

# Control Simplificado de un Rectificador Activo de 3 Niveles

Efraín E. Montalvo<sup>1</sup>, Miguel A. Domínguez<sup>1</sup>, Miguel F. Escalante<sup>1</sup>, Hugo Rodríguez-Cortés<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica - UANL,

Av. Pedro de Alba S/N,

San Nicolás de los Garza, N.L.

mescalante@ieee.org, Teléfono: (52)-81-83294020

<sup>2</sup>Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional,

Av. IPN 2508, San Pedro Zacatenco 07360, México, D.F., México.

**Resumen**—Se presenta un controlador simplificado para un rectificador activo de 3 niveles, que combina un control de tipo proporcional para la corriente de entrada, y un control basado en lógica difusa para regular la tensión de salida. Se incorpora un modulador multinivel para el control de los interruptores lo cual desplaza el espectro de frecuencias de la corriente al doble de la frecuencia de conmutación utilizada. Los resultados experimentales demuestran el buen desempeño del esquema propuesto.

**Palabras clave:** Rectificador activo, Rectificador multinivel, Lógica difusa.

## I. INTRODUCCIÓN

Desde la introducción de la electrónica de potencia en los dispositivos eléctricos, existe preocupación a causa de los problemas potenciales ocasionados por las corrientes armónicas circulando en las redes eléctricas (Stratford, 1980).

En la actualidad, se recurre frecuentemente a rectificar la tensión monofásica de CA para alimentar una amplia variedad de dispositivos que funcionan con electricidad. Los rectificadores monofásicos a base de diodos, que usan un condensador como filtro para suavizar la tensión de salida, son usados como la primera etapa de muchos convertidores conectados a la red eléctrica comercial. Aún cuando estos son simples, presentan algunos inconvenientes. En primer lugar, la corriente demandada a la red eléctrica es altamente discontinua, lo cual genera corrientes armónicas, que son conocidas por impactar de manera negativa a las redes eléctricas y sus equipos asociados (Redl et al., 1997; Locci et al., 2007). En segundo lugar, la tensión a la salida es sensible a las variaciones en la tensión de entrada, principalmente a las depresiones (sags) y aumentos (swells) de amplitud.

Las distorsiones en la corriente se pueden controlar de varias formas. El uso de filtros pasivos o filtros activos son una opción para instalaciones existentes (Rudnick et al., 2003). Esta opción puede impedir que las corrientes armónicas se propaguen mas allá del punto de instalación del filtro. Sin embargo, esta solución es costosa, necesita un espacio adicional para instalarse, y las pérdidas del filtro

disminuyen la eficiencia total del sistema. Otra alternativa, especialmente para nuevos equipos, consiste en usar rectificadores activos. Los rectificadores activos incorporan en su estructura dispositivos de electrónica de potencia totalmente controlados, permitiéndoles operar con factores de potencia cercanos a la unidad, y además regular la tensión de salida (Kocher and Steigerwald, 1983; Salmon, 1993; Martinez and Enjeti, 1996). Para la implementación de los rectificadores activos monofásicos existen diferentes alternativas (Singh et al., 2003; Moschopoulos and Jain, 2005).

En los rectificadores activos, el seguimiento de una corriente sinusoidal a la entrada, y la regulación de la tensión de salida se consigue a través del uso de esquemas de control en lazo cerrado. Los esquemas de control propuestos para rectificadores activos son muy variados. Existen propuestas basadas en controladores tipo PI (Dell' Aquilla et al., 2008), de tipo no lineal (Lira et al., 2012; Rodriguez et al., 2012), y de tipo Fuzzy (Cecati, 2003; Taeed, 2012; Bouafia, 2009; Cecati, 2005), entre otros. Los controladores de tipo lineal, en general son diseñados para un cierto punto de operación. Esto puede provocar una degradación en la respuesta dinámica cuando el punto de operación es alejado del punto nominal. Por otra parte, los controladores no lineales amplían y aseguran la estabilidad del sistema ante perturbaciones mayores, sin embargo tienen una estructura compleja, en la cual es necesario encontrar un conjunto de variables de sintonía, para las cuales no se cuenta con métodos bien establecidos para su determinación —a lo anterior hay que mencionar que muchos de estos controladores son muy sensibles a la variación de los parámetros del sistema. Es por ello, que otras alternativas basadas en el conocimiento del sistema permiten el diseño de controles un tanto heurísticos, basados en técnicas de inteligencia artificial, como por ejemplo lógica difusa. En estos casos, el diseño de las reglas depende un tanto de la experiencia del diseñador, y de su conocimiento del sistema a controlar.

En este artículo, se propone un controlador para un rectificador monofásico de tres niveles (Lin and Lu., 1999). El controlador propuesto se compone de un control de

corriente, basado en un modelo simplificado del circuito de entrada, el cual solo depende de una constante para su sintonía. Luego, para el control de la tensión de salida se propone el uso de un controlador basado en un esquema de lógica difusa. Este controlador genera la corriente de referencia necesaria para mantener regulada la tensión a la salida del rectificador. Para diseñar las reglas se baso en el conocimiento de las propiedades de transferencia de energía entre la entrada y la salida. El control resultante, logra mantener un factor de potencia cercano a la unidad, al mismo tiempo que regula la tensión de salida al valor de referencia. El esquema es robusto ante perturbaciones de tipo sag y swell en la tensión de entrada, y ante los cambios en la carga. Por otra parte, aunque el diseño está basado en una sola señal de control para ambos interruptores de CA, el control de éstos se realiza con una modulación de tipo multinivel para lograr reducir los componentes armónicos de alta frecuencia (McGrath and Holmes, 2002).

El esquema propuesto es validado experimentalmente en un prototipo de laboratorio, mostrando un buen desempeño, tanto en condiciones de estado estable como en condiciones dinámicas.

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. En la sección II se presenta el modelado del sistema, y en la sección III se desarrolla el controlador propuesto. La evaluación del sistema es presentada en la sección IV, evaluando diferentes condiciones de operación en un prototipo de laboratorio. Finalmente, se dan las conclusiones del trabajo en la sección V.

## II. MODELADO DEL SISTEMA

La topología del convertidor de 3 niveles se muestra en la Fig. 1, donde S1 y S2 fueron implementados con dos IGBTs en paralelo.

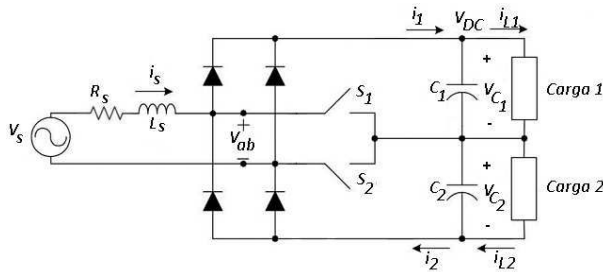


Figura 1. Topología del rectificador de 3 niveles

El sistema está descrito por el siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales

$$\begin{aligned} L_s \frac{d}{dt} i_s &= -v_{ab} - R_s i_s + v_s \\ C_1 \frac{d}{dt} v_{C1} &= i_1 - i_{L1} \\ C_2 \frac{d}{dt} v_{C2} &= i_2 - i_{L2} \end{aligned} \quad (1)$$

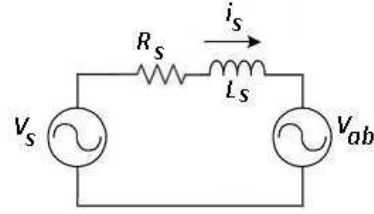


Figura 2. Diagrama simplificado del circuito de entrada.

donde

$$\begin{aligned} v_{ab} &= \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_s) + 1] [v_{C1} (1 - S_1) + v_{C2} (1 - S_2)] \\ &\quad + \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_s) - 1] [v_{C1} (1 - S_2) + v_{C2} (1 - S_1)] \\ i_1 &= \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_s) + 1] (1 - S_1) i_s \\ &\quad + \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_s) - 1] (1 - S_2) i_s \\ i_2 &= \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_s) + 1] (1 - S_2) i_s \\ &\quad + \frac{1}{2} [\text{sgn}(i_s) - 1] (1 - S_1) i_s \end{aligned}$$

en donde, si se considera que los diodos son ideales, entonces

$$\begin{aligned} \text{sgn}(i_s) &= 1, \text{ if } i_s > 0, \text{sgn}(i_s) = -1 \text{ if } i_s < 0, \\ &\text{o } \text{sgn}(i_s) = 0 \text{ if } i_s = 0 \end{aligned}$$

Para simplificar el diseño del controlador, se considera una sola señal de control, es decir  $S_1 = S_2$ , y se desprecia la resistencia de entrada,  $R_s$ . Bajo esta suposición la dinámica (1) queda expresada por

$$\begin{aligned} L_s \frac{d}{dt} i_s &= -\text{sgn}(i_s)(1 - S_1)(v_{C1} + v_{C2}) + v_s \\ C_1 \frac{d}{dt} v_{C1} &= \text{sgn}(i_s)(1 - S_1)i_s - i_{L1} \\ C_2 \frac{d}{dt} v_{C2} &= \text{sgn}(i_s)(1 - S_1)i_s - i_{L2} \end{aligned} \quad (2)$$

Las variables de entrada,  $v_s$  e  $i_s$ , y la tensión de salida,  $v_{DC} = v_{C1} + v_{C2}$ , así como los parámetros del circuito,  $L_s$ ,  $C_1$  y  $C_2$  se consideran conocidos. Entonces, el objetivo del controlador será mantener regulada la tensión a la salida, y asegurar que el factor de potencia sea cercano a la unidad.

## III. ESTRATEGIA DE CONTROL

Para simplificar el diseño del controlador se considera que la dinámica de la corriente de entrada es muy rápida con respecto a la dinámica de la tensión de salida. Bajo esta suposición se puede representar al circuito de entrada por el diagrama mostrado en la Fig. 2, cuya dinámica esta dada por

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s} v_s - \frac{1}{L_s} v_{ab} \quad (3)$$

Expresando el error de corriente como

$$\tilde{y} = i_s - i_s^* \quad (4)$$

por lo tanto

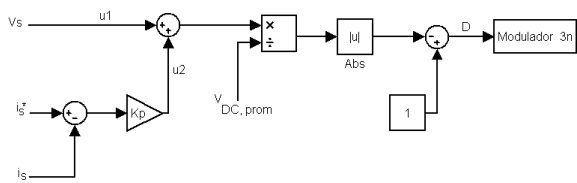


Figura 3. Diagrama a bloques del controlador de corriente.

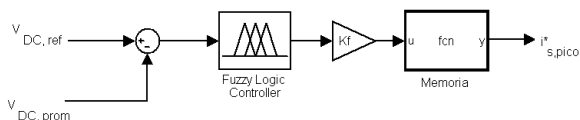


Figura 4. Diagrama a bloques del controlador de tensión.

$$\frac{d\tilde{y}}{dt} = \frac{1}{L_s} v_s - \frac{1}{L_s} v_{ab} - \frac{di_s^*}{dt} \quad (5)$$

Tomando como entrada de control a la tensión  $v_{ab}$ , la definimos como

$$v_{ab} = +v_s + L_s K_p u_2 \quad (6)$$

donde  $u_2$  está definida por el error de la corriente, por lo tanto

$$\frac{d\tilde{y}}{dt} = -K_p \tilde{y} - \frac{di_s^*}{dt} \quad (7)$$

Por lo tanto, si  $K_p$  es suficientemente grande, el error de la corriente tenderá cero. El diagrama simplificado del control de corriente propuesto se muestra en la Fig. 3, donde note que se ha considerado que  $R_s$  es despreciable, y  $L_s K_p$  se fusionan en la misma constante  $K_p$ . Para sintetizar la tensión  $v_{ab}$  se considera la función de transferencia estática del convertidor boost dada por

$$\frac{v_{DC}}{v_{ab}} = \frac{1}{1-D} \quad (8)$$

donde  $D$  es el ciclo de trabajo de los interruptores. Este ciclo de trabajo es alimentado al modulador de 3 niveles para generar los pulsos de control de los interruptores.

La corriente de referencia  $i_s^*$  está determinada por el control de la tensión de salida. Para ello se usa un controlador tipo difuso (Sivanandam, 2007), ver Fig: 4, cuyas funciones de pertenencia entrada/salida se muestran en la Fig. 5.

Las reglas diseñadas para el controlador difuso se muestran en la Tabla I, el significado de las siglas de las variables lingüísticas es: MN = Muy Negativo, N = Negativo, PN = Poco Negativo, C = Cero, PP = Poco Positivo y MP = Muy Positivo.

El control difuso consiste en medir el error de la tensión  $v_{dc}$ , el cual es evaluado por el bloque de lógica difusa. La salida es entonces escalada por la constante  $K_f$  y después

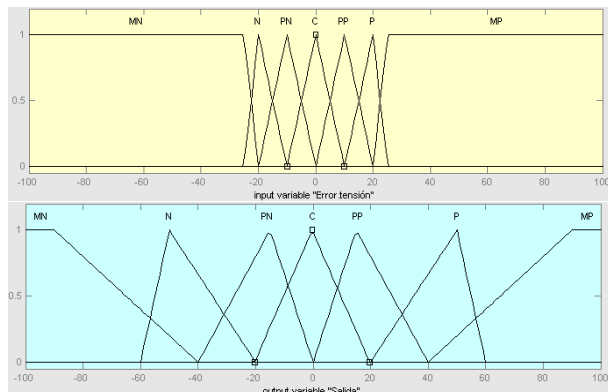


Figura 5. Funciones de pertenencia de entrada/salida.

TABLA I

TABLA DE REGLAS DEL CONTROLADOR DIFUSO

Error de tensión	MN	N	PN	C	PP	P	MP
Salida	MN	N	PN	C	PP	P	MP

introducida al bloque de "Memoria", el cual representa a la ecuación

$$i_{s,pico}^*(k) = u + i_{s,pico}^*(k-1) \quad (9)$$

Donde  $i_{s,pico}^*(k)$  es la amplitud de la corriente  $i_s^*$  necesaria para mantener la regulación de la tensión de salida al valor deseado,  $i_{s,pico}^*(k-1)$  es el valor de la amplitud de la corriente  $i_s^*$  acumulada, y  $u$  es la salida escalada por la constante  $K_f$  del bloque de lógica difusa.

En la Fig. 6 se muestra el diagrama completo del rectificador activo multinivel junto con los controles propuestos.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección se muestran los resultados experimentales obtenidos en un prototipo de laboratorio, el cual se ilustra en la Fig. 7. La Tabla II muestra los parámetros nominales del prototipo. El controlador se implementó en un sistema dSPACE 1104, usando un tiempo de muestreo de  $100\mu s$ . La constante  $K_p$  del control de corriente se fijó en un valor de 7, mientras que la constante de escalamiento del controlador difuso se fijó en un valor de  $1/5000$ . Dichas constantes

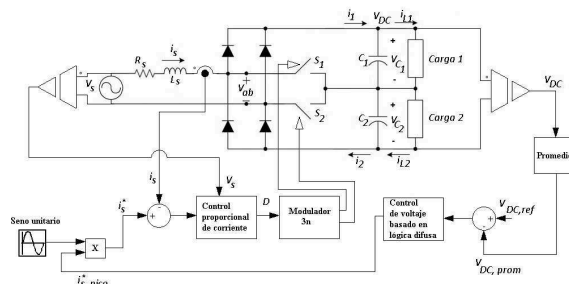


Figura 6. Diagrama a bloques del controlador propuesto.

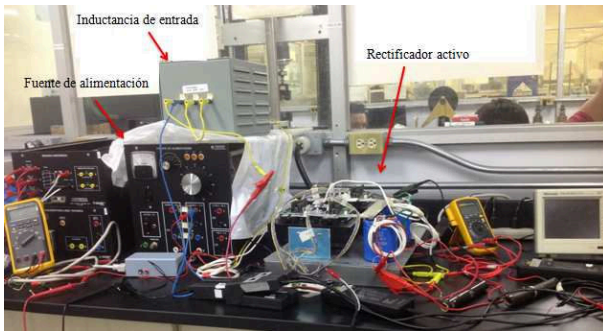


Figura 7. Prototipo de laboratorio.

TABLA II  
PARÁMETROS DEL PROTOTIPO

Parámetro	Valor nominal
Tensión de entrada, $v_s$	85 - 120 Vrms
Inductancia de entrada, $L_s$	3.6 mH
Capacitancias de salida, $C_1, C_2$	1800 uF
Potencia	hasta 1.5 kVA
Frecuencia de conmutación, $f_{sw}$	10 kHz

fueron determinadas a prueba y error hasta que se llegó a un buen desempeño.

Para las pruebas realizadas, la frecuencia de conmutación se fijó en 10 kHz. Primero, se miden los índices de desempeño en estado estable bajo diferentes condiciones de carga. Para esta prueba se fija la tensión de salida a 150 V, mientras la tensión de entrada es de 85 Vrms. La Tabla III muestra la distorsión armónica total de la corriente de entrada y el factor de potencia bajo diferentes condiciones de carga, cabe destacar que se tomó una muestra representativa para cada medición. Note que los índices de desempeño del controlador propuesto, ilustrados en la Fig. 8, son competitivos con otros esquemas de control más sofisticados como el de tipo no lineal, el cual fue implementado en el laboratorio (Rodriguez et al., 2012). En la Tabla IV se comparan las corrientes armónicas del control propuesto con las corrientes establecidas en la norma IEC 1000-3-2 clase-D. Cabe destacar que la distorsión armónica medida de la tensión de alimentación es de 1.7% y las mediciones fueron realizadas con un analizador de armónicos tipo Fluke 41B.

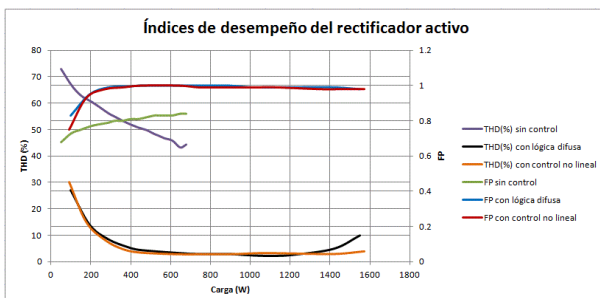


Figura 8. THDi y factor de potencia.

TABLA III  
THDi Y FACTOR DE POTENCIA EN ESTADO ESTABLE

Potencia, W	THDi, %	Factor de potencia
100	27	0.93
195	14	0.98
290	8.5	1
390	5.5	1
450	4.5	1
700	3.1	1
795	3.0	1
895	3.0	1
1005	2.5	1
1105	2.3	0.99
1215	2.7	0.99
1420	5	0.99
1550	10	0.98

TABLA IV  
CORRIENTES ARMÓNICAS MEDIDAS (% DE LA CORRIENTE FUNDAMENTAL) COMPARADO CON LOS LÍMITES LA NORMA IEC 1000-3-2 CLASE-D

Armónico	Control propuesto			IEC 1000-3-2 clase-D
	@195W	@795W	@1420W	
-				-
3	9.5 %	2.7 %	3.5 %	18.2 %
5	3.0 %	<0.1 %	<0.1 %	10.17 %
7	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	5.35 %
9	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	2.68 %
11	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	1.87 %
13	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	1.59 %
15	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	1.37 %
17	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	1.21 %
19	<0.1 %	<0.1 %	<0.1 %	1.08 %

La Fig. 9 muestra la tensión y corriente de entrada en estado estable. Se incluye la forma de onda de la tensión de entrada al rectificador,  $v_{ab}$ , para la modulación en 2 y 3 niveles. Observe que al utilizar la estrategia de modulación multinivel para controlar los interruptores de potencia, la tensión de entrada al rectificador tiene 5 niveles diferentes de tensión. A su vez, note que el espectro armónico con la estrategia multinivel comienza al doble de la frecuencia de conmutación, y por lo tanto los componentes de alta frecuencia de la corriente de entrada se localizan a tal frecuencia y sus múltiplos.

En la Fig. 10 se muestra la puesta en operación del control. Antes de que se habilite el control, el convertidor opera como un típico rectificador de diodos no controlado. El control se habilita para regular la tensión de salida a 150 V, con una tensión de entrada de 85 Vrms. Note que tan pronto como el control es habilitado, la corriente de entrada se incrementa y se regula para estar en fase con la tensión de entrada.

Para probar el desempeño bajo un cambio repentino de carga, se cambió de una carga de 160 W a una de 1340 W. A su vez se realizó el cambio de una carga de 1340 W a una de 160 W. Los resultados son mostrados en la Fig. 11. Ante un aumento de carga la tensión de salida se recupera rápidamente a su valor de referencia, notando sólo que el rizo aumenta debido al aumento de la corriente de salida. Igualmente ante una disminución en la carga, el aumento

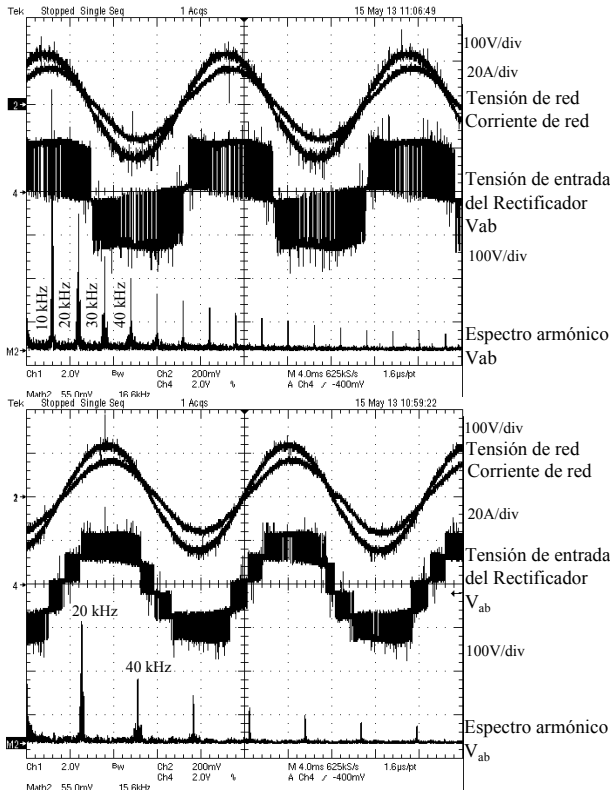


Figura 9. Formas de onda de entrada para 2 y 3 niveles de modulación.

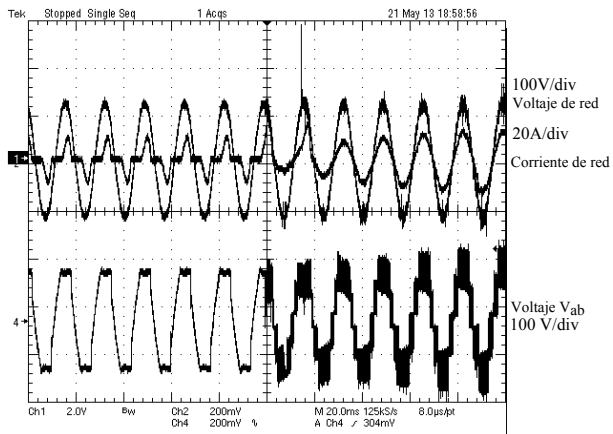


Figura 10. Puesta en operación,  $V_{dc}=150V$ ,  $v_s = 85$  Vrms.

de la tensión de salida es rápidamente corregido al valor de referencia.

Finalmente, en la Fig. 12, se muestra el desempeño del controlador cuando la tensión de entrada presenta un decremento desde 100 Vrms a 77 Vrms y un aumento de tensión de 85 Vrms a 104 Vrms. Bajo estas condiciones de operación, la tensión de salida es ajustada al valor de referencia, y por lo tanto el sag y el swell no se ven reflejados de manera permanente en la tensión de salida.

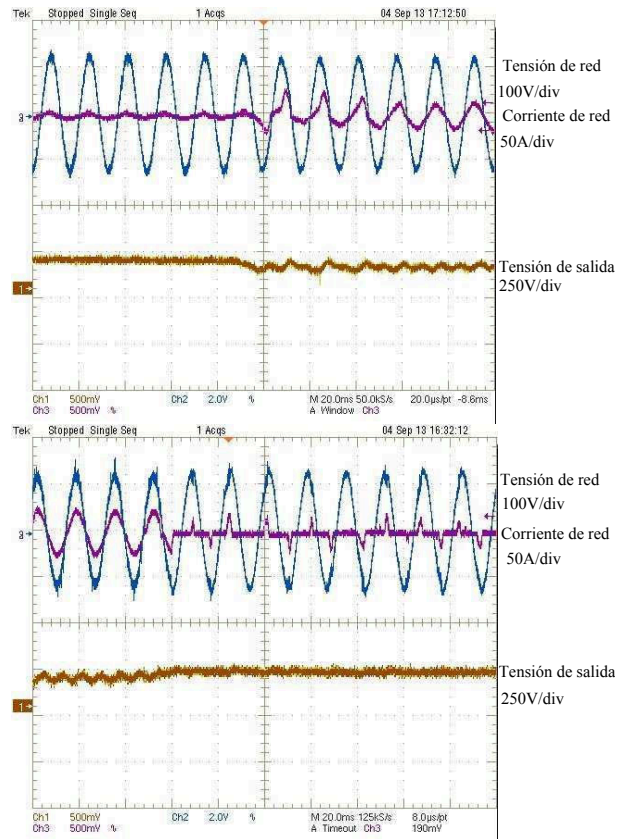


Figura 11. Cambio de carga de 160W a 1340W, y de 1340W a 160W.

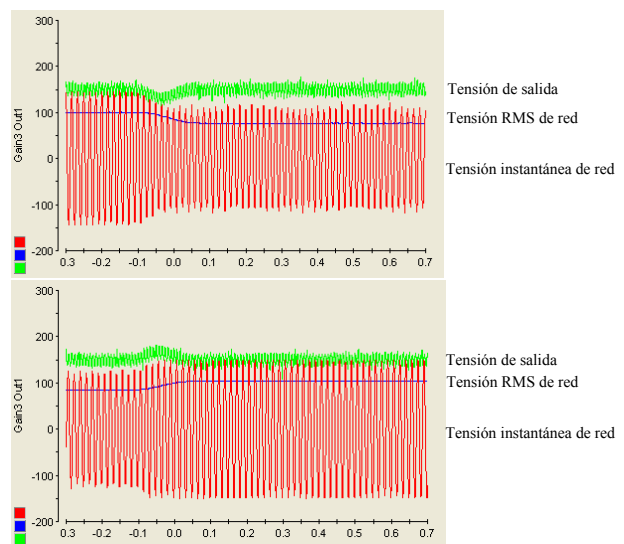


Figura 12. Respuesta del controlador ante un sag y un swell en  $v_s$

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se propuso un sistema de control que combina un control de tipo proporcional para la corriente de entrada, y un control basado en lógica difusa para regular la tensión de salida de un rectificador de 3 niveles. Los resultados experimentales muestran que el esquema de control propuesto logra cumplir los objetivos planteados, es decir, mantener el factor de potencia cercano a la unidad, y a la vez regular la tensión de salida, todo ello en presencia de perturbaciones e incertidumbres típicas de dichos sistemas.

Por otra parte, el esquema multinivel de modulación permite que las altas frecuencias se presenten al doble de la frecuencia de conmutación utilizada y sus múltiplos, lo cual disminuye la amplitud de las corrientes a dichas frecuencias.

Es de notar que el controlador propuesto depende de sólo dos parámetros, a diferencia de muchos controladores donde la multiplicidad de parámetros de ajuste dificulta su sintonización.

## REFERENCIAS

- R.P. Stratford (1980). Harmonic pollution in power systems - A change in philosophy. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **IA-16**, no. 5, Sept./Oct., 1980, 617-623.
- R. Redl, P. Tenti and J.D. Van Wyk (1997). Power electronics' polluting effects. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **IA-16**, no. 5, Sept./Oct., 1980, 617-623.
- N. Locci, C. Muscas and S. Sulis (2007). Detrimental effects of capacitors in distribution networks in the presence of harmonic pollution. *IEEE Trans. Power Del.*, **vol. 22**, no. 1, Jan., 2007, 311-315.
- H. Rudnick, J. Dixon and L. Morán (2003). Delivering pure and clean power. *IEEE Power and Energy Magazine*, **Sep/Oct. 2003**, 32-40.
- M.J. Kocher and R. L. Steigerwald (1983). An ac-to-dc converter with high quality input waveforms. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **vol. IA-19**, no. 4, July/Aug. 1983, 586 - 599.
- J.C. Salmon (1993). Techniques for minimizing the input current distortion of current-controlled single-phase boost rectifiers. *IEEE Trans. Power Electr.*, **vol. 8**, no. 4, Oct. 1993, 509 - 520.
- R. Martínez and P.N. Enjeti (1996). A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction. *IEEE Trans. Power Electr.*, **vol. 11**, no. 2, March 1996, 311 - 317.
- B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D.P. Kothari (2003). A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, **vol. 50**, no. 5, Oct. 2003, 962-981.
- G. Moschopoulos and P. Jain (2005). Single-phase single-stage power-factor-corrected converter topologies. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, **vol. 52**, No. 1, Feb. 2005, 23-35.
- A. Dell'Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli, and P. Rotondo (2008). Overview of PI-Based solutions for the control of DC buses of a single-phase H-bridge multilevel active rectifier. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **vol. 44**, No. 3, May/June. 2008, 857-866.
- J. Lira, N. Visairo, C. Nuñez, A. Ramírez, and H. Sira-Ramírez (2012). A robust nonlinear control scheme for a sag compensator active multilevel rectifier without sag detection algorithm. *IEEE Trans. Power Electron.*, **vol. 27**, No. 8, Aug. 2012, 3576-3583.
- H. Rodríguez-Cortés, R. Álvarez-Salas, M. Flota-Bañuelos and M.F. Escalante (2012). Power factor compensation and DC-link voltage regulation for a single-phase PWM multilevel rectifier. *IET Power Electron.*, **vol. 5**, No. 8, 2012, 1456-1462.
- S.N. Sivanandam, S. Sumathi and S.N. Deepa (2007). Introduction to fuzzy logic using MATLAB. *Springer Berlin Heidelberg*, 2007.
- C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre and A. Ometto (2003). A fuzzy-logic-based controller for active rectifier. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **vol. 39**, No. 1, Jan./Feb. 2003, 105-112.
- F. Taeed, Z. Salam and S. M. Ayob (2012). FPGA implementation of a single-input fuzzy logic controller for boost converter with the absence of an external analog-to-digital converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **vol. 59**, No. 2, Feb. 2012, 1208-1217.
- A. Bouafia, F. Krim and J. P. Gaubert (2009). Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three phase PWM rectifier. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **vol. 56**, No. 6, Jun. 2009, 1984-1992.
- C. Cecati, A. Dell'Aquila, A. Lecci and M. Liserre (2005). Implementation issues of a fuzzy-logic-based three-phase active rectifier employing only voltage sensors. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **vol. 52**, No. 2, Apr. 2005, 378-385.
- Lin, Bor-Ren and Hsin-Hung Lu (1999). A new control scheme for single-phase pwm multilevel rectifier with power-factor correction. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, **vol. 46**, No. 4, Aug. 1999, 820-829.
- B.P. McGrath and D.G. Holmes (2002). Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, **vol. 49**, No. 4, Aug. 2002, 858-867.