Control basado en pasividad de un rectificador multinivel monofásico sin transformador de aislamiento galvánico ⋆

Arturo P. Sandoval-García * **Jorge L. Barahona-Avalos** *
Jesús Linares-Flores * **Marco A. Contreras-Ordaz** *

* *Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Huajuapan de León, Oax., 69000 México (e-mail: jbarahona@mixteco.utm.mx)*

Abstract: En este documento se presenta el control basado en pasividad (PBC) por retroalimentación de la salida del error exacto (ETEDPOF) de un rectificador de cinco niveles. Con el controlador propuesto se regula el voltaje de salida a un nivel de referencia deseado, para alimentar una carga resistiva. Los voltajes de cada celda se suman mediante un arreglo sencillo permitiendo de esta manera omitir el uso de transformadores de aislamiento galvánico de alta frecuencia. Por otro lado mediante el controlador diseñado, las señales de la corriente de línea y de la fuente de voltaje se colocan en fase de tal manera que se pueda obtener un factor de potencia (PF) cercano a la unidad y una distorsión armónica total (THD) reducida. La efectividad del algoritmo de control propuesto es verificada mediante resultados de co-simulación realizadas en Matlab-Simulink/PSIM.

Keywords: Rectificador multinivel, Control Basado en Pasividad, Factor de Potencia, THD.

1. INTRODUCCIÓN

Los rectificadores multinivel basados en puentes-H, han despertado el interés de la comunidad científica en los últimos años. Debido a las ventajas que ofrecen dichos sistemas, los mismos se están estableciendo como una opción atractiva para realizar la conversión de energía eléctrica CA/CD, ya que proporcionan buenos resultados en aplicaciones de mediana a alta potencia y se pueden adaptar en diversas aplicaciones tales como: trenes de laminación, fuentes ininterrumpidas (UPS), sistemas de tracción y en diversas aplicaciones industriales (Vasiladiotis et al. (2011); Cecati et al. (2003); Tao et al. (2012)). Entre las ventajas que ofrecen los rectificadores multinivel pueden señalarse: diseño simple; reducido número de componentes; permiten la eliminación del voluminoso transformador de alimentación; a mayor número de niveles una mayor reducción del estrés de los dispositivos semiconductores; se requieren filtros sustancialmente más pequeños; entre otros (Monopoli et al. (2004)). Adicionalmente, este tipo de convertidores, proporcionan una disminución en el contenido armónico, un factor de potencia cercano a la unidad y en la etapa de CD se lleva a cabo una regulación estable del nivel de voltaje en cada capacitor. Diversas representaciones topológicas y algoritmos de control han sido reportados en la literatura existente para los rectificadores multinivel. Tanto en la representación unidireccional como bidireccional basadas en puentes-H, se pueden realizar modificaciones como aquellas reportadas en Singh et al. (2003)), donde estas topologías son empleadas en aplicaciones de tracción y accionamientos eléctricos de alta potencia (Zanchetta et al. (2008)) e (Iman-Eini et al. (2008)). El modo más sencillo de controlar las estructuras multinivel es por medio de moduladores PWM y moduladores SPWM multinivel (Rodríguez et al. (2005)) y (Juarez-Abad et al. (2014)). Se han documentado otras variantes como la que propone (Lin and Lu (2000)), al realizar un control PWM mediante el arreglo de compuertas lógicas disparando de manera adecuada a los transistores de conmutación. Entre otras configuraciones se ha estudiado el arreglo en serie de n-celdas. La etapa de salida que contiene cada puente alimenta a un convertidor CD/CD, conectado en forma paralela y acoplados por medio de un transformador de aislamiento galvánico de alta frecuencia. Dicha configuración es ideal para aplicaciones de alta potencia con la finalidad de suministrar la suma de los voltajes de cada celda a un solo elemento de carga (Monopoli et al. (2004); Iman-Eini et al. (2009)). El estudio de estos rectificadores ha permitido la propuesta de nuevas estrategias de control aplicando técnicas de modulación a frecuencias menores a 10 kHz (Monopoli et al. (2004)). Entre otros controladores que se han propuesto se tiene el reportado por (Zanchetta et al. (2008)). Cabe destacar que los controladores basados en pasividad han proporcionado buenos resultados en estas estructuras multinivel (Dell'Aquila et al. (2002)). De manera general con estos controladores se busca ante todo una mejor transferencia de la energía ya que tienen la finalidad de corregir los problemas de una THD alta y de un factor de potencia menor a la unidad, además de proporcionar una adecuada regulación del voltaje de salida en los elementos de carga. En este trabajo se aborda el control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto (ETEDPOF) (Sira-

⋆ Sponsor and financial support acknowledgment goes here. Paper titles should be written in uppercase and lowercase letters, not all uppercase.

Ramírez (2005)) para regular el voltaje de salida a un nivel deseado de un rectificador de cinco niveles. Una de las novedades aquí reportada es el acoplamiento de los voltajes de salida de cada celda mediante un arreglo de diodos. Lo anterior elimina la necesidad de emplear un transformador de aislamiento galvánico de alta frecuencia a la salida de los dos puentes-H. Con el diseño del controlador basado en pasividad se busca que los voltajes de salida de cada capacitor se adicionen en el elemento de carga, alcanzando un voltaje de salida deseado además de que en la etapa de CA se establezca una corriente de línea en fase con la tensión de alimentación del rectificador. Este documento está organizado de la siguiente manera. En la sección II se presenta el modelado dinámico del rectificador multinivel estudiado. La sección III trata sobre el diseño del control pasivo ETEDPOF. La sección IV presenta los resultados de simulación obtenidos mediante el empleo de las herramientas de simulación PSIM y MATLAB/SIMULINK. Finalmente en la sección V se dan las conclusiones de todo el trabajo.

2. MODELADO DINÁMICO EN FORMA PROMEDIO

En la figura 1 se muestra el diagrama del circuito eléctrico de un rectificador de cinco niveles basado en dos puentes-H. Cada celda contiene un capacitor de salida.

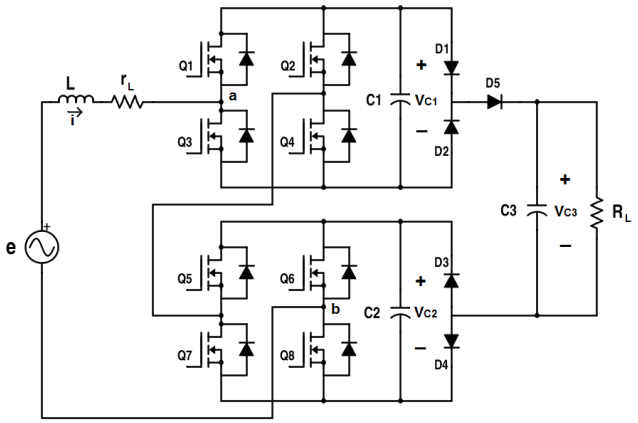

Fig. 1. Rectificador multinivel acoplado a una carga resistiva.

De la figura 1, el sistema rectificador multinivel tiene la siguiente distribución de voltajes. En el lado de CA, entre los puntos **a** y **b**, se generan los cinco niveles de voltaje, los cuales se obtienen al realizar la suma de los voltajes en cada capacitor. En el lado de CD, suponiendo que los voltajes en cada capacitor, C_1 y C_2, tiene magnitudes iguales, permite establecer que $V_{C1} = V_{C2} = V_0$, de tal manera, que es posible obtener $2V_0$, V_0, $0V$, $-V_0$, $-2V_0$. El sistema propuesto está conformado por dos puentes-H conectados en cascada. Obsérvese que en cada puente-H se ha incorporado un nuevo arreglo de diodos de recuperación rápida. Este nuevo arreglo, tiene el propósito de agregar una tercera rama en paralelo con los capacitores de salida, con la finalidad de omitir el uso de los transformadores de aislamiento galvánico típicos y realizar la suma de los voltajes que contiene cada puente-H. La suma de los voltajes de los capacitores de salida suministra el voltaje de CD en el elemento de carga resistivo. La efectividad de esta propuesta es confirmada con resultados de simulación presentados en la sección 4. Mediante el empleo de las leyes de Kirchhoff (LCK y LVK) se puede verificar que el modelo dinámico en forma promedio del circuito de la figura 1 está dado por:

$$\begin{aligned} L\frac{di_L}{dt} &= e - i_L r_L - u_{av} V_{C3} \\ C_3\frac{dV_{C3}}{dt} &= u_{av} i_L - \frac{V_{C3}}{R_L} \end{aligned} \tag{1}$$

donde i_L es la corriente que circula a través del inductor, V_{C3} es el voltaje de salida en la resistencia de carga R_L, L representa a la inductancia, C_3 es el capacitor de salida y r_L corresponde a la resistencia interna del inductor. La fuente de alimentación sinusoidal está representada como $e = Esen\omega t$. Se asume que los dispositivos semiconductores son ideales y que se cumple que $V_{C3} = V_{C1} + V_{C2}$. La entrada de control se denotada por la variable u, la cual representa la posición del interruptor que toma valores en el conjunto discreto $\{-1, 1\}$. El modelo promedio se representa exactamente por el mismo modelo dado en (1), con la diferencia de que ahora la entrada u_{av} denota la entrada de control promedio, la cual toma valores en el intervalo cerrado $[-1, 1]$ (véase (Sira-Ramírez and Silva-Ortigoza (2006)), (Romeo et al. (1998)). El modelo no lineal descrito en (1) se escribe como un sistema pasivo en forma matricial (véase (Sira-Ramírez and Silva-Ortigoza (2006))) de la siguiente forma:

$$A\dot{x} = \mathcal{J}(u_{av})x - \mathcal{R}x + \eta \tag{2}$$

donde, la matriz simétrica $A \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ es constante y definida positiva, $x \in X \subset \mathbb{R}^2$ es el vector de estado, $\mathcal{J}(u_{av}) \in \mathbb{R}^{2\times 2}$, es la matriz anti-simétrica conservativa (no disipativa), u_{av} es la entrada de control promedio, $\mathcal{R} \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ es la matriz simétrica de disipación de energía, que debe cumplir con ser definida positiva es decir $\mathcal{R} = \mathcal{R}^T > 0$ y $\eta \in \mathbb{R}^2$ es un vector constante que representa a las fuentes de alimentación del sistema. Aun cuando la dinámica expresada en (2) es compleja posee algunas propiedades que pueden ser explotadas para facilitar el diseño de sistemas de control. Por ahora, se considerará una propiedad importante.

Propiedad 2.1 (Sira-Ramírez and Silva-Ortigoza (2006)), La matriz conservativa $\mathcal{J}(u_{av})$ satisface:

$$e^T \mathcal{J}(u_{av}) e = 0, \qquad \forall u_{av} \in \mathbb{R}, e \in \mathbb{R}^n$$

Con respecto a la matriz $A \in \mathbb{R}^{2x2}$, la matriz conservativa, la matriz disipativa y el vector de entrada de alimentación η, en el caso del rectificador multinivel dado en (2), están dados como:

$$A = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C_3 \end{pmatrix} \qquad \mathcal{J}(u_{av}) = \begin{pmatrix} 0 & -u_{av} \\ u_{av} & 0 \end{pmatrix}.$$

$$\mathcal{R} = \begin{pmatrix} r_L & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{R_L} \end{pmatrix} \qquad \eta = \begin{pmatrix} e \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Las propiedades de las matrices y vectores descritos en (2) se satisfacen siempre y cuando la entrada de control promedio satisfaga: $u_{av} \in [-1, 1]$. Derivado del hecho de que la matriz no disipativa y la matriz disipativa del modelo promedio no lineal del rectificador multinivel cumplen con ser anti-simétrica y simétrica respectivamente, entonces el modelo promedio siempre se puede tratar como

un sistema pasivo (ver (Sira-Ramírez and Silva-Ortigoza (2006))). Para comprobar que el sistema promedio no lineal del rectificador multinivel dado en (1) es pasivo, se hace uso de las siguientes definiciones.

Definición 2.1 (Van der Schaft (2012)). El sistema es disipativo con respecto a la razón de cambio de la fuente de alimentación $s(u, y)$ si existe una función de almacenamiento de energía $H(x) : R^n \to R_+$ y para todo $t_1 \geq t_0$, y para toda función de entrada u, la siguiente relación se lleva acabo

$$H(x(t_1)) - H(x(t_0)) \leq \int_{t_0}^{t_1} s(u(t), y(t))dt \tag{3}$$

con $x(t_0) = x_0$ y $x(t_1)$ es el estado resultante, en el tiempo t_1, de la solución tomando como condición inicial x_0 y como entrada de control a la función $u(t)$. Si H es diferenciable con respecto al tiempo t para todo $x \in X\mathbb{R}^n$ y $u(t) \in \mathbb{R}$, entonces la desigualdad (3) es equivalente a (ver (Marquez (2003))):

$$\dot{H}(x) \leq s(u(t), y(t)) \tag{4}$$

El sistema está libre de pérdidas si en alguna de las desigualdades (3) ó (4) la igualdad se cumple, ya que de hecho son equivalentes.

Definición 2.2 (Van der Schaft (2012)). El sistema (2) es pasivo si este es disipativo con respecto a la razón de cambio de la fuente de alimentación $s(u, y) = uy$.

La energía total que almacena el sistema está dada por:

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T Ax \tag{5}$$

A partir de (5) se tiene la siguiente expresión para la energía total almacenada:

$$H_T = \frac{1}{2}Li_L^2 + \frac{1}{2}C_3V_{C_3}^2 \tag{6}$$

Cuya primera derivada respecto al tiempo es:

$$P_T = \frac{dH_T}{dt} = L\frac{di_L}{dt}i_L + C_3\frac{V_{C3}}{dt}V_{C3} \tag{7}$$

Sustituyendo la dinámica (1) en la potencia total (7), y después de algunas manipulaciones algebraicas se tiene que:

$$P_T = Ei_L - (r_Li_L^2 + \frac{V_{C3}^2}{R_L}) \leq Ei_L = uy \tag{8}$$

Así, si se emplea la definición 2.1, se verifica que el sistema (2) es disipativo; luego entonces a partir de la definición 2.2 se concluye que el sistema es *pasivo-disipativo*.

3. CONTROL PASIVO DEL RECTIFICADOR.

El valor de referencia deseado para el voltaje de salida del rectificador multinivel, se denotará mediante V_d. A continuación, se calcula la dinámica de referencia deseada a partir de la representación pasiva del sistema (2), la cual satisface la siguiente dinámica en lazo abierto:

$$A\dot{\bar{x}} = \mathcal{J}(\bar{u}_{av})\bar{x} - R\bar{x} - \eta \tag{9}$$

donde, $\bar{u}_{av}$, representa el valor nominal de referencia deseado de la entrada de control correspondiente al valor nominal deseado del vector de estado $\bar{x}$. Los valores de referencia deseados $\bar{x} = (\bar{i}_L, \bar{v}_{C3})^T$ y $\bar{u}_{av}$ se calculan en términos de V_d, a partir del modelo promedio autónomo dado en (9), considerada como relación de equilibrio, esto es:

$$A\dot{\bar{x}} = \mathcal{J}(\bar{u}_{av})\bar{x} - R\bar{x} - \eta = 0 \in \mathbb{R}^2$$

Los valores de referencia de las variables de estado se calculan en términos de la variable de salida del rectificador multinivel, asumiendo que $V_{C3} = V_d$. Los valores de referencia constituyen los puntos de equilibrio del sistema. La corriente de referencia del inductor $\bar{i}_L = I_0 sen\omega t$, y la entrada de control quedan expresados en términos de V_d. Por lo tanto, a partir del modelo promedio se obtiene el punto de equilibrio, para la entrada de control como:

$$\bar{u} = \frac{Esen\omega t - r_LI_0sen\omega t}{V_d} \tag{10}$$

En el caso de la corriente de referencia del inductor es deseable tener una señal sinusoidal de amplitud constante I_0, que se encuentre en fase con respecto al voltaje de entrada, de manera tal que, se logre alcanzar un elevado factor de potencia. Considerando el balance de las potencias de entrada y de salida y estableciendo la existencia de una corriente deseada i_L, se tiene lo siguiente:

$$P_{in} = P_0$$

$$(Esen\omega t\bar{i}_L)_{cd} = (r_L\bar{i}_L)_{cd} + \left(\frac{\bar{V}_{C_3}^2}{R_L}\right)_{cd} \tag{11}$$

Asumiendo que los niveles de CD del voltaje y la corriente están dados por, $\frac{I_0}{\sqrt{2}}$ y $\frac{E}{\sqrt{2}}$, respectivamente, y después de algunas manipulaciones algebraicas en (11), se obtiene:

$$I_0^2 - \frac{EI_0}{2} + \frac{2V_d^2}{r_LR_L} = 0 \tag{12}$$

Haciendo que:

$$\alpha = \frac{E^2R - 8V_d^2r_L}{4R_Lr_L^2}$$

Al resolver para I_0, de la ecuación (12) se llega a:

$$I_{0\{1,2\}} = \frac{E}{2r_L} \pm \sqrt{\alpha} \tag{13}$$

Es importante hacer notar que en (13), sólo se considera el término con la magnitud más pequeña, con la finalidad de obtener el valor promedio de la corriente. Se define el error de regulación como $e = x - \bar{x}$ y al error de la entrada de control promedio como $e_{uav} = u_{av} - \bar{u}_{av}$, y se resta miembro a miembro (2) y (9), para obtener la siguiente dinámica del error dada como:

$$\begin{aligned} A\dot{e} &= A\dot{x} - A\dot{\bar{x}} \\ &= \mathcal{J}(u_{av})x - \mathcal{J}(\bar{u}_{av})\bar{x} - \mathcal{R}e \\ &= \mathcal{J}(u_{av})x - \mathcal{J}(\bar{u}_{av})\bar{x} - \mathcal{R}e \\ &\quad +(\mathcal{J}(u_{av})\bar{x} - \mathcal{J}(u_{av})\bar{x} \\ &= (\mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{J}(\bar{u}_{av}))\bar{x} + \mathcal{J}(u_{av})e\mathcal{R}e \end{aligned} \tag{14}$$

Se hace una aproximación lineal por serie de Taylor del término, $\mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{J}(\bar{u}_{av})$, con respecto a la entrada de control promedio u_{av} en (14), y se tiene que:

$$\mathcal{J}(u_{av}) = \mathcal{J}(\bar{u}_{av}) + \left.\frac{\partial\mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}} (u_{av} - \bar{u}_{av})$$

$$\Rightarrow \mathcal{J}(u_{av}) - \mathcal{J}(\bar{u}_{av}) = \left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}} e_{u_{av}} \quad (15)$$

Se sustituye (15) en (14), y se tiene la dinámica del error como (ver Sira (2006b)):

$$A\dot{e} = \mathcal{J}(u_{av})e + \left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}e_{u_{av}} - \mathcal{R}e \quad (16)$$

Se propone como función candidata de Lyapunov a la siguiente función cuadrática para el error del sistema como:

$$V(e) = \frac{1}{2}e^T Ae \quad (17)$$

Entonces la derivada temporal de (17) está dada como:

$$\dot{V}(e) = e^T A\dot{e}$$

$$= e^T\mathcal{J}(u_{av})e + e^T\left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}e_{u_{av}} - e^T\mathcal{R}e$$

Utilizando la Propiedad 2.1 y la dinámica del error (16), la derivada con respecto al tiempo de la expresión anterior se escribe como:

$$\dot{V}(e) = e^T\left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}e_{u_{av}} - e^T\mathcal{R}e \quad (18)$$

El lado derecho de (18), está compuesto de dos términos: el primero es el que incluye el error de la entrada de control, mediante el cual se establece la ley de control por retroalimentación de la salida pasiva del error, que inyecta más términos de disipación al sistema en lazo cerrado a través de una matriz de acoplamiento; y el segundo término corresponde a la matriz disipativa del sistema. Por lo tanto, la ley de control por retroalimentación de la salida pasiva del error que logra que la derivada de la función candidata de Lyapunov (17), sea al menos semi-definida negativa, se propone como:

$$e_{u_{av}} = -\gamma e_y = -\gamma\left[\left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}\right]^T e \quad (19)$$

donde la constante γ, representa la ganancia de sensibilidad estrictamente positiva de la ley de control y donde la expresión e_y, de (19) representa a la salida pasiva del error, definida como:

$$e_y = \left[\left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}\right]^T e \quad (20)$$

Se sustituye (20) dentro de (19), y se tiene la derivada de la función de Lyapunov como:

$$\dot{V}(e) =$$

$$\text{-}e^T\gamma\underbrace{\left[\left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}\right]\left[\left(\left.\frac{\partial \mathcal{J}(u_{av})}{\partial u_{av}}\right|_{u_{av}=\bar{u}_{av}}\right)\bar{x}\right]^T}_{=R_d} e$$

$$-e^T\mathcal{R}e$$

$$= -e^T\underbrace{(\mathcal{R}_d + \mathcal{R})}_{=\hat{R}}e$$

$$= -e^T\hat{R}e \leq 0 \quad (21)$$

Donde de (21), la matriz $\hat{R}$, es dada por:

$$\hat{R} = \begin{pmatrix} \gamma(V_{C3}^2 + r_L) & -\gamma V_{C3}\bar{i}_L \\ -\gamma V_{C3}\bar{i}_L & \gamma\bar{i}_L^2 \end{pmatrix} \quad (22)$$

Haciendo uso del criterio de Sylvester, se verifica que, $\hat{R} \geq 0$, es decir es una matriz semidefinida positiva. Así, (21) es una función semi-definida negativa y por tanto el punto de equilibrio de (16) bajo la ley de control (19) es estable. Para poder concluir la estabilidad asintótica se explota la naturaleza autónoma de (16), aplicando el principio de invarianza de LaSalle, el cual por razones de claridad se cita a continuación.

Definición 2.3 (Marquez (2003)) Considere el sistema autónomo descrito por:

$$\dot{x} = f(x) \quad (23)$$

donde $f : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$ es una función de Lipschitz globalmente en $\mathbb{R}^n$. Sea $\bar{x}$ un punto de equilibrio de (23), es decir, $f(\bar{x}) = 0 \in \mathbb{R}^n$. Sea $V : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$ una función definida positiva, radialmente no acotada ($lim_{\|x\|\to\infty}V(x) \to \infty$) continuamente diferenciable tal que $\dot{V}(x) \leq 0 \quad \forall x \in \mathbb{R}^n$. Sean $\Omega = \{x \in \mathbb{R}^n : \dot{V}(x) \leq 0\}$ y supóngase que ninguna solución permanece idénticamente en Ω más que la solución trivial entonces el origen es asintóticamente estable en forma global.

En este caso $f(x)$ está dada por la ecuación en lazo cerrado (16) donde $x = e^T \in \mathbb{R}^2$. El único punto de equilibrio de (16) es $x = 0 \in \mathbb{R}^2$. La función $V : \mathbb{R}^2 \times \mathbb{R}^2 \to \mathbb{R}$ dada en (17) es definida positiva en forma global, radialmente no acotada y continuamente diferenciable; en (21) se mostró que $\dot{V}(e) \leq 0 \quad \forall e \in \mathbb{R}^2$. Considérese la región dada por:

$$\Omega = \{e \in \mathbb{R}^2 : \dot{V}(e) = 0\}$$

Ya que $\dot{V}(e(t)) \leq 0 \in \Omega$, entonces $V(e(t))$ es una función decreciente de t. $V(e)$ es continua en el conjunto compacto Ω, y es acotada inferiormente en Ω. Por ejemplo, satisface $0 \leq V(e(0))$. Así, $V(e(t))$ tiene un límite conforme $t \to \infty$. De ahí que $\dot{V}(e(t)) = 0$. Ya que Ω es un conjunto invariante, $\dot{V}(e(t)) = 0$ y la única solución invariante es $e = 0$. Como la solución trivial es la única solución del sistema (16) restringido a Ω, entonces empleando la definición 2.3 puede concluirse que el origen del espacio de estados es global y asintóticamente estable.

Tomando en cuenta que $e_{(u_{av})} = u_{av} - \bar{u}_{av}$, así en términos de las corrientes y el voltaje de la salida del convertidor, se tiene que la ley de control por retroalimentación de la salida pasiva dada en (19), y que obliga a que el voltaje de salida del rectificador multinivel siga un voltaje constante de referencia deseado, está dada por:

$$u_{av} = \bar{u}_{av} + \gamma(V_d e_{i_L} - \bar{i}_L e_v) \quad (24)$$

Donde $\bar{u}_{av}$ es un término de pre-alimentación, el cual se calcula a partir de (10) y (13). Nótese también en (24), que el parámetro γ debe seleccionarse de modo tal que se cumpla que $u_{av} \in [-1, 1]$. Para ello, el parámetro se seleccionó en base a la siguiente desigualdad:

$$0 < \gamma < 1$$

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Las pruebas de simulación realizadas para el control del rectificador multinivel dado en (1) utilizando (24) en lazo cerrado, se describen a continuación. La estrategia de modulación utilizada fue la multi-portadoras por disposición de fase (PSPWM), debido a que es un modulador ampliamente utilizando en las topologías multinivel. En dicha estrategia se requieren cuatro señales portadoras con una frecuencia mayor a la señal de modulación. Durante la simulación la frecuencia de las señales portadoras se fijaron a 2.4kHz y las simulaciones fueron realizadas con la ayuda de las herramientas de software MATLAB-SIMULINK y PSIM

4.1 Parámetros de simulación.

El rectificador multinivel está conformado por dos puentes-H y cada celda tiene un capacitor de salida conectado a una tercera rama mediante un arreglo de diodos que permite sumar los voltajes que proporciona cada capacitor. Los parámetros utilizados durante las simulaciones realizadas se muestran en la Tabla 1. La ganancia de sintonización del controlador, γ, fue seleccionada como 0.00098. Con el controlador propuesto se busca regular el voltaje de CD en el capacitor de salida a un nivel deseado, además de lograr beneficios en la etapa de CA (factor de potencia unitario y una baja THD). En la Figura 2 se muestra el gráfico que representa los voltajes obtenidos en los capacitores que contiene el sistema rectificador multinivel. El voltaje de referencia se seleccionó para una magnitud de 100V. La señal (b) corresponde a los voltajes obtenidos en los capacitores de cada puente-H, y se puede notar que cada capacitor proporciona un voltaje de $49.3V$. Con el arreglo de los diodos se puede realizar la suma de los voltajes de cada puente-H suministrando un voltaje al elemento de carga de $98.6V$ con un voltaje de rizo de $6.9V$ (señal (a) de la Figura 2).

Tabla 1. Parámetros y componentes del rectificador

Parámetros del Sistema	
Dispositivo de conmutación	IRF740 (400 V/20A)
Frecuencia de conmutación	2.4 kHz
Diodo de Potencia	MBRF20100CT
Método de control	Basado en pasividad
Voltaje de entrada	$34Vrms$
Voltaje Pico de entrada	$48.08V$
Resistencia parsita	$r_L = 0.3\ \Omega$
Inductancia de entrada	$L = 2.45$ mH
Resistencia de carga	$R_L = 200\ \Omega$
Capacitor de celda 1	$C_1 = 320\ \mu F$
Capacitor de celda 2	$C_2 = 320\ \mu F$
Capacitor de salida	$C_3 = 320\ \mu F$
Potencia de salida	$200\ W$

En la Figura 3 se muestra la corriente del inductor así como la corriente de referencia. Nótese que al inicio la corriente del inductor genera una elevación de $13.5A$. Posteriormente conforme transcurre el tiempo de simulación la corriente de línea se estabiliza de manera tal que ambas corrientes se pueden establecer en magnitud y fase alcanzando un valor máximo de $1,97A$.

En la Figura 4 se presentan dos señales. La señal (a) representa el voltaje con una división entre cinco y la señal (b) corresponde a la corriente del inductor. Dicha Figura permite validar la efectividad del controlador pasivo aplicado, en lo que se refiere a la etapa de CA, toda vez que como puede apreciarse, ambas seáles se establecen en fase, garantizando con ello un elevado factor de potencia y por consiguiente una disminución del THD.

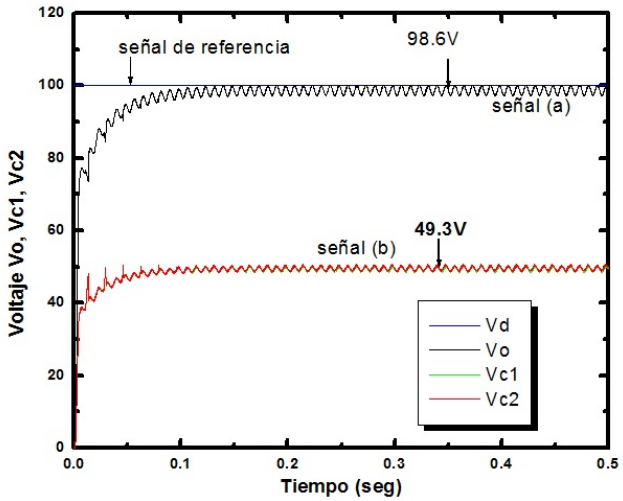

Fig. 2. Voltaje en los capacitores de salida.

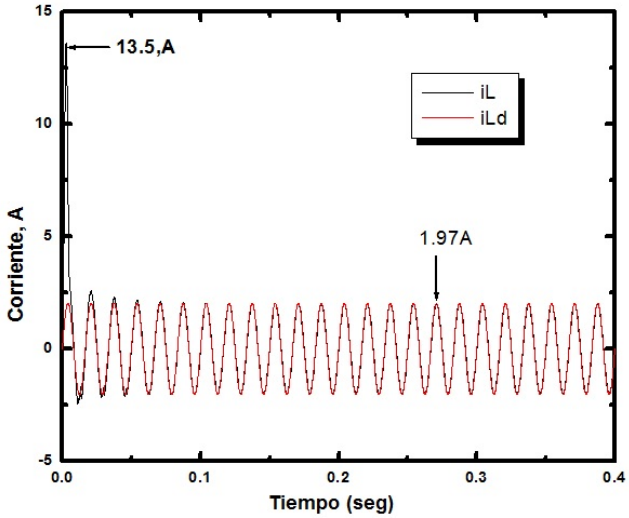

Fig. 3. Corriente del inductor y corriente deseada.

La Figura 5 corresponde a la señal de entrada de control. Se muestran la señal de control de referencia y la señal de control obtenida mediante el controlador pasivo. Obsérvese que al inicio presenta en la señal de control un pequeño incremento de sobre-modulación dentro del rango permitido que es de $[-1, 1]$. Posteriormente se establecen en la misma magnitud ambas señales.

5. CONCLUSIONES

El sistema rectificador multinivel en lazo cerrado con un controlador basado en pasividad por retroalimentación del error exacto (ETEDPOF) permite regular el voltaje de salida en el elemento de carga de manera satisfactoria,

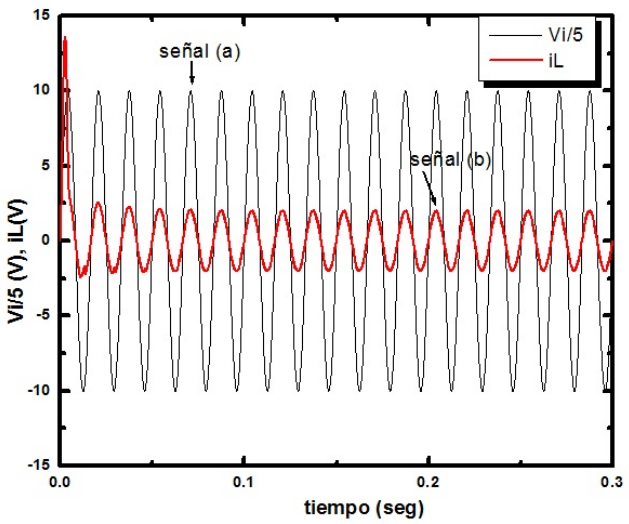

Fig. 4. Voltaje de lnea y Corriente del inductor.

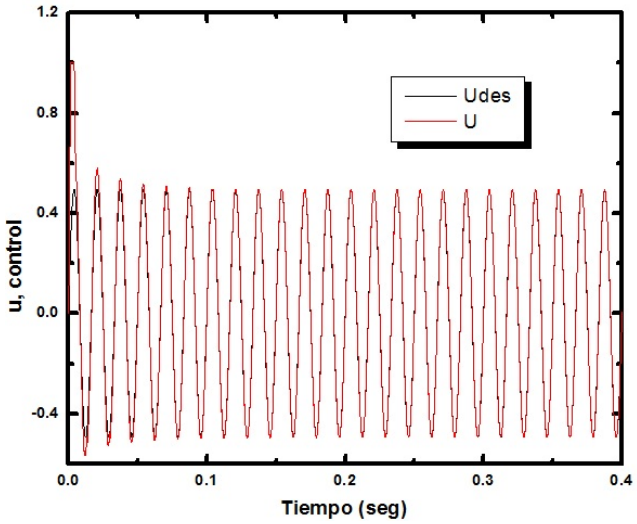

Fig. 5. Entrada de control promedio

utilizando el arreglo de diodos enclavados permitiendo con ello omitir los transformadores de aislamiento galvánico. También es claro que con el diseño del controlador en la etapa de CA, se logra alcanzar un elevado factor de potencia así como una disminución en el THD. Entre otras cosas se puede mencionar que el filtro para la topología multinivel tiende a ser más pequeño. Los resultados de simulación presentados, permiten validar la efectividad del esquema de control propuesto.

REFERENCES

Cecati, C., Dell'Aquila, A., Liserre, M., and Monopoli, V.G. (2003). Design of h-bridge multilevel active rectifier for traction systems. *Industry applications, IEEE Transactions on*, 39(5), 1541–1550.

Dell'Aquila, A., Liserre, M., Monopoli, V.G., and Cecati, C. (2002). Passivity-based control of a single-phase h-bridge multilevel active rectifier. In *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, volume 4, 3117–3122. IEEE.

Iman-Eini, H., Farhangi, S., Schanen, J.L., and Khakbazan-Fard, M. (2009). A modular power electronic transformer based on a cascaded h-bridge multilevel converter. *Electric Power Systems Research*, 79(12), 1625–1637.

Iman-Eini, H., Farhangi, S., and Schanen, J.L. (2008). A modular ac/dc rectifier based on cascaded h-bridge rectifier. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, 173–180. IEEE.

Juarez-Abad, J.A., Linares-Flores, J., Guzman-Ramirez, E., and Sira-Ramirez, H. (2014). Generalized proportional integral tracking controller for a single-phase multilevel cascade inverter: An fpga implementation. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 10(1), 256–266.

Lin, B.R. and Lu, H.H. (2000). New multilevel rectifier based on series connection of h-bridge cell. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 147(4), 304–312.

Marquez, H.J. (2003). *Nonlinear control systems: analysis and design*. John Wiley.

Monopoli, V., Gerry, D., Zanchetta, P., Clare, J., and Wheeler, P. (2004). A low frequency predictive current control for multilevel active rectifiers. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 5, 3553–3558. IEEE.

Rodríguez, J.R., Dixon, J.W., Espinoza, J.R., Pontt, J., and Lezana, P. (2005). Pwm regenerative rectifiers: state of the art. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 52(1), 5–22.

Romeo, O., Antonio, L., Per, J.N., and Hebertt, S.R. (1998). *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems*. New York: Springer.

Singh, B., Singh, B.N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., and Kothari, D.P. (2003). A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 50(5), 962–981.

Sira-Ramírez, H. (2005). Are nonlinear controllers really necessary in power electronics devices? In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 10–pp. IEEE.

Sira-Ramírez, H. and Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media.

Tao, X.H., Xu, L., Song, Y.C., and Sun, M. (2012). Transformerless cascaded ac-dc-ac converter for multiphase propulsion drive application. In *Journal of international Conference on Electrical Machines and Systems*, volume 1, 354–359. Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems.

Van der Schaft, A. (2012). *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*. Springer Science & Business Media.

Vasiladiotis, M., Pavlou, K., Manias, S., and Rufer, A. (2011). Model predictive-based control method for cascaded h-bridge multilevel active rectifiers. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 3200–3207. IEEE.

Zanchetta, P., Gerry, D.B., Monopoli, V.G., Clare, J.C., and Wheeler, P.W. (2008). Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(1), 163–172.