

## Una Alternativa para Regular los Buses de CC en un Filtro Activo Paralelo con Inversor de 5 Niveles en Cascada

Homero Miranda \* Víctor Cárdenas \*\* Elvia Palacios \*\*\*

\* Instituto Tecnológico Superior de Irapuato – ITESI, Carretera Irapuato-Silao Km. 12.5, C.P. 36821, Irapuato Guanajuato, México

\*\* Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería – UASLP, Dr. Manuel Nava No.8, C.P. 78290, San Luis Potosí, México

\*\*\* Facultad de Ciencias – UASLP, Av. Dr. Salvador Nava, s/n, C.P. 78290, San Luis Potosí, México

Resumen: En este artículo se explora un método para regular las tensiones en los buses de CC en un filtro activo de corriente. El inversor es un convertidor multinivel de cinco niveles y está formado por dos celdas en configuración puente H con enlace capacitivo. Mediante la medición del bus de CC de una celda, se controla la tensión en la otra reduciendo así el número de sensores de tensión. Para llevar a cabo la regulación del bus de CC y la corriente de salida, se utiliza un controlador PI para cada lazo de control. Se presentan una serie de análisis, simulaciones y resultados experimentales del sistema de potencia con el fin de validar la propuesta de este trabajo. Copyright © 2008 CEA.

Palabras Clave: Filtro Activo, Inversores, Armónicos, Potencia reactiva, Controlador PI.

### 1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años los convertidores multinivel (CMN) se han perfilado como una solución para aplicaciones de electrónica de potencia y compensadores estáticos en media y alta tensión, debido principalmente a sus características operativas (Rodríguez *et al.*, 2002). Los CMN están formados por un arreglo de semiconductores de potencia y condensadores como fuentes de alimentación, o fuentes de tensión reguladas basadas en rectificadores con diodos. Sin embargo existen algunas variantes de las topologías de CMN donde es posible sustituir las fuentes de CC reguladas por rectificadores de frente activo (AFE) (Pérez *et al.*, 2005; Rodríguez *et al.*, 2002). De esta forma, se consigue reducir la distorsión armónica de corriente (THD) en la fuente de CA, mejorando así el factor de potencia. Dependiendo de la topología del convertidor las fuentes de CC pueden ser aisladas e independientes. En el CMN la forma de onda de salida está formada de varios niveles de tensión; a través de los diferentes estados de conmutación en los interruptores es posible generar una suma secuencial de los niveles de tensión de cada arreglo. La forma de onda en las terminales del convertidor puede ser de alta tensión y con una baja distorsión armónica, mientras que los interruptores soportan sólo una parte de la tensión total de la fuente de CC y conmutan a baja frecuencia. La estructura del convertidor con celdas en cascada fue propuesta por (Marchesoni *et al.*, 1990) y (Peng *et al.*, 1996; Hammond, 1996). En esta topología cada fase consiste en una conexión en serie de celdas en puente H, y cada celda cuenta con una fuente de CC independiente y aislada. Hasta hace algunos años las aplicaciones del convertidor multinivel en cascada con fuentes independientes se limitaba a sistemas donde se permitía sólo el flujo de potencia activa. Sin embargo, con la sustitución de las fuentes aisladas por condensadores en los buses de CC,

fue posible incluir aplicaciones donde se requiere el control de potencia reactiva, tales como filtros activos de potencia y compensadores estáticos síncronos (STATCOM). El filtro activo de potencia funciona como una fuente de corriente o tensión según su configuración, y la función principal del equipo es compensar las componentes armónicas contenidas en una forma de onda en tensión o corriente distorsionada. La estructura del STATCOM es similar a la del filtro activo; sin embargo, el STATCOM tiene la función principal de compensar potencia reactiva. Entre las aplicaciones de los convertidores multinivel en filtros activos se encuentran (Massoud *et al.*, 2004) y (Jianlin *et al.*, 2003) donde un convertidor con celdas en cascada se emplea en la etapa de potencia del filtro activo de corriente y los controladores son del tipo PI. En este tipo de aplicaciones un problema operativo importante es mantener regulados los  $n$ -buses de CC para lograr una correcta compensación de corrientes armónicas. La complejidad de controlar los buses de CC en el inversor multinivel aumenta conforme el número de niveles crece, ya que la cantidad de fuentes de CC se incrementa a una razón de  $(m - 1)/2$ , donde  $m$  es el número de niveles a la salida del inversor. Algunas técnicas de control no lineal (i.e pasividad y modos deslizantes) son empleadas en este tipo de problemas; sin embargo existen ciertas limitantes para su implementación en dispositivos analógicos, siendo conveniente recurrir a sistemas digitales como los procesadores digitales de señales (DSP). Cabe reconocer que se pueden obtener buenos resultados en el filtro activo empleando técnicas de control no lineal, sin embargo existen normativas y estándares que proponen rangos permisibles de operación en los equipos eléctricos y electrónicos, que con una buena selección de las ganancias del controlador PI se pueden cumplir.

Este artículo explora un método basado en técnicas de control clásico para mantener regulado los buses de CC en cada una de las dos celdas del convertidor de cinco niveles, pero midiendo la tensión en sólo una de ellas, incrementando así la confiabilidad al reducir las variables a medir. Para mantener regulados los buses de CC en cada una de las celdas se emplean controladores PI, tanto en el lazo de tensión como en el lazo de corriente.

## 2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El filtro activo paralelo compensa armónicos de corriente mediante la inyección de armónicos de la misma magnitud pero en contra fase. En este caso, el filtro activo paralelo opera como una fuente de corriente que proporciona las componentes armónicas demandadas por la carga no lineal, pero desfasadas 180°. Como resultado, las componentes armónicas de la carga son canceladas por el efecto del filtro activo, y la fuente de tensión opera con una corriente sinusoidal en fase con la tensión de línea neutro respectivo. De este modo, el conjunto filtro carga no lineal se comporta como una resistencia conectada al sistema eléctrico de distribución, ya que sólo se demanda potencia activa (López *et al.*, 2003). Este principio de compensación se puede aplicar a todo tipo de cargas consideradas como no lineales por la generación de distorsión de corriente. Mediante una apropiada generación de referencia y una ley de control, el filtro activo también puede compensar factor de potencia por desplazamiento de componente fundamental en la carga.

La figura 1 muestra el circuito de potencia para la estructura del filtro activo paralelo analizado.

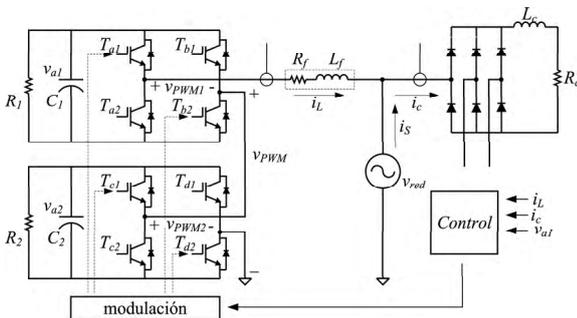


Figura 1. Filtro activo de corriente con el inversor de 5-niveles.

El inversor multinivel entrega en sus terminales una forma de onda con cinco niveles de CC ( $v_{PWM}$ ) y mediante el inductor de enlace se conecta a la red eléctrica ( $v_{red}$ ) para compensar las componentes armónicas requeridas por la carga no lineal ( $i_c$ ). El filtro activo tiene tres etapas importantes en su funcionamiento:

- Etapa de potencia (inversor multinivel)
- Método para la generación de la referencia
- Estrategia de control.

### 2.1 Etapa de Potencia

La etapa de potencia está formada por un inversor con dos celdas en cascada. Cada celda entrega 3 niveles de tensión ( $\pm v_{a1,2}$  y 0). Las fuentes de CC son condensadores, los cuales almacenan la energía reactiva necesaria para compensar los armónicos de corriente demandadas por la carga no lineal y mantener un factor de potencia cercano a la unidad.

### 2.2 Técnica de Modulación

El esquema de modulación que se emplea para operar los interruptores se basa en la modulación de ancho de pulso sinusoidal con multiportadora (MC-SPWM). Existen variantes de la modulación de ancho de pulso (PWM) con multiportadora, pero la técnica PWM senoidal con portadoras desplazadas en tiempo (PS-PWM) es la más conveniente para el inversor con celdas en cascada. Lo anterior se debe a que ésta presenta diferentes estados de conmutación que permiten balancear los esfuerzos en conducción de los interruptores (Calais *et al.*, 2001), y a diferencia de la solución presentada en (McGrath and Holmes, 2002) la frecuencia de portadora es menor, por lo tanto los esfuerzos en conmutación son menores. La técnica PS-PWM consiste en  $m - 1$  portadoras triangulares desfasadas por un ángulo de  $360^\circ / (m - 1)$  una respecto de otra (Calais *et al.*, 2001; Agelidis and Calais, 1998), donde  $m$  es el número de niveles. La figura 2 muestra la técnica PS-PWM.

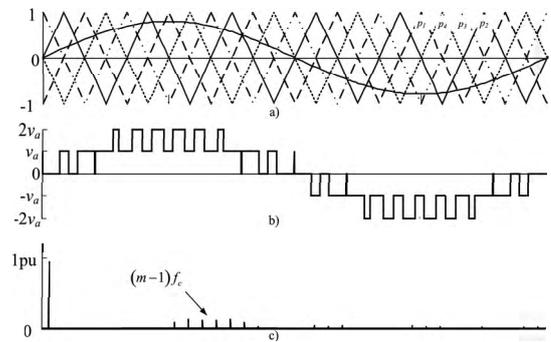


Figura 2. Técnica de modulación PS-PWM. a) Técnica PS-PWM; b) Tensión de salida  $v_{PWM}$ ; c) Espectro en frecuencia de  $v_{PWM}$ .

Para el inversor de cinco niveles se necesitan cuatro portadoras triangulares desfasadas  $90^\circ$  una respecto de otra. En la figura 2b se muestra la forma de onda que se obtiene en las terminales del convertidor multinivel.

La ventaja de emplear esta técnica de modulación se relaciona directamente con las pérdidas en conmutación, ya que los interruptores de potencia conmutan a la frecuencia de la portadora ( $f_c$ ) y la señal de salida tiene una frecuencia de conmutación a  $(m - 1)f_c$  (Calais *et al.*, 2001). Con una  $f_c$  baja, el patrón de conmutación en la forma de onda de salida se multiplica por un factor de  $(m - 1)$  veces la frecuencia de portadora. Otra ventaja que ofrece la técnica de modulación PS-PWM, es que el patrón PWM de salida presenta bandas laterales a muy alta frecuencia estando así alejadas de la componente fundamental (50/60Hz). Por lo tanto el valor del filtro inductivo ( $L_f$ ) que se emplea para reducir el rizo de conmutación de alta frecuencia es relativamente pequeño, mejorando la respuesta dinámica del filtro activo.

En la figura 2c se puede ver que la zona existente entre la componente fundamental y las bandas laterales asociadas al patrón PWM es muy amplia, de manera que es factible que el filtro activo compense las corrientes armónicas requeridas por la carga no lineal.

### 2.3 Obtención de la corriente de referencia

El esquema para obtener la señal de referencia y los lazos de control se muestran en la figura 3. Con este esquema se obtiene

la señal de referencia en corriente, y además se inserta el lazo para el control en el bus de CC de la celda 1 ( $v_{a1}$ ). La misma figura ilustra el sistema completo, con los lazos de control y la técnica de modulación.

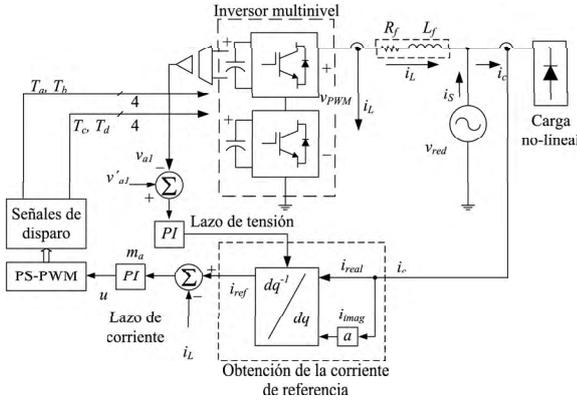


Figura 3. Sistema de potencia con lazos de control y obtención de la corriente de referencia.

La señal de referencia en este caso se obtiene mediante la transformación  $dq$  para sistemas monofásicos empleando el concepto del circuito ortogonal imaginario (Zhang *et al.*, 2002). Mediante la corriente de carga no lineal, se obtiene la corriente imaginaria (desfasada  $90^\circ$  respecto la real). Las corrientes real e imaginaria se mapean al marco de referencia  $dq$  mediante la siguiente matriz de transformación:

$$[T] = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

donde  $\theta = \omega t$  (velocidad angular).

Las componentes obtenidas mediante la transformación son  $i_d^{(cc+ca)}$  e  $i_q^{(cc+ca)}$ , las cuales contienen la componente activa y reactiva asociada a la fundamental y los armónicos de la carga. La corriente  $i_d^{(cc+ca)}$  pasa por un filtro pasa bajas con frecuencia de corte  $f_{cut}$  para obtener la componente  $i_d^{cc}$  que está asociada a la fundamental de la corriente (60/50Hz). El filtro paso bajos es de primer orden con una frecuencia de corte de 6 Hz con un tiempo de asentamiento de 20ms (González *et al.*, 2004).

De la componente  $i_d^{(cc+ca)}$  sólo interesa la parte asociada a los armónicos y ésta se consigue mediante la siguiente operación:

$$i_d^{ca} = i_d^{(cc+ca)} - i_d^{cc} \quad (2)$$

La gama de armónicos contenidos en la corriente de carga no lineal se encuentran en  $i_d^{ca}$ , por lo tanto es la componente de interés para obtener la señal de referencia indicada. La corriente de referencia se obtiene aplicando  $[T]^{-1}$  a las componentes  $i_d^{ca}$  e  $i_q^{(cc+ca)}$ . La figura 4 muestra el esquema para obtener la señal de referencia.

#### 2.4 Estrategia de control

Las variables a controlar en el filtro son: la corriente de compensación, la cual debe contener la cantidad de armónicos que demanda la carga no lineal y la tensión en cada uno de los buses de CC, en el que cada condensador deberá mantener

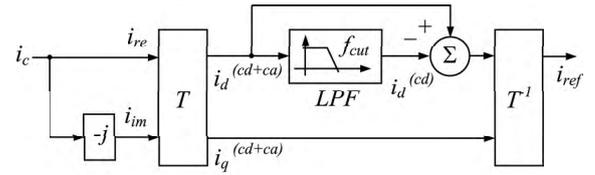


Figura 4. Diagrama para la obtención de la señal de referencia.

la energía suficiente para el correcto funcionamiento del filtro activo paralelo.

### 3. MODELADO Y CONTROL

Una etapa fundamental en la construcción del filtro activo paralelo es la etapa de control. En esta etapa juega un rol importante la selección de los componentes pasivos, ya que de ellos depende el correcto funcionamiento del filtro y la dinámica del mismo. El valor del inductor ( $L_f$ ) de enlace del filtro activo, con el cual se conecta al punto de acoplamiento común, es crucial en el desempeño del filtro activo. Si el valor de  $L_f$  es demasiado pequeño, aparecerá un rizo de conmutación PWM grande en la corriente de compensación; si se elige un valor grande de  $L_f$ , la dinámica del filtro será lenta y se presentará un mal seguimiento de la corriente referencia. El valor del capacitor de CC ( $C$ ) es otro parámetro importante que debe seleccionarse adecuadamente. Un valor pequeño de  $C$  permitirá la aparición de rizos de tensión en estado estable y el filtro será sensible ante variaciones abruptas de carga. Con un valor de  $C$  grande, los rizos presentes en estado estable desaparecen pero la dinámica ante cambios de carga será lenta y el costo y el tamaño del filtro activo aumentará (Singh *et al.*, 1999). Por lo tanto, hay un compromiso entre la dinámica de operación del filtro y los valores de los componentes pasivos del mismo.

#### 3.1 Modelado del filtro activo de corriente

Para modelar el filtro activo, el inversor multinivel se representa mediante un par de fuentes de tensión controladas en corriente y conectadas en serie. El inductor de enlace y la resistencia mutua del inductor están conectadas entre las fuentes de tensión y la fuente que representa la red de suministro eléctrico. El filtro activo propuesto se simplifica de manera que sólo quedan fuentes de tensión, resistencias, condensadores e inductores, donde son aplicables las leyes de Kirchhoff (LVK y LCK). Esto es posible ya que el convertidor multinivel sintetiza una forma de onda similar a la referencia y con muy baja distorsión armónica, facilitando así el promediado de las señales. Una vez simplificado el circuito, se procede a obtener las ecuaciones de malla y nodos.

Las tensiones de PWM que entregan cada una de las celdas en sus terminales  $v_{a1}m_{a1} = v_{PWM1}$  y  $v_{a2}m_{a2} = v_{PWM2}$  ( $m_a$  índice de modulación), se pueden representar mediante una función de conmutación  $sw_x$  que entregue los estados +1, 0 y -1. Con sólo dos interruptores se representa una celda de potencia que genera una forma de onda con tres niveles ( $\pm v_{a1,2}$  y 0) tal como lo muestra la figura 5.

En la figura 5 dos interruptores en  $sw_x$  desempeñan el comportamiento de un convertidor con cuatro interruptores. Los estados de conmutación se presentan en la Tabla 1; los estados iguales generan el cero y los opuestos generan el nivel positivo o el negativo según sea el caso.

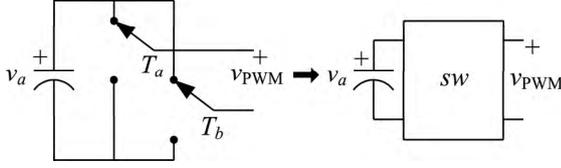


Figura 5. Función de conmutación  $sw_x$ .

Tabla 1. Estados de conmutación

$T_a$	$T_b$	$v_{PWM_{1,2}}$
0	0	0
0	1	$-v_{a1,2}$
1	0	$+v_{a1,2}$
1	1	0

De la Tabla 1 se obtiene la función que representa a  $v_{a1}m_a$  y  $v_{a2}m_a$ .

$$sw_x = T_a - T_b \quad (3)$$

La tensión PWM de cada una de las celdas se obtiene con la siguiente operación:

$$v_{PWM_{1,2}} = G_{c1,2} \cdot v_{a1,2} \cdot sw_x \quad (4)$$

La función de transferencia  $G_{c1,2}$  de las celdas de tres niveles es aquella que relaciona la salida en CA con la entrada en CC. De la expresión (4) se obtienen las funciones de transferencia para cada una de las celdas.

Se sabe que si el convertidor mantiene el índice de modulación de amplitud  $m_a$  ( $m_a = v_{PWM}/v_{red}$ ) dentro de la región lineal ( $m_a \leq 1$ ). En (4) la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida  $v_{PWM_{1,2}}$  es linealmente proporcional a  $m_a$  (Mohand *et al.*, 2003). Por lo tanto la función de transferencia de las celdas se pueden representar por una ganancia, que para fines prácticos se propone unitaria.

Empleando el método propuesto en (Sun and Grotstollen, 1992), se obtiene el modelo promedio (5) basado en el circuito de la Fig. 1.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -R_f L_f^{-1} x_1 + sw_1 L_f^{-1} x_2 + sw_2 L_f^{-1} x_3 - v_{red} L_f^{-1} \\ \dot{x}_2 &= -sw_1 C_1^{-1} x_1 - (R_1 C_1)^{-1} x_2 \\ \dot{x}_3 &= -sw_2 C_2^{-1} x_1 - (R_2 C_2)^{-1} x_3 \end{aligned} \quad (5)$$

donde:  $x_1=i_L$ ,  $x_2=v_{a1}$ ,  $x_3=v_{a2}$ .  $C_1$  y  $C_2$  son los condensadores del bus de CC en cada celda del convertidor.  $L_f$  y  $R_f$  son el inductor de enlace y la resistencia de pérdidas en el inductor.  $R_1$  y  $R_2$  representan las pérdidas de conmutación de cada una de las celdas.

Para determinar la ley de control sobre las variables de interés, que en este caso son la corriente de salida y las tensiones en los condensadores, el modelo (5) combina señales en alterna y directa complicando así el diseño de los controladores de corriente y tensión; además el modelo está acoplado. Existen algunas herramientas que ayudan a trabajar sólo con señales en CC; entre éstas se encuentra la transformación del sistema al marco de referencia estacionario  $dq$ . Este método se emplea para trabajar de forma más conveniente empleando el concepto del circuito ortogonal imaginario (Zhang *et al.*, 2002).

La componente fundamental de tensión y corriente en el circuito real e imaginario quedan expresados de la siguiente forma:

$$v_{re} = v_p \sin(\omega t) \quad ; \quad i_{re} = i_p \sin(\omega t + \phi) \quad (6)$$

$$v_{im} = v_p \sin(\omega t - 90^\circ) \quad ; \quad i_{im} = i_p \sin(\omega t + \phi - 90^\circ) \quad (7)$$

La razón de elegir la señal real (re) como un seno, y la señal imaginaria (im) como un seno atrasado  $90^\circ$ , se debe a que la variable imaginaria se construye a partir de la real; por lo tanto, la señal imaginaria debe contener la información  $90^\circ$  antes en el dominio del tiempo. Una vez definidos los conceptos fundamentales para la construcción del circuito imaginario en el plano ortogonal se definen las siguientes expresiones para mapear al sistema. El vector de referencia en el plano  $dq$  monofásico se obtiene mediante la expresión (8).

$$[x_{dq}] = [x_r] = [T] \cdot [x] = [T] \cdot [x_{re,im}] \quad (8)$$

La representación de un sistema en espacio de estados  $[\dot{x}] = [A] \cdot [x] + [B] \cdot [u]$  es genérica para todo tipo de sistemas, sea monofásico o trifásico. Para este sistema se propone transformar al dominio  $dq$  con el cambio de coordenadas  $x_{re}-x_{im}$ , es decir

$$\begin{aligned} [x_r] &= [T] \cdot [x_{re,im}] \Rightarrow [x_{re,im}] = [T]^T \cdot [x_r] \\ [u_r] &= [T] \cdot [u_{re,im}] \Rightarrow [u_{re,im}] = [T]^T \cdot [u_r] \end{aligned} \quad (9)$$

La deducción de la matriz  $[A_r]$  es como sigue:

$$[A_r] = [T] \cdot [A_{re,im}] \cdot [T]^T - L_f \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Este modelo presenta flexibilidad para manejar las variables a controlar de forma independiente en una misma fase y es posible realizar un análisis de cada una de las variables y proponer una ley de control para regular los buses de CC en cada una de las celdas del convertidor multinivel. Tomando el modelo (5) se define el modelo real e imaginario. Las funciones de conmutación se definen de la forma:

$$[sw_n] = \begin{bmatrix} sw_n \text{ re} \\ sw_n \text{ im} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Ahora existe un vector  $sw$  que contiene las funciones real e imaginaria que se definen de la misma manera que (7). La tensión de línea y la corriente de inductor son:

$$[v_{red}] = \begin{bmatrix} v_{red \text{ re}} \\ v_{red \text{ im}} \end{bmatrix} \quad ; \quad [x_1] = \begin{bmatrix} x_1 \text{ re} \\ x_1 \text{ im} \end{bmatrix} \quad (12)$$

El modelo (5) se mapea en el marco de referencia  $dq$  utilizando las expresiones (9) y (10). Del modelo (5) se eligen las ecuaciones de estado que representan a la corriente de inductor y la tensión en la celda 1. El modelo resultante en  $dq$  queda expresado de la forma:

$$\begin{aligned} L_f \dot{x}_{1d} &= -R_f x_{1d} + \omega L_f x_{1q} - sw_{d1} x_2 + v_d \\ L_f \dot{x}_{1q} &= -R_f x_{1q} - \omega L_f x_{1d} - sw_{q1} x_2 + v_q \\ C_1 \dot{x}_2 &= -\frac{sw_{d1}}{2} x_{1d} - \frac{sw_{q1}}{2} x_{1q} - \frac{1}{R_1} x_2 \end{aligned} \quad (13)$$

### 3.2 Regulación de las tensiones en CC y control de corriente

Idealmente cada inversor de tres niveles que forma al inversor de cinco niveles maneja la misma tensión en el bus de CC y tienen un comportamiento similar entre si. Supóngase que el convertidor trabaja en lazo abierto y con fuentes reguladas, de manera que la  $u$  de control sea una función tal que garantice que el inversor reproduzca una forma de onda sinusoidal. Supóngase que la frecuencia de portadora ( $f_c$ ) es lo suficientemente alta, y si se hace un acercamiento para observar la intersección de las portadoras triangulares con la  $u$  de control, tal como lo ilustra la Fig. 6, se puede verificar que la  $u$  se asemeja a un línea recta que cruza a cada una de las portadoras triangulares. Esto es válido sólo si  $f_c$  es significativamente mayor a la frecuencia de la  $u$  de control. Mediante el proceso de modulación se obtienen cada uno de los pulsos mostrados en la misma Fig. .

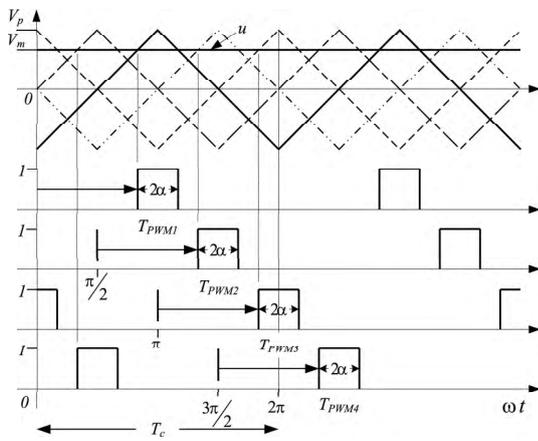


Figura 6. Generación de pulsos para el inversor de cinco niveles.

Aplicando el análisis de *Fourier* se obtiene la función  $f_1(t)$  correspondiente al pulso 1 ( $T_{PWM1}$ ).

$$f_1(t) = \frac{\alpha}{\pi} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n-1)} \cdot \frac{\sin(\alpha n) \cos(nt)}{n} \quad (14)$$

donde:  $\alpha$  corresponde al 50% del ancho de pulso  $T_{PWMx}$  (tiempo que dura en estado activo el pulso).

La expresión (14) contiene la información obtenida mediante la modulación de la  $u$  de control con la triangular portadora respectiva. Los siguientes pulsos se obtienen mediante el mismo proceso y empleando el análisis de *Fourier* a cada uno de los pulsos se concluye que:

$$\begin{aligned} f_2(t) &= f_1(t - \pi/2) \\ f_3(t) &= f_2(t - \pi/2) \quad \text{ó} \quad f_3(t) = f_1(t - \pi) \\ f_4(t) &= f_3(t - \pi/2) \quad \text{ó} \quad f_4(t) = f_1(t - 3\pi/2) \end{aligned} \quad (15)$$

Por lo tanto de la figura 6 se concluye que  $f_2(t)$ ,  $f_3(t)$  y  $f_4(t)$  contienen la misma información que  $f_1(t)$  pero desplazada en fase una respecto de otra, de manera tal que cada rama que compone cada una de las celdas del CMN opera con la misma  $u$  de control y si  $f_c$  es mucho mayor que la frecuencia de moduladora (en este caso la  $u$ ), entonces los pulsos  $T_{PWM1}$ ,  $T_{PWM2}$ ,  $T_{PWM3}$  y  $T_{PWM4}$  tienden al mismo ancho de pulso.

Cada celda entrega a la salida un patrón PWM de tres niveles, desfasado  $90^\circ$  (a la frecuencia de portadora) uno respecto del otro. Este desplazamiento en tiempo se debe a la suma que se genera mediante las conmutación en cada celda  $v_{PWM1} = T_{PWM1} + T_{PWM2}$  y  $v_{PWM2} = T_{PWM3} + T_{PWM4}$ . Por otro lado la corriente que circula entre las celdas es la misma, y es la corriente de salida del inversor  $x_1$ . Si las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  se consideran infinitas (no existen pérdidas), en (5) sólo quedan los términos formados por el producto de  $sw_n x_1 / C_n$  en las ecuaciones de estado de cada una de las tensiones en los buses de CC. De la expresión se ve que el producto de  $sw_n x_1$  puede modificar la magnitud de las tensiones en cada uno de los buses de CC, de tal forma que si la  $u$  de control cambia, y el ancho de pulso  $2\alpha$  aumenta o se reduce, los niveles de tensión de cada una de las celdas crecerá o disminuirá según sea el caso. Con este cambio en la  $u$  la corriente se verá afectada. Por lo tanto el efecto que ocurre en la celda 1 es igual al efecto en la celda 2; de esto se puede concluir que en la expresión  $sw_n x_1 / C_n$  la  $u$  es la misma para las dos celdas. Si se considera que  $C_1 \neq C_2$ , el efecto que sufran  $x_2$  y  $x_3$  se refleja en  $x_1$ , por lo tanto  $x_2$  y  $x_3$  tenderán a su valor deseado mediante el producto de  $sw_1 x_1$  y  $sw_2 x_1$  respectivamente. Si se cierra el lazo para regular la tensión en el bus de la celda 1, la  $u$  de control tratará de mantener la tensión en la celda 2, sin necesidad de retroalimentar la tensión del bus de CC en la celda 2. De esta manera la celda que no tenga el lazo de control en el bus de CC es dependiente de la  $u$  de control generada para la celda 1, que se asume que es la misma para la celda 2 sin necesidad de emplear un estimador.

El modelo (13) es un sistema multivariable y acoplado. Para desacoplar los lazos de control en corriente y tensión se considera lo siguiente: El lazo de tensión debe ser lento comparado con el lazo de corriente, al menos diez veces más lento, ya que el sistema deberá ser capaz de soportar los cambios de carga y éstos se reflejan en la tensión del capacitor.

Respecto al promediado de  $sw_1$  y  $sw_2$ , se sabe que en un convertidor de tres niveles empleando la técnica PS-PWM, el patrón de conmutación a la salida es  $2f_c$ , y la forma de onda se asemeja a la señal de referencia a reproducir. En este sentido se puede obtener una función promediada  $\overline{sw}_1$  y  $\overline{sw}_2$ , siempre y cuando la frecuencia de conmutación sea lo suficientemente alta (una década encima de la frecuencia de interés).

Ordenando la ecuación de estado de tensión en el capacitor  $C_1$  de la forma  $a\dot{x} + bx = u$  queda expresada como:

$$C_1 \dot{x}_2 + \frac{1}{R_1} x_2 = -\frac{1}{2} (\overline{sw}_{d1} x_{1d} + \overline{sw}_{q1} x_{1q}) \quad (16)$$

El diagrama de bloques de (16) incluyendo el controlador PI se muestra en la Fig. 7. Con el fin de simplificar el análisis la ganancia del sensor  $H(s)$  en el lazo de retroalimentación es unitaria.

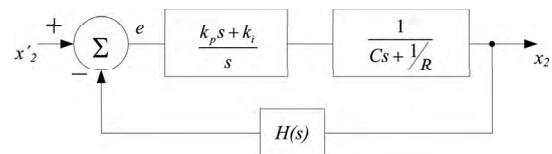


Figura 7. Sistema de control en  $x_2$ .

Analizado la función de transferencia en lazo cerrado (17) y con el conocimiento a priori del sistema se obtienen las expresiones para obtener las ganancias del controlador PI empleando las reglas propuestas en (Kazmierkowski *et al.*, 2002).

$$\frac{x_2(s)}{x'_2(s)} = \frac{C_1^{-1}(k_p s + k_i)}{s^2 + (k_p + R_1^{-1})C_1^{-1}s + k_i C_1^{-1}} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} k_p^{(v)} &= 2\zeta\omega_{nv}C_1 - \frac{1}{R_1} \\ k_i^{(v)} &= \omega_{nv}^2 C_1 \end{aligned} \quad (18)$$

De la misma forma analizando la función de transferencia para las corrientes (19), se obtienen la ganancia para el control en la corriente de salida.

$$\frac{x_{1d,q}(s)}{x'_{1d,q}(s)} = \frac{k_p}{L_f} \cdot \frac{s + k_i k_p^{-1}}{s^2 + (k_p + R_f)L_f^{-1}s + k_i L_f^{-1}} \quad (19)$$

Las constantes se calculan con las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} k_p^{(i)} &= 2\zeta\omega_{ni}L_f - R_f \\ k_i^{(i)} &= \omega_{ni}^2 L_f \end{aligned} \quad (20)$$

El esquema completo con los dos lazos de control se muestra en la Fig. 8.

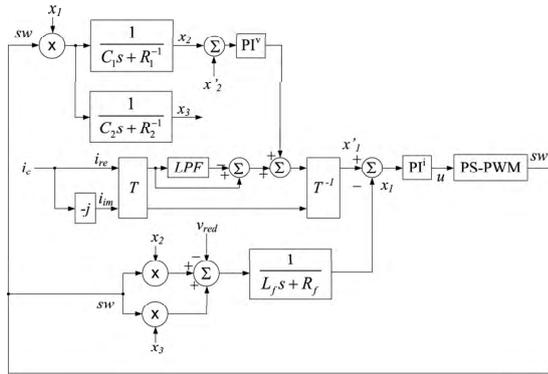


Figura 8. Modelo completo del filtro activo de corriente y su control.

#### 4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES

En esta sección se presentan los resultados de simulación. Para el esquema propuesto se utilizó PSIM para simular el filtro activo mostrado en la Fig. 1. Los parámetros de simulación son los siguientes:  $v_{a1,ref} = 150V$ ,  $L_f = 2,2mH$ ,  $v_{red} = 127V_{RMS}$ ,  $f_{red} = 60Hz$ ,  $R_f = 0,5\Omega$ ,  $C_{1,2} = 2400\mu F$ ,  $R_c = 16\Omega$  y  $8\Omega$  (resistencia de la carga no lineal),  $L_c = 3mH$  y  $f_c = 1,44kHz$ . Las ganancias del controlador PI para el lazo en el bus de CC son:  $k_p^{(v)} = 0,0845$  y  $k_i^{(v)} = 1,5$  y las ganancias para el lazo de corriente son:  $k_p^{(i)} = 0,71$  y  $k_i^{(i)} = 125,5$ .

Las formas de onda en corriente se muestran en la Fig. 9; se muestra la corriente de carga no lineal, la corriente de referencia y la corriente compensada cuando se aplica el escalón de carga.

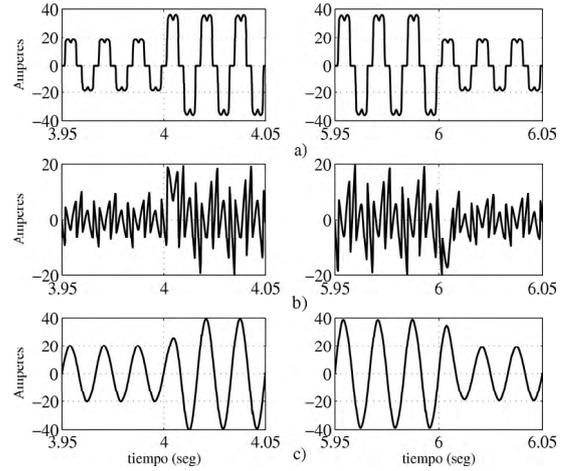


Figura 9. Formas de onda en corriente frente a un transitorio de carga. a) Corriente de carga no-lineal ( $i_c$ ); b) Corriente de compensación ( $i_L$ ); c) Corriente compensada ( $i_s$ ).

En la simulación de la Fig. 9 se asume que las pérdidas en la celda 1 y 2 son idénticas así como también los condensadores en los buses de CC; sin embargo en la realidad esto no se cumple pues los condensadores de potencia pueden tener una variación de un  $\pm 5\%$  de su valor nominal; estas variaciones se deben principalmente a las tolerancias en los procesos de fabricación de los condensadores, los materiales, la temperatura de operación y el envejecimiento de los mismos. En la Fig. 10 se muestran los resultados de simulación cuando  $C_1$  varía un  $-20\%$  de su valor ( $1760\mu$ ) y  $C_2$  varía un  $+10\%$  ( $2242\mu$ ).

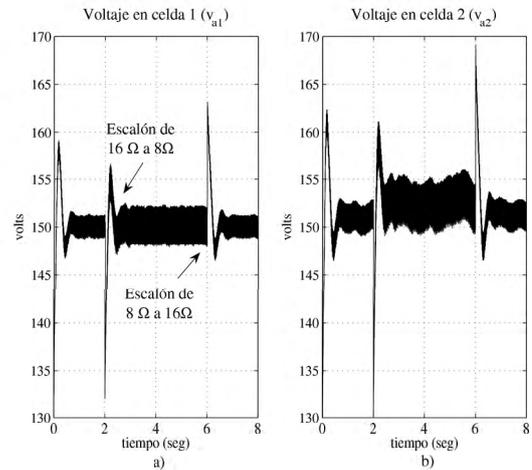


Figura 10. Tensiones en los condensadores frente a un escalón de carga y variación de parámetros. a) Celda 1 con una variación de  $-20\%$  en  $C_1$ ; b) Celda 2 con una variación de  $+10\%$  en  $C_2$ .

La figura 10 muestra los resultados de simulación cuando el sistema trabaja durante 8 segundos. En la figura 10a y 10b se aprecia el sobre tiro de tensión en el bus de CC regulado y el no regulado respectivamente cuando el sistema de potencia se somete a un cambio de carga.

Tomando el modelo en  $dq$  (13) y haciendo  $\dot{x}_{1d,q} = 0$ ,  $\dot{x}_2 = 0$ ,  $R_f = 0$  y  $v_q = 0$  se obtiene que:

$$x_1 = -2x_2 \frac{x_1}{R_1 v_d}$$

$$s w_{1d} = \frac{v_d + L_f \omega x_{1q}}{R_1 v_d}$$

$$s w_{1q} = 2L_f \omega \frac{x_2}{R_1 v_d}$$

En este caso se demuestra que en estado estable el efecto de variación de parámetros en los condensadores no afecta la regulación en los buses de CC pues el punto de operación no depende directamente de los valores en las capacitancias  $C_1$  y  $C_2$ .

Las siguientes figuras muestran los resultados obtenidos experimentalmente en un prototipo de laboratorio. Los parámetros son:  $v_{a1ref} = 60V$ ,  $v_{red} = 70V_{RMS}$  y  $f_c = 20kHz$  (correspondiente a la frecuencia de operación del DSP). Los valores en los condensadores y el inductor son los mismos que los empleados en la simulación. La figura 11 muestra la corriente de inductor ( $i_L$ ), la corriente de red ( $i_s$ ) y la corriente no lineal ( $i_c$ ), frente a un impacto de carga donde  $R_c$  (resistencia de la carga no lineal) pasa de  $24\Omega$  a  $16\Omega$ . Las tensiones en los buses de CC se ilustran en la Fig. 12 mostrando un comportamiento similar entre las dos señales de tensión que se presentan en la misma figura; la escala en la cuadrícula es de  $10V/div$ . La tensión regulada se mantiene en su nivel deseado ( $60V$ ) y la tensión en el bus de CC no regulado es de  $57.5V$ ; como puede verse el seguimiento es asintótico aún ante cambios de carga.

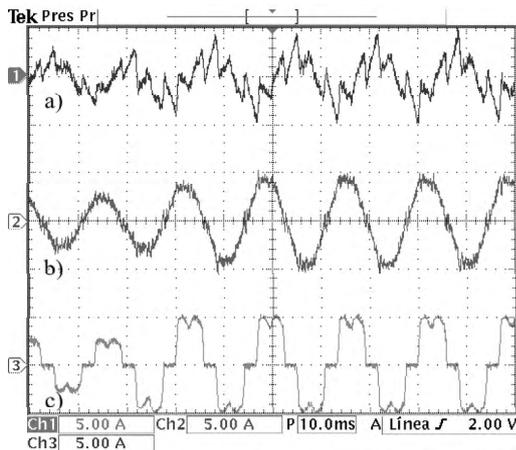


Figura 11. Formas de onda en corriente ante un impacto de carga. a) Corriente de compensación; b) Corriente compensada; c) corriente no lineal.

La figura 13 presenta las corrientes del sistema y el patrón PWM obtenido en las terminales del inversor de cinco niveles.

## 5. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó una alternativa para regular los buses de CC mediante un compensador PI en el lazo de tensión en CC para un convertidor multinivel basado en celdas en cascada. El control se aplicó a un inversor de cinco niveles con dos celdas en cascada en donde el bus de CC en la celda 1 se controla mediante un compensador PI. La propuesta en este trabajo permite reducir el número de sensores garantizando que la celda 2 mantenga un seguimiento asintótico a la tensión de la celda regulada aún ante variaciones de parámetros. Se

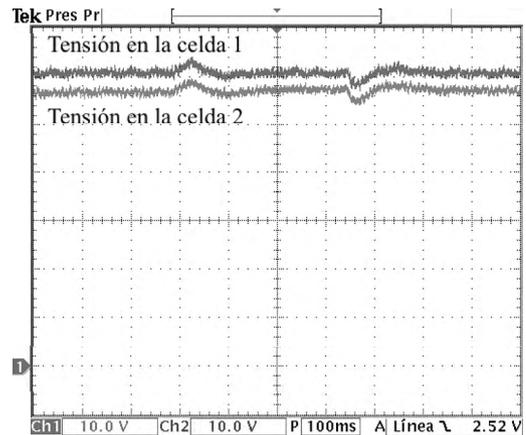


Figura 12. Tensiones en los buses de CC frente a un impacto de carga.

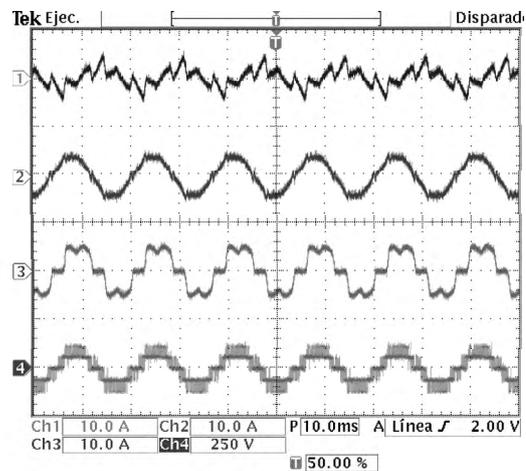


Figura 13. Formas de onda en corriente y tensión en estado estable. a) Corriente de compensación; b) Corriente compensada; c) corriente no lineal; d) Tensión de salida del inversor multinivel.

demuestra la fiabilidad de la propuesta mediante resultados de simulación y experimentales.

## REFERENCIAS

- Agelidis, V.G. and M. Calais (1998). Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier pwm techniques. *IEEE 29th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'98)* Vol. 1, 172–178.
- Calais, M., L. J. Borle and V.G. Agelidis (2001). Analysis of multicarrier pwm techniques for a single-phase five level inverter. *IEEE 29th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'01)* Vol. 3, 1351–1356.
- González, M., V. Cárdenas and F. Pazos (2004). Dq transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power. *Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International* pp. 177 – 182.
- Hammond, P.W. (1996). A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 33, 202 – 208.
- Jianlin, Li, Hu Changsheng, Wang Liqiao and Zhang Zhongchao (2003). Apf based on multilevel voltage source

- cascade converter with carrier phase shifted spwm. *Conference on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region (TENCON'03)* **Vol. 1**, 264 – 267.
- Kazmierkowski, M.P., R.Krishnan and F. Blaabjerg (2002). *Control in Power Electronics – Selected Problems*. Academic Press. San Diego, CA.
- López, M., L. Morán, J. Espinoza and J. Dixon (2003). Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high voltage active power filter applications. *The 29th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON'03)* **Vol. 2**, 1050 – 1055.
- Marchesoni, M., M. Mazzucchelli and S. Tenconi (1990). A nonconventional power converter for plasma stabilization. *IEEE Transactions on Power Electronics* **Vol. 5**, 212 – 219.
- Massoud, A.M., S.J. Finney and B.W. Williams (2004). Seven-level shunt active power filter. *11th International Conference on Harmonics and Quality of Power* **Vol. 1**, 136 – 141.
- McGrath, B.P. and D. G. Holmes (2002). Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **Vol. 49**, 558 – 567.
- Mohand, N., T.M. Undelelad and W.P. Robbins (2003). *Power Electronics – Converters, Applications, and Design*. Wiley. USA.
- Peng, F.Z., J-S. Lai, J.W. McKeever and J. VanCoevering (1996). A multilevel voltage–source inverter with separate dc sources for static var generation. *IEEE Transactions on Industry Applications* **Vol. 32**, 1130 – 1138.
- Pérez, M.A., J.R. Espinoza, J.R. Rodríguez and P. Lezana (2005). Regenerative medium–voltage ac drive based on a multicell arrangement with reduced energy storage requirements. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **Vol. 52**, 171–180.
- Rodríguez, J., J. Pontt, G. Alzamora, N. Becker, O. Eitel and A. Weinstein (2002). Novel 20 MW downhill conveyor system using three–level converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **Vol. 49**, 1093–1100.
- Rodríguez, J., J-S. Lai and F.Z. Peng (2002). Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **Vol. 49**, 724 – 738.
- Singh, Bhim, Kamal Al-Haddad and Ambrish Chandra (1999). A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **Vol. 46**, 960–971.
- Sun, J. and H. Grotstollen (1992). Averaged modelling of switching power converters: Reformulation and theoretical basis. *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'92)* **Vol. 2**, 1165 – 1172.
- Zhang, R., M. Cardinal, P. Szczesny and M. Dame (2002). A grid simulator with control of single–phase power converters in dq rotating frame. *IEEE 33th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'02)* **Vol. 3**, 1431 – 1436.