Congreso Nacional de Control Automático 2006
18 - 20, Octubre, 2006, UNAM, México, DF
ISBN 970-32-4025-9

Desempeño de Dos Técnicas de Control para un Rectificador Activo Monofásico.

M. Flota, R. Álvarez, C. Núñez, J. Lira
CIEP - Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Av. Dr. Manuel Nava No. 8, San Luis Potosí, S.L.P., México
Tel: +52 444 8262330, e-mail: {mflotab, ralvarez, calberto, jlirper}@uaslp.mx

***Resumen*— En un rectificador activo se tienen dos objetivos de control: la regulación de la tensión de CD y el seguimiento en la corriente de CA. Sin embargo es difícil alcanzar simultáneamente ambos objetivos cuando se presentan condiciones indeseables en la red eléctrica, tales como los sags de tensión. En este artículo se presentan los resultados de dos técnicas de control para el seguimiento de la corriente de CA en este rectificador: la primera es un control basado en histéresis y la segunda es un control basado en pasividad. En ambos casos se utiliza un control proporcional integral (PI) conmutado para regular la tensión de CD inclusive ante la presencia de un sag de tensión. Se presentan resultados en simulación de un rectificador activo monofásico de 1kVA para comprobar el desempeño de los controladores estudiados.**

I. Introducción

El término *Calidad de la Energía Eléctrica* ha llegado a ser común para los usuarios domésticos y comerciales de la energía eléctrica en los últimos años. Hace algunas décadas, los equipos eléctricos eran muy simples y por lo tanto mas robustos e insensibles a variaciones en la red eléctrica. Actualmente, el bajo factor de potencia y la distorsión en la corriente son las típicas consecuencias del uso de multiples equipos electrónicos con sistemas de alimentación a base de puentes de diodos.

La solución actual a este problema es el uso de rectificadores activos, los cuales tienen la ventaja de disminuir la distorsión en la corriente de CA al mismo tiempo que se mantiene regulada la tensión de CD. Sobre este tipo de rectificadores se han realizado varios trabajos. En (Bor y Hsin, 1999; Salaet y Alepuz, 2002; Bor y Hsin, 2002) se muestra un control de corriente basado en histéresis y un control PI para regular la tensión de CD y se presentan resultados para cambios de carga. Dos técnicas de compensación son estudiadas en (Salaet y Alepuz, 2004), sin embargo, la regulación no es satisfactoria, pues la tensión de CD cambia al variar la corriente de CA. Un esquema de control basado en un control proporcional (P) para el seguimiento de corriente y un control PI para regular la tensión de CD son usados en (Bor-Ren y Tsung-Yu, 2004), mostrando solamente resultados en estado estable. En (Joong y Sung, 1997), se presenta una técnica de modulación PWM que permite obtener una adecuada regulación de la tensión de CD en estado estable. Un esquema de control basado en controladores PI se emplea en (Bor-Ren y Chun-Hao, 2003) tanto para regular la tensión de CD como para dar seguimiento a la corriente de CA, las pruebas mostradas son con variaciones de carga.

Como se puede apreciar, la mayoría de los trabajos mencionados presentan resultados con cargas resistivas, sin embargo, en aplicaciones reales las cargas que se conectan a los rectificadores son dinámicas. Por otro lado, uno de los problemas más comunes en las redes eléctricas son los sags de tensión, por lo tanto es necesario poder mantener regulada la tensión de CD ante este tipo perturbaciones. Con base en lo anterior, en este trabajo se propone el uso de un control PI conmutado, el cual permite una buena regulación en la tensión de CD aunque ocurran sags de tensión. Además se propone un control basado en histéresis y un control basado en pasividad para el seguimiento de la corriente de CA, se muestran y analizan los resultados obtenidos.

II. Modelo del Rectificador

La fig. 1 muestra el rectificador activo monofásico estudiado.

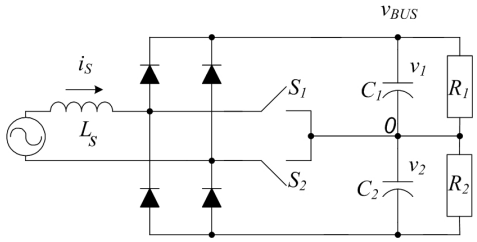


Fig. 1. *Topología de rectificador activo estudiada*

Esta topología es propuesta en (Bor y Hsin, 1999), consiste de un puente completo de diodos monofásico y dos interruptores, como se aprecia en la fig. 1. Este rectificador es utilizado para mantener regulada la tensión en los capacitores. Un inductor es conectado entre la red eléctrica y el puente de diodos para reducir el rizo en la corriente. El modelo del rectificador (1) es presentado también en (Bor y Hsin, 1999):

$$\dot{\mathbf{x}} = F(\mathbf{x}) + G_1(\mathbf{x})u_1 + G_2(\mathbf{x})u_2 + G_3 v_S \qquad (1)$$

Este trabajo fue parcialmente financiado por el CONACYT a través de los convenios 43615/A-1 and 45920/A-1.

donde

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$F(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_S x_1}{L_S} - \frac{sign(x_1)x_2}{L_S} - \frac{sign(x_1)x_3}{L_S} \\ \frac{|x_1|}{C_1} - \frac{x_2}{R_1 C_1} \\ \frac{|x_1|}{C_2} - \frac{x_3}{R_2 C_2} \end{bmatrix}$$

$$G_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{[sign(x_1)+1]x_2}{2L_S} + \frac{[sign(x_1)-1]x_3}{2L_S} \\ -\frac{[sign(x_1)+1]x_1}{2C_1} \\ -\frac{[sign(x_1)-1]x_1}{2C_2} \end{bmatrix}$$

$$G_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{[sign(x_1)-1]x_2}{2L_S} + \frac{[sign(x_1)+1]x_3}{2L_S} \\ -\frac{[sign(x_1)-1]x_1}{2C_1} \\ -\frac{[sign(x_1)+1]x_1}{2C_2} \end{bmatrix}$$

$$G_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_S} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$sign(x_1) = \begin{cases} 1 & \text{para} \quad x_1 \geq 0 \\ -1 & \text{para} \quad x_1 < 0 \end{cases}$$

x_1	:	Corriente del inductor.
x_2, x_3	:	Tensiones en los capacitores del bus de CD.
L_S	:	Inductor.
C_1, C_2	:	Capacitores del bus CD.
R_S	:	Resistencia asociada al inductor.
R_1, R_2	:	Cargas lineales o no lineales.
u_1, u_2	:	Señales de control continuas para S_1 y S_2 que representan el ciclo de trabajo.
v_S	:	Tensión de la red.

III. Esquema de Control

El esquema completo de control puede ser apreciado en la fig. 2.

III-A. Calculo de Referencias

Las referencias utilizadas en los esquemas de control propuestos en el presente trabajo deben contener la información necesaria para regular la tensión de CD y para mantener el balance de energía entre los lados de CA y CD.

III-B. Control de la tensión de CD

De (1) puede obtenerse:

$$\dot{x}_2 = w_1(x_1) - \frac{x_2}{R_1 C_1}$$

$$\dot{x}_3 = w_2(x_1) - \frac{x_3}{R_2 C_2}$$

donde

$$w_1(x_1) = \frac{|x_1|}{C_1} - \frac{[sign(x_1)+1]x_1 u_1 + [sign(x_1)-1]x_1 u_2}{2C_1}$$

$$w_2(x_1) = \frac{|x_1|}{C_2} - \frac{[sign(x_1)-1]x_1 u_1 + [sign(x_1)+1]x_1 u_2}{2C_2}$$

Si w_1 y w_2 son tomados como entradas de control para cada ecuación, las funciones de transferencia $\frac{X_2}{W_1}$ y $\frac{X_3}{W_2}$ resultantes son:

$$\begin{aligned} \frac{X_2}{W_1} &= \frac{R_1 C_1}{R_1 C_1 s + 1} \\ \frac{X_3}{W_2} &= \frac{R_2 C_2}{R_2 C_2 s + 1} \end{aligned} \tag{2}$$

Como se aprecia, las funciones de transferencia (2) son de primer orden por lo que ambos subsistemas pueden ser controlados por medio de un control PI. Dependiendo de las ganancias de este controlador, es posible cambiar la rapidez en la respuesta dinámica en este lazo de control. Por lo tanto, se propone el uso de un controlador PI de una dinámica lenta para regular la tensión de CD en condiciones normales de operación del subsistema y en la presencia de un sag de tensión este controlador cambie sus ganancias para aumentar la rapidez de respuesta dinámica del lazo.

III-C. Control de Corriente

III-C.1. Control Basado en Histéresis: Este control se basa en la Tabla I (Bor y Hsin, 1999).

TABLA I

TABLA DE RELACIÓN ENTRE LAS SEÑALES DE CONTROL ($b_1 - b_4$) Y LAS SEÑALES DE CONMUTACIÓN (u_1, u_2)

b_1	b_3	b_4	b_2	u_1	u_2
$i_L > 0$	$v_1 > v_2$	$\|v_s\| < v_2$	$\Delta i_L > h$	on	on
			$\Delta i_L < -h$	on	off
		$\|v_s\| > v_2$	$\Delta i_L > h$	on	off
			$\Delta i_L < -h$	off	off
	$v_1 < v_2$	$\|v_s\| < v_1$	$\Delta i_L > h$	on	on
			$\Delta i_L < -h$	off	on
		$\|v_s\| > v_1$	$\Delta i_L > h$	off	on
			$\Delta i_L < -h$	off	off
$i_L < 0$	$v_1 > v_2$	$\|v_s\| < v_2$	$\Delta i_L > h$	off	on
			$\Delta i_L < -h$	on	on
		$\|v_s\| > v_2$	$\Delta i_L > h$	off	off
			$\Delta i_L < -h$	off	on
	$v_1 < v_2$	$\|v_s\| < v_1$	$\Delta i_L > h$	on	off
			$\Delta i_L < -h$	on	on
		$\|v_s\| > v_1$	$\Delta i_L > h$	off	off
			$\Delta i_L < -h$	on	off

En la Tabla I, se puede apreciar cómo son generadas las señales de control (u_1 y u_2) a partir de la corriente del inductor (b_1), la salida del comparador de histéresis (b_2), el

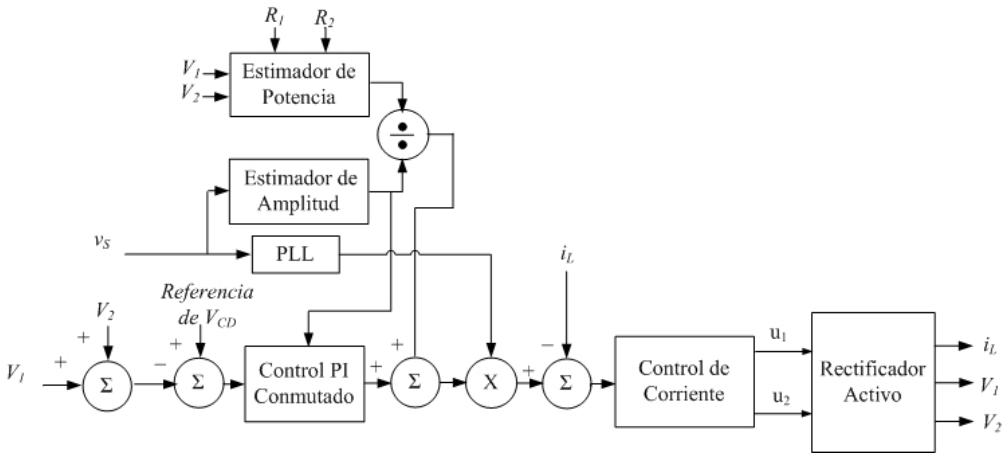


Fig. 2. *Esquema completo de control*

comparador de tensión de los dos capacitores de CD (b_3), la comparación de la tensión de la red (v_s) y las tensiones de CD (b_4) y la banda de histéresis (h).

III-C.2. Control Basado en Pasividad: Para simplificar el diseño del controlador del sistema (1) se analizan dos casos:

$x_1 > 0$

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_S x_1}{L_S} - \frac{(1-u_1)x_2}{L_S} - \frac{(1-u_2)x_3}{L_S} + \frac{v_S}{L_S}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{(1-u_1)x_1}{C_1} - \frac{x_2}{R_1 C_1}$$

$$\dot{x}_3 = \frac{(1-u_2)x_1}{C_2} - \frac{x_3}{R_2 C_2}$$

$x_1 < 0$

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_S x_1}{L_S} + \frac{(1-u_2)x_2}{L_S} + \frac{(1-u_1)x_3}{L_S} + \frac{v_S}{L_S}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{(1-u_2)x_1}{C_1} - \frac{x_2}{R_1 C_1}$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{(1-u_1)x_1}{C_2} - \frac{x_3}{R_2 C_2}$$

Se puede obtener una ley de control para cada caso, y entonces, usando la función $sign(x_1)$ es posible conmutar entre ambas leyes de control.

Además de la consideración anterior, haremos que las señales de control $u_1 = u_2 = u$, con lo cual se puede generar un patrón PWM de 3 niveles. Así el sistema (1) toma la siguiente forma:

$x_1 > 0$

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_S x_1}{L_S} - \frac{(1-u)x_2}{L_S} - \frac{(1-u)x_3}{L_S} + \frac{v_S}{L_S}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{(1-u)x_1}{C_1} - \frac{x_2}{R_1 C_1} \tag{3}$$

$$\dot{x}_3 = \frac{(1-u)x_1}{C_2} - \frac{x_3}{R_2 C_2}$$

$x_1 < 0$

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_S x_1}{L_S} + \frac{(1-u)x_2}{L_S} + \frac{(1-u)x_3}{L_S} + \frac{v_S}{L_S}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{(1-u)x_1}{C_1} - \frac{x_2}{R_1 C_1} \tag{4}$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{(1-u)x_1}{C_2} - \frac{x_3}{R_2 C_2}$$

El control basado en pasividad ha sido propuesto para el control de la corriente del inductor, debido sus propiedades de estabilidad y respuesta dinámica analizada en otros convertidores (Shi y Chan, 2002; Perez y Ortega, 2002; Yang y Wu, 2004; Lee, 2004; Miranda y Cárdenas, 2006) . Para usar el control basado en pasividad, es necesario cumplir dos condiciones (Khalil, 2002):

1. El sistema debe tener grado relativo uno con respecto a la entrada de energía.
2. El sistema debe ser pasivo.

La ley de control se sintetizará de modo que se tenga un mapa pasivo de la entrada v_S con respecto a la salida x_1.

Analizando para $x_1 > 0$ el sistema tiene grado relativo uno pues se cumple que:

$$L_{G_3} h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} G_3 \neq 0$$

donde $h(x) = x_1$ es la salida. Ahora la pasividad del sistema

se demuestra usando la siguiente función de Lyapunov:

$$V(x) = \frac{1}{2}(L_S x_1^2 + C_1 x_2^2 + C_2 x_3^2)$$

cuya derivada es:

$$\dot{V}(x) = L_S x_1 \dot{x_1} + C_1 x_2 \dot{x_2} + C_2 x_3 \dot{x_3}$$

la cual resulta en:

$$\dot{V}(x) = -R_S x_1^2 - \frac{x_2^2}{R_1} - \frac{x_3^2}{R_2} + x_1 v_S \leq x_1 v_S$$

El análisis anterior demuestra que el sistema satisface las condiciones necesarias para poder aplicar el control basado en pasividad en el lazo de corriente.

Asumiendo que el sistema (3) puede tomar la forma (5), es posible crear un exosistema (6).

$$\dot{\mathbf{x}} = \Phi(\mathbf{x}) + \Gamma(\mathbf{x})U \tag{5}$$

donde

$\Phi(\mathbf{x})$: Términos independientes de U.
$\Gamma(\mathbf{x})$: Términos dependientes de U.
U : Entrada de Energía.

$$\dot{\mathbf{x}}_d = \Phi(\mathbf{x}) + \Gamma(\mathbf{x})U - \Phi(e) + R_P(e)\frac{\partial V(e)}{\partial e} \tag{6}$$

donde

$\mathbf{x}_d$: Dinámica deseada de los estados.
e : $\mathbf{x} - \mathbf{x}_d$
R_P : Inyección de amortiguamiento.

El exosistema toma la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{1d} &= -\tfrac{R_S x_{1d}}{L_S} - \tfrac{(1-u)x_{2d}}{L_S} - \tfrac{(1-u)x_{3d}}{L_S} + \tfrac{v_S}{L_S} + R_{P_1} e_1 \\
\dot{x}_{2d} &= \tfrac{(1-u)x_{1d}}{C_1} - \tfrac{x_{2d}}{R_1 C_1} + \tfrac{1}{R_{P_2}} e_2 \\
\dot{x}_{3d} &= \tfrac{(1-u)x_{1d}}{C_2} - \tfrac{x_{3d}}{R_2 C_2} + \tfrac{1}{R_{P_3}} e_3
\end{aligned} \tag{7}$$

La dinámica del error resultante está dada por:

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= -(\tfrac{R_S}{L_S} + R_{P_1})e_1 - \tfrac{(1-u)}{L_S} e_2 - \tfrac{(1-u)}{L_S} e_3 \\
\dot{e}_2 &= \tfrac{(1-u)}{C_1} e_1 - (\tfrac{1}{R_1 C_1} + \tfrac{1}{R_{P_2}}) e_2 \\
\dot{e}_3 &= \tfrac{(1-u)}{C_2} e_1 - (\tfrac{1}{R_2 C_2} + \tfrac{1}{R_{P_3}}) e_3
\end{aligned} \tag{8}$$

Utilizando la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$V(e) = \frac{1}{2}(L_S e_1^2 + C_1 e_2^2 + C_2 e_3^2)$$

cuya derivada es:

$$\dot{V}(e) = -(R_S + R_{P_1} L_S)e_1^2 - (\tfrac{1}{R_1} + \tfrac{C_1}{R_{P_2}})e_2^2$$

$$-(\tfrac{1}{R_2} + \tfrac{C_2}{R_{P_3}})e_3^2 < 0$$

La cual demuestra la estabilidad global y asintótica del origen de (8).

Una vez demostrada la estabilidad del control basado en pasividad, es posible obtener la ley de control a partir de (7). Así:

$$u = \frac{L_S \dot{x}_{1d} + R_S x_{1d} - v_S - R_{P_1} e_1}{x_{2d} + x_{3d}} + 1 \tag{9}$$

Ahora que se ha determinado una ley de control para el caso $x_1 > 0$, de manera similar se demuestra que cuando $x_1 < 0$ el sistema también es pasivo y sus respectivas leyes de control son:

$$u = \frac{-L_S \dot{x}_{1d} - R_S x_{1d} + v_S + R_{P_1} e_1}{x_{2d} + x_{3d}} + 1 \tag{10}$$

Finalmente, la ley de control para toda x_1 se genera combinando las obtenidas en cada caso. Así la ley de control resultante es:

$$u = \frac{sign(x_1)(L_S \dot{x}_{1d} + R_S x_{1d} - v_S - R_{P_1} e_1)}{x_{2d} + x_{3d}} + 1$$

IV. Resultados de Simulación

Para verificar el comportamiento del sistema con cada uno de los controladores propuestos, se realizaron pruebas de simulación con el modelo de un rectificador activo de 1kVA. Los parámetros del rectificador simulado se presentan en la Tabla II.

Las figs. 3 y 4 presentan el comportamiento de la tensión de la red y la corriente de carga de CD, utilizados en la simulación. Un sag de tensión al $55\,\%$ ocurre entre $1s$ y $2s$, esto puede apreciarse en la fig. 3. La corriente debida a una carga dinámica se muestra en la fig. 4.

Los parámetros de control por pasividad para el lazo de corriente son presentados en la Tabla III y los del control PI para la regulación de la tensión de CD son mostrados en la Tabla IV.

La fig. 5 muestra el comportamiento de la tensión de CD con cada uno de los controladores. Se puede apreciar que ambos controladores tienen muy buena respuesta ante el sag de tensión y el escalón de carga, pues su nivel promedio permanece prácticamente constante, aunque parece estar mejor regulado cuando se usa el control basado en histéresis pues el

TABLA II
PARÁMETROS DEL RECTIFICADOR ACTIVO SIMULADO

Descripción	Valor
Potencia	$1\ KVA$
Tensión de la red	$127\ V_{RMS}$
Tensión del bus CD	$200\ V$ regulado
Capacitor del bus de CD (C_1 and C_2)	$2200\ \mu F$
Inductor (L_S)	$5{,}0\ mH$
Resistencia asociada al inductor (R)	$1{,}0\ \Omega$

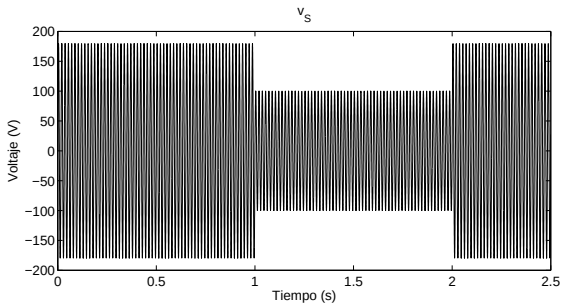


Fig. 3. *Tensión de la red con un sag*

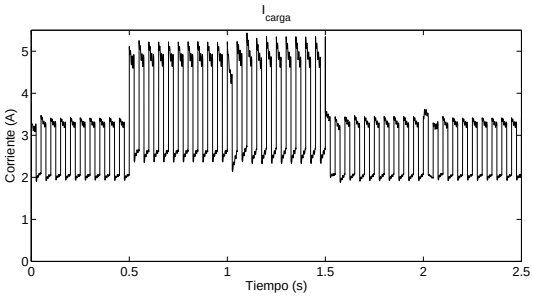


Fig. 4. *Carga dinámica con escalón*

TABLA III
GANANCIAS DEL CONTROL BASADO EN PASIVIDAD

Parámetro	Valor
R_{P_1}	50
R_{P_2}	0,1
R_{P_3}	0,1
Frecuencia del PWM	$10KHz$

TABLA IV
GANANCIAS DEL CONTROL PI

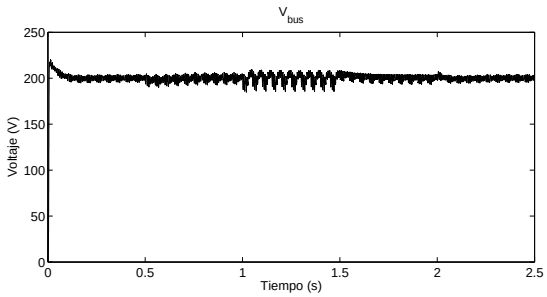
Parámetro	Valor
K_P sin sag de tensión	1
K_I sin sag de tensión	20
K_P con sag de tensión	10
K_I con sag de tensión	100

rizo en este caso es del 10 % contra 15 % que se obtiene con el control basado en pasividad.

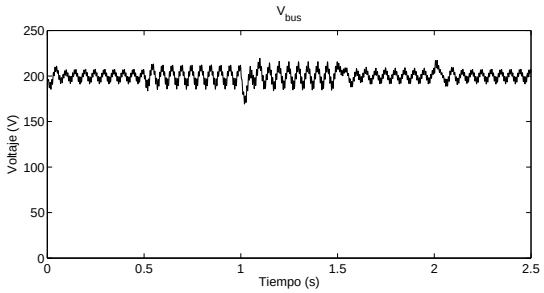
La fig. 6 presenta el comportamiento de la corriente de CA que circula por el inductor con los dos controladores propuestos. Se puede notar como esta corriente varia rápidamente cuando ocurre un sag de tensión o un cambio de carga. Además se observa que los picos de corriente son mayores con el control basado en histéresis.

Observando las figs. 3, 4, 5 y 6, se puede apreciar el balance de energía entre el lado de CA y CD.

Finalmente, la fig. 7 muestra el factor de potencia obtenido con el control basado en histéresis y el basado en pasividad. Se puede notar que el factor en ambos casos es casi unitario,



a) Con control basado en histéresis



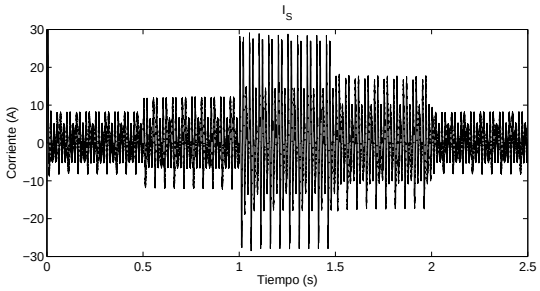
b) Con control basado en pasividad

Fig. 5. *Tensión de CD*

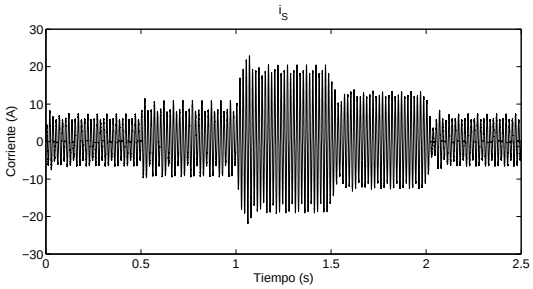
aunque varía menos con el control basado en pasividad.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se aplican dos técnicas en el control de la corriente de CA de un rectificador activo, la regulación de la tensión de CD se realiza por medio de un control PI cuyas ganancias varían ante la presencia de un sag de tensión.

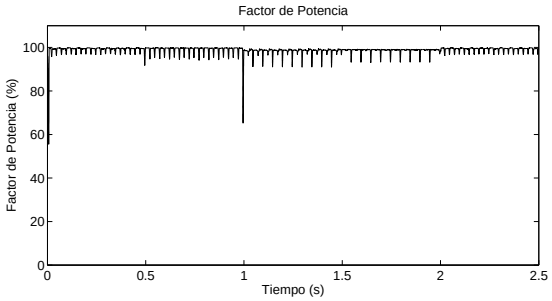


a) Con control basado en histéresis

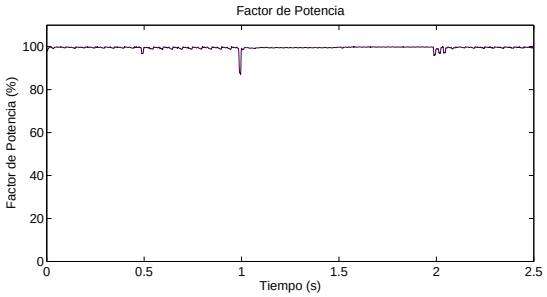


b) Con control basado en pasividad

Fig. 6. *Corriente de CA*



a) Con control basado en histéresis



b) Con control basado en pasividad

Fig. 7. *Factor de potencia*

Ambas técnicas de control son satisfactorias, presentando ligeras diferencias. Con el control basado en histéresis se logra una regulación en la tensión de CD ligeramente mejor que con el control basado en pasividad. Sin embargo, el control de la corriente con esta última técnica es superior. En cuanto al factor de potencia, éste es casi unitario en todo tiempo para ambas técnicas. Finalmente la complejidad del algoritmo del control basado en pasividad es mayor que el basado en histéresis.

REFERENCIAS

L. Bor Ren, L. Hsin Hung (1999). *A New Control Scheme for Single-Phase PWM Multilevel Rectifier with Power-Factor Correction*. IEEE Transaction On Industrial Electronics, vol. 46, No. 4, pp. 820-829.

J. Salaet, S. Alepuz, A. Gilabert, J. Bordonau, J. Peracaula (2002). *D-Q Modeling and Control of a Single-Phase Three-Level Boost Rectifier with Power Factor Correction and Neutral-Point Voltage Balancing*. 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol.2, pp. 514-519.

L. Bor Ren, L. Hsin Hung (2002). *A Single-Phase Three-Level Boost Type Rectifier*. EEE International Symposium Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002, vol. 4, pp. 353-356.

J. Salaet, S. Alepuz, A. Gilabert, J. Bordonau (2004). *Comparison Between two Methods of DQ Transformation for Single-Phase to a 3-Level Boost Rectifier*. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, pp. 214-220.

L. Bor-Ren, Y. Tsung-Yu (2004). *Single-Phase Three-Level Converter for Power Factor Correction*. Proceedings of the 2004 International Symposium Circuits and Systems,ISCAS '04, vol. 5, pp. 960-963.

S. Joong Song, C. Sung-Joon, C. Ick, C. Ju-Yeop (1997). *New PWM Method for Single-Phase Three-Level PWM Rectifiers*. Proceedings of the IEEE International Symposium of Industrial Electronics. ISIE '97, vol.2, pp. 283-287.

L. Bor-Ren, H. Chun-Hao, H. Shih-Jung (2003). *Single-Phase High-Power-Factor Rectifier with Capacitor-Clamped Topology*. The Fifth International Conference of Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003, vol. 2, pp. 1397 - 1401.

X. Shi, C. Chan (2002). *Analysis and passivity-based control of zero-voltage-transition PWM converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, Issue 5, pp. 633 - 640.

M. Perez, R. Ortega, J. Espinoza (2002). *Passivity-based PI control of switched power converters*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 12, Issue 6, pp. 881 - 890.

Z. Yang, L. Wu (2004). *A new passivity-based control method and simulation for DC/DC converter*. Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA 2004, Vol. 6, pp. 5582 - 5585.

T. Lee (2004). *Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, Issue 4, pp. 892 - 902.

H. Miranda, V. Cárdenas, G. Espinoza, D. Noriega (2006). *Multilevel Cascade Inverter with Voltage and Current Output Regulated Using a Passivity-Based Controller*. ACEPTADO para ser publicado en el 41st Annual Meeting of the IEEE Industrial Application Society.

H. Khalil (2002). *Nonlinear Systems*. Third Edition, Ed. Prentice Hall. New York.