

Una introducción al ajuste de parámetros de controladores PI utilizados en el control del generador de inducción con rotor bobinado

André L. L. F. Murari ^{a,*}, Alfeu J. Sguarezi Filho ^a, José A. Torrico Altuna ^a, Rogério V. Jacomini ^b

^a Universidad Federal del ABC, Rua Abolição, s/n, 09210-180, Santo André, São Paulo, Brasil

^b Instituto Federal de SP, Avenida Thereza Ana Cecon Breda, s/n, 13183-250, Hortolândia, São Paulo, Brasil

Resumen

Este artículo reúne las informaciones básicas del control de generadores de inducción con rotor bobinado (GIRB) para generación eólica, teniendo como objetivo direccionar al nuevo investigador en sus primeros pasos, tornándolo apto al desarrollo de la tecnología sea por medio de modificaciones o por adición de técnicas de accionamiento y control. El estator del GIRB está conectado directamente a la red eléctrica y su rotor a través de un duplo convertidor llamado back-to-back. En este sentido, este artículo presenta una propuesta para el diseño de las ganancias de los controladores proporcional-integral (PI) utilizados en el control vectorial de potencias para el convertidor del lado del rotor del GIRB con el uso de la técnica de compensación por polos. También son presentadas las mallas de control de corriente del convertidor conectado a la red eléctrica, el diseño de la capacitancia de enlace de corriente continua y de la inductancia del filtro de armónicos. Los resultados de la simulación son presentados para validar la propuesta.

Palabras Claves:

Compensación por polos, control vectorial, generador de inducción duplamente alimentado, turbina eólica.

1. Introducción

La creciente demanda de energía eléctrica que compone el escenario de desenvolvimiento de la sociedad juntamente con la escasez de los recursos naturales como el carbón, petróleo y gas natural ilustran claramente la necesidad de búsqueda por nuevas tecnologías para la generación de energía. Siendo así, la energía eólica surge como alternativa económicamente viable para la generación de energía eléctrica en comparación con otras fuentes, como la solar (Kellogg et al., 1998).

El generador de inducción con rotor bobinado (GIRB) es bastante empleado en este tipo de aplicación (Abad et al., 2011). La configuración del GIRB en una turbina eólica se puede apreciar en la Figura 1. Su rotor es conectado a la red a través de un convertidor bidireccional denominado back-to-back, este, a su vez, compuesto por un rectificador y un inversor (invertibles), donde un enlace de corriente continua los interconecta. Su estator, es conectado directamente a la red eléctrica. El GIRB tiene operación eléctrica en los cuatro cuadrantes de potencia activa/reactiva (Zheng et al., 2010).

El control de las componentes de potencias del GIRB es realizado tradicionalmente por la técnica de orientación de flujo del estator, flujo de rotor o tensión de red, a través del control de las

corrientes del rotor (Yao et al., 2013) mediante controladores del tipo proporcional-integral (Tapia et al., 2003). Sin embargo, el controlador PI presenta dificultades en la elección de sus ganancias.

El ajuste de los parámetros de los controladores PI fue estudiado para sistemas de accionamientos eléctricos como motor de inducción con uso de diagramas de bode (Sguarezi et al., 2009, Briz et al., 2000). Con relación al ajuste de ganancias de este controlador para el GIRB, en (Costa et al., 2006) es propuesto el diseño de las ganancias a través del análisis de auto valores, entretanto este método puede tener su complejidad aumentada en función del modelo adoptado.

En (Mendes, 2009) es presentada una metodología de cálculo de las ganancias de los controladores PI de un sistema de control vectorial aplicado al control de las corrientes del rotor del GIRB con empleo del método módulo óptimo y óptimo simétrico. Sin embargo, las ganancias obtenidas no posibilitan un desempeño satisfactorio del sistema. Un método alternativo utilizado para un sistema de control directo de potencia basado en el método de compensación de polos y con resultados satisfactorios es presentado por (Poitiers et al., 2009) que utiliza un modelo de malla de potencia.

Siendo así, este trabajo presenta una propuesta, más simplificada, de diseño de las ganancias de los controladores PI utilizados en el sistema de control vectorial aplicado al control, solamente, de las corrientes del rotor del GIRB. Las ganancias son calculadas a través de la compensación por polos con un desempeño satisfactorio.

* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: andre.murari@ufabc.edu.br,

URL: <http://ppgee.ufabc.edu.br>

También, son presentadas las expresiones para los controladores PI utilizados en el convertidor conectado a la red eléctrica, el cálculo de la capacitancia del enlace de corriente continua y del filtro inductivo L. Resultados de simulación son presentados para validar la propuesta.

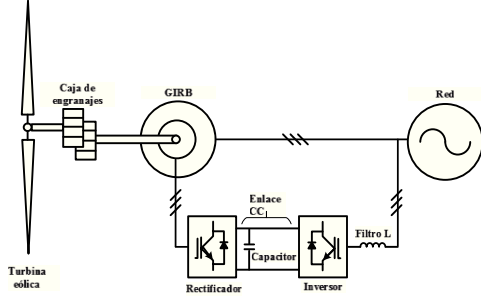


Figura 1: Esquema general simplificado del sistema de generación eólico conectado a la red.

2. Modelo de la máquina y control vectorial de la corriente

El modelo de la máquina de inducción con rotor bobinado es dado en (Sguarezi, 2010) y mostrado por (1) y (2).

$$\vec{v}_{sdq} = R_s \vec{i}_{sdq} + d\vec{\lambda}_{sdq}/dt + j\omega_s \vec{\lambda}_{sdq}. \quad (1)$$

$$\vec{v}_{rdq} = R_r \vec{i}_{rdq} + d\vec{\lambda}_{rdq}/dt + j(\omega_s - PP\omega_{mec})\vec{\lambda}_{rdq}. \quad (2)$$

La relación entre los flujos y corrientes es dada por (3) y (4).

$$\vec{\lambda}_{sdq} = L_s \vec{i}_{sdq} + L_m \vec{i}_{rdq}. \quad (3)$$

$$\vec{\lambda}_{rdq} = L_m \vec{i}_{sdq} + L_r \vec{i}_{rdq}. \quad (4)$$

Y la ecuación mecánica de la máquina es dada por (5).

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{3}{2} PP \Im(\vec{i}_{sdq} \cdot \vec{\lambda}_{sdq}^*) - T_M. \quad (5)$$

Los índices s y r hacen referencia a las variables de estator y rotor, respectivamente. ω_s representa la velocidad síncrona, ω_{mec} la velocidad de la máquina, ω_{slip} la velocidad de deslizamiento, R_s y R_r son las resistencias de los bobinados por fase, L_s , L_r las inductancias propias y L_m la inductancia mutua, \vec{v} el vector de tensión, \vec{i} el vector corriente, $\vec{\lambda}$ el vector de flujo, PP el número de pares de polos, σ el coeficiente de dispersión, J el momento de inercia, T_M el torque mecánico, P la potencia activa y Q la potencia reactiva del estator.

Las potencias activa y reactiva son representadas por (6) y (7).

$$P = 3/2 (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}). \quad (6)$$

$$Q = 3/2 (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}). \quad (7)$$

2.1. Control del convertidor del lado de rotor del GIBB

Asumiendo la orientación del flujo del estator, en que el vector del flujo se alinea con el eje directo, esto es $\lambda_s = \lambda_{sd} = |\vec{\lambda}_{sdq}|$ y $v_s = v_{sq} = |\vec{v}_{sdq}|$ se pueden escribir las potencias (6) y (7) en función de las corrientes del rotor, desacoplando el eje síncrono dq para que la corriente del rotor del eje en cuadratura controle la potencia activa, en cuanto a la corriente del rotor en el eje directo controle la potencia reactiva, como es descrito en (8) y (9). La Figura 2 muestra el diagrama de control de las potencias del GIBB.

$$P = -3/2 v_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq}. \quad (8)$$

$$Q = 3/2 v_s \left(\frac{\lambda_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \right). \quad (9)$$

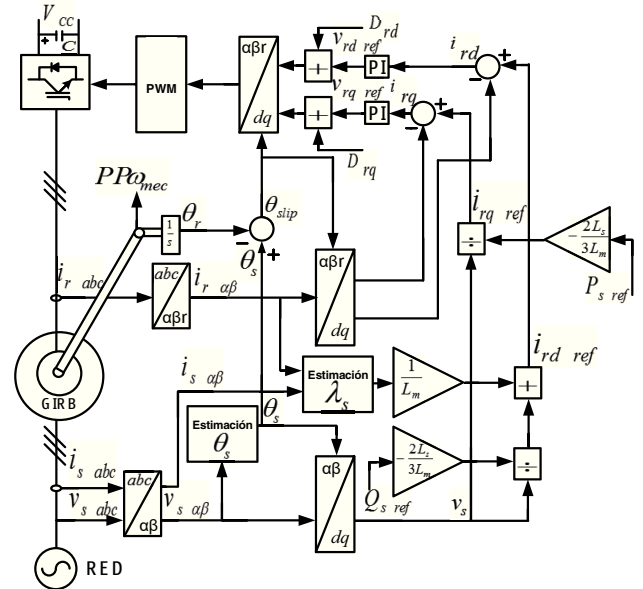


Figura 2: Sistema de control de potencias para el convertidor del lado de rotor del GIBB con uso de controladores PI.

En una primera etapa las potencias activa (P_{sref}) y reactiva (Q_{sref}) de referencia son usadas para calcular las referencias de las corrientes del rotor i_{rqref} y i_{rdrref} . Estas componentes de corriente de eje en cuadratura y directo, por su parte, serán comparadas con las corrientes i_{rq} y i_{rd} para las cuales, las diferencias serán computadas por dos controladores PI. La salida de estas generará la tensión de referencia $\vec{v} = (v_{rdref}, v_{rqref})$ que será transformada para la referencia del rotor y aplicada a los terminales del rotor por medio de un modulador sinusoidal por ancho de pulsos SPWM (Rodríguez et Al., 2005). Las ecuaciones del sistema de control están representadas a continuación en (10) hasta (15).

$$i_{rdrref} = \frac{-2L_s Q_{sref}}{3v_s L_m} + \frac{\lambda_s}{L_m}. \quad (10)$$

$$i_{rqref} = \frac{-2L_s P_{sref}}{3v_s L_m} \quad (11)$$

$$v_{rdref} = (i_{rdref} - i_{rd})(k_p + k_i/s) + D_{rd} \quad (12)$$

$$v_{rqref} = (i_{rqref} - i_{rq})(k_p + k_i/s) + D_{rq} \quad (13)$$

$$D_{rd} = -\omega_{slip}(L_r - L_m^2/L_s)i_{rq} \quad (14)$$

$$D_{rq} = \omega_{slip}((L_r - L_m^2/L_s)i_{rd} + (L_m/L_s)\lambda_s) \quad (15)$$

Con D_{rd} y D_{rq} simbolizando los residuos de acoplamiento.

2.1.1. Diseño de ganancias de los controladores

En este artículo se usa un modelo de malla de corriente para diseñar las ganancias del controlador PI, diferente de la malla utilizada por (Poitiers et Al., 2009) que utiliza un modelo de malla de potencia que aumenta la complejidad del sistema. En el trabajo mencionado es realizada la técnica del control directo de potencia, en la cual no existen mallas internas de corriente, como comúnmente es presentada en la literatura (Abad et al., 2011). En este contexto, el presente artículo realiza el control de las potencias con empleo de las mallas de corriente sin la malla externa de potencia.

Las corrientes de control \tilde{i}_{rdq} son definidas a partir de la substitución de (4) en (2) con $\omega_{slip} = \omega_s - PP\omega_{mec}$.

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{rdq} &= R_r \tilde{i}_{rdq} + \frac{d}{dt}(L_m \tilde{i}_{sdq} + L_r \tilde{i}_{rdq}) \\ &+ j\omega_{slip}(L_m \tilde{i}_{sdq} + L_r \tilde{i}_{rdq}) \end{aligned} \quad (16)$$

Al aislar en (3) las componentes del vector corriente de estator \tilde{i}_{sdq} considerando el sistema orientado por el flujo de estator y substituyendo su magnitud en (16) llegamos a las ecuaciones (17) y (18) del control de la tensión.

$$v_{rd} = \Re(\tilde{v}_{rdq}) = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \left[L_m \left(\frac{\lambda_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \right) \right] \quad (17)$$

$$- \omega_{slip}(L_m i_{sq} + L_r i_{rq})$$

$$v_{rq} = \Im(\tilde{v}_{rdq}) = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \left[L_m \left(-\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \right) + L_r i_{rq} \right] \quad (18)$$

$$+ \omega_{slip}(L_m i_{sd} + L_r i_{rd})$$

Siendo el coeficiente de dispersión $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$. El flujo es constante entonces la derivada es nula debido a que el sistema está orientado por el flujo de estator.

Siendo así, se puede reescribir las ecuaciones anteriores como una ecuación de estados (19). El diagrama de bloques es presentado en la Figura 3.

Para el diseño de las ganancias de los controladores PI, se utiliza la malla de corriente de la Figura 4 obtenida a partir del diagrama mostrado en la Figura 3.

Al despreciar los términos de perturbación (14) y (15) se obtiene una malla simplificada que posibilita el diseño del controlador, esta malla es mostrada en la Figura 5. Siendo que $D = R_r + s(\sigma L_r)$ y $N = 1$.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \omega_{slip} \\ -\omega_{slip} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{slip} L_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{\omega_{slip} L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

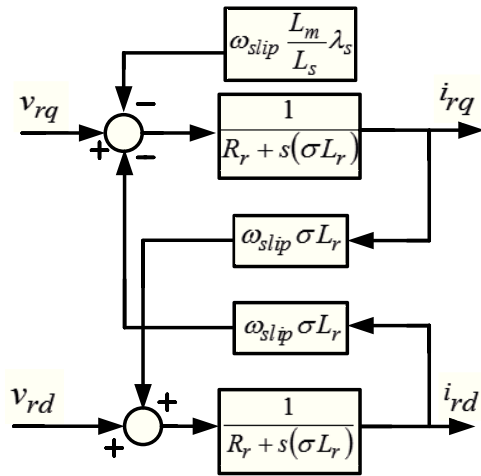


Figura 3: Sistema a ser controlado.

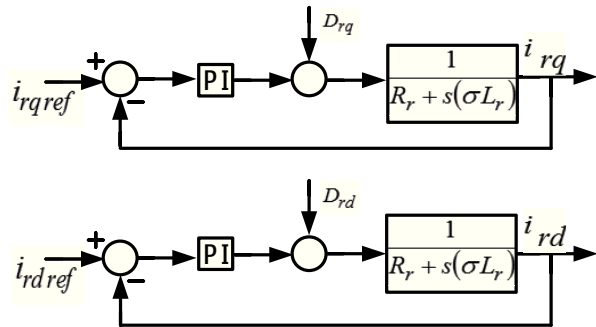


Figura 4: Malla de control de las corrientes de rotor.

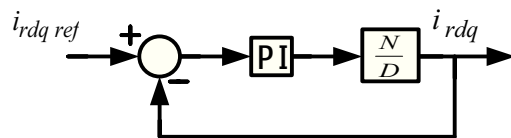


Figura 5: Malla de control final de las corrientes del rotor.

Usando el método de compensación por polos presentado en (Poitiers et Al., 2009) y especificando un tiempo de respuesta de 10 ms , los valores para las ganancias de los controladores PI son:

$$k_p = 1/(5 \cdot 10^{-3} \sigma L_r). \quad (20)$$

$$k_i = 1/(5 \cdot 10^{-3} R_r). \quad (21)$$

2.2. Control del convertidor del lado de rotor del GIRB

El convertidor conectado a la red eléctrica y su sistema de control están ilustrados en la Figura 6. Este convertidor es responsable por el flujo de potencia entre el GIRB y la red eléctrica a través del control de la tensión del enlace de corriente continua (CC).

Utilizando (6) y (7) para la red y alineando con el vector tensión de eje directo de la red $v_g = v_{gd} = |v_{gdq}|$, las potencias quedan de la siguiente manera:

$$P_g = 3/2 (v_{gd} i_{gd}). \quad (22)$$

$$Q_g = -3/2 (v_{gd} i_{gq}). \quad (23)$$

A partir de (22) y (23) se puede controlar de forma independiente las potencias inyectadas en la red eléctrica. La ecuación que representa el control de las potencias de la red está dada por:

$$i_{gdref} = K_{gp}(V_{CC} - V_{CCref})(k_{VCCp} + k_{VCCI}/s). \quad (24)$$

$$i_{gqref} = K_{gQ} Q_{gref}. \quad (25)$$

Las potencias activa y reactiva son divididas por la tensión de eje directo para la obtención de las corrientes de referencia, definiendo las ganancias dadas por (26) y (27).

$$K_{gP} = \frac{1}{3/2 v_{gd}}. \quad (26)$$

$$K_{gQ} = \frac{1}{-3/2 v_{gd}}. \quad (27)$$

Las ecuaciones que representan el control de la tensión del enlace de CC están dadas por:

$$v_{gdref} = (i_{gdref} - i_{gd})(k_{gp} + k_{gi}/s) + e_q. \quad (28)$$

$$v_{gqref} = (i_{gqref} - i_{gq})(k_{gp} + k_{gi}/s) + e_d. \quad (29)$$

Con el fin de conseguir un mejor comportamiento, son adicionados términos de acoplamiento, (30) y (31) a los valores de las tensiones de referencia.

$$e_d = -\omega_s L_f i_{gq}. \quad (30)$$

$$e_q = \omega_s L_f i_{gd}. \quad (31)$$

El capacitor asume la función de disminuir la ondulación de la tensión del enlace CC, siendo el valor de su capacitancia inversamente proporcional a esta variación. ω_n es la velocidad eléctrica y V_{CC} es la tensión del enlace CC, usualmente mayor que el valor pico de la tensión de la red. El valor de la capacitancia para una determinada onda admisible al diseño puede ser calculada conforme (32) por (Abdul et Al., 2005).

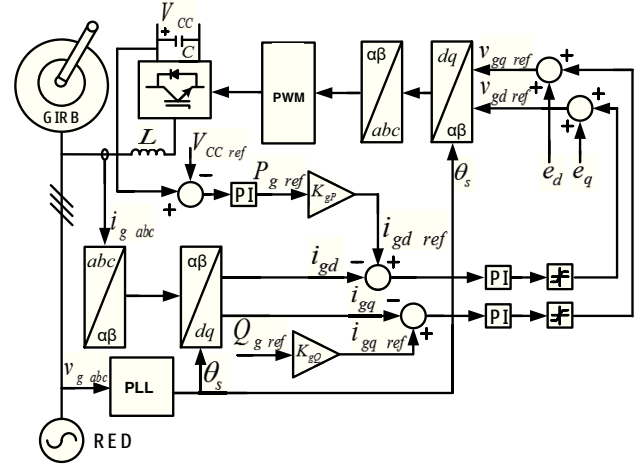


Figura 6: Sistema de control de potencias para el convertidor de lado de la red del GIRB con uso de controladores PI.

$$C = \frac{S_n}{u_{dc} \Delta u_{dc} (\%)} \frac{1}{2\omega_n}. \quad (32)$$

Un inductor es acoplado en serie a la conexión del convertidor de red, y actúa como filtro L para armónicos provenientes de la frecuencia de conmutación f_{ch} . ΔI es la ondulación de corriente admisible en amperios. La inductancia es calculada según la propuesta de (Araújo, 2012) y la ecuación es mostrada en (33).

$$L = \frac{V_{rms}}{2\sqrt{6} f_{ch} \Delta I}. \quad (33)$$

Se pueden encontrar las ganancias de los controladores PI de acuerdo a los métodos de respuesta en frecuencia o compensación por polos, entretanto la propuesta (Yazdani et Al., 2010) presenta una buena aproximación que define los valores iniciales de simulación para las ganancias de los controladores de tensión V_{CC} , (k_{VCCp}, k_{VCCI}) y de corriente dq exhibidos en (34) y (35), relacionados con los valores de los parámetros del filtro L utilizados, además de la constante de tiempo τ del sistema en malla cerrada. τ está relacionada con la frecuencia de conmutación empleada en el convertidor:

$$k_{gp} = L_f / \tau. \quad (34)$$

$$k_{gi} = R_f / \tau. \quad (35)$$

La modulación del bloque PWM en la Figura 6 es obtenida de forma idéntica al convertidor del lado del rotor, siendo esta nuevamente modulada por SPWM.

2.3. Sincronismo con la red eléctrica

El PLL - Phased Locked Loop - compone un circuito adicional a la simulación que estima el ángulo de tensión de la red trifásica, garantizando el sincronismo del ángulo de operación del circuito de control de la máquina con el ángulo instantáneo de la red eléctrica. De esta forma el PLL debe operar continuamente en conjunto con la estrategia de control del convertidor, una vez que la magnitud del ángulo debe ser alterada conforme la velocidad angular de la tensión de red. En caso de que exista desfase angular en el armado de las llaves entre los ángulos de la red y del convertidor podrán ocurrir cortos circuitos, incoherencia en el flujo de potencia y entrega del factor de potencia incorrecto al sistema.

El PLL es realizado a través de las transformaciones de las tensiones sinusoidales trifásicas en componentes vectoriales dq a través del propio ángulo estimado. La componente de tensión directa es procesada por un controlador PI que modifica el valor de la velocidad angular hasta que esta componente, tratada como el error, se torne nula, como es representada en la Figura 7, garantizando así el alineamiento del eje d con el vector de fase cero de la red, lo que significa que el proceso de sincronismo fue concluido. Para efectos de simulación es necesario que el ángulo resultante del PLL sea aplicado al control del sistema solamente después de la partida de la máquina, con el fin de evitar errores iterativos durante la partida del generador.

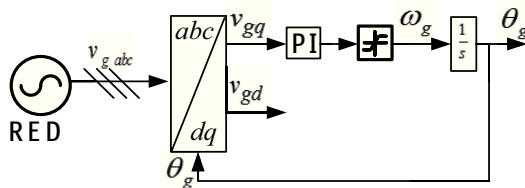


Figura 7: Sistema de obtención del ángulo de la red por medio del PLL.

3. Pruebas y resultados

Fue realizada una simulación computacional del sistema de control del GIRB conectado a la red eléctrica con el uso de la herramienta Simulink del software MatLab®. Los parámetros de la simulación y de la máquina están presentes en las tablas 1 y 2 del apéndice.

Son presentados primeramente los resultados de la operación del GIRB con velocidad fija (síncrona). La máquina es energizada con 2 kW de potencia activa y factor de potencia unitario. Debido a los transitorios iniciales y al tiempo de carga inicial del capacitor el tiempo de simulación es extendido. En 3 s el valor es cambiado para 1 kW y $FP = -0.85$ (capacitivo). A los 5 s es de 1,5 kW y $FP = 0.85$ (inductivo). La Figura 8 muestra los resultados obtenidos donde se puede apreciar el control independiente de las potencias activa y reactiva por las componentes dq de la corriente del rotor. Las ganancias k_p y k_i del controlador PI fueron ajustados de acuerdo a (20) y (21) y son dadas por: $k_p = 2,39$ y $k_i = 344$.

Las Figuras 9 y 10 contienen el comportamiento de la tensión y de la corriente del estator de la fase a. Observe la alteración del factor de potencia en los instantes mencionados anteriormente.

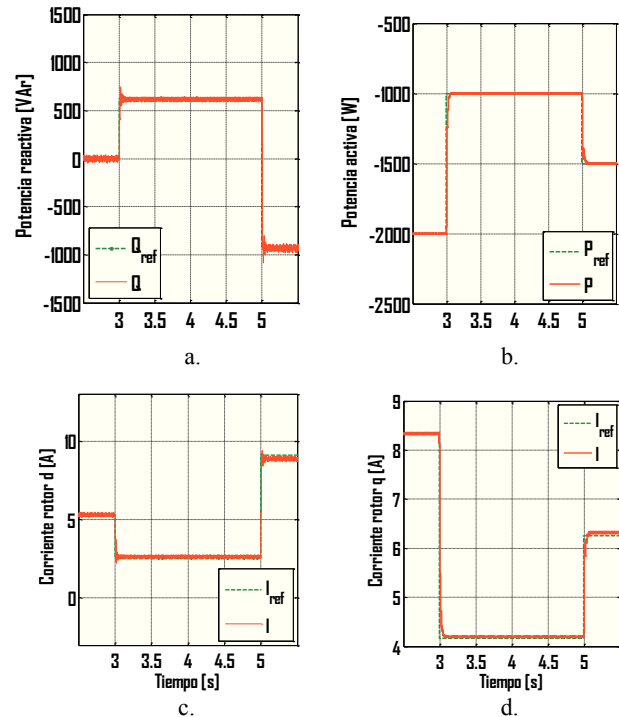


Figura 8: a. Potencia reactiva demandada. b. Potencia activa demandada. c. Componente d de la corriente del rotor. d. Componente q de la corriente del rotor.

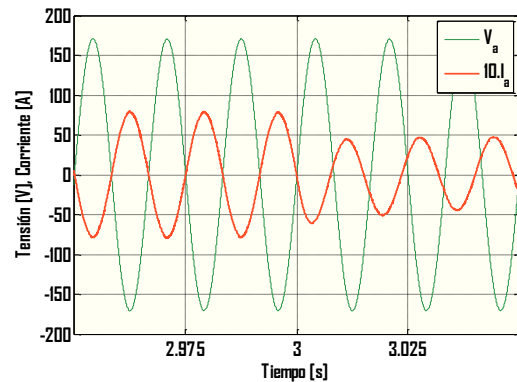


Figura 9: Transitorio de suministro de reactivos.

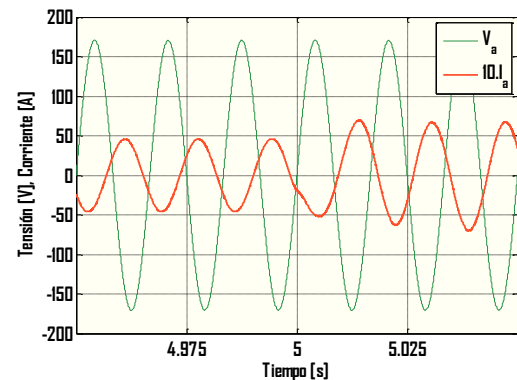


Figura 10: Transitorio de suministro de reactivos capacitivos para inductivos.

La próxima prueba ejecutada es a velocidad variable, de la velocidad subsíncrona @1440rpm donde hay un consumo de potencia de la red para la alimentación de la máquina, para la velocidad supersíncrona @2160rpm, situación en la cual se genera energía eléctrica, manteniendo la potencia activa en 2 kW con factor de potencia unitario. Los resultados son presentados en la Figura 11.

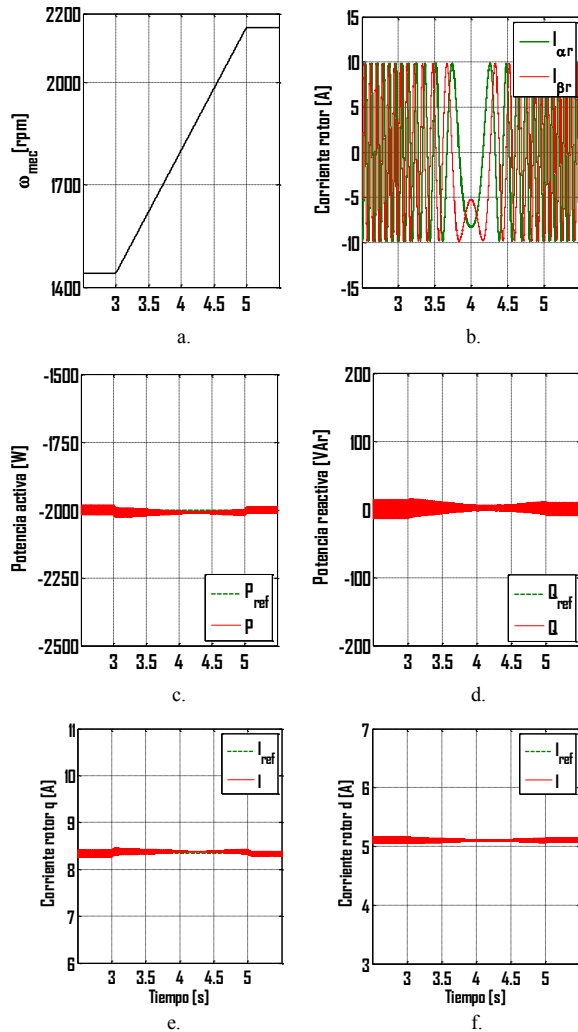


Figura 11: a. Rampa del perfil de velocidad. b. Componentes $\alpha\beta$, de la corriente del rotor. c. Potencia activa demandada. d. Potencia reactiva demandada. e. Componente q de la corriente del rotor. f. Componente d de la corriente del rotor.

Los siguientes gráficos hacen referencia al convertidor del lado de la red. La Figura 12 muestra la corriente d y q de la red. Luego en la Figura 13 es presentada la tensión V_{CC} del enlace de corriente continua.

Finalmente en la Figura 14 el gráfico de sincronismo angular del PLL es presentado, utilizando la tensión V_q como error de entrada para el controlador PI.

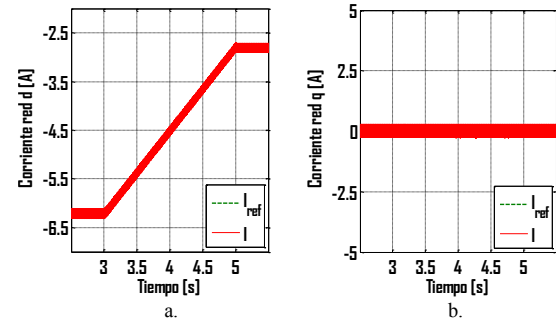


Figura 12: a. Componente d de la corriente del convertidor del lado de la red. b. Componente q de la corriente del convertidor del lado de la red.

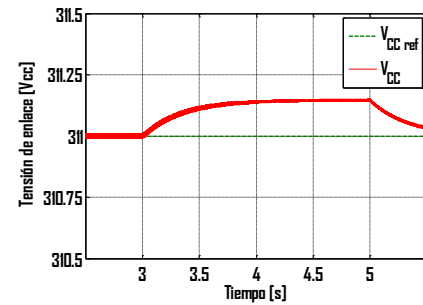


Figura 13: Tensión del enlace de la corriente continua que interconecta los convertidores back to back.

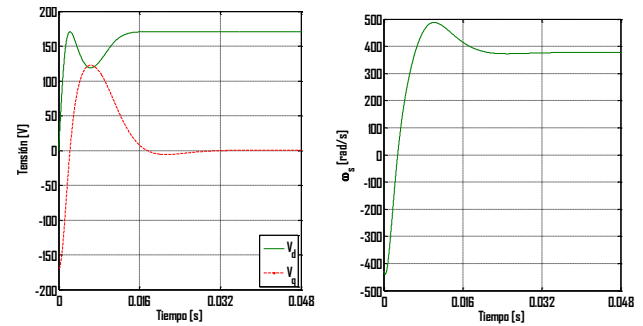


Figura 14: Tensiones en eje dq y velocidad angular de la red del PLL.

4. Conclusión

En el presente trabajo fueron presentadas las expresiones para el diseño de ganancias de los controladores PI usados en el control de las potencias del convertidor conectado al rotor del GIRB e del convertidor conectado a la red eléctrica. El error de régimen es despreciable en la prueba con velocidad variable de $\pm 20\%$ de la velocidad sincrónica, con tiempo de respuesta bajo, lo suficiente para no causar un pico de corriente (“overshoot”), mostrando un control adecuado para este tipo de aplicaciones, inclusive con las simplificaciones hechas en el modelo. Este pequeño error de los controladores PI puede ser solucionado creando una tabla de ganancias k_p y k_i para diversos puntos de operación de la máquina, o substituyendo estos controladores por otros (Sguarezi et Al., 2011). Las ganancias de los diversos PI utilizados son proyectadas para un punto de operación de la máquina en particular, en este caso, para la velocidad sincrónica. Debido a la robustez del controlador, su desempeño fue igualmente satisfactorio en otros puntos de operación del GIRB.

English Summary

An introduction to setting PI controller's parameters used to control the wound rotor induction generator.

Abstract

This article presents the basic information about the control of induction generators with wound rotor for wind generation. Its aim is to assist new researchers in their first steps, making them suitable for the development of technology either through modifications or by adding techniques of driving and control. The GIRB's stator is connected directly to the power grid and its rotor via a bi-directional converter called back-to-back. This way, this article presents a proposal for the design of the gains of the proportional-integral controllers (PI) used in vector control of powers for the GIRB's rotor-side converter using the poles compensation technique. It also shows the current control loops of the converter connected to the power grid, the specification of the capacitance of the direct current link and the inductance of the harmonic filter. Simulation results are presented to validate the proposal.

Keywords:

Double-fed induction generator, pole compensation, vector control, wind turbine.

Agradecimientos

Los autores agradecen al CNPQ, FAPESP y UFABC por el apoyo financiero.

Referencias

- Abad, G., Lopez, J., Rodriguez, M. A., Marroyo, L., Iwanski, G., 2011. Doubly fed induction machine. IEEE Press, Ed. Wiley.
- Abdul, F., Hassan, M., 2005. On Power Electronics Interface for Distributed Generation Applications and its Impact on System Reliability to Customers, Division of Electric Power Engineering Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology.
- Araújo, R. D., Março de 2012. Projeto e Simulação de Filtros L e LCL para Interconexão de inversor NPS Trifásico à Rede, Faculdade de engenharia elétrica da Universidade Federal do Ceará.
- Briz, F., Degener, M. W., Lorenz, R. D., May–June 2000. Analysis and design of current regulators using complex vectors. IEEE Trans. Industrial Applications, Vol. 32, pp. 817–825.
- Costa, J. P., Marques, J., Gründling, H. A., Pinheiro H., March 2006. Dynamic behavior of the doubly-fed induction generator in stator flux vector reference frame. Eletrônica de Potência, 13(1):33–42.
- Kellogg, W. D., Nehrir, M. H., Venkataramanan, G., Greez, V., March 1998. Generating Unit Sizing and Cost Analysis for Stand-alone Wind, Photovoltaic and Hybrid Wind/PV Systems, IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 13, No. 1, pp. 70–75.
- Mendes, V. F., Agosto de 2009. Avaliação do Comportamento de um Sistema de Conversão de Energia Eólica Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado Durante Afundamentos de Tensão Equilibrados e Desequilibrados, Tese de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais.

- Poitiers, F., Bouaouiche, T., Machmoum, M., 2009. Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion. Electric Power Systems Research, 79:1085–1096.
- Rodríguez, J. R., Dixon, J. W., Espinoza, J. R., Ponnt, J., Lezana, P., February 2005. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art. IEEE Trans. of industrial electronics, Vol. 52, No.1.
- Sguarezi Filho, A. J., Ruppert Filho, E., 2009. The Complex Controller Applied to The Induction Motor Control, Eletrônica de Potência (Impresso), Vol. 14, p. 201–209.
- Sguarezi Filho, A. J., 2010. Controle de potências ativa e reativa de geradores de indução trifásicos de rotor bobinado para aplicação em geração eólica com a utilização de controladores baseados no modelo matemático dinâmico do gerador, Faculdade de engenharia elétrica, Unicamp.
- Sguarezi Filho, A. J., Oliveira Filho, M. E., Ruppert Filho, E., 2011. A predictive power control for wind energy, IEEE Trans. on Sustainable Energy, Vol. 2, no. 1, pp. 97–105.
- Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. X., Saenz, J. R., June 2003. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator, IEEE Trans. on Energy Conversion, no. 194–204.
- Yao, J., Li, H., Chen, Z., Xia, X., Chen, X., Li, Q., Liao, Y., July 2013. Enhanced control of a dfig-based wind-power generation system with series grid-side converter under unbalanced grid voltage conditions. Power Electronics, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 28, no. 7, pp. 3167–3181.
- Yazdani, A., Iravani, R., February 2010. Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control and Applications, IEEE Press., Ed. Wiley. ISBN: 978-0-470-52156-4.
- Zheng X., Guo, D., 2010. Study and Connection of DFIG to Grid Based on Double-vector PWM. Internacional Conference on Electrical and Control Engineering.

Apéndice A. Parámetros del sistema de control.

TABLA 1
PARÁMETROS DE LA MÁQUINA

Cantidad	Símbolo	Valor
Potencia aparente nominal	S_N	2,7 KVA
Potencia activa nominal	P_N	2,25 KW
Constante de inercia	J	0,05 Kg. m ²
Número de pares de polos	PP	2
Tensión de línea nominal estator	V_{sN}	220 VAC
Corriente nominal estator	I_{sN}	7 A
Resistencia estator	R_s	1,7 Ω
Inductancia estator	L_s	98,14 mH
Tensión de línea nominal rotor	V_{rN}	220 VAC
Corriente nominal rotor	I_{rN}	20,2 A
Resistencia rotor	R_r	1,72 Ω
Inductancia rotor	L_r	98,14 mH
Inductancia mutua	L_m	91,96 mH

TABLA 2
PARÁMETROS COMPUTACIONALES UTILIZADOS

Cantidad	Símbolo	Valor
Frecuencia de red	f	60 Hz
Tensión de línea estator	V_s	209 VAC
Tensión de línea rotor	V_r	220 VAC
Resistencia de carga	R_{bus}	100 Ω
Capacitancia de enlace	C_{bus}	4,3 mF
Resistencia de filtro	R_f	10 mΩ
Inductancia de filtro	L_f	9 mH