaafar, and R. Kennel, “Weight optimisation for model predictive control based on particle swarm optimisation,” in *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, July 2020, pp. 1–7.
- [7] L. L. Rodrigues, J. S. Solís-Chaves, O. A. C. Vilcanqui, and A. J. S. Filho, “Predictive incremental vector control for dfig with weighted-dynamic objective constraint-handling method-pso weighting matrices design,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 114 112–114 122, 2020.
- [8] I. Sahin, O. Keysan, and E. Monmasson, “Experimental tuning and design guidelines of a dynamically reconfigured weighting factor for the predictive torque control of an induction motor,” in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Sep. 2020, pp. P.1–P.8.
- [9] T. Dragičević and M. Novak, “Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8870–8880, 2019.
- [10] P. Zanchetta, “Heuristic multi-objective optimization for cost function weights selection in finite states model predictive control,” in *2011 Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics*, 2011, pp. 70–75.
- [11] F. Wang, J. Li, Z. Li, D. Ke, J. Du, C. Garcia, and J. Rodriguez, “Design of model predictive control weighting factors for pmsm using gaussian distribution based particle swarm optimization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [12] H. Fretes, J. Rodas, J. Doval-Gandoy, V. Gomez, N. Gomez, M. Novak, J. Rodriguez, and T. Dragičević, “Pareto optimal weighting factor design of predictive current controller of a six-phase induction machine based on particle swarm optimization algorithm,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [13] Y. Li, Z. Zhang, and M. P. Kazmierkowski, “Cascaded predictive control for three-level npc power converter fed induction machine drives without weighting factors,” in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1–5.
- [14] V. Vodola, S. Odhano, C. Garcia, M. Norambuena, S. Vaschetto, P. Zanchetta, J. Rodriguez, and R. Bojoi, “Modulated model predictive control for induction motor drives with sequential cost function evaluation,” in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 4911–4917.
- [15] M. S. Mousavi, S. A. Davari, V. Nekoukar, M. Norambuena, J. Rodriguez, and F. Wang, “Four-stage cascaded predictive control for zero-sequence current suppression of open-end winding induction motor,” in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2020, pp. 1–6.
- [16] S. E. I. Remache, A. Y. Cherif, and K. Barra, “Optimal cascaded predictive control for photovoltaic systems: application based on predictive emulator,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, no. 15, pp. 2740–2751, 2019.
- [17] D. Xiao, M. P. Akter, K. Alam, R. Dutta, S. Mekhilef, and M. F. Rahman, “Cascaded predictive flux control for a 3-l active npc fed im drives without weighting factor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 3, pp. 1797–1807, Sep. 2021.
- [18] N. S. P. Musunuru and S. Srirama, “Cascaded predictive control of a single power supply-driven four-level open-end winding induction motor drive without weighting factors,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 2858–2867, June 2021.
- [19] M. S. Mousavi, S. A. Davari, V. Nekoukar, M. Norambuena, J. Rodriguez, and F. Wang, “Four-stage cascaded predictive control for zero-sequence current suppression of open-end winding induction motor,” in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb 2020, pp. 1–6.