

TÉCNICA DE CONTROL APLICADA A UN GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO

CONTROL TECHNIQUE APPLIED TO A DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR

Luis Ávila Reyes

Instituto Politécnico Nacional, México
lavilar1801@alumno.ipn.mx

Óscar Carranza Castillo

Instituto Politécnico Nacional, México
ocarranzac@ipn.mx

Francisco Emilio Rodarte Gutiérrez

Universidad Autónoma Metropolitana, México
frodarte@cua.uam.mx

Daniel Memije Garduño

Instituto Politécnico Nacional, México
damemijeg@ipn.mx

Jaime José Rodríguez Rivas

Instituto Politécnico Nacional, México
jjrodriguezr@ipn.mx

Rubén Ortega González

Instituto Politécnico Nacional, México.
rortegag@ipn.mx

Recepción: 18/noviembre/2024

Aceptación: 24/abril/2025

Resumen

En este trabajo se presenta la simulación de la técnica de control clásico aplicado a un convertidor Back-to-Back en un sistema eólico de generación empleando un generador de inducción doblemente alimentado de 5.5 kW, dicho sistema se encuentra interconectado a una red trifásica con un nivel de tensión de 220 V de línea a línea. Mediante la herramienta Simulink de MATLAB se analizan los modos de operación del generador relacionando los valores de referencia del sistema de control con los valores medidos. La propuesta del sistema de control emplea la sintonización de lazos de control de corriente, tensión y potencia junto con el uso de

la estrategia antiwindup tracking back permitiendo mantener el sistema por debajo de los límites de operación; el uso de la modulación de vectores espaciales para el accionamiento de los convertidores, con el objetivo de controlar los flujos de potencia en el estator y rotor de la máquina, por medio de la electrónica de potencia.

Palabras Clave: Antiwindup, Convertidor Back-to-Back, Control vectorial, Generador de inducción doblemente alimentado, Modulación PWM.

Abstract

This paper presents the simulation of the classical control technique applied to a Back-to-Back converter in a wind generation system using a doubly fed induction generator of 5.5 kW, this system is interconnected to a three-phase grid with a voltage level of 220 V line to line. Using MATLAB's Simulink tool, the generator's operating modes are analyzed by relating the control system's reference values to the measured values. The control system proposal employs the tuning of current, voltage and power control loops together with the use of the antiwindup tracking back strategy allowing to keep the system below the operating limits; the use of space vector modulation for the drive of the converters, with the objective of controlling the power flows in the stator and rotor of the machine, by means of the power electronics.

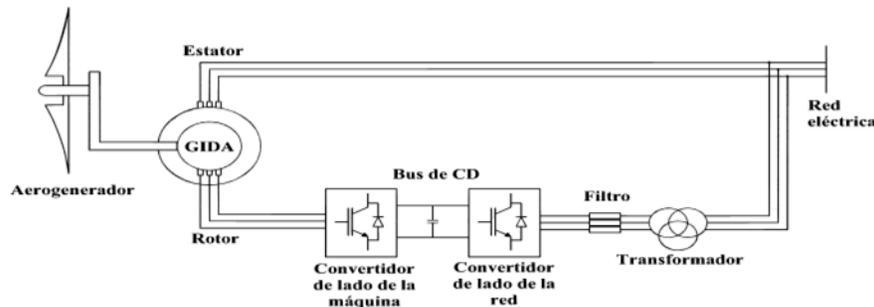
Keywords: *Antiwindup, Back-to-Back converter, Doubly fed induction machine, PWM modulation, Vector control.*

1. Introducción

En los sistemas de conversión de energía eólica los principales componentes eléctricos son los convertidores electrónicos de potencia y los generadores, en conjunto permiten la conversión de la energía eólica en energía eléctrica, en el caso del generador de inducción doblemente alimentado (GIDA) posee un rango de operación de velocidad entre un $\pm 30\%$ de la velocidad síncrona, lo que significa que el GIDA es capaz de generar energía eléctrica con dicho porcentaje de variación de la velocidad síncrona otorgado por la turbina [Abdelbaset, 2018]. El control de un GIDA se realiza a través de un convertidor Back-to-Back (CBB) ofrece ventajas

como robustez y fiabilidad del sistema ante perturbaciones, amplia viabilidad de técnicas de control clásicas [Kouider, 2022] y menor inversión en la escala del convertidor electrónico de potencia, debido a que solo emplea hasta un 30% de la potencia total del sistema [Abad, 2011], mediante la orientación del flujo del estator al eje d de corriente [Aydin, 2016].

En la Figura 1 se muestra el sistema eólico de generación estudiado, compuesto por el CBB y el GIDA. Los dos convertidores de potencia se definen como el convertidor interconectado a la red eléctrica (CLR) y el convertidor del lado de la máquina (CLM) conectado directamente a las terminales del rotor [El-jalyly, 2019]. Entre las particularidades de emplear esta técnica de control es la depreciación de transitorios y pérdidas en el rotor y estator. Por lo que requiere el diseño de controladores no lineales [Li, 2007].



Fuente: Abad, 2011

Figura 1 Sistema eólico de generación basado en un GIDA.

Debido a que las variables físicas a controlar (tensiones y corrientes) en el sistema de control están limitadas por las características de diseño de los convertidores, se debe agregar una estrategia antiwindup [Sul, 2011] en los controladores PI, con el objetivo de evitar que el sistema no opere bajo condiciones superiores a las nominales, lo cual dañaría el equipo. Los controladores PI con antiwindup mantiene al sistema estable [Makhlouf, 2017].

La organización de este trabajo consta del análisis de los modelos del sistema eólico de generación empleando un GIDA, la aplicando del control vectorial en el CBB, la sintonización de los controladores PI con el empleo de una estrategia antiwindup, la modulación de vectores espaciales (SVPWM) [Mohan, 2014], la descripción de la

secuencia de arranque para una adecuada interoperabilidad de los componentes del sistema y se concluye con la simulación de los lazos de control.

2. Métodos

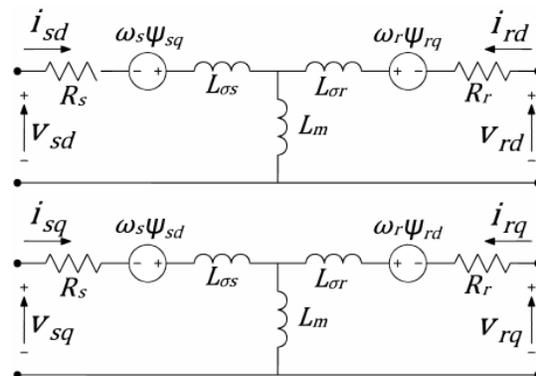
El CBB se compone de dos convertidores, un convertidor CA/CD y un convertidor CD/CA, ambos comparten el mismo enlace de CD. Con esta configuración es posible extraer o inyectar potencia activa o reactiva en el rotor [Sun, 2009]. Dado que el generador posee dos modos de operación, conocer el sentido de los flujos de potencia permite extraer la mayor potencia posible [Dinesh, 2014], [Ma, 2011]. Mediante el CLR se controla la potencia activa y reactiva del estator y a través del CLM se controla la potencia reactiva del rotor durante el modo hipersíncrono.

Modelado del convertidor del lado de la máquina

Para realizar el control vectorial del CLM conectado al GIDA, se representa el modelo de la máquina en el marco de referencia síncrono dq a partir del circuito equivalente de la máquina del rotor devanado mostrado en la Figura 2. Aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff en el lado del rotor se definen las tensiones del lado del rotor en los ejes dq expresadas en las Ecuaciones 1 y 2.

$$v_{rd}(t) = R_r i_{rd}(t) - \omega_r \Psi_{rq}(t) + \frac{d}{dt} \Psi_{rd}(t) \quad (1)$$

$$v_{rq}(t) = R_r i_{rq}(t) + \omega_r \Psi_{rd}(t) + \frac{d}{dt} \Psi_{rq}(t) \quad (2)$$



Fuente: Abad, 2011

Figura 2 Modelo de la máquina de inducción doblemente alimentada en coordenadas dq.

Los flujos magnéticos del lado del rotor y del lado del estator en los ejes síncronos dq , se expresan en Ecuaciones 3 a 6.

$$\Psi_{sd}(t) = L_m i_{rd}(t) + L_s i_{sd}(t) \quad (3)$$

$$\Psi_{sq}(t) = L_m i_{rq}(t) + L_s i_{sq}(t) \quad (4)$$

$$\Psi_{rd}(t) = L_m i_{sd}(t) + L_r i_{rd}(t) \quad (5)$$

$$\Psi_{rq}(t) = L_m i_{sq}(t) + L_r i_{rq}(t) \quad (6)$$

La potencia activa Ecuación 7 y la potencia reactiva Ecuación 8 intercambiada en terminales del estator y de la red eléctrica se calculan a partir de las componentes dq de tensiones y corrientes, que son utilizadas para realimentar los lazos de potencia.

$$P_g = \frac{3}{2} (v_{gd} i_{gd} + v_{gq} i_{gq}) \quad (7)$$

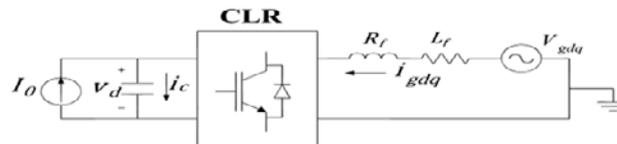
$$Q_g = \frac{3}{2} (v_{gq} i_{gd} - v_{gd} i_{gq}) \quad (8)$$

Modelado del convertidor del lado de la red

El control vectorial del lado de la red involucra el modelo que relaciona las tensiones en terminales trifásicas del convertidor y las tensiones en terminales de la red eléctrica considerando un filtro RL , Figura 3. Estas tensiones son expresadas en el marco de referencia síncrono dq en Ecuaciones 9 y 10.

$$v_{cd}(t) = R_f i_{gd}(t) + L_f \frac{d}{dt} i_{gd}(t) + v_{gd}(t) - \omega_a L_f i_{gq}(t) \quad (9)$$

$$v_{cq}(t) = R_f i_{gq}(t) + L_f \frac{d}{dt} i_{gq}(t) + v_{gq}(t) + \omega_a L_f i_{gd}(t) \quad (10)$$



Fuente: elaboración propia

Figura 3 Transferencia de potencia entre el bus de CD y la red eléctrica en ejes dq .

Mediante el modelo del bus de CD , se analiza la equivalencia entre las potencias sin considerar pérdidas, lo que significa que la potencia de entrada de la red en los

ejes dq es la misma que la potencia de salida en el bus de CD mostrada en la Ecuación 11.

$$v_d(t)i_0(t) - v_d(t)\frac{d}{dt}v_d(t) = v_{gd}(t)i_{gd}(t) + v_{gq}(t)i_{gq}(t) \quad (11)$$

Debido a que la equivalencia entre las potencias es una ecuación no lineal, se utiliza el modelo de pequeña señal. Las funciones variantes en el tiempo se consideran como una señal compuesta por una componente de gran señal, que trabaja en el punto de operación; y una componente de pequeña señal, actuando como una perturbación y trabaja como variaciones en el punto de operación. Como resultado de aplicar el modelo de pequeña señal se obtiene la Ecuación 12.

$$\begin{aligned} & (V_d + \hat{v}_d)(I_0 + \hat{i}_0) - (V_d + \hat{v}_d)\frac{d}{dt}(V_d + \hat{v}_d) \\ & = (V_{gd} + \hat{v}_{gd})(I_{gd} + \hat{i}_{gd}) + (V_{gq} + \hat{v}_{gq})(I_{gq} + \hat{i}_{gq}) \end{aligned} \quad (12)$$

Diseño de controlador

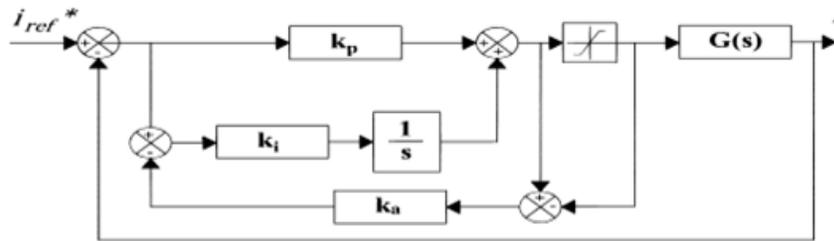
Para el diseño de controladores, la función variante en el tiempo debe estar en el dominio de Laplace y de acuerdo con los criterios de estabilidad de Nyquist y evaluando cada función de transferencia en lazo abierto $G(s)$ a controlar, el método a emplear para determinar la constante integral k_i y proporcional k_p del controlador se establece en [Ogata, 2010]. El controlador $C(s)$ debe satisfacer las Ecuaciones 13 y 14.

$$\|C(s)G(s)\|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (13)$$

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

Permitiendo proponer la frecuencia de cruce ω_c en rad/s y el margen de fase MF en grados, además para el sistema de control propuesto, cada controlador se sintoniza con la estrategia antiwindup tracking back que consta de la comparación entre la señal de control saturada y no saturada de los valores máximos de operación para generar una señal de realimentación con una ganancia entre 0.5 y 3 veces la k_p que actúa sobre la entrada del integrador, como se muestra en la Figura 4 [Sul, 2011]. Los lazos de control deben cumplir los criterios de estabilidad de margen de ganancia $MG > 5 \text{ db}$ y margen de fase $50^\circ < MF < 90^\circ$, además de

la frecuencia de cruce para los lazos internos de corriente con referencia a la frecuencia de conmutación se debe encontrar entre $\frac{1}{10}f_{sw} < f_{c1} < \frac{1}{5}f_{sw}$, para la frecuencia de cruce de los lazos externos de potencia y de tensión con referencia a la frecuencia de cruce de los lazos internos de corriente correspondientes, bajo el mismo criterio debe encontrarse entre $\frac{1}{10}f_{c1} < f_{c2} < \frac{1}{5}f_{c1}$.



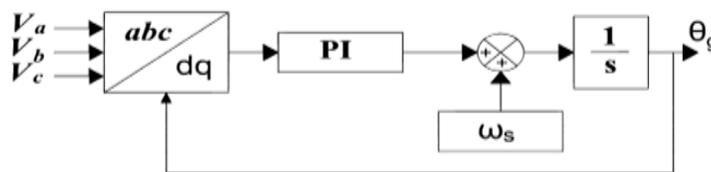
Fuente: Sul, 2011

Figura 4 Controlador PI con antiwindup tracking back.

Sincronizador de fase cerrada

La función de transferencia correspondiente para realizar el seguimiento del ángulo de fase se obtiene a través de la medición de los voltajes de la red eléctrica y la aplicación de las transformadas de Clarke y Park clásica. La función de transferencia para obtener el ángulo de red depende del valor pico de la tensión mostrada en Ecuación 15. La Figura 5 muestra el diagrama a bloques para obtener el ángulo de red, a partir de la medición de tensiones.

$$G_{pll}(s) = \frac{\hat{V}_g}{s} \quad (15)$$



Fuente: Abad, 2011

Figura 5 Diagrama a bloques del sincronizador de fase cerrada.

Para este caso de estudio, se emplean dos PLL, el primero obtiene el ángulo de la red trifásica con un voltaje línea a línea de 220 V y el segundo obtiene el ángulo de

las tensiones del rotor del GIDA, en ambos casos aplicando Ecuaciones 13 y 14 para el cálculo del controlador se determinan los controladores con un $MF = 70^\circ$ y una frecuencia de cruce por la mitad de la frecuencia de la red $f_c = 30 \text{ Hz}$, el controlador de la Ecuación 16 para el PLL del lado del estator y el controlador de la Ecuación 17 para el convertidor del lado de la red.

$$C_{pll1}(s) = 0.9861 + \frac{67.6514}{s} \quad (16)$$

$$C_{pll2}(s) = 1.8078 + \frac{124.0276}{s} \quad (17)$$

Control del convertidor del lado de la máquina

El caso de estudio contempla una máquina de inducción doblemente alimentada [VEM motors GmbH, 2018], la Tabla 1 muestra los parámetros a utilizar para la sintonización de controladores para la realización del control vectorial.

Tabla 1 Parámetros del GIDA.

Sincronismo $\omega_s = 125 \text{ rad/s}$
Frecuencia de red $f_s = 60 \text{ Hz}$
Potencia nominal $P_s = 5.5 \text{ kW}$
Conexión $\Delta - Y$
Voltaje de estator $V_s = 230 \text{ V}$
Voltaje de rotor $V_r = 180 \text{ V}$
Corriente de estator $I_s = 22.5 \text{ A}$
Corriente de rotor $I_r = 19 \text{ A}$
Pares de polos $p = 3$
Resistencia de estator $R_s = 0.207 \Omega$
Resistencia de rotor referido al estator $R_r = 0.259 \Omega$
Inductancia de dispersión del estator $L_{\sigma s} = 1.59 \text{ mH}$
Inercia $J = 0.078 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

Fuente: VEM motors GmbH, 2018

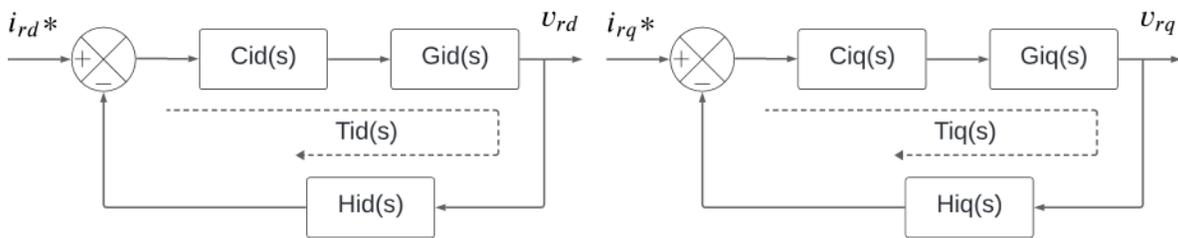
A partir del modelo de la máquina y el CLM, la sintonización de controladores de corriente se determina con las funciones de transferencia que relacionan las tensiones en los ejes dq del convertidor con las corrientes en los ejes dq del rotor y simplificando con el coeficiente de dispersión σ se obtiene la planta a controlar Ecuaciones 18 y 19.

$$G_{id}(s) = \frac{i_{rd}(s)}{v_{rd}(s)} = \frac{1}{s\sigma L_r + R_r} \quad (18)$$

$$G_{iq}(s) = \frac{i_{rq}(s)}{v_{rq}(s)} = \frac{1}{s\sigma L_r + R_r} \quad (19)$$

En la Figura 6 se muestra el lazo de control a lazo cerrado de las funciones en el dominio de Laplace con su controlador calculado $C_{id}(s)$ y $C_{iq}(s)$ equivalente con una $f_c = 1 \text{ kHz}$ y un $MF = 70^\circ$ de acuerdo con los criterios de diseño de controladores el controlador para los lazos de corriente se expresa en la Ecuación 20. $T_{id}(s)$ es la función a lazo abierto del lazo de corriente siendo el producto de las funciones de transferencia $C_{id}(s)$ y $G_{id}(s)$ considerando unitaria la ganancia del sensor $H_{id}(s)$.

$$C_{id}(s) = 18.0438 + \frac{4.2996e^4}{s} \quad (20)$$



Fuente: elaboración propia

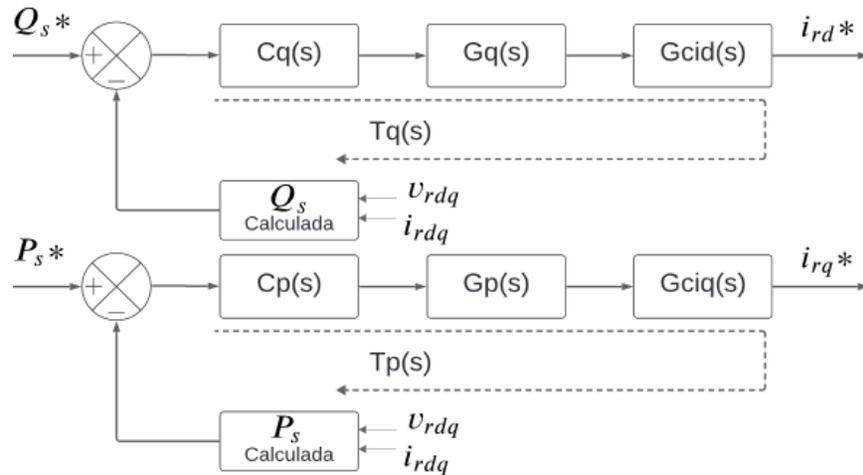
Figura 6 Lazos de control de corriente del CLM.

Relacionando la potencia de la máquina y las corrientes en los ejes dq del rotor las plantas a controlar Ecuaciones 21 y 22.

$$G_q(s) = \frac{i_{rd}(s)}{Q_s(s)} = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{\hat{V}_g L_m} \quad (21)$$

$$G_p(s) = \frac{i_{rq}(s)}{P_s(s)} = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{\hat{V}_g L_m} \quad (22)$$

La función de transferencia a lazo cerrado de los lazos de corriente se emplea $G_{cid}(s)$ con la planta de potencia para determinar el controlador mostrado en Figura 7 destacando la particularidad del controlador calculado con $MF = 90^\circ$, debido a la dinámica de la planta y una $f_c = 100 \text{ Hz}$.



Fuente: elaboración propia

Figura 7 Lazos de control de potencia del CLM.

Cumpliendo con los criterios de diseño de controladores. $Tq(s)$ es la ganancia a lazo abierto del lazo de potencia reactiva siendo el producto de las funciones de transferencia del controlador $Cq(s)$, el lazo cerrado de corriente $Gcid(s)$ y la planta $Gid(s)$, misma manera para el lazo de potencia activa. Determinando el controlador Ecuación 23.

$$Cq(s) = -2.6330 + \frac{-1.5368e^5}{s} \quad (23)$$

Para el *CLM* se propone utilizar un *PLL* a partir de la componente *d* para obtener el ángulo de las tensiones y corrientes en el rotor, dicho ángulo es importante para realizar la transformada de Park y su inversa, utilizadas en los lazos de control y de esa manera aplicar la modulación de vectores espaciales [Imtiyaz, 2022], para el accionamiento de las compuertas de los *IGBT's* del convertidor.

Control del convertidor del lado de la red

De acuerdo con la máquina a utilizar se diseñó un convertidor con los parámetros mostrados en Tabla 2 [Fairchild Semiconductor Industries, 2015], además del filtro RL a emplear, con la finalidad de determinar las funciones de transferencia.

Siguiendo la misma metodología para la sintonización de controladores del CLM, para el caso del CLR las funciones de transferencia que relacionan las tensiones en

los ejes dq del convertidor con las corrientes en los ejes dq, ahora de la red. Las plantas por controlar son expresadas en Ecuaciones 24 y 25.

$$G_{id}(s) = \frac{i_{gd}(s)}{v_{cd}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (24)$$

$$G_{iq}(s) = \frac{i_{gq}(s)}{v_{cq}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (25)$$

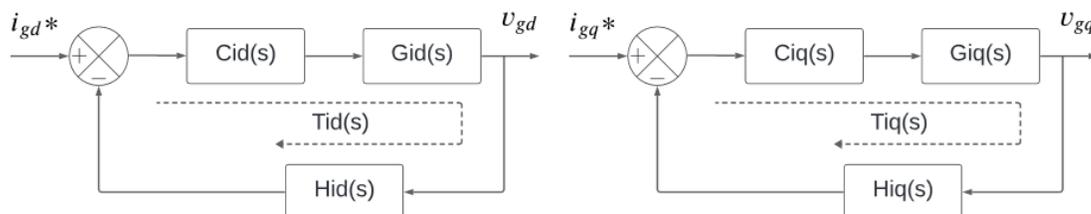
Tabla 2 Parámetros del convertidor Back-to-Back.

Potencia nominal $P = 5.76 \text{ kW}$
Voltaje RMS L-L $V = 120 \text{ V}$
Corriente RMS $I = 30 \text{ A}$
Voltaje del bus de CD $V_d = 210 \text{ V}$
Capacitor del bus de CD $C_{cd} = 5.2 \text{ mF}$
Inductancia del filtro RL $L_f = 2.5 \text{ mH}$
Resistencia del filtro RL $R_f = 40 \text{ m}\Omega$
Frecuencia de conmutación $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$

Fuente: Fairchild Semiconductor Industries, 2015

La Figura 8 muestra el lazo de control a lazo cerrado con su controlador calculado $C_{id}(s)$ y $C_{iq}(s)$ equivalente con una $f_c = 1 \text{ kHz}$ y un $MF = 70^\circ$ de acuerdo con los criterios de diseño de controladores. $T_{id}(s)$ es la ganancia a lazo abierto del lazo de corriente siendo el producto de las funciones de transferencia $C_{id}(s)$ y $G_{id}(s)$ considerando unitaria la ganancia del sensor $H_{id}(s)$, la diferencia con la Figura 6 solo es que en el CLM se realiza el control de las corrientes en el rotor y en el CLR las corrientes de la red del lado de baja tensión del transformador. Determinando el controlador Ecuación 26.

$$C_{id}(s) = 14.7469 + \frac{3.3992e^4}{s} \quad (26)$$



Fuente: elaboración propia

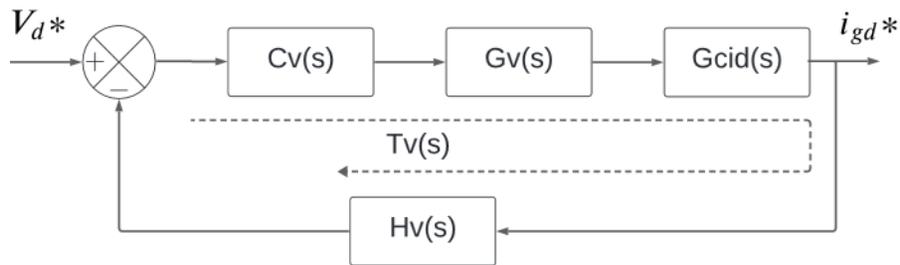
Figura 8 Lazos de control del CLR.

La función de transferencia que relaciona la tensión en el bus de CD a pequeña señal, con la corriente en el eje d de la red eléctrica se expresa en Ecuación 27.

$$Gv(s) = \frac{\hat{v}_d(s)}{\hat{i}_{gd}(s)} = \frac{-\hat{V}_{gd}}{sV_d C_{cd} - I_0} \quad (27)$$

Ahora $Tv(s)$ es la ganancia a lazo abierto del lazo de tensión determinado por el producto de las funciones de transferencia del controlador $Cv(s)$, el lazo cerrado de corriente $G_{cid}(s)$ y la planta $Gv(s)$, considerando $Hv(s)$ como una ganancia unitaria de la medición de tensión, en Figura 9 el diagrama de bloques para el lazo externo de tensión. Como último controlador calculado mostrado en la Ecuación 28 con $MF = 70^\circ$ y una $f_c = 100 \text{ Hz}$.

$$Cv(s) = -6.4735 + \frac{-895.9558}{s} \quad (28)$$



Fuente: elaboración propia

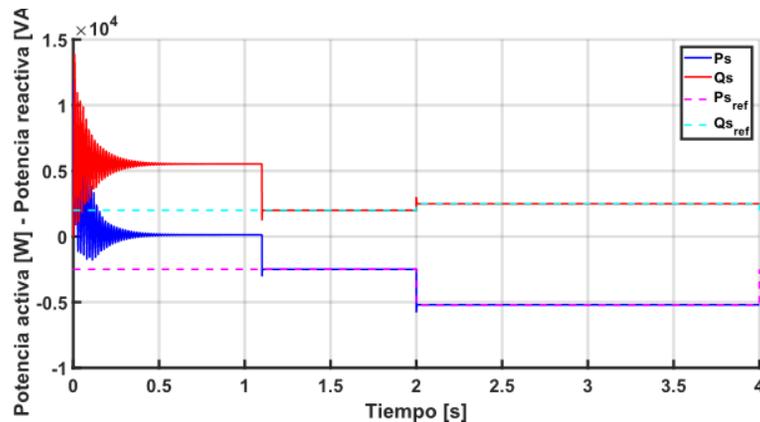
Figura 9 Lazo de control de tensión del bus de CD del CLR.

A diferencia del PLL utilizado en el CLM , para el control del CLR se propone emplear la componente q para la obtención del ángulo de las tensiones del rotor del GIDA a sincronizar. De la misma manera se aplica SVPWM para obtener las señales de control que serán comparadas con una señal triangular a una frecuencia de conmutación y así generar los pulsos correspondientes de cada IGBT.

3. Resultados

Para la evaluación del sistema de control por medio de la herramienta Simulink de Matlab, en la cual se considera como entrada la velocidad de la máquina otorgada por el movimiento de la turbina eólica. En este caso la potencia mecánica recibida en la flecha del generador producto del movimiento de las aspas de la

turbina, debe alcanzar una velocidad entre 840 – 1560 *rpm* en la máquina analizada para generar energía eléctrica. El control del CLM se muestra en la Figura 10; la potencia activa y reactiva del lado del estator, durante el primer segundo de simulación la máquina se encuentra acelerando hasta alcanzar una velocidad de 900 *rpm*, después se activa la modulación *PWM* del *CLM*, mediante la referencia de los lazos de control de potencia, cumple el seguimiento de $Q_s = 2 \text{ kVAr}$ y $P_s = -2.5 \text{ kW}$, operando como generador subsíncrono 2 s, posteriormente durante 0.5 s la máquina continua acelerando hasta alcanzar 1300 *rpm* y el sistema de control mantiene dichos valores de referencia, por ultimo entre el segundo 2 y 4 se fijan los valores de referencia a $Q_s = 2.5 \text{ kVAr}$ y $P_s = -5.2 \text{ kW}$ para la operación hipersíncrono.

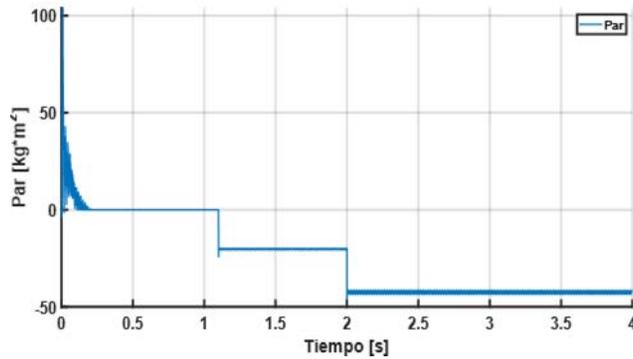


Fuente: elaboración propia

Figura 10 Potencia activa y reactiva en el estator del GIDA.

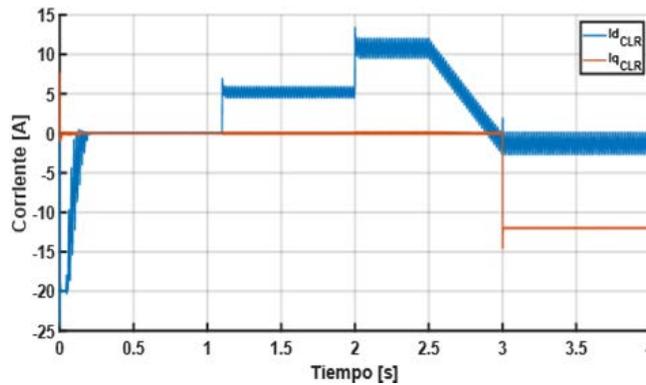
Realizando una comparación entre el comportamiento de la potencia activa y el par electromagnético de la máquina se comprueba que son directamente proporcionales mostrado en Figura 11, importante también para su sustitución por un lazo de control de velocidad. En la Figura 12 se muestra el control de la corriente $i_{cq} = -12 \text{ A}$ del CLR para compensar la potencia reactiva consumida por el estator y así generar potencia reactiva y activa a través del rotor inyectándola hacia la red eléctrica durante el modo de operación hipersíncrono. También para el *CLR* en el bus de CD de la Figura 13 se considera que el capacitor está cargado inicialmente con 210 V, aumentando hasta 250 V, permitiendo observar el beneficio de utilizar

una técnica antiwindup, sin caer en una zona de inestabilidad, además de mostrar pequeñas perturbaciones durante la activación de *PWM* y cambios de referencia de potencia.



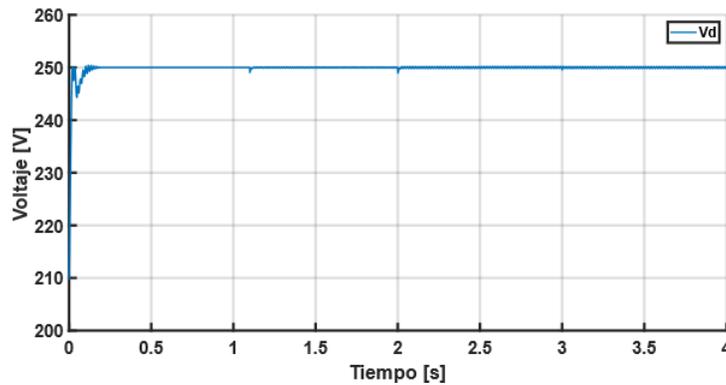
Fuente: elaboración propia

Figura 11 Par electromagnético del GIDA.



Fuente: elaboración propia

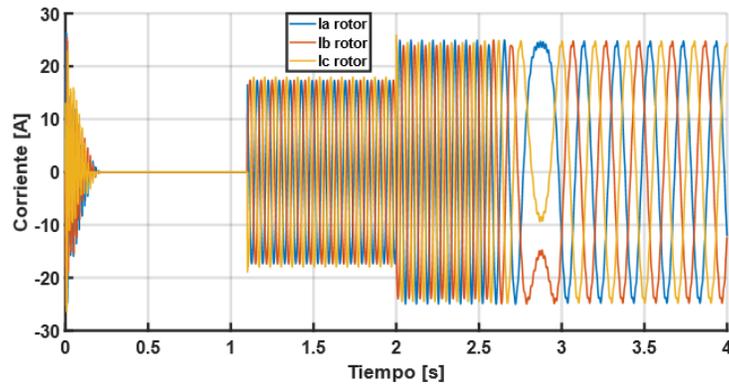
Figura 12 Corriente en coordenadas *dq* del CLR.



Fuente: elaboración propia

Figura 13 Voltaje en el bus de CD.

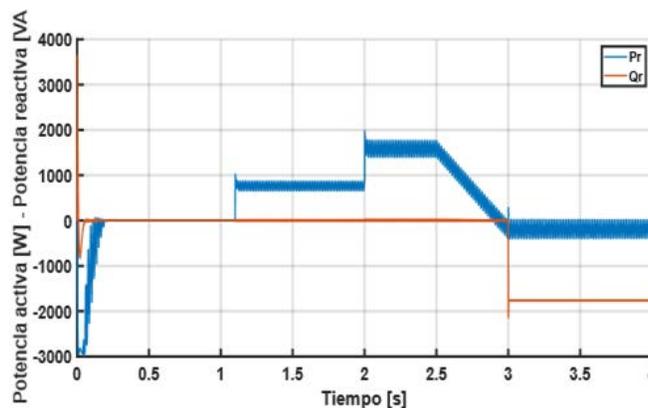
Entre las variables más importantes a analizar es la corriente en terminales del rotor que debe mantenerse por debajo de la corriente nominal RMS de 19 A , para un valor pico de 26 A la corriente RMS es adecuada con 18.38 A , mostrada en Figura 14. Además, durante el proceso de aceleración y en el momento que supera la velocidad síncrona se aprecia un cambio de secuencias resultante de pasar de un deslizamiento positivo a negativo.



Fuente: elaboración propia

Figura 14 Corrientes trifásicas en el rotor de la GIDA.

Por último, en la Figura 15 se muestra el comportamiento de la potencia activa y reactiva recibida e inyectada por el CLR, destacando que durante el modo subsíncrono recibe potencia activa y en el modo hipersíncrono se inyecta potencia activa y reactiva a la red.



Fuente: elaboración propia

Figura 15 Potencia activa y reactiva del CLR.

4. Discusión

La máquina analizada posee una capacidad de 5.5 kW , sin embargo, comúnmente se utilizan GIDA con capacidades de MW en sistemas eólicos de generación, los cuales poseen la característica de tener una relación de transformación entre los voltajes del estator y rotor de $u = 0.33$, permitiendo alcanzar un factor de potencia unitario del lado del estator sin necesidad de consumir potencia reactiva.

De acuerdo con el análisis de los modelos matemáticos que conforman un sistema eólico de generación eólica basado en el uso de un GIDA, se diseñó un sistema de control con los principios de control vectorial, en el cual se contempló el requerimiento mínimo de par recibido por la turbina eólica en el eje de 840 rpm y un máximo de $1,560\text{ rpm}$ para la generación de energía eléctrica.

Destacando que, al utilizar una técnica de control clásica en los lazos de potencia aún con antiwindup presentó la particularidad de ajustar el controlador PI a un margen de fase de 90° , para mantener la estabilidad del sistema de control.

Durante la sintonización de los controladores se analizó también la respuesta escalón con el objetivo de mantener un sobre impulso por debajo del 20% del escalón unitario, influido principalmente por el margen de fase, donde a mayor valor superior a 65° y por debajo de 90° se cumplía dicha condición.

5. Conclusiones

La aplicación del sistema de control en simulación presentó la activación del PWM con la condición del par mínimo en el modo subsíncrono, esto se realizó a 1000 rpm mediante las referencias de control de potencia, el GIDA genera 2.5 kW y consume 2 kVAr por el estator y recibe 800 W por el rotor a través del CLR. En el caso hipersíncrono genera 5.2 kW y consume 2.5 kVAr por el estator, generando 200 W y 1.8 kVAr por el rotor a través del CLR ajustando el lazo de control de corriente en el eje d. En ambos casos se carga el bus de DC a 250 V , con el fin de mantener la corriente en terminales del rotor por debajo de su valor nominal. Durante las pruebas en simulación de los modos de operación subsíncrono e

hipersíncrono fue necesario establecer consumo de potencia reactiva del lado del estator debido a la relación de voltajes con valor de $u = 1.22$. Para la implementación se debe considerar la velocidad de los lazos externos, en caso de ser necesario es posible reducir la frecuencia de cruce. Por último, es importante realizar pruebas con controles de mayor complejidad para los lazos de control de potencia, ya que en este caso se requirió llevar al límite el margen de fase.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Abad, G. Doubly fed induction machine Modeling and control for wind energy generation. IEEE Wiley, New Jersey, 2011.
- [2] Abdelbaset, A. Wind Driven Doubly Fed Induction Generator. Springer, Egypt, 2018.
- [3] Aydin, E. Vector Control of DFIG in Wind Power Applications. 5th International Conference on Renewable Energy Research and Applications. Birmingham, 2016.
- [4] Dinesh, S., Meenakshi, R., Suhanya, M. S., Kumaran, M. S., Muthu, R. Modeling and direct power control of DFIG for wind energy conversion system with a back to back converter. 2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE). India, 2014.
- [5] El-jalyly, A. Modeling and control of a DFIG for wind Turbine conversion system using Back-to-back PWM converters. Casablanca: Hassania school of public works, 2019.
- [6] Fairchild Semiconductor Industries, FNA25060, 600 V Motion SPM 2 Series. USA, 2015.
- [7] Imtiyaz, T. Modelling and Analysis of Vector Controlled Doubly Fed Induction Generator (DFIG). Power Electronics and High Voltage in Smart Grid, 817, 255-268, 2022.
- [8] Kouider, K. DTC Versus Vector Control Strategies for a Grid Connected DFIG-Based Wind Turbine. Distributed Sensing and Intelligent Systems, 723-735, 2022.

- [9] Li, S. Analysis of Decoupled d-q Vector Control in DFIG Back-to-Back PWM Converter. IEEE, Tuscaloosa, 2007.
- [10] Ma, L. Research and simulation of double-fed wind power. 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering. Yichang, 2011.
- [11] Makhlouf, L. Steady state analysis of a Doubly-Fed Induction Generator. 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet, 2017.
- [12] Mohan, N. Advanced Electric Drives. IEEE Wiley, Hoboken, 2014.
- [13] Ogata, K. Modern Control Engineering. Pearson, New Jersey, 2010.
- [14] Sul, S. Control of Electric Machine Drive Systems. IEEE Wiley, Hoboken, 2011.
- [15] Sun, H. DFIG Wind power generation based on Back-to-back PWM Converter. International Conference on Mechatronics and Automation, 2276-2280, 2009.
- [16] VEM motors GmbH, Three-phase motors with slipping rotor, 5.5 kW, Wemigerode, Dinamarca, 2018.