

Control en Tiempo Discreto con Modos Deslizantes implementado en Tiempo Real, para un Generador de Inducción Doblemente Alimentado

R. Ruiz*, E. N. Sanchez* y A. G. Loukianov*

*CINVESTAV-IPN, Campus Guadalajara

Av. del Bosque 1145, Col. El Bajío, Zapopan, C.P. 45019, Jalisco, México.

Phone: +52-33-3777-3600 Fax: +52-33-3777-3609 Email: [rruiz][sanchez][louk]@gdl.cinvestav.mx

Resumen—En este trabajo, se presenta un esquema de control basado en la técnica de control a bloques usando modos deslizantes, para el prototipo de un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en Inglés) conectado a un bus infinito. El DFIG es muy usado como un generador eólico; éste permite la variación de la velocidad mecánica del rotor, mientras la sincronización del estator es fijada directamente por la frecuencia del sistema de potencia. El esquema de generación para el DFIG tiene un convertidor fuente de voltaje PWM “back-to-back” conectado entre los devanados del rotor y la red eléctrica. El convertidor del lado del rotor (RSC, por sus siglas en Inglés) es conectado vía un acoplamiento *dc* al convertidor del lado de la red (GSC, por sus siglas en Inglés), que a su vez es conectado a las terminales del estator directamente ó a través de un transformador elevador. En este artículo, un esquema de control a bloques para el RSC es implementado para el control del par eléctrico y la potencia reactiva del estator independientemente. Las variables a controlar por el GSC son el voltaje en el acoplamiento *dc* y la potencia reactiva en las terminales del transformador elevador. El desempeño del esquema de control se muestra vía una implementación en tiempo real en un prototipo de un DFIG de 1/4HP.

Palabras clave: Generador eléctrico, control por modos deslizantes, tiempo real.

I. INTRODUCCIÓN

El generador de inducción doblemente alimentado es muy usado como generador eólico; éste permite la variación de la velocidad mecánica del rotor, mientras la sincronización del estator es fijada directamente por la frecuencia del sistema de potencia. Esto se logra controlando el campo magnético del rotor por medio de las corrientes del rotor suministradas por el convertidor del lado del rotor (RSC), como se ilustra en la Fig. 1. El RSC es conectado vía un acoplamiento *dc* al convertidor del lado de la red (GSC), que a su vez es conectado a las terminales del estator directamente ó a través de un transformador elevador. El RSC y el GSC son convertidores de cuatro cuadrantes, que permiten el flujo bidireccional de la potencia. Diferentes técnicas han sido propuestas para el control de esta configuración; en (Morfin *et al.*, 2008), usando modos deslizantes

integrales, se propone un control para el seguimiento del par eléctrico y de la potencia reactiva para mantener un factor de potencia constante. En (Peña *et al.*, 1996), usando la técnica de control vectorial desacoplado, se diseñó un controlador PI con corrientes de estator para la potencia activa y reactiva. En (Lan *et al.*, 2006), una linealización por retroalimentación exacta es usada para diseñar un controlador no lineal, considerando un cambio en el voltaje del “bus” como una perturbación. Todas estas publicaciones consideran tiempo continuo. En (Ruiz *et al.*, 2009), usando control a bloques con modos deslizantes en tiempo discreto, se diseña un controlador para la velocidad mecánica del rotor y para mantener un factor de potencia constante por medio de la potencia reactiva del estator; sin embargo, este artículo presenta el controlador para el RSC solamente, y los resultados son simulaciones despreciando la dinámica de los actuadores “IGBTs”. En (Qiao *et al.*, 2006), controladores PI óptimos fueron diseñados usando optimización de enjambre de partículas (PSO, por sus siglas en Inglés); los resultados son sólo en simulación. En el presente artículo, los autores proponen un esquema de control a bloques usando modos deslizantes, para el RSC y el GSC de un generador de inducción doblemente alimentado conectado a un bus infinito. Las variables a controlar por el RSC son el par eléctrico (T_e) y la potencia reactiva del estator (Q_s), y para el GSC son el voltaje (V_{dc}) en el acoplamiento *dc* y la potencia reactiva en las terminales del transformador elevador (Q_g).

II. MODELO MATEMÁTICO EN TIEMPO DISCRETO

II-A. Generador de Inducción Doblemente Alimentado

El DFIG tiene devanados trifásicos en el rotor y en el estator; estos devanados son simétricos y balanceados, y la velocidad del rotor puede estar por debajo o por arriba de la velocidad de sincronismo del flujo del estator (Burton *et al.*, 2001). Las ecuaciones en tiempo discreto para el DFIG fueron desarrolladas en (Ruiz *et al.*, 2009) y convertidas a

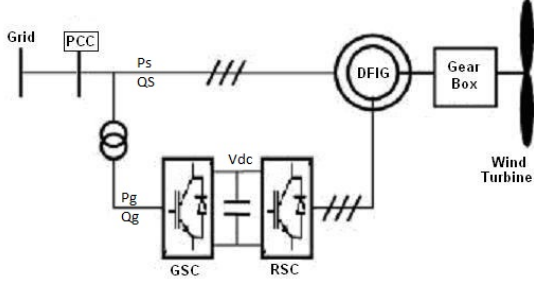


Figura 1. DFIG de velocidad variable con convertidores "IGBTs"

por unidad (*p.u.*), entonces son definidas como:

$$\omega_r(k+1) = \omega_r(k) + \tau \frac{1}{2H} (T_m(k) - T_e(k)), \quad (1)$$

$$i_s(k+1) = i_s(k) + \tau (A_{11}(k)i_s(k) + A_{12}(k)i_r(k) + \tau(D_1 v_s(k) + B_2 u(k))), \quad (2)$$

$$i_r(k+1) = i_r(k) + \tau (A_{21}(k)i_s(k) + A_{22}(k)i_r(k) + \tau(D_2 v_s(k) + B_2 u(k))), \quad (3)$$

$$T_e(k) = i_r(k)^T M_{T_e} i_s(k), \quad (4)$$

donde

$$i_s(k) = \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \end{bmatrix}, i_r(k) = \begin{bmatrix} i_{dr}(k) \\ i_{qr}(k) \end{bmatrix},$$

$$v_s(k) = \begin{bmatrix} v_{ds}(k) \\ v_{qs}(k) \end{bmatrix}, u(k) = \begin{bmatrix} v_{dr}(k) \\ v_{qr}(k) \end{bmatrix},$$

$$A_{11}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b R_s}{X_s \sigma} & \omega_b (1 - \frac{\sigma-1}{\sigma} \omega_r(k)) \\ -\omega_b (1 - \frac{\sigma-1}{\sigma} \omega_r(k)) & -\frac{\omega_b R_s}{X_s \sigma} \end{bmatrix},$$

$$A_{12}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b X_m R_r}{X_s X_r \sigma} & -\frac{\omega_b X_m \omega_r(k)}{X_s \sigma} \\ \frac{\omega_b X_m \omega_r(k)}{X_s \sigma} & -\frac{\omega_b X_m R_r}{X_s X_r \sigma} \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b X_m}{X_s X_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b X_m}{X_s X_r \sigma} \end{bmatrix}, D_1 = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b}{X_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_b}{X_s \sigma} \end{bmatrix},$$

$$A_{21}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b X_m R_s}{X_s X_r \sigma} & \frac{\omega_b X_m \omega_r(k)}{X_r \sigma} \\ -\frac{\omega_b X_m \omega_r(k)}{X_r \sigma} & -\frac{\omega_b X_m R_s}{X_s X_r \sigma} \end{bmatrix},$$

$$A_{22}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b R_r}{X_r \sigma} & \omega_b (1 - \frac{1}{\sigma} \omega_r(k)) \\ -\omega_b (1 - \frac{1}{\sigma} \omega_r(k)) & -\frac{\omega_b R_r}{X_r \sigma} \end{bmatrix},$$

$$D_2 = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b X_m}{X_s X_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_b X_m}{X_s X_r \sigma} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{X_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{X_r \sigma} \end{bmatrix},$$

$$\sigma = 1 - \frac{X_m^2}{X_s X_r}, M_{T_e} = X_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

y ω_b es la velocidad angular base, ω_r es la velocidad del rotor (*p.u.*), $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ son las corrientes del estator

y rotor en las ejes d y q respectivamente (*p.u.*), $v_{ds}, v_{qs}, v_{dr}, v_{qr}$ son los voltajes del estator y rotor en los ejes d y q respectivamente (*p.u.*), T_e es el par eléctrico (*p.u.*), T_m es el par motriz (*p.u.*), X_s es la autoinductancia del estator por fase (*p.u.*), X_r es la autoinductancia del rotor por fase (*p.u.*), X_m es la reactancia de magnetización (*p.u.*), R_s es la resistencia del estator por fase (*p.u.*), R_r es la resistencia del rotor por fase (*p.u.*), H es el momento de inercia (*sec*) y τ es el período de muestreo.

II-B. Acomplamiento DC

El GSC se conecta a la red eléctrica a través de un transformador elevador. El GSC trabaja como un rectificador para mantener el voltaje (V_{dc}) constante en el acoplamiento dc y permite el flujo bidireccional de potencia. Las ecuaciones en tiempo discreto en *p.u.* para el acoplamiento dc son definidas como:

$$V_{dc}(k+1) = V_{dc}(k) + \tau \left(\frac{1}{C V_{dc}(k)} v_{gs}^T(k) M_P i_g(k) \right), \quad (5)$$

$$i_g(k+1) = i_g(k) + \tau (A_g i_g(k) + B_g v_{gs}(k) - B_g u_g(k)), \quad (6)$$

con $V_{dc}(0) \neq 0$, donde

$$A_g = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b R_g}{X_l} & \frac{\omega_s}{X_l} \\ -\omega_s & -\frac{\omega_b R_g}{X_l} \end{bmatrix}, B_g = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{X_l} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{X_l} \end{bmatrix},$$

$$M_P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$i_g = \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix}, v_{gs} = \begin{bmatrix} v_{dgs} \\ v_{qgs} \end{bmatrix}, u_g = \begin{bmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \end{bmatrix},$$

y, ω_s es la frecuencia de sincronismo (*rad/sec*), i_{dg}, i_{qg} son las corrientes en los ejes d y q respectivamente (*p.u.*), $v_{dgs}, v_{qgs}, v_{dg}, v_{qg}$ son los voltajes del transformador elevador y del GSC en los ejes d y q respectivamente (*p.u.*), R_g es la resistencia de las líneas trifásicas a, b, c (*p.u.*), X_l es la reactancia de las líneas trifásicas a, b, c (*p.u.*), C es la capacitancia del acoplamiento dc (*p.u.*) y τ es el período de muestreo.

III. CONTROLADOR PARA EL RSC

Las variables a controlar por el RSC son el par eléctrico $T_e(k)$ y la potencia reactiva del estator $Q_s(k)$. Los objetivos de control son: a) el seguimiento de una referencia variante en el tiempo para el par eléctrico $T_e^{ref}(k)$, y b) mantener un factor de potencia constante $f_{ps1}(k)$ en la terminales del estator por medio del control de potencia reactiva del estator $Q_s(k)$. El par eléctrico $T_e(k)$ y la potencia reactiva del estator $Q_s(k)$ son definidas respectivamente como (4); además

$$Q_s(k) = v_s(k)^T M_Q i_s(k), \quad (7)$$

donde $M_Q = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

La referencia para la potencia reactiva es definida como una función del factor de potencia f_{ps1} (Tapia *et al.*, 2003):

$$Q_s^{ref}(k) = \frac{P_s(k)}{f_{ps1}} \sqrt{1 - f_{ps1}^2}, \quad (8)$$

donde $P_s(k) \approx \omega_{sync} T_e(k)$.

Analizando el estado estable del sistema (2) y (3), las siguientes ecuaciones son obtenidas:

$$i_r(k) = G_1 i_s(k) + H_1 v_s(k), \quad (9)$$

$$i_s(k) = G_2 i_r(k) + H_2 v_s(k), \quad (10)$$

donde

$$G_1 = \begin{bmatrix} \frac{X_s}{X_m} & \frac{R_s}{X_m} \\ -\frac{R_s}{X_m} & \frac{X_s}{X_m} \end{bmatrix}, \quad H_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{X_m} \\ -\frac{1}{X_m} & 0 \end{bmatrix},$$

$$G_2 = \begin{bmatrix} \frac{X_m X_s}{R_s^2 + X_s^2} & -\frac{X_m R_s}{R_s^2 + X_s^2} \\ \frac{X_m R_s}{R_s^2 + X_s^2} & \frac{X_m X_s}{R_s^2 + X_s^2} \end{bmatrix},$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} & -\frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2} \\ \frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2} & -\frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} \end{bmatrix}.$$

Para simplificar el diseño del controlador, se supone que (9) y (10) son aproximadamente válidas durante el proceso transitorio; por lo tanto (2) y (3) pueden ser reescritas usando (9) y (10), como:

$$i_s(k+1) = f_{i_s}(k) + \tau B_1 u(k), \quad (11)$$

$$i_r(k+1) = f_{i_r}(k) + \tau B_2 u(k), \quad (12)$$

donde

$$f_{i_s}(k) = i_s(k) + \tau (A_{11}(k) + A_{12}(k) G_1) i_s(k) + \tau (A_{12}(k) H_1 + D_1) v_s(k),$$

$$f_{i_r}(k) = i_r(k) + \tau (A_{21}(k) G_2 + A_{22}(k)) i_r(k) + \tau (A_{21}(k) H_2 + D_2) v_s(k).$$

Evaluando (4) en $(k+1)$ y usando (11), (12), $T_e(k+1)$ es definido como

$$T_e(k+1) = f_{T_e}(k) + B_{T_e}(k) u(k), \quad (13)$$

donde

$$f_{T_e}(k) = f_{i_r}(k)^T M_{T_e} f_{i_s}(k),$$

$$B_{T_e}(k) = \tau (f_{i_s}(k)^T M_{T_e}^T B_2 + f_{i_r}(k)^T M_{T_e} B_1).$$

Evaluando (7) en $(k+1)$ y usando (11), entonces

$$Q_s(k+1) = f_{Q_s}(k) + B_{Q_s}(k) u(k), \quad (14)$$

donde

$$f_{Q_s}(k) = v_s(k)^T M_Q f_{i_s}(k),$$

$$B_{Q_s}(k) = \tau v_s(k)^T M_Q B_1.$$

De (13) y (14), se formula el siguiente sistema

$$x_1(k+1) = f_{x_1}(k) + B_{x_1}(k) u(k), \quad y(k) = x_1(k), \quad (15)$$

donde

$$x_1(k) = \begin{bmatrix} T_e(k) \\ Q_s(k) \end{bmatrix}, \quad f_{x_1}(k) = \begin{bmatrix} f_{T_e}(k) \\ f_{Q_s}(k) \end{bmatrix},$$

$$B_{x_1}(k) = \begin{bmatrix} B_{T_e}(k) \\ B_{Q_s}(k) \end{bmatrix}.$$

La variedad deslizante es definida como:

$$s(k) = x_1(k) - x_1^{ref}(k), \quad (16)$$

$$\text{donde } x_1^{ref}(k) = \begin{bmatrix} T_e^{ref}(k) \\ Q_s^{ref}(k) \end{bmatrix}.$$

Entonces evaluando (16) en $(k+1)$, el control equivalente $u^{equ}(k)$ es calculado como (Utkin *et al.*, 1999):

$$u^{equ}(k) = -\frac{1}{\tau} B_{x_1}(k)^{-1} (f_{x_1}(k) - x_1^{ref}(k+1)). \quad (17)$$

Aplicando $u(k) = u^{equ}(k)$ a (15), los estados de sistema en lazo cerrado alcanzan la variedad deslizante $s(k+1) = 0$ en un período de muestreo. Sin embargo, es apropiado agregar a la señal de control un término estabilizador $u^{din}(k)$, definido como:

$$u^{din}(k) = \frac{1}{\tau} B_{x_1}(k)^{-1} (Ks(k) + K_0 s_0(k)), \quad (18)$$

donde se incluye $Ks(k)$ para alcanzar la variedad deslizante asintóticamente y así evitar el uso de alta ganancia en el control. La incertidumbre en el conocimiento de los parámetros del DFIG genera error en estado estable; por tanto, $K_0 s_0(k)$ es un término integral incluido para rechazar las dinámicas no modeladas y reducir el error en estado estable; adicionalmente K_s , K_0 deben seleccionarse tal que $\begin{bmatrix} I & \tau I \\ K_0 & K \end{bmatrix}$ sea una matriz Schur (Varga, 1981). El término integral $s_0(k)$ es definido como:

$$s_0(k+1) = s_0(k) + \tau s_1(k). \quad (19)$$

Por lo tanto, el control completo $u^c(k)$ se propone como

$$u^c(k) = u^{equ}(k) + u^{din}(k). \quad (20)$$

Para tomar en cuenta el acotamiento de la señal de control $\|u(k)\| < u_{\max}$, $u_{\max} > 0$, la siguiente ley de control es seleccionada (Utkin *et al.*, 1999):

$$u(k) = \begin{cases} u_{\max} \frac{u^c(k)}{\|u^c(k)\|} & \text{if } \|u^c(k)\| > u_{\max} \\ u^c(k) & \text{if } \|u^c(k)\| \leq u_{\max} \end{cases} \quad (21)$$

IV. CONTROLADOR PARA EL GSC

Las variables a controlar son el voltaje del capacitor $V_{dc}(k)$ y la potencia reactiva $Q_g(k)$. Los objetivos de control son: a) el seguimiento de un voltaje de referencia $V_{dc}^{ref}(k)$ en el acoplamiento *dc*, y b) mantener un factor de potencia constante $f_{ps2}(k)$ en la terminales del transformador elevador por medio del control de la potencia reactiva $Q_g(k)$.

La potencia reactiva del transformador elevador $Q_g(k)$ es definida como:

$$Q_g(k) = v_{sg}(k)^T M_Q i_g(k). \quad (22)$$

La referencia para la potencia reactiva se define como una función del factor de potencia f_{ps2} (Tapia *et al.*, 2003):

$$Q_g^{ref}(k) = \frac{P_g(k)}{f_{ps2}} \sqrt{1 - f_{ps2}^2}. \quad (23)$$

Definimos el error de seguimiento para el voltaje dc como

$$\varepsilon_1^g(k) = V_{dc}(k) - V_{dc}^{ref}(k). \quad (24)$$

Y usando (5), entonces $\varepsilon_1^g(k+1)$ es definido como

$$\begin{aligned} \varepsilon_1^g(k+1) = & V_{dc}(k) + \tau \left(\frac{1}{CV_{dc}(k)} v_{gs}^T(k) M_P i_g(k) \right) \\ & - V_{dc}^{ref}(k+1), \end{aligned} \quad (25)$$

y considerando que en los ejes dq , $v_{qg}(k) = 0$, entonces el voltaje dc es controlado directamente por $i_{dg}(k)$

$$\begin{aligned} \varepsilon_1^g(k+1) = & V_{dc}(k) + \frac{\tau}{CV_{dc}(k)} v_{dgs}(k) i_{dg}(k) \\ & - V_{dc}^{ref}(k+1). \end{aligned} \quad (26)$$

Entonces, la corriente referencia para i_{dg} se define como

$$\begin{aligned} i_{dg}^{ref}(k) = & \frac{2CV_{dc}(k)}{3\tau V_{ds}(k)} (V_{dc}^{ref}(k+1) - V_{dc}(k)) \\ & + k_1 \varepsilon_1^g(k) + k_0 \varepsilon_0^g(k), \end{aligned} \quad (27)$$

donde $\begin{bmatrix} 1 & \tau \\ k_0 & k_1 \end{bmatrix}$ es una matriz Schur (Varga, 1981), $k_1 \varepsilon_1^g(k)$ es introducido para alcanzar asintóticamente la referencia; $k_0 \varepsilon_0^g(k)$ es un término integral agregado para rechazar las dinámicas no modeladas y reducir el error en estado estable:

$$\varepsilon_0^g(k+1) = \varepsilon_0^g(k) + \tau \varepsilon_1^g(k). \quad (28)$$

Por otro lado, el error de seguimiento para la potencia reactiva es

$$\varepsilon_2^g(k) = Q_g(k) - Q_g^{ref}(k). \quad (29)$$

De (22), y considerando que $v_{qgs}(k) = 0$, puede ser establecido que

$$Q_g(k) = -v_{dgs}(k) i_{qg}(k). \quad (30)$$

Suponiendo $\varepsilon_2^g(k) = 0$, entonces $Q_g(k) = Q_g^{ref}(k)$; por lo tanto, es fácil ver que i_{qg}^{ref} está dado por:

$$i_{qg}^{ref}(k) = -i_{dg}(k) \frac{\sqrt{1 - f_{ps2}^2}}{f_{ps2}}. \quad (31)$$

Entonces la variedad deslizante se formula como:

$$s_g(k) = i_g(k) - i_g^{ref}(k), \quad (32)$$

donde $i_g^{ref}(k) = \begin{bmatrix} i_{dg}^{ref}(k) \\ i_{qg}^{ref}(k) \end{bmatrix}$.

Evaluando (32) en $(k+1)$, el control equivalente $u_g^{equ}(k)$ es calculado como (Utkin *et al.*, 1999):

$$\begin{aligned} u_g^{equ}(k) = & -\frac{1}{\tau} B_g^{-1} (i_g(k) + \tau (A_g i_g(k) + B_g v_{gs}(k)) \\ & - i_g^{ref}(k+1)). \end{aligned} \quad (33)$$

Aplicando $u(k) = u_g^{equ}(k)$ a (6), los estados del sistema en lazo cerrado alcanzan la variedad deslizante $s_g(k+1) = 0$ en un período de muestreo. Sin embargo, es apropiado agregar a la señal de control un término estabilizador

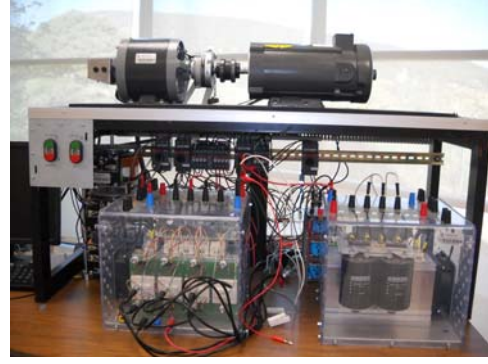


Figura 2. Prototipo del DFIG

$u_g^{din}(k)$ para alcanzar asintóticamente la variedad deslizante y evitar el uso de alta ganancia en el control; por lo tanto, la señal de control completa $u_g^c(k)$ es propuesta como:

$$u_g^c(k) = u_g^{equ}(k) + u_g^{din}(k), \quad (34)$$

donde

$$u_g^{din}(k) = \frac{1}{\tau} B_g(k)^{-1} (K_g s_g(k) + K_{0g} s_{0g}(k)), \quad (35)$$

$K_g = \begin{bmatrix} k_1^g & 0 \\ 0 & k_2^g \end{bmatrix}$, $K_{0g} = \begin{bmatrix} 0 \\ k_0^g \end{bmatrix}$; el término integral $s_{0g}(k)$ es insertado para rechazar las dinámicas no modeladas y reducir el error en estado estable, y definido como

$$s_{0g}(k+1) = s_{0g}(k) + \tau (i_{qg}(k) - i_{qg}^{ref}(k)), \quad (36)$$

y $\begin{bmatrix} k_1^g & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \tau \\ 0 & k_0^g & k_2^g \end{bmatrix}$ es una matriz Schur (Varga, 1981).

Para tomar en cuenta el acotamiento de la señal de control $\|u_g(k)\| < u_{g\text{máx}}$, $u_{g\text{máx}} > 0$, la siguiente ley de control es seleccionada (Utkin *et al.*, 1999):

$$u_g(k) = \begin{cases} u_{g\text{máx}} \frac{u_g^c(k)}{\|u_g^c(k)\|} & \text{if } \|u_g^c(k)\| > u_{g\text{máx}} \\ u_g^c(k) & \text{if } \|u_g^c(k)\| \leq u_{g\text{máx}} \end{cases} \quad (37)$$

V. IMPLEMENTACIÓN EN TIEMPO REAL

Para evaluar el desempeño de los controladores propuestos para el RSC y el GSC, una implementación en tiempo real en un generador prototipo trifásico de 1/4HP fue desarrollado; este se muestra en la Fig.2. Los parámetros del DFIG prototipo aparecen en la Tabla I. La implementación es realizada usando Simulink/MATLAB¹ con una tarjeta de adquisición de datos DS1104². La turbina de viento es emulada por un motor de corriente directa de 3/4HP. En este artículo, se presenta el caso con referencia constante para el par eléctrico con velocidad de la turbina variante en el tiempo.

Las condiciones de la implementación en tiempo real son:

¹ Simulink/MATLAB es marca registrada de MathWorks.

² Tarjeta de Control DS1104 R&D de dSPACE GmbH

Símbolo	Parámetro	Valor
X_m	Reactancia Magnetizante	2,3175p.u.
X_s	Reactancia del Estator	2,4308p.u.
X_r	Reactancia del Rotor	2,4308p.u.
R_s	Resistencia del Estator	0,1609p.u.
R_r	Resistencia del Rotor	0,0502p.u.
H	Momento de Inercia Angular	0,23sec
ω_b	Frecuencia Angular Base	376,99112rad/sec
P_b	Potencia Base	185,4VA
V_b	Voltaje Base	179,63V
X_l	Reactancia de las líneas trifásicas	0,0045p.u.
R_g	Resistencia de las líneas trifásicas	0,0014p.u.
C	Capacitancia del Acoplamiento dc	0,1854p.u.

TABLA I

PARÁMETROS DEL PROTOTIPO DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN
DOBLEMENTE ALIMENTADO

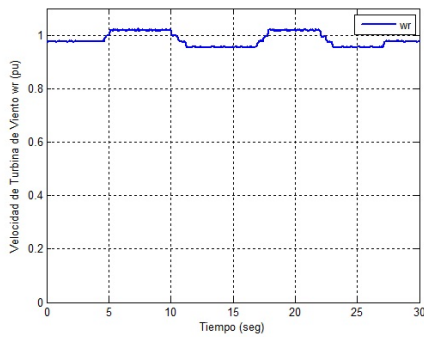


Figura 3. Velocidad de la turbina de viento

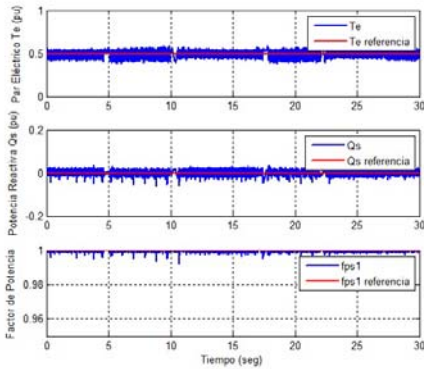


Figura 4. T_e , Q_s y f_{ps1} controlados por el RSC

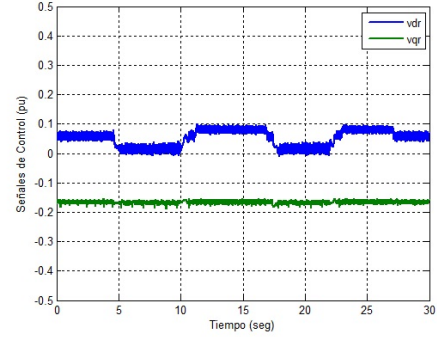


Figura 5. Señales de control para el RSC v_{dr} , v_{qr}

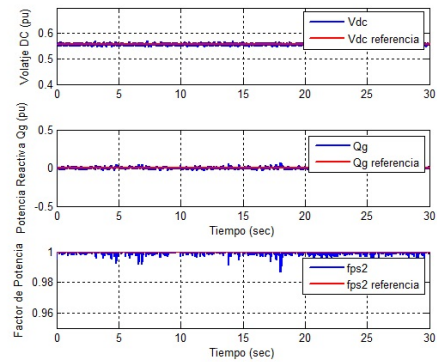


Figura 6. V_{dc} , Q_g y f_{ps2} controlados por el GSC

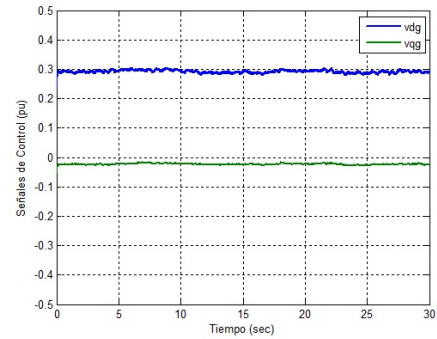


Figura 7. Señales de control para el GSC v_{dg} , v_{qg}

- Tiempo de duración: 30 segundos.
- Período de muestreo: $500\mu s$.
- Referencias para el controlador del RSC: $T_e^{ref} = 0,5p.u.$, $f_{ps} = 1$ ($Q_s^{ref} = 0p.u.$).
- Referencias para el controlador del GSC: $V_{dc}^{ref} = 0,55p.u.$, $f_{ps} = 1$ ($Q_g^{ref} = 0p.u.$).
- Los cambios de la velocidad de la turbina de viento están entre $0,95p.u.$ a $1,02p.u.$.
- La frecuencia de switcheo del PWM es 2kHz.

Los cambios en la velocidad de la turbina de viento se

muestran en la Fig. 3. El desempeño del controlador RSC es presentado en la Fig. 4 y Fig. 5. La Fig. 4 presenta las variables de salida T_e y Q_s controladas por el RSC, y en esta se puede ver que los efectos de los cambios de velocidad en el seguimiento del par eléctrico y potencia reactiva son pequeños. Los cambios de velocidad no tienen efecto significativo en el factor de potencia, como se puede ver en la Fig. 4. Las señales de control para el RSC v_{dr} , v_{qr} son presentadas en la Fig. 5. El desempeño del controlador del GSC se presenta en las Fig. 6 y Fig. 7. No hay efecto presente de los cambios de velocidad en las variables de

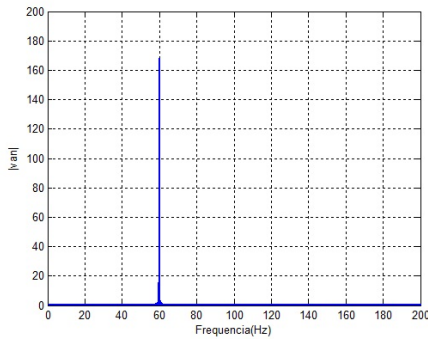


Figura 8. Espectro de frecuencias del voltaje de la red eléctrica

salida V_{dc} y Q_g del controlador del GSC, Fig. 6. Los controladores para el RSC y el GSC logran el objetivo de control satisfactoriamente. El voltaje de salida del generador está libre de armónicos como se muestra en la Fig. 8.

VI. CONCLUSIONES

Este artículo presenta un esquema de control a bloques usando modos deslizantes, para un generador de inducción doblemente alimentado, el cual fue implementado en tiempo real. Modos deslizantes discretos para el RSC son usados para el seguimiento de trayectoria para el par eléctrico T_e y para mantener constante el factor de potencia f_{ps1} ; para el GSC, modos deslizantes discretos son usados para mantener constante el voltaje V_{dc} y mantener constante el factor de potencia f_{ps2} en el transformador elevador. La velocidad del rotor del generador ω_r es controlada por un motor de corriente directa que no se describe en el presente artículo. Se puede ver que el esquema de control propuesto logra los objetivos de control a pesar de la presencia de cambios de velocidad en la turbina de viento. Los controladores propuestos presentan robustez ante las dinámicas no modeladas de los actuadores “IGBTs”.

REFERENCIAS

- Burton, T., D. Sharpe, N. Jenkis y E. Bossanyi (2001). *Wind Energy Handbook*. John Wiley and Sons. New York, USA.
- Lan, P. N., N. P. Quang y P. Buechner (2006). A non-linear control algorithm for improving performance of wind generator using doubly-fed induction generator. *European Wind Energy Conference and Exhibition*.
- Morfin, O. A., A. G. Loukianov y J. M. Cañedo (2008). Robust non-linear control of a wound rotor induction generator: integral sliding modes. *North American Power Symposium (NAPS)*.
- Peña, R., J. C. Clare y G. M. Asher (1996). Doubly fed induction generator using back to back pwm converters and its application to variable speed wind energy generation. *IEEE Proceedings Electric Power Applications* **143**(3), 231–241.
- Qiao, Wei, Ganesh K. Venayagamoorthy y Ronald G. Harley (2006). Design of optimal pi controllers for doubly fed induction generators driven by wind turbines using particle swarm optimization. *International Joint Conference on Neural Networks* pp. 1982–1987.
- Ruiz, Riemann, Edgar Nelson Sánchez y Alexander Georgievich Loukianov (2009). Discrete time block control of a double fed induction generator using sliding modes. *IEEE Multi-conference on Systems and Control (MSC)*.

- Tapia, A., G. Tapia, J. X. Estolaza y J. R. Saenz (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion* **26**(2), 194–204.
- Utkin, Vadim, Jürgen Guldner y Jingxin Shi (1999). *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor and Francis.
- Varga, A. (1981). A schur method for pole assignment. *IEEE Transactions on Automatic Control* **26**(2), 517–519.