

Nuevo Sistema de Control Directo de Potencia de un Rectificador Trifásico utilizando Lógica Difusa

A. Berzoy, J. Restrepo, J. Aller, A. Bueno, M. Giménez y V. Guzmán

Universidad Simón Bolívar, Caracas 1080A, Venezuela

Resumen—En este trabajo se presenta una nueva aplicación del Control Directo de Potencia sobre un sistema rectificador trifásico con modulación por ancho de pulso (PWM) utilizando la técnica de Control Directo de Par (DTC) y empleando técnicas de Lógica Difusa (LD) para mejorar la respuesta del sistema. Con este sistema se logra controlar el factor de potencia y regular la tensión de CC a la salida del rectificador. Para lograr esto, se considera la red eléctrica trifásica como si fuese parte de una máquina de CA virtual y se le aplican los conceptos clásicos del DTC. Se presentan resultados experimentales obtenidos cuando se aplica el DTC clásico y las simulaciones correspondientes al nuevo método de control con LD.

I. INTRODUCCIÓN

Todos los sistemas electrónicos requieren fuentes de alimentación para poder operar. La fuente de alimentación más común es el puente rectificador no controlado, construido con diodos, que convierte la tensión de CA en tensión de CC e incluye un condensador como elemento almacenador de energía, para filtrar la tensión de CC y adaptar la fuente a cada aplicación en particular. Sin embargo, la operación de este sistema representa una carga fuertemente no lineal, que causa reducción del factor de potencia e introduce armónicos en la corriente del sistema de alimentación comercial. Lo anterior se traduce en una disminución de la calidad de servicio eléctrico, calentamiento en los elementos del sistema de distribución e interferencia con otros equipos.

Estos problemas se pueden resolver en gran parte mediante la incorporación de filtros o en su defecto mediante rectificadores controlados activos, constituidos por interruptores de potencia tales como MOSFETs, IGBTs, BJT, etc.

Se han utilizado varias técnicas para controlar los rectificadores como los controles de corriente “ON” - “OFF” [9], control proporcional integrativo de corriente [1][2], control directo de potencia con métodos de optimización de funciones de costo [3], VF-DPC [8], DPC clásico [4][5][6] y control directo de par desarrollado para motores de CA [7]. En este trabajo se aplicó el control directo de par a un rectificador trifásico PWM y se realiza un análisis de los resultados obtenidos. Los objetivos de este control son estabilizar el voltaje de la barra de CC, lograr una corrección del factor de

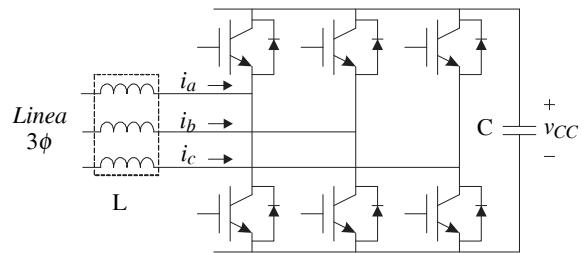


Figura 1. Puente rectificador trifásico PWM

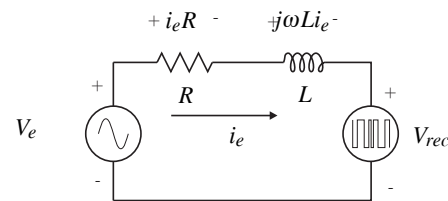


Figura 2. Modelo unifilar del rectificador trifásico

potencia, y reducir el contenido armónico que se introduce en la Red Eléctrica. La estabilización de tensión se obtiene ajustando la potencia activa a una referencia y la corrección del factor de potencia se obtiene al regular la potencia reactiva a un valor cero. Fundamentado en el esquema de DTC se desarrolló un nuevo esquema de control utilizando un sistema de inferencia difuso, el cual mejora los resultados obtenidos con el control directo de par aplicado a rectificadores trifásicos.

II. RECTIFICADOR TRIFÁSICO

En la figura 1 se muestra el esquema del rectificador trifásico sin carga. Este circuito está compuesto por un puente de IGBTs, alimentado de la fuente de CA mediante tres inductores en serie con la entrada de cada una de las fases y un bus de CC compuesto por un condensador.

El rectificador se puede modelar en cada una de sus ramas como se muestra en la figura 2. De la ecuación de malla se deducen las ecuaciones que modelan el circuito para su simulación.

$$\bar{v}_e = R \cdot \bar{i}_e + L \frac{d\bar{i}_e}{dt} + \bar{v}_{rect} \quad (1)$$

La ecuación (1) representa el recorrido de la malla mostrada en la figura 2 donde \bar{i}_e y \bar{v}_{rect} , son:

$$\bar{i}_e = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\bar{v}_{rect} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} v_{CC} \quad (3)$$

La ecuación de la corriente del condensador, cuando se conecta una carga al rectificador, por la que circula i_{cc_load} es:

$$C \frac{dv_{CC}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{cc_load} \quad (4)$$

donde S_a , S_b y S_c pueden adquirir el valor uno o cero. Estas variables representan la conectividad de los interruptores en el puente rectificador controlado. Realizando la conversión del sistema de coordenadas (a, b, c) a (x, y) , se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales como modelo del rectificador trifásico:

$$\begin{bmatrix} v_{ex} \\ v_{ey} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{ex} \\ i_{ey} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ex} \\ i_{ey} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{rect_x} \\ V_{rect_y} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C \frac{dv_{CC}}{dt} = (i_{ex} S_x - i_{ey} S_y) - i_{cc_load} \quad (6)$$

III. SELECCIÓN DE LOS VECTORES ESPACIALES

El modelo de vectores espaciales para el rectificador trifásico es simple cuando los tres interruptores superiores o los tres inferiores están encendidos simultáneamente. En este caso la tensión del rectificador es cero y estamos en el centro de los vectores espaciales, como se muestra en la figura 3.

Cuando el rectificador trabaja en cualquiera de las otras seis posiciones, el vector espacial \bar{v}_{rect} queda definido por las conexiones de los interruptores. Las relaciones entre las variables del rectificador se describen en (5), el cual es el sistema de ecuaciones que modela el rectificador [9].

En la figura 3 se muestran los posibles valores del vector espacial de las tensiones del rectificador \bar{v}_{rect} . Como se mencionó anteriormente, en un puente trifásico existen en total $(2^3 - 1) = 7$ vectores espaciales diferentes porque dos conexiones de los interruptores repiten el vector nulo.

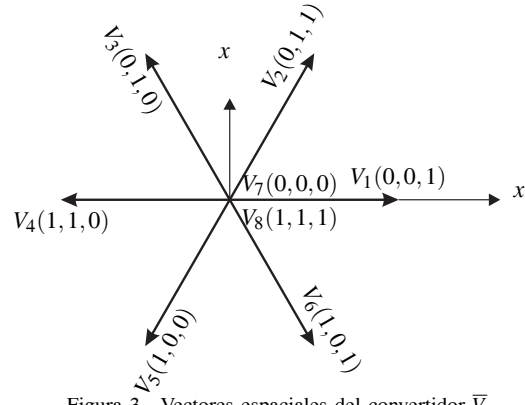


Figura 3. Vectores espaciales del convertidor \bar{V}_{rect}

TABLA I
SELECCIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE LA TENSIÓN DE CONVERTIDOR

ΔT_e	$\Delta \lambda_e$	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
↑	↑	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
↑	↓	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
↓	↑	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
↓	↓	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
0	0	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀	V ₀

IV. CONTROL DIRECTO DE POTENCIA

El Control Directo de Potencia o DPC [10] se fundamenta en el Control Directo de Par o DTC, que es una herramienta empleada frecuentemente en el control de velocidad de las máquinas de corriente alterna. El interés fundamental de esta técnica reside en la posibilidad de controlar instantáneamente el flujo y el par, independientemente de los parámetros que describen los modelos del convertidor electromecánico. Escoger dentro de los 7 posibles vectores espaciales de la tensión \bar{v}_{rect} , el que produce la variación más cercana a la deseada del enlace de flujo y del par eléctrico para un estado dado de estas variables, permite obtener la tabla I. Para el control directo de la potencia activa y reactiva que entrega un puente convertidor al sistema, se puede hacer una analogía fundamentada en la proporcionalidad existente entre el par eléctrico y la potencia eléctrica por una parte, y la potencia reactiva con el flujo por la otra [10]. Al acoplar un puente a la red eléctrica de potencia queda definida la velocidad sincrónica de dicho sistema, la regulación de la magnitud de la tensión del puente ajusta la potencia reactiva y su ángulo la potencia reactiva y activa.

Las potencias activa y reactiva se pueden calcular utilizando los vectores espaciales mediante la siguiente expresión [10][11]:

$$\bar{s}(t) = \bar{v}_e(t) \cdot \bar{i}_e^*(t) = p(t) + jq(t) \quad (7)$$

En una línea de transmisión puramente inductiva se tiene que:

$$L \frac{d\bar{i}_e}{dt} = \bar{v}_{rect} - \bar{v}_e = v_{rect} e^{j(\Delta\delta + \delta_e)} - v_e e^{j\delta_e} \quad (8)$$

donde $\Delta\delta$ es la fase instantánea entre los vectores espaciales de las tensiones del rectificador y de la fuente respectivamente. Integrando (8) se obtiene:

$$\bar{i}_e = \frac{1}{L} \int_0^t (\bar{v}_{rect} - \bar{v}_e) \cdot dt' = \frac{\bar{\lambda}_{rect} - \bar{\lambda}_e}{L} \quad (9)$$

Reemplazando (9) en (7), separando la parte real y la parte imaginaria y aplicando las condiciones enunciadas a continuación [10], se obtienen las ecuaciones (12) y (13), que determinan la potencia activa y la potencia reactiva del sistema respectivamente.

- Condición 1: La derivada del módulo del enlace de flujo $\bar{\lambda}_e$ es cero cuando el módulo del vector espacial de la tensión de la red \bar{v}_e es constante y su ángulo gira a la velocidad constante ω_e .

$$\bar{\lambda}_e = \int_0^t \bar{v}_e \cdot dt' = \frac{V_e}{\omega_e} e^{j(\omega_e t + \phi_s + \frac{\pi}{2})} \quad (10)$$

$$p \left| \bar{\lambda}_e \right| = 0 \quad (11)$$

- Condición 2: La tensión de la fuente está en régimen permanente por lo que: $\lambda_{rect} = cte$, $\lambda_e = cte$, y $\Delta\delta = cte$.

$$P_e \approx \frac{\omega_e}{L} \lambda_{rect} \lambda_e \text{sen}(\Delta\delta) \quad (12)$$

$$Q_e \approx \frac{\omega_e}{L} (\lambda_{rect} \lambda_e \cos(\Delta\delta) - \lambda_e^2) \quad (13)$$

Las ecuaciones (12) y (13) pueden ser expresadas a partir de los vectores espaciales de enlace de Flujo $\bar{\lambda}_e$ y la corriente como:

$$P_e \approx \omega_e (\bar{\lambda}_e \times \bar{i}_e) = \omega_e (\lambda_{ex} i_{ey} - \lambda_{ey} i_{ex}) \quad (14)$$

$$Q_e \approx \omega_e (\bar{\lambda}_e \cdot \bar{i}_e) = \omega_e (\lambda_{ex} i_{ex} + \lambda_{ey} i_{ey}) \quad (15)$$

Las expresiones (14) y (15) permiten estimar las potencias activa y reactiva inyectadas al sistema a partir de los vectores espaciales del enlace de flujo y de la corriente del estator. Un controlador directo de potencia activa y reactiva compara los valores de referencia P_{ref} y Q_{ref} con los obtenidos de los productos vectorial y escalar respectivamente. El valor de P_{ref} proviene de un control proporcional integrativo (PI) que mantiene el voltaje de la barra CC regulado a una referencia v_{CC_ref} . El valor de Q_{ref} se mantiene configurado en cero para corregir el factor de potencia. Los errores obtenidos, $\Delta P = P_{ref} - P_e$ y $\Delta Q = Q_{ref} - Q_e$, se utilizan para ingresar en la tabla I que determina el vector espacial de la tensión del convertidor más adecuado para corregirlos, de acuerdo con la zona donde se encuentre el enlace de Flujo [10]. Si se utiliza el error de potencia activa ΔP para entrar en la tabla DTC como error de par ΔT , y el error de potencia reactiva ΔQ como error de enlace de flujo $\Delta\lambda$, se obtiene el controlador directo de potencia activa y reactiva propuesto.

TABLA II
MATRIZ DE REGLAS DE MAGNITUD DEL VECTOR ESPACIAL DE LA TENSIÓN EN EL RECTIFICADOR

		ΔQ				
		NG	NP	Z	PP	PG
ΔP	NG	Gg	Gg	Mm	Gg	Gg
	NP	Gg	Mm	Pp	Pp	Gg
	Z	Mm	Pp	Zz	Pp	Mm
	PP	Gg	Pp	Pp	Mm	Gg
	PG	Gg	Gg	Mm	Gg	Gg

TABLA III
MATRIZ DE REGLAS DE FASE DEL VECTOR ESPACIAL DE LA TENSIÓN DEL RECTIFICADOR

		ΔQ				
		NG	NP	Z	PP	PG
ΔP	NG	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{5\pi}{8}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{3\pi}{8}$	$-\frac{\pi}{4}$
	NP	$-\frac{7\pi}{8}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{8}$
	Z	0	0	0	0	0
	PP	$\frac{7\pi}{8}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{8}$
	PG	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{8}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{8}$	$\frac{\pi}{4}$

V. MÉTODO DPC DIFUSO

Para mejorar la respuesta del sistema anterior, se propone el uso de un sistema de control utilizando lógica difusa. La técnica de control propuesta se basa en un sistema de inferencia difusa del tipo Takagi-Sugeno, el cual es un controlador difuso que se encarga de generar el vector \bar{v}_{rect} más adecuado para lograr estabilidad en el lado de la barra de CC y corrección del factor de potencia del sistema. Los criterios del control se observan en las matrices de reglas de las Tabla II y III. Este control utiliza dos sistemas de inferencia difusa, donde el primero modula la amplitud del vector espacial de la tensión del del rectificador $|\bar{v}_{rect}|$ y el segundo determina el ángulo de fase de este mismo vector $\angle \bar{v}_{rect}$.

Para cada sistema de inferencia difusa se tienen dos entradas ΔP y ΔQ y las salidas son A_e como amplitud y θ_{rect} como fase del vector \bar{v}_{rect} . Por lo tanto:

$$\bar{v}_{rect} = A_e \cdot e^{j\theta_{rect}} \quad (16)$$

$$\theta_{rec} = \theta_e + \delta_e \quad (17)$$

Como el vector espacial del flujo del sistema $\bar{\lambda}_e$ está rotando todo el tiempo, se sitúa el sistema de referencia xy sobre el ángulo del flujo δ_e , dejando así que el Control Difuso solo encuentre el ángulo θ_e que, sumado al ángulo del Flujo, logre hacer que las potencias P y Q sigan a las referencias. Descomponiendo (16) se tiene:

$$v_{rect_x} = \frac{3}{2} \cdot A_e \cdot \cos(\delta_e + \theta_{rect}) \quad (18)$$

$$v_{rect_y} = \frac{3}{2} \cdot A_e \cdot \text{sen}(\delta_e + \theta_{rect}) \quad (19)$$

Sabiendo que:

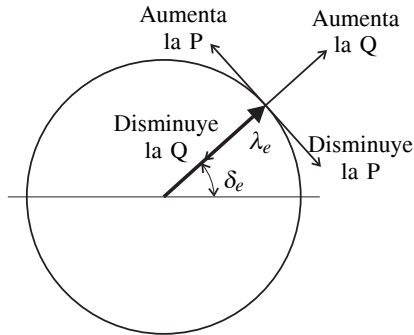


Figura 4. Criterio de la matriz de reglas para el controlador de fase

$$\cos\delta_e = \frac{\lambda_{xx}}{|\lambda_s|} \quad (20)$$

$$\sin\delta_e = \frac{\lambda_{sy}}{|\lambda_s|} \quad (21)$$

utilizando la identidad trigonométrica del coseno y seno de la suma de ángulos y sustituyendo el resultado en (20) y (21) se obtienen las coordenadas x,y del vector espacial del rectificador,

$$v_{rect_x} = 3A_e \frac{\cos(\theta_e)\lambda_{ex} - \sin(\theta_e)\lambda_{ey}}{2|\lambda_e|} \quad (22)$$

$$v_{rect_y} = 3A_e \frac{\sin(\theta_e)\lambda_{ex} + \cos(\theta_e)\lambda_{ey}}{2|\lambda_e|} \quad (23)$$

El criterio que se utiliza para generar la matriz de reglas es el mismo que en el caso del DTC. En la figura 4 se resume el criterio utilizado.

Para el control difuso que modula la magnitud del Vector \bar{V}_{rect} se usan las siguientes reglas:

1. Si el error ΔP es **grande** $\Rightarrow \bar{V}_{rect}$ es **grande**.
2. Si el error ΔQ es **grande** $\Rightarrow \bar{V}_{rect}$ es **grande**.
3. Si el error ΔP es **pequeño** $\Rightarrow \bar{V}_{rect}$ es **pequeño**.
4. Si el error ΔQ es **pequeño** $\Rightarrow \bar{V}_{rect}$ es **pequeño**.

Los valores de las constantes para el Sistema de Inferencia Difusa del módulo del vector v_{rec} se observa en la Tabla IV. Se utilizan funciones de pertenencia triangulares, las cuales se dividen en cinco conjuntos para cada control difuso, tal como se observa en la figura 5.

- Positivo Grande \rightarrow **PG**
- Positivo Pequeño \rightarrow **PP**
- Cero \rightarrow **Z**
- Negativo Pequeño \rightarrow **NP**
- Negativo Grande \rightarrow **NG**

Se utilizan las mismas funciones de pertenencia tanto para el error de P , ΔP como para el error de Q , ΔQ . En la Fig. 6 se presenta el esquema del nuevo sistema de Control Directo de Potencia utilizando lógica difusa.

TABLA IV
PARÁMETROS PARA MATRIZ DE REGLAS DEL MÓDULO.

Gg	1
Mm	0.6
Pp	0.3
Zz	0

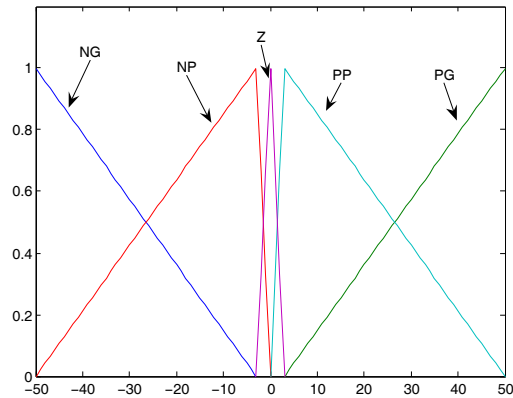


Figura 5. Funciones de pertenencia del error de P y Q

VI. APLICACIONES Y RESULTADOS

En esta sección se comparan las simulaciones del controlador difuso propuesto con los resultados experimentales del DPC clásico obtenidos al implantarlo en PLATAFORMA III [12], empleando PWM para realizar la selección del vector espacial de la tensión del Rectificador. PLATAFORMA III es un convertidor configurado mediante transistores IGBTs controlados por un procesador digital de señales (DSP), 21061 de Analog Devices. El DSP se conecta a una tarjeta de expansión con dos arreglos lógicos programables (FPGAs por sus siglas en inglés), y un coprocesador de movimiento para generar los pulsos de disparo de los IGBTs. La plataforma

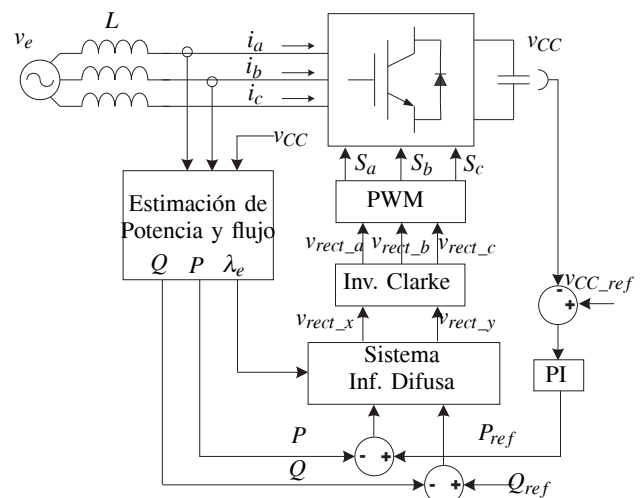


Figura 6. Esquema completo del DPC utilizando Lógica Difusa

TABLA V
PARÁMETROS DEL RECTIFICADOR

R	$1,8\Omega$
L	$0,0101H$
C	$0,0027F$
R_{load}	100Ω

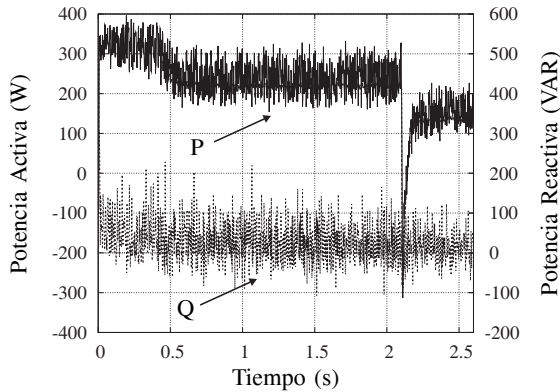


Figura 7. Potencia activa instantánea, referencia de potencia activa, potencia reactiva instantánea y su referencia.

posee dos tarjetas de adquisición denominadas Tarjetas de Sensores que se conectan con la tarjeta de interfaz vía fibra plástica.

Las simulaciones se han realizado mediante el mismo procesador digital Analog Devices DSP 21061 que se ha utilizado en el prototipo físico PLATAFORMA III. Los parámetros empleados para la simulación se muestran en la tabla V.

VI-A. Resultados experimentales del DPC clásico

En la figura 7 se presenta la respuesta del rectificador a cambios de la referencia de potencia activa instantánea. Esta referencia viene de un controlador PI como se observa en la figura 6. La salida del controlador PI de tensión de CC es la referencia de potencia activa para el control DPC. Adicionalmente se observa que la potencia reactiva Q se mantiene sobre la referencia $Q_{ref} = 0$, la cual ha sido definida como constante en el control DPC.

En la figura 8 se observa la tensión del condensador que está del lado de CC, el cual fue sometido a un escalón en la referencia de 120V con un cambio a 103V.

Cada ciclo de control se realiza con un intervalo de tiempo de $100\mu s$ ($10kHz$). Las figuras 7 y 8 están representadas sobre el mismo eje temporal.

En la figura 9 se observa como la corriente de línea de la fase a está en fase con la tensión de entrada de la fuente de la fase a.

VI-B. Simulación del esquema DPC difuso

En la figura 10 se observa que la potencia activa P sigue a la referencia con exactitud. De igual forma que en el caso de la verificación experimental con el DPC clásico, la potencia activa sigue una referencia de potencia que es la salida de un control PI de tensión de

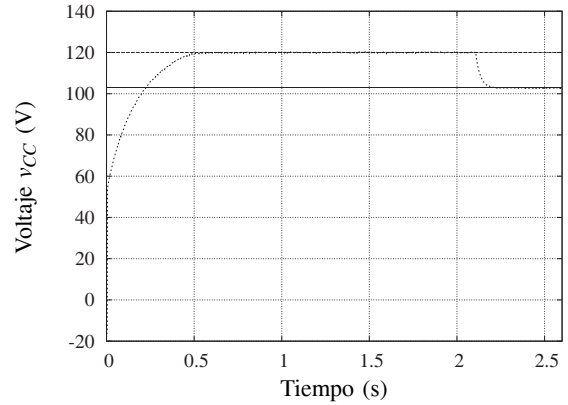


Figura 8. Tensión de la barra de CC

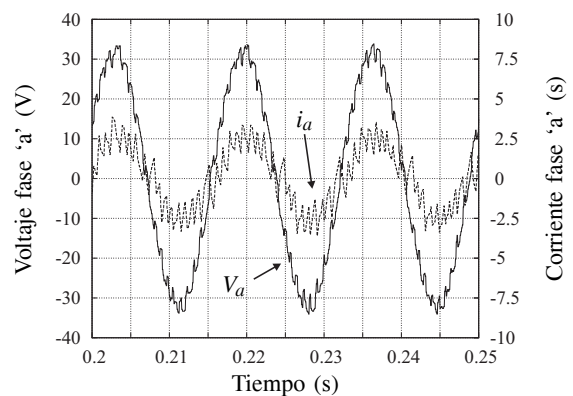


Figura 9. Tensión V_a y corriente i_a del convertidor

la barra de CC. También se puede observar la potencia reactiva Q, la cual se mantiene casi constante en la referencia dada (cero), con el objeto de mantener la corriente en fase con la tensión de la línea.

En la figura 11 se muestra que la tensión de la barra de CC sigue fielmente la referencia cuando esta cambia de 200V a 190V.

En la figura 12 se muestra que el voltaje v_a y la

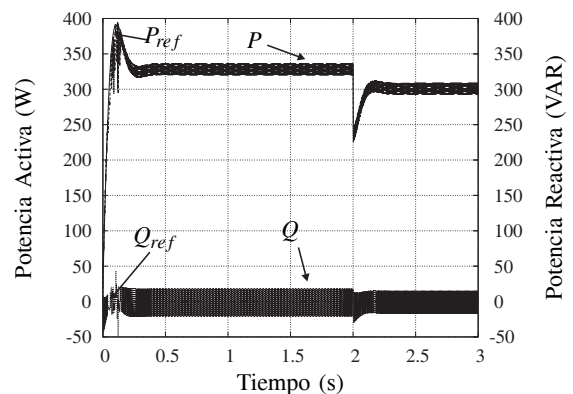


Figura 10. Potencia activa instantánea, referencia de potencia activa, potencia reactiva instantánea y su referencia.

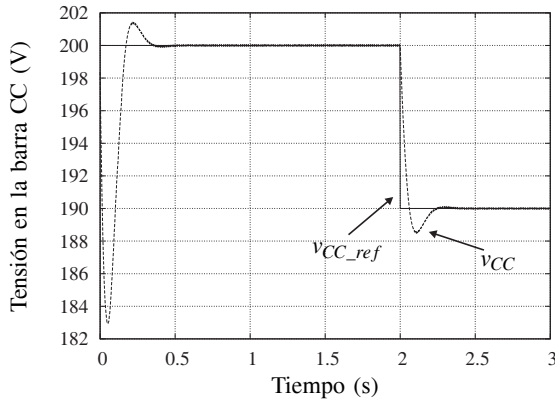


Figura 11. Tensión de la barra de CC

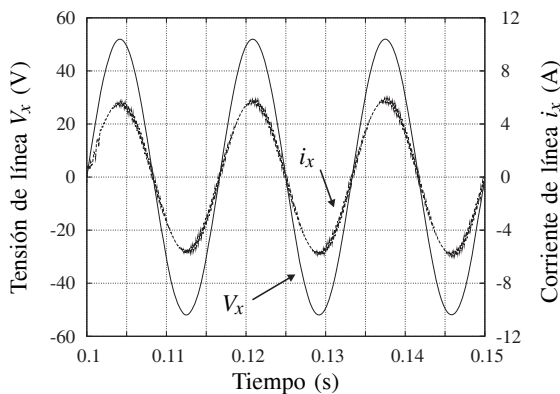


Figura 12. Detalle de la tensión y corriente obtenidos en la simulación

corriente i_a están en fase y se aprecia que la corriente posee mucho menos contenido armónico que la del control DPC clásico, lo cual representa una mejora significativa ofrecida por el sistema propuesto.

VII. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto un método de control difuso para rectificadores activos que utiliza los fundamentos del control directo de par DTC clásico presentado por Takahashi y Noguchi [7]. Este controlador posee una rápida y precisa respuesta para las potencias activas y reactivas instantáneas, como lo demuestran las simulaciones presentadas.

En la figura 10 se observa la reducción del rizado tanto de la potencia activa como la de la reactiva, con respecto a las obtenidas en los resultados experimentales del DTC clásico (figura 7). En cuanto al desfase entre la tensión y la corriente, en la figura 12 se observa que dichas señales están en fase desde el primer ciclo, siguiendo la referencia de potencia reactiva prefijada. Dados los resultados obtenidos en las simulaciones del sistema rectificador controlado mediante la aplicación de los principios de DTC utilizando lógica difusa, se está trabajando en la obtención de los resultados experimentales para validar las simulaciones.

Las principales ventajas de este controlador son: la sencillez del algoritmo de control difuso que simplifica su implementación en un DSP comercial, la reducción de la distorsión armónica total en las corrientes inyectadas a la red y la disminución del rizado en las potencias activas y reactivas cuando se compara con los resultados obtenidos en trabajos precedentes en controladores directos de potencia DPC.

REFERENCIAS

- [1] M. Kazmierkowski y L. Malesani. "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 45, No. 5 Oct. 1998.
- [2] L. Morán, J. Dixon, y R. Wallace. "A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 42, No. 4 Ago. 1995.
- [3] J. Restrepo, J. Viola, J. Aller y A. Bueno. "A Simple Switch Selection State for SVM Direct Power Control," *IEEE ISIE 2006*, Quebec Jul. 2006.
- [4] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo y I. Takahashi. "Direct Power Control of PWM Converter without Power Source Voltage Sensors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, No 3, 473-479 May/Jun. 1998.
- [5] M. Malinowski, M. Jasinski, M. Kazmierkowski. "Simple Direct Power Control Three-Phase PWM Rectifier using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 51, No. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [6] G. Escobar, A. Stankovic, J. Carrasco, E. Galván, R. Ortega. "Analysis and Design of Direct Power Control (DPC) for a Three Phase Synchronous Rectifier via Output Regulation Subspaces," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, No. 3, pp. 823-830 May. 2003.
- [7] T. Noguchi and I. Takahashi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820 - 827, Sep./Oct. 1986.
- [8] M. Malinowski, M. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaanjerg. G. Marquez. "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Applicat*, vol. 37, No. 4, pp. 1019-1029, Jul/Ago. 2001.
- [9] T. Paga, G. Pesse, J. Restrepo, J. Aller. "Active Filtering and Power Factor Correction Using a DSP Controlled Rectifier Bridge," *Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, Londres, Reino Unido. Septiembre 2000.
- [10] J. Aller y A. Bueno. "Control Directo de Potencia Activa y Reactiva mediante Vectores Espaciales," *Reporte Interno de Grupo SIEP USB*, 2005.
- [11] R. Pollanen. "Converter-Flux-Based Current Control of Voltage Source PWM Rectifiers- Analysis and Implementation," *Tesis de Doctorado Lappeenranta University of Technology*.
- [12] J. Restrepo, M. Giménez, V. Guzmán, J. Aller, A. Bueno y A. Millán. "PLATAFORMA III: A new version for the integrated test system for ac machine drives performance analysis," *Proceedings of the Fourth International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*. pp. 1036(1)-1036(6), Abr. 2002