

Predictive control techniques applied to a 2L-VSI

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

Abstract—In recent years, Model Based Predictive Control (MPC), applied to power converters, has been successfully presented as an alternative to traditional control techniques due to its fast dynamic response, ability to incorporate various requirements of control in a cost function, among other attractive characteristics. This work describes different predictive control techniques applied to two-level voltage source inverters. The application of the MPC control technique to a two-level voltage source inverter (2L-VSI) will be analyzed, taking into account the control of current and voltage separately, for three-phase loads, in which the stationary response will be studied and transitory under certain working conditions. The MPC control method is theoretically analyzed and simulated in Matlab/Simulink with different sampling times.

Keywords—Current control, Power converter, Predictive control, Two level inverter, Voltage control.

I. INTRODUCCIÓN

El control predictivo basado en modelo (MPC), es considerado como una técnica de control, que emplea el modelo matemático del sistema que se desea controlar, definiéndose como modelo de predicción, que tiene como objetivo brindar ecuaciones matemáticas para poder predecir el comportamiento de ciertas variables de interés, en un intervalo de tiempo futuro, que se conoce como horizonte temporal de predicción [1]. De este modo, se consigue calcular la mejor acción futura sobre las variables de control, con el objetivo de lograr que las variables a controlar sigan a ciertas referencias predefinidas [2].

Teniendo en cuenta que es una técnica de control de optimización basada en modelos, genera una gran cantidad de cálculos en aplicaciones de electrónica de potencia [3]. Pero, debido a grandes avances en la tecnología, como el surgimiento de microcontroladores con capacidades de procesamiento a velocidades elevadas, el control MPC, tomo campo de nuevo en aplicaciones de convertidores de potencia. El MPC hoy en día es una técnica control, que presenta características interesantes como, es un concepto intuitivo, es fácil de implementar en microcontroladores, funciona bien en consideración de varias restricciones, lo cual ofrece un método de control flexible y fácilmente extensible para diferentes aplicaciones [4].

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

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

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

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

En este trabajo se analiza la implementación teórica y en simulación de la técnica de control MPC a un inversor fuente de tensión de dos niveles (2L-VSI). Las simulaciones de la técnica MPC se realizan en Matlab/Simulink con tiempos de muestreos distintos, teniendo en cuenta el control de corriente por un lado y el de tensión por otro lado, en estado estable y transitorio. Otros artículos presentan estudios similares como en [5], [6], [7], [8], [9], pero este trabajo tiene fines educativos sobre la técnica implementada, se explica de una manera sencilla e intuitiva, con los algoritmos utilizados de manera a que pueda ser replicable sin inconveniente alguno.

II. CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO

Existen bastante trabajos que aborda el control de convertidores de potencia en diferentes literaturas [10], [11], [12], [13], donde año tras año son estudiadas nuevas técnicas de control. Algunos de las técnicas de control aplicado a los convertidores de potencia se muestran en la Fig. 1.

Entre todas estas técnicas, la técnica MPC, presenta interesantes ventajas que lo hacen adecuado para aplicaciones de convertidores de potencias [14], entre las más citadas están:

- Presenta un concepto sencillo e intuitivo.
- Capacidad de aplicar el control a varias aplicaciones.
- Capacidad de trabajar con multivariables.
- Restricción y no linealidades son de fácil inclusión.
- Rápida respuesta dinámica.
- Posibilidad de compensar tiempos muertos.
- Facilidad de implementación en microcontroladores.
- Fácil modificaciones y extensiones.

Algunas de las desventajas serían:

- El modelo juega un papel muy importante, pues de este depende la calidad del controlador.
- Un gran número de cálculos, comparados con otros métodos de control.

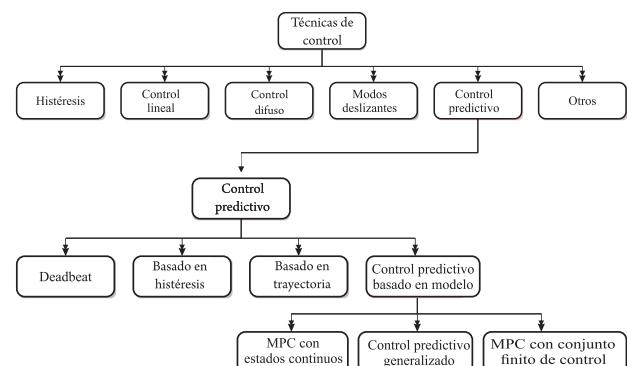


Fig. 1. Técnicas de control aplicados a convertidores de potencia.

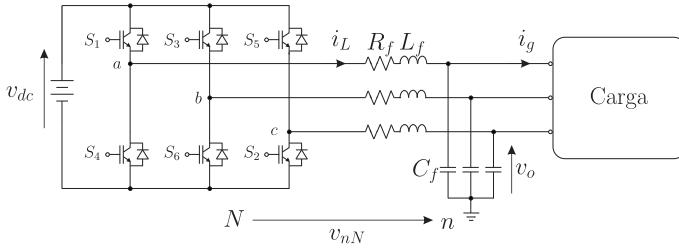


Fig. 2. Inversor trifásico de dos niveles.

La técnica MPC predice el futuro comportamiento de las señales a ser controladas, utilizando para el efecto, la dinámica que describe el sistema en cuestión, con este resultado de predicción es posible que el controlador aplique una actuación óptima sobre las variables de control de acuerdo con los objetivos de control propuestos. Entonces, los pasos para el diseño del control MPC son:

- 1) El modelado del convertidor se realiza como un sistema de estados finitos, con todos los estados de commutación posible.
- 2) La carga es modelada de tal manera a predecir el comportamiento de la señal a controlar sobre ella, para cada estado posible.
- 3) Se define una función de costo, que representa el objetivo de control, es decir el comportamiento que se desea.
- 4) Se elige el estado de commutación que logra en mejor manera minimizar la función de costo.

III. MPC APLICADO A UN INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES (2L-VSI)

Así, para implementar la técnica de control MPC al inversor 2L-VSI, primeramente, se debe modelar el sistema de interés. En la Fig. 2, se observa una fuente DC, el convertidor 2L-VSI (inversor de dos niveles), filtro LC y la carga, todo ello representa la topología del convertidor de potencia [15].

A. Modelado del convertidor de potencia

Para el modelado del 2L-VSI, se define la función de commutación de los interruptores como $S_x \in \{1, 0\}$ donde x denota cada fase ($x = a, b, c$). Para poder obtener la ecuación que describe los estados válidos, se debe tener en cuenta que los interruptores de cada fase deben cerrarse en forma complementaria con el fin de evitar cortocircuitos entre las terminales del v_{dc} [16], entonces:

$$\begin{aligned} S_a &= \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 = 1 \text{ y } S_4 = 0 \\ 0 & \text{si } S_1 = 0 \text{ y } S_4 = 1 \end{cases} \\ S_b &= \begin{cases} 1 & \text{si } S_2 = 1 \text{ y } S_5 = 0 \\ 0 & \text{si } S_2 = 0 \text{ y } S_5 = 1 \end{cases} \\ S_c &= \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 = 1 \text{ y } S_6 = 0 \\ 0 & \text{si } S_3 = 0 \text{ y } S_6 = 1 \end{cases}. \end{aligned} \quad (1)$$

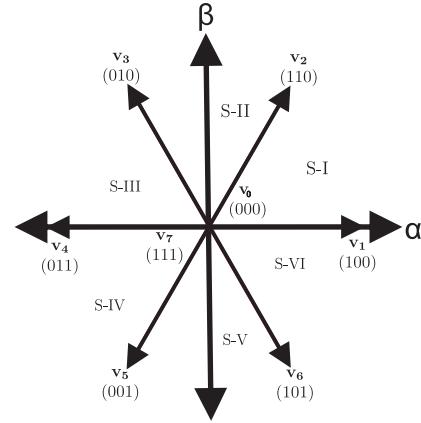


Fig. 3. Vectores de tensión válidos en el plano α y β . Fuente: [18].

Obteniendo de esa forma 8 estados de commutación válidos. Luego, la tensión de salida respecto al punto N (v_{aN} , v_{bN} y v_{cN}), se obtiene:

$$\begin{aligned} v_{aN} &= S_a v_{dc} \\ v_{bN} &= S_b v_{dc} \\ v_{cN} &= S_c v_{dc}. \end{aligned} \quad (2)$$

Luego las tensiones efectivas de cada fase con respecto a n se obtiene de la siguiente relación:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - v_{nN} \\ v_{bn} &= v_{bN} - v_{nN} \\ v_{cn} &= v_{cN} - v_{nN}. \end{aligned} \quad (3)$$

donde v_{nN} es la tensión en modo común y se obtiene por la ley de Kirchoff:

$$v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}. \quad (4)$$

En la Fig. 3 se representa en el plano $\alpha - \beta$ los vectores de tensión válidos para este convertidor, esta representación se obtuvo aplicando la transformada de clark [17] para todos los estados válidos.

B. Modelado del convertidor de potencia

Analizando la Fig. 2, el convertidor 2L-VSI se conecta a la carga por medio del filtro de salida LC. Cada fase de salida del convertidor posee un inductor L_f , una resistencia en serie R_f correspondiente al inductor y un condensador C_f . El sistema es de segundo orden con variables de estado la corriente a través del inductor i_L y la tensión en el condensador v_o . Luego, por la ley de Kirchhoff, la dinámica del sistema en el plano $\alpha - \beta$ está dada por:

$$L_f \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - v_{o\alpha\beta} - R_f i_{L\alpha\beta}. \quad (5)$$

siendo $v_{\alpha\beta}$ uno de los vectores válidos. Luego se tiene que, la variación de la tensión en el capacitor del filtro de salida está dado por:

$$C_f \frac{dv_{o\alpha\beta}}{dt} = i_{L\alpha\beta} - i_{g\alpha\beta}. \quad (6)$$

Para la representación en espacios de estados [19] del sistema se tiene:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu. \quad (7)$$

donde

$$x = \begin{bmatrix} i_{L\alpha\beta} \\ v_{o\alpha\beta} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix},$$

$u = \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ i_{g\alpha\beta} \end{bmatrix}$, de esa forma se tiene:

$$\begin{bmatrix} di_{L\alpha\beta} \\ dv_{o\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha\beta} \\ v_{o\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ i_{g\alpha\beta} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

La predicción de la corriente en tiempo continuo está dado por:

$$di_{\alpha\beta} = -\frac{R_f}{L_f} i_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_f} v_{o\alpha\beta} + \frac{1}{L_f} v_{\alpha\beta}.$$

donde, se aproxima la derivada por Euler:

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{i_{L\alpha\beta}(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)}{T_s}.$$

Entonces la ecuación de la predicción de la corriente en $(k+1)$ queda:

$$i_{L\alpha\beta}(k+1) = (1 - \frac{R_f T_s}{L_f}) i_{L\alpha\beta}(k) - \frac{T_s}{L_f} (v_{\alpha\beta}(k) - v_{o\alpha\beta}(k)). \quad (9)$$

Análogamente, la predicción de la tensión futura:

$$v_{o\alpha\beta}(k+1) = v_{o\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{C_f} i_{L\alpha\beta}(k+1) - \frac{T_s}{C_f} i_{g\alpha\beta}(k). \quad (10)$$

El modelo continuo del filtro LC, queda determinado por la ecuación (8), como entrada por un lado la tensión de salida $v_{\alpha\beta}$ y por el otro la corriente de carga $i_{g\alpha\beta}$ [15].

El modelo en espacio de estados del sistema se obtiene como:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k).$$

siendo $A_d = e^{A \cdot T_s}$, $B_d = \int_0^{T_s} e^{A(T_s-\tau)} B d\tau$, T_s : tiempo de muestreo.

La ecuación en tiempo discreto para la predicción de la corriente $i_{L\alpha\beta}$ y la tensión $v_{o\alpha\beta}$ es:

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha\beta}(k+1) \\ v_{o\alpha\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha\beta}(k) \\ v_{o\alpha\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}(k) \\ i_{g\alpha\beta}(k) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

siendo k el instante actual y $k+1$ el inicio del siguiente tiempo de muestreo.

C. Principio de funcionamiento del MPC

El algoritmo utilizado es el siguiente [20]; al inicio del tiempo de muestreo, los sensores captan las medidas de v_o , i_L e i_g , gracias a estas medidas, el algoritmo procesa los datos y predice la trayectoria futura de las variables a controlar de acuerdo a la ecuación (11), el algoritmo se realiza para cada vector de estado posible observadas en la Fig. 3, luego estas

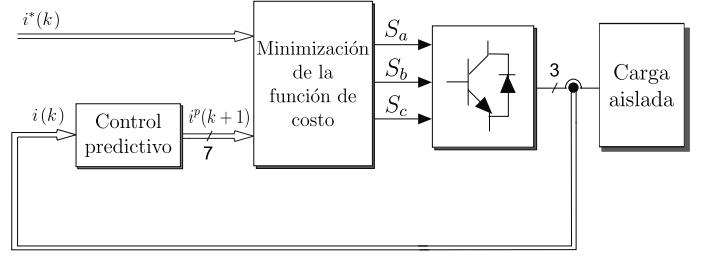


Fig. 4. Representación en bloques de la técnica MPC.

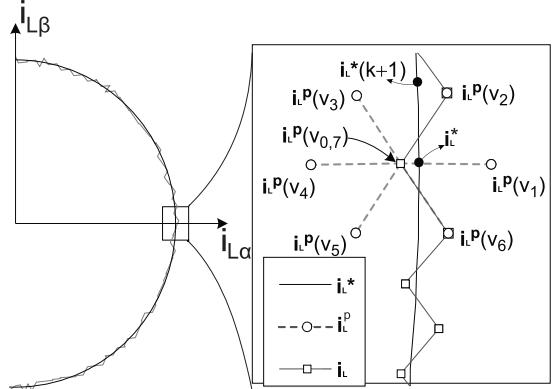


Fig. 5. Principio de funcionamiento: Diagrama vectorial de la referencia y el vector predicho.

predicciones se comparan con los valores deseados dentro de la función de costo (g) prediseñada, para luego aplicar un vector que corresponde al estado que minimiza (g) al 2L-VSI. El esquema de bloque se observa en la Fig. 4 [18]. El control de corriente queda expresada según la siguiente función de costo:

$$g = (i_{L\alpha}^* - i_{L\alpha}^p)^2 + (i_{L\beta}^* - i_{L\beta}^p). \quad (12)$$

Siendo $i_{L\alpha}^*$ y $i_{L\beta}^*$ los valores de la corriente deseadas, y $i_{L\alpha}^p$ y $i_{L\beta}^p$ son los valores de la corriente predichas.

Para el control de tensión se tiene la siguiente función de costo:

$$g = (v_{o\alpha}^* - v_{o\alpha}^p)^2 + (v_{o\beta}^* - v_{o\beta}^p). \quad (13)$$

Siendo $v_{o\alpha}^*$ y $v_{o\beta}^*$ los valores de la tensión deseadas, y $v_{o\alpha}^p$ y $v_{o\beta}^p$ son los valores de la tensión predichas.

Así, la técnica MPC consiste en evaluar para cada instante de muestreo la función de costo (g) para todos los vectores de estados válidos y aplicar aquel vector que de mejor manera minimiza la función (g) en el siguiente tiempo de muestreo.

Para ilustrar el funcionamiento de la estrategia de control predictivo, se muestra un ejemplo en la Fig. 5. Aquí, las corrientes de salida del convertidor $i_{L\alpha\beta}$ y su referencia se muestra durante un periodo de tiempo completo de la referencia. Usando la medida $i_{L\alpha\beta}(k)$ y todos los estados de comutación del vector de voltaje $v_{\alpha\beta}(k)$, se estiman las corrientes futuras $i_{L\alpha\beta}^*(k+1)$ y $i_{L\alpha\beta}^p(k+1)$.

En la gráfica vectorial, que se muestra en la Fig. 5, se puede observar que el vector V_2 toma el vector de corriente predicho más cercano al vector de referencia. Esta figura ilustra el

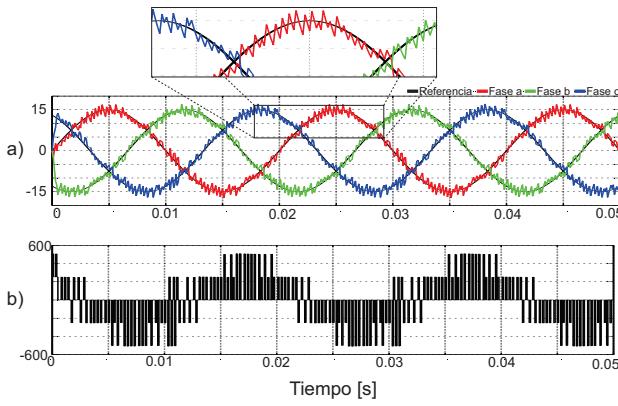


Fig. 6. a) Señal de respuesta de la corriente de carga, para la técnica MPC a $T_s = 100[\mu s]$, b) señal de la tensión de carga para estas condiciones.

significado de la función de costo como una medida de error entre los vectores de referencias y pronosticados.

D. Algoritmo a implementar

En cuanto al algoritmo utilizado en un microcontrolador para implementar el control MPC de corriente al convertidor 2L-VSI, se planteó el Algoritmo 1.

Algoritmo 1 Control de corriente

- 1: Inicializar $g_{opt} := \infty$
 - 2: Calcular las corrientes y voltajes en el plano $\alpha - \beta$
 - 3: Desde $k = 0$ hasta $k = 7$
 - 4: Calcular los voltajes de salida del VSI para el vector $S(k)$
 - 5: Calcular las corrientes y las tensiones del modelo de predicción para $S(k)$.
 - 6: Calcular la función de costo g para $S(k)$ Ec.(13)
 - 7: Si $g < g_{opt}$ entonces
 - 8: $g_{opt} = g$, $S_{opt} = S(k)$
 - 9: fin
 - 10: Aplicar el vector óptimo S_{opt}
-

IV. SIMULACIONES

A. Control de corriente

Para la simulación se consideró una fuente de tensión, inductancia y resistencia con valores $V = 540[V]$, $L_f = 10[mH]$, $R_f = 10.89[\Omega]$, respectivamente, se propuso una referencia de corriente sinusoidal de $i^* = 15[A]$ de modulo y a una frecuencia de $50[Hz]$.

1) *Ánalisis en estado estable:* se consideró un tiempo de muestreo de $T_s = 100[\mu s]$ y $T_s = 25[\mu s]$ y se obtuvieron las señales observadas en las Figs. 6 y 7, respectivamente. A la hora de comparar, se concluye que en ambos casos hay un buen seguimiento de la corriente (i) a su respectiva referencia (i^*), además, al reducir el tiempo de muestreo disminuye la ondulación de la corriente (i). En cuanto a la tensión de carga, observadas en las Figs. 6b y 7b se concluye que, cuanto menor es el tiempo de muestreo, mejor es la onda sinusoidal obtenida.

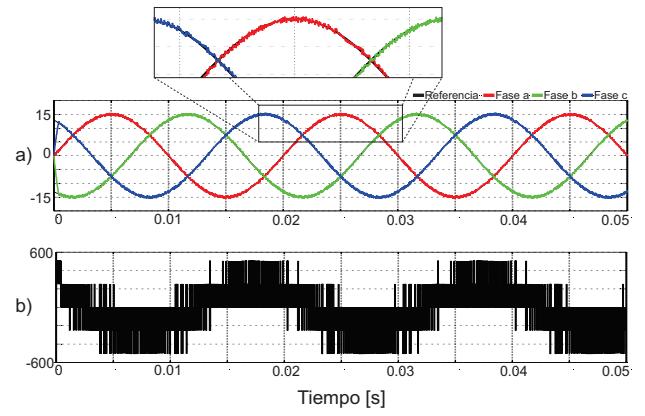


Fig. 7. a) Señal de respuesta de la corriente de carga, para la técnica MPC a $T_s = 25[\mu s]$, b) señal de la tensión de carga para estas condiciones.

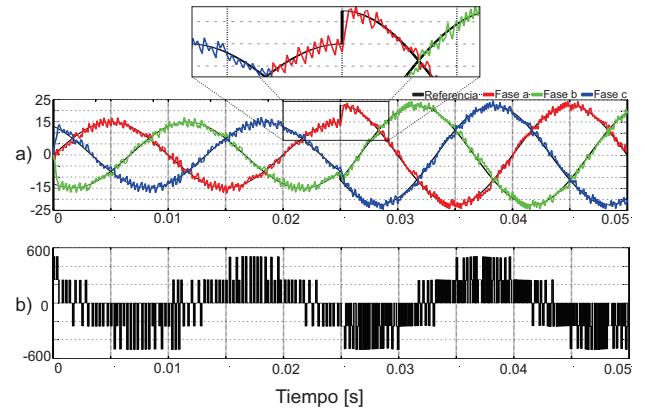


Fig. 8. a) Señal de respuesta de la corriente de carga, al cambio de referencia para $T_s = 100[\mu s]$, b) señal de la tensión de carga para estas condiciones.

2) *Análisis en estado transitorio:* las Figs. 8 y 9 muestran los resultados de la técnica MPC aplicado al 2L-VSI ante una variación repentina del módulo de la referencia de $i^* = 15[A]$ a $i^* = 22.5[A]$ se aplica al instante $t = 0.025[s]$, comparando ambas figuras, se puede observar muy buena respuesta dinámica, y nuevamente se observa una fluctuación de corriente de carga más baja para un tiempo de muestreo menor, en las mismas, también se observa una frecuencia de conmutación variable como sucede en las Figs. 8b y 9b que la frecuencia con que comuta los switches varía ante la variación repentina de la referencia.

B. Control de tensión

Los resultados de seguimiento de tensión en estado estacionario y transitorio, aplicando la ecuación (10), se analizará en esta sección. Los parámetros a tener en cuenta para la simulación son: fuente de tensión $V = 1080[V]$, inductancia $L_f = 10[mH]$, resistencia de carga $R = 33[\Omega]$, condensador $C_f = 25[\mu F]$, para el control de tensión de carga se estableció una tensión de referencia $v^* = 220[A]$ a una frecuencia de $50[Hz]$.

1) *Ánalisis en estado estable:* la Fig. 10 muestra los resultados de simulación en estado estacionario para la tensión sobre la carga, utilizando un tiempo de muestro de $T_s = 100[\mu s]$

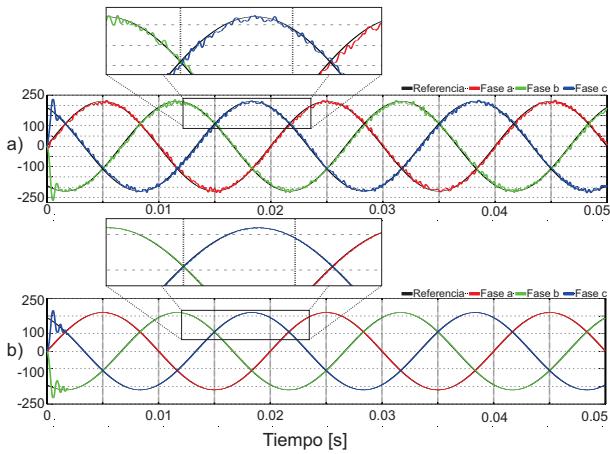
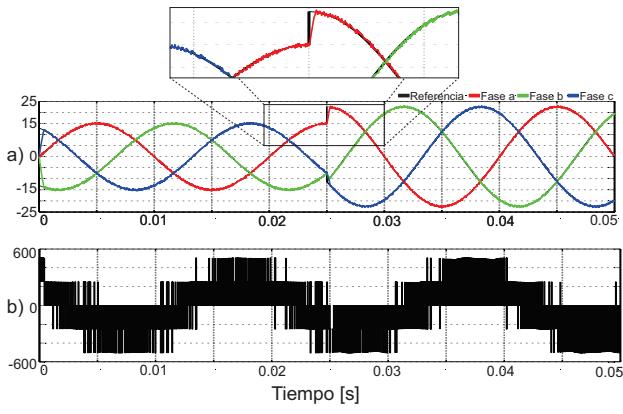


Fig. 10. Señal de respuesta de la tensión de salida para la técnica MPC a: a) tiempo de muestro $T_s = 75[\mu s]$ y b) tiempo de muestro $T_s = 25[\mu s]$.

y $T_s = 25[\mu s]$ observadas en las Fig. 10a y Fig. 10b respectivamente. Comparando ambas figuras, es posible observar que en ambos casos hay un buen seguimiento de la tensión sobre la carga a sus respectivas referencias, y se observa que la ondulación disminuye al utilizar un tiempo de muestreo menor.

2) *Ánalisis en estado transitorio:* las Figs. 11a y 11b muestra los resultados de la técnica MPC aplicado al 2L-VSI para un cambio de paso de referencia de tensión de $v^* = 220[V]$ a $v^* = 330[V]$, para tiempos de muestreos $T_s = 75[\mu s]$ y $T_s = 25[\mu s]$, respectivamente, el cambio se aplica en $t = 0.025[s]$, comparando ambas figuras, se puede observar muy buena respuesta dinámica, además que las fluctuaciones de la señal de tensión en la carga es menor si se aplica un menor tiempo de muestreo, como también una respuesta dinámica más rápida como es posible observar en la Fig. 12, en el cual se observa dos señales de tensión de salida de la misma fase pero de tiempo de muestreo distintos, $T_s = 75[\mu s]$ y $T_s = 25[\mu s]$ con su respectiva referencia, y a la que corresponde un menor tiempo de muestreo sigue más rápidamente a la referencia en cuanto se produce el cambio instantáneo.

Las Figs. 13a y 13b muestra el resultado de seguimiento de

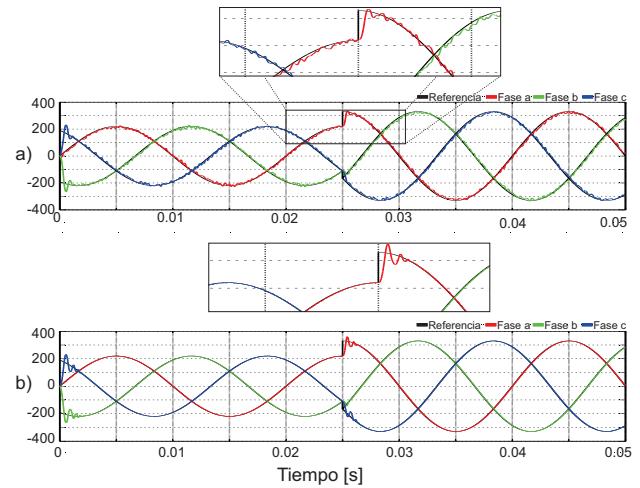


Fig. 11. Señal de respuesta de la tensión de salida al cambio de referencia en un instante dado: a) tiempo de muestro $T_s = 75[\mu s]$ y b) tiempo de muestro $T_s = 25[\mu s]$.

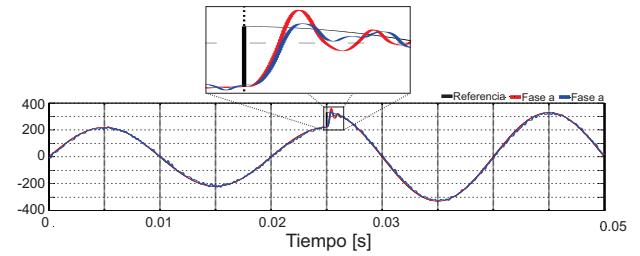


Fig. 12. Señal de respuesta de la tensión de salida, para una misma fase pero obtenidos con tiempo de muestreo distintos $T_s = 25[\mu s]$ y $T_s = 75[\mu s]$, en color rojo y azul respectivamente.

tensión para un cambio instantáneo de la carga, el cambio se produce a los $t = 0.025[s]$, que se comprueba con un cambio en la corriente de carga observada en la Fig. 13a, mientras que la tensión en la carga no se ve alterado como se observa en la Fig. 13b, validando de esta forma la técnica de control MPC de tensión aplicado al 2L-VSI.

V. CONCLUSIÓN

Este trabajo, presentó un análisis tanto teórico como en simulaciones de la técnica de control MPC aplicado al convertidor de potencia 2L-VSI. Se logró validar el control mediante resultados satisfactorios en simulación, aplicando el control de corriente y tensión por separado, analizados en dos escenarios, en condiciones estables y transitorias, con un buen seguimiento de referencias y ondulaciones reducidas. De esa forma, la técnica MPC es válida como alternativa viable en el control del convertidor de potencia 2L-VSI.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al financiamiento del Programa FONDECYT Regular a través del proyecto 1191028, Proyecto MEC 80150056 y FONDAP SERC Chile 15110019.

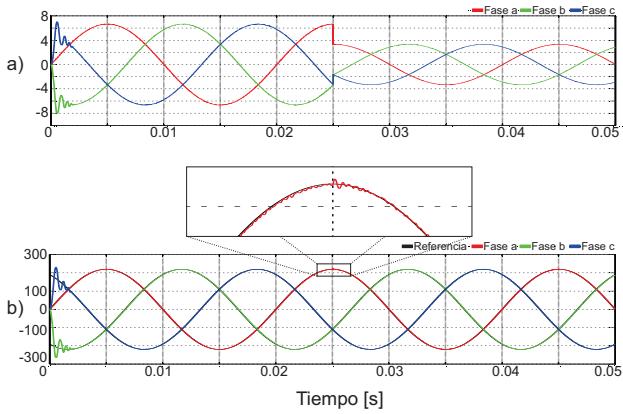


Fig. 13. Señal de respuesta de la tensión de salida al cambio del valor de carga en un instante dado para un tiempo de muestreo de $25 \mu\text{s}$: a) señal de la corriente de carga, b) señal de la tensión sobre la carga.

REFERENCIAS

- [1] C. Millalaf, J. Bello, J. Rohten, M. Andreu, N. Rissó, M. Rivera, and J. Muñoz, "Predictive control review for a three-phase converter," in *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2021, pp. 1–7.
- [2] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, N. Vicencio, and P. W. Wheeler, "Model-based predictive control in three-phase inverters," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 499–504.
- [3] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, N. Vicencio, and P. W. Wheeler, "Model predictive control in three-phase inverters," in *2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2019, pp. 1–6.
- [4] 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.
- [5] M. Doi, B. Nguyen, and N. Nguyen, "A finite set model predictive current control for three-level npc inverter with reducing switching state combination," in *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, 2019, pp. 1–9.
- [6] M. Uddin, G. Mirzaeva, and G. Goodwin, "Computationally efficient modified model predictive control for 2l-vsi with common mode voltage mitigation," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2017, pp. 1–6.
- [7] Şahin and O. Keysan, "A new model predictive torque control strategy with reduced set of prediction vectors," in *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, 2018, pp. 1–6.
- [8] L. Guo, N. Jin, C. Gan, and K. Luo, "Hybrid voltage vector preselection-based model predictive control for two-level voltage source inverters to reduce the common-mode voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 6, pp. 4680–4691, 2020.
- [9] S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, M. Ayala, J. Pacher, C. Romero, R. Gregor, T. Dragicevic, and P. Wheeler, "Multi-modular scalable dc-ac power converter for current injection to the grid based on predictive voltage control," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2019, pp. 1–6.
- [10] H. Lin, R. Chen, R. Li, L. Zhu, H. Yan, and Z. Shu, "A flexible and fast space vector pulse width modulation technique for multilevel converters," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp. 1–4.
- [11] U. Nasir, M. Rivera, A. Costabeber, and P. Wheeler, "A venturini based modulation technique for a new isolated ac/ac power converter," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 6243–6248.
- [12] N. B. A and P. Agarwal, "Space vector modulation for three-level npc inverter using two-level space vector diagram," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2016, pp. 1–6.
- [13] M. Khosravi, M. Amirbande, D. A. Khaburi, M. Rivera, J. Riveros, J. Rodriguez, 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.
- [14] 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.
- [15] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, T. Dragicevic, and R. Gregor, "Predictive voltage control techniques for ac ups applications," in *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [16] T. Dragičević, "Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6304–6317, 2017.
- [17] L. Zhan, Y. Liu, and Y. Liu, "A clarke transformation-based dft phasor and frequency algorithm for wide frequency range," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 67–77, 2016.
- [18] M. Rivera, J. Rodriguez, and S. Vazquez, "Predictive control in power converters and electrical drives—part i," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3834–3836, 2016.
- [19] M. Khosravi, M. Amirbande, D. A. Khaburi, M. Rivera, J. Riveros, J. Rodriguez, 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.
- [20] R. Gutiérrez, M. Rivera, and P. Wheeler, "The voltage source inverter," in *2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2019, pp. 1–4.