

Controlador para un rectificador PWM basado en una topología de doble elevador con corrección de factor de potencia

Samuel Iturriaga-Medina*, Panfilo R. Martinez-Rodriguez*,
Diego Langarica-Cordoba*, Gerardo Escobar**,
Daniel U. Campos-Delgado*, Andres A. Valdez-Fernandez*,

* Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
SLP, México.

** Facultad de Ingeniería, Instituto Tecnológico de Estudios Superiores
de Monterrey, Nuevo León, México

Abstract: En este artículo se presenta el modelado y diseño de un controlador para un convertidor elevador doble con corrección de factor de potencia conectado en forma de puente completo. El controlador propuesto está basado en el modelo promedio del sistema y la ley de control propuesta consiste de dos lazos. Un lazo interno o de corriente y un lazo externo o de voltaje. El primer lazo tiene como objetivo forzar a la corriente de línea a seguir una referencia de corriente sinusoidal y en fase con el voltaje de red, construida a partir de la estimación de la componente fundamental del voltaje de red. La ley de control propuesta incluye estimadores adaptables capaces de hacer frente a las incertidumbres paramétricas de la impedancia del filtro de entrada. El segundo lazo de control está diseñado para regular el voltaje de carga a una referencia deseada y el cual se diseña como un controlador proporcional-integral. Para evaluar el desempeño del esquema de control propuesto, se utilizan simulaciones numéricas.

Keywords: Estimadores paramétricos, corrección de factor de potencia, compensación armónica, rectificación controlada.

1. INTRODUCCIÓN

La conversión de corriente alterna a corriente directa (CA-CD) es utilizada en una gran diversidad de aplicaciones, tales como fuentes de alimentación, electrodomésticos, balastos electrónicos, control de motores de CD, conversión y acondicionamiento de la energía, carga de baterías, etc (Feng et al., (2018)). El puente de diodos tradicional tiene alta confiabilidad y su costo es bajo, por lo cual estos dispositivos son ampliamente utilizados en aplicaciones de electrónica de potencia para la conversión CA-CD. No obstante, generan contaminación armónica y un factor de potencia bajo para la red eléctrica (Yang et al., (2019)). Por esto, el uso de rectificadores controlados que proveen una corriente casi sinusoidal y un factor de potencia cercano a la unidad han surgido como una solución para cumplir con los estándares establecidos para la calidad de la energía en la red eléctrica (Kakkar et al., (2017)), (IEEE 519 (2014)), (IEC 1000-3-2 (1995)). Recientemente, los convertidores CA-CD, han incrementado su uso en aplicaciones para carga de baterías en vehículos eléctricos, esto con el objetivo de lograr un transporte sustentable con mínima utilización de los combustibles fósiles como principal fuente de energía. Un convertidor ampliamente utilizado en los sistemas híbridos es el convertidor

CA-CD-CD (Chiang et al., (2011)). Este convertidor está formado por dos etapas, la primera hace un proceso de rectificación al convertir CA a CD y la segunda realiza el acondicionamiento de esta energía para cumplir con los requerimientos energéticos de la batería del vehículo.

En la literatura se han estudiado diversos convertidores para corrección de factor de potencia (Praneeth et al., (2018)). En Prasana et al., (2018), se propone un modelado y un controlador para un convertidor de una sola etapa, con el cual los autores aseguran que se puede controlar el flujo de potencia activa y reactiva. Un cargador de batería resonante es propuesto en Li et al., (2013) donde el circuito resonante es formado por la inductancia de fuga del transformador de aislamiento y los capacitores de salida del puente rectificador. En Martínez-Rodríguez et al., (2018) se propuso un controlador de modo corriente basado en la estimación de la secuencia positiva del voltaje de red, el cual junto al diseño de un par de estimadores adaptables logró entregar corrientes de línea casi sinusoidales y con un factor de potencia cercano a la unidad. Mientras tanto en esta propuesta, el voltaje de salida se mantiene regulado a un valor deseado, mostrando con ello su potencial aplicación de rectificación controlada en vehículos eléctricos.

Este documento presenta el diseño de un controlador para

una topología basada en el puente completo, la cual está formada por dos convertidores elevadores. Los objetivos de control son la regulación de voltaje del Bus de CD a un valor deseado y el seguimiento de la corriente de red a una referencia sinusoidal en fase con el voltaje de línea, a pesar de incertidumbre paramétrica y perturbaciones en la carga. Para esto, el controlador está formado por un lazo interno de corriente y un lazo externo de voltaje. El primero consta de una ganancia proporcional y un par de estimadores adaptables que se encargan de obtener el valor de la impedancia de la red eléctrica. Además, el lazo de corriente está formado por un estimador de la componente fundamental del voltaje de red, que es utilizado para construir la referencia de corriente y con ello se garantiza una corriente de línea casi sinusoidal y en fase con el voltaje de red. El segundo lazo consta de un controlador PI el cual permite la regulación a una referencia deseada de voltaje.

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

En la Fig.1 se muestra la topología del convertidor elevador doble como rectificador controlado con compensación de factor de potencia (de sus siglas en inglés, PFC-DBC). Se puede observar que esta topología está formada por un par de diodos y un par de interruptores de potencia. Esto se debe a que la topología consta de dos convertidores elevadores funcionando uno en cada semiciclo de la red, tal como se mencionó previamente. Debido al número reducido de elementos de conmutación, la topología resulta más eficiente comparada con las convencionales como el puente completo monofásico. Sin embargo presenta algunas restricciones tal como se describirá continuación. En la Fig. 2 se muestran los cuatro modos

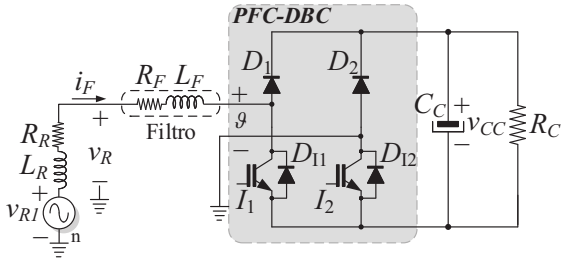


Fig. 1. Topología del convertidor elevador doble.

de operación de la topología los cuales se describen a continuación. Los modos I y II corresponden con un comportamiento elevador durante el semiciclo positivo de la red eléctrica. Durante estos modos de operación, el inductor se carga a través del interruptor I_1 y el diodo D_{I2} , para después ceder energía a la carga a través de los diodos D_1 y D_{I2} . Durante los modos III y IV, el convertidor actúa como elevador inversor debido a que además de elevar la tensión de la red también la invierte, con lo cual el voltaje es positivo en la carga en todo momento. En este caso, el inductor se carga a través del interruptor I_2 y el diodo D_{I1} para después ceder energía a la carga a través

de los diodos D_2 y D_{I1} . Note que durante la transición entre el semiciclo positivo y negativo se fuerza a la corriente del inductor a cambiar la dirección súbitamente, lo cual produce una pérdida de controlabilidad en el sistema en el cruce por cero. En la práctica esto se observa como una pequeña distorsión en la corriente de línea que no afecta el desempeño del sistema. Por lo tanto, para fines de diseño del controlador propuesto este fenómeno no ha sido incluido en el modelado del sistema.

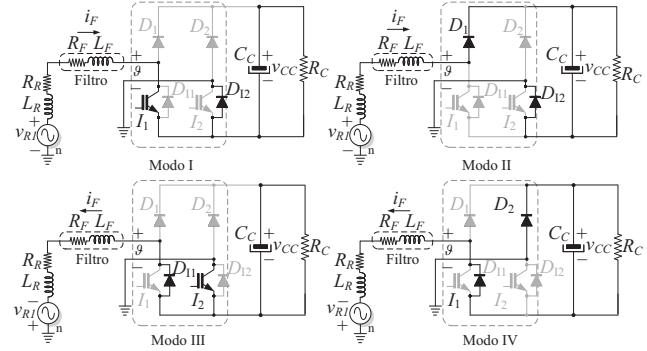


Fig. 2. Modos de operación del convertidor elevador doble.

La dinámica del sistema está descrita por las siguientes ecuaciones, las cuales representan el modelo del sistema.

$$L_F \frac{di_F}{dt} = -u_k v_{CC} - i_F R_F + v_R \quad (1)$$

$$C_C \frac{dv_{CC}}{dt} = u_k i_F - \frac{v_{CC}}{R_C} \quad (2)$$

donde, i_F representa la corriente de línea; v_{CC} el voltaje del capacitor; L_F y R_F son los parámetros del filtro de CA; C_C representa el filtro capacitivo de la etapa de CD y R_C representa la resistencia de carga. Note que en el modelo del sistema, la red eléctrica no es considerada como una fuente ideal y el voltaje de red, considerando el efecto de la impedancia de línea, se puede representar como

$$L_R \frac{di_F}{dt} = -i_F R_R - v_{R1} + v_R, \quad (3)$$

donde v_R es el voltaje en el punto de acoplamiento común (PCC); L_R y R_R representan la impedancia de la línea y v_{R1} es la fuente ideal del voltaje de red. La señal u_k , cuyos valores pertenecen al conjunto discreto $\{-1,1\}$, indica la posición de los interruptores y actúa como la entrada de control. Con el objetivo de diseñar un controlador para el convertidor elevador doble como PFC, se proponen los siguientes objetivos de control para el sistema propuesto:

- (i) *Seguimiento de la corriente* de línea a una señal de referencia proporcional a la componente fundamental del voltaje de red, esto es, $i_F \rightarrow i_F^* = g_R v_R$, donde i_F^* representa la corriente de referencia, mientras que g_R es un escalar que denota la conductancia aparente observada por la fuente, la cual está definida como

$$g_R = \frac{p^*}{V_{R,RMS}^2},$$

donde p^* es una señal moduladora de la referencia de corriente y se calcula en el lazo de regulación, y $v_{R,RMS}$ representa el valor RMS de la tensión de la red.

- (ii) *Regulación del voltaje* del capacitor a una referencia deseada V_{dc} , esto es $\langle v_{CC} \rangle_0 \rightarrow V_{dc}$. Este objetivo garantiza que el voltaje del capacitor es regulado en promedio a un valor constante, donde $\langle v_{CC} \rangle_0$ representa la componente en CD del voltaje de salida del rectificador.

Además se hacen las siguientes suposiciones de diseño:

- A1.** Se considera el modelo promedio, es decir, debido a que la velocidad de conmutación es mucho mayor respecto a la velocidad de respuesta del sistema, la señal de control u_k se considera como una señal continua que toma valores en el intervalo abierto $\{-1, 1\}$.
- A2.** Se asume que la dinámica de corriente del inductor es más rápida que la dinámica de voltaje del capacitor. Por lo tanto, el diseño del controlador se puede separar en dos lazos de control, es decir, un lazo interno de seguimiento de corriente y un lazo externo de regulación de voltaje. Esto es posible considerando el principio de separación en escala de tiempo. En este sistema en particular resulta cierto debido a las características físicas del circuito, lo cual será referido como suposición de desacoplo. Nótese que lo anterior se fundamenta en el análisis y teoría de perturbación singular de sistemas dinámicos (H. K. Khalil., (2003)).
- A3.** Los parámetros L_F , C_C y R_C se consideran positivos desconocidos y que pueden presentar variaciones lentas o en escalón.

3. DISEÑO DEL CONTROL

En esta sección se presenta el diseño de una estrategia de control para el sistema de la Fig 1. El diseño del controlador inicia con el lazo interno de seguimiento de corriente. Este lazo se compone de un control proporcional más estimadores adaptables del filtro de salida y la resistencia parásita. El diseño de dichos estimadores se basa en la metodología descrita en Martínez-Rodríguez et al., (2018) y Sosa et al., (2017). Posteriormente, se presenta el diseño del lazo externo de regulación de voltaje, el cual resulta en un controlador PI.

3.1 Lazo interno de control

El modelo del sistema y la dinámica de la red descritas en (1)-(3) pueden ser reescritas usando las siguientes transformaciones

$$x_F = i_F, x_C = \frac{v_{CC}^2}{2}, \vartheta = u_k v_{CC}.$$

De esta forma, el modelo se puede reescribir como

$$L_F \dot{x}_F = -\vartheta - R_F x_F + v_R \quad (4)$$

$$C_C \dot{x}_C = \vartheta x_F - \frac{2x_C}{R_C} \quad (5)$$

$$L_R \dot{x}_F = -x_F R_R - v_{R1} + v_R. \quad (6)$$

El modelo de error de la dinámica de la corriente de línea (4) considerando la dinámica de la red (5) se expresa como

$$\begin{aligned} (L_F - L_R) \dot{\tilde{x}}_F &= -\vartheta - (R_F - R_R) \tilde{x}_F \\ &- (R_F - R_R) x_F^* - (L_F - L_R) \dot{x}_F^* + v_{R1} \end{aligned} \quad (7)$$

Un esquema de control que garantiza un seguimiento estable de corriente del subsistema (7) está dado por

$$\vartheta = v_R + k_1 \tilde{x}_F - R_F x_F^* - L_F \dot{x}_F^* \quad (8)$$

donde $\tilde{x}_F := x_F - x_F^*$ denota el error en corriente y $k_1 > 0$ es un parámetro de diseño positivo. Note que para hacer seguimiento con error de estado estacionario cero sobre la señal de corriente, se requiere conocer los parámetros $R_F x_F^*$ y $L_F \dot{x}_F^*$ de (8), los cuales no están disponibles para ser utilizados directamente por el controlador. Por tanto se propone diseñar estimadores adaptables para los parámetros, \hat{R}_F y \hat{L}_F . El primero es un estimador de la perturbación originada por la resistencia serie del inductor, y el segundo es un término que es utilizado para lidiar con la incertidumbre de la inductancia del filtro. Considerando estos estimadores, es posible expresar la ley de control propuesta como

$$\vartheta = v_R - k_1 \tilde{x}_F - \hat{R}_F x_F^* + \hat{L}_F \dot{x}_F^* \quad (9)$$

donde $\tilde{L}_F := \hat{L}_F - L_F$ y $\tilde{R}_F := \hat{R}_F - R_F$. El término k_1 es una constante de diseño (equivalente a una resistencia virtual), la cual provee amortiguamiento o disipación de energía al sistema.

El diseño de los estimadores adaptables es desarrollado siguiendo la metodología de Lyapunov, donde se propone la siguiente función de almacenamiento de energía

$$W = \frac{L_F}{2} \tilde{x}_F^2 + \frac{1}{2\eta_{LF}} \tilde{L}_F^2 + \frac{1}{2\eta_{RF}} \tilde{R}_F^2$$

La derivada a lo largo de las trayectorias de la función W está dada por

$$\begin{aligned} \dot{W} &= -k \tilde{x}_F^2 + \tilde{R}_F \tilde{x}_F x_F^* + \tilde{L}_F \tilde{x}_F \dot{x}_F^* \\ &+ \frac{1}{\eta_{RF}} \dot{\tilde{R}}_F \tilde{R}_F + \frac{1}{\eta_{LF}} \dot{\tilde{L}}_F \tilde{L}_F \end{aligned}$$

donde $k = k_i + R_F < 0$. Consecuentemente, \dot{W} es forzada a ser semidefinida negativa al construir los estimadores de \hat{R}_F y \hat{L}_F de la siguiente forma

$$\dot{\tilde{R}}_F = \dot{\hat{R}}_F = -\eta_{RF} \tilde{x}_F x_F^* \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{L}}_F = \dot{\hat{L}}_F = -\eta_{LF} \tilde{x}_F \dot{x}_F^* \quad (11)$$

donde $\eta_{RF} > 0$ y $\eta_{LF} > 0$ son ganancias adaptables de los estimadores. En consecuencia $\dot{W} = -k \tilde{x}_F^2 \leq 0 \forall \tilde{x}_F \neq 0$. Es posible probar que $\dot{W} < 0$ al invocar teoremas como los de invarianza para sistemas no autónomos y lema de Barbalat. De lo anterior, se asegura la convergencia asintótica de la corriente al origen cuando el tiempo tiende a infinito. Note que, al introducir el término feedforward

v_R en (9) se produce un desacople de la dinámica de la impedancia de la red. Esto es, se elimina el efecto de la dinámica de la impedancia de red sobre la dinámica de corriente.

3.2 Lazo externo de control

Para el diseño del lazo de regulación de voltaje se considera la suposición de desacople. Esto es, se asume que la dinámica de corriente (1) es mucho más rápida que la dinámica del subsistema (2). Por otro lado, se considera que la señal de control ϑ es acotada. Esto es verdadero si los términos en ϑ , así como también los estimadores adaptables \hat{R}_F y \hat{L}_F son acotados. Debido a que la dinámica de corriente es más rápida que la dinámica de tensión, entonces $\tilde{x}_F \rightarrow 0$ rápidamente y de esta forma, el subsistema (2) se puede reescribir en términos de incrementos como

$$\begin{aligned} C_C \dot{\tilde{z}}_C &= (v_R - R_F x_F^* - L_F \dot{x}_F^*) x_F^* - \frac{2z_C}{R_C} \\ &= p^*(t) - \frac{2z_C}{R_C} \end{aligned} \quad (12)$$

donde ha sido considerado siguiente cambio de variable $z_C := v_{CC}^2/2$ y por lo tanto $\tilde{z}_C := z_C - V_{dc}^2/2$. Note que, la variable $p^*(t)$ representa la potencia que está siendo suministrada a la carga desde la red eléctrica. El término $-2z_C/R_C$ es la potencia que consume la carga resistiva. Observe que debido a que v_R , x_F^* y \dot{x}_F^* son señales sinusoidales acotadas, también lo es $p^*(t)$. De lo anterior, se hace notar que el error \tilde{z}_C no converge al origen sino que *orbita* al rededor del origen con una amplitud constante y frecuencia al doble del voltaje de línea. Este fenómeno se debe al seguimiento de una referencia de corriente x_F^* en fase con v_R para la corrección del factor de potencia. Por otro lado, dado que el objetivo del lazo externo se definió tal que el voltaje del capacitor de la etapa de CD debe ser regulado en promedio a una referencia constante, entonces, se extrae la componente en CD de la dinámica de tensión del subsistema (12), con lo cual se obtiene el sistema

$$C_C \dot{\tilde{z}}_{C0} = p^* - \frac{2z_{C0}}{R_C}$$

donde \tilde{z}_{C0} y z_{C0} representan la componente de CD de \tilde{z}_C y z_C , respectivamente. El controlador que garantiza que $\tilde{z}_{C0} \rightarrow 0$ conforme $t \rightarrow \infty$ (equivalente a que $z_{C0} \rightarrow V_{dc}^2/2$ al considerar $t \rightarrow \infty$) se propone de la forma

$$p^* = -k_{ic}\varepsilon - k_{pc}\varsigma \quad (13)$$

$$\dot{\varepsilon} = \tilde{z}_{C0} \quad (14)$$

$$\tau\dot{\varsigma} = \tilde{z}_{C0} - \varsigma \quad (15)$$

donde los términos k_{pc} , k_{ic} son ganancias positivas que representan las ganancias proporcional e integral del controlador PI, y τ es la constante de tiempo de un filtro pasa bajas ($\tau = 1/2\pi f_c$, con f_c la frecuencia de corte). El

sistema (13)-(15) se puede reescribir en forma de función de transferencia como

$$\frac{p^*(s)}{\tilde{z}_{C0}(s)} = \left[-\frac{k_{ic}}{s} - \frac{k_{pc}}{\tau s + 1} \right] \quad (16)$$

donde s representa la variable compleja de Laplace. El controlador PI propuesto posee ancho de banda limitado, lo cual tiene como objetivo evitar la reinyección de la distorsión armónica en la corriente de línea producida debido al proceso de rectificación. Nótese que la contaminación armónica en el Bus de CD afecta la construcción de la referencia de corriente dado que esta se define como

$$x_F^* = p^* \left(\frac{v_R}{v_{R,RMS}^2} \right) \quad (17)$$

donde $v_{R,RMS}^2$ es el cuadrado del valor RMS de v_R .

3.3 Esquema general del controlador

El esquema completo de control se presenta enseguida:

$$\begin{aligned} \vartheta &= v_R + k_1 \tilde{x}_F - \hat{R}_F x_F^* - \hat{L} \dot{x}_F^* \\ \frac{p^*(s)}{\tilde{z}_{C0}(s)} &= \left[-\frac{k_{ic}}{s} - \frac{k_{pc}}{\tau s + 1} \right] \\ \dot{\hat{R}}_F &= -\eta_{RF} \tilde{x}_F x_F^* \\ \dot{\hat{L}}_F &= -\eta_{LF} \tilde{x}_F \dot{x}_F^* \\ x_F^* &= p^* \left(\frac{v_R}{v_{R,RMS}^2} \right) \\ u_k &= \frac{\vartheta}{v_{CC}} \end{aligned}$$

Los términos asociados a \hat{R}_F y \hat{L}_F compensan las incertidumbres asociadas con la resistencia y la inductancia del filtro de entrada. Sin embargo, si se considera que el voltaje de la red es una señal que puede presentar distorsión armónica, entonces la corriente de referencia x_F^* presentará el mismo contenido armónico. Esto se resuelve al seleccionar una referencia de corriente que utilice una señal sin distorsión, tal como se muestra

$$x_F^* = \frac{p^*}{v_{R,RMS}^2} \hat{v}_{R,1}$$

donde ahora, $v_{R,1}$ es la componente fundamental del voltaje de red. Este término está libre de distorsión armónica, por lo tanto, la corriente de referencia x_F^* tendrá esta misma propiedad. Además para construir el estimador del término \hat{L}_F es necesario estimar \dot{x}_F^* , la cual, si p^* se considera constante, resulta en

$$\dot{x}_F^* = \frac{p^*}{v_{R,RMS}^2} \dot{\hat{v}}_{R,1},$$

siguiendo el enfoque presentado en J. M. Sosa et al., (2013) se utilizan los siguientes estimadores para $v_{R,1}$ y $\dot{v}_{R,1}$.

$$\dot{\hat{v}}_{R,1} = \omega \hat{\phi} + \lambda(v_R - \hat{v}_{R,1}) \quad (18)$$

$$\dot{\hat{\phi}} = -\omega \hat{v}_{R,1} \quad (19)$$

donde ϕ es una señal auxiliar en cuadratura con el voltaje de red y $\omega = 2\pi f_R$ es la velocidad angular de la red eléctrica en rad/s . La frecuencia del voltaje de línea es f_R . Las funciones de transferencia de los observadores propuestos resultan en

$$\frac{\hat{v}_{R,1}}{v_R} = \frac{\lambda_f s}{s^2 + \lambda_f s + \omega^2}, \quad \frac{\hat{\phi}}{v_R} = -\frac{\omega}{s}$$

donde λ_f representa una ganancia positiva de diseño que ajusta la velocidad de respuesta. Por otra parte, con el objetivo realizar una sintonización precisa de los parámetros del controlador, se sigue la metodología descrita en Martínez-Rodríguez et al., (2018). Finalmente, el diagrama de bloques del esquema general del controlador propuesto se presenta en la Fig. 3.

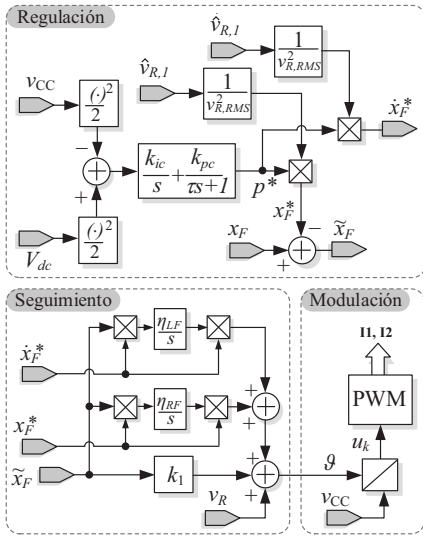


Fig. 3. Diagrama de bloques del controlador.

4. RESULTADOS NUMÉRICOS

Con el objetivo de evaluar el desempeño del controlador para el convertidor elevador doble como PFC mostrado en la Fig. 1, se utilizó el software de simulación numérica PSCAD. Los parámetros usados para el convertidor son los siguientes $L_F = 300 \mu H$, $R_F = 0.05 \Omega$, $C_C = 4400 \mu F$, la resistencia de carga R_C toma valores de 20Ω a 10Ω para evaluar el comportamiento del controlador ante cambios de carga. El voltaje de red v_R tiene una amplitud de $120 V_{RMS}$ a 60 Hz, además se considera libre de distorsión armónica. El voltaje de Bus de CD se establece en $V_{dc} = 350$ V y la frecuencia de conmutación se considera de 7.5 kHz. Los parámetros utilizados para la ley de control se han ajustado a $k_{ic} = 1.5$, $k_{pc} = 1$, $k_1 = 50$, $\eta_{RF} = 30$, $\eta_{LF} = 0.01$ y $\lambda = 500$. La Fig. 4 muestra la respuesta en el tiempo de la corriente de línea i_F y

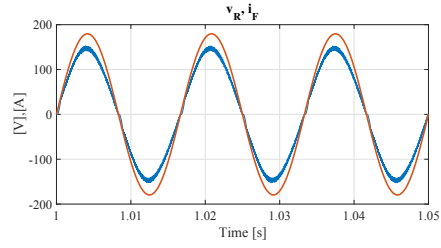


Fig. 4. Forma de onda del voltaje de red v_R y corriente de línea $i_F = x_F$.

el voltaje de red v_R bajo el controlador implementado, con una resistencia de carga $R_C = 10 \Omega$. Se observa que la forma de onda de la corriente es proporcional a la señal del voltaje de red cuyo valor de THD es de 2.77% . En la Figura 5 se muestra de arriba hacia abajo la respuesta transitoria del voltaje del capacitor v_{CC} , la potencia de referencia P_{ref} y la corriente de línea i_F durante un cambio de carga de 20Ω a 10Ω y de regreso. Note que la envolvente de la corriente de línea no presenta sobretiros durante los cambios de carga y además la respuesta durante las transiciones es suave. Así mismo, se observa que la amplitud del transitorio en el bus de CD es de 30 V durante el cambio de potencia con un tiempo de estabilización de 80 ms.

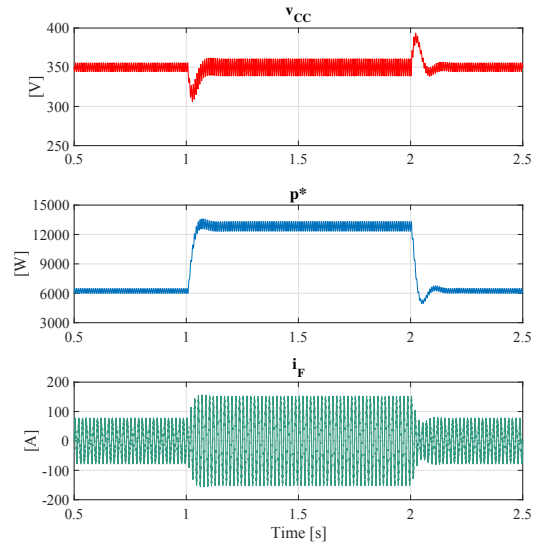


Fig. 5. Respuesta transitoria durante un cambio de carga de 20Ω a 10Ω y de regreso.

La Fig. 6 muestra de arriba hacia abajo la respuesta en el tiempo de la corriente de x_F , la corriente de referencia x_F^* y el error de corriente \tilde{x}_F . Note que la corriente de referencia es una señal sinusoidal, la cual es generada en el lazo de regulación. Además se observa que la corriente x_F tiene forma casi sinusoidal debido a que esta señal se está generando únicamente con estimadores adaptables de la impedancia del filtro.

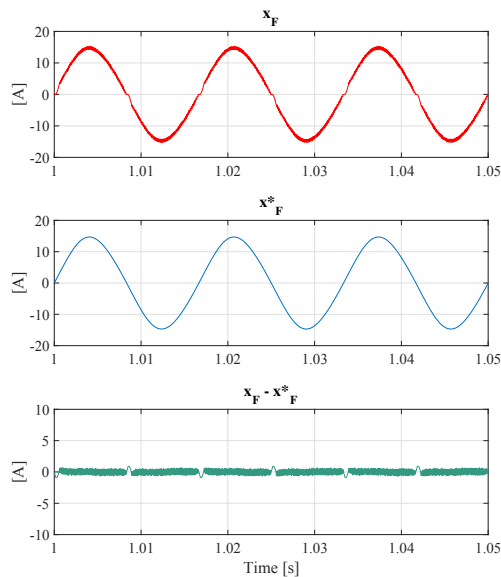


Fig. 6. Respuesta en estado estacionario del lazo de seguimiento de corriente.

5. CONCLUSIÓN

En este documento se presentó un controlador de modo corriente para un convertidor elevador doble usado como corrector de factor de potencia para la carga de baterías en vehículos eléctricos. Los objetivos del controlador son garantizar el seguimiento de corriente a una referencia y regular el voltaje de CD a la salida del convertidor. Se observó que al incluir los estimadores de la impedancia de la red \hat{R}_F y \hat{L}_F se logró obtener una corriente de línea casi sinusoidal y en fase con el voltaje de red. Por otro lado, además de garantizar la regulación del voltaje de carga, el lazo de regulación evitó el flujo de la contaminación armónica, producida por el proceso de recificación, hacia la corriente de referencia. Los resultados de la simulación numérica mostraron la efectividad del controlador.

RECONOCIMIENTO

Este trabajo de investigación fue parcialmente financiado por el proyecto PRODEP titulado: “Control de convertidores con alta razón de conversión para aplicación en energías renovables”, (SEP-México).

REFERENCIAS

Y. Feng, L. Kang, B. Hu and J. Cheng, [2018], An Improved Current Control Strategy of PWM Rectifier under Unbalanced Grid Voltage Condition. *2018 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, pp. 1964-1969.

H. Yang, Y. Zhang, J. Liang, J. Liu, N. Zhang and P. D. Walker, [2019], Robust Deadbeat Predictive Power Control With a Discrete-Time Disturbance Observer for PWM Rectifiers Under Unbalanced Grid Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 287-300.

S. Kakkar, T. Maity and R. K. Ahuja, [2017], Power quality improvement of PWM rectifier using VFOC and LCL filter. *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, pp. 1036-1040.

IEEE-1992 [1992], IEEE recommended practices and requirements for harmonics control in electric power systems. *IEEE Std. 519-2014*.

IEC-1995 [1995], Electromagnetic compatibility (EMC)-part 3: limits-Section 2: limits for harmonic current emissions. *IEC1000-3-2*.

G. T. Chiang and J. i. Itoh, [2011], Dc/dc boost converter functionality in a three-phase indirect matrix converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1599-1607.

A. K. Singh and R. Prasanna and K. Rajashekara, [2018], Modelling and Control of Novel Bidirectional Single-Phase Single-Stage Isolated AC-DC Converter with PFC for Charging of Electric Vehicles. *2018 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, Rochester, MI, pp. 0661-0666.

A. V. J. S. Praneeth and S. S. Williamson, [2018], A Review of Front End AC-DC Topologies in Universal Battery Charger for Electric Transportation *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 293-298.

S. Li, J. Deng and C. C. Mi, [2013], Single-stage resonant battery charger with inherent power factor correction for electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 9, pp. 4336-4344.

P. R. Martinez-Rodriguez, J. M. Sosa-Zuñiga, S. Iturriaga-Medina, G. Escobar, G. Vazquez-Guzman and A. A. Valdez-Fernandez, [2018], Model based current mode control design and experimental validation for a 3ϕ rectifier under unbalanced grid voltage conditions. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 6.

Sosa, J. M., Martinez-Rodriguez, P. R., Escobar, G., Vazquez, G., and Valdez-Fernandez, A. A. [2017], Active Power Injection Control for Power Converters Connected to the Grid Through an L Filter. *Electric Power Components and Systems*, vol. 45, no. 6, pp. 660-671.

J. M. Sosa-Zuñiga, P. R. Martinez-Rodriguez, G. Vazquez-Guzman, G. Escobar, Gerardo and A. A. Valdez-Fernandez, [2013], Model based controller for an LCL coupling filter for transformerless grid connected inverters in PV applications. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, pp. 1723-1728.

Khalil, Hassan K., [2003], *Nonlinear systems*, Upper Saddle River, NJ: Prentice hall.