

# Predictive Control Techniques Applied to a 2L-VSI

Diego Rojas, Marco Rivera, Sergio Toledo, 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**—Predictive control, power converter, current control, voltage control, two level inverter.

## I. INTRODUCCIÓN

EL control predictivo basado en modelo (MPC, por sus siglas en inglés) se puede definir como una estrategia de control, que se basa en la utilización de forma explícita de un modelo matemático del proceso a ser controlado, conocido comúnmente como modelo de predicción, el cual se utiliza para predecir el comportamiento de las variables a ser controladas, a lo largo de un intervalo de tiempo futuro, conocido como horizonte temporal de predicción [1]. De este modo, se puede calcular las variables de control futuras para lograr que las variables controladas converjan a sus respectivos valores de referencia en dicho horizonte [2]. Pero, teniendo en cuenta que es una estrategia de control de optimización basada en modelos, implica una gran cantidad de cálculos [3].

Gracias a los avances tecnológicos y al surgimiento de microcontroladores más rápidos que son capaces de realizar cálculos más potentes, el control predictivo se ha convertido en un método de control alternativo para aplicaciones de convertidor de potencia. Esta técnica es un concepto muy intuitivo que es fácil de implementar y funciona bien considerando numerosas restricciones, lo cual ofrece un método de control flexible y es fácilmente extensible para diferentes aplicaciones [4].

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). El método de control MPC se simula en Matlab/Simulink con tiempos de muestreo distintos [5], 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 [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

El control de los convertidores de potencia ha sido ampliamente estudiado en las literaturas donde se presentan nuevos métodos de control cada año. Se han propuesto varios métodos de control para controlar los convertidores de potencia. Algunos de ellos se muestra en la Fig. 1.

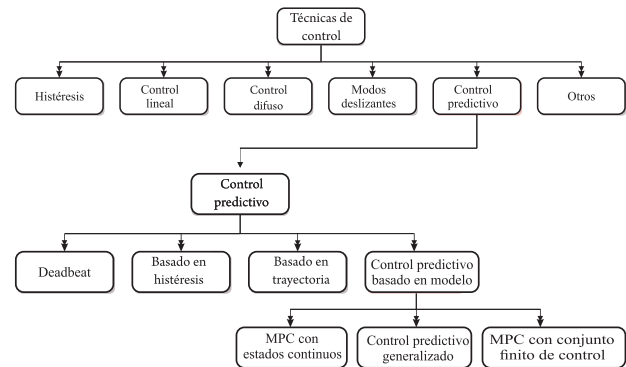


Fig. 1. Técnicas de control de los convertidores de potencia.

El control Predictivo Basado en Modelo (MPC) presenta varias ventajas [10], que lo hacen adecuado para el control de los convertidores de potencia, entre las cuales están:

- Es un concepto intuitivo.
- Es posible aplicarlo a una gran variedad de aplicaciones.
- El caso de multivariable puede ser fácilmente considerado.
- Fácil inclusión de no linealidades y restricciones.
- Respuesta dinámica rápida.
- Posibilidad de compensar tiempos muertos.
- Fácil de implementar.
- La metodología es abierta de manera a incluir modificaciones y extensiones dependiendo de las especificaciones.

Pero presentan desventajas como:

- La calidad del controlador depende de la calidad del modelo.
- Gran cantidad de cálculos comparado con los métodos clásicos.

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)

La técnica de control MPC consiste en predecir el comportamiento futuro de las variables a ser controladas, para ello hace uso del modelo que describe la dinámica del sistema, esta predicción es utilizada por el controlador de manera a obtener una actuación óptima de acuerdo con los objetivos de control propuestos. De este modo los pasos para el diseño de la técnica de control MPC son:

- 1) El convertidor se modela como un sistema de estados finitos, que identifica todos los estados de conmutación posible.
- 2) Un modelo de la carga es utilizado para predecir el comportamiento de cada estado posible.
- 3) Una función de costo es definida, la cual representa el comportamiento deseado del sistema.
- 4) Se elige el estado de conmutación que minimiza la función de costo.

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

El primer paso en la implementación de esta técnica de control consiste en modelar el sistema de interés. La topología del sistema de conversión se muestra en la **Fig. 2**, lo cual consiste de una fuente DC, un inversor de fuente de tensión de dos niveles (2L-VSI), un filtro de salida LC y finalmente una carga [11].

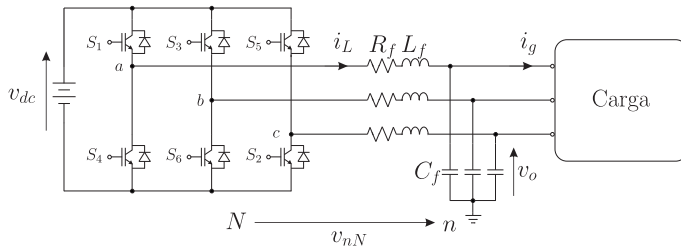


Fig. 2. Inversor trifásico de dos niveles.

#### A. Modelado del convertidor de potencia

El 2L-VSI es una de las topologías más utilizada en la literatura [12], [13]. En este caso es posible definir la función de conmutación como  $S_x \in \{1, 0\}$  donde  $x$  denota cada fase ( $x = a, b, c$ ). Dado que cada fase está conformada por dos interruptores que deben ser activados en forma complementaria a fin de evitar cortocircuitos entre las terminales del  $v_{dc}$ , los estados de conmutación válidos son los siguientes [14]:

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

De los cuales resultan 8 estados de conmutación válidos para el 2L-VSI. Así también, es posible sintetizar las tensiones de

salida respecto al punto  $N$  ( $v_{aN}$ ,  $v_{bN}$  y  $v_{cN}$ ) en función a los interruptores del 2L-VSI y la tensión  $v_{dc}$  como:

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

Para determinar las tensiones efectivas aplicadas a cada fase (i.e., desde  $a$ ,  $b$  y  $c$  al punto  $n$ ), la tensión en modo común  $v_{nN}$  debe ser sustraída de la expresión anterior. Es posible determinar  $v_{nN}$  de manera sencilla aplicando la ley de las tensiones de Kirchoff:

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

De esta manera, la tensión de fase efectiva está dada por:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - v_{nN} \\ v_{bn} &= v_{bN} - v_{nN} \\ v_{cn} &= v_{cN} - v_{nN} \end{aligned} \quad (4)$$

Aplicando la transformada de Clark, para cada uno de los estados válidos del 2L-VSI, es posible obtener la representación en el espacio vectorial que se muestra en la **Fig. 3** donde se observan los ocho vectores de estados válidos para las tensión  $\alpha - \beta$ .

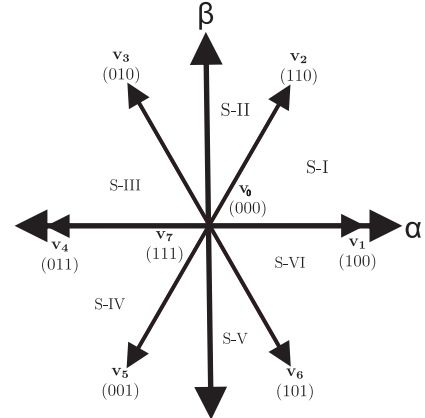


Fig. 3. Vectores válidos en el plano  $\alpha$  y  $\beta$ . Fuente: [15].

#### B. Modelado del convertidor de potencia

Como es posible apreciar en la **Fig. 2**, el 2L-VSI es conectado a la carga a través de un filtro de salida LC. Cada pierna del convertidor posee un inductor de inductancia  $L_f$  y su correspondiente resistencia en serie  $R_f$  y un condensador de capacitancia  $C_f$ . Considerando como variables de estado para este sistema de segundo orden la corriente a través del inductor  $i_L$  y la tensión del condensador  $v_o$  y suponiendo que los parámetros son iguales en las tres piernas, por la ley de Kirchoff, la dinámica del sistema en el plano  $\alpha - \beta$  está dada por:

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

donde  $v_{\alpha\beta}$  corresponde a uno de los vectores válidos mostrados en la **Fig. 3**. Por otro lado, el comportamiento dinámico

de la tensión a través del capacitor del filtro es definido como sigue:

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

De esta manera, la representación en el espacio de estados para el sistema está dada por [16]:

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

donde

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

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

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

Para la estimación de la corriente futura en  $(k + 1)$ , se tiene:

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

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 expresión para la estimación de la corriente futura queda:

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

Análogamente la expresión para la estimación de la tensión futura:

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

La ecuación (8) define completamente el modelo continuo para el filtro LC, tomando como entradas por un lado la tensión de salida del 2L-VSI;  $v_{\alpha\beta}$  y por el otro la corriente de salida inyectada a la carga  $i_{g\alpha\beta}$  [11].

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

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

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

Entonces, usando el modelo discreto para el sistema es posible predecir los estados de  $i_{L\alpha\beta}$  y  $v_{o\alpha\beta}$  como sigue:

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

donde  $k$  se refiere al instante de tiempo actual y  $k + 1$  indica el inicio del siguiente instante de muestreo. A partir de las ecuaciones anteriores es posible predecir los valores de la

corriente del inductor y la tensión de salida para utilizarlos en la implementación del control predictivo.

### C. Principio de funcionamiento del MPC

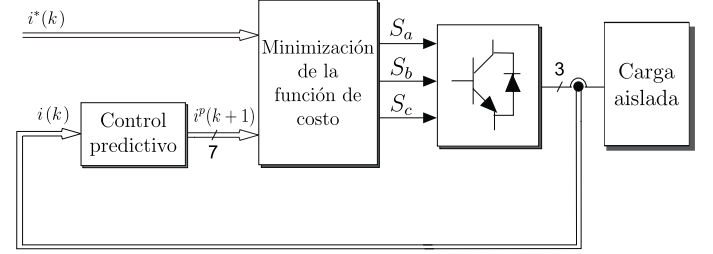


Fig. 4. Diagrama de bloques de la técnica de control MPC.

El principio de funcionamiento básico del algoritmo es el siguiente [17]; al comienzo de cada instante de muestreo, se reciben nuevas medidas de  $v_o$ ,  $i_L$  e  $i_g$ . Estas mediciones definen el punto de partida desde el cual el algoritmo predice las trayectorias futuras de las variables de estado de acuerdo con la ecuación (11), para cada vector de tensión posible definido en la Fig. 3, cada uno de esos valores predichos se evalúa luego en la función de costo ( $g$ ) prediseñada, y se aplica un vector que corresponde al valor mínimo de ( $g$ ) al 2L-VSI, el esquema de bloque se observa en la Fig. 4. La técnica propuesta en este apartado se basa en la presentada en [15]. La función de costo ( $g$ ), propuesta para el control de corriente de carga es la siguiente:

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

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. Y la función de costo ( $g$ ), propuesta para el control de tensión de carga es la siguiente:

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

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.

Entonces, la estrategia de control se basa en evaluar a cada instante de muestro la función ( $g$ ) para cada uno de los vectores válidos y aplicar el vector que minimice la función de costo en el siguiente instante 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 conmutación 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 significado de la función de costo como una medida de error entre los vectores de referencias y pronosticados.

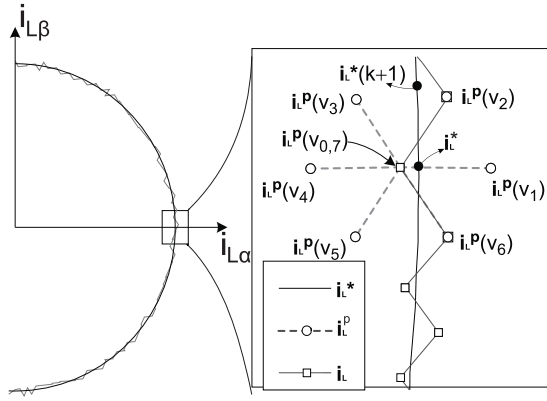


Fig. 5. Principio de funcionamiento: Diagrama vectorial de la referencia y el vector predicho.

#### D. Implementación.

El **Algoritmo 1** resume la manera de implementación del MPC para el control de corriente al 2L-VSI.

---

#### Algoritmo 1 Algoritmo de optimización

---

- 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.

Los resultados de la simulación al aplicar el MPC al VSI-2L en Matlab/Simulink se presentan tanto en estado estacionario como transitorio.

#### A. Control de corriente

Los parámetros de simulación: fuente de tensión, inductancia y resistencia son  $V = 540[V]$ ,  $L_f = 10[mH]$ ,  $R_f = 10.89[\Omega]$ , respectivamente, para el control de corriente de carga se estableció una corriente de referencia  $i^* = 15[A]$  a  $50[Hz]$  de frecuencia.

1) *Respuesta en estado estacionario*: las **Figs. 6 y 7** muestran los resultados de simulación en estado estacionario para la corriente de carga trifásica, y tensión de carga, utilizando un tiempo de muestreo de  $T_s = 100[\mu s]$  y  $T_s = 25[\mu s]$ , respectivamente. Comparando ambas figuras, es posible observar que en ambos casos se observa un muy buen seguimiento de la corriente de carga ( $i$ ) a sus respectivas referencias ( $i^*$ ), también se observa que la ondulación o el error entre ( $i$ ) y ( $i^*$ ) disminuye al disminuir el tiempo de muestreo, y además se observa en las **Figs. 6c y 7c** que el voltaje de carga presenta

una mejor onda sinusoidal cuando menor es el tiempo de muestreo.

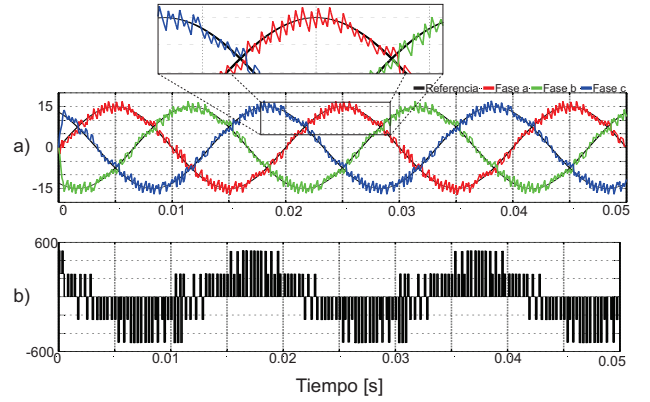


Fig. 6. a) Señal de la corriente de carga obtenida al aplicar la técnica de control MPC a un tiempo de muestreo de  $T_s = 100[\mu s]$ . b) señal de la tensión de carga obtenida bajo dichas condiciones.

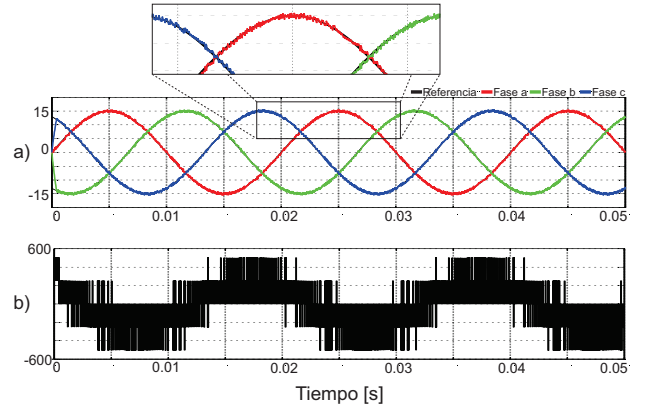


Fig. 7. a) Señal de la corriente de carga obtenida al aplicar la técnica de control MPC a un tiempo de muestreo de  $T_s = 25[\mu s]$ . b) señal de la tensión de carga obtenida bajo dichas condiciones.

2) *Respuesta transitoria*: las **Figs. 8 y 9** muestran los resultados de la técnica MPC aplicado al 2L-VSI para un cambio de paso en la referencia, de corriente de carga  $i^* = 15[A]$  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 de conmutación cambia en respuesta al cambio de paso en la corriente de carga.

#### B. Control de tensión

En esta sección se presenta los resultados de seguimiento de tensión en estado estacionario y transitorio, aplicando la ecuación (10). Los parámetros de 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  $50[Hz]$  de frecuencia.

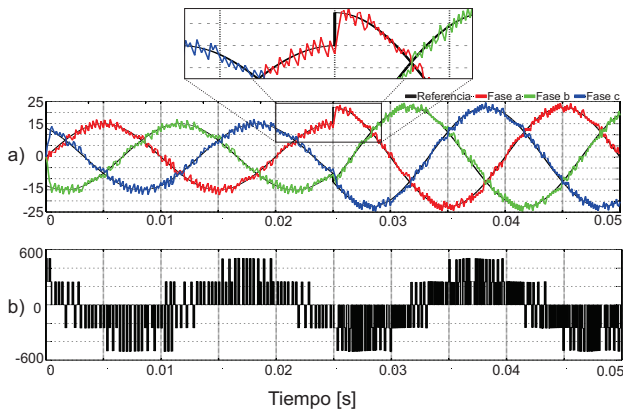


Fig. 8. a) Señal de respuesta de la corriente de carga, al cambio de referencia para un tiempo de muestreo de  $T_s = 100[\mu s]$ , b) señal de la tensión de carga obtenida bajo dichas condiciones.

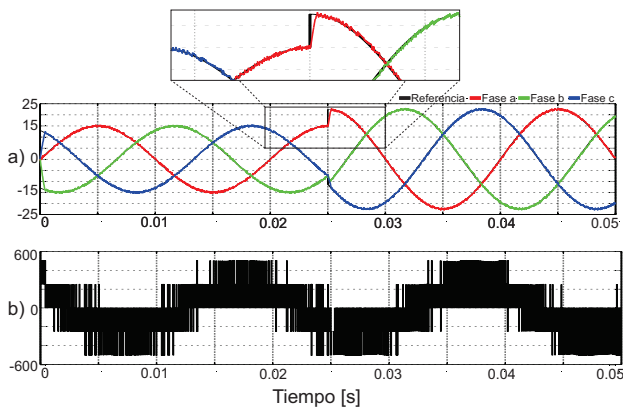


Fig. 9. a) Señal de respuesta de la corriente de carga, al cambio de referencia para un tiempo de muestreo de  $T_s = 25[\mu s]$ , b) señal de la tensión de carga obtenida bajo dichas condiciones.

1) *Respuesta en estado estacionario*: la Fig. 10 muestra los resultados de simulación en estado estacionario para la tensión sobre la carga, utilizando un tiempo de muestreo de  $T_s = 100[\mu s]$  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) *Resultado transitorio*: las Figs. 11a y 11b muestra los resultados de simulación en estado estacionario 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 cómo 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

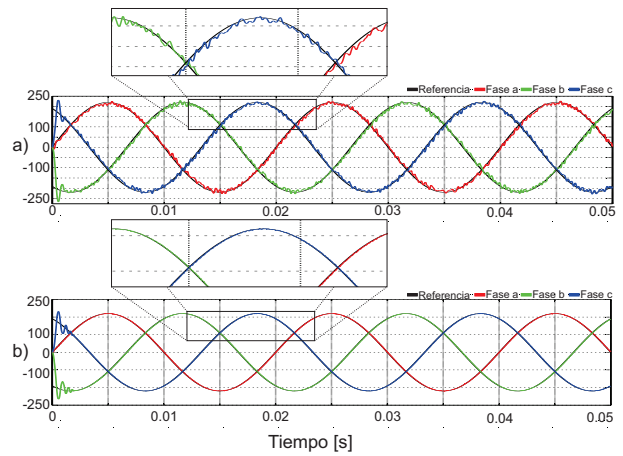


Fig. 10. Señal de la tensión de salida obtenido al aplicar la técnica de control MPC a distintos tiempos de muestreo: a) tiempo de muestro  $T_s = 75[\mu s]$  y b) tiempo de muestro  $T_s = 25[\mu s]$ .

rápido a la referencia en cuanto se produce el cambio instantáneo.

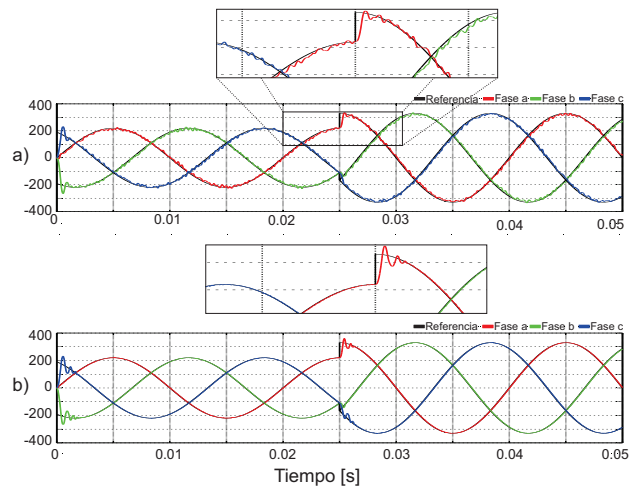


Fig. 11. Señal de respuesta de la tensión de salida al cambio de referencia en un instante dado: a) tiempo de muestro  $T_s = 75[\mu s]$  y b) tiempo de muestro  $T_s = 25[\mu s]$ .

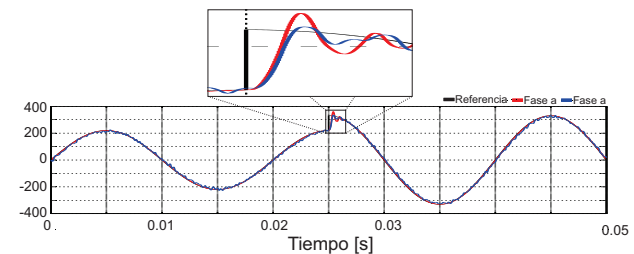


Fig. 12. Señal de respuesta de la tensión de salida, para una misma fase pero obtenidos con tiempo de muestreo distintos  $T_s = 25[\mu s]$  y  $T_s = 75[\mu s]$ , en color rojo y azul respectivamente.

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

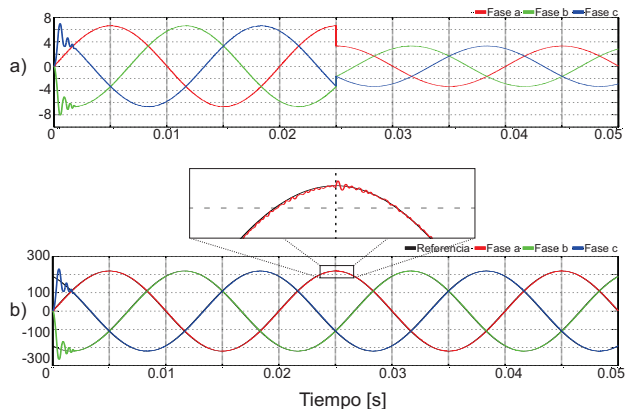


Fig. 13. Señal de respuesta de la tensión de salida al cambio del valor de carga en un instante dado para un tiempo de muestreo de 25  $\mu$ s: a) señal de la corriente de carga, b) señal de la tensión sobre la carga.

## V. CONCLUSIÓN

En este trabajo, se ha logrado analizar el concepto de la técnica de control predictivo basado en modelo (MPC) aplicado a convertidores de potencia, destacando ventajas como: respuesta dinámica rápida, fácil inclusión de no linealidades, entre otras. Se logró la validación del control mediante implementación del control MPC al 2L-VSI, para el control de tensión y corriente por separado, bajo determinadas condiciones de trabajo. Estos resultados obtenidos en las simulaciones demuestran que esta técnica de control es una alternativa viable para el control de convertidores de potencia, que funciona bien en condiciones constantes y transitorias, con un buen seguimiento de sus referencias y una ondulación reducida.

## AGRADECIMIENTOS

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

## REFERENCIA

[1] C. Millalaf, J. Bello, J. Rohten, M. Andreu, N. Risso, 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] I. 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] 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.

[11] 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.

[12] S. Wang, C. Li, C. Che, and D. Xu, "Direct torque control for 2l-vsi pmsm using switching instant table," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9410–9420, 2018.

[13] Q. Li and D. Jiang, "Dc-link current analysis of three-phase 2l-vsi considering ac current ripple," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 202–211, 2017.

[14] 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.

[15] M. Rivera, J. Rodríguez, 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.

[16] 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.

[17] 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.