

**Título del Proyecto
de Investigación a que corresponde el Reporte Técnico:**

Control del factor de potencia de la alimentación trifásica de un motor de inducción con control de velocidad

Tipo de financiamiento

Sin financiamiento

TÍTULO DEL REPORTE TÉCNICO

Diseño del controlador de potencia reactiva aplicado a un sistema de rectificación trifásico controlado

Autores del reporte técnico:

Dr. Onofre Amador Morfin Garduño
Dr. Fernando Ornelas Tellez

Diseño del controlador de potencia reactiva aplicado a un sistema de rectificación trifásico controlado

Resumen

Hoy en día, la mejora en la calidad de la energía ha cobrado mucha relevancia debido al crecimiento sostenido de la demanda de energía eléctrica para ser abastecida con altos estándares y eficiencia. Los consumidores tienen la posibilidad de mejorar las características de sus cargas para evitar una generación excesiva y un incremento en la infraestructura del sistema de distribución de energía de las compañías de suministradoras. En este reporte, un sistema de control de potencia reactiva aplicado a un sistema de rectificación controlada es propuesto para mejorar el factor de potencia y contribuir en mejorar la regulación de voltaje en la red de suministro. El sistema de control del sistema de rectificación es diseñado y validado en un prototipo de laboratorio. A partir del modelo establecido en el sistema dq , el controlador de potencia reactiva es sintetizado para controlar la potencia reactiva y el voltaje del bus de CD. La ley de control super-twisting se aplica para proveer robustez en el desempeño del sistema y cancelar las perturbaciones externas originadas por un flujo de potencia activa para controlar la velocidad angular de un motor de inducción el cual impulsa un generador de inducción que es conectado a la red eléctrica, como carga del motor. Resultados experimentales validan la robustez del sistema de control de potencia reactiva aplicado al sistema de rectificación controlada.

Abstract:

Nowadays the power quality enhancement has taken a lot of relevance due to the sustained growth of the electric load demand to be supplied with high standards and efficiency. The energy consumers have the possibility to improve their load characteristics to avoid excessive generation and distribution infrastructure from the energy supplier companies. In this technical report, a reactive power control system applied to a controlled rectifier system is proposed to improve the power factor, for contributing to better voltage regulation in the utility grid. The control system of the

rectifier system is designed and experimentally validated in a laboratory prototype. From the dq-frame model, the reactive power controller is synthesized where the reactive power and DC bus voltage are controlled. The super-twisting control law is applied to provide of robustness to the system performance and to cancel the external disturbances caused by an active power flow to control the angular velocity of an induction motor, which moves an induction generator connected to the utility grid, as load. Experimental results validate the robustness of the reactive power control system applied to the controlled rectifier system.

Palabras clave: Rectificador controlado, control de potencia reactiva, algoritmo super-twisting, factor de potencia.

Usuarios potenciales

Alumnos de las carreras de Ingeniería Eléctrica, Sistemas Digitales y Comunicaciones, Ingeniería Mecatrónica.

Alumnos de la Maestría en Ingeniería Eléctrica, Maestría en Tecnología.

Reconocimientos

Luis Ari Zavala Rubio (182979), alumno de la Maestría en Ingeniería Eléctrica

1. INTRODUCCIÓN

Un sistema eléctrico de potencia básicamente está constituido por las etapas de generación, transmisión, distribución y consumo de la energía eléctrica. En su operación se debe garantizar el nivel de voltaje y el suministro de potencia activa contratados por parte de los usuarios del sector industrial, comercial y residencial. No obstante, para tener una buena regulación de voltaje en los puntos de consumo de una red eléctrica, es necesario compensar con potencia reactiva por parte del usuario industrial, esto con el fin de mejorar el factor de potencia y, en consecuencia, optimizar la infraestructura de transmisión y distribución de la energía eléctrica al disminuir los niveles de corriente en la central eléctrica de generación. La regulación en la compensación de la potencia reactiva en instalaciones industriales se realiza comúnmente por medio de bancos de capacitores, en donde generalmente se conmutan diversos valores de capacitancia con la activación y desactivación de contactores. Algunas empresas con altos consumos de energía eléctrica optan por instalar motores síncronos sobreexcitados, que operan en condiciones de vacío para entregar potencia reactiva a la red, y, en consecuencia, mejorar el factor de potencia (Tabatabaei, Aghbolaghi, Bizon, & Blaabjerg, 2017).

2. PLANTEAMIENTO

- **Antecedentes**
- **Marco teórico**

La compensación de la potencia reactiva para mejorar la regulación de voltaje en diversos puntos de un sistema eléctrico puede también realizarse con sistemas de control robusto implementados en los compensadores estáticos de VAR's y en sistemas flexibles de transmisión en CA (*FACTS*, del inglés, *Flexible AC Transmission Systems*), entre otros dispositivos. Con el uso de los compensadores de potencia reactiva de estado sólido basados en tiristores, la compensación de VAR's es continua en un sistema eléctrico de potencia (Gyugyi, 1988).

Algunas investigaciones han evaluado el efecto del rectificador controlado de CA/CD sobre la calidad de la energía de la red eléctrica. En (Santoyo-Anaya, Rodríguez-Rodríguez, Moreno-Goytia, Venegas-Rebollar, & Salgado-Herrera, 2018) se propone un controlador en el sistema trifásico *abc* y se utilizan control PI para regular el voltaje del bus de CD y el factor de potencia. No obstante, para demostrar un mejor tiempo de restablecimiento ante una perturbación, hace falta emplear otra técnica de linealización, así mismo el control desarrollado no es aplicable a rectificadores de alta potencia. En (Wai & Yang, 2019) se alcanza un valor de distorsión armónica total más bajo de las corrientes del lado de la red mediante un esquema de retroceso del control de potencia directo (del inglés, *Backstepping*) en el sistema *dq* considerando las incertidumbres del sistema. Estos controladores dependen de los parámetros y presentan un error sistemático en estado estable, aunque se puede apreciar la falta de dinámica ante perturbaciones más severas en la regulación del voltaje del bus de CD y de la potencia reactiva.

En el presente trabajo se diseña e implementa un sistema de control robusto ante la presencia de perturbaciones externas, aplicado a un sistema de rectificación controlado trifásico para regular la potencia reactiva que se entrega a un sistema eléctrico de potencia, de manera que se contribuya en la corrección del factor de potencia. Con la inclusión de este sistema, se mejora el factor de potencia y en consecuencia la calidad y el uso eficiente de la energía que se consume. Adicionalmente, se plantea un procedimiento para la caracterización de un filtro LCL, con el cual se reduce el contenido armónico en las corrientes.

Es bien conocido que el motor de inducción del tipo jaula de ardilla representa el caballo de batalla en unidades motrices en la mayoría de las aplicaciones industriales. Además, el motor de inducción se caracteriza por reducir el factor de potencia de la alimentación trifásica. Cuando el motor de inducción trabaja con un factor de carga mecánica reducido, la eficiencia baja y se reduce el factor de potencia. La compañía de suministro de energía penaliza económicamente en la facturación a las empresas que consumen energía eléctrica con un factor de potencia menor a 0.9. El problema de bajo factor de potencia es un problema que está resuelto por parte de industria. Típicamente utilizan un banco de capacitores con arreglo de contactores que conmutan de acuerdo con el valor de capacitancia requerido para corregir un factor de potencia específico. Esta solución de corrección del factor de potencia inevitablemente provoca picos de corriente en la red eléctrica cuando se realizan las conmutaciones en los contactores.

Para ilustrar mejor, se procedió a realizar la corrección del factor de potencia de un motor de inducción a velocidad nominal de 1800 r.p.m. El desempeño del motor de inducción sin corrección del factor de potencia se realizó a diferentes valores inferiores de par de carga con respecto al valor nominal de 1 N·m, al tener la característica de variar el par de carga esto se logra por medio del dinamómetro, el cual se acopla mediante una banda con el motor de inducción, ver Figura 1. El voltaje de alimentación trifásico es de 208 V de línea a línea, el motor de inducción y el dinamómetro son de 175 W. Para el cálculo de la potencia activa y reactiva, se sensan tres voltajes de línea a línea, y las corrientes en las tres fases.

La corrección del factor de potencia del motor de inducción se realizó con un banco de capacitores accionado de manera manual con interruptores, a valores de 8 μF y 11 μF . Así mismo las pruebas son a diferentes valores de par de carga a 0.6 N·m y 0.2 N·m, por debajo del valor nominal el cual es de 1 N·m, los cambios en el par de carga se lleva a cabo por medio del dinamómetro. El voltaje de alimentación trifásico es de 208 V de línea a línea, el motor de inducción y el dinamómetro son de 175 W. Para el cálculo de la potencia activa y reactiva, se miden los tres voltajes de línea a línea, y las corrientes en las fases.

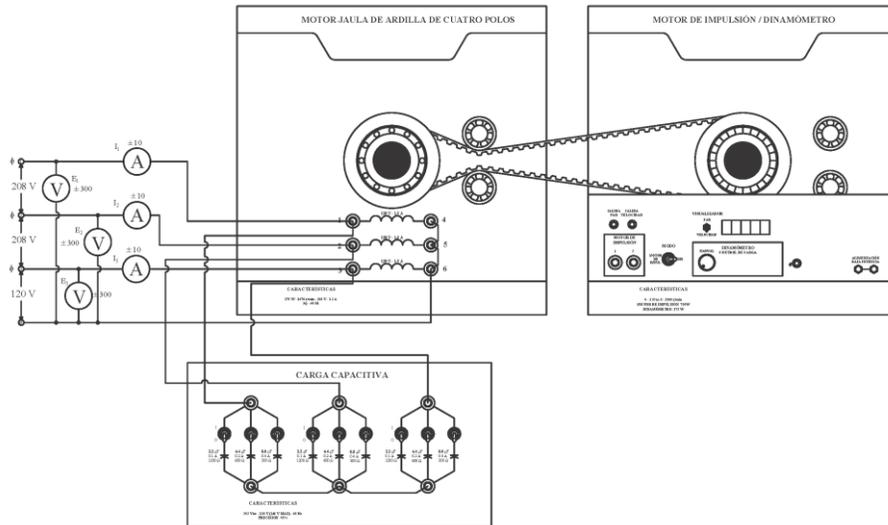


Figura 1. Esquema para corrección del factor de potencia de un motor de inducción.

En la Figura 2 b), se muestra el factor de potencia sin corrección por capacitores, para diferentes valores de par de carga. Al disminuir el par de carga, se reduce también el factor de potencia del motor. Por ejemplo, a $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ de par se tiene un factor de potencia de 0.75 y con un par de $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$, el factor de potencia es de 0.52. Y en la Figura 3 b), se observa el factor de potencia con corrección por capacitores, con una carga capacitiva de $6.6 \mu\text{F}$. A un par nominal de $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ es de 0.89 y con un par de $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ el factor de potencia es igual a 0.7. A pesar de que la corrección del factor de potencia es con un par nominal, el factor de potencia se ve afectado con diferentes valores de par.

La corrección del factor de potencia también se hizo con valores inferiores al par nominal, con un par de $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ se requirió una carga capacitiva por fase de $8.8 \mu\text{F}$ para tener un factor de potencia de 0.89; y con $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ se necesitó una carga capacitiva por fase de $11 \mu\text{F}$ para tener un factor de potencia de 0.91. La potencia activa en el sistema dq , ver Figura 3 a), con un par de $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ es de 301.6 W , y a $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ la potencia es de 132.4 W .

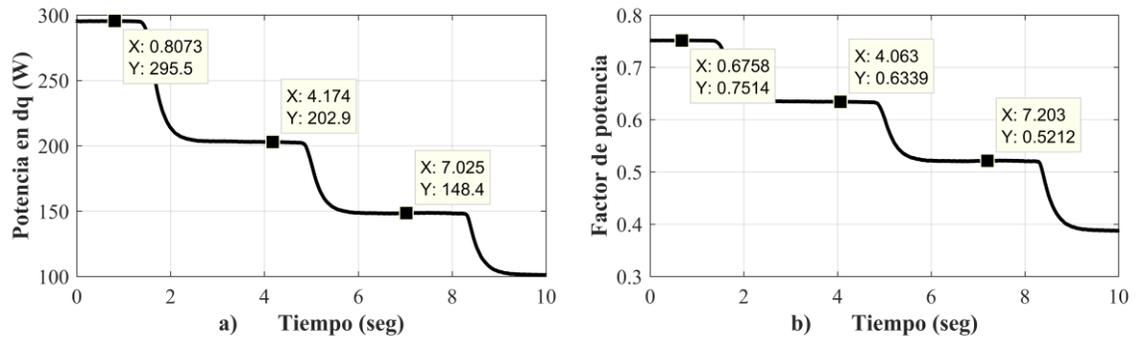


Figura 2. Potencia real instantánea en dq y factor de potencia a diferentes valores de par de carga.

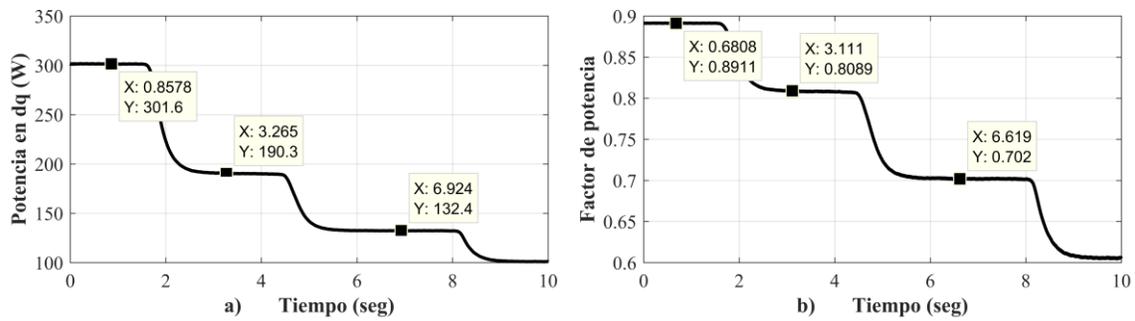


Figura 3. Potencia real instantánea en dq y factor de potencia corregido.

3. METODOLOGÍA

El factor de potencia de la alimentación trifásica al sector industrial es muy importante debido a la influencia que tiene en el desempeño de la red eléctrica. Además, es importante resaltar que la principal carga en las instalaciones industriales corresponde al motor de inducción jaula de ardilla, el cual se caracteriza por tener una buena regulación de velocidad, y requerir servicio de mantenimiento mínimo, pero reduce el factor de potencia de la instalación eléctrica (Kundur, 1994).

Modelo del sistema de rectificación controlada

El sistema que incluye el rectificador controlado está compuesto por: la alimentación trifásica, un filtro LCL trifásico, un rectificador controlado tipo puente y un capacitor conectado en el bus de enlace de CD, ver Figura 4.

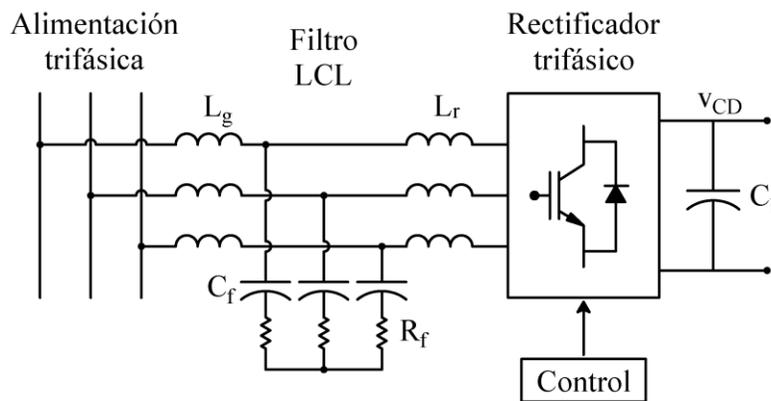


Figura 4. Esquema del rectificador controlado.

El modelo que incluye el rectificador controlado en el sistema abc es:

$$v_{abci} - v_{abc} = R_{eq} i_{abc} + L_{eq} \frac{d}{dt} i_{abc} \quad (1)$$

$$v_{abc}^T i_{abc} = v_{CD} C \frac{d}{dt} v_{CD} + v_{CD} i_{CD}$$

donde v_{abc} e i_{abc} son los vectores de voltaje y corriente en la red eléctrica; y v_{abci} es el vector de voltaje en terminales del inversor; R_{eq} y L_{eq} son el equivalente en serie de las resistencias e inductancias de las dos bobinas del filtro LCL, en donde se omite el capacitor para efectos de reducir el orden del modelo.

Es práctica común modelar las interfaces de potencia, que conectan algún sistema de generación o consumo de energía eléctrica con la red eléctrica, en el sistema de

coordenadas dq girando a la frecuencia de la red eléctrica, en donde se referencia la posición del eje d , respecto a la fase a de la red eléctrica, ver Figura 5.

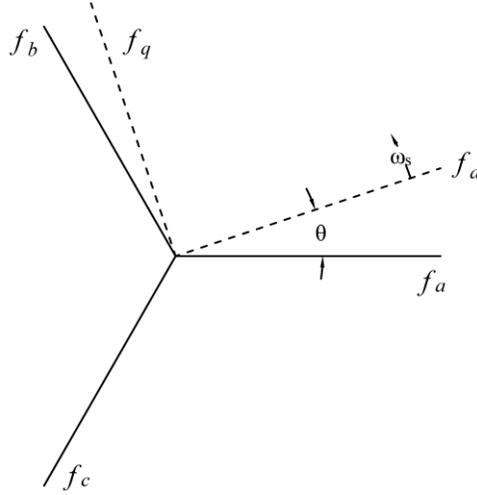


Figura 5. Transformación de Park.

La matriz de transformación de Park para referenciar las variables eléctricas del sistema trifásico abc al sistema en cuadratura $dq0$ se define de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen} \theta_s & -\text{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Una vez aplicada la transformación de similitud (2) al sistema (1), se obtiene el modelo del sistema de rectificación controlada, como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_d &= \frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_d + \omega_s i_q + \frac{1}{L_{eq}} v_d - \frac{1}{L_{eq}} v_{di} \\ \frac{d}{dt} i_q &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_q - \omega_s i_d + \frac{1}{L_{eq}} v_q - \frac{1}{L_{eq}} v_{qi} \\ \frac{d}{dt} v_{DC} &= \frac{3}{2Cv_{CD}} (v_d i_d + v_q i_q) - \frac{1}{C} i_{CD} \end{aligned} \quad (3)$$

Al referenciar el eje d respecto a la fase a , el valor del voltaje en el eje d corresponde al valor máximo de la fase a , mientras que el voltaje en el eje q se anula, y por lo tanto, se

simplifica el modelo del sistema (3). Es importante resaltar que las señales eléctricas del sistema no tienen frecuencia por la razón de que el sistema dq gira a la velocidad de la frecuencia de la red eléctrica, por lo que en el sistema (3) no es necesario involucrar el modelo del inversor.

Diseño del controlador del sistema de rectificación controlada

El modelo del compensador estático de VAR's (3) es de tercer orden, en el que están desacopladas las dos entradas que se pueden controlar v_{di} y v_{qi} , por lo tanto, es posible seleccionar dos salidas a controlar. Las variables de salida a controlar seleccionadas en este proyecto son la potencia reactiva por entregar a la red eléctrica y el voltaje en el bus de CD.

Como primer paso en el proceso de diseño del sistema de control, se define la variable de error de regulación de voltaje como sigue:

$$\varepsilon_1 = v_{ref} - v_{CD} \quad (4)$$

en donde se propone que su dinámica sea estable y que converja en forma exponencial aplicando la técnica de linealización por control a bloques, para obtener:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{v}_{ref} - \frac{3}{2Cv_{CD}} v_d i_d + \frac{1}{C} i_{CD} = -k_1 \varepsilon_1 \quad (5)$$

para proponer un control mediante corrientes en el eje d , se resuelve i_d en (5) para obtener la corriente de referencia de la siguiente forma:

$$i_{ref} = \frac{2Cv_{CD}}{3v_d} \left(\dot{v}_{ref} + \frac{1}{C} i_{CD} + k_1 \varepsilon_1 \right) \quad (6)$$

Como segundo paso, se define la variable de error en corrientes en el eje d , como:

$$\varepsilon_2 = i_{ref} - i_d \quad (7)$$

cuya dinámica tiene la siguiente forma:

$$\dot{\varepsilon}_2 = \frac{d}{dt} i_{ref} - \frac{d}{dt} i_d = -\frac{4C_b k_1}{3v_d} \varepsilon_1 - \left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}} + \frac{2\omega_s}{3v_d} \right) \varepsilon_2 + \rho_2 + \frac{2C_b}{3L_{eq}v_d} v_{di} \quad (8)$$

donde el termino de perturbación queda definido por:

$$\rho_2 = \frac{2C_b}{3v_d} \left[k_1 v_{ref} + \frac{2\omega_s}{3v_d} Q_{ref} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_{ref} - \frac{2}{3v_d} i_{DC} - \frac{1}{L_{eq}} v_d \right]$$

los términos que incluyen la primera y segunda derivada del voltaje de referencia \dot{v}_{ref} y \ddot{v}_{ref} no son incluidos en la perturbación ρ_2 , debido a que se está resolviendo el problema de regulación de voltaje en el bus de CD donde el voltaje de referencia es constante, y por lo tanto son nulos.

Como último paso, se define la tercera variable de estado como el error de regulación en la potencia reactiva:

$$\varepsilon_3 = Q_{ref} - Q_g \quad (9)$$

donde la potencia reactiva se define por.

$$Q_g = -\frac{3}{2} v_d i_q \quad (10)$$

la dinámica de la nueva variable toma la forma:

$$\dot{\varepsilon}_3 = \dot{Q}_{ref} - \dot{Q}_g = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \varepsilon_3 + \rho_3 - \frac{3v_d}{2L_{eq}} v_{qi} \quad (11)$$

donde el termino de perturbación es:

$$\rho_3 = \dot{Q}_{ref} + \frac{3}{2} v_d \left(\omega_s \varepsilon_2 + \frac{2R_{eq}}{3v_d L_{eq}} Q_{ref} - \omega_s i_{ref} + \frac{1}{L_{eq}} v_q \right)$$

Uniendo (5), (8) y (11), y substituyendo (7) en (5), se obtiene un sistema equivalente en el sistema dq al modelo del sistema de rectificación controlada (3), con variables de error de regulación con la siguiente representación:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \dot{v}_{ref} - \frac{3}{2Cv_{CD}} v_d i_{ref} + \frac{1}{C} i_{CD} = -k_1 \varepsilon_1 - \frac{3v_d}{2Cv_{CD}} \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 &= -\frac{4C_b k_1}{3v_d} \varepsilon_1 - \left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}} + \frac{2\omega_s}{3v_d} \right) \varepsilon_2 + \rho_2 + \frac{2C_b}{3L_{eq} v_d} v_{di} \\ \dot{\varepsilon}_3 &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \varepsilon_3 + \rho_3 - \frac{3v_d}{2L_{eq}} v_{qi} \end{aligned} \quad (12)$$

este sistema equivalente es no lineal y de tercer orden, y se caracteriza por estar desacoplado con respecto a las entradas de control v_{di} y v_{qi} . Por lo tanto, para regular la potencia reactiva y el voltaje del bus de CD, se definen las variables de deslizamiento de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} s_d &= \varepsilon_2 \\ s_q &= \varepsilon_3 \end{aligned} \quad (13)$$

estas variables de deslizamiento son el argumento de la ley de control *super-twisting*, que tiene la siguiente representación:

$$\begin{aligned} v_i &= \lambda_i |s_i|^{1/2} \text{sign}(s_i) + v_i \\ \dot{v}_i &= \alpha_i \text{sign}(s_i), \quad i = d, q \end{aligned} \quad (14)$$

al estabilizar y forzar la superficie s_q hacia cero en tiempo finito con la ley de control, se logra directamente la regulación de la potencia reactiva; así mismo, al forzar la superficie s_d hacia cero en tiempo finito, se logra un movimiento estable y asintótico hacia cero del error de regulación de voltaje del bus de CD, mediante el control de las corrientes en el eje d .

Las ganancias de control λ_d y α_d cumplen con las siguientes restricciones:

$$\lambda_d > \frac{3L_{eq}v_d}{C_b} \delta_d, \quad \alpha_d > -\frac{C_b \lambda_d^2 \left(\delta_d - \frac{2C_b \lambda_d}{3L_{eq}v_d} \right)}{3L_{eq}v_d \left(2\delta_d - \frac{2C_b \lambda_d}{3L_{eq}v_d} \right)} \quad (15)$$

donde la norma de la perturbación en el eje d se define como $|\rho_2| = \delta_d |s_d|^{1/2}$, para $\delta_d > 0$. Mientras que las ganancias de control λ_q y α_q cumplen con las siguientes restricciones:

$$\lambda_q > -\frac{4\delta_q L_{eq}}{3v_d}, \quad \alpha_q > \frac{\lambda_q^2 3v_d \left(\delta_q + \frac{3\lambda_q v_d}{2L_{eq}} \right)}{4L_{eq} \left(2\delta_q + \frac{3\lambda_q v_d}{2L_{eq}} \right)} \quad (16)$$

donde $|\rho_3| = \delta_q |s_q|^{1/2}$, para $\delta_q > 0$. Estas desigualdades en los ejes d y q , que definen las ganancias de la ley de control *super-twisting*, son definidas en (Morfín, et al., 2018) siguiendo el análisis de estabilidad de un sistema en lazo cerrado con el algoritmo *super-twisting* establecido en (Dávila, Moreno, & Fridman, 2009), cuando la entrada de control tiene coeficiente unitario. Por lo que en las desigualdades propuestas (15) y (16) se incluyeron los coeficientes de v_{di} y v_{qi} definidos en el sistema (12).

Caracterización del filtro LCL

El filtro LCL mostrado en la Fig. 1, se utiliza como interfaz en la interconexión de la red eléctrica y del sistema de rectificación controlada. El filtro LCL se caracteriza por agregar dinámica al sistema de rectificación que se interconecta con la red eléctrica, además de reducir la distorsión armónica en las corrientes producidas por la operación del rectificador, en donde los IGBT's conmutan a alta frecuencia.

Los valores de los parámetros del filtro LCL se establecen de acuerdo con el flujo de potencia activa nominal en el sistema, el voltaje entre líneas de la red eléctrica y la frecuencia de conmutación de los IGBT's. Para determinar el valor de la inductancia del filtro LCL, lado del inversor, se considera al voltaje de la red eléctrica como un cortocircuito para altas frecuencias y se utiliza la siguiente función de transferencia de primer orden a la frecuencia de conmutación (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005):

$$\frac{i_g(h_{sw})}{v_i(h_{sw})} = \frac{1}{\omega_{sw} L} \quad (17)$$

donde $i_g(h_{sw})$ es el armónico de la corriente de salida del inversor y $v_i(h_{sw})$ es el armónico del voltaje del inversor, ambas señales a la frecuencia de conmutación (ω_{sw}). Se propone un nivel de atenuación de corriente en la función de transferencia (17) y se resuelve para la inductancia lado del inversor, L . Es importante tomar en cuenta que la inductancia total del filtro LCL no debe exceder el valor de 0.1 p.u, y con esto, limitar la caída de voltaje durante la operación (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005).

Para definir el valor de la inductancia del lado de la red se considera la configuración del filtro LCL sin la resistencia, y se aplica la siguiente expresión en su cálculo (Reznik, Godoy, Al-Durra, & Muyeen, 2014):

$$L_g = \frac{\sqrt{1/k_a^2 + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (18)$$

donde k_a es la relación entre la corriente inyectada a la red eléctrica $i_g(h_{sw})$ y la corriente generada por el inversor $i_i(h_{sw})$, es decir, la atenuación en corrientes a la frecuencia de conmutación, cuyo valor puede seleccionarse en un 20% (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005), (Reznik, Godoy, Al-Durra, & Muyeen, 2014). Para definir el valor del capacitor

C_f , se necesita calcular la impedancia base Z_b y la capacitancia base C_b las cuales se definen por:

$$Z_b = \frac{V_{LL}^2}{P_b}, \quad C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (19)$$

donde V_{LL} es el voltaje de línea a línea de la red eléctrica, P_b es la potencia activa nominal del sistema y ω_g es la frecuencia de la red eléctrica. Un valor inicial del capacitor C_f se aproxima considerando un 5% de variación del factor de potencia mediante la siguiente relación $C_f = 0.05C_b$. Posteriormente, el valor de C_f se ajusta para definir el valor de la frecuencia de resonancia, la cual se calcula mediante la siguiente expresión (Reznik, Godoy, Al-Durra, & Muyeen, 2014):

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_g}{LL_g C_f}} \quad (20)$$

Se recomienda que la frecuencia de resonancia ω_{res} esté ubicada cerca de la parte media del rango de frecuencias, el cual tienen como límite inferior el valor de 10 veces la frecuencia de la red eléctrica ω_g y como límite superior la frecuencia de conmutación ω_{sw} de los IGBT's (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005), (Reznik, Godoy, Al-Durra, & Muyeen, 2014). Mediante un análisis en frecuencia con el diagrama de Bode se proponen varios valores de capacitancia C_f cercanos al valor inicial, y se verifica el efecto de resonancia para cada valor, utilizando la siguiente función de transferencia del filtro LCL:

$$\frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^3 LL_g C_f + s(L + L_g)} \quad (21)$$

mediante el análisis en frecuencia de (21) y graficando la respuesta en el diagrama de Bode, se selecciona el valor de capacitancia que presenta el sobre impulso a la frecuencia de resonancia que este más cercano, del lado izquierdo, al valor medio del rango de frecuencias definido anteriormente.

Finalmente, un valor inicial de la resistencia R_f , utilizada para amortiguar las

corrientes a la frecuencia de resonancia, se calcula como una tercera parte de la impedancia del capacitor mediante la siguiente relación (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005), (Reznik, Godoy, Al-Durra, & Muyeen, 2014):

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} \quad (22)$$

posteriormente, el valor inicial de la resistencia R_f se ajusta mediante un análisis paramétrico aplicado al filtro LCL completo utilizando la siguiente función de transferencia:

$$\frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{sR_fC_f + 1}{s^3LL_gC_f + s^2(L+L_g)R_fC_f + s(L+L_g)} \quad (23)$$

del análisis de frecuencia en (23) graficado en el diagrama de Bode, se selecciona el valor de resistencia que presenta la mejor respuesta donde se presenta una mejor amortiguación de la ganancia y que no presente sobre impulso.

Acondicionamiento de las señales de control

Una técnica para el acondicionamiento de las señales de control v_{di} y v_{qi} del sistema (12) es la modulación de ancho de pulso en el espacio vectorial (SVPWM), la cual es muy utilizada en sistemas de rectificación controlada para generar los pulsos de activación de los IGBT's y de esta manera modular el nivel de voltaje requerido para realizar la acción de control del sistema de rectificación controlada (3). La fuente de voltaje trifásico generado por las conmutaciones en el inversor tipo puente queda definida por (Rivera, Ortega, & Raygoza, 2009):

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = -\left(\frac{1}{3}\right)V_{cd} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \\ s_5 \end{bmatrix} \quad (24)$$

donde V_{CD} es el voltaje del bus de CD y s_1 , s_2 y s_3 , es el estado de encendido o apagado de los IGBT's de la parte superior del convertidor. Mientras que el estado de los de los IGBT's de la parte inferior del puente se definen con el complemento, mediante la

siguiente relación:

$$s_2 = 1 - s_1, \quad s_4 = 1 - s_3, \quad s_6 = 1 - s_5 \quad (25)$$

El vector de voltajes de fase v_{abc} se transforma al sistema $\alpha\beta$ estacionario aplicando la transformación de Park (2), con $\theta = 0$, de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (26)$$

sustituyendo (24) en (26) se define la transformación de los estados de encendido y apagado de los IGBT's al vector de voltajes en $\alpha\beta$, con la siguiente representación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{cd} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \\ s_5 \end{bmatrix} \quad (27)$$

la representación polar de los voltajes v_α y v_β se determina mediante las siguientes relaciones:

$$v = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}, \quad \theta = \tan^{-1}(v_\beta/v_\alpha) \quad (28)$$

El vector resultante (28) en forma polar es de magnitud $2/3V_{cd}$ y tiene la característica de girar a la velocidad de la frecuencia de la red eléctrica. Como son tres interruptores que se presentan en la parte superior del inversor tipo puente, se presentan 8 combinaciones de bits, donde dos de ellas 000 y 111 mandan voltaje nulo. Tomando como referencia a la fase A, un ciclo de voltajes trifásico queda definido por las siguientes combinaciones de bits: 101 100 110 010 011 001 aplicando la transformación (24). Al aplicar la transformación (27) a las seis combinaciones de bits, los voltajes resultantes en $\alpha\beta$ en forma polar son: $2/3V_{CD}\angle 300^\circ$, $2/3V_{CD}\angle 0^\circ$, $2/3V_{CD}\angle 60^\circ$, $2/3V_{CD}\angle 120^\circ$, $2/3V_{CD}\angle 180^\circ$, $2/3V_{CD}\angle 240^\circ$, los cuales definen 6 sectores en un ciclo los cuales se representan con un hexágono [12]. Sin perder generalidad, se puede analizar el sector I que abarca 60° e inicia en el eje x , y está definido por las combinaciones de bits 100 y 110 de los pasos P_2 y P_3 . Las proyecciones de u sobre los pasos P_2 y P_3 se determinan aplicando la ley de senos, y toman la forma:

$$v_2 = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)u \text{ sen}(60^\circ - \theta), \quad v_3 = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)u \text{ sen}(\theta) \quad (29)$$

en donde las magnitudes de u_2 y u_3 cumplen con las siguientes relaciones de proporción, respectivamente:

$$v_2 / \left(\frac{2}{3} V_{CD}\right) = T_1 / T_p, \quad v_3 / \left(\frac{2}{3} V_{CD}\right) = T_2 / T_p \quad (30)$$

en donde T_p es el periodo de muestreo. Sustituyendo (29) en (30) y resolviendo para los tiempos de activación T_1 y T_2 quedan definido por (Rivera, Ortega, & Raygoza, 2009):

$$T_1 = \sqrt{3} T u \text{ sen}(60^\circ - \theta) / V_{CD}, \quad T_2 = \sqrt{3} T u \text{ sen}(\theta) / V_{CD} \quad (31)$$

Como las señales de control u_d y u_q en (12) están en el sistema dq , estas deben transformarse al sistema $\alpha\beta$ mediante la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ \text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (32)$$

para proceder con el acondicionamiento de las señales de control aplicando la técnica SVPWM.

4. RESULTADOS

El sistema de rectificación controlada propuesto regula con robustez la potencia reactiva que se entrega a un sistema eléctrico de potencia, para efectos de corregir el factor de potencia, y regula en forma robusta el nivel de voltaje del bus de CD. Básicamente está constituido por un rectificador trifásico tipo puente, un filtro LCL conectado entre la alimentación trifásica y el inversor, un banco de capacitores conectado en el bus de CD, como se muestra en la Figura 6. La implementación del sistema de rectificación controlada se realiza con el hardware descrito anteriormente y con el kit DS1103 de dSPACE compuesto por una tarjeta de control y adquisición de datos, una interfaz de entradas/salidas y el software ControlDesk utilizado para visualizar las señales y sintonizar las ganancias del controlador, ver Figura 6. El programa base del sistema de control se configura en MATLAB/Simulink, con un tiempo de muestreo (paso de solución) de $150 \mu\text{s}$, y se compila en la tarjeta de control dSPACE DS1103, las entradas de control se acondicionan con la técnica de modulación de ancho de pulso en el espacio vectorial (SVPWM) para generar los pulsos que activan los IGBT's del rectificador.

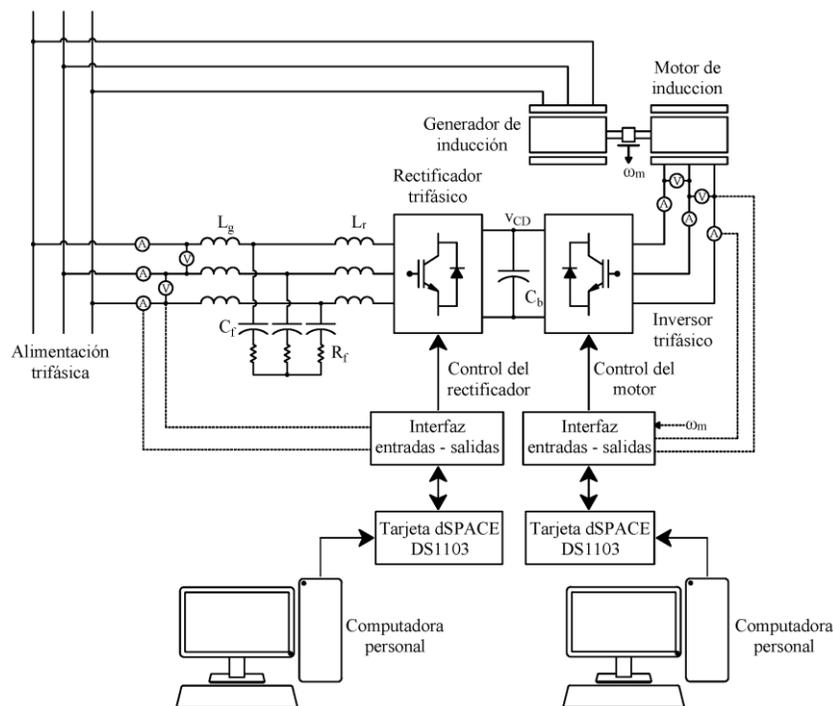


Figura 6. Esquema del sistema de rectificación controlada.

El voltaje del sistema de alimentación trifásico es de 220 V de línea a línea, la potencia nominal del sistema es de 1.5 kW, el voltaje del bus de CD es de 255 V, el banco de capacitores es de 4200 μ F, el motor de inducción es de 3/4 hp. Se sensan dos voltajes de línea a línea y las corrientes en las tres fases de la red eléctrica, además de sensar el voltaje del bus de CD y la corriente en CD entre el rectificador trifásico y el inversor trifásico, utilizados en el sistema de control.

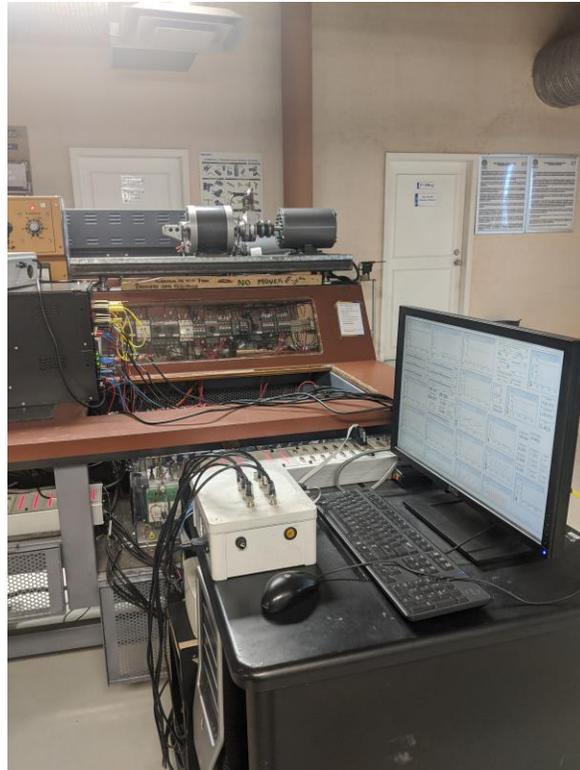


Figura 7. Prototipo experimental.

En la Figura 8 a) se muestra el desempeño robusto de la regulación de voltaje del bus de CD del sistema de rectificación controlada en donde el voltaje de referencia varía de 255 V a 270 V en pasos de 5 V, para posteriormente reducirlo en pasos de 5 V hasta 245 V. En cuanto a la regulación de la potencia reactiva, esta se varió a partir de -300 VAR's en pasos de 50 VAR's hasta 150 VAR's pasando de factor de potencia en adelanto a factor de potencia en atraso, en la Figura 8 b) se muestra la robustez en la regulación de la potencia reactiva.

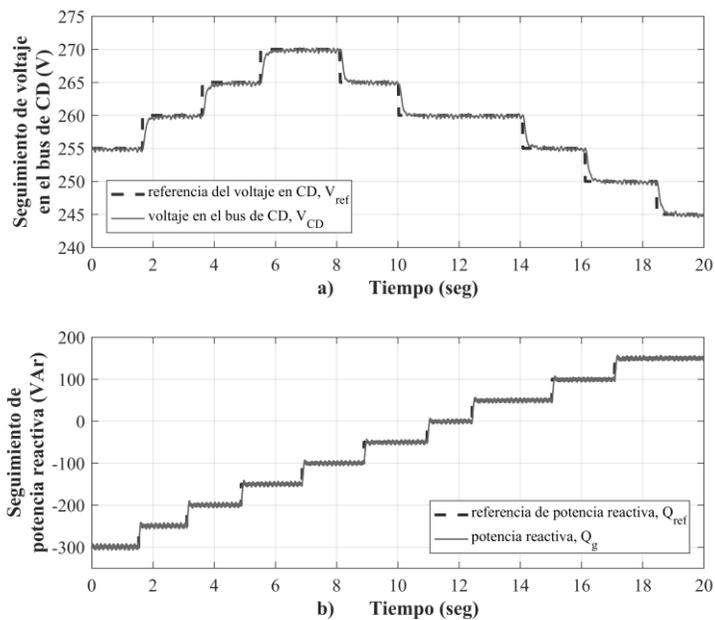


Figura 8. Seguimiento de voltaje del bus de CD y la potencia reactiva.

La robustez del sistema de control se corrobora al variar el flujo de potencia activa que alimenta, mediante un inversor conectado al bus de CD, a un motor de inducción con control de velocidad que impulsa a un generador de inducción que se conecta directamente con la red eléctrica. El motor de inducción jaula de ardilla es de la marca Baldor M3112 de 3/4 hp, el cual se acopla mecánicamente con un generador de inducción, marca LabVolt 8231-03, utilizado para establecer los cambios del par de carga del motor. A través del seguimiento de un tren de pulsos arriba de la velocidad de sincronismo se presentan cambios súbitos en la velocidad de deslizamiento del motor y, en consecuencia, se presentan también cambios súbitos en el par de la carga y en el flujo de potencia activa.

En la Figura 9 se muestra el desempeño del sistema de rectificación controlada con un flujo de potencia activa hacia un motor de inducción. En la Figura 9 a) se presenta la regulación de voltaje en el bus de CD en 255 V ante los cambios de velocidad, y la Figura 9 b) corresponde a la regulación de potencia reactiva entregada a la red eléctrica de 300 VAR's. Las perturbaciones presentes en las gráficas son debido al seguimiento de velocidad de un motor de inducción acoplado a un generador de inducción conectado directamente a la red eléctrica. Con el seguimiento del tren de pulsos que varía de 1820 a 1900 r.p.m. por parte del motor se originan cambios súbitos en la velocidad de deslizamiento y, en consecuencia, se presentan cambios súbitos en el par de carga y en el flujo de potencia activa, ver Figura 10.

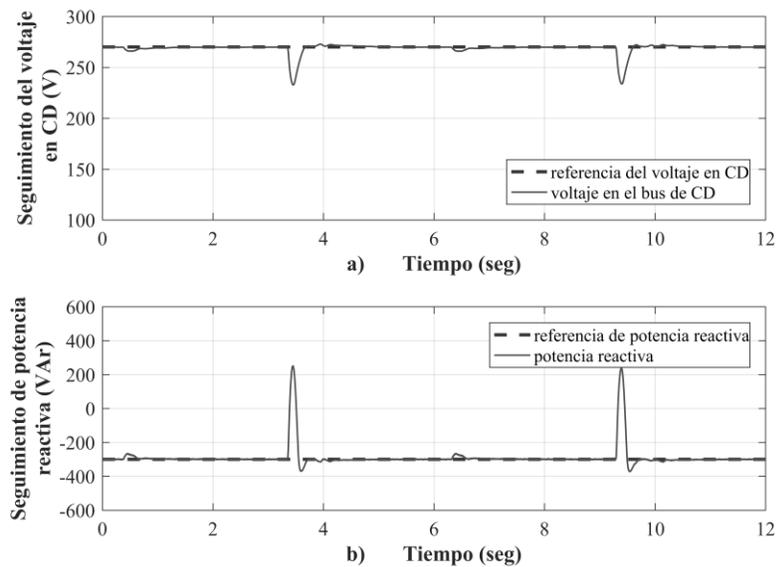


Figura 9. Desempeño del sistema de rectificación controlada.

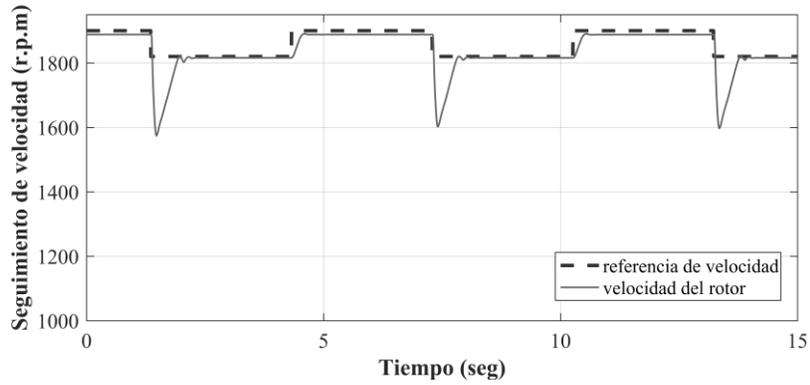


Figura 10. Seguimiento de velocidad del motor de inducción.

En la Figura 11 se muestra el factor de potencia en adelante del sistema de rectificación controlada en donde la corriente tiene un adelanto de 64.67° respecto al voltaje, ambos de la fase *b*, estableciendo un factor de potencia de 0.46 en adelante, como consecuencia de los 300 VAR's que se entregan a la red eléctrica y del flujo de potencia activa que alimenta al motor de inducción.

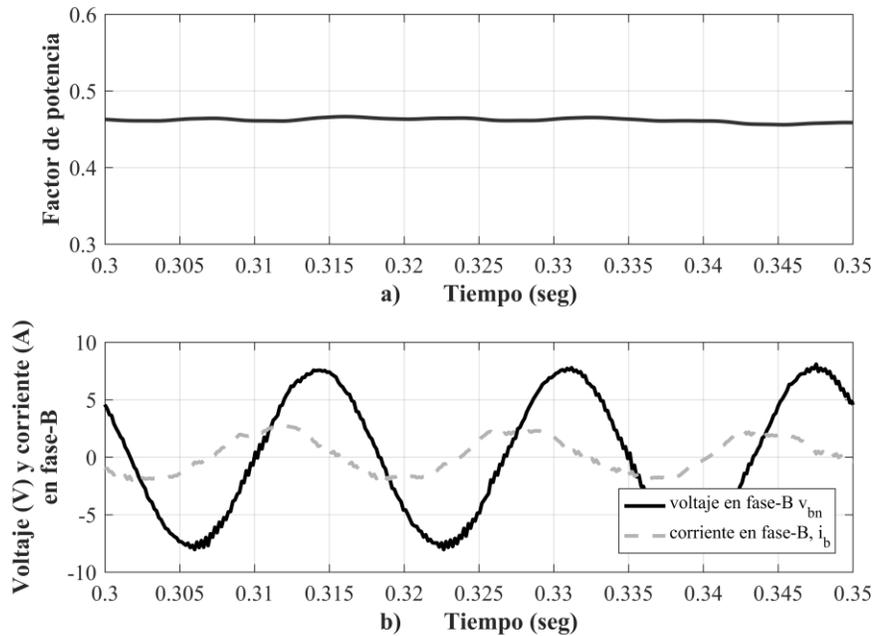


Figura 11. Validación del sistema de rectificación controlada.

En la Figura 12 se muestran las acciones de control v_d y v_q del sistema de rectificación controlada. La ley de control super-twisting en el eje *d*, v_d , con un valor de 150 V fuerza a que se desvanezca la superficie de deslizamiento s_2 a cero en tiempo finito cuando se

presenta una perturbación, ver Figura 12 b), logrando un movimiento asintótico hacia cero del error de voltaje del bus de CD, como se muestra en la Figura 12 a). Por otro lado, la acción de control en el eje q , v_q , aplicando el algoritmo *super-twisting*, con un valor de 10 V, fuerza directamente el movimiento hacia cero de la superficie s_3 , como se muestra en la Figura 12 c); logrando con esto, la regulación de la potencia reactiva en 300 VAR's que se entrega a la red eléctrica.

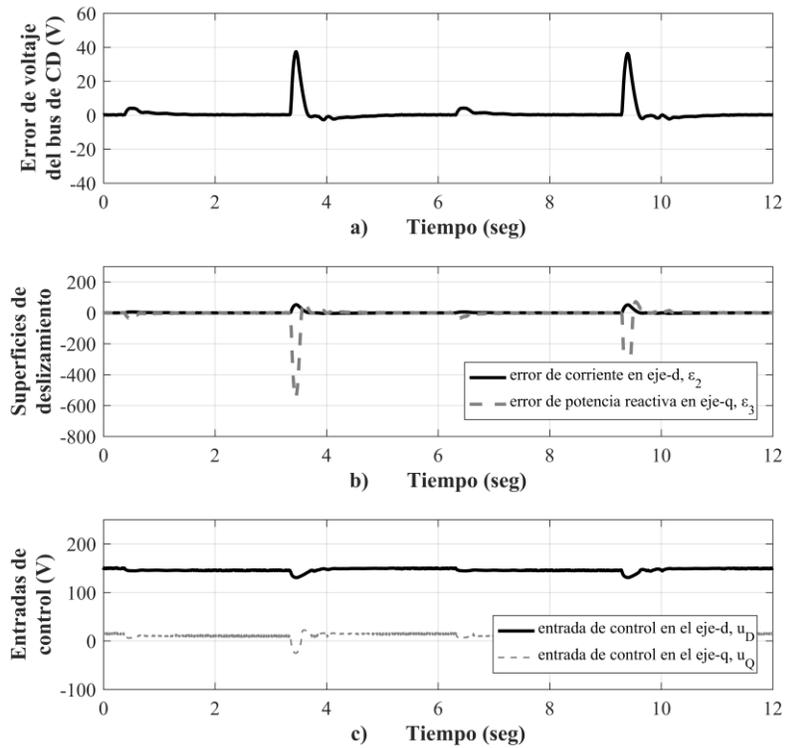


Figura 12. Desempeño del controlador.

En la Figura 13 se muestran las corrientes en las líneas y los voltajes de línea a línea v_{ab} y v_{cb} , en la red eléctrica, variables que son sensadas para la operación del sistema de control.

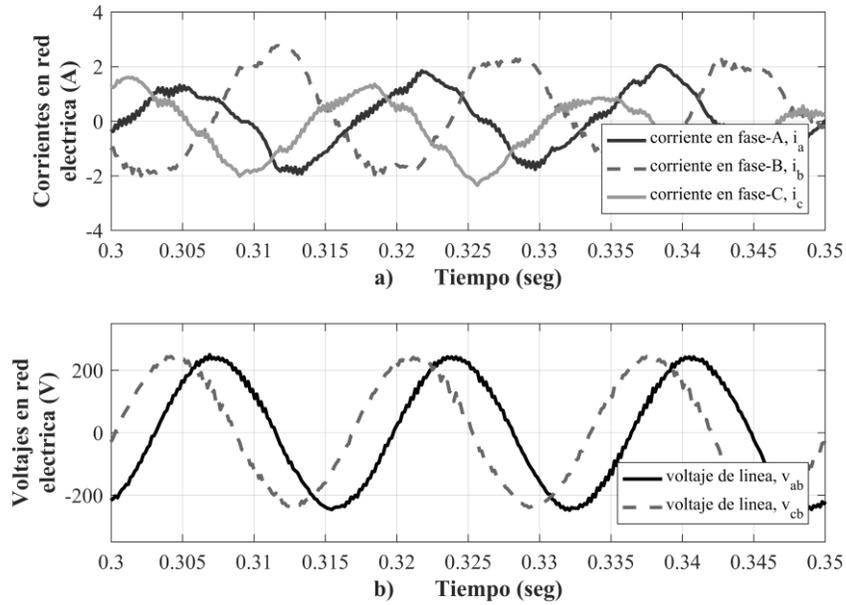


Figura 13. Corrientes y voltajes en la red eléctrica.

En la Figura 14 a) se muestran los sectores que va abarcando el vector de voltaje resultante que gira a la frecuencia de la red eléctrica, conforme a la secuencia de combinaciones de bits para la activación de los IGBT's. En la Figura 14 b) se muestra el índice de modulación del rectificador trifásico tipo puente el cual corresponde a la relación del tiempo de activación T_1 de un transistor con el tiempo de muestreo T_p .

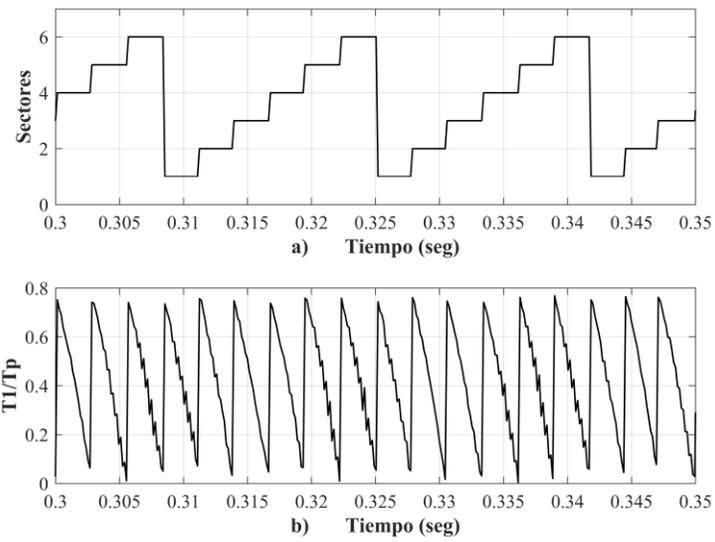


Figura 14. Sectores e índices de modulación del SVPWM.

5. CONCLUSIONES

En este proyecto se diseñó e implementó experimentalmente en forma satisfactoria el sistema de rectificación controlada, que tiene como objetivos regular en forma robusta la potencia reactiva que se entrega a un sistema eléctrico de potencia y el voltaje del bus de CD. Con la regulación de la potencia reactiva se contribuye a la mejora del factor de potencia del sistema eléctrico. Los resultados experimentales corroboran la efectividad y robustez del sistema de control propuesto al variar el flujo de potencia activa que alimenta, mediante un inversor conectado al bus de CD, a un motor de inducción con control de velocidad que impulsa a un generador de inducción que se conecta directamente con la red eléctrica. A través del seguimiento de un tren de pulsos arriba de la velocidad de sincronismo se presentan cambios súbitos en la velocidad de deslizamiento del motor y, en consecuencia, se presentan también cambios súbitos en el par de la carga y en el flujo de potencia activa tanto en el motor como en el generador. Adicionalmente, se plantea un procedimiento de caracterización de los parámetros de un filtro LCL, para reducir el contenido de armónicos en las corrientes. En dicho proceso se ajustan los valores del capacitor y de la resistencia de amortiguamiento mediante un análisis paramétrico con barrido en frecuencia en un diagrama de Bode, con el objetivo de lograr una respuesta suave y sin sobre impulso. Mediante resultados experimentales se muestra el desempeño robusto del sistema de regulación controlada, variando el valor de referencia del voltaje de bus, variando el valor de referencia de la potencia reactiva y finalmente, ante la presencia de cambios súbitos en el flujo de potencia activa como perturbación externa al sistema.

REFERENCIAS (bibliografía)

- Dávila, A., Moreno, J. A., & Fridman, L. (2009). Optimal Lyapunov function selection for reaching time estimation of super twisting algorithm. *48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference*. Shanghai.
- Gyugyi, L. (1988). Power Electronics in Electric Utilities: Static Var Compensators. *Proceedings of the IEEE*, 76(4), 483-494.
- Kundur, P. (1994). *Power System Stability and Control*. Toronto, Ontario: Tata McGraw Hill Education Private Limited.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., & Hansen, S. (2005). Design and Control of an LCL-Filter-Based. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1281-1291.
- Morfín, O. A., Valenzuela, A. F., Betancour, R. R., Castañeda, E. C., Ruíz-Cruz, R., & Valderrabano-Gonzalez, A. (2018). Real-Time SOSM Super-Twisting Combined with Block Control for Regulating Induction Motor Velocity. *IEEE Access*, 6, 25898-25907.
- Morfin, O., Ornelas-Tellez, F., Ruiz-Cruz, R., Castañeda, C., Murillo, M., & Sanchez, J. (2016). Decentralized control scheme for a photovoltaic system connected to the utility grid. *IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exposition-Latin America*. Morelia, Michoacan, Mexico.
- Reznik, A., Godoy, S. M., Al-Durra, A., & Mueeen, S. .. (2014). LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(2), 1225-1232.
- Rivera, J., Ortega, S., & Raygoza, J. J. (2009). Implementacion en Hardware de un SVPWM en un Soft-Core NIOS II Parte II: Algoritmo del SVPWM. *CONCIBE Science*, 192-349.
- Santoyo-Anaya, M. A., Rodriguez-Rodriguez, J. R., Moreno-Goytia, E. L., Venegas-Rebollar, V., & Salgado-Herrera, N. (2018). Current-Sensorless VSC-PFC Rectifier Control With Enhance Response to Dynamic and Sag Conditions Using a Single PI Loop. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3160-6415.
- Soares, V., Verdelho, P., & Marques, G. D. (2000). An Instantenous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4), 660-668.

- Tabatabaei, M. N., Aghbolaghi, J. A., Bizon, N., & Blaabjerg, F. (2017). *Reactive Power Control in AC Power Systems: Fundamentals and Current Issues*. Cham: Springer.
- Tang, Y., Chiang, L., Wang, P., Choo, F.-H., Gao, F., & Blaabjerg, F. (2012). Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(3), 1443-1452.
- Wai, R.-J., & Yang, Y. (2019). Design of Backstepping Direct Power Control for Three-Phase PWM Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 3160-3173.