

## Modelado y simulación de un Sistema de Conversión de Energía Eólica de velocidad variable interconectado a la red eléctrica

G. Calderón\*, J. Mina\*, J. H. Calleja\*, A. López\*

\*Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, México (Tel: +52 777-3627770; e-mail: gcalderon@cenidet.edu.mx, jmina@cenidet.edu.mx, hcalleja@cenidet.edu.mx, adolfo\_rafael@cenidet.edu.mx)

Resumen: Durante las últimas cuatro décadas, la evolución tecnológica de los sistemas electrónicos de potencia ha impulsado el desarrollo de diversas configuraciones de sistemas de conversión de energía eólica. Una de las configuraciones más destacadas es la que se conforma fundamentalmente por una máquina de inducción doblemente alimentada y un convertidor *back-to-back*. En este artículo se plantean los modelos de cada una de las partes que constituyen un sistema de generación eólico; se obtienen las ecuaciones matemáticas con las cuales es posible llevar a cabo el diseño de controladores y se presentan resultados de simulación de un sistema de 50 HP obtenidos mediante MatLab-Simulink.

Palabras clave: Energía eólica, DFIG, WECS, *back-to-back*, modelo, control.

### NOMENCLATURA

$v_a, v_b, v_c$  – voltajes trifásicos  
 $m_1$  – índice de modulación PWM para el GSC  
 $u_{cd}$  – voltaje del bus de cd  
 $s$  – deslizamiento  
 $L$  – inductancia del GSC  
 $R$  – resistencia del GSC  
 $v_d, v_q, v_\omega, v_\beta$  – voltajes bifásicos  
 $v_{agb}, v_{bgb}, v_{cgl}$  – voltajes trifásicos en terminales del GSC  
 $v_{dgb}, v_{qgl}$  – voltajes bifásicos en terminales del GSC  
 $i_a, i_b, i_c$  – corrientes trifásicas  
 $i_d, i_q$  – corrientes bifásicas  
 $\omega$  – frecuencia angular del marco de referencia  $dq$  del estator  
 $\omega_r$  – frecuencia angular del marco de referencia  $dq$  del rotor  
 $P, Q$  – potencia activa y reactiva  
 $\theta_{s1}$  – posición angular entre el marco de referencia  $\alpha\beta$  y el flujo del estator  
 $\theta_{s2}$  – posición angular entre el marco de referencia  $\alpha\beta$  y el voltaje del estator  
 $\theta_r$  – posición angular entre el marco de referencia  $\alpha\beta$  y el  $dq$  del rotor  
 $i_{ogsc}, i_{orsc}$  – corrientes del bus del GSC y RSC  
 $C$  – capacitor del bus de cd  
 $\lambda_d, \lambda_q, \lambda_\omega, \lambda_\beta$  – enlaces de flujo bifásicos  
 $r_s, r_r$  – resistencias de estator y de rotor  
 $Ll_s, Ll_r, Lm_s$  – inductancias de estator, rotor y mutua  
 $i_{ms}$  – corriente de magnetización

### 1. INTRODUCCIÓN

El Sistema de Conversión de Energía Eólica (*Wind Energy Conversion System*: WECS), el cual se conforma de un Generador de Inducción Doblemente Alimentado (*Doubly Fed Induction Generator*: DFIG) y un convertidor electrónico de potencia *back-to-back* es el más utilizado en la actualidad de acuerdo con (Renewable Energy Policy Network for the 21st Century 2012). Una de las principales

características de esta configuración es que puede entregar a la red una potencia superior a la potencia nominal de la máquina a velocidades super-síncronas; la relación de potencia manejada por el convertidor, la cual oscila alrededor del 30% de la potencia nominal de la máquina, hace a esta configuración atractiva económicamente. Un esquema general de esta configuración es ilustrado en la figura 1.

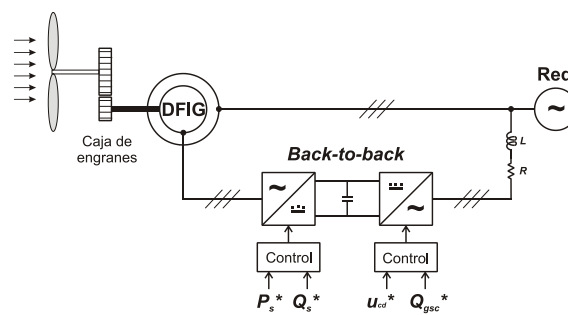


Fig. 1. WECS de velocidad variable con convertidor de frecuencia de escala parcial.

Para el caso de los WECS de velocidad variable, los objetivos básicos de control suelen ser fundamentalmente tres (Munteanu et al. 2008; Wright & Fingersh 2008): seguimiento del punto de máxima potencia, limitación de la energía capturada por la turbina eólica y manejo de la transferencia de energía entre el WECS y la red eléctrica; éste último es el que se aborda a lo largo del presente trabajo.

Las dos principales técnicas de control utilizadas en máquinas de CA son el Control Orientado al Campo y el Control Directo de Par (Casadei et al. 2002). La idea básica del Control Directo de Par es calcular los valores instantáneos del par y del flujo a partir de las variables del estator; el control del flujo/par se hace de forma directa e independiente, mediante la selección óptima de los estados de conmutación del inversor y limitando los errores de flujo y par, e.g. usando

control por histéresis (Xu et al. 2006). Sin embargo, el problema de esta técnica es que presenta frecuencia de conmutación variable y rizo en el par mecánico.

Por su parte, el Control Orientado al Campo (también conocido como control vectorial) consiste en controlar las corrientes que se representan mediante vectores de un sistema coordinado bifásico  $dq$ . Esta representación bifásica del modelo y variables eléctricas, permite el diseño de controladores muy precisos, tanto en estado estable como en estado transitorio (Pena et al. 1996b); a pesar de que esta técnica es ampliamente dominada, no ha caído en desuso y por el contrario, es de gran utilidad en temáticas relacionadas con el control de máquinas de CA (Ademi & Jovanovic 2014). En el caso de los DFIGs, esta técnica es la más usada, en donde de manera específica, las componentes  $dq$  de las corrientes de rotor son reguladas, con lo que se logra el control independiente e.g. de la potencia activa y reactiva.

En el presente trabajo se aborda el modelado de las principales partes que conforman al WECS y se muestra cómo dicho modelo es replanteado para fines de diseño de controladores, en este caso se muestra el uso del control vectorial. Se resalta también el hecho de que el modelado es suficientemente completo, lo cual por un lado facilita la implementación en simulación de cada subsistema y la posibilidad de lograr un simulador (e.g. basado en Matlab-Simulink) útil para la evaluación de diversos propósitos en torno a este tipo de WECS.

## 2. MODELADO DEL WECS

### 2.1 Modelo del DFIG

De acuerdo con el modelo trifásico de la DFIG dado en (Krause et al. 2002) y que se omite aquí por razones de espacio, éste puede re-escribirse en un marco de referencia arbitrario  $dq\theta$ . La obtención del modelo  $dq\theta$  resulta de aplicar la transformación  $K_T(\theta_s):f_{abc} \rightarrow f_{dq\theta}$ , a las ecuaciones y variables del modelo trifásico. Este marco de referencia es ortogonal y rotatorio, con desplazamiento angular  $\theta_s$ . En el caso de la DFIG, si se asume un sistema trifásico balanceado, la componente de secuencia cero se anula, de lo cual resulta el modelo  $dq$  siguiente:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \dot{\lambda}_{ds} \\ v_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \dot{\lambda}_{qs} \\ v_{dr} &= r_r i_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} + \dot{\lambda}_{dr} \\ v_{qr} &= r_r i_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} + \dot{\lambda}_{qr} \\ \lambda_{ds} &= (L_s + \frac{1}{2} Lm_s) i_{ds} + \frac{1}{2} Lm_s i_{dr} \\ \lambda_{qs} &= (L_s + \frac{1}{2} Lm_s) i_{qs} + \frac{1}{2} Lm_s i_{qr} \\ \lambda_{dr} &= (L_r + \frac{1}{2} Lm_s) i_{dr} + \frac{1}{2} Lm_s i_{ds} \\ \lambda_{qr} &= (L_r + \frac{1}{2} Lm_s) i_{qr} + \frac{1}{2} Lm_s i_{qs} \end{aligned} \quad (1)$$

donde  $\omega$  es la velocidad angular del marco de referencia arbitrario. El objetivo de emplear un modelo  $dq$  en lugar del modelo trifásico, es para que el diseño de los controladores resulte más sencillo, ya que al aplicar la transformación al modelo  $abc$  trifásico, se obtiene un modelo dinámico de dos fases (componentes) y se logra el desacoplo de ciertas

variables de interés, lo cual permite eliminar dependencias existentes en el modelo  $abc$ .

### 2.2 Modelo del convertidor back-to-back

El convertidor *back-to-back* consiste en un inversor y un rectificador conmutados, conectados entre sí mediante un capacitor de acoplo, tal y como se aprecia en la figura 2. La parte del convertidor que se conecta a los devanados del rotor de la DFIG es llamado convertidor del lado del rotor (*Rotor Side Converter: RSC*); y el que es interconectado con la red eléctrica se le nombra convertidor del lado de la red (*Grid Side Converter: GSC*).

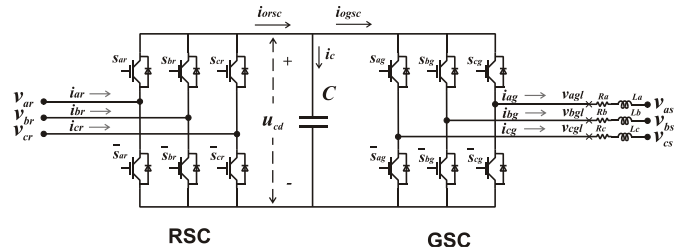


Fig. 2. Convertidor *back-to-back*.

El modelo del convertidor *back-to-back* se obtiene a partir de dividir el esquema de la figura 2 en dos partes principales: el GSC y el RSC. Así, el modelo del GSC expresado en forma matricial y considerando que  $R_a=R_b=R_c$  y  $L_a=L_b=L_c$ , queda de la siguiente manera:

$$L \begin{bmatrix} \frac{di_{ag}}{dt} \\ \frac{di_{bg}}{dt} \\ \frac{di_{cg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} - \frac{u_{cd}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ag} \\ S_{bg} \\ S_{cg} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{ag} \\ i_{bg} \\ i_{cg} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$C \frac{du_{cd}}{dt} = i_c = i_{ogsc} - i_{orsc} \quad (3)$$

Por su parte, en el esquema de la figura 1 se puede observar que no se considera una impedancia  $RL$  para el RSC; por lo tanto, el modelo que describe al RSC se obtiene análogamente a (2), con  $R_{a,b,c}=0$  y  $L_{a,b,c}=0$ ; esto es:

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \frac{u_{cd}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ar} \\ S_{br} \\ S_{cr} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Como puede verse, estos modelos (2) y (4) pueden ser fácilmente implementados en Simulink para su simulación.

Adicionalmente, es necesario establecer ecuaciones que permitan obtener las corrientes  $i_{orsc}$  e  $i_{ogsc}$  (véase figura 2) a partir de las corrientes  $abc$  del rotor y de las corrientes del GSC, respectivamente. Éstas se plantean a continuación:

$$\begin{aligned} i_{orsc} &= S_{ar} i_{ar} + S_{br} i_{br} + S_{cr} i_{cr} \\ i_{ogsc} &= S_{ag} i_{ag} + S_{bg} i_{bg} + S_{cg} i_{cg} \end{aligned} \quad (5)$$

donde  $S_{ar}, S_{br}, S_{cr}$  y  $S_{ag}, S_{bg}, S_{cg}$  corresponden a las señales de control para el RSC y el GSC, respectivamente, pudiendo tomar el valor de 1 o 0.

### 2.3 Dimensionamiento del voltaje del enlace de cd

En diversos ejemplos encontrados en la literatura, el voltaje del capacitor de enlace es proporcionado por el autor; sin embargo, cuando se desea establecer un valor de voltaje de acuerdo con una necesidad práctica en particular, se deben de tomar en cuenta algunas consideraciones para tal fin.

De acuerdo con (Ackermann 2005; Earnest 2014), el valor del voltaje del capacitor se debe establecer en un nivel más elevado que la amplitud pico del voltaje de red de línea a línea; lo anterior con la finalidad de lograr un completo control de las corrientes de red. En la literatura, este valor generalmente se define en una relación entre 1.2-1.5 veces el voltaje pico de línea a línea de la red eléctrica.

### 2.4 Dimensionamiento del capacitor de enlace

El convertidor de potencia *back-to-back* tiene un flujo de potencia bidireccional y opera en un ancho de banda de control muy amplio. Por esta razón es muy importante dimensionar adecuadamente el valor del capacitor de enlace, ya que de no hacerlo, el control del convertidor y por lo tanto del sistema WECS puede verse afectado significativamente.

De acuerdo con (Carlsson 1998; Deshpande et al. 2012), el valor del capacitor puede definirse con la siguiente fórmula:

$$C \geq \frac{T_{sw} P_{carga}}{\Delta u_{cd} u_{cd}} \left[ 1 - \frac{e_{cd}}{u_{cd}} \right] \quad (6)$$

donde:

- $T_{sw}$  período de conmutación de los interruptores (seg)
- $P_{carga}$  potencia manejada por el convertidor (watts)
- $\Delta u_{cd}$  rizo de voltaje deseado (volts)
- $u_{cd}$  voltaje del enlace de cd (volts)
- $e_{cd}$  voltaje pico de línea a línea (volts)

## 3. CONTROL DEL CONVERTIDOR BACK-TO-BACK PARA UN WECS INTERCONECTADO A LA RED ELÉCTRICA

De acuerdo con el esquema del WECS de la figura 1, el propósito del RSC es controlar la potencia activa y reactiva del devanado del estator en un amplio margen de velocidades de giro, tanto por encima como por debajo de la velocidad de sincronismo. De forma similar, el control del GSC se encarga de mantener el voltaje del bus de cd en un nivel constante, al mismo tiempo que mantiene regulada la potencia reactiva a la salida del convertidor. En este trabajo, estos objetivos de control se logran mediante el uso del control vectorial, el cual está basado en la representación del WECS en un modelo ortogonal (desacoplado), análogo al modelo de un motor de cd de excitación separada, de lo cual resultan conjuntos de ecuaciones diferenciales lineales con las cuales es posible sintonizar controladores PIs, independientes para cada objetivo de control. El marco de referencia en el que se puede orientar el modelo del DFIG puede ser un vector espacial que gire a velocidad sincrónica e.g. vector de voltaje, de corriente, de enlaces de flujo, etc.; la selección depende de las necesidades particulares que se desean satisfacer.

### 3.1 Control del RSC

Para el control del RSC, una alternativa es orientar el modelo *dq* de la DFIG con el vector de flujo del estator; lo anterior se puede ilustrar mediante el diagrama vectorial de la figura 3.

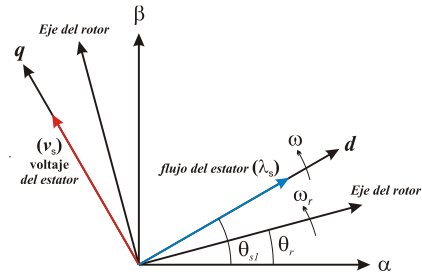


Fig. 3. Diagrama vectorial de las variables del DFIG orientadas al flujo del estator.

donde  $\theta_{s1}$  es el desplazamiento angular del marco de referencia con respecto al eje  $\alpha$  del marco estacionario  $\alpha\beta$ . Este ángulo es útil en la transformación  $K_T(\theta_{s1})$ , por lo que habrá de calcularse continuamente. Una forma de calcular  $\theta_{s1}$  es a partir de una relación trigonométrica entre las componentes  $\lambda_{\alpha s}$  y  $\lambda_{\beta s}$  del vector de flujo de estator, esto es

$$\theta_{s1} = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (7)$$

donde a su vez, dichas componentes se pueden calcular de

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \quad \lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \quad (8)$$

Las ecuaciones (8), del flujo de estator en el dominio  $\alpha\beta$ , resultan de tomar las ecuaciones de voltajes  $v_{ds}$  y  $v_{qs}$  de (1), y hacer  $\omega = \theta$ , que es el caso del marco de referencia estacionario. Por otro lado, dado que el flujo del estator se encuentra alineado con el eje  $d$  del marco de referencia arbitrario (véase figura 3) se tiene que:

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_S i_{ds} + L_M i_{dr} = \lambda_s = L_M i_{ms} \\ \lambda_{qs} &= L_S i_{qs} + L_M i_{qr} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

donde:  $L_S = Ll_s + \frac{3}{2} Lm_s$ ,  $L_M = \frac{3}{2} Lm_s$  y  $\lambda_s = L_M i_{ms}$ , (Leonhard 2001). Despejando  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  de (9) y sustituyendo en  $\lambda_{dr}$  y  $\lambda_{qr}$  del modelo descrito en (1), resulta:

$$\lambda_{qr} = \sigma L_R i_{qr} \quad \lambda_{dr} = \frac{L_M^2}{L_S} i_{ms} + \sigma L_R i_{dr} \quad (10)$$

donde

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_S L_R} \quad \text{y} \quad L_R = Ll_r + \frac{3}{2} Lm_s$$

Sustituyendo  $\lambda_{dr}$  y  $\lambda_{qr}$  de (10) en  $v_{dr}$  y  $v_{qr}$  de (1) se consiguen las siguientes expresiones matemáticas

$$\begin{aligned} v_{dr} &= r_r i_{dr} + \sigma L_R \frac{di_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \sigma L_R i_{qr} \\ v_{qr} &= r_r i_{qr} + \sigma L_R \frac{di_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) (L_M i_{ms} + \sigma L_R i_{dr}) \end{aligned} \quad (11)$$

De (11) es posible extraer los siguientes subsistemas

$$v_{dr1} = r_r i_{dr} + \sigma L_R \frac{di_{dr}}{dt} \quad v_{qr1} = r_r i_{qr} + \sigma L_R \frac{di_{qr}}{dt} \quad (12)$$

en donde  $v_{dr1}$  depende solamente de  $i_{dr}$ , y  $v_{qr1}$  depende sólo de  $i_{qr}$ . Estas expresiones son útiles en el diseño de controladores lineales, a partir de los cuales se obtienen las señales de control  $v_{dr1}$  y  $v_{qr1}$ , y a las cuales se les resta/suma el tercer término de (11), respectivamente. Estos términos se consideran como señales de compensación para mantener el desacoplamiento en las componentes  $dq$ . Así, las variables  $v_{dr}^*$  y  $v_{qr}^*$ , resultantes, son las acciones de control o señales moduladoras para el PWM asociado al RSC. En la siguiente figura se puede apreciar el diagrama de control para el RSC.

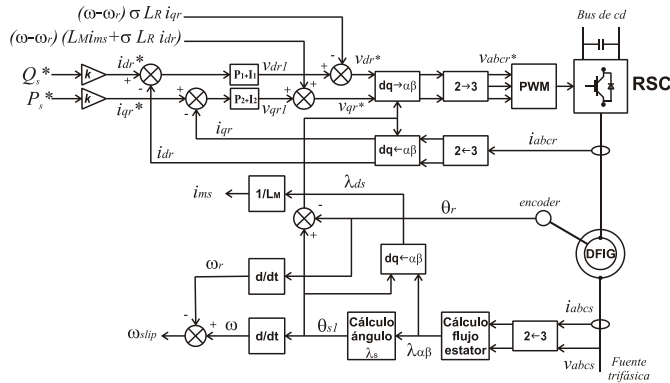


Fig. 4. Esquema de control para el RSC, basado en (Pena et al. 1996b).

Para obtener los valores de referencia  $P_s^*$  y  $Q_s^*$ , es adecuado partir de las expresiones en el marco de referencia  $dq$  que describen la potencia activa y reactiva en terminales del estator del DFIG, éstas son:

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \quad (13)$$

Se debe tener presente que el flujo del estator se encuentra alineado con el marco de referencia  $dq$ , por lo que  $v_{ds}=0$  y  $\lambda_{qs}=0$ . Por su parte,  $r_s$  es de un valor muy pequeño y por tal razón se considera que  $r_s \approx 0$ ; así,  $v_{ds}$  y  $v_{qs}$  de (1) queda simplificado de la siguiente manera:

$$v_{ds} = 0 \quad v_{qs} = \omega \lambda_{ds} = \omega L_M i_{ms} \quad (14)$$

De (9) se pueden obtener las expresiones que describen a  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$ ; éstas se muestran a continuación:

$$i_{ds} = \frac{L_M}{L_S} (i_{ms} - i_{dr}) \quad i_{qs} = -\frac{L_M}{L_S} i_{qr} \quad (15)$$

Sustituyendo (14) y (15) en (13) se obtienen las ecuaciones con las cuales es posible el cálculo de las corrientes de referencia  $i_{dr}^*$  e  $i_{qr}^*$  a partir de las potencias de referencia  $P_{rsc}^*$  y  $Q_{rsc}^*$ ; éstas se muestran a continuación:

$$i_{dr}^* = i_{ms} - \frac{2}{3} \frac{Q_s^* L_S}{v_{qs} L_M} \quad i_{qr}^* = -\frac{2}{3} \frac{L_S P_s^*}{L_M v_{qs}} \quad (16)$$

### 3.2 Control del GSC

El control del GSC se basa en el modelo del marco de referencia arbitrario  $dq$ , del modelo trifásico del GSC dado en (2), esto es:

$$L \frac{di_{dg}}{dt} = v_{ds} - v_{dgl} - R i_{dg} + L \omega i_{qg} \quad (17)$$

$$L \frac{di_{qg}}{dt} = v_{qs} - v_{qgl} - R i_{qg} - L \omega i_{dg}$$

Adicionalmente, aquí se considera como marco de referencia arbitrario al vector del voltaje del estator, tal y como se puede apreciar en la figura 5,

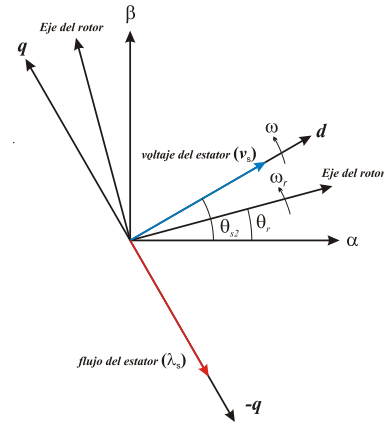


Fig. 5. Diagrama vectorial de las variables del DFIG orientadas al voltaje del estator.

donde  $\theta_{s2}$  es el desplazamiento angular entre el vector  $v_s$  (marco de referencia) y el eje  $\alpha$ .  $\theta_{s2}$  es útil en la transformación  $K_T(\theta_{s2})$ , por lo que habrá de calcularse continuamente. Su cálculo se puede obtener mediante una relación entre las componentes  $v_{\alpha s}$  y  $v_{\beta s}$  del vector de voltaje de estator, esto es

$$\theta_{s2} = \tan^{-1} \left( \frac{v_{\beta s}}{v_{\alpha s}} \right) \quad (18)$$

donde  $v_{\alpha s}$  y  $v_{\beta s}$ , se obtienen de la transformación de  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$ ,  $v_{cs}$ , al marco de referencia estacionario.

De acuerdo con el marco de referencia seleccionado,  $v_{ds}$  es equivalente a la magnitud de  $v_s$  y  $v_{qs}=0$ , por lo que reordenando (17) se tienen las siguientes ecuaciones:

$$v_{dgl}^* = -v_{ds1} + (L \omega i_{qg} + v_{ds}) \quad v_{qgl}^* = -v_{qs1} - (L \omega i_{dg}) \quad (19)$$

donde

$$v_{ds1} = R i_{dg} + L \frac{di_{dg}}{dt} \quad v_{qs1} = R i_{qg} + L \frac{di_{qg}}{dt} \quad (20)$$

Análogamente al subsistema dado en (12), las ecuaciones en (20) son lineales y desacopladas, y son útiles para el diseño de controladores lineales, a partir de los cuales se obtienen las señales de control  $v_{ds1}$  y  $v_{qs1}$ . Finalmente, las variables  $v_{dgl}^*$  y  $v_{qgl}^*$ , resultantes de (19), son las acciones de control o señales moduladoras para el PWM asociado al GSC. El diagrama de control para el GSC puede ser apreciado en la figura 6.

El diseño del controlador del voltaje del bus de cd, parte de las fórmulas en el marco de referencia  $dq$  que describen la potencia activa y reactiva en terminales del GSC; dichas expresiones se muestran a continuación:

$$P_{gsc} = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{dg} + v_{qs}i_{qg}) \quad Q_{gsc} = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{dg} - v_{ds}i_{qg}) \quad (21)$$

Por su parte, la potencia del bus de cd es expuesta en la siguiente ecuación:

$$P_{bus} = u_{cd}i_c = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{dg} + v_{qs}i_{qg}) \quad (22)$$

Esta expresión puede reducirse tomando en consideración que  $v_{qs} = 0$ , de esta manera:

$$u_{cd}i_c = \frac{3}{2}v_{ds}i_{dg} \quad (23)$$

y de acuerdo con (Pena et al. 1996a; Pena et al. 1996b),

$$v_{ds} = \frac{m_1}{2\sqrt{2}}u_{cd} \quad (24)$$

donde  $m_1$  es el índice de modulación PWM para el GSC, al que comúnmente se le asigna un valor de 0.75. Sustituyendo (24) en (23) y despejando  $i_c$  se tiene que:

$$i_c = \frac{3}{4\sqrt{2}}m_1i_{dg} \quad (25)$$

Igualando (3) con (25) se obtiene

$$C \frac{du_{cd}}{dt} = \frac{3}{4\sqrt{2}}m_1i_{dg} \quad (26)$$

a partir de la cual se diseña el controlador para regular el bus de cd en función de  $i_{dg}$  en cascada con el controlador resultante de (20).

Es importante resaltar que en el control de  $Q_{gsc}$ , y que se logra mediante el controlador obtenido a partir de (20) en función de  $i_{qg}$ , el valor de referencia  $i_{qg}^*$  se obtiene de (21), bajo la consideración de que  $v_{qs}=0$  y para un valor dado de  $Q_{gsc}^*$ , esto es:

$$i_{qg}^* = -\frac{2}{3v_{ds}}Q_{gsc}^* \quad (27)$$

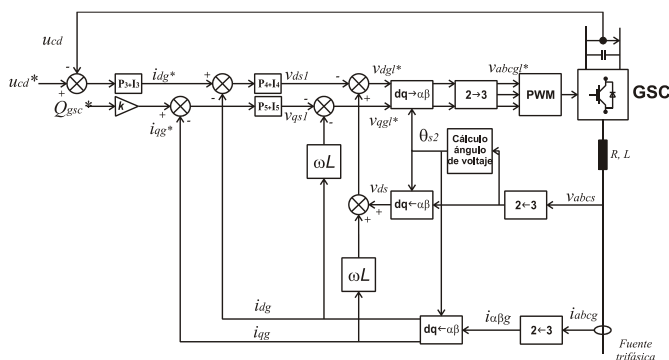


Fig. 6. Esquema de control para el GSC, basado en (Pena et al. 1996b).

#### 4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

A continuación, se muestran resultados de simulaciones implementadas en MatLab-Simulink de un WECS de velocidad variable basado en un DFIG de 50 HP, el cual es controlado mediante un convertidor *back-to-back*; el control de la potencia activa y reactiva por el RSC, así como el

control de la potencia reactiva y el voltaje del bus de cd por el GSC, son los objetivos de control planteados para la simulación. Los parámetros utilizados son mostrados en el Apéndice A.

Los valores de referencia que el controlador debe alcanzar son los siguientes:

$$P_s^* = 10 \text{ KW} \quad Q_s^* = 2 \text{ KVAR}$$

$$u_{dc}^* = 790 \text{ V} \quad Q_{gsc}^* = 0 \text{ KVAR}$$

En estas pruebas de simulación se lleva a cabo un cambio de velocidad de super a subsíncrona en el segundo doce; esto se realiza con la finalidad de apreciar los comportamientos dinámicos de las variables expuestas.

En la figura 7 se puede observar que tanto la potencia activa como reactiva que se controla a través del RSC, alcanzan los valores deseados, mostrando un transitorio al experimentar un cambio en la velocidad de super a sub síncrona.

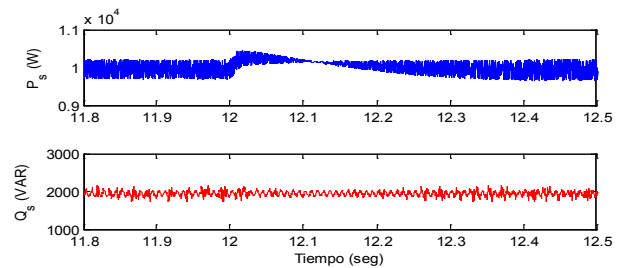


Fig. 7. Potencia activa y reactiva controlada por el RSC.

El desempeño del lazo de control para el bus de cd se puede observar en la figura 8. Por su parte, en la figura 9 se aprecia el comportamiento de la potencia activa y reactiva para el GSC.

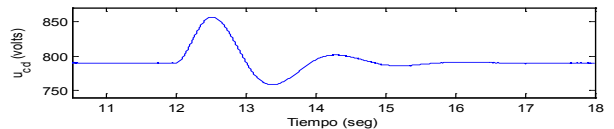


Fig. 8. Comportamiento del voltaje del bus de cd.

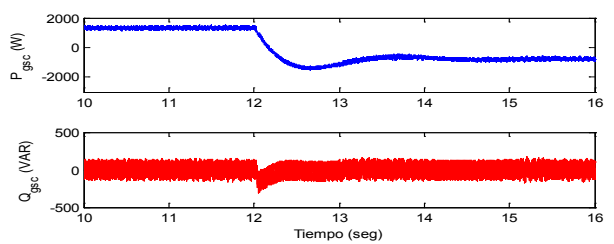


Fig. 9. Potencia activa y reactiva que entrega el GSC.

Es importante notar que  $P_{gsc}$  no es un objetivo de control; sin embargo, su comportamiento demuestra el flujo bidireccional de potencia a través del *back-to-back*, puesto que a velocidades super-síncronas la potencia es positiva, es decir, el rotor entrega potencia a la red, mientras que a velocidades sub-síncronas la potencia es negativa, es decir, el rotor absorbe potencia de la red. En la figura 10 se puede verificar este fenómeno, en ella se muestran las corrientes *abc* del

rotor y su cambio de fase en el instante en que la velocidad del DFIG va de super- a sub-síncrona a partir de los 12s.

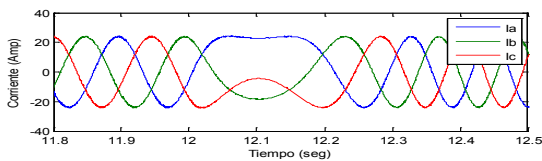


Fig. 10. Corrientes *abc* del rotor durante el cruce de velocidad de super a sub-síncrona.

De manera particular, en la figura 11 se exponen las señales de voltaje y corriente de la fase b del rotor. Antes del segundo doce (velocidad super-síncrona), el voltaje y la corriente están casi en fase, lo cual se traduce en una potencia positiva; por el contrario, a velocidad sub-síncrona, la corriente y el voltaje están desfasados  $180^\circ$ , aproximadamente, lo que significa consumo de energía de la red eléctrica. El desfaseamiento que se observa entre las señales de corriente y voltaje se debe a la potencia reactiva que el DFIG está entregando o demandando a la red eléctrica.

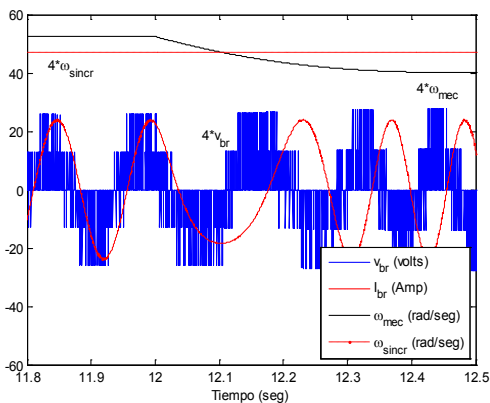


Fig. 11. Voltaje y corriente del rotor de la fase b durante el cruce de velocidad de super a sub-síncrona.

## 5. CONCLUSIONES

En este artículo, el modelado de un WECS de velocidad variable, basado en un DFIG y en un convertidor *back-to-back* ha sido presentado. Se empleó la técnica de control vectorial para regular las corrientes *dq* de rotor del DFIG. Se obtuvieron expresiones matemáticas derivadas de los modelos, las cuales pudieron emplearse en el diseño de controladores; de manera similar, se dedujeron matemáticamente los valores de referencia para las corrientes  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  e  $i_{qg}$ . Se puso en evidencia que al hacer uso del control vectorial se facilita el desacople de las componentes de corriente  $i_d$  e  $i_q$ , lo cual se traduce, en un control independiente de potencia activa y reactiva para el convertidor *back-to-back*.

Por otra parte, se destaca la conexión matemática que existe entre cada uno de los modelos de las partes que conforman al WECS, haciendo sencilla la implementación en simulación del WECS utilizando Matlab-Simulink; se obtuvieron resultados de simulación, los cuales validan el buen desempeño de los modelos expuestos.

## REFERENCIAS

- Ackermann, T., 2005. *Wind Power in Power Systems*, John Wiley and Sons.
- Ademi, S. & Jovanovic, M., 2014. Vector Control Methods for Brushless Doubly-Fed Reluctance Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP(99), p.9.
- Carlsson, A., 1998. *The Back-to-back converter control and design*. Lund Institute of Technology.
- Casadei, D. et al., 2002. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5), pp.779–787.
- Deshpande, A.P., Chaudhari, B.K. & Pande, V.N., 2012. Design and simulation of back-to-back converter for modern wind energy generation system using dSPACE. In *2012 International Conference on Power, Signals, Controls and Computation (EPSCICON)*. pp. 1–6.
- Earnest, J., 2014. *Wind Power Technology*, PHI.
- Krause, P.C., Wasynczuk, O. & Sudhoff, S.D., 2002. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* Second. M. E. El-Hawary, ed., John Wiley and Sons.
- Leonhard, W., 2001. *Control of Electrical Drives*, Springer.
- Munteanu, I. et al., 2008. *Optimal Control of Wind Energy Systems*, Springer.
- Pena, R., Clare, J.C. & Asher, G.M., 1996a. A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine. *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, 143(5), pp.380–387.
- Pena, R., Clare, J.C. & Asher, G.M., 1996b. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation. *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, 143(3), pp.231–241.
- Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, 2012. *Renewables 2012, Global Status Report, REN21*,
- Wright, A.D. & Fingersh, L.J., 2008. Advanced Control Design for Wind Turbines Part I: Control Design, Implementation, and Initial Tests. In *Technical Report of National Renewable Energy Laboratory*. p. 98.
- Xu, L., Member, S. & Cartwright, P., 2006. Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(3), pp.750–758.

## Apéndice A. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

$r_s = 0.087 \Omega$	$u_{cd} = 790 \text{ V}$
$r_r = 0.228 \Omega$	$\Delta u_{cd} = 0.79 \text{ V}$
$LL_s = LL_r = 0.8 \text{ mH}$	$T_{sw} = (15 \text{ KHz})^{-1}$
$Lm_s = 34.69 \text{ mH}$	$P_{carga} = 11.2 \text{ KW}$
$R = 0.1 \Omega$	$C = 2400 \mu\text{F}$
$L = 15 \text{ mH}$	$P_1 = P_2 = 0.671$
<i>No. de polos (DFIG) = 4</i>	$I_1 = I_2 = 134.2$
<i>Inercia (DFIG) = 1.662 J</i>	$P_3 = 0.026$
<i>Fricción (DFIG) = 0.1 Nm·seg</i>	$I_3 = 0.15$
<i>Potencia (DFIG) = 50 HP</i>	$P_4 = P_5 = 0.923$
$V_{estator} = 460 \text{ V}_{\text{ff rms}}$	$I_4 = I_5 = 60.72$
<i>Vel. nom. (DFIG) = 1800 rpm</i>	