

Modelado y Control de un Convertidor Multinivel CHB-5 Trifásico

Gabino Pérez-González*, Gerardo Escobar-Valderrama**
Andrés A. Valdez-Fernández*, Daniel U. Campos-Delgado*

* Facultad de Ciencias, UASLP, S.L.P., México (e-mail:
gabino_pg@hotmail.com, avaldez@fc.uaslp.mx,
ducd@fciencias.uaslp.mx)

** Facultad de Ingeniería, UADY, Yucatán, México (e-mail:
gescobar@ieee.org)

Resumen: En este trabajo se presenta el modelado y control de un inversor CHB-5 trifásico usado como filtro activo. Primero, el sistema CHB-5 bajo estudio se describe considerando el efecto de la impedancia de línea, para después mostrar el procedimiento para obtener el modelo matemático del sistema. De acuerdo al modelo obtenido, se fijan los objetivos de control haciendo algunas consideraciones para facilitar el diseño del mismo. Enseguida se describen los tres lazos de retroalimentación que conforman el controlador para la compensación de la distorsión armónica y la potencia reactiva generada por cargas no lineales. Por último, se muestran los resultados de simulación del desempeño del controlador en lazo cerrado considerando cambios de carga.

Palabras clave: Convertidores multinivel, inversores CHB, filtro activo.

1. INTRODUCCIÓN

Los interruptores de potencia, tales como transistores, diodos, IGBTs, MOSFETs, etc., usados en dispositivos electrónicos como fuentes de alimentación ininterrumpidas, reguladores, equipo de cómputo, etc., actúan como cargas no lineales que al estar conectadas a la red u otros sistemas, generan armónicos y potencia reactiva, los cuales producen efectos negativos en el sistema de distribución de energía (Chen et al. 2015). Con base en lo anterior, los filtros activos se han convertido en una solución atractiva para la compensación simultánea de la potencia reactiva y la eliminación de armónicos (Muñoz et al. 2015). No obstante, las capacidades de los semiconductores de potencia limitan a las topologías tradicionales de dos niveles a aplicaciones de baja potencia (Hinduja et al. 2015). En este contexto, los convertidores multinivel han ganado popularidad ya que permiten trabajar con frecuencias bajas de conmutación, lo que facilita el uso de semiconductores de baja velocidad reduciendo las pérdidas por conmutación al sintetizar formas de onda de alto voltaje por medio de la suma de varios niveles mucho menores (Chellammal et al. 2015). Dentro de las topologías de convertidores multinivel, la de puentes-H en cascada (Cascade H-bridge, CHB) ha ganado popularidad ya que ha demostrado tener las características necesarias para cubrir la creciente demanda de potencia y calidad de la energía asociada a la reducción de la distorsión armónica (Valdez et al. 2013). Para aprovechar las ventajas de esta topología, se han propuesto diferentes técnicas de modulación para reducir los armónicos presentes en la forma de onda de salida del convertidor CHB. Un método popular utilizado en aplicaciones industriales es la técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) (Kouro et

al. 2008), (Odavic et al. 2011). Un ejemplo de esto, es el trabajo de Gadgune et al. (2015) donde se hace un estudio comparativo aplicando la estrategia de modulación SPWM entre dos topologías diferentes: un convertidor de diodos enclavados (Diode-Clamped Converter, DCC) y un CHB-5 utilizados como filtros activos. En este trabajo se reportó una reducción mayor del THD por parte del CHB-5, en comparación con el DCC. Por otro lado existen diferentes esquemas de control para la generación de las corrientes de referencia basadas en técnicas como el principio del modelo interno (Escobar et al. 2007), (Valdez et al. 2013), o la teoría dq en un marco de referencia síncrono (Hinduja et al. 2015), (Han et al. 2007) y la teoría de energía conservativa (Mortezaei et al. 2014). Adicionalmente, una técnica ampliamente utilizada en diversos trabajos (Escobar et al. 2007), (Sandoval et al. 2012), (Valdez et al. 2013) para el diseño del control de convertidores CHB, es el método basado en pasividad en el que se considera el sistema dinámico como la suma de los subsistemas de transformación de energía donde el controlador se diseña para regular los intercambios de energía. Basado en esta filosofía, la aportación de este trabajo consiste en plantear un esquema de control basado en pasividad para compensar la distorsión armónica y la potencia reactiva debido a cargas no lineales, considerando la impedancia de la línea en el modelado del sistema. El controlador es capaz de lograr los requerimientos del sistema, esto es, la corriente de línea sigue una referencia proporcional al voltaje de línea en estado estacionario, al mismo tiempo garantiza la regulación y balance de los voltajes en los capacitores. Además, la transformación del modelo en términos de sumas y diferencias del cuadrado del voltaje en los capacitores permite una estructura adecuada para el diseño del control.

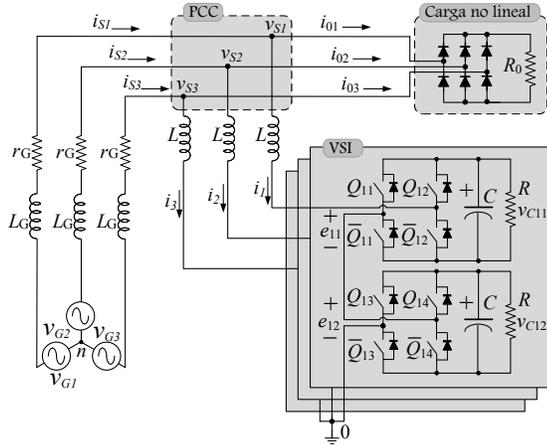


Fig. 1. Diagrama esquemático del filtro activo.

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.

La Figura 1 muestra el esquema de estudio, el cual consta de un filtro activo trifásico basado en un convertidor CHB-5. Este convertidor consta de tres CHB-5 monofásicos con un punto de referencia en común, los cuales son conectados al punto de acoplamiento (Point of Common Coupling, PCC) por medio de un inductor para eliminar el efecto de la conmutación. Notar que en el circuito se considera un sistema trifásico de tres hilos junto con el efecto de la impedancia de línea por medio de los términos inductivo y resistivo L_G y r_G . El modelo siguiente se obtiene aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchoff a la Figura 1

$$L_0 \frac{di_{S1}}{dt} = v_{G1} - r_G i_{S1} - (e_{11} + e_{12}) - v_{0n} + L \frac{di_{01}}{dt}, \quad (1)$$

$$L_0 \frac{di_{S2}}{dt} = v_{G2} - r_G i_{S2} - (e_{21} + e_{22}) - v_{0n} + L \frac{di_{02}}{dt}, \quad (2)$$

$$L_0 \frac{di_{S3}}{dt} = v_{G3} - r_G i_{S3} - (e_{31} + e_{32}) - v_{0n} + L \frac{di_{03}}{dt}, \quad (3)$$

$$C \frac{dz_{11}}{dt} = e_{11}(i_{S1} - i_{01}) - \frac{2}{R} z_{11}, \quad (4)$$

$$C \frac{dz_{12}}{dt} = e_{12}(i_{S1} - i_{01}) - \frac{2}{R} z_{12}, \quad (5)$$

$$C \frac{dz_{21}}{dt} = e_{21}(i_{S2} - i_{02}) - \frac{2}{R} z_{21}, \quad (6)$$

$$C \frac{dz_{22}}{dt} = e_{22}(i_{S2} - i_{02}) - \frac{2}{R} z_{22}, \quad (7)$$

$$C \frac{dz_{31}}{dt} = e_{31}(i_{S3} - i_{03}) - \frac{2}{R} z_{31}, \quad (8)$$

$$C \frac{dz_{32}}{dt} = e_{32}(i_{S3} - i_{03}) - \frac{2}{R} z_{32}. \quad (9)$$

con $L_0 = L_G + L$ donde L es la inductancia del filtro activo, C es la capacitancia del lado de CD del filtro activo, v_{G1} , v_{G2} y v_{G3} son los voltajes de línea, i_{S1} , i_{S2} y i_{S3} son las corrientes de línea, i_1 , i_2 y i_3 son las corrientes inyectadas, i_{01} , i_{02} y i_{03} son las corrientes de carga, v_{C11} , v_{C12} , v_{C21} , v_{C22} , v_{C31} y v_{C32} son los voltajes en los capacitores, u_{11} , u_{12} , u_{21} , u_{22} , u_{31} y u_{32} son las entradas de control e indican la posición de los interruptores para cada puente-H y toman valores discretos $\{-1, 0, 1\}$. Por ejemplo, si $u_{11} = 1$ entonces los interruptores Q_{11} y \bar{Q}_{12} estarán cerrados mientras que los interruptores \bar{Q}_{11} y Q_{12} estarán

abiertos; si $u_{11} = -1$ ocurre lo opuesto y cuando $u_{11} = 0$, Q_{11} y Q_{12} ó \bar{Q}_{11} y \bar{Q}_{12} estarán abiertos. Adicionalmente se definieron las siguientes variables de control, las cuales han sido planteadas bajo la suposición que los voltajes en los capacitores son siempre positivos y diferentes de cero

$$e_{11} = u_{11} v_{C11}, \quad e_{21} = u_{21} v_{C21}, \quad e_{31} = u_{31} v_{C31}$$

$$e_{12} = u_{12} v_{C12}, \quad e_{22} = u_{22} v_{C22}, \quad e_{32} = u_{32} v_{C32}$$

$$z_{11} = \frac{v_{C11}^2}{2}, \quad z_{21} = \frac{v_{C21}^2}{2}, \quad z_{31} = \frac{v_{C31}^2}{2}$$

$$z_{12} = \frac{v_{C12}^2}{2}, \quad z_{22} = \frac{v_{C22}^2}{2}, \quad z_{32} = \frac{v_{C32}^2}{2}.$$

Considerando que el sistema es trifásico de tres hilos, se puede asumir que la suma de los voltajes de las tres fases es cero ($v_{G1} + v_{G2} + v_{G3} = 0$) y que la suma de las corrientes es cero, se tiene que

$$v_{0n} = -\frac{(e_{11} + e_{12}) + (e_{21} + e_{22}) + (e_{31} + e_{32})}{3} \quad (10)$$

donde v_{0n} es el voltaje medido desde el punto "0" al punto "n" en la Figura 1.

Sustituyendo (10) en (1) – (3) y considerando la suma y resta de las expresiones (4) – (9) se tiene

$$L_0 \frac{di_{S1}}{dt} = v_{G1} - r_G i_{S1} - \frac{2}{3} e_1 + \frac{1}{3} e_2 + \frac{1}{3} e_3 + L \frac{di_{01}}{dt} \quad (11)$$

$$L_0 \frac{di_{S2}}{dt} = v_{G2} - r_G i_{S2} + \frac{1}{3} e_1 - \frac{2}{3} e_2 + \frac{1}{3} e_3 + L \frac{di_{02}}{dt} \quad (12)$$

$$L_0 \frac{di_{S3}}{dt} = v_{G3} - r_G i_{S3} + \frac{1}{3} e_1 + \frac{1}{3} e_2 - \frac{1}{3} e_3 + L \frac{di_{03}}{dt} \quad (13)$$

$$C \frac{dz_1}{dt} = e_1(i_{S1} - i_{01}) - \frac{2z_1}{R}, \quad (14)$$

$$C \frac{dz_2}{dt} = e_2(i_{S2} - i_{02}) - \frac{2z_2}{R}, \quad (15)$$

$$C \frac{dz_3}{dt} = e_3(i_{S3} - i_{03}) - \frac{2z_3}{R}, \quad (16)$$

$$C \frac{dy_1}{dt} = \delta_1(i_{S1} - i_{01}) - \frac{2y_1}{R}, \quad (17)$$

$$C \frac{dy_2}{dt} = \delta_2(i_{S2} - i_{02}) - \frac{2y_2}{R}, \quad (18)$$

$$C \frac{dy_3}{dt} = \delta_3(i_{S3} - i_{03}) - \frac{2y_3}{R}. \quad (19)$$

donde fueron utilizadas las siguientes expresiones

$$e_1 = e_{11} + e_{12}, \quad e_2 = e_{21} + e_{22}, \quad e_3 = e_{31} + e_{32}$$

$$\delta_1 = e_{11} - e_{12}, \quad \delta_2 = e_{21} - e_{22}, \quad \delta_3 = e_{31} - e_{32}$$

$$z_1 = z_{11} + z_{12}, \quad z_2 = z_{21} + z_{22}, \quad z_3 = z_{31} + z_{32}$$

$$y_1 = z_{11} - z_{12}, \quad y_2 = z_{21} - z_{22}, \quad y_3 = z_{31} - z_{32}.$$

Utilizando una notación vectorial, las ecuaciones dinámicas en (11) – (14) pueden escribirse como

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{G1} \\ v_{G2} \\ v_{G3} \end{bmatrix} - r_G \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} - \mathbf{B} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ i_{03} \end{bmatrix} \quad (20)$$

con

$$\mathbf{B} \triangleq \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

El modelo (20) en términos de las coordenadas $\alpha\beta$ puede obtenerse al aplicar la transformada de Clarke definida como

$$\boldsymbol{\xi}_{123} = \mathbf{T}^\top \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} \quad (21)$$

donde $\boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} = [x_\alpha, x_\beta]^\top$, $\boldsymbol{\xi}_{123} = [x_1, x_2, x_3]^\top$ y $\boldsymbol{\xi}_{123}$ puede representar un vector de voltajes o corrientes con

$$\mathbf{T} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

el cual tiene las propiedades $\mathbf{T}^\dagger = \mathbf{T}^\top$ y $\mathbf{T}\mathbf{B}\mathbf{T}^\dagger = \mathbf{I}_2$, donde \mathbf{I}_2 es la matriz identidad 2×2 y \mathbf{T}^\dagger es la pseudo-inversa de \mathbf{T} . Utilizando la pseudo-inversa para obtener i_1, i_2, i_3, e_1, e_2 y e_3 en términos de las coordenadas $\alpha\beta$, (recordar que $i_j = (i_{Sj} - i_{0j})$, con $j = 1, 2, 3$) y sustituyéndolos en las ecuaciones (14) - (16) se tiene

$$C \frac{d}{dt} z_1 = \frac{2}{3} e_\alpha i_\alpha - \frac{2z_1}{R}, \quad (23)$$

$$C \frac{d}{dt} z_2 = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{4} e_\alpha i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{4} e_\alpha i_\beta - \frac{\sqrt{3}}{4} e_\beta i_\alpha + \frac{3}{4} e_\beta i_\beta \right) - \frac{2z_2}{R}, \quad (24)$$

$$C \frac{d}{dt} z_3 = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{4} e_\alpha i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} e_\alpha i_\beta + \frac{\sqrt{3}}{4} e_\beta i_\alpha + \frac{3}{4} e_\beta i_\beta \right) - \frac{2z_3}{R}. \quad (25)$$

Empleando la siguiente definición de variables de estado en la dinámica (23) - (25)

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (26)$$

y manipulando algebraicamente el sistema obtenido, se obtiene una estructura más conveniente para propósitos de control

$$L_0 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{S\alpha\beta} = \mathbf{v}_{G\alpha\beta} - r_G \mathbf{i}_{S\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{0\alpha\beta}, \quad (27)$$

$$C \dot{x}_1 = \mathbf{e}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{M}_1 (\mathbf{i}_{S\alpha\beta} - \mathbf{i}_{0\alpha\beta}) - \frac{2x_1}{R}, \quad (28)$$

$$C \dot{x}_2 = \mathbf{e}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{M}_2 (\mathbf{i}_{S\alpha\beta} - \mathbf{i}_{0\alpha\beta}) - \frac{2x_2}{R}, \quad (29)$$

$$C \dot{x}_3 = \mathbf{e}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{M}_3 (\mathbf{i}_{S\alpha\beta} - \mathbf{i}_{0\alpha\beta}) - \frac{2x_3}{R}, \quad (30)$$

$$C \dot{y}_1 = \delta_1 (i_{S1} - i_{01}) - \frac{2y_1}{R}, \quad (31)$$

$$C \dot{y}_2 = \delta_2 (i_{S2} - i_{02}) - \frac{2y_2}{R}, \quad (32)$$

$$C \dot{y}_3 = \delta_3 (i_{S3} - i_{03}) - \frac{2y_3}{R}. \quad (33)$$

donde $\mathbf{v}_{G\alpha\beta} = [v_{G\alpha}, v_{G\beta}]^\top$, $\mathbf{i}_{S\alpha\beta} = [i_{S\alpha}, i_{S\beta}]^\top$, $\mathbf{i}_{0\alpha\beta} = [i_{0\alpha}, i_{0\beta}]^\top$, y $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = [e_\alpha, e_\beta]^\top$. Además se definen las matrices:

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

De acuerdo al modelo (27)-(33) se plantean los objetivos de control como sigue:

(i) *Seguimiento de corriente*: Consiste en forzar a la corriente de línea $\mathbf{i}_{S\alpha\beta}$ a seguir una referencia, la cual, en estado estable, es proporcional al voltaje de línea, esto es,

$$\mathbf{i}_{S\alpha\beta} \rightarrow \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*$$

donde la corriente de referencia $\mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*$ es construida de acuerdo al siguiente modelo

$$\mathbf{i}_{S\alpha\beta}^* = g_1 \mathbf{M}_1 \mathbf{v}_{G\alpha\beta} + g_2 \mathbf{M}_2 \mathbf{v}_{G\alpha\beta} + g_3 \mathbf{M}_3 \mathbf{v}_{G\alpha\beta} \quad (34)$$

donde g_1 representa la conductancia observada por la fuente, g_2 y g_3 son dos entradas extra, que serán definidas más adelante, necesarias para los objetivos de regulación y balance.

(ii) *Regulación*: La suma de los cuadrados de los voltajes en los capacitores deben ser regulados a un nivel constante, esto es,

$$z_1 \rightarrow V_d^2, \quad z_2 \rightarrow V_d^2, \quad z_3 \rightarrow V_d^2$$

lo cual garantiza

$$x_1 \rightarrow 3V_d^2, \quad x_2 \rightarrow 0, \quad x_3 \rightarrow 0$$

de acuerdo a (26).

(iii) *Balance*: Consiste en llevar a cero la diferencia de los voltajes de los capacitores de cada fase, esto es,

$$y_1 \rightarrow 0, \quad y_2 \rightarrow 0, \quad y_3 \rightarrow 0$$

Para el diseño del controlador se hacen las siguientes consideraciones:

- A1. Los parámetros L, C y R se asumen constantes desconocidas o inclusive que podrían llegar a ser constantes por intervalos de tiempo, con el fin de hacer al controlador robusto ante incertidumbre en estos valores.
- A2. El voltaje de línea $\mathbf{v}_{G\alpha\beta}$ y la corriente de carga $\mathbf{i}_{0\alpha\beta}$ se asumen como señales periódicas desbalanceadas que contienen armónicos impares de la frecuencia fundamental denotada por ω_0 (Escobar et al. 2004).
- A3. La dinámica de corriente se asume más rápida que las dinámicas de voltaje en los capacitores. De acuerdo a esto y basado en el principio de separación de escalas, el control se puede dividir en un lazo rápido de corriente y dos lazos lentos de voltaje.

De acuerdo a los objetivos de control, el diseño del controlador puede ser dividido en tres lazos: lazo de seguimiento de corriente, lazo de regulación y lazo de balance de voltaje, los cuales son descritos a continuación.

2.1 Lazo de Seguimiento de Corriente.

Para el objetivo de seguimiento de corriente, la entrada de control $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ es construida en la metodología basada en pasividad de acuerdo a (Escobar et al. 2007). Evaluando el subsistema (27) en término del error de seguimiento $\tilde{\mathbf{i}}_{S\alpha\beta} = \mathbf{i}_{S\alpha\beta} - \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*$ se tiene

$$L_0 \frac{d}{dt} \tilde{\mathbf{i}}_{S\alpha\beta} = -r_G \tilde{\mathbf{i}}_{S\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta} + \mathbf{v}_{G\alpha\beta} - L_G \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^* - r_G \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^* + \phi \quad (35)$$

donde $\phi = L \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{0\alpha\beta} - \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*)$. Basado en la estructura (35), se propone el siguiente controlador

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = k_1 \tilde{\mathbf{i}}_{S\alpha\beta} + \mathbf{v}_{S\alpha\beta} + \sum_{l \in \mathcal{H}} \text{diag} \left\{ \frac{2\gamma_l s}{s^2 + l^2 \omega^2}, \frac{2\gamma_l s}{s^2 + l^2 \omega^2} \right\} \tilde{\mathbf{i}}_{S\alpha\beta} \quad (36)$$

donde k_1 , γ_l , $\forall l \in \mathcal{H} = \{1, 5, 7, 11, 13, \dots\}$, son parámetros de diseño positivos y s es la variable compleja de Laplace. El controlador propuesto cancela $\mathbf{v}_{G\alpha\beta}$, agrega un término de amortiguamiento de la forma $k_1 \tilde{\mathbf{i}}_{S\alpha\beta}$ e incluye un banco de filtros resonantes sintonizados a los armónicos $6n \pm 1$ para la compensación armónica (Escobar et al. 2004). Notar que al agregar el término de pre-alimentación $\mathbf{v}_{S\alpha\beta}$ al controlador, los términos asociados con la impedancia de línea son eliminados.

2.2 Lazo de Regulación de Voltaje

Como se mencionó anteriormente, los lazos de voltaje presentan una respuesta más lenta que el lazo de corriente, por lo que se asume que el objetivo de seguimiento de corriente ha sido alcanzado, esto es, $\mathbf{i}_{S\alpha\beta} = \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*$. Al sustituir esto en las ecuaciones (28)-(30) y después de realizar algunas manipulaciones matemáticas se obtienen las siguientes expresiones

$$C\dot{x}_1 = g_1 \mathbf{v}_{G\alpha\beta}^2 - \frac{2x_1}{R} + \varphi_1 \quad (37)$$

$$C\dot{x}_2 = g_2 \mathbf{v}_{G\alpha\beta}^2 - \frac{2x_2}{R} + \varphi_2 \quad (38)$$

$$C\dot{x}_3 = g_3 \mathbf{v}_{G\alpha\beta}^2 - \frac{2x_3}{R} + \varphi_3 \quad (39)$$

donde g_1 , g_2 y g_3 son las entradas de control actuales, φ_1 , φ_2 y φ_3 son señales consideradas como perturbaciones, las cuales contienen principalmente armónicos de alto orden. Las matrices simétricas \mathbf{M}_1 , \mathbf{M}_2 y \mathbf{M}_3 poseen las siguientes propiedades

$$\mathbf{M}_1^2 = \mathbf{M}_2^2 = \mathbf{M}_3^2 = \mathbf{I}_2$$

$$\mathbf{M}_2 \mathbf{M}_3 = (\mathbf{M}_3 \mathbf{M}_2)^\top$$

$$\boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_3 \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} = \mathbf{O}_2, \quad \forall \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^2$$

$$\boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{M}_2 \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} = \xi_\alpha^2 - \xi_\beta^2$$

$$\boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{M}_3 \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} = 2\xi_\alpha \xi_\beta$$

donde \mathbf{O}_2 es la matriz nula de dimensiones 2×2 y $\boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta}$ puede representar un vector de voltajes o corrientes.

El objetivo de regulación es resuelto diseñando g_1 , g_2 y g_3 los cuales son requeridos para construir $\mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*$ según la ecuación (34). El lazo de control está formado por un esquema Proporcional-Integral (PI) sobre las correspondientes señales de error $\tilde{x}_1 = x_1 - x_1^*$, $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$ y $\tilde{x}_3 = x_3 - x_3^*$ como sigue

$$g_1 \mathbf{v}_{G\alpha\beta}^2 = -k_{p1} \tilde{x}_1 - k_{i1} \int \tilde{x}_1 dt$$

$$g_2 \mathbf{v}_{G\alpha\beta}^2 = -k_{p2} \tilde{x}_2 - k_{i2} \int \tilde{x}_2 dt$$

$$g_3 \mathbf{v}_{G\alpha\beta}^2 = -k_{p3} \tilde{x}_3 - k_{i3} \int \tilde{x}_3 dt$$

donde $x_1^* = 3V_d^2$, $x_2^* = 0$ y $x_3^* = 0$ son los valores de referencia y k_{p1} , k_{i1} , k_{p2} , k_{i2} , k_{p3} y k_{i3} son las ganancias proporcional e integral.

2.3 Lazo de Balance de Voltaje

Similar que en el lazo de regulación, se asume que $\mathbf{i}_{S\alpha\beta} = \mathbf{i}_{S\alpha\beta}^*$, o equivalentemente $\mathbf{i}_{S123} = \mathbf{i}_{S123}^*$. Más aún, se asume que el lazo de regulación se sintoniza de manera que g_1 , g_2 y g_3 llegan al equilibrio mucho más rápido que el lazo de balance. Además, como se diseña g_1 de tal manera que sea mucho mayor que g_2 y g_3 , la aportación de ambos puede ser omitido del sistema (31)-(33). Entonces, después de varios despejes, las expresiones (31)-(33) pueden ser reescritas como

$$C\dot{y}_1 = \delta_1 (g_1 v_{G1} - i_{o1}) - \frac{2y_1}{R} \quad (40)$$

$$C\dot{y}_2 = \delta_2 (g_1 v_{G2} - i_{o2}) - \frac{2y_2}{R} \quad (41)$$

$$C\dot{y}_3 = \delta_3 (g_1 v_{G3} - i_{o3}) - \frac{2y_3}{R} \quad (42)$$

Para el objetivo de balance, las entradas de control δ_1 , δ_2 y δ_3 son diseñadas a forzar la diferencia del cuadrado de los voltajes en los capacitores hacia cero, por lo que se propone construir el lazo de control como sigue

$$\delta_1 = \rho_1 v_{G1}, \quad \delta_2 = \rho_2 v_{G2}, \quad \delta_3 = \rho_3 v_{G3}$$

donde las variables auxiliares ρ_1 , ρ_2 y ρ_3 están conformados por esquemas PI actuando sobre las señales de error y_1 , y_2 y y_3 como sigue

$$\rho_1 = -\beta_{p1} y_1 - \beta_{i1} \int y_1 dt$$

$$\rho_2 = -\beta_{p2} y_2 - \beta_{i2} \int y_2 dt$$

$$\rho_3 = -\beta_{p3} y_3 - \beta_{i3} \int y_3 dt$$

donde β_{p1} , β_{p2} , β_{p3} , β_{i1} , β_{i2} y β_{i3} son las ganancias de los bloques proporcional e integral. En la Figura 2 se muestra el esquema de control completo.

3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para probar el desempeño del controlador propuesto, el esquema de control fue simulado por medio de Simulink de Matlab trabajando en conjunto con el programa Psim, en el cual se simuló la etapa de potencia. Con este fin, se empleó una frecuencia de muestreo de $f_s = 30kHz$ y una frecuencia para las señales portadoras de $f_{sw} = 5kHz$, lo que produce una frecuencia real de conmutación $f = 20kHz$ en cada una de las fases del convertidor. Durante la simulación, se consideró un voltaje de 110 V_{RMS} por fase a una frecuencia fundamental de $f_0 = 60Hz$ ($\omega_0 = 377$ rad/s). Como carga no lineal se tiene un rectificador trifásico con una resistencia que cambia de 50 a 90 Ω para la prueba de cambio de carga. En la Tabla 1 se muestran los valores para los parámetros del convertidor y para las ganancias de cada uno de los lazos de control. La sintonización de los parámetros se llevó a cabo utilizando las condiciones descritas en (Valdez et al. 2013). Diferentes pruebas fueron hechas para la sintonización, con la finalidad de maximizar el desempeño del filtro activo.

En la Figura 3 se muestran (de arriba a abajo) el voltaje de línea V_{S1} , la corriente de línea compensada i_{S1} , la

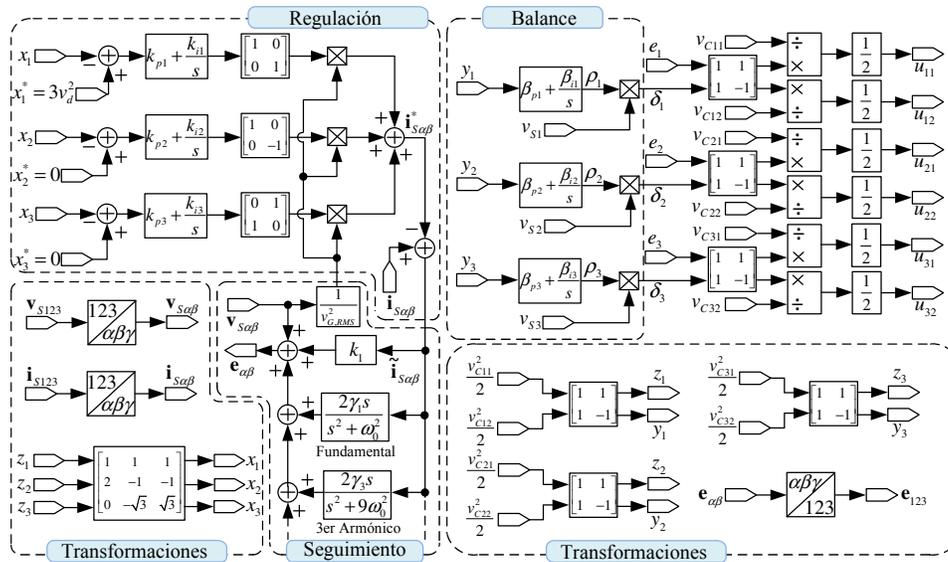
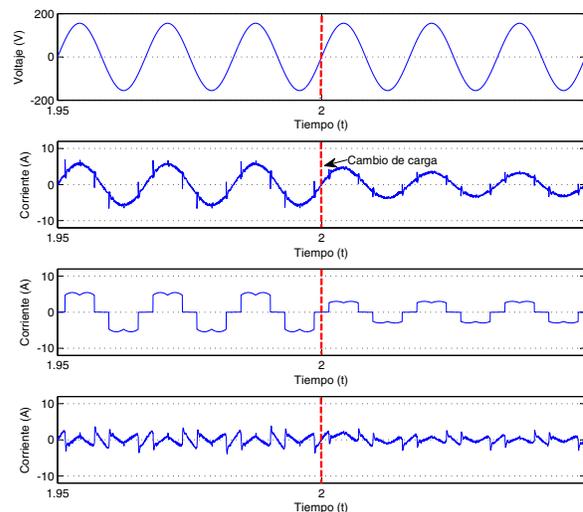
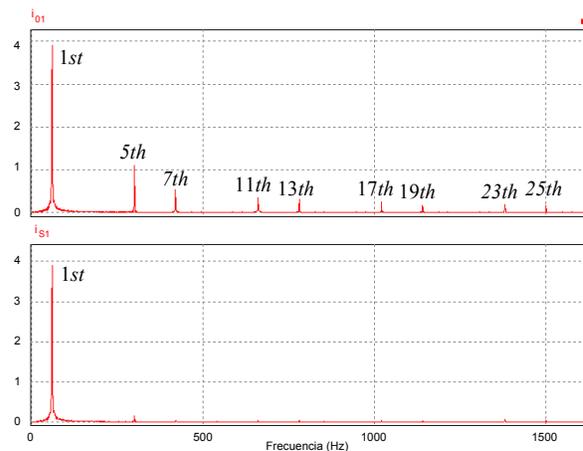


Fig. 2. Diagrama de bloques del esquema de control.

Tabla 1. Parámetros del controlador y del convertidor CHB.

Filtros Resonantes		Lazo de seguimiento	
γ_1	150	k_1	60
γ_5	200	Lazo de regulación	
γ_7	170	k_{i1}	0.15
γ_{11}	150	k_{p1}	0.075
γ_{13}	130	k_{i2}, k_{i3}	0.075
γ_{17}	120	k_{p2}, k_{p3}	0.025
γ_{19}	100	Valores de convertidor	
γ_{23}	90	L	3.3 mH
γ_{25}	75	C	2200 μ F
Lazo de balance		R	40 k Ω
$\beta_{i1}, \beta_{i2}, \beta_{i3}$	0.01	R_L	50 - 90 Ω
$\beta_{p1}, \beta_{p2}, \beta_{p3}$	0.001	V_d	95

corriente en la carga i_{o1} y la corriente inyectada por el filtro activo i_1 . Notar que la corriente compensada i_{s1} presenta una forma sinusoidal en fase con el voltaje de línea a pesar de la corriente de la carga no lineal. Después de 2 segundos del inicio de la simulación, se implementó un cambio en la carga del convertidor (línea punteada). En la Figura 4 se muestra el espectro en frecuencia de la corriente de carga i_{o1} (arriba) y el espectro en frecuencia de la corriente de línea i_{s1} (abajo). Como se observa, los armónicos generados por la carga no lineal han sido atenuados de la corriente de línea de manera que presenta la componente de la frecuencia fundamental de la red y algunos remanentes de armónicos. En la Figura 5 se muestra (de arriba hacia abajo) $x_1 - 3V_d^2$, x_2 y x_3 antes y después del cambio de carga. Como se aprecia, al ocurrir el cambio de carga, x_1 sufre un transitorio alrededor del valor de referencia y presenta un cambio significativo con respecto a x_2 y x_3 , sin embargo, al cabo de un tiempo la diferencia converge a cero nuevamente. Esto se puede observar también en la Figura 6 donde se muestran los voltajes de los capacitores. Notar que cuando ocurre el cambio de carga, los voltajes en los capacitores tienen un transitorio cerca del valor deseado, no obstante, después de un tiempo corto tienden hacia la referencia $V_d = 95$ V.


 Fig. 3. (De arriba hacia abajo) voltaje de línea v_{S1} , corriente de línea i_{S1} , corriente de carga i_{o1} y corriente inyectada i_1 .

 Fig. 4. Espectros en frecuencia de la corriente de carga i_{o1} (arriba) y de la corriente de línea i_{s1} (abajo).

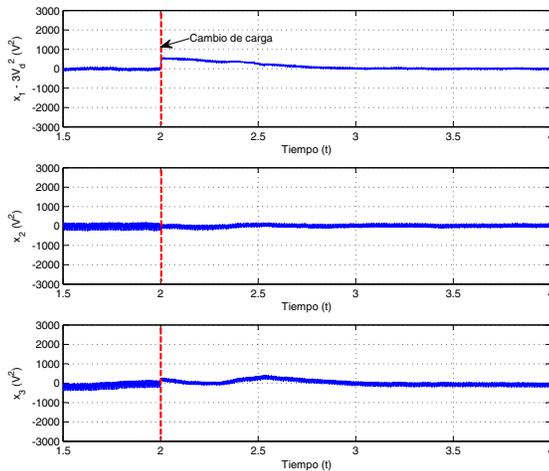


Fig. 5. (De arriba hacia abajo) estados $x_1 - 3V_d^2$, x_2 y x_3 .

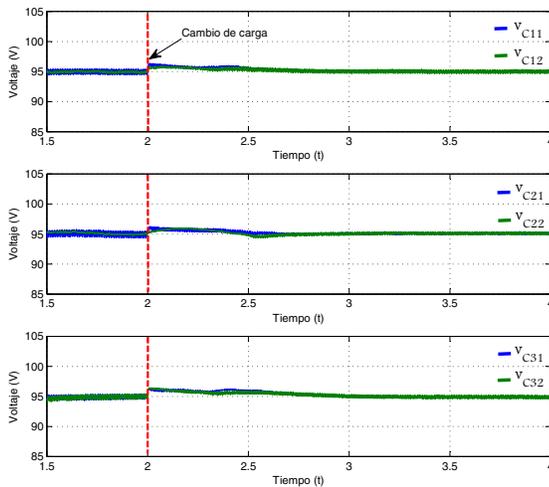


Fig. 6. Voltajes en los capacitores, antes y después del cambio de carga.

4. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó el modelado y control de un convertidor CHB-5 trifásico usado como filtro activo para la compensación de potencia reactiva y distorsión armónica generada por la conexión de una carga no lineal. El controlador está compuesto de tres lazos de control: lazo de seguimiento de corriente, lazo de regulación y lazo de balance de voltaje. El lazo de seguimiento consta de un término de amortiguamiento, un término de prealimentación que cancela el efecto de la impedancia de línea y un banco de filtros resonantes sintonizados a los armónicos $6n \pm 1$ de la frecuencia fundamental. El lazo de regulación de voltaje consiste en esquemas PI actuando sobre las correspondientes señales de error, de forma que se garantiza que la suma de los voltajes en los capacitores converge al valor deseado. Por último, el lazo de balance de voltaje genera las señales de control necesarias por medio de controladores PI convencionales, con lo que se asegura que los voltajes de los capacitores de las tres fases tiendan al valor de referencia. Los resultados de simulación confirman que los objetivos de los tres lazos de control, seguimiento, regulación y balance, son alcanzados con un buen desempeño aún cuando existen cambios de carga

y gran distorsión armónica. Como trabajo a futuro, se propone la implementación experimental del esquema de control trabajando en lazo cerrado con el prototipo de un convertidor CHB-5 trifásico para validar los resultados de simulación.

REFERENCIAS

- Z. Chen, Y. Xu, Z. Wang and M. Li. Modulation and Control of a High Performance Hybrid Cascade H-bridge Seven-level active Power Filter with Star Configuration. *in Proc. APEC 2015*, 2141-2147, North Carolina, USA 2015.
- S. Kouro, M. Perez, H. Robles and J. Rodriguez. Switching Loss Analysis of Modulation Methods Used in Cascaded H-bridge Multilevel Converters. *in Proc. PESC 2008*, 4662-4668, Rhodes, Francia 2008.
- M. Odavic, V. Biagini, M. summer, P. Zanchetta and M. Degano. Multi-sampled Carried-based PWM for Multilevel Active Shunt Power Filters for Aerospace Applications. *in Proc. ECCE 2011*, 17-22, Arizona, USA 2011.
- J. Muñoz, J. Rohten, C. Baier, M. Rivera, E. Espinosa and R. Ramírez. Design of an Asymmetric Multilevel Shunt Active Power Filter. *in Proc. ISIE 2015*, 1062-1067, Rio de Janeiro, Brazil 2015.
- M. Hinduja, M. K. Rathi, S. T. J. Christa and N. R. Prabha. PI Control of Multi Level Inverter Based Shunt Active Power Filter for Harmonic Mitigation in Three Phase Systems. *in Proc. ICCPCT 2015*, 1-8, Nagercoil, India 2015.
- C. Han, A. Q. Huang, Y. Liuand and B. Cheen. A Generalized Control Strategy of Per-phase DC Voltage Balancing for Cascaded Multilevel Converter-based STATCOM. *in Proc. PESC 2007*, 1746-1752, Orlando, FL 2007.
- G. Escobar, A. A. Valdez, M. F. Martinez and V. M. Rodriguez. A Model-based Controller for the Cascade Multilevel Converter Used as a Shunt Active Filter. *in Proc. IAS 2007*, 1837-1843, New Orleans, LA 2007.
- G. Escobar, A. M. Stankovic and P. Mattavelli. An Adaptative Controller in Stationary Reference Frame for D-Statcom in Unbalanced Operation *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 51(2):401-409, April 2004.
- S. Y. Gadgune, P. T. Jadhav, L. R. Chaudhary and M. M. Waware. Implementation of Shunt APF Based on Diode Clamped and Cascaded H-bridge Multilevel. *in Proc. ICECCT 2015*, 1-7, Coimbatore, India 2015.
- A. Mortezaei, C. Lute, M. G. Simoes, F. P. Marafao and A. Boglia. PQ, DQ, and CPT Control Methods for Shunt Active Compensators - A Comparative Study. *in Proc. ECCE 2014*, 2994-3001, Pittsburgh, PE 2014.
- N. Chellammal, R. Gurram and K. N. V. Prasad. Realization of Three Phase Cascaded H-Bridge Multi-Level Inverter as Shunt Active Filter. *in Proc. ICEAS 2015*, 1-4, Odisha, India 2015.
- G. Sandoval, H. Miranda, G. E. Perez and V. Cardenas. Passivity-based Control of an Asymmetric Nine-level Inverter for Harmonic Current Mitigation. *IET Power Electron.*, 5:237-247, 2012.
- A. A. Valdez-Fernandez, P. R. Martínez-Rodríguez et al. A Model-Based Controller for the Cascade H-Bridge Multilevel Converter Used as a Shunt Active Filter *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60:5019-5028, 2013.