

# **CONTROL DEL FLUJO DE POTENCIA HACIA LA RED ELÉCTRICA DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA EMPLEANDO UN GENERADOR DE INDUCCIÓN DE DOBLE ALIMENTACIÓN**

***Pedro Hernández Tenorio***

IPN, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*phernandezt1003@alumno.ipn.mx*

***Jaime José Rodríguez Rivas***

IPN, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*jjrodriguezr@ipn.mx*

***Oscar Carranza Castillo***

IPN, Escuela Superior de Cómputo y Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*ocarranzac@ipn.mx*

***Rubén Ortega González***

IPN, Escuela Superior de Cómputo y Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
*rortegag@ipn.mx*

## **Resumen**

En este trabajo se presenta el control del flujo de potencia hacia la red eléctrica, a través del Convertidor del Lado de la Red (CLR) de un Sistema de Generación Eólica (SGE), con el objetivo de ser utilizado en un Convertidor Back to Back (CBB) que se requiere conectar a un Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA). Se diseñan los controladores Proporcionales-Integrales requeridos para controlar la tensión del bus de CD, así como, la Potencia Activa y Potencia Reactiva del SGE. Se simula el CLR en el programa Simulink de Matlab®, donde se valida el funcionamiento del convertidor en los dos modos de operación: como rectificador y como inversor. Aplicando la técnica del control

vectorial se obtiene control total en el intercambio de potencias entre el SGE y la red eléctrica.

**Palabras Claves:** Control Vectorial, control proporcional-integral, convertidor del lado de la red, flujo de potencia.

## **Abstract**

*In this paper is presented the control of the power flow to the electrical network, through the Grid-Side Converter (GSC) of a Wind Generation System (WGS) with the objective of being used in a Back to Back Converter that is required to be connected to a Doubly Fed Induction Generator (DFIG). The Proportional-Integral controls are designed in order to control the voltage on the DC Link, as well as, the Active and Reactive Power of the WGS. The GSC is simulated in the program Simulink of Matlab®, where the operation of the converter is validated in the two modes of operation: as a rectifier and as an inverter. Applying the vector control technique is obtained the total control in the power exchange between the WGS and the electrical network.*

**Keywords:** *Grid side converter, power flow, proportional-integral control, vector control.*

## **1. Introducción**

El continuo cambio climático, así como, el uso desmedido de combustibles fósiles propicia la búsqueda de nuevas formas de producir energía eléctrica para abastecer la constante demanda. La energía fotovoltaica, así como, la energía eólica se ha colocado como fuentes de energía alternativas a las convencionales, ya que no producen gases de efecto invernadero, además de que son provenientes de fuentes renovables, como es la energía del sol y la energía del viento [Hamdan, 2014]. Este trabajo se enfoca en la generación de energía eléctrica por medio de la energía eólica.

En las últimas décadas el uso de la energía eólica ha incrementado considerablemente, a tal grado que se considera que la energía eólica es la fuente renovable con mayor crecimiento [Mathew, 2011]. El crecimiento más significativo

se ha dado en los países de los Estados Unidos, Alemania, España y la India [U.S. Department of Energy, 2006]. Los SGE se han orientado al tipo de velocidad variable, ya que presentan menor desgaste en los componentes, menor fluctuación de la potencia inyectada a la red y mejor desempeño en mayor rango de velocidades de viento, lo cual hace posible maximizar la extracción de energía a diferentes velocidades del viento [Chen, 2007].

Para este trabajo se considera un SGE basado en un generador del tipo GIDA como se muestra en la figura 1. En esta topología de generación se tiene una turbina eólica de velocidad variable, la cual se conecta a un GIDA a través de una caja de engranes o multiplicadora, el devanado del estator del GIDA se conecta a un devanado de un transformador trifásico, mientras que el devanado del rotor, se conecta a un Convertidor Electrónico de Potencia (CEP), mejor conocido como Convertidor Back-to-Back (CBB).

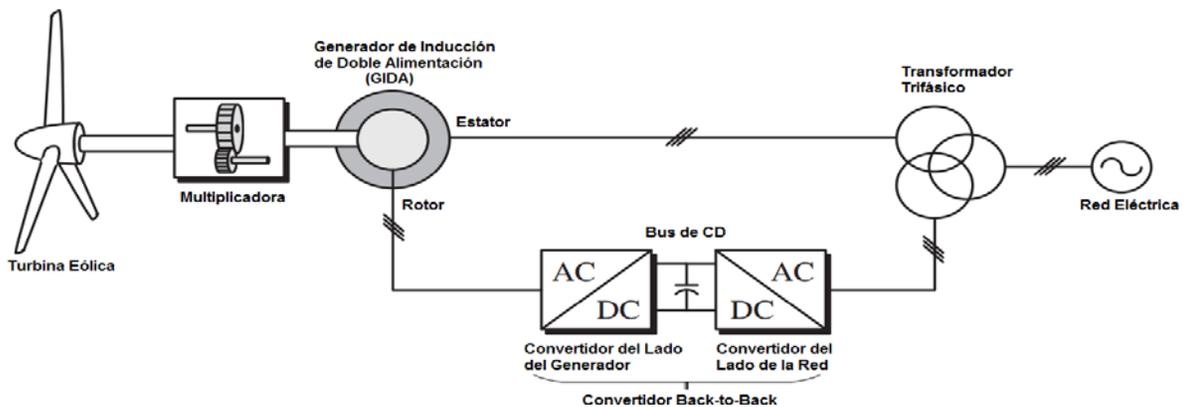


Figura 1 Sistema de Generación Eólica con un generador tipo GIDA [Abu-Rub, 2014].

El CBB está conformado por dos convertidores trifásicos, que se unen mediante un bus de CD, donde el Convertidor del Lado del Generador (CLG) se conecta al devanado del rotor, trabajando como rectificador, convirtiendo voltajes de CA a CD, y proporcionando el voltaje del bus de CD, mientras que el Convertidor del Lado de la Red (CLR) se alimenta mediante el voltaje en el bus de CD, y trabaja como inversor, convirtiendo voltaje de CD a CA. En ambos casos se aplican técnicas de modulación del ancho de los pulsos (PWM del inglés Pulse Width Modulation), con el objetivo de producir formas de onda trifásicas sinusoidales,

con la menor cantidad de distorsión armónica e inyectar a la red la mayor cantidad de potencia [Mohan, 2003].

El CBB se conecta al segundo devanado del transformador, donde finalmente el tercer devanado del transformador se interconecta con la red eléctrica [Abu-Rub, 2014]. El CBB, también es conocido como convertidor reversible, debido a que el flujo de potencia puede ir en sentido contrario, es decir, desde la red eléctrica hacia el devanado del rotor del generador. Por lo cual, ambos convertidores tienen la capacidad de trabajar como rectificador o como inversor, dependiendo del sentido del flujo de potencia. El CBB garantiza la generación de energía a frecuencia nominal de la red y voltaje nominal de la red, independientemente de la velocidad a que gire el rotor [Abad, 2011].

El SGE de la figura 1, se conoce como un Esquema de Generación Dividida (EGD), ya que la mayor parte de potencia generada, es inyectada mediante el devanado del estator del generador, y aproximadamente de un 25-30% de la potencia total, es inyectada a través del CBB a la red trifásica mediante el devanado del rotor del generador [Chen, 2007]. Al distribuirse la potencia generada, a través del estator y otra parte a través del rotor, se reduce el costo y tamaño del convertidor de potencia requerido.

El avance en los dispositivos de electrónica de potencia, así como, el uso de diferentes tipos de generadores ha permitido la implementación de diversas topologías de Sistemas de Generación Eólica, que presentan ventajas y desventajas entre sí. En general el tipo de sistema se caracteriza de acuerdo al generador eléctrico y al modo en que se conecta el Convertidor Electrónico de Potencia. La mayoría de las turbinas eólicas instaladas son de generación a velocidad variable basadas en GIDA, compartiendo el mercado con el Generador Síncrono de Rotor Devanado y esquemas de generación basadas en Generador Síncrono de Imanes Permanentes [Abad, 2011]. Algunas de las características de la topología con un generador GIDA son: el rango de velocidad está limitado a un  $\pm 30\%$  de la velocidad síncrona, el convertidor es de un 25 a 30% la potencia nominal del generador, presenta un tamaño reducido del convertidor, lo que se traduce en un costo menor y menos pérdidas de potencia, control completo de

potencia activa y reactiva con la red eléctrica a través del flujo del rotor, utiliza escobillas en el rotor que requieren mantenimiento continuo y utiliza multiplicadora, que también requiere mantenimiento regular [Chen, 2007].

Este trabajo se enfoca en el control del Convertidor del Lado de la Red (CLR), analizando sus dos modos de operación: como fuente de alimentación de voltaje de CD (modo rectificador), donde la potencia fluye desde la red hacia el CBB, y en el modo de operación como inversor, donde el flujo de potencia va desde el CBB hacia la red.

Para llevar a cabo el control del CLR, se utiliza el Control Vectorial y se diseñan los controladores de tensión y corriente, encargados de controlar el voltaje en el bus de CD, y controlar la potencia activa y reactiva generada. Además, para la sincronización con la red eléctrica se utiliza un lazo de enganche de fase (PLL, Phase Locked Loop). El convertidor es validado mediante la simulación.

## 2. Métodos

Primeramente, se requiere modelar la red eléctrica en un Marco de Referencia Síncrono (MRS), para posteriormente aplicar el Control Vectorial, por lo que se requiere transformar las coordenadas de un Marco Estacionario Trifásico ( $X_{abc}$ ) a un MRS ( $X_{dq}$ ), utilizando las transformaciones de Clarke y Park, respectivamente.

En la figura 2, se muestra el diagrama eléctrico de la red trifásica y el CLR. Se tiene el bus de CD, el convertidor CLR, un filtro L trifásico y los voltajes de la red.

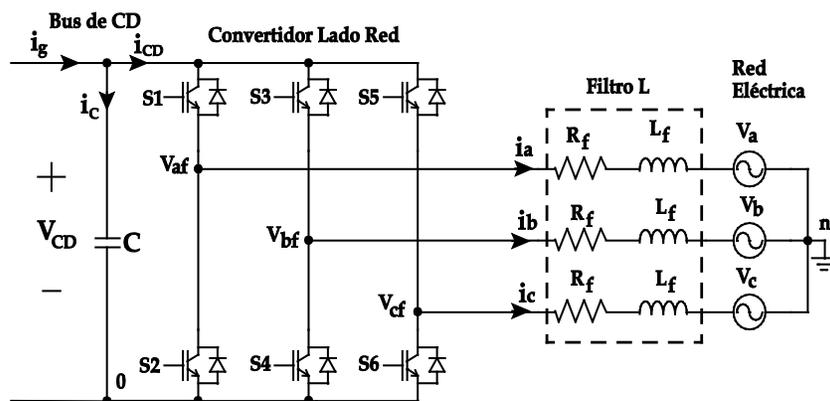


Figura 2 Diagrama eléctrico de la red trifásica y convertidor del lado de la red.

El convertidor es modelado con interruptores bidireccionales, donde el interruptor ideal normalmente es creado por un semiconductor con un diodo en antiparalelo, que permite el flujo de corriente en ambas direcciones, en este trabajo se utiliza el Transistor Bipolar de Compuerta Aislada o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) con un diodo en antiparalelo. Para llevar a cabo la conexión del CLR con la red eléctrica se utiliza un filtro L por cada fase de salida del convertidor, donde se incluye la resistencia propia del inductor. En el lado de CA del convertidor, se requiere que el filtro L reduzca los armónicos de la corriente generados por el convertidor, para que no entren en el sistema de la red [Mohan, 2003]. Los voltajes del convertidor en forma vectorial están dados por ecuación 1.

$$\vec{V}_{abc f} = R_f \vec{i}_{abc} + L_f \frac{d(\vec{i}_{abc})}{dt} + \vec{V}_{abc} \quad (1)$$

Donde:  $\vec{V}_{abc f}$  son los voltajes trifásicos de salida de convertidor, en (V),  $\vec{i}_{abc}$  son las corrientes trifásicas provenientes del convertidor, en (A),  $L_f$  es la inductancia del filtro de conexión con la red, en (H),  $R_f$  es la resistencia propia del filtro de la red, en ( $\Omega$ ) y  $\vec{V}_{abc}$  son los voltajes de la red, en (V). Para llevar a cabo el modelado del convertidor, se consideran que los voltajes son sinusoidales y balanceados. Aplicando la transformación de Clarke al sistema trifásico, se obtiene la ecuación 2, luego al aplicar la transformada de Park se obtiene la ecuación 3.

$$\vec{V}_{\alpha\beta f} = R_f \vec{i}_{\alpha\beta} + L_f \frac{d(\vec{i}_{\alpha\beta})}{dt} + \vec{V}_{\alpha\beta} \quad (2)$$

$$\vec{V}_{dqf} = R_f \vec{i}_{dq} + L_f \frac{d(\vec{i}_{dq})}{dt} + j\omega_{sinc} L_f \vec{i}_{dq} + \vec{V}_{dq} \quad (3)$$

Donde  $\omega_{sinc}$  es la velocidad angular de la red eléctrica, en (rad/s). La ecuación 3 representa el sistema trifásico abc en el Marco de Referencia Síncrono (MRS) con componentes dq. La expresión 3 se compone por una parte real y una parte imaginaria [Bose, 2002], como se muestra en las ecuaciones 4 y 5.

$$V_{df} = R_f i_d + L_f \frac{d(i_d)}{dt} - \omega_{sinc} L_f i_q + V_d \quad (4)$$

$$V_{qf} = R_f i_q + L_f \frac{d(i_q)}{dt} + \omega_{\text{sinc}} L_f i_d + V_q \quad (5)$$

Se observa que en las ecuaciones 4 y 5, se tiene un acoplamiento debido a las corrientes  $i_q$  en el voltaje  $V_{df}$  y la corriente  $i_d$  en el voltaje  $V_{qf}$ , aplicando el control vectorial se logra obtener el desacople de dichas corrientes. Para hacer esto posible, se realiza la alineación del eje d del marco síncrono con el vector espacial del voltaje de la red  $\vec{V}_{dq}$  [Abad, 2011]. Debido a que la componente  $V_d$  está alineado con el eje d del marco síncrono, el vector espacial de la red no tiene proyección en el eje q, por lo cual  $V_q=0$ , y la amplitud del voltaje  $V_d$  es igual a la amplitud del vector espacial del voltaje de la red, estas dos consideraciones son vitales para el control vectorial, ecuaciones 6 y 7.

$$V_d = |\vec{V}_{dq}| \quad (6)$$

$$V_q = 0 \quad (7)$$

Debido a las ecuaciones 6 y 7, las expresiones 4 y 5 se modifican a ecuaciones 8 y 9.

$$V_{df} = R_f i_d + L_f \frac{d(i_d)}{dt} \quad (8)$$

$$V_{qf} = R_f i_q + L_f \frac{d(i_q)}{dt} \quad (9)$$

De las ecuaciones 8 y 9, se obtienen los controladores de corriente requeridos para controlar la corriente del CLR, debido a que las dos funciones son idénticas, se procede a realizar el diseño para un controlador y aplicarlo al otro.

### Diseño de controlador PI de corriente

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 8, se obtiene la Función de Transferencia (FT) del controlador de corriente del CLR, para ambos ejes d y q, ecuación 10.

$$\frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} \quad (10)$$

La FT a lazo abierto ( $G_{la_i}$ ) y la FT a lazo cerrado ( $G_{lc_i}$ ) de corriente están dadas por ecuaciones 11 y 12.

$$G_{la_i}(s) = \left( k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \right) \left( \frac{1}{sL_f + R_f} \right) \quad (11)$$

$$G_{lc_i}(s) = \left( \frac{G_{la_i}}{1 + G_{la_i}} \right) \quad (12)$$

Para el desarrollo de los controladores requeridos, se utiliza el método del lugar de las raíces, diseñado por W. R. Evans para encontrar las raíces de la ecuación característica de la función de lazo cerrado, este método se utiliza ampliamente en la Ingeniería de Control [Ogata, 2002]. Se sigue el criterio de estabilidad de Nyquist, el cual indica que se puede averiguar la estabilidad relativa y absoluta de los sistemas lineales en lazo cerrado, a partir del conocimiento de sus características de frecuencia en lazo abierto [Ogata, 2002]. Para este método se debe cumplir con las siguientes condiciones de estabilidad, ecuaciones 13 y 14.

$$|G_{la_i}(s)|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (13)$$

$$\angle G_{la_i}(s)|_{s=j\omega_c} = MF - \pi \quad (14)$$

Donde  $\omega_c$  es la frecuencia de cruce (o ancho de banda) del controlador, el cual establece la velocidad de respuesta del lazo de control, y MF es el Margen de Fase de la función de transferencia. Aplicando las ecuaciones 13 y 14 a la expresión 11, se obtienen la ganancia proporcional ( $k_{pi}$ ) e integral ( $k_{ii}$ ), ecuaciones 15 y 16.

$$k_{pi} = \frac{k_{ii}}{\omega_{c_i}} \left( \tan \left( MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\omega_{c_i} L_f}{R_f} \right) \right) \right) \quad (15)$$

$$k_{ii} = \omega_{c_i} \sqrt{\frac{(\omega_{c_i} L_f)^2 + R_f^2}{1 + \tan^2 \left( MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\omega_{c_i} L_f}{R_f} \right) \right)}} \quad (16)$$

Se conocen los valores de  $R_f=0.5585 \Omega$  y  $L_f=9.0897 \text{ mH}$ . Para el controlador de corriente se propone una frecuencia de cruce  $\omega_{c_i}=300 \text{ Hz}$  y un  $MF=60^\circ$ . En

Electrónica de Potencia, se suele elegir un MF superior a  $50^\circ$  y un Margen de Ganancia (MG) superior a 6 dB [Garcerá, Figueres & Abellán, 1998], con los datos que se tienen se calculan las ganancias proporcional e integral del controlador de corriente. Con los valores de las ganancias  $k_{pi}=14.5589$  y  $k_{ii}=17060.0$ , se obtiene el diagrama de Bode la FT de lazo abierto del controlador de corriente ( $G_{la_i}$ ), que se muestra en la figura 3a, donde se tiene una frecuencia de corte a los 300 Hz y un margen de fase de  $60^\circ$ , obteniendo un lazo de control estable. Se cierra el lazo de control y se calcula la FT a lazo cerrado, de la cual se obtiene la gráfica del lugar de las raíces, esta se muestra en la figura 3b, donde se observa que todos sus polos se encuentran en el lado negativo de plano complejo, lo que indica que la FT del controlador de corriente a lazo cerrado es estable.

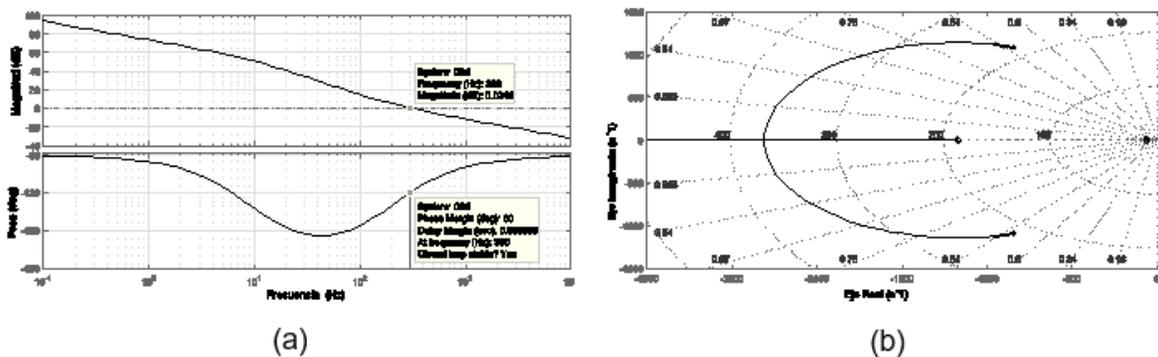


Figura 3 (a) Diagrama de Bode de  $G_{la_i}$ , (b) Lugar de las raíces de  $G_{la_i}$ .

### Diseño de Controlador PI de Tensión

El bus de CD está compuesto por un capacitor que une al convertidor del lado del generador con el convertidor del lado de la red, proporcionando un voltaje de CD constante que requiere el convertidor para operar. El bus de CD está en constante intercambio de energía, su principal propósito es mantener en sus terminales el voltaje establecido, garantizando que la potencia del sistema de CD sea igual a la potencia del sistema de CA, por lo cual las potencias de los dos sistemas deben de ser iguales, como se establece en ecuación 17.

$$V_{CD} i_g - V_{CD} C \frac{d(V_{CD})}{dt} = V_d i_d + V_q i_q \quad (17)$$

El convertidor conmutado del lado de la red es un sistema no lineal, como se observa en la ecuación 17. Para garantizar que una fuente de alimentación proporcionará una tensión de salida regulada, establecida por una señal de consigna o referencia, se debe tener un lazo cerrado. Para obtener un control realimentado lineal a partir de un circuito no lineal, como lo es un convertidor conmutado, se debe linealizar la etapa de potencia. Ante pequeñas perturbaciones el convertidor tiene un modelo lineal de pequeña señal, que permite obtener reguladores lineales para cerrar lazos de control, por lo cual se requiere obtener el circuito equivalente de pequeña señal y baja frecuencia, pues con este circuito se puede obtener la FT del sistema a controlar [Garcerá, 1998].

Aplicando la técnica de pequeña señal a la ecuación 17, se obtiene la etapa de potencia del CLR linealizada, ecuación 18.

$$-V_{CD}C \frac{d(\hat{v}_{CD})}{dt} + V_{CD}\hat{i}_g + I_g\hat{v}_{CD} = V_d\hat{i}_d + \hat{v}_d I_d + V_q\hat{i}_q + \hat{v}_q I_q \quad (18)$$

Considerando las ecuaciones 6 y 7, y aplicando la transformada de Laplace, se obtiene la función de transferencia del regulador de tensión del bus de CD, ecuación 19.

$$\left. \frac{\hat{v}_{CD}(s)}{\hat{i}_d(s)} \right|_{\hat{v}_d=\hat{i}_g=0} = \frac{V_d}{-sCV_{CD} + I_g} = \frac{-V_d}{sCV_{CD} - I_g} \quad (19)$$

Para el diseño del controlador de tensión, se tiene un sistema en cascada, debido a que internamente se tiene la FT de lazo cerrado del controlador de corriente, por lo cual la FT a lazo abierto del bus de CD ( $G_{la\_CD}$ ), considera todos los elementos que se encuentran en su trayectoria directa, ecuación 20.

$$G_{la\_CD}(s) = \left( k_{pCD} + \frac{k_{iCD}}{s} \right) \left( \frac{G_{la\_i}}{1 + G_{la\_i}} \right) \left( \frac{-V_d}{sCV_{CD} - I_g} \right) \quad (20)$$

Donde  $k_{pCD}$  es la ganancia del controlador proporcional de tensión y  $k_{iCD}$  es la ganancia integral del controlador de tensión,  $V_{CD}$  es el voltaje en el bus de CD,  $C$  es el valor de la capacitancia del capacitor en el bus de CD,  $V_d$  es el valor de tensión de línea a línea ( $V_{LL}$ ) e  $I_g$  es la corriente que proviene del convertidor del lado del generador.

Debido al esquema en cascada, se requiere que el controlador de tensión actúe más lentamente con respecto al controlador de corriente, además se tiene que el bus de CD es un sistema inestable, por lo tanto, su ancho de banda debe ser lo suficientemente bajo para evitar entrar en inestabilidad [Ogata, 2002]. Por lo anterior, se propone un ancho de banda para el lazo de tensión, 10 veces menor al ancho de banda del controlador de corriente. Por lo que la frecuencia de cruce es  $\omega_{c\_CD} = 30$  Hz y se establece un MF de  $60^\circ$ . Se sabe que  $V_{LL} = 220$  V,  $V_{CD} = 360$  V,  $C = 2200$   $\mu$ F, y se tienen los controladores PI de corriente de la sección anterior. Aplicando las ecuaciones 13 y 14 a la expresión (20), se obtienen los valores de las ganancias del controlador de tensión:  $k_{pCD} = -0.5804$  y  $k_{iCD} = -61.8415$ .

Con los valores de las ganancias PI de tensión se obtiene la FT de lazo abierto del controlador de tensión y su diagrama de Bode donde se tiene una frecuencia de corte a los 30 Hz y un MF de  $60^\circ$ , obteniendo un lazo de control estable. Se cierra el lazo de control y se calcula la FT de tensión a lazo cerrado ( $G_{lc\_CD}$ ), de la cual se obtiene el lugar de las raíces, teniendo los polos en el lado negativo de plano complejo, por lo que la FT del controlador de tensión a lazo cerrado es estable.

### **Diseño de Controlador PI de Lazo de Enganche de Fase (PLL)**

El CLR requiere el uso de un PLL (Phase Locked Loop por sus siglas en inglés), o bien un Lazo de Enganche de Fase, que permite la sincronización con la red, ya que, para inyectar potencia a la red, se requiere conocer la secuencia de fases y estar sincronizados a una fase de la red. El PLL permite obtener el valor de la posición angular theta ( $\theta$ ) que se requiere para diversas operaciones del control.

El funcionamiento del PLL se basa en el uso de las coordenadas dq del voltaje de la red, alineando la componente d del MRS con el eje d del voltaje de la red, lo que significa que el ángulo del marco síncrono será modificado, con el propósito de alinear ambos ejes d, hasta que la componente q del voltaje de la red sea cero, en ese momento, se puede decir que el MRS (dq) y el vector espacial del voltaje de la red han sido sincronizados y alineados al eje d.

La FT del PLL a lazo abierto y la FT a lazo cerrado están dadas por ecuaciones 21 y 22.

$$G_{I\alpha\_PLL}(s) = \left( k_{pPLL} + \frac{k_{iPLL}}{s} \right) \left( \frac{V_{LL}}{s} \right) \quad (21)$$

$$G_{I\alpha\_PLL}(s) = \left( \frac{G_{I\alpha\_PLL}}{1 + G_{I\alpha\_PLL}} \right) \quad (22)$$

Aplicando las ecuaciones 13 y 14 a la expresión 21, se obtienen las funciones para calcular la ganancia proporcional e integral del controlador del PLL, ecuaciones 23 y 24.

$$k_{pPLL} = \frac{k_{ii}}{\omega_{c\_PLL}} \tan(MF) \quad (23)$$

$$k_{iPLL} = \frac{\omega_{c\_PLL}^2}{V_{LL} \sqrt{1 + \tan^2(MF)}} \quad (24)$$

Para este trabajo se propone una frecuencia de cruce  $\omega_{c\_PLL} = 400$  Hz, para que el controlador sea un poco más rápido que el controlador de corriente, el MF se establece a  $60^\circ$ . Con los datos proporcionados se obtiene que  $k_{pPLL} = 14356.0$  y  $k_{iPLL} = 9.8935$ . Con los valores de ganancia proporcional e integral del controlador del PLL se obtienen el diagrama de Bode de la función  $G_{I\alpha\_PLL}$  (lazo abierto), con una frecuencia de cruce de 400 Hz y con MF de  $60^\circ$ , obteniendo un lazo de control estable. Se calcula la FT a lazo cerrado ( $G_{Ic\_PLL}$ ) y se obtiene el lugar de las raíces, donde los polos se encuentran del lado izquierdo del plano complejo, por lo cual se tiene que la FT del PLL a lazo cerrado es estable.

### 3. Resultados

A continuación, se presentan los resultados de simulación que se realizaron en este trabajo. En la figura 4a se muestra la simulación del PLL, con el cual se realiza la sincronización a la red. Donde entran los voltajes  $V_{abc}$  y se transforman al MRS para obtener las componentes  $V_{dq}$ , la componente  $V_q$  pasa por el controlador PI diseñado en la sección anterior, se integra la velocidad angular ( $\omega_s$ ) y se obtiene el ángulo Theta ( $\theta$ ). El proceso de sincronización con la red, se muestra en la parte superior de la figura 4b, donde se observa que el PLL se sincroniza con la fase  $V_a$  de la red, y se obtiene el ángulo Theta, el cual varía en el

rango de 0 a  $2\pi$ , reseteando su valor en cada ciclo. En la parte inferior de la figura 4b se observa que el valor de  $V_d = 220V$  y  $V_q = 0V$ , por lo que comprueba que la sincronización con la red, se ha establecido correctamente.

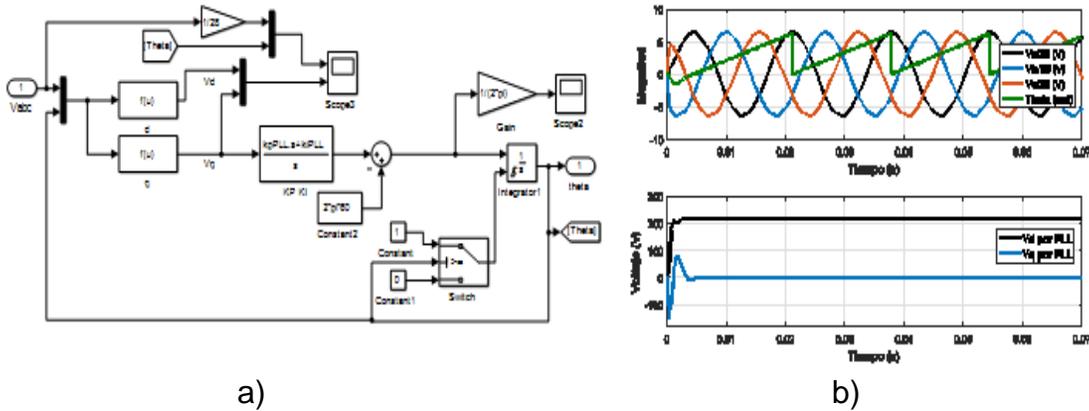


Figura 4 Simulación de PLL.

### Convertidor en Modo Rectificador

En la figura 5a se muestra el CLR, en el modo de operación como rectificador, el cual incluye el capacitor del bus de CD, los interruptores de potencia (IGBTs), el filtro L para la conexión con la red y una etapa de medición de voltajes y corrientes. En la figura 5b se muestra el controlador PI de tensión para controlar el voltaje en el bus de CD, los dos controladores de corriente, así mismo, se incluye el desacople de las corrientes en los ejes d y q. A las salidas de los controladores de corriente se obtienen los voltajes de control  $V_{dqf}^*$  en el MRS.

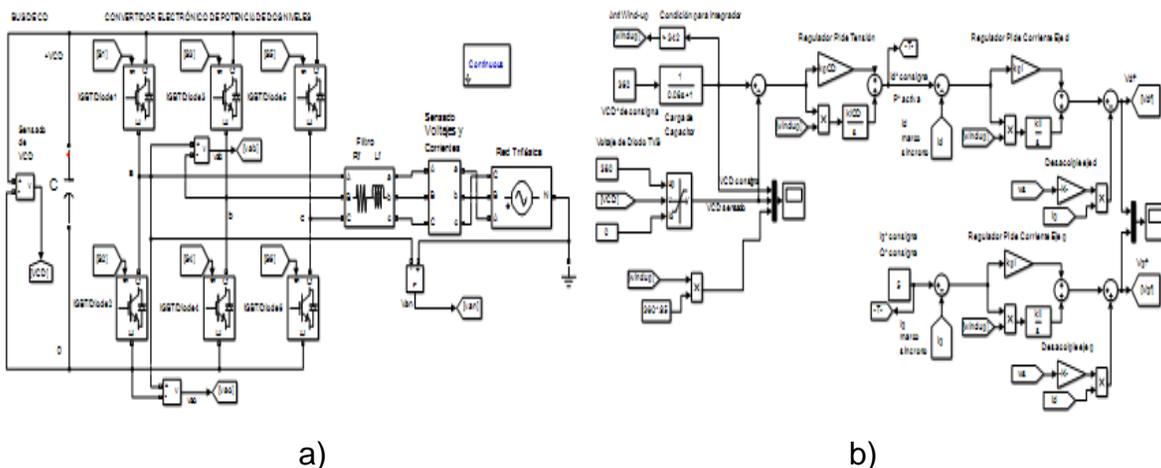


Figura 5 Convertidor trifásico, controladores PI de tensión y de corriente.

Cuando un controlador contiene elementos integradores, al realizar el proceso de integración sobre la señal de error, puede obtenerse un valor muy alto, lo que propicia que el integrador se sature, esto se conoce como efecto “windup” o de saturación [Seok, 2007]. Para este trabajo se aplica una técnica antiwind-up por medio de una integración condicional, esta técnica consiste en deshabilitar la parte integradora hasta que se cumpla una condición establecida. Esto permite que el valor del integrador, este siempre dentro de los valores permitidos establecidos por la condición, evitando el efecto de saturación.

La carga del capacitor del bus de CD, con la condición anti-windup y función Delay, se observa en la figura 6a. En una primera etapa, solo se aplica control proporcional, debido a esto se obtiene un error entre los voltajes de  $V_{CD}$  del convertidor y el voltaje  $V_{CD}^*$  referencia, el cual está marcado entre dos flechas. Al deshabilitar la condición antiwind-up, en el tiempo 0.24 s, se aplica el control proporcional-integral, propiciando que el error entre ambos voltajes sea prácticamente cero. En la figura 6b se muestran las corrientes de control o de consigna, donde la corriente  $i_d^*$  es la salida del regulador de tensión. Se observa que, al inicio de la carga del capacitor, el valor de referencia  $i_d^*$  se dispara hasta casi los 90 A, y disminuye su valor lentamente.

Debido a esto, se requiere aplicar la técnica antiwind-up, para evitar que el control integral demande al convertidor una corriente excesiva, la cual pudiera dañar el

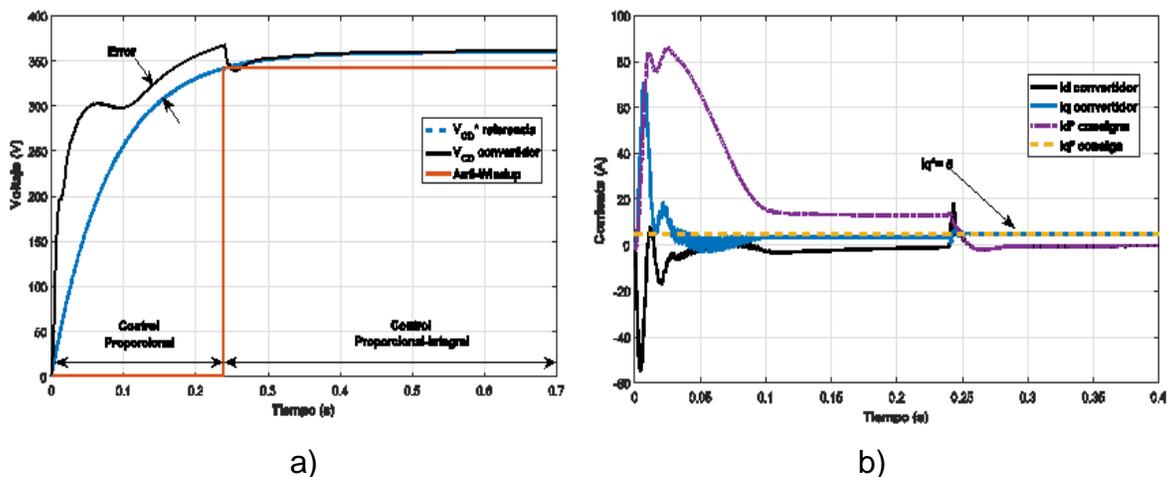


Figura 6 Carga del bus de CD, corrientes de control y del convertidor.

La corriente de consigna hasta el momento en que se habilita el control integral, lo cual pasa en el tiempo 0.24 s, luego en el tiempo 0.3 s se estabilizan las corrientes.

En la figura 7a se muestra la potencia activa y reactiva generada por el convertidor, donde la potencia activa generada en este modo de operación es mínima y cercana a cero ( $P = 0W$ ), debido que la salida del controlador de tensión es cero cuando se aplica el control completo (PI), mientras que la potencia reactiva generada tiene un valor  $Q = -1100 VARs$ . En la figura 7b se muestran las corrientes generadas por el convertidor y los voltajes de la red, donde las corrientes tienen un desfase de  $90^\circ$  en adelante con respecto a los voltajes.

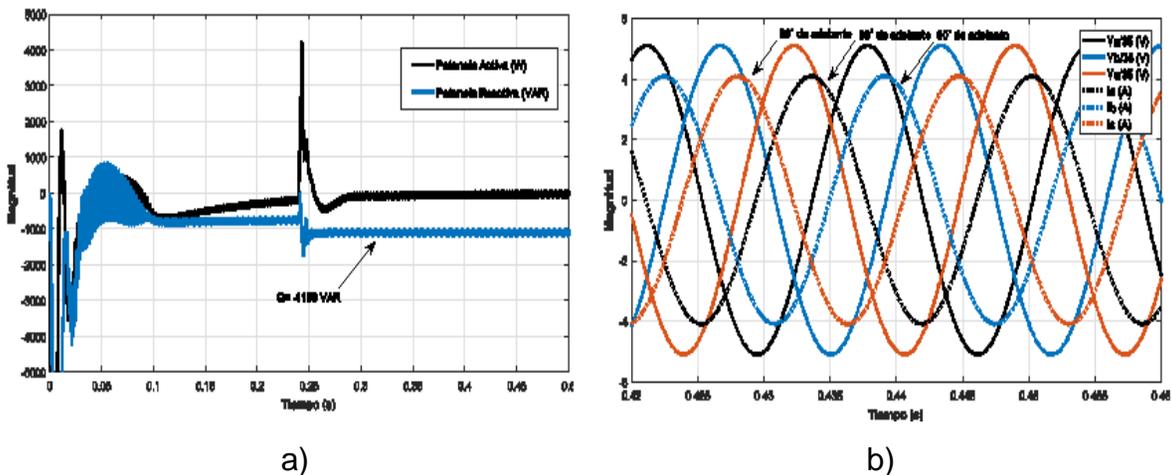


Figura 7 Potencia reactiva generada, Corrientes de convertidor y voltajes de red.

### Convertidor en Modo Inversor

El controlador de corriente en el eje d, será responsable de la potencia activa, mientras que el controlador de corriente del eje q, será responsable de la potencia reactiva. En este modo de operación, se tiene control total de ambas potencias: activa y reactiva. En este trabajo, el convertidor se diseña para trabajar con un factor de potencia unitario, con la finalidad de maximizar el flujo de potencia que se inyecta a la red, por lo cual la corriente  $i_q^*$  consigna se establece en cero, lo que propicia que la potencia reactiva generada sea cero y que el factor de potencia sea unitario.

En la figura 8a se observa que ambas corrientes de consigna ( $i_d^*$  e  $i_q^*$ ), al inicio tienen un valor de cero, en el tiempo 0.02 s se aplica una corriente de consigna en el eje d con valor de  $i_d^* = 5$  A. Se observa que las corrientes d y q se estabilizan aproximadamente en el tiempo 0.03 s.

En la figura 8b se observa que la potencia activa generada por el convertidor es de  $P=1100$  W, mientras que la potencia reactiva tiene un valor cercano a cero ( $Q=0$  VARs), esto último se debe a que la referencia en el eje q es cero.

En la figura 9a se observa que en el tiempo 0.02 s, el convertidor comienza a generar corrientes, donde las corrientes están en fase con los voltajes de la red. En la figura 9b se observa que el convertidor trabaja con Factor de Potencia Unitario ( $FP=1$ ) a partir del tiempo 0.02 s, cuando la corriente de consigna  $i_d^* = 5$  A.

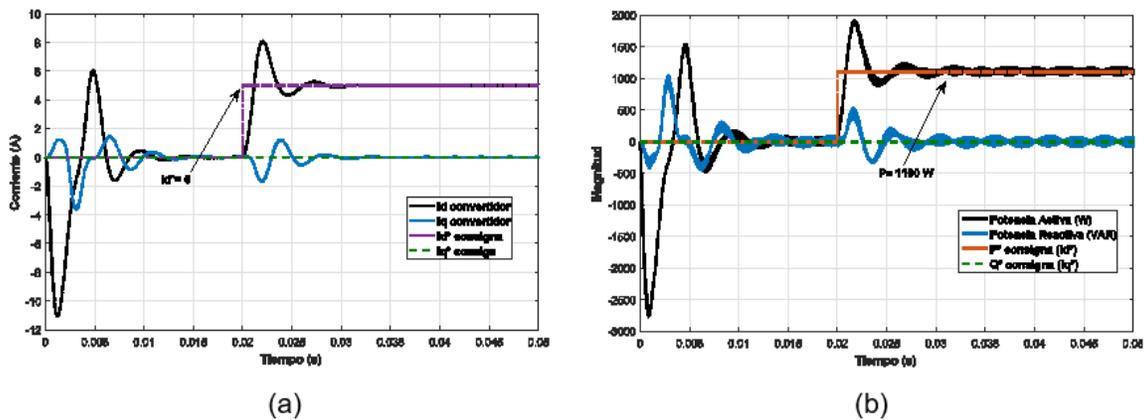


Figura 8 Corrientes de control y del convertidor, potencia activa generada.

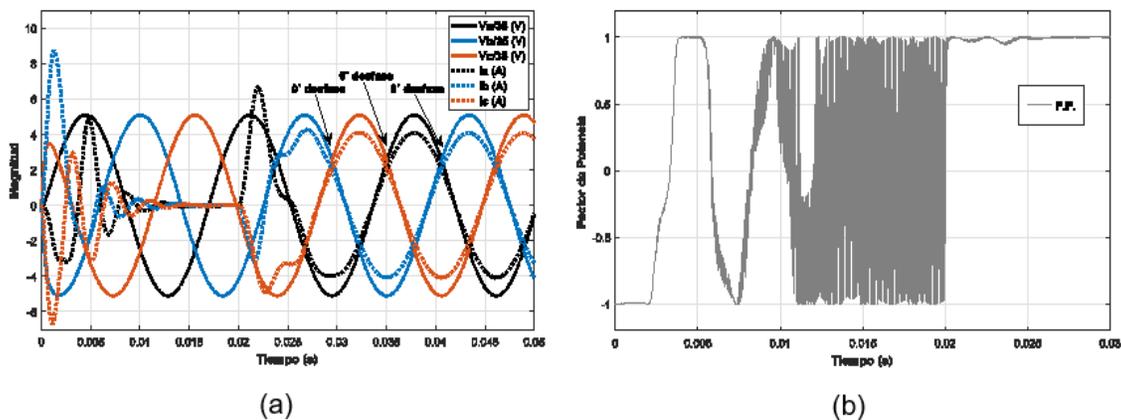


Figura 9 Corrientes del convertidor y voltajes de la red, factor de potencia.

## 4. Discusión

Para la simulación se consideran los siguientes elementos: los controladores de corriente, tensión y PLL, los parámetros de la inductancia del filtro L (con su respectiva resistencia) y capacitancia del bus de CD.

En el modo de operación como rectificador, la Potencia Activa (P) está controlada de manera indirecta por el valor de salida del controlador de tensión ( $i_d^*$  consigna), por lo cual únicamente se puede controlar la Potencia Reactiva (Q) del sistema a través del valor de referencia en  $i_q^*$  consigna. Se hace uso de una función de retraso (Delay) para que el voltaje de referencia realice una carga suave en el bus de CD, esto permitirá que el capacitor cargue de manera suave, hasta llegar al voltaje final del bus de CD (360 V).

En el modo de operación como inversor, la potencia proviene del rotor del generador y el CLG opera como rectificador, proporcionando un voltaje constante en el bus de CD, para que el CLR tenga una fuente de alimentación, donde el capacitor se sustituye por una fuente de CD con un valor de 360 V. El objetivo del CLR como inversor, es extraer la potencia en el bus de CD e inyectarla a la red trifásica. Debido a que no se realiza el control del voltaje del bus de CD, el controlador de tensión se omite, quedando únicamente los dos controladores de corriente.

## 5. Conclusiones

Los controladores de tensión, corriente y PLL diseñados, presentan una respuesta estable, esto se comprueba con el funcionamiento del convertidor, donde se obtienen resultados favorables en los dos modos de operación.

En modo rectificador, se obtiene una carga suave del bus de CD, donde la aplicación de una técnica antiwind-up evita la saturación de los controladores integrales y protege al CLR de generar corriente elevadas, además se tiene control sobre el voltaje del Bus de CD y control de la potencia reactiva.

En modo inversor, se tiene control total sobre las potencias activa y reactiva generadas por el convertidor. La potencia reactiva se lleva a cero y se obtiene un flujo de potencia activa hacia la red trifásica a factor de potencia unitario.

Con la técnica del control vectorial, se logra un correcto desacople de corrientes del convertidor, lo que permite tener control total sobre la potencia activa y reactiva que se intercambia entre el sistema de generación eólica y la red eléctrica.

## **6. Bibliografía y Referencias**

- [1] Abad, G., López, J., Rodríguez, M. A., Marroyo, L., & Iwanski, G., *Doubly Fed Induction Machine, Modeling and Control for Wind Energy Generation*. USA: Wiley, 2011.
- [2] Abu-Rub, H., Malinowski, M., & Al-Haddad, K., *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. Ed. Wiley, 2014.
- [3] Bose, B., *Modern Power Electronics and AC Drivers*. Ed. PrenticeHall, 2002.
- [4] Chen, Z., & Li, H., Overview of different wind generator systems and their comparisons. *IET Renewable Power Generation*, 2(2), pp. 123-138, 2007.
- [5] Garcerá, G., Figueres, E., & Abellán, A., *Convertidores conmutados: Circuitos de potencia y control*. Ed. Servicio de Publicaciones, 1998.
- [6] Hamdan, M. O., Hejase, H. A., M. Noura, H., & Fardoun, A. A., *ICREGA '14- Renewable Energy: Generation and Applications*. Ed. Springer, 2014.
- [7] Mathew, S., & Philip, G. S., *Advances in Wind Energy Conversion Technology*. Berlin: Springer, 2011.
- [8] Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. USA: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [9] Ogata, K., *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, Inc, 2002.
- [10] Seok K., Kim, K., J. T. & Lee, C. D., Automatic Mode Switching of P/PI Speed Control for Industry Servo Drives Using Online Spectrum Analysis of Torque Command. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, 54(5), pp. 2642-2647, 2007.
- [11] U.S. Department of Energy, *Annual report on us wind power installation, cost, and performance trends: 2006, USA, 2006*.