

## EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE TÉCNICAS DE CONTROL DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO MODULADO EN ANCHO DE PULSO

Rivera–Rodríguez Alonso Alberto, Durán–Gómez José Luis  
Tecnológico Nacional de México / I. T. Chihuahua  
División de Estudios de Posgrado e Investigación  
Ave. Tecnológico #2909, Col. 10 de Mayo  
Chihuahua, Chih., México, CP. 31310  
Tel.: (614) 201–2012, Fax: (614) 413–5187  
aariverar@itchihuahua.edu.mx, jlduran@ieee.org

### RESUMEN

El presente artículo presenta diversas técnicas de control que se pueden aplicar sobre un rectificador trifásico PWM. Se hace un análisis matemático a partir de las transformaciones de las componentes trifásicas de voltaje y corriente a dos componentes por medio de la transformada de Park y la transformada de Clarke. Se indican las ventajas y desventajas de cada uno de los esquemas de control y se muestran las señales generadas en cada etapa del control, además se demuestra que su funcionamiento es el deseado. Una de las técnicas analizadas es la técnica del control directo en la potencia (DPC) que se realiza por medio de una modulación por vectores de espacio y otra técnica es la del control orientado al voltaje (VOC), la cual se puede modular por medio de la técnica de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM). Se muestran los resultados experimentales y de simulación.

Palabras Clave: técnicas de control, PWM, rectificador, potencia.

### ABSTRACT

This paper presents several control techniques that can be applied on a three-phase PWM rectifier. A mathematical analysis is made from the transformations of the three-phase voltage and current components to two components by Park transformation and Clarke transformation. The advantages and disadvantages of each of the control schemes are indicated and the signals generated in each stage of the control are shown, furthermore, it is demonstrated that their operation is the desired one. One of the techniques analyzed is the technique of direct power control (DPC) that is made by a space vector modulation and another technique is the voltage-oriented control (VOC) that can be modulated by the technique of Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM). The experimental and simulation results are shown.

Keywords: control techniques, PWM, rectifier, power.

### 1. INTRODUCCIÓN

La energía eólica es un recurso muy importante para la generación de energía eléctrica. Para la generación de energía eléctrica se utiliza un generador síncrono, el cual proporciona un voltaje trifásico y para convertirlo a corriente directa se requiere de una etapa de rectificación donde es indispensable tener un control sobre el voltaje de salida debido a que el viento es un recurso intermitente, lo cual hará que se presenten variaciones en el voltaje de salida del rectificador.

Actualmente, existen muchas aplicaciones que utilizan rectificadores trifásicos para el manejo de voltajes de cd en donde no es necesario realizar un control sobre ellos debido a que poseen una alimentación trifásica no variable, pero existen otros casos en donde establecer un control es indispensable para que los parámetros de voltaje, corriente y potencia permanezcan constantes.

El rectificador PWM tiene muchas ventajas, como el control de corriente sinusoidal y el factor de potencia unitario (UPF) en el lado de ca, el control del voltaje de salida en el lado de cd, y el flujo de potencia bidireccional, etc. [1].

Se debe de tomar en cuenta el tipo de potencia a manejar (activa o reactiva), ya que en base a la modificación de cualquiera de estos parámetros se ve modificado también el factor de potencia. Los sistemas más eficientes son los que permiten modificar el manejo tanto de la potencia activa como la potencia reactiva, es por esta razón que uno de los esquemas de control propuestos cuenta con la posibilidad de controlar ambos tipos de potencia.

La técnica del control orientado al voltaje (VOC) es una de las estructuras más utilizadas en los rectificadores activos, en la cual se pretende controlar la corriente de entrada del rectificador para lograr un factor de potencia unitario, corrientes de entrada armónicas bajas y voltaje de salida constante en un amplio rango de condiciones de carga [2].

Existen diversos trabajos que analizan estos esquemas de control y muestran los resultados experimentales de ambos pero en cada trabajo se muestra el análisis solamente de un esquema de control, es por eso que en este trabajo se realiza la evaluación de varios esquemas de control y se determinan las ventajas y desventajas de cada uno de ellos [3]-[6].

### 2. MODELO MATEMÁTICO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO PWM

#### 2.1. Modelo matemático de un VSR

En la Fig. 1 se muestra el diagrama esquemático de un rectificador trifásico por fuente de voltaje (VSR), donde  $V_{dc}$  es el voltaje de salida,  $L$  y  $R$  representan la inductancia y la resistencia por fase, respectivamente,  $C_{dc}$  representa el

capacitor de enlace,  $e_{sa}$ ,  $e_{sb}$  y  $e_{sc}$  son los voltajes de entrada del rectificador e  $I_{load}$  es la corriente de carga. El modelo matemático de este tipo de rectificador se puede describir como:

$$L \frac{di}{dt} = e - Ri \quad (1)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

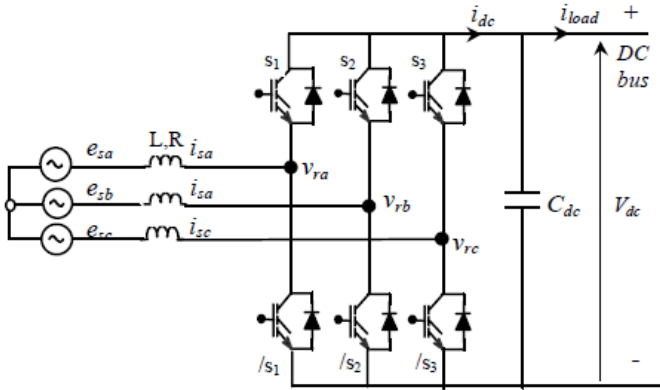


Fig. 1 Topología básica de un rectificador trifásico VSR del tipo PWM.

## 2.2. Transformada de Clarke

Esta transformada permite al modelo matemático de un sistema trifásico representado en variables  $abc$  convertirse en un sistema estacionario de dos variables, denotadas como  $\alpha$  (alfa) y  $\beta$  (beta) [7]. Para realizar esta transformación se utiliza:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

## 2.3. Transformada de Park

La transformada de Park convierte las componentes trifásicas  $abc$  que varían sinusoidalmente en el tiempo a valores constantes  $dq$  en el plano ortogonal giratorio. Para realizar esta transformación se utiliza:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde,

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{e_\beta}{e_\alpha} \right) \quad (5)$$

La ecuación (2) se puede transformar al plano  $dq$  y resulta:

$$L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d + \omega Li_q \quad (6)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q - \omega Li_d \quad (7)$$

donde  $e_d, e_q, i_d, i_q$  representan la fuente de voltaje y de corriente en el plano síncrono rotativo  $dq$ , respectivamente y  $\omega$  es la frecuencia angular.

## 3. CONTROL ORIENTADO AL VOLTAJE (VOC)

En un diagrama de un rectificador trifásico PWM, las ecuaciones de voltaje que describen el convertidor en el marco de referencia  $dq$  son [8]:

$$e_{Ld} = Ri_{Ld} + L \frac{di_{Ld}}{dt} - \omega Li_{Lq} + e_{i_d} \quad (8)$$

$$e_{Lq} = Ri_{Lq} + L \frac{di_{Lq}}{dt} - \omega Li_{Ld} + e_{i_q}$$

En la Fig. 2 se muestra el diagrama de control por medio del esquema de control orientado al voltaje.

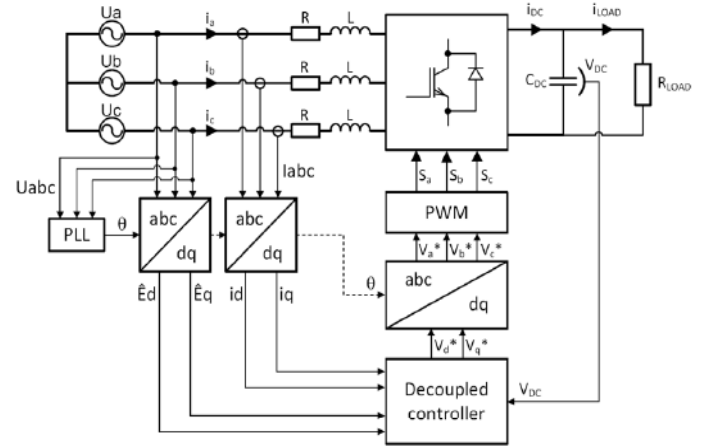


Fig. 2 Esquema de control VOC.

La potencia activa y reactiva que va al convertidor desde la red se puede escribir como:

$$p = \frac{3}{2} (u_{Ld} i_{Ld} + u_{Lq} i_{Lq}) \quad (9)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_{Lq} i_{Ld} - u_{Ld} i_{Lq}) \quad (10)$$

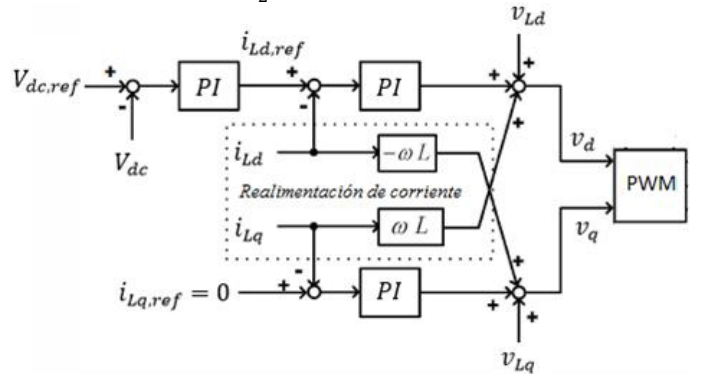


Fig. 3 Control de corriente de desacoplo.

Si  $i_{Lq} = 0$  y  $v_{Lq} = 0$  en (9) y (10), respectivamente, entonces la potencia activa y reactiva se simplificará a  $p = \frac{3}{2} u_{Ld} i_{Ld}$  y  $q = 0$ . Con base en esto, esta técnica de control es ampliamente utilizada para el control de la potencia. La Fig. 3 muestra el diagrama básico del controlador. El controlador tiene un lazo externo para la regulación del voltaje de salida. Se utilizan dos controladores PI independientes para generar valores de

referencia para el convertidor. Los términos de realimentación se agregan a estos valores de referencia del sistema desacoplado en los ejes  $dq$  para mejorar el rendimiento del sistema.

#### 4. CONTROL DIRECTO EN LA POTENCIA (DPC)

La estructura general del esquema de control DPC utilizando una tabla de conmutación aplicada al puente rectificador trifásico PWM se muestra en la Fig. 4, donde las cantidades controladas son la potencia instantánea activa y reactiva.

El concepto del esquema DPC es seleccionar una secuencia de comandos de conmutación ( $S_a, S_b, S_c$ ) desde una tabla de conmutación [9]. La selección se basa en los errores digitalizados  $d_p$  y  $d_q$  entre la potencia activa y reactiva ( $p_{ref}$  y  $q_{ref}$ ) y los valores reales ( $p$  y  $q$ ), proporcionados por dos comparadores de histéresis en dos niveles y en la posición angular del vector de voltaje en el plano  $\alpha\beta$ . Para este último, el plano  $\alpha\beta$  se divide en doce sectores iguales de  $30^\circ$ . Cada una de las secuencias de control ( $S_a, S_b, S_c$ ) corresponde a un vector de voltaje a la entrada del rectificador.

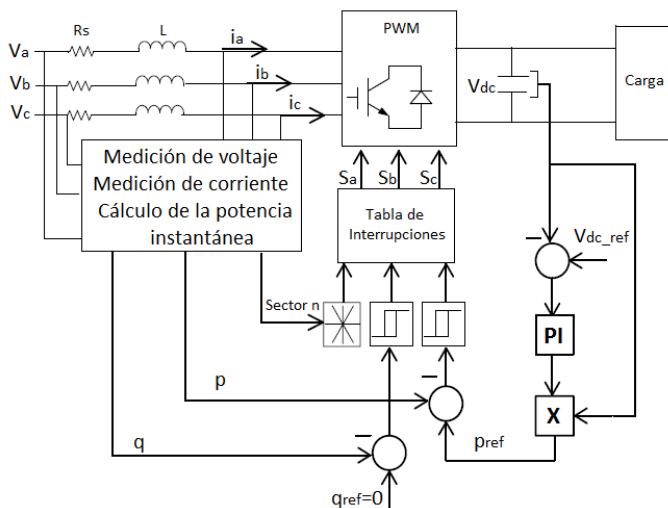


Fig. 4 Esquema de control DPC.

La potencia activa de referencia es proporcionada por el controlador PI del voltaje del bus de cd, mientras que la potencia reactiva desde el exterior. Se impone la absorción cero de potencia reactiva para un voltaje sinusoidal con el fin de asegurar una operación del rectificador con un factor de potencia unitario.

Las ecuaciones que definen el valor instantáneo de potencia son:

$$p = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \quad (11)$$

$$q = V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta \quad (12)$$

Para determinar el sector de operación del rectificador se requiere calcular el valor de  $\theta$  entre los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  (13) y tomando en cuenta la división de sectores de la Fig. 5 se

determina el sector de operación del rectificador trifásico PWM.

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (13)$$

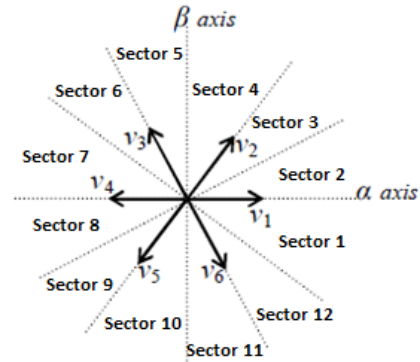


Fig. 5 División de sectores de operación del rectificador.

Se requiere utilizar una banda de histéresis, la cual es un comparador de error de los valores de referencia y los valores actuales de la potencia activa y la potencia reactiva. Esta banda de histéresis indica niveles altos o bajos de error de acuerdo a la lógica que se muestra a continuación [10]:

$$\begin{aligned} d_p &= 1 \text{ si } P_{ref} - P > h_p \\ d_p &= 0 \text{ si } P_{ref} - P < h_p \\ d_q &= 1 \text{ si } q_{ref} - q > h_q \\ d_q &= 0 \text{ si } q_{ref} - q < h_q \end{aligned} \quad (14)$$

donde  $h_p$  y  $h_q$  designan la banda de histéresis y se establecen en cero para tener un error nulo. Así mismo,  $d_p$  y  $d_q$  determinan el valor de error, el cual se necesita para realizar la tabla de señales de disparo. Convencionalmente, se utiliza la Tabla 1 para generar las señales el disparo de los IGBTs.

Tabla 1 Tabla de interrupciones.

dp	dq	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12
1	0	V7	V1	V7	V2	V7	V3	V7	V4	V7	V5	V7	V6
	1	V7	V0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
0	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6
	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1

De la Tabla 1,  $V_0 = (000)$ ,  $V_1 = (100)$ ,  $V_2 = (110)$ ,  $V_3 = (010)$ ,  $V_4 = (011)$ ,  $V_5 = (001)$ ,  $V_6 = (101)$ ,  $V_7 = (111)$ . Estos valores son los que se envían como señales de disparo a los IGBTs superiores de cada rama.

## 5. EJEMPLO DE DISEÑO

Los valores de diseño del rectificador trifásico propuesto se muestran en la Tabla 2. Con base en estos parámetros de diseño se realizan los cálculos para determinar los valores de los principales componentes del sistema, con lo que se obtienen los resultados de la Tabla 3.

Tabla 2 Parámetros de diseño del rectificador trifásico PWM propuesto.

Parámetro	Valor
Voltaje de línea-línea	220 $V_{rms}$
Voltaje de salida	450 V
Frecuencia de conmutación	5 kHz
Potencia de salida	400 W
Frecuencia de alimentación	60 Hz

Tabla 3 Valores de los componentes del rectificador trifásico.

Parámetro	Valor
$L_s$	1 mH
$R_l$	505 $\Omega$
C	1000 $\mu F$

## 6. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

### 6.1. Esquema de control VOC

El resultado de simulación del voltaje de salida se muestra en la Fig. 6. Aquí se puede apreciar que el voltaje se mantiene en el valor deseado de 450 V y que cuando ocurre un cambio en la carga aumentando la demanda de corriente se tiene una caída de voltaje muy pequeña, aproximadamente de 7 V, la cual se tiende a estabilizar en la referencia de 450 V en un lapso de 10 ms. Además se tiene un rizo del 1%, el cual es un valor ideal. También se observa que el tiempo transitorio es de aproximadamente 30 ms y se tiene un sobre-impulso del 30%.

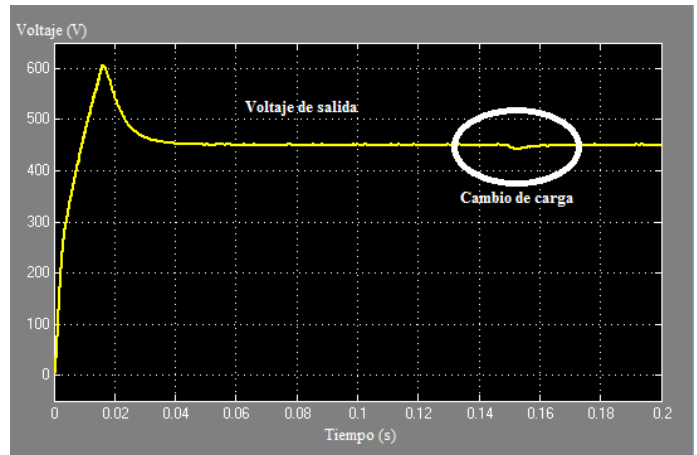


Fig. 6 Resultado de simulación de la variación en el tiempo del voltaje de salida para un cambio de carga del 50% al 100%.

En la Fig. 7 se muestran el voltaje y corriente de una de las fases. El detalle con esta gráfica es que se tiene una demanda de corriente a la salida mucho menor en comparación con el voltaje, lo que conlleva a tener una potencia de salida muy baja; por esta razón es que la distorsión que se tiene en la corriente de entrada es muy grande. En el momento en el que se aplica un cambio de carga, donde la corriente demandada es mucho mayor, se observa que la distorsión en la corriente de entrada disminuye y de esta manera es más fácil visualizar que tanto el voltaje como la corriente de entrada se encuentran en fase y de esta manera se comprueba que se tiene un factor de potencia unitario.

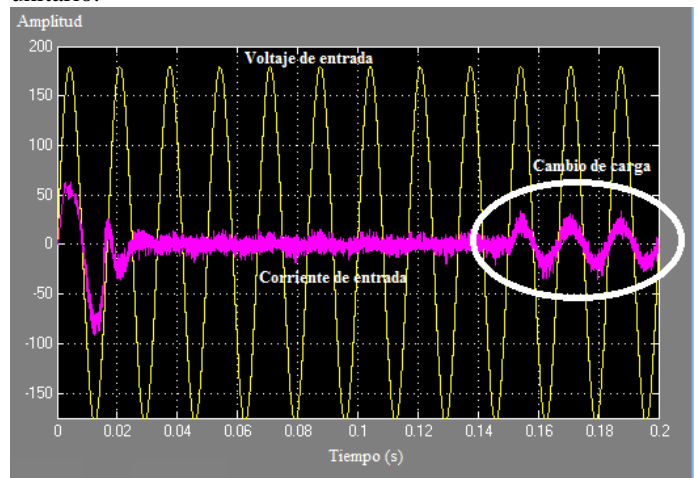


Fig. 7 Resultados de simulación de la variación en el tiempo de los voltajes y corrientes de entrada con la técnica VOC.

En la Fig. 8 se muestran las señales de voltaje generadas en el eje d y en el eje q por el controlador de corriente de desacople. Se nota que el rectificador trata de eliminar la componente q al mantenerlo alrededor de cero, en tanto que la magnitud de la componente en el eje d trata de ser un valor positivo y grande, cercano a su valor de referencia. Al momento de aplicar un

cambio de carga se aprecia que los valores tanto en el eje  $d$  como en el eje  $q$  disminuyen su amplitud tendiendo a estabilizarse en su valor de referencia, esto debido a que la corriente de entrada tiene una menor distorsión y por tanto puede controlarse de mejor manera.

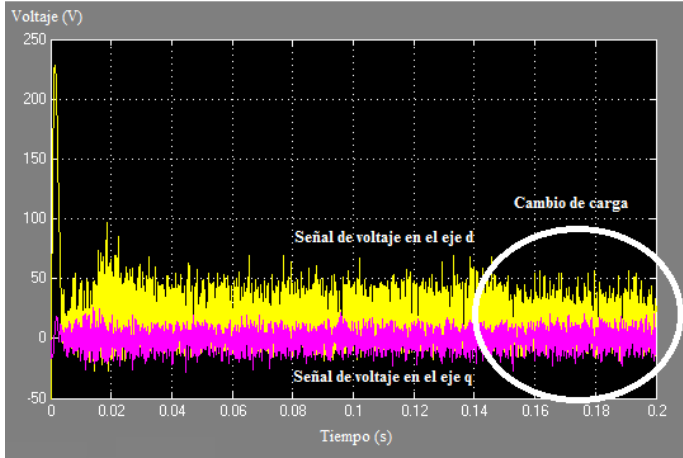


Fig. 8 Resultados de simulación de la variación de tiempo de las señales generadas en el eje  $d$  y en el eje  $q$  mediante la técnica VOC.

### 6.2. Esquema de control DPC

Al igual que en el esquema de control VOC, la respuesta de esta técnica de control fue satisfactoria, teniendo un voltaje de salida en un valor deseado de 450 V, como se muestra en la Fig. 9. En esta figura se puede apreciar que el voltaje tiene un rizo mayor al mostrado en el esquema de control anterior, siendo este del 4%, el cuál es aún un valor muy bueno de rizo. Además, su tiempo de asentamiento es más lento, aproximadamente de 40 ms. Al aplicar un cambio de carga, de igual magnitud que en el esquema de control VOC, se tiene una caída de voltaje de 25 V, la cual es mayor comparado con la caída de voltaje del esquema VOC. A pesar de que estos valores son mayores que en el esquema anterior, la respuesta al voltaje de salida de esta técnica de control es buena y rápida.

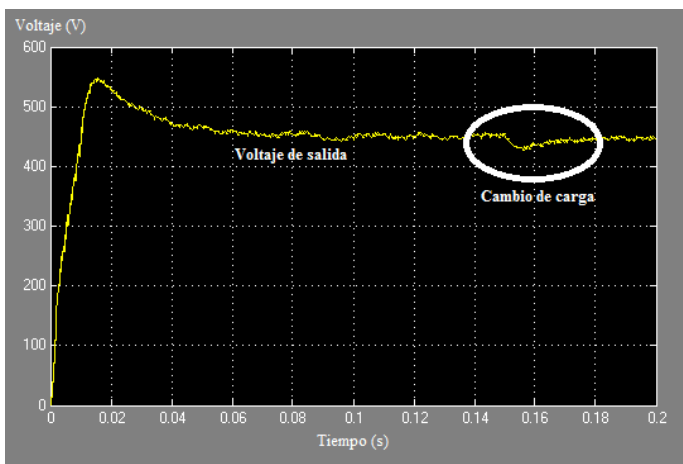


Fig. 9 Resultado de simulación de la variación en el tiempo del voltaje de salida mediante la técnica DPC.

En la Fig. 10 se muestran el voltaje y corriente de una fase, donde se observa que se tiene, de igual manera, una distorsión muy grande en la corriente debido a la poca demanda de corriente de salida. Al aplicar un cambio en la carga se aprecia mejor el factor de potencia unitario al tener en fase al voltaje y la corriente de entrada.

En la Fig. 11 se muestran los valores a controlar, las potencias instantáneas tanto activa y como reactiva. Se puede observar que el valor de la potencia reactiva oscila alrededor de cero, lo cual garantiza que la potencia reactiva sea nula, en tanto que la potencia activa tiende a ser un valor positivo cercano al valor de referencia establecido por medio del voltaje de salida. Al aplicar un cambio en la carga, dado que ahora la corriente de entrada tiene una distorsión menor, el sistema produce una atenuación en las amplitudes de las componentes de potencia, acercándose más a su valor de referencia y facilitando el control.

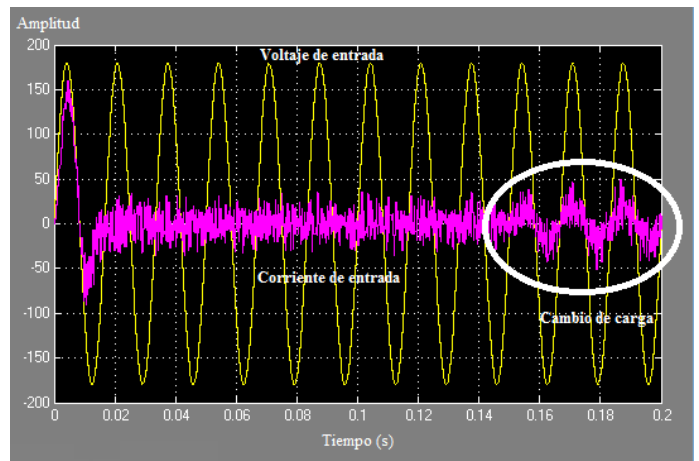


Fig. 10 Resultados de simulación de la variación en el tiempo de los voltajes y corrientes de entrada con la técnica DPC.

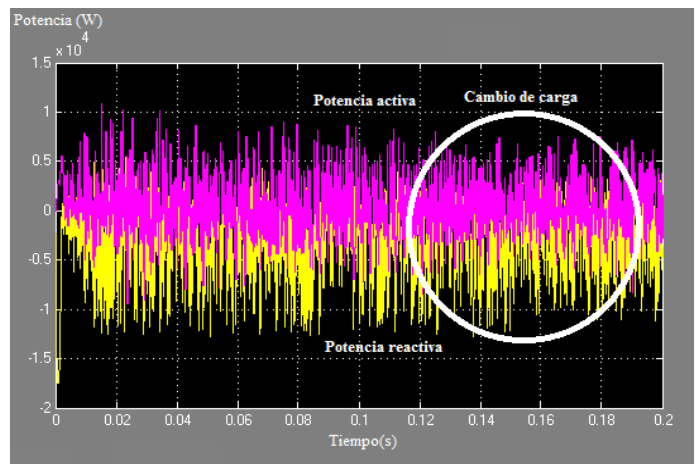


Fig. 11 Resultados de simulación de la variación en el tiempo de las potencias instantáneas activa y reactiva.

## 7. CONCLUSIONES

Se han analizado y explicado los resultados de algunos esquemas de control, donde se muestran las formas de onda generadas en la etapa de control de cada una de estas técnicas.

Ambos esquemas de control han resultado satisfactorios, mostrando un control rápido y dinámico ante disturbios provocados por cambios de carga y asegurándose que el voltaje de salida se mantenga siempre en el valor deseado.

El esquema de control VOC mostró mejores resultados, siendo la capacidad de respuesta más rápida que en la técnica DPC y mostrando un rizo menor en la componente de voltaje de salida, teniendo como único detalle su mayor complejidad en el control digital.

El esquema de control DPC tal vez pudo tener una mejor respuesta si se hubiera utilizado una tabla de conmutación mejorada, lo cual para fines prácticos del trabajo realizado no tenía relevancia debido a que de cualquier manera se mostraron resultados satisfactorios.

El presente trabajo continúa siendo explorado experimentalmente. En el artículo final se presentarán los resultados experimentales que validarán los resultados de simulación mostrados en este artículo.

## REFERENCIAS

- [1] W. Jiuhe, Y. Hongren, Z. Jinlong and L. Huade. "Study on Power Decoupling Control of Three Phase Voltage Source PWM Rectifiers," in Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, pp. 1-5.
- [2] Y. Fang, Y. Xie and Y. Xing. "Study on control strategy of three phase high power factor PWM rectifier," in International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008, pp. 1832-1837.
- [3] M. Zoghalmi, R. Kharoui, N. Fnaeich and F. Bacha. "Direct Power Control strategy for variable speed Wind Energy Conversion System based on PMSM Generator," in International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2016, pp. 1348 - 1353.
- [4] Z. Zhou, Y. Liu and P. J. Unsworth. "Design of DC Link Current Observer for a 3-Phase Active Rectifier with Feedforward Control," in Industry Applications Conference. 39th IAS Annual Meeting, 2004, pp. 461-468.
- [5] A. Bouafia, J. P. Gaubert and F. Krim. "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, pp. 703-709.
- [6] A. Bouafia, J. P. Gaubert and F. Krim. "Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)." *The International Journal of Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 2473-2481, Dec. 2010.
- [7] C. Núñez, "Análisis de alternativas para la implementación del filtro de potencia con alta eficiencia, aplicado a convertidores CD/CA utilizados en sistemas de alimentación no convencionales," Tesis de Maestría, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, Febrero, 1997.
- [8] J. Mandiola, D. Carmona, S. Haghbin, T. Abdulahovic and M. Ellsén. "An FPGA implementation of a voltage-oriented controlled three-phase PWM boost rectifier," in *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, 2012, pp. 1-6.
- [9] M. Hao, L. Sun, Z. Yao, L. Huang and P. Fu. "The Simulation of SVPWM Rectifier," in *Computer, Consumer and Control (IS3C)*, 2014, pp. 642-645.
- [10] X. Zhang and C. W. Zhang, "PWM Rectifier and Its Control." China Machine Press, vol. 2, pp. 49-65, 2012.