

Predictive Control of a Single Phase Current Source-Fed Multilevel Converter

Santiago A. Verne, Sergio A. González, María I. Valla, *Fellow, IEEE*, Marco Rivera, *Member, IEEE*

Abstract— In this work, a single-phase multilevel current source DC/AC converter with sinusoidal output is presented. The voltage waveform is achieved by using the stepped current waveform of the multilevel current inverter and a single capacitor at the output. The proposed controller is based on the Finite-Control Set Predictive Control approach and regulates the output voltage simultaneously with the DC current on the converter's internal inductor. The synthesis of a multilevel current at the output of the converter jointly with a single capacitor allows one to obtain a high quality output voltage at steady state with fast transient response capability without resonances.

Index Terms— Current Source Converter, Multilevel Converters, Predictive Control.

I. INTRODUCCIÓN

LA tendencia hacia la descentralización de la generación de energía eléctrica hace de los convertidores electrónicos un componente indispensable. En este sentido, la incorporación de los mismos en sistemas no convencionales de generación proporciona flexibilidad de procesamiento con alta eficiencia. Sin embargo, también se constituyen en una fuente natural de contaminación que puede impactar negativamente sobre la calidad del servicio eléctrico. Es por ello que las exigencias sobre este tipo de sistemas apuntan constantemente a lograr comportamientos compatibles con la red de distribución, motivando el desarrollo de nuevas estrategias de modulación y control y la búsqueda de nuevas topologías circuitales. En esta línea se

encuentran los convertidores multinivel alimentados por tensión (VSMC), que permiten generar tensiones de salida escalonadas con bajo contenido armónico [1]. A su vez, estos permiten aumentar la tensión de operación de los convertidores por encima de las tensiones máximas de sus llaves individuales, característica que los hace ideales para construir convertidores en media tensión.

Mientras los VSMC han acaparado en su mayoría la atención de los investigadores, comparativamente existen pocos trabajos acerca de convertidores multinivel alimentados con fuente de corriente (CSMC) [2]-[4]. El menor interés que despiertan, en general, los CSC radica en el menor rendimiento de los inductores como elementos de almacenamiento y la mayor pérdida por conducción de las llaves de potencia, lo cual determina un rendimiento global menor en comparación con los VSC. Sin embargo, los sistemas de almacenamiento magnético superconductor y el desarrollo de llaves con bloqueo bidireccional de tensión como los RB-IGBT continúan impulsando el estudio de este tipo de convertidores [5][6]. Además, existen ciertos aspectos de los CSMC que los hacen atractivos como por ejemplo la seguridad intrínseca contra cortocircuitos y su capacidad elevadora de tensión. Esta última es útil en aplicaciones fotovoltaicas, donde la tensión proveniente de los arreglos de paneles es generalmente menor a la tensión de red [7][8]. Incluso también están siendo analizadas sus potencialidades como interfaz de potencia en turbinas eólicas [9].

Este trabajo presenta una topología de convertidor multinivel alimentado con fuente de corriente controlado mediante la técnica de control predictivo de estados finitos. Las variables a controlar son la corriente del inductor interno del convertidor, la cual permite la síntesis de los 7 niveles de corriente a la salida y la tensión sobre el capacitor de salida en bornes de la carga. Como objetivo secundario del controlador se propone la reducción de la frecuencia de conmutación de las llaves de potencia.

II. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO Y MODO DE FUNCIONAMIENTO

La topología circuital se muestra en la Fig. 1, construida con transistores IGBT y diodos de bloqueo. La misma se deriva a partir de la topología en cascada asimétrica alimentada por tensión presentada en [10] pero con un número reducido de llaves. En este caso, el convertidor se alimenta a

Manuscript submitted for revision August 2, 2016. This work was supported by Universidad Nacional de La Plata (UNLP), CONICET and ANPCyT.

S. A. Verne is with the Instituto de Investigaciones en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales (LEICI), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata (UNLP), La Plata, 1900, Argentina, and also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), (e-mail: santiago.verne@ing.unlp.edu.ar).

S. A. González is with the Instituto de Investigaciones en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales (LEICI), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata (UNLP), La Plata, 1900, Argentina (e-mail: sag@ing.unlp.edu.ar).

M. I. Valla is with the Instituto de Investigaciones en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales (LEICI), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata (UNLP), La Plata, 1900, Argentina, and also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina (e-mail: m.i.valla@ieee.org).

M. Rivera is with the Universidad de Talca, Talca 685, Chile (e-mail: marcoesteban@gmail.com).

partir de la fuente de corriente continua I_{DC} . La corriente de salida del convertidor I_o , se conforma a partir del balance de corrientes en los nodos superior (N_s) e inferior (N_i) (Fig. 1). Los aportes de corriente en ambos nodos son definidos por los dos módulos de llaves encerrados en línea de puntos. Uno de ellos lo compone el par complementario $(S_1, \overline{S_1})$ que direcciona la corriente de la fuente primaria I_{DC} hacia N_s o hacia N_i . El segundo módulo lo componen los pares $(S_2, \overline{S_2})$ y $(S_3, \overline{S_3})$ y determina el aporte de la corriente auxiliar hacia dichos nodos. La corriente auxiliar I_L se supone continua y su valor es regulado mediante el algoritmo de control.

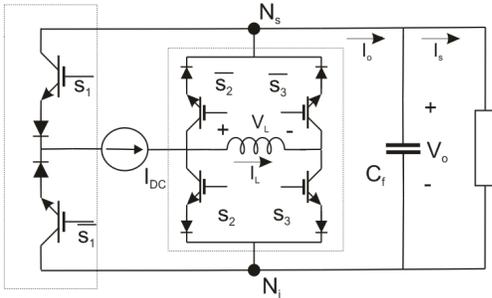


Fig. 1. Topología del inversor multinivel de corriente

En la salida del inversor, el capacitor C_f conforma un filtro de primer orden que integra la diferencia entre la corriente I_o e I_s . Midiendo la tensión sobre dicho capacitor y la corriente de carga y pudiendo controlar la corriente I_s instantáneamente es posible controlar de forma eficaz la tensión sobre dicho capacitor. Se asume que la impedancia de carga Z es de naturaleza inductiva.

Los distintos valores de la corriente de salida I_o pueden analizarse de acuerdo a la combinación de valores de las tres funciones de conmutación S_1 , S_2 y S_3 . La Fig. 2 muestra los 8 estados del circuito y la Tabla I resume los posibles valores para I_o . Como se observa en la Fig. 2, el estado de conmutación determina, también, una tensión sobre el inductor interno. Dicha tensión debe establecerse ciclo a ciclo de conmutación a fin de mantener constante la corriente por el mismo, asegurando así la síntesis escalonada de la corriente I_o . La Tabla I resume los valores de dicha corriente para todas las combinaciones de funciones de conmutación, asumiendo que la corriente auxiliar se establece en $I_{DC}/3$. Cada valor de I_o puede inferirse a partir de la convergencia de corrientes sobre los nodos inferior y superior N_s y N_i .

TABLA I
Corriente de salida en función de los estados de las llaves

S_1	S_2	S_3	$I_o (I_L=I_{DC}/3)$
0	0	0	I_{DC}
0	0	1	$2/3I_{DC}$
0	1	0	$1/3I_{DC}$
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	$-1/3I_{DC}$
1	1	0	$-2/3I_{DC}$
1	1	1	$-I_{DC}$

III. CONTROL DEL CONVERTIDOR

Para controlar la tensión de salida V_o conjuntamente con la corriente del inductor interno se propone una estrategia de control predictivo de estados finitos. Dicha estrategia ha ganado popularidad en la electrónica de potencia, especialmente en convertidores multinivel de tensión y también para el control de máquinas debido a su gran versatilidad y fácil implementación. La misma permite plantear el control de un conjunto de variables en forma simultánea en un único controlador. Dado el valor de corriente auxiliar y de tensión en el capacitor de salida, el método consiste en precalcular los valores de ambas variables mediante un modelo en tiempo discreto. Este cálculo se realiza para todas las combinaciones de S_1 , S_2 y S_3 . Luego, para cada resultado se computa una función de costo global que evalúa el apartamiento de dichas variables de sus valores de referencia. Aquella combinación que produce el menor apartamiento se elige para aplicarse en el siguiente intervalo de conmutación. Para realizar el precálculo se requiere un modelo dinámico del sistema lo más simple posible (pues debe resolverse en tiempo real en un tiempo muy corto), que en este caso surge del análisis del circuito mediante las leyes de Kirchoff.

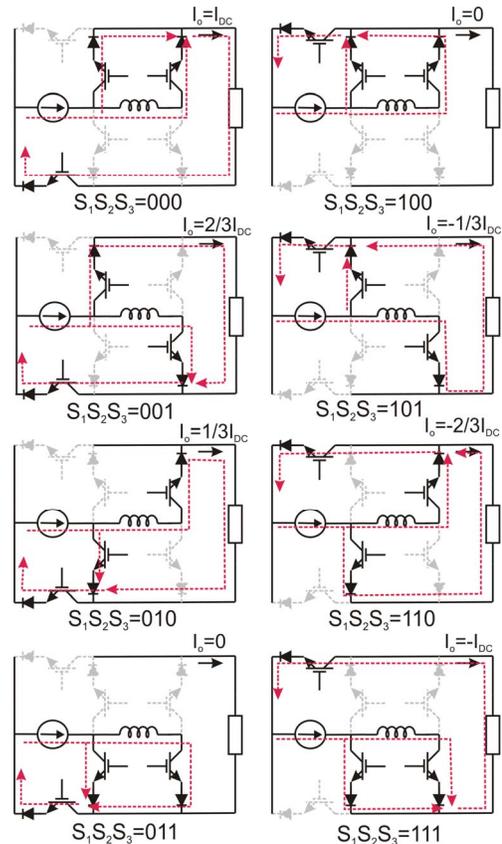


Fig. 2. Estados de conmutación del inversor multinivel de corriente.

A. Modelo de predicción

Para realizar el precálculo de tensiones y corrientes se analiza cada estado de conmutación y el circuito resultante. Dados los valores de tensión en el capacitor C_f y corriente auxiliar se analizan dichas ecuaciones y se resuelve para las variables en un periodo de muestreo. En el análisis se considera que el inductor interno posee una resistencia serie R_L .

Estado SW1 (000):

De la Fig. 3 pueden expresarse las ecuaciones de tensión sobre el inductor y corriente en el capacitor.

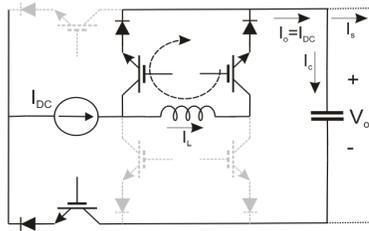


Fig. 3. Estado 000

Considerando que las llaves son ideales tenemos:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = 0 \\ I_{DC} = C \frac{dV_0}{dt} + I_S \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L \\ \frac{dV_0}{dt} = \frac{I_{DC} - I_S}{C} \end{cases} \quad (1)$$

Discretizando mediante la aproximación de Euler con un periodo de muestreo T_S y $L/R_L = \tau_L$ queda:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x_{k+1} - x_k}{T_S} \Rightarrow \begin{cases} i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right) \\ V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (I_{DC} - I_S) \end{cases} \quad (2)$$

En ambas expresiones, $k+1$ indica variable precalculada y k indica variable medida.

Estado (SW2) 001:

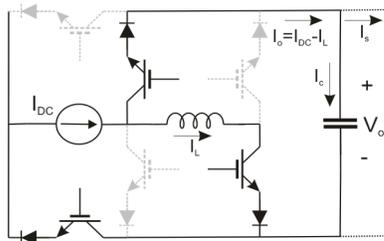


Fig. 4. Estado 001

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = V_0 \\ I_{DC} = i_L + C \frac{dV_0}{dt} + I_S \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L + \frac{V_0}{L} \\ \frac{dV_0}{dt} = \frac{I_{DC} - I_S - i_L}{C} \end{cases} \quad (3)$$

y discretizando queda:

$$\begin{cases} i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right) + V_{0k} \frac{T_S}{L} \\ V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (I_{DC} - i_{Lk} - I_S) \end{cases} \quad (4)$$

Para los demás estados se analiza el circuito en forma similar a lo anterior, pudiéndose arribar a las expresiones de la Tabla II.

TABLA II.
Expresiones para el precálculo de variables

Estado	(S_1, S_2, S_3)	Variables en $k+1$
SW1	000	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right)$ $V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (I_{DC} - I_S)$
SW2	001	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right) + V_{0k} \frac{T_S}{L}$ $V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (I_{DC} - i_{Lk} - I_S)$
SW3	010	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right) - V_{0k} \frac{T_S}{L}$ $V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (i_{Lk} - I_S)$
SW4	011	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right)$ $V_{0,k+1} = V_{0k} - \frac{T_S I_S}{C}$
SW5	100	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right)$ $V_{0,k+1} = V_{0k} - \frac{T_S I_S}{C}$
SW6	101	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right) + V_{0k} \frac{T_S}{L}$ $V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (-i_{Lk} - I_S)$
SW7	110	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right) - V_{0k} \frac{T_S}{L}$ $V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (-I_{DC} + i_{Lk} - I_S)$
SW8	111	$i_{L,k+1} = i_{Lk} \left(1 - \frac{T_S}{\tau_L}\right)$ $V_{0,k+1} = V_{0k} + \frac{T_S}{C} (-I_{DC} - I_S)$

B. Función de costo

En cada instante de muestreo se miden la tensión en el capacitor de salida, la corriente en el inductor y la corriente de salida I_s . Se precálculan las variables de interés para los 8 estados del convertidor y luego se calcula una función de costo para cada conjunto de variables que cuantifica el apartamiento de las variables de sus valores de referencia. El estado de conmutación que minimiza dicha función es elegido y se

aplica en el periodo de conmutación posterior. La función tiene la siguiente forma:

$$g = K_V \frac{|V_{0ref} - V_{0k+1}|}{V_{0pico}} + K_I \frac{|i_{Lref} - i_{Lk+1}|}{i_{Lref}} + K_n n_{SW} \quad (5)$$

Los factores de peso K son constantes y proporcionan un medio para balancear la importancia de cada uno de los términos. La función adicional n_{SW} cuantifica la cantidad de conmutaciones involucradas en el cambio de estado del convertidor y tiene el objetivo de reducir la frecuencia de conmutación. La misma tiene la siguiente forma:

$$n_{SW} = \frac{N}{3} \quad (6)$$

donde N es el número total de cambios de estado de S_1 , S_2 y S_3 entre el estado actual y el siguiente. En la Fig. 5 se muestra el diagrama de flujo del programa para el controlador.

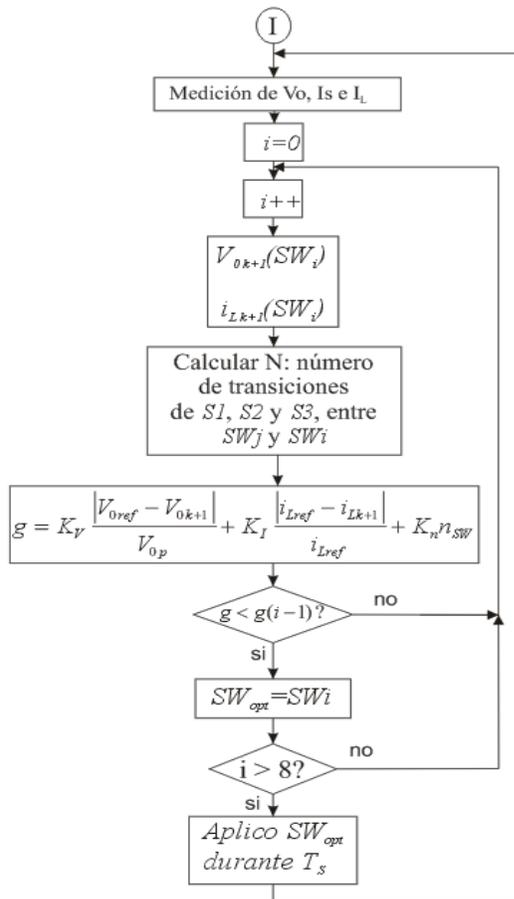


Fig. 5. Diagrama de flujo del programa de control

IV. EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO

Para verificar la validez del algoritmo propuesto se realizaron simulaciones en el entorno Simulink para tres condiciones de funcionamiento: operación en régimen permanente; cambio abrupto de la tensión de referencia, cambio abrupto de la impedancia de carga, y finalmente alimentando una carga no lineal. La Tabla III resume los parámetros del sistema bajo análisis.

TABLA III.
Datos de simulación

Capacitor de salida: C_f	30 μ F
Inductor interno: L	150mH; 0,1 Ω
Tensión pico nominal de salida: V_p	311V
Corriente del bus DC: I_{DC}	75A
Período de ejecución del algoritmo de control: T_s	66 μ s
Impedancia de carga: Z	5,5 Ω ; PF=0,95ind.
Factores de peso	$K_V=1$; $K_n=0,2$; $K_I=10$,

La Fig. 6 muestra el inversor propuesto alimentando la impedancia de carga especificada en la Tabla III funcionando en régimen permanente. Como se muestra en la Fig. 6(a) la corriente sintetizada por el inversor presenta los 7 niveles posibles realizando variaciones unitarias entre dichos niveles la mayoría de los casos. La tensión de salida (Fig. 6(b)) posee una forma cuasi-sinusoidal, lo cual es alcanzado mediante un capacitor de salida C_f pequeño (30 μ F), mientras en la corriente en la carga (Fig. 6(c)) no se aprecia rizado, alcanzando la misma un valor pico aproximado de 50A. La Fig. 6(d) muestra la corriente que circula a través del inductor interno, la cual se mantiene en un valor medio de 25A con un ripple de 2A pico a pico (8%).

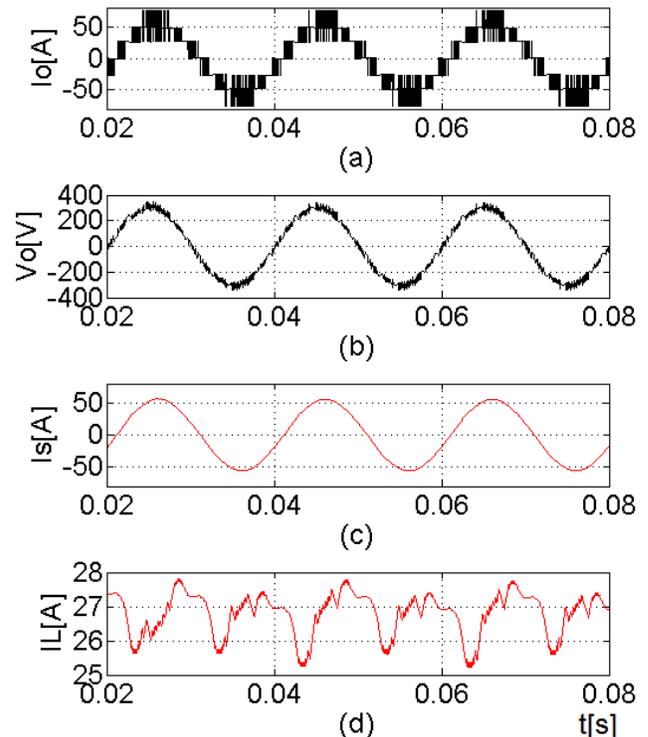


Fig. 6. Régimen permanente.

En la Fig. 7 se muestra las formas de onda resultantes de aplicar un escalón de carga. En este caso la carga inicial es la impedancia nominal Z y en $t=0,17s$ se modifica a $2Z$ (con el mismo factor de potencia). A partir de ese momento la componente fundamental de la corriente de salida (Fig. 7(a)) del convertidor naturalmente se reduce, como así también el número de niveles sintetizados de 7 a 5. Al mismo tiempo la tensión pico de salida (Fig. 7(b)) no se modifica y se sigue preservando su forma cuasi-sinusoidal. La corriente de carga (Fig. 7(c)) posee una variación en escalón. Sin embargo, a pesar que la combinación de C_f y la componente inductiva de Z resuena alrededor de 300Hz, no se observan oscilaciones en la corriente ni en la tensión de salida. La corriente auxiliar se muestra en la Fig. 7(d) y se observa una reducción en el valor medio de 2A, aproximadamente y no se restablece a su valor de referencia. Este fenómeno es frecuente en este tipo de controles y se explica a partir de que el mismo no posee términos de corrección de errores de estado estacionario [11].

En la Fig. 8 se muestra el efecto de alimentar una carga no lineal del tipo rectificador a puente de diodos con filtro a capacitor. La misma presenta picos de corriente de gran amplitud durante el tiempo de carga del capacitor y cero en el resto (Fig. 8(c)). Se observa en la traza de la Fig. 8(a) que durante el tiempo en que la carga no conduce corriente el convertidor entrega pulsos pequeños al capacitor de salida cuya función es exclusivamente llevar la tensión de éste a la de referencia, mientras que cuando la carga comienza a drenar corriente, rápidamente el convertidor modula su corriente para igualar el valor medio de la corriente de carga, aparte de seguir la tensión de referencia Fig. 8(b). En esta condición también se advierte un comportamiento estable de la corriente auxiliar.

La Fig. 9 muestra un cambio de fase de 180 grados en la referencia de tensión de salida para el inversor cargado con la impedancia nominal. Al igual que en el caso de reconfiguración de carga de la Fig. 7, tampoco se observa resonancia, a la vez que el control exige a la tensión de salida un salto de 600V. Obsérvese el pulso de corriente a la salida del convertidor para llevar la tensión al valor deseado.

Finalmente, la Fig. 10 y la Fig. 11 muestran las funciones de conmutación S_1 , S_2 y S_3 en la condición de carga nominal para dos valores de Kn (0 y 0,2, respectivamente). Mientras se observa para S_1 una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia fundamental de la referencia (50Hz) se ve que tanto para S_2 como para S_3 dicha frecuencia es superior en el caso de la Fig. 10. Si bien la frecuencia de conmutación no está fijada por el algoritmo y en consecuencia no es constante, puede estimarse la frecuencia promedio contando el número de transiciones en un ciclo. Se determinó, para el caso $Kn=0$ una frecuencia promedio para S_2 igual a 2,7kHz, mientras que para S_3 es 3,1kHz. Por otra parte para el caso $Kn=0,2$ la frecuencia para S_2 alcanzó un valor aproximado de 2,1kHz, mientras que para S_3 fue 2.5kHz. Para valores mayores de Kn las demás variables controladas comienzan a degradarse por lo que dicho valor representa el mejor balance entre reducción de la frecuencia y calidad de las variables en cuestión.

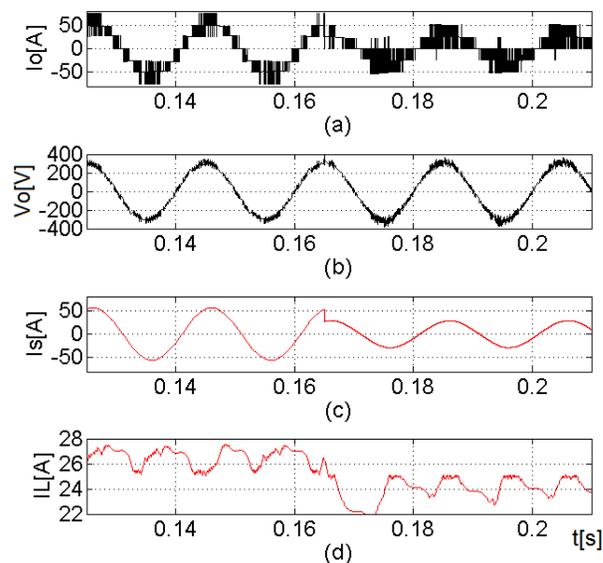


Fig. 7. Cambio brusco de carga

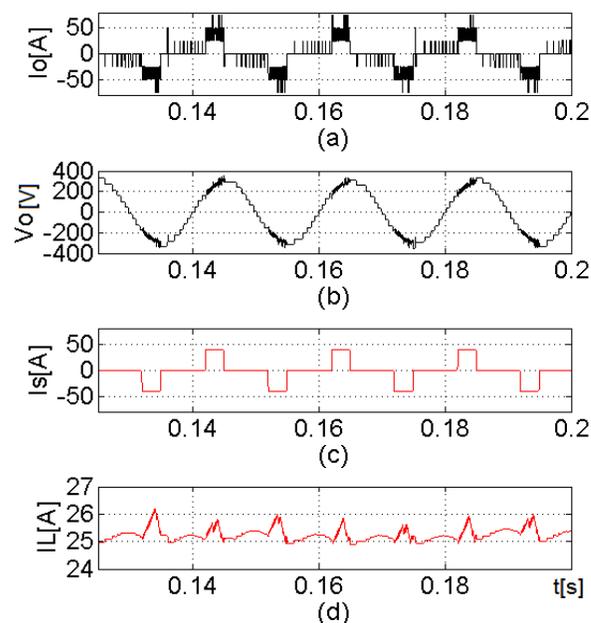


Fig. 8. Carga alineal

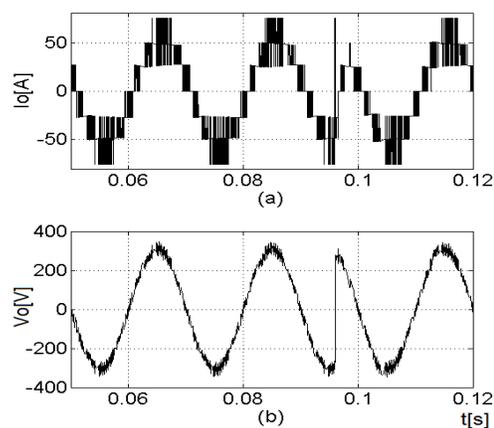


Fig. 9. Cambio en la referencia de tensión de salida

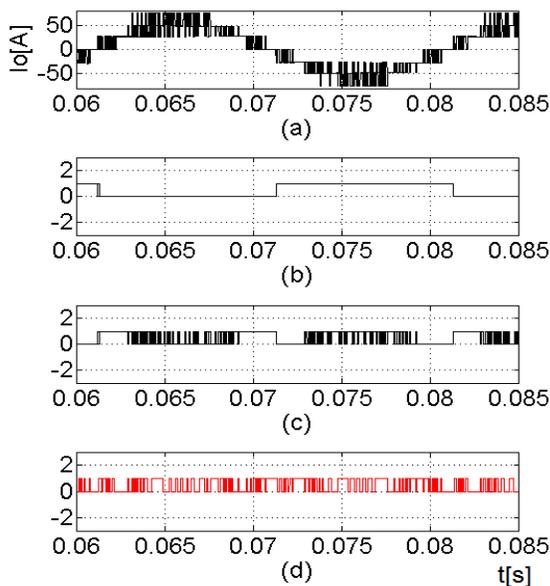


Fig. 10. Factor de peso de número de conmutaciones $K_n=0$

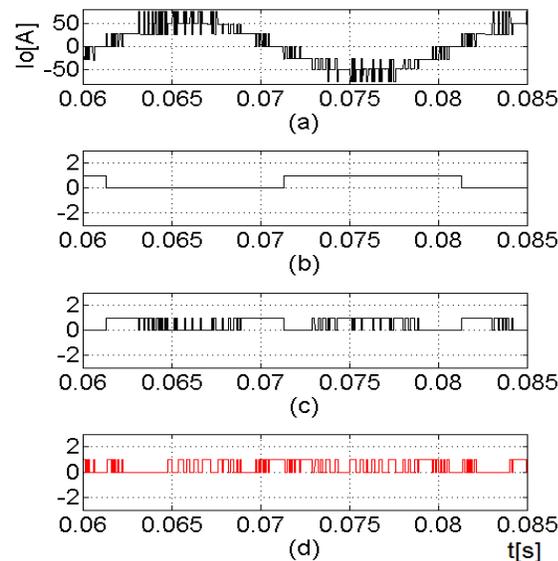


Fig. 11. Factor de peso de número de conmutaciones $K_n=0,2$

V. CONCLUSIONES

Este trabajo presentó una topología de inversor multinivel con fuente de corriente para alimentación de cargas monofásicas. Teniendo como variables a controlar la corriente auxiliar y la tensión sobre la carga, se propuso una estrategia de control conjunta de ambas variables mediante la técnica de control predictivo de estados finitos. Este esquema, simple y sencillo en su implementación presentó resultados satisfactorios, incluso logrando, como objetivo secundario, una reducción de un 20-30% de la frecuencia de conmutación en los dos pares de llaves que conmutan a alta frecuencia. La rapidez de respuesta ante cambios en la referencia de tensión y en la carga hacen atractiva la propuesta para atacar problemas de

compensación de tensión en serie en aplicaciones de mejora de la calidad de potencia eléctrica.

REFERENCIAS

- [1] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo y M.A.M. Prats, "The Age of Multilevel Converters Arrives", *IEEE Ind. Electr. Magazine*, No. 2, pp. 28-39, 2008.
- [2] M. M. Bhesaniya y A. Shukla, "Current Source Modular Multilevel Converter: Detailed Analysis and STATCOM Application", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 31, pp. 323-333, 2016.
- [3] M. P. Aguirre, L. Calvino y M. I. Valla, "Multilevel Current-Source Inverter with FPGA Control", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 60, pp. 3-10, 2013.
- [4] T. Kommers Jappe, S. A. Mussa, M. L. Heldwein, D. R. Caballero y C. Paredes, "A Current Symmetrical Hybrid Multilevel DC-AC Converter", in *Proc. of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Birmingham-UK, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011, pp. 1-9.
- [5] M. Hasan Ali, B. Wu, y R. A. Dougal, "An Overview of SMES Applications in Power and Energy Systems", *IEEE Trans. on Sust. Energy*, Vol. 1, pp. 38-47, 2010.
- [6] C. Klumpner y F. Blaabjerg, "Using Reverse-Blocking IGBTs in Power Converters for Adjustable-Speed Drives", *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, Vol. 42, pp. 807-816, 2006.
- [7] P. G. Barbosa, H., A. Carvalho Braga, M. d. C. Barbosa Rodrigues y E. C. Teixeira, "Boost Current Multilevel Inverter and its Application on Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 21, pp. 1116-1124, 2006.
- [8] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov y L. G. Franquelo, "Grid-connected Photovoltaic Systems", *IEEE Ind. Electron. Magazine*, Vol. 9, pp. 47-61, 2015.
- [9] J. Dai, "Current Source Converters for Megawatt Wind Energy Conversion Systems", PhD Thesis, Ryerson University, Victoria St, Toronto, Canada, 2010.
- [10] S. A. González, M. I. Valla y C. F. Christiansen, "Analysis of a Cascade Asymmetric Topology for Multilevel Converters", in *Proc. of the 2007 IEEE Int. Symp. on Ind. Electron. (ISIE'2007)*, Vigo, Spain, June 4-7, 2007, pp. 1037-1022.
- [11] R. P. Aguilera, P. Lezana y D. E. Quevedo, "Finite-Control-Set Model Predictive Control with Improved Steady-State Performance", *IEEE Trans. on Ind. Informatics*, Vol. 9, pp. 658-667, 2013.