

Control de un rectificador monofásico multinivel basado en una técnica tolerante a variaciones en la carga.

M. Flota-Bañuelos¹, H. Rodríguez-Cortés², C. Villanueva¹ y M.F. Escalante³

¹Universidad Autónoma de Yucatán, Facultad de Ingeniería,

Departamento de Mecatrónica

{manuel.flota, cesar.villanueva}@uady.mx

²Centro de Investigación y Estudios Avanzados-IPN,

Departamento de Ingeniería Eléctrica

hrodriguez@cinvestav.mx

³Universidad Autónoma de Nuevo León

Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica

mescalante@ieee.org

Resumen—En este trabajo se propone un control no lineal para un circuito rectificador multinivel monofásico. El esquema propuesto es capaz de mantener una excelente regulación de voltaje, a pesar de importantes variaciones en las resistencias de carga. Para lograr lo anterior, es necesario diseñar un estimador de carga. Los resultados de la simulación muestran la efectividad del esquema de control propuesto.

Palabras clave: Control no lineal, rectificador multinivel, estimador de carga.

I. INTRODUCCIÓN

Las principales desventajas de los clásicos rectificadores de corriente alterna de puente de diodos son: bajo factor de potencia e inyección de un elevado número de armónicas a la corriente de alimentación. La manera más simple de mejorar la forma de onda de la corriente consiste en agregar un inductor. Sin embargo, esta solución no es suficiente para disminuir el THD_I de la corriente de entrada, de tal forma que se cumplan las normas internacionales (Lin y Lu, 1999). Una solución más adecuada es utilizar rectificadores activos multinivel principalmente en aplicaciones de alta tensión y alta potencia. Por ejemplo, compensadores de potencia reactiva, filtros activos e impulsores. Los rectificadores activos tienen la capacidad de compensar formas de onda mejorando el espectro de armónicos; además, permiten emplear dispositivos con valores nominales de menor capacidad (Lin y Lu, 2000).

Se han propuesto diversos esquemas de control para la operación de los rectificadores activos. En (Lin y Lu, 1999) se presenta un control basado en un comparador de voltaje y se emplea la técnica de control de corriente por histéresis, los voltajes de los capacitores de salida quedan balanceados y la corriente de línea sigue a la corriente de referencia. En (Flota *et al.*, 2006) se desarrolla el análisis, diseño e implementación de un control basado en pasividad para

el seguimiento de la corriente de referencia y un control PI para regular el voltaje del bus de CD. En (Flota *et al.*, 2008) se presenta un controlador con retroalimentación parcial de estados, el controlador se basa en la técnica de salida pasiva de retroalimentación del seguimiento exacto de la dinámica del error. En (Ramirez-Lopez *et al.*, 2010) se propone un control PI generalizado de dos etapas que es capaz de compensar sags de tensión y cambios en la referencia de CD. En (Visairo *et al.*, 2013) se diseña un control basado en una linealización de entrada-salida por medio de retroalimentación combinado con un controlador PI generalizado. En (Rodríguez-Cortés *et al.*, 2012) se describe un esquema de control de alta ganancia que en conjunto con un estimador de carga mantiene regulada la tensión de CD.

En este trabajo se propone un esquema de control no lineal que es capaz de sobreponerse a variaciones en la carga y mantener un desempeño satisfactorio.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera. En la sección II se presenta el modelo matemático del rectificador estudiado. El diseño de la ley de control, así como de la referencia de corriente se expone en la sección III. La sección IV muestra la metodología para el desarrollo del estimador de carga. Los resultados de pruebas en simulación de los esquemas de control y estimación se explican en la sección V. Finalmente, se dan las conclusiones del trabajo en la sección VI.

II. DESCRIPCIÓN DEL RECTIFICADOR

El diagrama esquemático del rectificador activo multinivel estudiado en este trabajo se muestra en la figura 1. Las ecuaciones diferenciales que describen su dinámica están

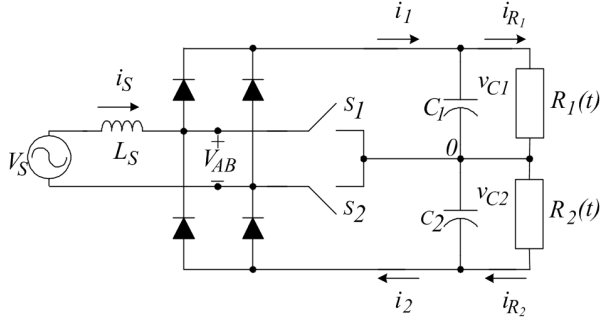


Figura 1. Topología del Rectificador Monofásico

dadas por (Lin y Lu, 1999):

$$\begin{aligned} L_S \frac{d}{dt} i_S &= -V_{AB} + V_S \\ C_1 \frac{d}{dt} v_{C_2} &= i_1 - i_{R_1} \\ C_2 \frac{d}{dt} v_{C_2} &= i_2 - i_{R_2} \end{aligned} \quad (1)$$

donde

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_S) + 1] [v_{C_1} (1 - S_1) + v_{C_2} (1 - S_2)] \\ &\quad + \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_S) - 1] [v_{C_1} (1 - S_2) + v_{C_2} (1 - S_1)] \\ i_1 &= \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_S) + 1] (1 - S_1) i_S \\ &\quad + \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_S) - 1] (1 - S_2) i_S \\ i_2 &= \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_S) + 1] (1 - S_2) i_S \\ &\quad + \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_S) - 1] (1 - S_1) i_S \end{aligned}$$

y

$$\text{sgn}(i_S) = \begin{cases} 1, & \text{si } i_S > 0, \\ -1, & \text{si } i_S < 0, \\ 0, & \text{si } i_S = 0 \end{cases}$$

La escritura del modelo anterior se puede simplificar definiendo el siguiente cambio de coordenadas

$$\begin{aligned} u_1 &= (1 - S_1) \\ u_2 &= (1 - S_2) \\ V_T &= V_{C_1} + V_{C_2} \\ V_D &= V_{C_1} - V_{C_2} \\ G_1 &= \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \\ G_2 &= \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) \end{aligned}$$

De esta manera, el modelo del rectificador puede ser escrito

como:

$$\begin{aligned} L_S \frac{d}{dt} i_S &= -\frac{1}{2} \text{sgn}(i_S) V_T \bar{u}_1 - \frac{1}{2} V_D \bar{u}_2 + V_S \\ C \frac{d}{dt} V_T &= -G_1 V_T - G_2 V_D + i_S \text{sgn}(i_S) \bar{u}_1 \\ C \frac{d}{dt} V_D &= -G_2 V_T - G_1 V_D + i_S \bar{u}_2 \end{aligned} \quad (2)$$

donde $\bar{u}_1 = u_1 + u_2$ y $\bar{u}_2 = u_1 - u_2$.

III. DISEÑO DE LA LEY DE CONTROL

En esta Sección se describe la estrategia de control. Dicha estrategia de control se basa en el esquema clásico de control en sistemas de potencia, el control por corriente. En resumen, la estrategia que se propone es un esquema de control de corriente de alta ganancia cuya referencia se define en términos del error de la suma de voltajes de salida V_T , esto define u_1 ; mientras que la diferencia de los voltajes de salida se controla con la segunda señal de control \bar{u}_2 .

Para la síntesis del control se inicia definiendo el error de seguimiento de corriente como $\tilde{i}_S = i_S - i_S^*$ cuya dinámica está dada por:

$$L_S \frac{d\tilde{i}_S}{dt} = -\frac{V_T}{2} \text{sgn}(i_S) \bar{u}_1 - \frac{V_D}{2} \bar{u}_2 + V_S - L_S \frac{di_S^*}{dt} \quad (3)$$

A partir de (3) se propone la siguiente ley de control:

$$\bar{u}_1 = \frac{2 \text{sgn}(i_S)}{V_T} (L_S K \tilde{i}_S + V_S) \quad (4)$$

ahora, sustituyendo (4) en (3) y simplificando el resultado, se obtiene

$$\begin{aligned} L_S \frac{d\tilde{i}_S}{dt} &= -\text{sgn}(i_S)^2 L_S K \tilde{i}_S - \frac{V_D}{2} \bar{u}_2 \\ &\quad + (1 - \text{sgn}(i_S)^2) V_S - L_S \frac{di_S^*}{dt} \end{aligned} \quad (5)$$

En (5) se observa que si se selecciona la ganancia K suficientemente grande, la dinámica del error puede hacerse converger a zero, al menos en la zona de operación del rectificador activo.

Para determinar la referencia de corriente i_S^* se sustituye la ley de control (4) en la segunda ecuación de (2), de esta manera la dinámica resultante es:

$$\begin{aligned} C \frac{d}{dt} V_T &= -G_1 V_T - G_2 V_D \\ &\quad + i_S \frac{2 \text{sgn}(i_S)^2}{V_T} (L_S K \tilde{i}_S + V_S) \end{aligned} \quad (6)$$

Como $i_S = i_S^* + \tilde{i}_S$, (6) se puede reescribir de la siguiente manera

$$\begin{aligned} C \frac{d}{dt} V_T &= -G_1 V_T - G_2 V_D \\ &\quad + (i_S^* + \tilde{i}_S) \frac{2 \text{sgn}(i_S)^2}{V_T} (L_S K \tilde{i}_S + V_S) \end{aligned} \quad (7)$$

Agrupando los términos que incluyen los errores de corriente, la ecuación anterior puede escribirse como se muestra en (8)

$$C \frac{d}{dt} V_T = -G_1 V_T - G_2 V_D + \frac{2 \operatorname{sgn}(i_S)^2}{V_T} i_S^* V_S + f_1(\tilde{i}_S) \quad (8)$$

con

$$f_1(\tilde{i}_S) = \frac{2 \operatorname{sgn}(i_S)^2 \tilde{i}_S}{V_T} (L_S K i_S + V_S)$$

En la dinámica de V_T descrita por la ecuación (8) se considera a la referencia de corriente i_S^* como una señal de control virtual, por lo tanto, se propone la siguiente referencia de corriente

$$i_S^* = -\frac{V_T V_S}{2V_{Sp}^2} \left(K_P \tilde{V}_T + K_I \zeta - G_1 V_T - G_2 V_D \right) \quad (9)$$

con

$$\begin{aligned} \tilde{V}_T &= V_T - V_T^* \\ \dot{\zeta} &= \tilde{V}_T \\ V_{Sp} &= \text{es el valor pico de la tensión de red} \end{aligned}$$

Considerando (9), la dinámica mostrada en (8) toma la siguiente forma

$$C \frac{d}{dt} V_T = -\frac{V_S^2}{V_{Sp}^2} \operatorname{sgn}(i_S)^2 \left(K_{P1} \tilde{V}_T + K_{I1} \zeta \right) + \left(\frac{V_S^2}{V_{Sp}^2} \operatorname{sgn}(i_S)^2 - 1 \right) (G_1 V_T + G_2 V_D) + f_1(\tilde{i}_S) \quad (10)$$

Asumiendo que \tilde{i}_S converge a cero y tomando en cuenta que $\operatorname{sgn}(i_S)^2$ es casi siempre igual a uno, la ecuación (10) se reduce a

$$C \frac{d}{dt} V_T = -\frac{V_S^2}{V_{Sp}^2} \left(K_{P1} \tilde{V}_T + K_{I1} \zeta \right) \quad (11)$$

$$\dot{\zeta} = \tilde{V}_T$$

De esta manera, bajo las condiciones anteriores, la dinámica resultante es estable.

Finalmente, la determinación de \bar{u}_2 se realiza utilizando la tercera ecuación del modelo (2), en la cual se sustituye $i_S = i_S^* + \tilde{i}_S$, obteniéndose

$$C \frac{d}{dt} V_D = -G_2 V_T - G_1 V_D + (i_S^* + \tilde{i}_S) \bar{u}_2 \quad (12)$$

Ahora se propone la siguiente señal de control \bar{u}_2

$$\bar{u}_2 = -\frac{i_S^*}{1 + i_S^{*2}} \left(K_{P2} \tilde{V}_D + K_{I2} \eta - G_2 V_T - G_1 V_D \right) \quad (13)$$

con

$$\begin{aligned} \tilde{V}_D &= V_D - V_D^* \\ \dot{\eta} &= \tilde{V}_D \end{aligned}$$

Al sustituir la ley de control (13) en la dinámica (12) se obtiene

$$C \frac{d}{dt} V_D = -\frac{i_S^{*2}}{1 + i_S^{*2}} \left(K_{P2} \tilde{V}_D + K_{I2} \zeta \right) + \left(\frac{i_S^{*2}}{1 + i_S^{*2}} - 1 \right) (G_1 V_T + G_2 V_D) + f_2(\tilde{i}_S) \quad (14)$$

con

$$f_2(\tilde{i}_S) = -\frac{\tilde{i}_S i_S^*}{1 + i_S^{*2}} \left(K_{P2} \tilde{V}_D + K_{I2} \eta - G_2 V_T - G_1 V_D \right)$$

La estabilidad de la dinámica (14) puede analizarse al considerar

$$\begin{aligned} \frac{i_S^{*2}}{1 + i_S^{*2}} &> 0 \\ \frac{i_S^{*2}}{1 + i_S^{*2}} - 1 &\approx 0 \end{aligned}$$

junto con el hecho de asumir que \tilde{i}_S ha llegado a cero.

IV. ESTIMADOR DE CARGA

Un problema común en el control de los rectificadores es que las cargas pueden cambiar durante su operación. Este cambio normalmente afecta el desempeño del sistema debido a que las leyes utilizadas para controlar requieren conocer la carga conectada. En este caso las leyes de control propuestas (4), (13) también dependen de las cargas. Por lo anterior, se propone el uso de un estimador de carga para mitigar este problema.

La estrategia de estimación está basada en la técnica de Inmersión e Invarianza propuesta en (Astolfi *et al.*, 2007). Para describir el estimador de carga propuesto, se define el error de estimación como

$$Z = G - \hat{G} + \beta \quad (15)$$

con

$$G = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} \text{ y } \hat{G} = \begin{bmatrix} \hat{G}_1 \\ \hat{G}_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Al converger el error de estimación, es decir $Z \rightarrow 0$, asintóticamente se tiene la siguiente igualdad

$$G = \hat{G} - \beta \quad (17)$$

Ahora, escribiendo de manera matricial la segunda y tercera ecuación del modelo (1), se obtiene

$$C \frac{d}{dt} V = F(i_S) - G_V G \quad (18)$$

con

$$V = \begin{bmatrix} V_T \\ V_D \end{bmatrix}, \quad F(i_S) = \begin{bmatrix} i_S \operatorname{sgn}(i_S) \bar{u}_1 \\ i_S \bar{u}_2 \end{bmatrix}$$

$$G_V = \begin{bmatrix} V_T & V_D \\ V_D & V_T \end{bmatrix}$$

Como se observa, en (18), las variables V_T y V_D están asociadas directamente con G_1 y G_2 por lo tanto β dependerá de estas variables. La dinámica del error de estimación está descrita por las ecuaciones siguientes :

$$\dot{Z} = -\dot{\hat{G}} + \frac{\partial\beta}{\partial V} \frac{1}{C} [F(i_S) - G_V G] \quad (19)$$

Sustituyendo $G = Z + \hat{G} - \beta$ en (19) la dinámica del error de estimación puede escribirse como

$$\dot{Z} = -\dot{\hat{G}} + \frac{\partial\beta}{\partial V} \frac{1}{C} [F(i_S) - G_V (Z + \hat{G} - \beta)] \quad (20)$$

En (20) la derivada con respecto al tiempo de \hat{G} está a disposición por lo tanto se construye con señales medibles el siguiente sistema dinámico

$$\dot{\hat{G}} = \frac{\partial\beta}{\partial V} \frac{1}{C} [F(i_S) - G_V (\hat{G} - \beta)] \quad (21)$$

De esta manera, la dinámica del error de estimación resulta

$$\dot{Z} = -\frac{\partial\beta}{\partial V} \frac{1}{C} G_V Z \quad (22)$$

Dado que la función β es una función de diseño para el estimador y que existe una región de operación del rectificador activo donde G_V es positiva definida, se selecciona

$$\frac{\partial\beta}{\partial V} = C\Gamma G_V \quad (23)$$

con

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix}$$

con Γ_1 y Γ_2 positivas se tiene que $\frac{\partial\beta}{\partial V}$ es positiva definida. Sustituyendo (23) en (22) se tiene

$$\dot{Z} = - \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_T^2 + V_D^2 & 2V_D V_T \\ 2V_D V_T & V_T^2 + V_D^2 \end{bmatrix} Z \quad (24)$$

de donde, debido al hecho de que $\frac{\partial\beta}{\partial V} G_V$ es positiva definida en una región de operación del rectificador activo se puede concluir convergencia asintótica del esquema de estimación. Es importante señalar que el estimador propuesto puede funcionar con cualquier ley de control.

Finalmente, se obtiene β a partir de (23)

$$\begin{aligned} \beta &= C \begin{bmatrix} \Gamma_1 \left(\frac{1}{2} V_T^2 + \frac{1}{2} V_D^2 \right) \\ \Gamma_2 V_T V_D \end{bmatrix} \\ &= C \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} V_T^2 + \frac{1}{2} V_D^2 \\ V_T V_D \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (25)$$

En la figura 2 se puede apreciar el esquema completo del control observador propuesto en este trabajo.

En la siguiente Sección se verificará por medio de simulaciones numéricas el desempeño del controlador-estimador propuesto. Debido a que el sistema final en lazo cerrado es un sistema no lineal conmutado variante en el tiempo aun no se ha logrado una prueba de estabilidad.

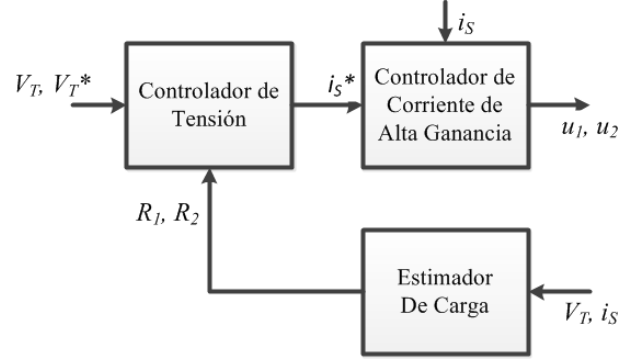


Figura 2. Esquema Completo de control

V. RESULTADOS EN SIMULACIÓN

Para comprobar el desempeño del esquema de control aquí desarrollado, se presentan a continuación algunas pruebas en simulación. Las simulaciones se realizaron en Matlab/Simulink utilizando la librería SimPowerSystems específicamente para construir el rectificador. Los parámetros del rectificador se presentan en la tabla I y las ganancias del controlador y del estimador en la tabla II.

TABLA I
VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL RECTIFICADOR

Descripción	Valor
Potencia	1.5 kVA
Tensión de la red	127 V _{RMS}
Tensión de CD	350 V regulada
Capacitancia (C_1 y C_2)	470 μ F
Inductor (L_S)	1.5 mH

TABLA II
GANANCIAS DEL CONTROLADOR Y DEL ESTIMADOR

Descripción	Valor
K	5000
K_{P1}, K_{I1}	250, 100
K_{P2}, K_{I2}	150, 50
Γ_1, Γ_2	$1 \times 10^{-3}, 5 \times 10^{-3}$

La prueba presentada consiste en mantener la regulación de la tensión de CD (V_T) ante variaciones en la carga conectada (R). La figura 3 muestra variaciones a los 2.75 s de 100 Ω a 200 Ω , a los 3.50 s de 200 Ω a 50 Ω , y a los 3.25 s de 50 Ω a 100 Ω .

El primer resultado obtenido se puede apreciar en la figura 4; en ella se observa como la amplitud de la corriente varía debido al cambio de carga de esta manera mantiene constante la tensión de CD. Se puede apreciar que el cambio de amplitud es inversamente proporcional al de la carga. Esto refleja que se mantiene un equilibrio en las potencias de entrada y de salida. Sin embargo, se puede observar en la figura 5 que la distorsión armónica está alrededor del

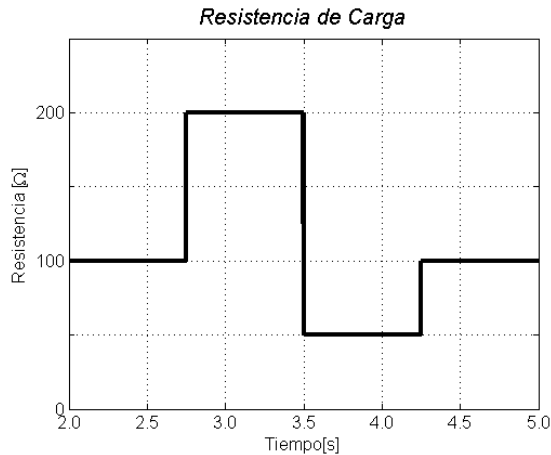


Figura 3. Resistencia de Carga

5 % todo el tiempo, siendo su valor máximo 5.3 % cuando la carga es menor.

En la figura 6, se presenta la tensión de CD (V_T), la cual a pesar de los cambios de carga se mantiene regulada todo el tiempo, presentando únicamente unas pequeñas oscilaciones durante los transitorios. La mayor de estas desviaciones es del 8.5 % durante la transición a los 3.50 s de 200 Ω a 50 Ω en la resistencia de carga. También se puede observar en el intervalo entre 3.5 y 4.0 s que el rizo es mayor que en el resto del tiempo, esto se debe a que el rectificador está trabajando a una potencia 63.3 % por arriba de la nominal, sin embargo aún en esta condición este rizo es menor al 5 %.

La figura 7 muestra el desempeño del estimador. En ella se aprecia que el tiempo de convergencia es de 140 ms; sin embargo, como se observó en la figura 6, este tiempo no afecta significativamente a la regulación de la tensión V_T .

Finalmente, se puede observar en la figura 8 las señales de control continuas que representan el ciclo de trabajo en la conmutación de los interruptores, éstas están acotadas

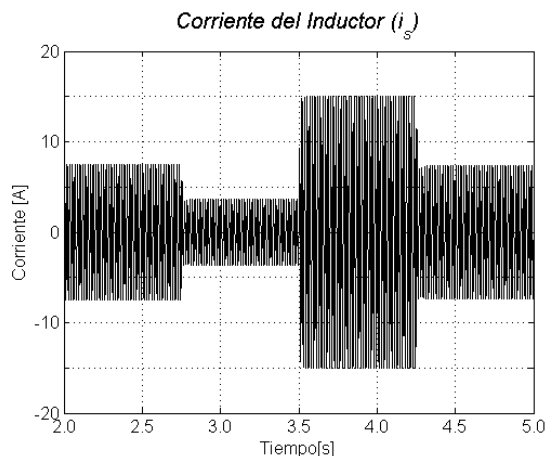


Figura 4. Corriente del Inductor

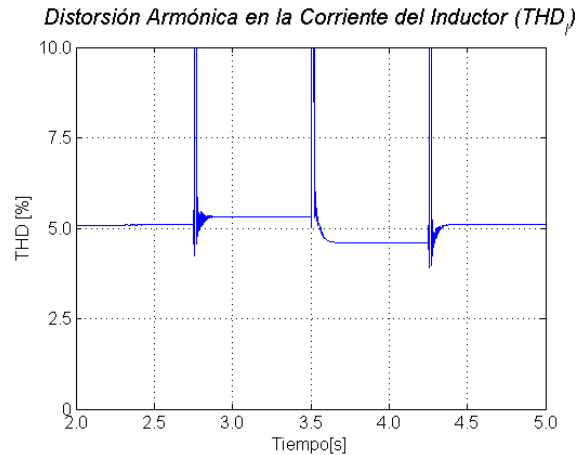


Figura 5. Distorsión Armónica en la Corriente del Inductor

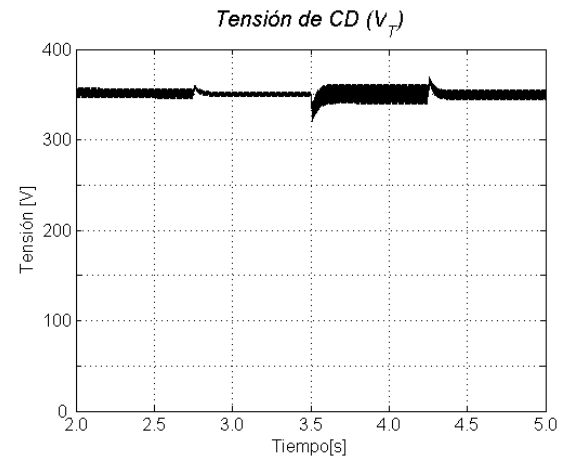


Figura 6. Tensión de CD

entre cero y uno. La figura 9 presenta un acercamiento de las señales de control, se aprecia como durante el cambio de carga que ocurre a los 3.50 s, que es el más demandante de la prueba, la ley propuesta satisface los objetivos de control sin cambios abruptos.

VI. CONCLUSIONES

Se ha presentado una estrategia de control para la operación de un rectificador activo multinivel y una estrategia de estimación de la carga. Su desempeño se evalúa por medio de simulaciones numéricas.

Con el control basado en estimador, las variaciones en la carga no afectan la operación del controlador, ya que se obtiene una regulación adecuada a pesar de estos transitorios. Es importante hacer notar que aunque el estimador de carga tarda 140 ms en converger, el control presenta un buen desempeño pues las variaciones en la tensión son menores al 8.5 % lo cual es adecuado tomando en cuenta que el cambio de carga es de 400 %, por otro lado la mayor distorsión armónica no superó el 5.3 %. Las señales de control continuas obtenidas están acotadas entre cero y

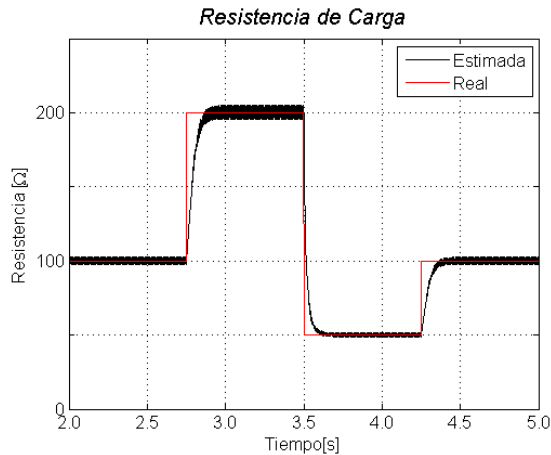


Figura 7. Resistencia de Carga Estimada

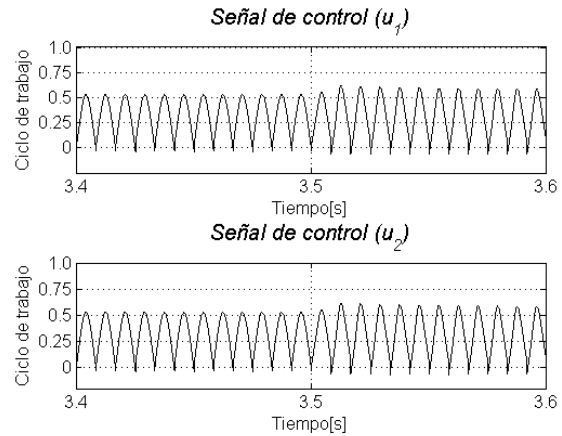


Figura 9. Señal de Control Continua (Acercamiento)

uno, lo cual implica que la implementación experimental es completamente realizable y los resultados deben ser similares a los aquí expuestos.

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado con recursos del proyecto PROMEP103.5/12/3639 Apoyo para la Incorporación de Nuevos Profesores de Tiempo Completo.

REFERENCIAS

Astolfi, A., D. Karagiannis y R. Ortega (2007). *Nonlinear and Adaptive Control with Applications*. 1 ed. Springer-Verlag.

Flota, M., J. Lira, G. Nunez, R. Alvarez y F. Pazos (2006). Passivity-based control for a single-phase, full bridge, active rectifier. En: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. pp. 156–160.

Flota, M., R. Alvarez-Salas, H. Rodriguez-Cortes y C. Nunez (2008). Nonlinear partial state feedback controller for a single phase active rectifier. En: *Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, 2008. CCE 2008. 5th International Conference on*. pp. 20–25.

Lin, Bor-Ren y Hsin-Hung Lu (1999). A new control scheme for single-phase pwm multilevel rectifier with power-factor correction. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **46**(4), 820–829.

Lin, Bor-Ren y Hsin-Hung Lu (2000). A novel pwm scheme for single-phase three-level power-factor-correction circuit. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **47**(2), 245–252.

Ramirez-Lopez, A.R., N. Visairo-Cruz, C.A. Nunez-Gutiérrez, J.J. Lira-Pérez y H. Sira-Ramírez (2010). Input-output linearization and generalized pi control of a single-phase active multilevel rectifier. En: *Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE), 2010 7th International Conference on*. pp. 22–27.

Rodríguez-Cortés, H., R. Alvarez-Salas, M. Flota-Bañuelos y M.F. Escalante. (2012). Power factor compensation and dc link voltage regulation for a single phase pwm multilevel rectifier. *IET Power Electronics* **5**(8), 1456–1463.

Visairo, N., C. Nunez, J. Lira y I. Lazaro (2013). Avoiding a voltage sag detection stage for a single-phase multilevel rectifier by using control theory considering physical limitations of the system. *Power Electronics, IEEE Transactions on* **28**(11), 5244–5251.

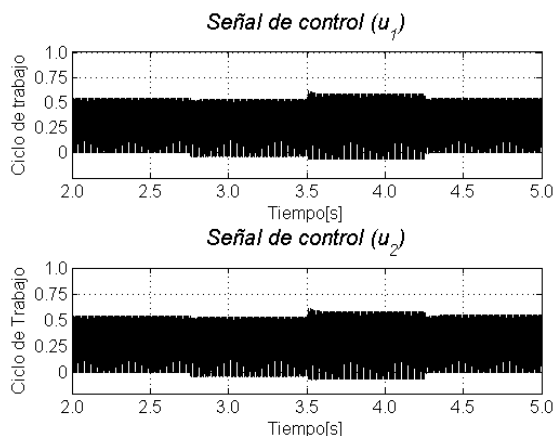


Figura 8. Señal de Control Continua