

A comparative study of predictive control techniques in a voltage source inverter

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

Abstract—Predictive control has emerged as an alternative to conventional modulation and control of power converters. This article presents a comparison between a classical predictive control technique and a technique operating at a fixed switching frequency, both with a range of sampling times. The results show that predictive control with a fixed switching frequency gives good results with a much longer sampling time compared to the classical predictive control method.

Index Terms—Cost function, Model based predictive control, Sampling time, Voltage source inverter.

I. INTRODUCCIÓN

EL inversor fuente voltaje (VSI) es un convertidor de potencia que transforma la corriente directa (DC) en corriente alterna (AC) por medio de un arreglo de semiconductores de potencia. Tiene múltiples aplicaciones tanto en media y alta potencia, tal como en la transmisión de alto voltaje DC, conexión de fuentes renovables a la red eléctrica, regulador de velocidad en motores y en múltiples procesos industriales [1]–[3].

Algunas estrategias de control aplicadas a un VSI son control PI clásico en coordenadas $\alpha\beta$, control PI clásicos en coordenadas dq , controlador por histéresis en coordenadas abc , control resonante en coordenadas abc , control en modo deslizante combinado con control predictivo, entre otros [4]–[7]. En [8] una versión modificada de la técnica estándar de modulación por ancho de pulso con vectores espaciales (SVPWM) es propuesta para reducir el voltaje de modo común de un accionamiento de motor alimentado por un VSI. También en [3] la técnica SVPWM es modificada para el control sin sensores de un sistema compuesto por dos máquinas de imanes permanentes y un VSI de cinco piernas, presentando buena dinámica y desempeño en estado estacionario. En [9] es presentado un control de las armónicas de voltaje adaptivo para VSIs usados en generación distribuida operando en modo aislado o conectados a la red.

También el control predictivo ha constituido 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 [2], [10], [11].

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).

Sin embargo, la generación de una frecuencia de conmutación variable por medio del control predictivo, produce que el espectro de frecuencia de la corriente AC sea distribuido, dificultando el diseño de filtros. Para mitigar este problema, algunos autores han propuesto el control predictivo a frecuencia fija [12]–[14]. Con el fin de analizar las ventajas del control predictivo a frecuencia fija, en este artículo se analiza el desempeño de la nueva propuesta ante variaciones del tiempo de muestreo y se realiza una comparación con el control predictivo estándar aplicado en un VSI trifásico.

II. MODELO MATEMÁTICO DEL VSI

A. Modelo del Convertidor

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

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

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_2 \text{ encendido y } S_5 \text{ apagado.} \\ 0 & \text{si } S_2 \text{ apagado y } S_5 \text{ encendido.} \end{cases} \quad (2)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ encendido y } S_6 \text{ apagado.} \\ 0 & \text{si } S_3 \text{ apagado y } S_6 \text{ encendido.} \end{cases} \quad (3)$$

Solamente ocho diferentes estados de conmutación son posibles como se presenta en la Tabla I, en donde el vector \mathbf{V}_0 y \mathbf{V}_7 generan un voltaje de salida cero.

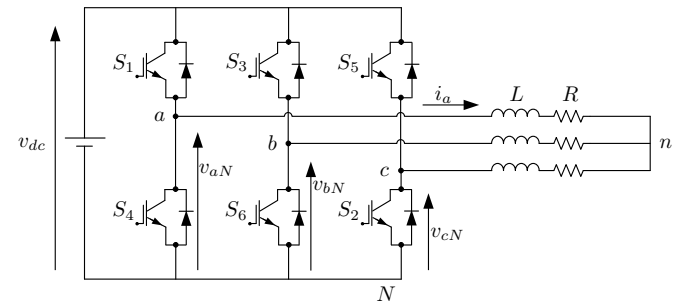


Fig. 1. Circuito de potencia del VSI.

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	$\mathbf{V}_7 = 0$

B. Modelo de la Carga

Las ecuaciones dinámicas de las corrientes en la carga son

$$v_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{nN}. \quad (4)$$

$$v_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{nN}. \quad (5)$$

$$v_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{nN}. \quad (6)$$

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

$$\mathbf{v} = L \frac{d\mathbf{i}_c}{dt} \left(\frac{2}{3}(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \right) + R \left(\frac{2}{3}(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \right) + \frac{2}{3}(e_a + \mathbf{a}e_b + \mathbf{a}^2e_c) + \frac{2}{3}(v_{nN} + \mathbf{a}v_{nN} + \mathbf{a}^2v_{nN}). \quad (7)$$

Finalmente la ecuación de la corriente de la carga puede ser expresada por una ecuación diferencial vectorial

$$\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt}. \quad (8)$$

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

III. CONTROL PREDICTIVO ESTÁNDAR DE CORRIENTE EN EL INVERSOR FUENTE VOLTAJE

El control predictivo de corriente que se presenta en la Fig. 2 es basado en los estados válidos de conmutación que pueden ser aplicados al inversor fuente de voltaje (Fig. 1) y de un modelo matemático discreto que predice el comportamiento de las variables en cada estado [15]. Para este caso, la variable a regular es la corriente en la carga. La técnica de control predictivo clásico consiste en los siguientes pasos:

- 1) Determinar una función de costo.
- 2) Establecer el modelo del VSI con sus estados válidos.
- 3) Establecer un modelo dinámico de la carga.
- 4) Discretizar el modelo para predecir el comportamiento de la corriente de la carga del VSI.

A. Función de Costo

Los objetivos de control son representadas en la función de costo del esquema de control predictivo, que en este caso consiste en minimizar el error entre la corriente de carga predicha con respecto a valores de corrientes de referencia. En otras palabras la función de costo evalúa y compara el impacto predicho de los diferentes estados en la corriente de carga y selecciona el estado que minimiza el error entre esta predicción y la referencia. La función de costo es:

$$g = |i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha^p(k+1)| + |i_\beta^*(k+1) - i_\beta^p(k+1)|. \quad (9)$$

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

B. Modelo Discreto

Con el fin de predecir el valor futuro de la corriente en la carga, es necesario discretizar el modelo de la ecuación diferencial vectorial en la ecuación (8). Usando una aproximación de Euler, la derivada de la corriente de la carga queda expresada como

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T_s}. \quad (10)$$

Sustituyendo en la ecuación (8) se tiene la siguiente expresión que permite predecir el futuro valor de la corriente de carga en $k+1$, para cada uno de los ocho estados válidos.

$$\mathbf{i}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}(k). \quad (11)$$

IV. CONTROL PREDICTIVO CON FRECUENCIA FIJA

El control predictivo operando a frecuencia fija considera un concepto similar al esquema presentado anteriormente, pero además se agrega un patrón de secuencia de conmutación (Fig. 3). Para definir esta secuencia de conmutación se establecen seis sectores conformados por dos vectores cercanos. Por ejemplo, el sector II está dado por el vector \mathbf{v}_2 y \mathbf{v}_3 , que corresponde al voltaje generado por el estado de conmutación 3 y el estado de conmutación 2, respectivamente, tal como se presenta en la Fig. 4.

La técnica de control predictivo operando a frecuencia fija, evalúa la predicción de dos vectores activos que pertenecen a un sector en cada tiempo de muestreo y calcula separadamente su función de costo. Un ejemplo, para el sector II, la primera predicción y función de costo g_2 es calculada por el vector \mathbf{v}_2 y la segunda predicción y función de costo g_3 es calculada por el vector \mathbf{v}_3 . Esto se repite en cada tiempo de muestreo para cada uno de los seis sectores identificados anteriormente. Considerando el ejemplo, posteriormente a la evaluación de las funciones de costo, se definen los ciclos de trabajo como:

$$\begin{aligned} d_0 &= K/g_0. \\ d_2 &= K/g_2. \\ d_3 &= K/g_3. \\ d_0 + d_2 + d_3 &= 1. \end{aligned} \quad (12)$$

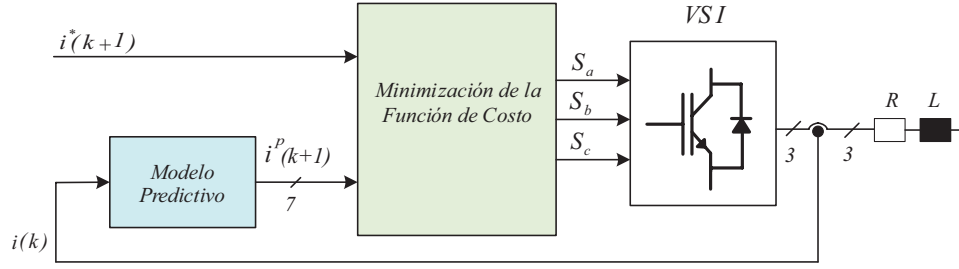


Fig. 2. Esquema de la estrategia de control predictivo estándar en un VSI.

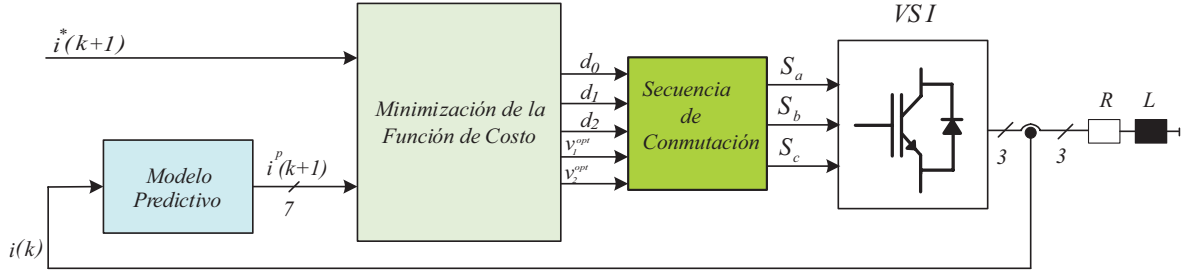


Fig. 3. Esquema de la técnica de control predictivo a frecuencia fija en un VSI.

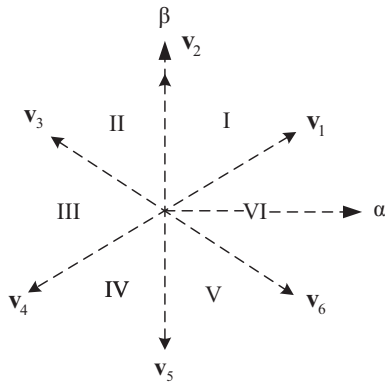


Fig. 4. Representación de los vectores de voltaje para el VSI en coordenadas $\alpha\beta$.

donde d_0 es el ciclo de trabajo del vector v_0 y es calculado sólo una vez. Resolviendo la expresión (12), y considerado el tiempo de muestreo T_s , los ciclos de trabajo quedan dados por:

$$\begin{aligned} d_0 &= T_s g_2 g_3 / (g_0 g_2 + g_2 g_3 + g_0 g_3). \\ d_2 &= T_s g_0 g_3 / (g_0 g_2 + g_2 g_3 + g_0 g_3). \\ d_3 &= T_s g_0 g_2 / (g_0 g_2 + g_2 g_3 + g_0 g_3). \end{aligned} \quad (13)$$

Por lo tanto, la nueva función de costo es expresada como

$$g(k+1) = d_2 g_2 + d_3 g_3. \quad (14)$$

Después de obtener los ciclos de trabajo y la selección de los dos vectores óptimos, se aplica una secuencia de conmutación como se presenta en la Fig. 5, con el objetivo de aplicar los dos vectores activos (óptimos) y los vectores ceros.

A. Resultados

El algoritmo del control predictivo estándar y el método operando a frecuencia fija son implementados en MAT-

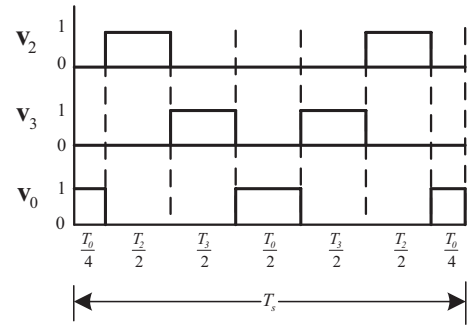
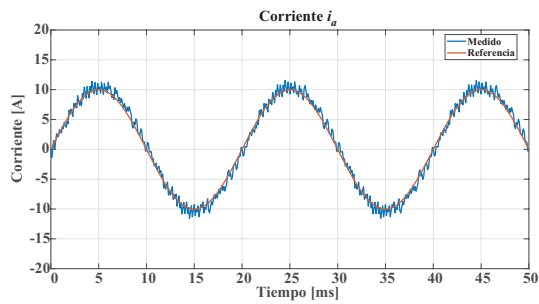


Fig. 5. Representación de la secuencia de conmutación para los vectores óptimos.

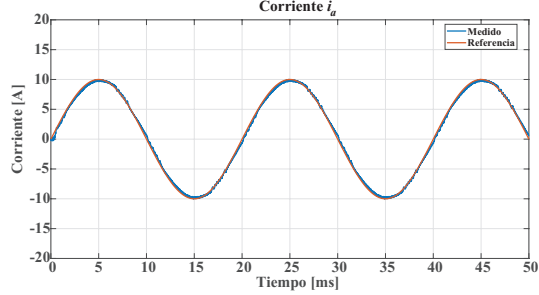
LAB/Simulink considerando un VSI con una carga RL . Los parámetros del sistema son $V_{rms} = 220$ V, $R = 10$ Ω , $C = 1.9$ mF y $L = 10$ mH. El objetivo de los resultados de simulación es comparar la corriente i_a y el voltaje v_{an} ante distintos tiempos de muestreo en las dos técnicas de control predictivo mencionadas anteriormente. Los tiempos de muestreo implementados son 100 μ s, 300 μ s, 500 μ s y 700 μ s.

En la Fig. 6 se presenta la corriente i_a , su respectiva referencia i_a^* y el voltaje v_{an} para un tiempo de muestreo de $T_s = 100$ μ s. Se puede apreciar en la Fig. 6, que ambas técnicas presentan un buen desempeño, siguiendo de buena forma la corriente de carga a su referencia pero en el caso de la técnica estándar, existe un mayor ripple y por ende un mayor error, así como también una secuencia de conmutación variable en la señal de voltaje, lo que demuestra la operación a frecuencia de conmutación variable. Para el caso de la técnica de control predictivo operando a frecuencia fija, la señal de corriente no presenta mayor ripple y existe una buena distribución de la conmutación en el voltaje de salida.

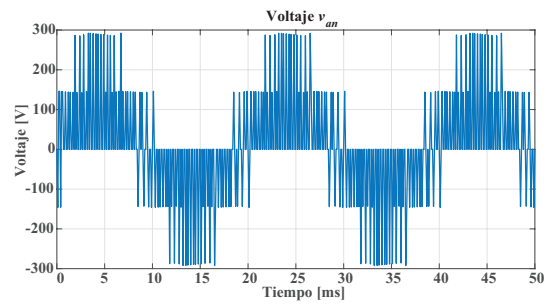
En la Fig. 7 se presentan las formas de onda para un tiempo



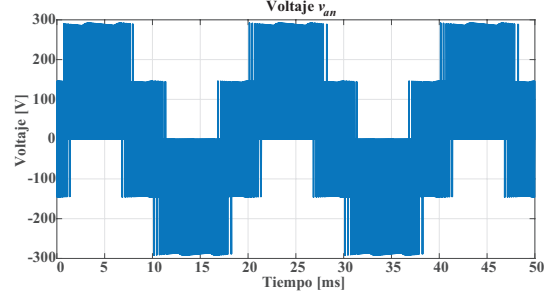
(a) Corriente i_a con $T_s = 100\mu s$.



(c) Corriente i_a con $T_s = 100\mu s$.

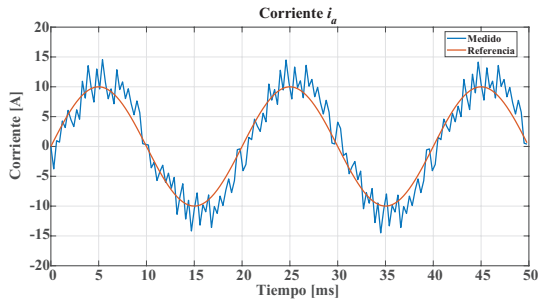


(b) Voltaje v_{an} con $T_s = 100\mu s$.

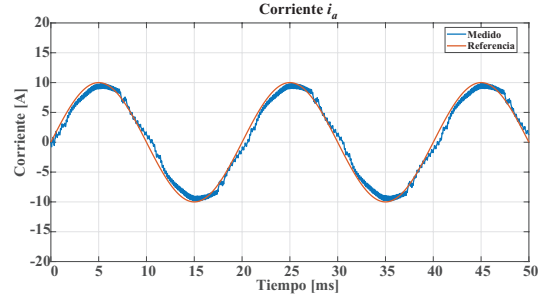


(d) Voltaje v_{an} con $T_s = 100\mu s$.

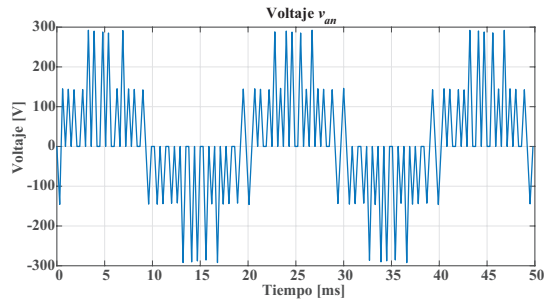
Fig. 6. Control predictivo estándar (6a y 6b) y control predictivo operando a frecuencia fija (6c y 6d).



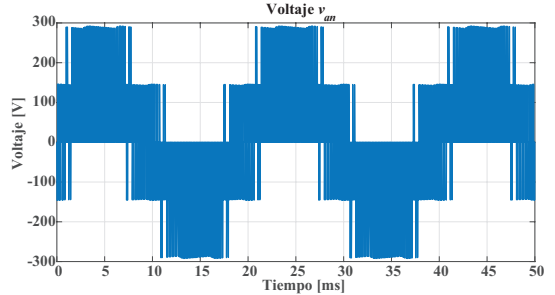
(a) Corriente i_a con $T_s = 300\mu s$.



(c) Corriente i_a con $T_s = 300\mu s$.



(b) Voltaje v_{an} con $T_s = 300\mu s$.



(d) Voltaje v_{an} con $T_s = 300\mu s$.

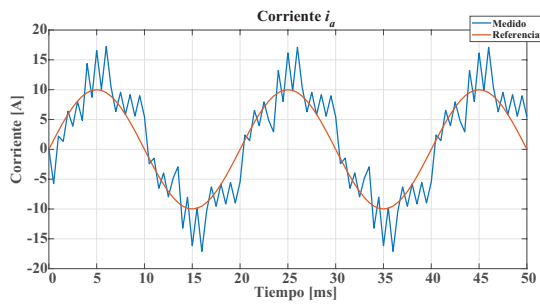
Fig. 7. Control predictivo estándar (7a y 7b) y control predictivo operando a frecuencia fija (7c y 7d).

de muestreo $T_s = 300\mu s$. En ambas técnicas la corriente de carga i_a no es totalmente sinusoidal y en el caso de la técnica de control predictivo estándar, se observa una baja frecuencia de conmutación, mayor ripple y por ende, también un mayor error en estado estacionario. Por el contrario, en la técnica operando a frecuencia fija, el ripple es mucho menor, existiendo un relativamente buen seguimiento a la corriente de referencia, pero también observándose un error en estado estacionario. En el caso de las señales de voltaje v_{an} , ambas técnicas mantienen una forma sinusoidal PWM, pero existe

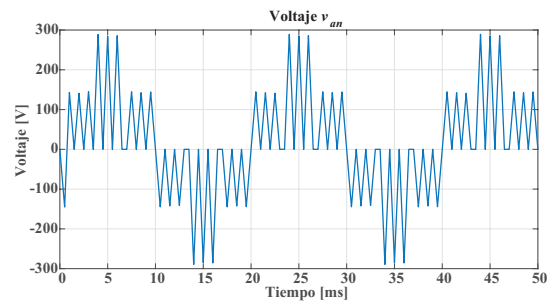
una menor frecuencia de conmutación en el control predictivo estándar.

La Fig. 8 presenta las formas de onda con $T_s = 500\mu s$ en donde el ripple de la corriente i_a aumenta para la técnica de control predictivo estándar, pero también porque la frecuencia de conmutación es baja, produciendo un mayor error en estado estacionario. Esta baja frecuencia de conmutación también es evidente en el voltaje de salida v_{an} , a pesar de que es posible distinguir una forma sinusoidal PWM.

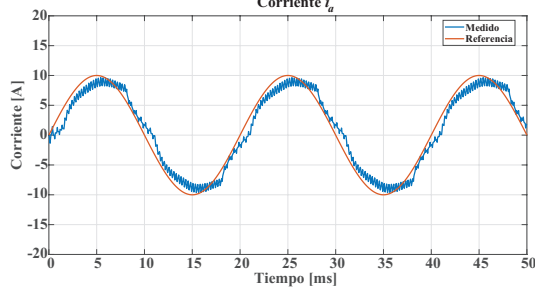
Para la implementación de la técnica de control predic-



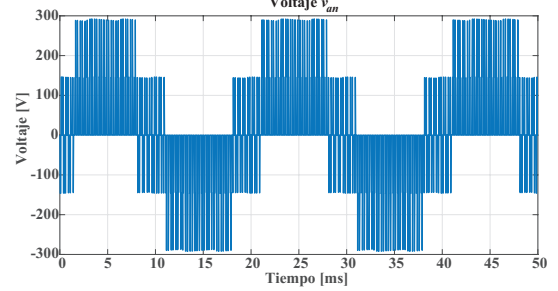
(a) Corriente i_a con $T_s = 500\mu s$.



(b) Voltaje v_{an} con $T_s = 500\mu s$.

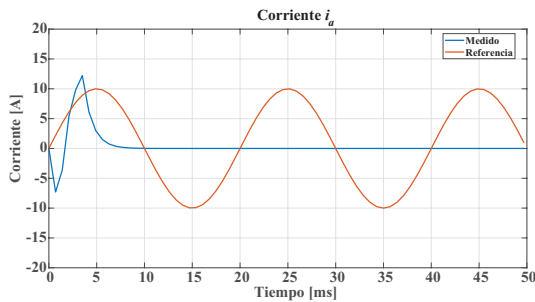


(c) Corriente i_a con $T_s = 500\mu s$.

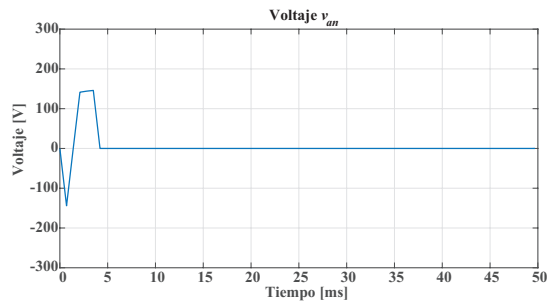


(d) Voltaje v_{an} con $T_s = 500\mu s$.

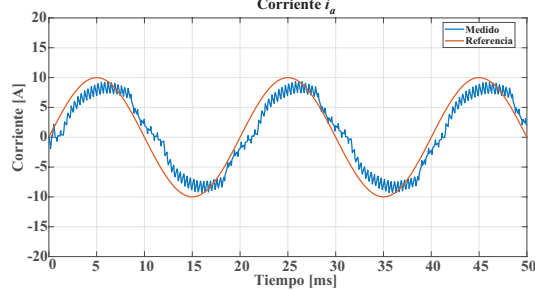
Fig. 8. Control predictivo estándar (7a y 7b) y control predictivo operando a frecuencia fija (7c y 7d).



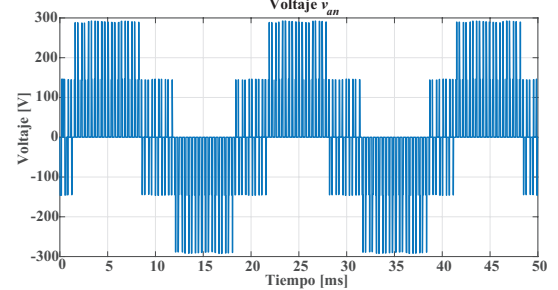
(a) Corriente i_a con $T_s = 700\mu s$.



(b) Voltaje v_{an} con $T_s = 700\mu s$.



(c) Corriente i_a con $T_s = 700\mu s$.



(d) Voltaje v_{an} con $T_s = 700\mu s$.

Fig. 9. Control predictivo estándar (7a y 7b) y control predictivo a frecuencia fija (7c y 7d).

tivo a frecuencia fija, si bien la corriente no es totalmente sinusoidal, ésta presenta menor ripple y menor error en estado estacionario, aunque la frecuencia de conmutación es mayor en comparación al caso estándar. Tal como es de esperar, el voltaje de salida v_{an} presenta una mejor forma sinusoidal PWM con también una mayor y constante frecuencia de conmutación.

Finalmente en la Fig. 9 se presenta las formas de onda con $T_s = 700\mu s$, en donde se aprecia que la técnica de control predictivo estándar no es capaz de hacer el control de la

corriente de manera correcta. Para el caso de la estrategia de control predictivo operando a frecuencia fija, se evidencia que es posible controlar la corriente i_a , aunque con un mayor error en estado estacionario y sutilmente un mayor ripple.

V. DISCUSIÓN

A modo de analizar el THD de la corriente i_a , en la Tabla II se presenta la distorsión armónica total en función del tipo de control predictivo y tiempo de muestreo. Se puede apreciar que al aplicar un control predictivo a frecuencia fija,

TABLA II
COMPARACIÓN DE DESEMPEÑO ENTRE EL CONTROL PREDICTIVO ESTÁNDAR Y EL CONTROL PREDICTIVO A FRECUENCIA FIJA.

Control Predictivo	T_s (μs)	THD(%)(i_a)	THD(%)(v_{an})	e_s (A)
Estándar	100	8.07	140.91	0.75
	300	22.18	144.42	2.1
	500	43.89	166.15	3.67
	700	289.25	285.60	52.91
Frecuencia Fija	100	1.99	151.03	0.3
	300	5.72	154.57	0.9
	500	9.10	157.87	1.5
	700	11.63	167.26	2.3

TABLA III
FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN EN EL CONTROL PREDICTIVO PARA DIFERENTES VALORES DE T_s

Control Predictivo	T_s (μs)	Frecuencia de conmutación (promedio)
Estándar	100	2.66 kHz
	300	1.33 kHz
	500	666 Hz
	700	-
Frecuencia Fija	100	10 kHz
	300	3.33 kHz
	500	2 kHz
	700	1.42 kHz

el THD de la corriente i_a es mucho menor que en un control predictivo estándar. Al mismo tiempo, el THD de la corriente va aumentando en ambos casos a medida que se incrementa el valor del tiempo de muestreo T_s .

Lo mismo ocurre para el error RMS en estado estacionario e_s , en donde se observa que el desempeño de la técnica de control predictivo a frecuencia fija es mejor pero al mismo tiempo este error incrementa a medida que el tiempo de muestreo es mayor.

Finalmente, la Tabla III detalla los valores de frecuencia de conmutación promedio para el control predictivo estándar y la frecuencia de conmutación para el control predictivo operando a frecuencia fija. Tal como se comentó anteriormente, es evidente que para un mismo tiempo de muestreo, el control predictivo estándar presenta una menor frecuencia de conmutación en comparación a la técnica de control a frecuencia fija.

Respecto a las limitaciones de estas técnicas en un convertidor real, es importante considerar que aspectos tales el retardo asociado a los procesadores digitales de señales, así como el tiempo de encendido y apagado de los dispositivos semiconductores deben ser considerados. Pero tal como se ha demostrado a lo largo de este artículo y tal como es posible revisar en la literatura, la técnica de control predictivo es muy simple e intuitiva de implementar, siendo posible utilizar procesadores digitales de señales comerciales los cuales son rápidos y con gran capacidad de cómputo, por lo que las consideraciones mencionadas anteriormente son totalmente abordables con la tecnología actualmente existente.

Los resultados de simulación obtenidos de MATLAB/Simulink demostraron que el control predictivo a frecuencia fija tiene menor ripple al aumentar la frecuencia de conmutación (bajo tiempo de muestreo) y es capaz de operar en un rango más amplio de tiempos de muestreo en comparación al control predictivo estándar. Sin embargo,

la desventaja del control predictivo a frecuencia fija es que al aumentar el tiempo de muestreo, aumenta el error estacionario.

Respecto a las variaciones de parámetros y perturbaciones observadas en un sistema real, así como también una comparación de las técnicas presentadas aquí con respecto a lo propuesto por otros autores, éstas no han sido realizadas y son consideradas como un trabajo futuro.

CONCLUSIÓN

El artículo presentó el estudio de una técnica de control predictivo estándar y una técnica de control predictivo operando a frecuencia fija para el control de la corriente de carga en un VSI. El estudio consideró diferentes tiempos de muestreo así como también el análisis de la distorsión armónica total de la corriente.

Con los resultados obtenidos ha sido posible concluir que ambas técnicas controlan de manera efectiva la corriente de carga, pero se destaca que la estrategia de control predictivo operando a frecuencia fija puede controlar la corriente en un mayor rango de tiempos de muestreo, pero al costo de una mayor frecuencia de conmutación.

AGRADECIMIENTOS

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

REFERENCIA

- [1] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems Vol 1*, 02 2018.
- [2] P. Kumar, D. V. Bhaskar, U. R. Muduli, A. R. Beig, and R. K. Behera, "Disturbance observer based sensorless predictive control for high performance pmbldcm drive considering iron loss," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [3] Q. Geng, Z. Li, M. Zhang, Z. Zhou, H. Wang, and T. Shi, "Sensorless control method for dual permanent magnet synchronous motors driven by five-leg voltage source inverter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [4] H. López, N. Vázquez, J. Rodríguez, E. Vázquez, J. Arau, and F. J. Perez-Pinal, "Analysis and implementation of a finite-control-set by using model solution-based control for three-phase vsi," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 14, pp. 1832–1840, 2017.
- [5] M. R. Mahmud and H. Pota, "Robust nonlinear controller design for dc-ac converter in grid connected fuel cell system," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [6] J. Zhao, C. Xie, K. Li, J. Zou, and J. M. Guerrero, "Passivity-oriented design of lcl-type grid-connected inverters with luenberger observer-based active damping," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [7] N. Vaishnav and A. Jain, "Stabilizing sets of current pi controllers for im drives with and without lc filter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1–1, 2021.
- [8] Z. Zhang and A. M. Bazzi, "Common-mode voltage reduction in vsi-fed motor drives with an integrated active zero-state switch," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [9] V. Lakshmi Srinivas, B. Singh, S. Mishra, and L. Xu, "Harmonic voltage control in distributed generation systems using optimal switching vector strategy," *IEEE Systems Journal*, pp. 1–12, 2021.
- [10] 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.

- [11] M. Parvathy and T. V. Kumar, "An effective modulated predictive current control of pmsm drive with low complexity," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [12] M. Rivera, "Predictive current control for a vsi with reduced common mode voltage operating at fixed switching frequency," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, pp. 980–985.
- [13] K. Milev, V. Yaramasu, A. Dekka, and S. Kouro, "Predictive control of multichannel boost converter and vsi-based six-phase pmsg wind energy systems with fixed switching frequency," in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2020, pp. 1–6.
- [14] B. Hu, L. Kang, J. Liu, J. Zeng, S. Wang, and Z. Zhang, "Model predictive direct power control with fixed switching frequency and computational amount reduction," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 956–966, 2019.
- [15] *Predictive Control of a Three-Phase Inverter*. John Wiley & Sons, Ltd, 2012, ch. 4, pp. 41–63. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119941446.ch4>