

Neural High Order Sliding Mode Control for Doubly Fed Induction Generator based Wind Turbines

L. Djilali, A. Badillo-Olvera, Y. Yuliana Rios, H. López-Beltrán and L. Saihi

Abstract—Wind energy has many advantages because it does not pollute and is an inexhaustible source of energy. In this paper Neural High Order Sliding Mode (NHOSM) control is developed for Doubly Fed Induction Generator (DFIG) based Wind Turbine (WT). The stator winding is directly coupled with the main network, whereas a Back-to-Back converter is installed to connect its rotor to the grid. The proposed control scheme is composed of Recurrent High Order Neural Network (RHONN) trained with the Extended Kalman Filter (EKF), which is used to build-up the DFIG models. Based on such identifier, the High Order Sliding Mode (HOSM) using Super-Twisting (ST) algorithm is synthesized. To show the potential of the selected scheme, a comparison study considering the NHOSM, Conventional Sliding mode (CSM), and the HOSM control is done. To ensure maximum power extractions and to protect the system, the Maximum Point Power Tracking (MPPT) algorithm and the h control are also implemented. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed scheme for enhancing robustness, reducing chattering, and improving quality and quantity of the generated power.

Index Terms—Wind turbine, Doubly fed induction generator, Neural networks, Super-Twisting, Sliding mode control.

I. INTRODUCCIÓN

La generación de energía mediante sistemas eólicos es una de las mejores soluciones para hacer frente al calentamiento global [1]. El generador de inducción doblemente alimentado (por sus siglas en inglés, DFIG: Doubly Fed Induction Generator) tiene un desempeño excelente y se utiliza ampliamente para turbinas de viento [1]. Su estator está conectado directamente a la red eléctrica, mientras que el rotor está conectado a través de un convertidor de potencia, que permite el desacoplamiento entre la velocidad mecánica y la frecuencia de la red [2]. Esta configuración hace al DFIG sensible a perturbaciones de la red y dificulta el diseño de su control [3], [4].

Existe una variedad de publicaciones que utilizan diferentes esquemas de control de turbinas de viento basados en DFIG. La estrategia de control más utilizada para aplicaciones de sistemas de energía eólica es el control vectorial combinado

con un regulador Proporcional-Integral (PI) como se describe en [5], [6], entre otras publicaciones, debido a su sencilla configuración y fácil implementación. Desafortunadamente, este tipo de controladores dependen ampliamente de la precisión de los parámetros del sistema [7]. Además, este esquema de control no puede garantizar la estabilidad del DFIG en presencia de cambios rápidos en la velocidad del viento y perturbaciones de la red, como se demuestra en [4], lo que provoca fluctuaciones significativas en la magnitud del voltaje y una gran degradación en la calidad de la energía generada [8].

Recientemente, la metodología de Modos Deslizantes Convencionales (por sus siglas en inglés, CSM: Conventional Sliding Mode) se ha empleado ampliamente en los sistemas generación de energía, debido a su capacidad para rechazar perturbaciones. Este esquema de control está diseñado para impulsar los estados del sistema sobre una superficie particular, denominada superficie deslizante. Una vez que se alcanza dicha superficie, el controlador mantiene los estados del sistema en una vecindad [9]. Teniendo en cuenta la aplicación de controladores no lineales en los sistemas de energía eólica, los autores en [10], [11] proponen controladores basados en técnicas de CSM y pasividad, con el objetivo de controlar el factor de potencia y seguir las trayectorias deseadas de la potencia activa y reactiva del estator. Los resultados obtenidos en dichos trabajos ilustran la eficacia de las técnicas propuestas para hacer frente a pequeñas perturbaciones. En [12] y [13], un controlador CSM es utilizado para regular las dinámicas del DFIG en presencia de perturbaciones en la red. Otro trabajo se presenta en [14], donde un control directo de la potencia, basado en modos deslizantes utiliza la teoría de potencia activa extendida para operar el DFIG en condiciones de desbalance en la red eléctrica. Al final, los resultados obtenidos utilizando el control CSM ilustran sus capacidades para lograr los objetivos de control. Sin embargo, los esquemas de control propuestos no toman en cuenta la máxima extracción de energía y los efectos de los cambios de velocidad del viento en las dinámicas controladas, particularmente, en el caso en que la velocidad se excede. Además, el mayor inconveniente del control por modos deslizantes de primer orden es el chattering, que puede desestabilizar el sistema y provocar vibraciones de alta frecuencia. Para reducir el chattering, se puede utilizar una técnica por modos deslizantes de orden superior (por sus siglas en inglés, HOSM: High Order Sliding Mode) [15], el cual ha sido aplicado al DFIG como se presenta en [2],

Larbi Djilali is with Universidad Autónoma del Carmen, Carmen, Campeche, México. e-mail:ldjilali@pampano.unacar.mx

Anuar Badillo-Olvera is with Tecnológico Nacional de México campus Zacatecas Norte, Zacatecas, México. e-mail:anuar.bo@zacatecasnte.tecnm.mx

Yennifer Yuliana Rios is with Universidad Tecnológica de Bolívar, Bolívar, Cartagena de Indias, Colombia. e-mail:yrios@utb.edu.co

Harold López-Beltrán is Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Jalisco, México. e-mail:harold.lopez@cinvestav.mx

Lakhdar Saihi is with Universidad de Tahri Mohammed Bechar, Argelia. e-mail:saihi_lakhdar@urms.dz

[16] y [17]. Desafortunadamente, los esquemas de control basados en metodologías de modo deslizante solo son robustos en presencia de incertidumbres desvanecientes, y para su implementación se requiere un conocimiento previo de los parámetros del sistema y una perturbación acotada [18].

Por otro lado, para mejorar el desempeño de los algoritmos de control CSM y HOSM, las redes neuronales (por sus siglas en inglés: NNs, Neural Networks) se han utilizado para aproximar las dinámicas de los sistemas no lineales, luego, los controladores convencionales se sintetizan con base en el modelo neuronal obtenido [19]. Diferentes publicaciones han implementado técnicas de control basadas en NNs con el objetivo de mejorar el comportamiento de los controladores convencionales. En [4], se presenta una metodología de CSM combinada con un identificador neuronal; los resultados obtenidos ilustran la superioridad del algoritmo neuronal propuesto para enfrentar diferentes tipos de perturbaciones como las paramétricas y condiciones de desbalance en la red; sin embargo, el chattering continua apareciendo en las dinámicas del controlador. Otro trabajo presentado en [20], donde se utiliza una técnica de modulación neuronal con vectores de espacio para reducir las oscilaciones de potencia y la distorsión armónica total (THD) de las corrientes del estator, sin embargo, se emplean modelos neuronales fuera de línea, el cual no asegura una operación óptima del sistema de perturbaciones. Respecto a la discusión de la literatura anterior, el RHONN con HOSM para sistemas de generación de energía basados en DFIG no ha sido ampliamente investigado.

El presente trabajo se enfoca en mejorar el desempeño del esquema de control presentado en [13] donde los autores presentan estrategias del CSM para turbinas eólicas basadas en DFIG, sin embargo, este controlador solo es robusto para perturbaciones desvanecientes y su implementación requiere conocer su límite superior, lo cual no siempre puede ser completamente definido en este tipo de aplicaciones. Teniendo en cuenta lo expuesto anteriormente, en este artículo se ha desarrollado el control de modos deslizantes de orden superior neuronal (por sus siglas en inglés, NHOSM: Neural High Order Sliding Mode) para el generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) utilizado en turbinas de viento. Las principales contribuciones del presente trabajo son: a) para reducir la fluctuación en las potencias del estator y mejorar la robustez a las variaciones de los parámetros y las perturbaciones de la red, se propone y compara el esquema de control NHOSM basado en Super-Twisting (ST) con los algoritmos CSM y HOSM. b) el controlador propuesto se basa en un identificador neuronal recurrente de alto orden (por sus siglas en inglés, RHONN: Recurrent High Order Neural Network), entrenado en línea por un filtro de Kalman extendido (por sus siglas en inglés, EKF: Extended Kalman Filter), este enfoque ayuda a aproximar los modelos matemáticos del sistema y al mismo tiempo adaptar las ganancias del controlador para hacer frente a las perturbaciones. c) Dado que esta técnica se implementa en línea, asegura el rechazo instantáneo de las perturbaciones causadas por dinámicas desconocidas y condiciones de operación desbalanceadas. d) a través de la estrategia implementada se reduce el chattering en las

dinámicas controladas, en consecuencia, se reduce el THD y se asegura la calidad de la energía. e) además, el esquema de control propuesto permite asegurar el funcionamiento óptimo de la turbina de viento ya que también se implementa el algoritmo de seguimiento de potencia de punto máximo (por sus siglas en inglés, MPPT: Maximum Point Power Tracking) y el control del ángulo de paso de las aspas para la turbina de viento.

El artículo está organizado de la siguiente manera: En la sección 2, se introducen los preliminares matemáticos. En la sección 3, se presenta el modelo de la turbina de viento basada en DFIG. En la sección 4, se presentan los esquemas de control propuestos, que son CSM, HOSM y se sintetiza el NHOSM para la potencia activa y reactiva generada en el DFIG. El desempeño del esquema propuesto se demuestra y se compara con los métodos convencionales en la sección 5. Finalmente, en la Sección 6, se presentan las conclusiones.

II. PRELIMINARES MATEMÁTICOS

A. Control por Modos Deslizantes Convencionales

Considerando el siguiente sistema no lineal [21]:

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(x, t) \quad (1)$$

donde $x \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estado, $u \in \mathbb{R}^m$ es el vector de control, $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$, $g(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ son dos funciones no lineales continuas e inciertas, consideradas limitadas. La ecuación general es utilizada para determinar la superficie deslizante como se propone en [22]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(x, t) \quad (2)$$

con $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]$, $x_{ref} = [x_{ref}, \dot{x}_{ref}, \dots, x_{ref}^{(n-1)}]$ es la señal deseada; $e(x, t) = x_{ref} - x$ es el error respectivo y n es el grado relativo, λ es un parámetro de diseño definido positivo. Teniendo en cuenta que el grado relativo del sistema es uno al igual que el caso del sistema bajo estudio, la ley de control utilizando CSM viene dada por [9]:

$$u = u^{eq} + u^n = u^{eq} - K \text{sign}(S(x)) \quad (3)$$

donde u^{eq} es la parte de control equivalente, u^n es la parte atractiva, es decir, la parte de control discontinua que permite que la dinámica del sistema se mantenga en un estado acotado alrededor de la superficie deslizante $S(x)$, la función sign se define en [9], y K es la ganancia del controlador. u^{eq} puede calcularse utilizando $\dot{S}(x) = 0$. El controlador descrito por (3) es robusto, solo para perturbaciones desvanecientes, y para su implementación se requiere el conocimiento previo de los parámetros y la cota de las perturbaciones [23]. Desafortunadamente, la mayoría de las aplicaciones prácticas no pueden satisfacer las condiciones de desvanecimiento. Además, esta técnica de control produce variaciones de alta frecuencia cerca de la superficie deslizante debido a la función sign involucrada. Para reducir el chattering, se puede usar el algoritmo ST para sintetizar el controlador HOSM.

B. Control por Modos Deslizantes de Orden Superior

Los algoritmos HOSM cuentan con un control acotado de forma continua en función del tiempo, con discontinuidades en la derivada de la parte auxiliar del control permitiendo que la señal de control sea más suave y reduce el chattering [15]. Existen diferentes técnicas utilizadas para sintetizar el HOSM como los algoritmos twisting, super-twisting y subóptimo, entre otros, [24]. En este artículo, se utiliza el algoritmo ST desarrollado para el control de sistemas con grado relativo igual a 1 con respecto a la superficie deslizante, el cual divide la ley de control en dos términos, el primero se define mediante su derivada discontinua en el tiempo, mientras que el otro es una función continua de la superficie deslizante definida [24]. Considerando lo anterior, la ley de control para (1) se obtiene como [15]

$$\Delta u = u + \alpha |S(x)|^\gamma \text{sign}(S(x)) \quad (4)$$

$$\dot{u} = w \text{sign}(S(x)) \quad (5)$$

con algunas constantes positivas C , K_m , K_M y U_M tales que [15]

$$\begin{aligned} |\dot{f}(x, t)| + |\dot{g}(x, t)| &\leq C \\ 0 < K_m &\leq |g(x, t)| \leq K_M \end{aligned} \quad (6)$$

donde w , k_m , K_M , C , α , y γ son los parámetros del controlador definidos de la siguiente manera:

$$w > \frac{C}{K_m}, \quad \alpha^2 \geq \frac{4C}{K_m^2} \frac{K_M(w+C)}{K_m(w-C)} \quad \text{y} \quad 0 < \gamma \leq 1.$$

C. Red Neuronal Recurrente de Alto Orden

Considerando las capacidades de las NNs para aproximar los sistemas no lineales, incluidas las perturbaciones [25], el identificador RHONN se implementa en el presente trabajo, para aproximar la dinámica de (1). La estructura del identificador neuronal se selecciona de la siguiente manera:

$$\dot{\chi}_i = w_i^T \phi_i(x) + \varpi_i^T \varphi_i(u) \quad (7)$$

donde χ_i es el estado de la i -ésima neurona que identifica el i -ésimo componente del vector de estado x , $w_i \in \mathbb{R}^{L_i}$ son los pesos adaptables, ϖ_i es una matriz que contiene los pesos fijos, $\phi_i(\cdot) = [\phi_{i,1}(\cdot), \dots, \phi_{i,L}(\cdot)]^T \in \mathbb{R}^{L_i}$ es una función vectorial suave, $\varphi_i(\cdot)$ es una función relacionada con la entrada y L_i es el número respectivo de conexión. $\phi_{i,j}(\cdot) = [\phi_{i,1}(\Psi(x_1), \dots, \Psi(x_n))]^T$ con $\Psi(\cdot)$ una función tangente hiperbólica definida como [19]:

$$\Psi(x) = \alpha_i \tanh(\beta_i x) \quad (8)$$

donde α y β son constantes positivas. Para entrenar el identificador RHONN seleccionado, se utiliza el algoritmo basado en EKF que se expresa de la siguiente manera [4]:

$$\epsilon_{i,k} = x_{i,k} - \chi_{i,k} \quad (9)$$

$$P_{i,k+1} = P_{i,k} - K_{i,k} H_{i,k}^T P_{i,k} + Q_{i,k} \quad (10)$$

$$M_{i,k} = [R_{i,k} + H_{i,k}^T P_{i,k} H_{i,k}]^{-1} \quad (11)$$

$$K_{i,k} = P_{i,k} H_{i,k} M_{i,k} \quad (12)$$

$$w_{i,k+1} = w_{i,k} + \eta_i K_{i,k} \epsilon_{i,k} \quad (13)$$

donde k es el número de iteración, $\epsilon_{i,k} \in \mathbb{R}$ es el error de identificación respectivo, $P_{i,k} \in \mathbb{R}^{L_i \times L_i}$ es el error de

predicción asociado a la matriz de covarianza, L_i es el número de los pesos de NNs, η_i es un parámetro de diseño, $K_{i,k} \in \mathbb{R}^{L_i \times m}$ es la matriz de ganancia de Kalman, $Q_{i,k} \in \mathbb{R}^{L_i \times L_i}$ y $R_{i,k} \in \mathbb{R}^{m \times m}$ son matrices de covarianza asociadas al ruido en los estados y las mediciones, respectivamente, $H_{i,k} \in \mathbb{R}^{L_i \times m}$ es una matriz calculada de la siguiente manera:

$$H_{ij,k} = \left[\frac{\partial \chi_{i,k}}{\partial w_{ij,k}} \right]_{w_{i,k}=w_{i,k+1}}^T \quad (14)$$

donde (14) es la derivada de cada variable de estado identificada con respecto a los pesos neuronales w_{ij} . El EKF es usado para entrenar el identificador neuronal, en el cual se busca minimizar el error entre el estado estimado con respecto al sistema real (9), ajustando en línea los pesos de la red neuronal. Fig.1 presenta el esquema del identificador neuronal propuesto. Este procedimiento es efectivo para problemas de

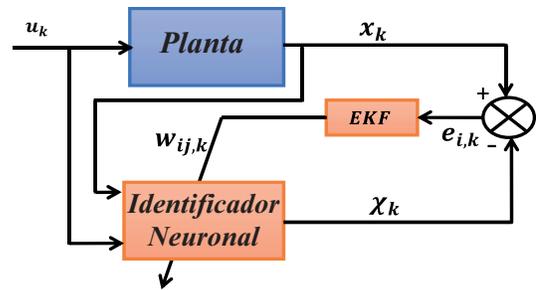


Fig. 1. Esquema del indetificador neuronal.

identificación y control, ya que calcula los pesos de la red y evalúa el error de estimación en un cada instante de tiempo. La implementación del EKF como un método de entrenamiento en el RHONN es útil, debido a que las ecuaciones en el proceso de identificación solo dependen de la muestra previa y actual, lo que permite un ahorro considerable de memoria y reduce el esfuerzo computacional [26].

III. MODELADO DE TURBINAS DE VIENTO

A. Modelo Mecánico

La Fig. 2 ilustra el modelo DFIG conectado a la red vía un convertidor Back-to-Back. El impacto de este tipo de convertidores en el campo de los sistemas de potencia hizo que fuera más confiable y permitió sincronizar las fuentes de energía renovable con la red. El diseño de los convertidores Back-to-Back puede ser clasificado en términos generales como convertidores de fuente de corriente y convertidores de fuente de voltaje, donde se usan dc-link con un inductor o capacitor respectivamente [27]. Este último se implementa en la configuración propuesta en este artículo para el sistema DFIG. En dicha configuración, el esquema de control esta dividido en dos partes:

- El convertidor del lado de red (GSC, del inglés: Grid Side Converter), el cual es usado para mantener constante el voltaje en la salida del mismo. En este artículo, una fuente de corriente directa es usada para realizar la función de este controlador. Una descripción detallada puede ser consultada en [13].

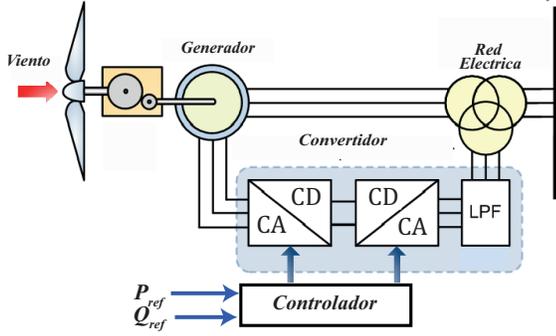


Fig. 2. Configuración DFIG.

- El convertidor del lado de rotor (RSC, del inglés: Rotor Side Converter), es instalado para controlar la potencia activa y reactiva del DFIG a través de las corrientes de rotor. Esta parte del esquema de control es analizada en las siguientes secciones del artículo.

En las turbinas de viento de eje horizontal, la potencia capturada está relacionada con la velocidad relativa λ , el ángulo del álabes β y el coeficiente de potencia C_p [13]. El modelo puede expresarse como [6]:

$$P_c = C_p P_w = \frac{1}{2} C_p \rho s v^3 \quad (15)$$

donde C_p está relacionado con las características de la turbina y se selecciona en este caso como [6]:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(c_2 \frac{1}{\lambda} - c_3 \beta^x - c_4 - c_5 \right) \exp\left(\frac{-c_6}{\lambda}\right) \quad (16)$$

La velocidad relativa λ es determinada como [6]:

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot r}{v} \quad (17)$$

con $c_1 = 0.5$; $c_2 = 116$; $c_3 = 0.4$; $c_4 = 0$; $c_5 = 5$; $c_6 = 21$. $\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3}$ definidas experimentalmente. Donde P_c es la potencia capturada, P_w es la potencia del viento, C_p es el coeficiente de potencia, ρ es la densidad del aire, s es el área circular barrida por la turbina, v es la velocidad del viento, λ es la velocidad relativa, Ω_t es la velocidad rotacional de la turbina y r es el radio del álabes. La ecuación fundamental de la parte mecánica esta dada como [2]:

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + f\Omega_{mec} = T_{mec} - T_{em} \quad (18)$$

donde T_{mec} es el torque mecánico ($N \cdot m$), T_{em} es el torque del generador ($N \cdot m$), Ω_{mec} es la velocidad mecánica del generador (rad/s), J es la inercia total de las piezas giratorias ($Kg \cdot m^2$), f es el coeficiente de fricción.

B. Modelo DFIG

El modelo DFIG en el sistema de referencia $d-q$ se describe como [4]:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \omega_s \phi_{sq} \quad (19)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \quad (20)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \quad (21)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \quad (22)$$

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (23)$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (24)$$

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (25)$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (26)$$

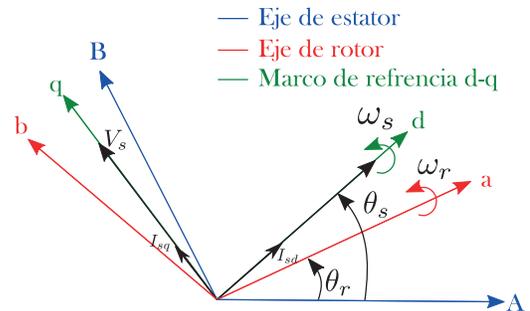
donde ω_s y ω_r son las velocidades angulares; R_s , R_r , L_s , y L_r son la resistencia (Ω) e inductancia (H) del estator y del rotor, respectivamente; L_m es la inductancia mutua máxima (H); i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} , y i_{rq} son las corrientes (A) del estator y del rotor, respectivamente. v_{sd} , v_{sq} , v_{rd} , y v_{rq} son los voltajes (V). ϕ_{sd} , ϕ_{sq} , ϕ_{rd} , y ϕ_{rq} son el flujo (Wb). El torque electromagnético y las potencias activa y reactiva del estator se describen como [4]:

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_s} (\phi_{sd} i_{rq} - \phi_{sq} i_{rd}) \quad (27)$$

$$P_s = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \quad (28)$$

$$Q_s = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (29)$$

donde p es el número de pares de polos. Considerando (27), (28), y (29), el control de la DFIG no es fácil de implementar debido al alto acoplamiento entre la dinámica del estator y el rotor [5]. Para hacer eso, se emplea el control de campo orientado al estator como en [5] y [13], donde el RSC es controlado en un sistema de referencia $d-q$, con los ejes d orientados a lo largo de la posición del vector de flujo del estator, Fig. 3: En este enfoque, se obtiene un control

Fig. 3. Sistema de referencia $d-q$.

desacoplado entre la potencia activa y reactiva. La influencia de la resistencia del estator se puede despreciar y su flujo se puede mantener constante mientras está conectado a la red, teniendo en cuenta lo anterior, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\phi_{sq} = 0 \quad \text{y} \quad \phi_{sd} = \phi_s \quad (30)$$

$$v_{sd} = 0 \quad y \quad v_{sq} = \omega_s \cdot \phi_{sd} = v_s \quad (31)$$

Por lo tanto, el torque electromagnético se reescribe como [5]:

$$T_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} (\phi_{sd} i_{rq}) \quad (32)$$

Usando (30), (35) en (23), (24), las corrientes del estator se reescriben como [4]:

$$i_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \quad (33)$$

$$i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (34)$$

y la expresión de las potencias se expresa como [5]:

$$P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (35)$$

$$Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \quad (36)$$

Resolviendo para i_{rq} y i_{rd} de las expresiones (35) y (36), respectivamente, se obtiene:

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{L_m V_s} P_s \quad (37)$$

$$i_{rd} = -\frac{L_s}{L_m V_s} Q_s + \frac{V_s}{L_m \omega_s} \quad (38)$$

Sustituyendo (33), (34) en (25), (26), la relación entre las corrientes y los voltajes del rotor se obtiene como [13]:

$$\phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} \quad (39)$$

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \quad (40)$$

con $\sigma = (1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r})$. Usando estos últimos resultados en (21) y (22), se obtiene:

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \sigma \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s L_r \sigma i_{rq} \quad (41)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \sigma \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s L_r \sigma i_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \quad (42)$$

con la combinación $g = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s$. La trayectoria deseada de las corrientes de rotor son definidas a partir de las potencias deseadas activa y reactiva del estator, respectivamente, como sigue:

$$i_{rqref} = -\frac{L_s}{L_m V_s} P_{sref} \quad (43)$$

$$i_{rdref} = -\frac{L_s}{L_m V_s} Q_{sref} + \frac{V_s}{L_m \omega_s} \quad (44)$$

donde P_{sref} y Q_{sref} son la potencia activa y reactiva deseadas, respectivamente. El DFIG se puede operar en el modo subsíncrono o supersíncrono. En el primer modo, el flujo de potencia en el convertidor Back-to-Back va en dirección de la red al rotor del DFIG y el segundo en sentido opuesto. Teniendo en cuenta que la configuración eléctrica explicada en la sección III.A, no es posible considerar el modo supersíncrono [12].

IV. SÍNTESIS DEL CONTROLADOR

Las potencias generadas por DFIG se controlan mediante las corrientes $d - q$ del rotor [3], [4]. Para esto, se aplica el método de control indirecto de campo orientado al estator, que consiste en compensar los siguientes términos ($g \omega_s L_r \sigma I_{rq}$), ($g \omega_s L_r \sigma I_{rd}$), y ($g \frac{L_m v_s}{L_s}$), en (41) y (42) [5]. Este método permite lograr un desacoplamiento del control de potencia activa y reactiva del estator.

A. Control por Modos Deslizantes Convencional

La metodología CSM se utiliza para forzar la dinámica controlada a alcanzar la superficie deslizante y mantenerla en un vecindad cercana [9]. Usando (36), las dinámicas de la potencia reactiva y activa del estator están directamente relacionadas con los comportamientos de las corrientes $d - q$ del rotor. Entonces, las superficies deslizantes son definidas como $S_d = I_{rdref} - I_{rd}$ y $S_q = I_{rqref} - I_{rq}$, cuyas derivadas son:

$$\dot{S}_d = \dot{i}_{rdref} - \dot{i}_{rd} \quad (45)$$

$$\dot{S}_q = \dot{i}_{rqref} - \dot{i}_{rq} \quad (46)$$

Sustituyendo la expresión derivada de la corriente (41), (42) y aplicando el método FOC indirecto, se obtiene:

$$\dot{S}_d = \dot{i}_{rdref} - \frac{1}{\sigma L_r} (v_{rd} - R_r i_{rd}) \quad (47)$$

$$\dot{S}_q = \dot{i}_{rqref} - \frac{1}{\sigma L_r} (v_{rq} - R_r i_{rq}) \quad (48)$$

El algoritmo CSM se compone de las partes de control equivalente y el atractor de la siguiente manera [9], [13]:

$$\dot{S}_d = \dot{i}_{rdref} - \left[\frac{1}{\sigma L_r} ((v_{rd}^{eq} + v_{rd}^n) - R_r i_{rd}) \right] \quad (49)$$

$$\dot{S}_q = \dot{i}_{rqref} - \left[\frac{1}{\sigma L_r} ((v_{rq}^{eq} + v_{rq}^n) - R_r i_{rq}) \right] \quad (50)$$

La parte equivalente se obtiene asumiendo que la derivada de la superficie deslizante es igual a cero [9]:

$$v_{rd}^{eq} = \sigma L_r (\dot{i}_{rdref} - R_r i_{rd}) \quad (51)$$

$$v_{rq}^{eq} = \sigma L_r (\dot{i}_{rqref} - R_r i_{rq}) \quad (52)$$

y el término atractivo se determina como:

$$v_{rd}^n = -Q_1 \text{sign}(S_q) \quad (53)$$

$$v_{rq}^n = -Q_2 \text{sign}(S_p) \quad (54)$$

donde Q_1 y Q_2 son ganancias reales positivas.

B. Control de Modo Deslizante de Orden Superior

El controlador HOSM usando el algoritmo ST se aplica ampliamente para reducir el chattering presentado en CSM y para mejorar su rendimiento de seguimiento [15]. Usando (47), (48), la primera derivada de la superficie deslizante se reescribe como:

$$\dot{S}_d = G_1 - \frac{1}{\sigma L_r} v_{rd} \quad (55)$$

$$\dot{S}_q = G_2 - \frac{1}{\sigma L_r} v_{rq} \quad (56)$$

donde $G_1 = \dot{i}_{rdref} + \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd}$ y $G_2 = \dot{i}_{rqref} + \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq}$. La segunda derivada de la superficie deslizante se calcula como:

$$\ddot{S}_d = \dot{G}_1 - \frac{1}{\sigma L_r} \dot{v}_{rd} \quad (57)$$

$$\ddot{S}_q = \dot{G}_2 - \frac{1}{\sigma L_r} \dot{v}_{rq} \quad (58)$$

Se definen las siguientes desigualdades:

$$|\dot{G}_1| \leq C_1$$

$$0 < K_{m1} \leq \left| -\frac{1}{\sigma L_r} \right| \leq K_{M1}$$

$$|\dot{G}_2| \leq C_2$$

$$0 < K_{m2} \leq \left| -\frac{1}{\sigma L_r} \right| \leq K_{M2}$$

Si se aplica la metodología ST como se demuestra en [15], el controlador HOSM para la potencia reactiva y activa del estator se obtiene como:

$$v_{rd} = u_1 + \alpha_1 |S_d|^\gamma \text{sign}(S_d) \quad (59)$$

$$\dot{u}_1 = \xi_1 \text{sign}(S_d) \quad (60)$$

con $\xi_1 > \frac{C_1}{K_{m1}}$, $\alpha_1^2 \geq \frac{4C_1}{K_{m1}^2} \frac{K_{M1}(\xi_1 + C_1)}{K_{m1}(\xi_1 - C_1)}$, y

$$v_{rq} = u_2 + \alpha_2 |S_q|^\gamma \text{sign}(S_q) \quad (61)$$

$$\dot{u}_2 = \xi_2 \text{sign}(S_q) \quad (62)$$

donde $\xi_2 > \frac{C_2}{K_{m2}}$, $\alpha_2^2 \geq \frac{4C_2}{K_{m2}^2} \frac{K_{M2}(\xi_2 + C_2)}{K_{m2}(\xi_2 - C_2)}$, $0 < \gamma \leq 1$.

C. Control de Modo Deslizante de Orden Superior Neuronal

Para desarrollar un algoritmo de control DFIG, se supone que se conocen todos los parámetros. En realidad, esta suposición no se cumple. Por tanto, para mejorar la robustez en presencia de variaciones paramétricas y perturbaciones, se utiliza una RHONN para aproximar las dinámicas del DFIG [28]. Se considera que la representación matemática del sistema no está definida y que todos los estados pueden ser medibles. El identificador neuronal se propone como [4]:

$$\begin{aligned} \dot{\chi}_1 &= w_{11,t} S(i_{rd}) + w_{12,t} S(i_{rd}) S(i_{rq}) \\ &+ w_{13,t} S(i_{rq}) + \varpi_1 v_{rdn} \end{aligned} \quad (63)$$

$$\begin{aligned} \dot{\chi}_2 &= w_{21,t} S(i_{rq}) + w_{22,t} S(i_{rd}) S(i_{rq}) \\ &+ w_{23,t} S(i_{rd}) + \varpi_2 v_{rqn} \end{aligned} \quad (64)$$

donde χ_1 estima i_{rd} ; χ_2 estima i_{rq} . El objetivo de NHOSM es forzar las corrientes del rotor i_{rd} y i_{rq} a alcanzar las referencias deseadas. El diseño del identificador RHONN se basa en las siguientes consideraciones:

- El identificador neuronal debe tener una estructura apropiada tomando en cuenta los estados y vectores de entrada para facilitar la implementación del control.
- La estructura del identificador neuronal propuesto es diseñada usando el mínimo número de sensores con el objetivo de reducir el costo.
- Las medidas de los flujos del rotor y estator no son necesarias para el diseñar el controlador neuronal, en ese sentido, no se toman en cuenta en la estructura del identificador.

- Considerando la robustez del identificador neuronal ante perturbaciones, los términos de acoplamiento del sistema y las perturbaciones no se incluyen en el identificador neuronal del DFIG.

Usando el control neuronal de campo orientado al estator combinado con la técnica HOSM que consiste en compensar los términos de acoplamiento $w_{12,t} S(i_{rd}) S(i_{rq}) + w_{13,t} S(i_{rq})$ y $w_{22,t} S(i_{rd}) S(i_{rq}) + w_{23,t} S(i_{rd})$, se obtiene:

$$\dot{\chi}_1 = w_{11,t} S(i_{rd}) + \varpi_1 v_{rdn} \quad (65)$$

$$\dot{\chi}_2 = w_{21,t} S(i_{rq}) \varpi_2 + v_{rqn} \quad (66)$$

Para alcanzar las referencias de potencias del estator, los mismos pasos como en el control HOSM se adoptan. Entonces la ley de control utilizando NHOSM está dada por:

$$v_{rdn} = u_{1n} + \alpha_{1n} |S_d|^\gamma \text{sign}(S_d) \quad (67)$$

$$\dot{u}_{1n} = \omega_{1n} \text{sign}(S_d)$$

con $\omega_{1n} > \frac{C_{1n}}{K_{m1}}$, $\alpha_{1n}^2 \geq \frac{4C_{1n}}{K_{m1n}^2} \frac{K_{M1n}(\omega_{1n} + C_{1n})}{K_{m1n}(\omega_{1n} - C_{1n})}$, y

$$|\dot{G}_{1n}| \leq C_{1n} \quad (68)$$

$$0 < K_{m1n} \leq \left| -\frac{1}{\varpi_1} \right| \leq K_{M1n} \quad (69)$$

$$G_{1n} = \dot{i}_{rdref} + w_{11,t} S(i_{rd})$$

El control NHOSM para la potencia activa del estator se determina como:

$$v_{rqn} = u_{2n} + \alpha_{2n} |S_q|^\gamma \text{sign}(S_q) \quad (70)$$

$$\dot{u}_{2n} = \omega_{2n} \text{sign}(S_q) \quad (71)$$

con $\omega_{2n} > \frac{C_{2n}}{K_{m2}}$, $\alpha_{2n}^2 \geq \frac{4C_{2n}}{K_{m2n}^2} \frac{K_{M2n}(\omega_{2n} + C_{2n})}{K_{m2n}(\omega_{2n} - C_{2n})}$, y

$$|\dot{G}_{2n}| \leq C_{2n} \quad (72)$$

$$0 < K_{m2n} \leq \left| -\frac{1}{\varpi_2} \right| \leq K_{M2n} \quad (73)$$

$$G_{2n} = \dot{i}_{rqref} + w_{21,t} S(i_{rq})$$

V. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

Se implementan las estrategias de CMS, HOSM y NHOSM para el seguimiento de la trayectoria de potencia DFIG en Matlab-Simulink ¹ como se muestra en la Fig. 4. La Tabla I incluye los parámetros del sistema. La Tabla II presenta

TABLA I.
PARÁMETROS DE LA TURBINA DE VIENTO.

Descripción	Unidad
Radio de turbina. (r)	35.25(m)
Momento de inercia total. (J)	1000(Kg.m ²)
Potencia nominal (P_n)	1.5MW
Resistencia de estator (R_s)	0.012Ω
Resistencia del rotor (R_r)	0.021Ω
Inductancia de estator (L_s)	0.0137H
Inductancia de rotor (L_r)	0.0136H
Inductancia mutua (L_m)	0.013H

los parámetros de los controladores CSM, HOSM y NHOSM. **Nota:** ω_{1n} , ω_{2n} del NHOSM son ganancias adaptativas y los valores presentados en la Tabla II son sus límites superiores.

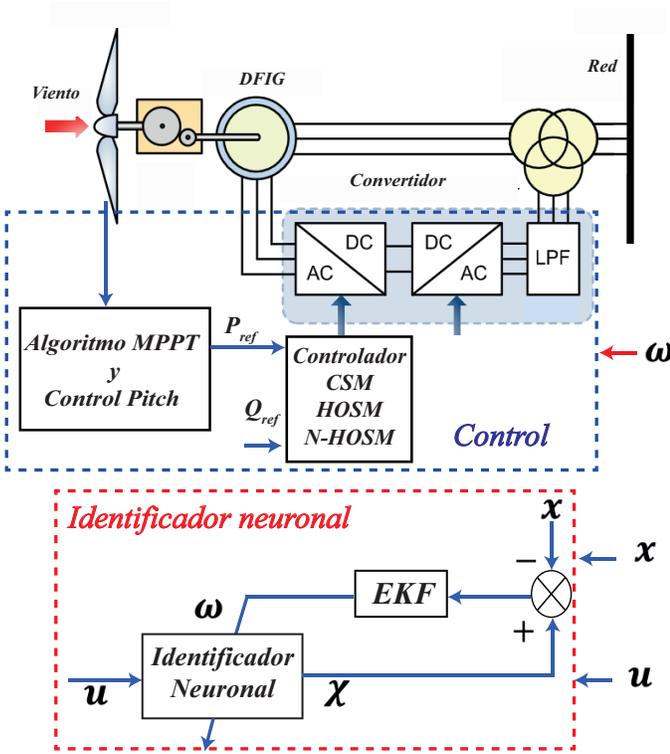


Fig. 4. Diagrama de control propuesto.

TABLA II.
PÁRAMETROS DE LOS CONTROLADORES.

Controlador	Ganancias
CSM	$Q_1 = 15e3, Q_2 = 15e3$
HOSM	$\xi_1 = 70e2, \xi_2 = 70e2$
NHOSM	$\omega_{1n} = 50e1, \omega_{2n} = 50e1$

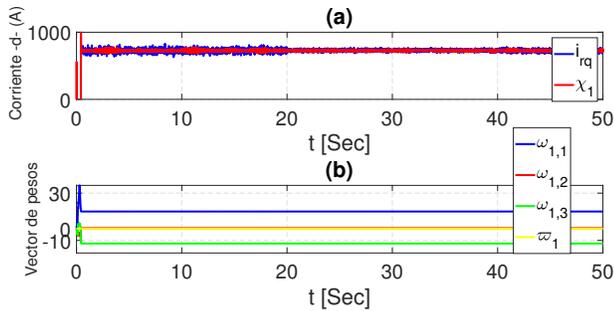


Fig. 5. Identificación de la corriente $-d-$ del rotor.

A. Identificación Neuronal

La Fig. 5 (a) y (b) presenta las dinámicas del identificador neuronal y sus pesos para la corriente $-d-$ del rotor. La Fig. 6 (a) y (b) ilustra las dinámicas del identificador neuronal y sus pesos para la corriente $-q-$ del rotor. Los resultados muestran la capacidad y la eficiencia del identificador neuronal propuesto para aproximar las trayectorias de los estados del sistema. Además, se puede observar que los pesos se mantienen acotados.

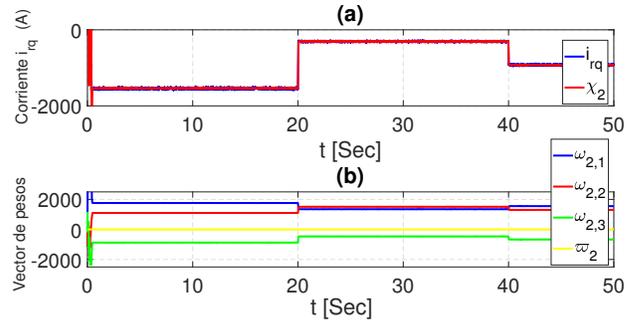


Fig. 6. Identificación de la corriente $-q-$ del rotor.

B. Seguimiento de Trayectoria

En esta sección se comparan los esquemas de control propuestos, considerando el seguimiento de referencias variables en el tiempo y la mejora de la distorsión total armónica (THD). La Fig. 7 presenta la potencia activa DFIG controlada por el CSM (a), HOSM (b) y NHOSM (c), cuando se aplica el valor deseado de potencia activa variable en el tiempo (línea roja). Nota: Se obtienen los mismos resultados

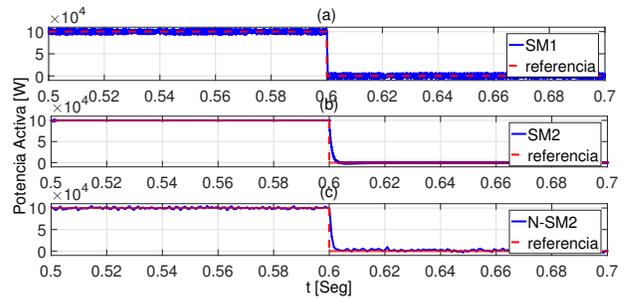


Fig. 7. Seguimiento de trayectoria, potencia activa.

para la potencia reactiva DFIG. La Fig. 8 ilustra el análisis del espectro de las corrientes del estator cuando se utiliza el controlador NHOSM. Se realiza el mismo experimento para las otras estrategias de control como se presenta en la Fig. 9 y la Fig. 10, respectivamente. Los resultados obtenidos

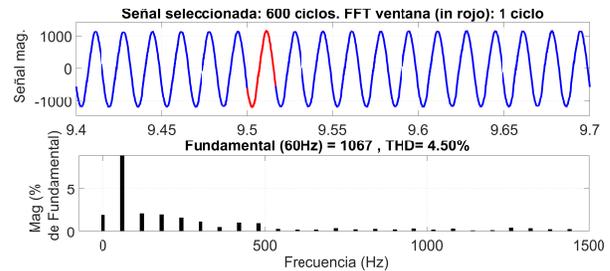


Fig. 8. Corrientes de estator THD con NHOSM.

ilustran que el controlador NHOSM propuesto presenta mejor rendimiento en comparación con otros algoritmos (CMS y HOSM) incluso en presencia de variaciones de referencia. Además, el valor THD se mejora en gran medida con NHOSM (4.50%) en comparación con HOSM (26.16%) y CSM (34.61%), lo que permite mejorar la calidad de la energía generada.

¹Matlab, Simulink. de 1994-2020, ©The Math Works, Inc.

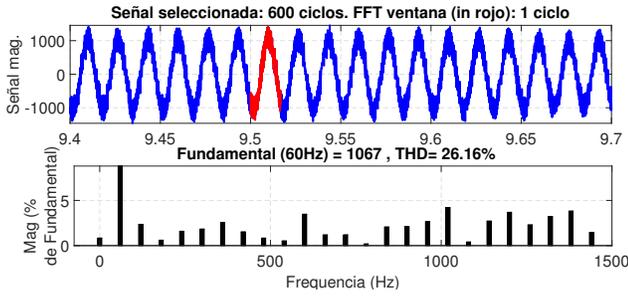


Fig. 9. Corrientes de estator THD con HOSM.

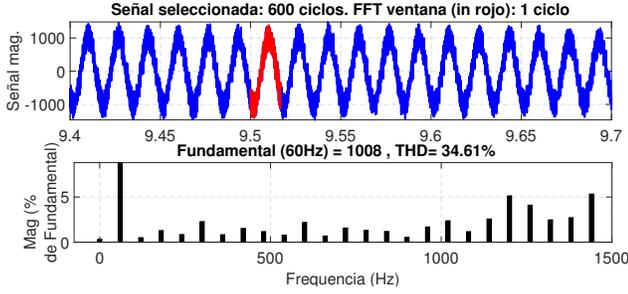
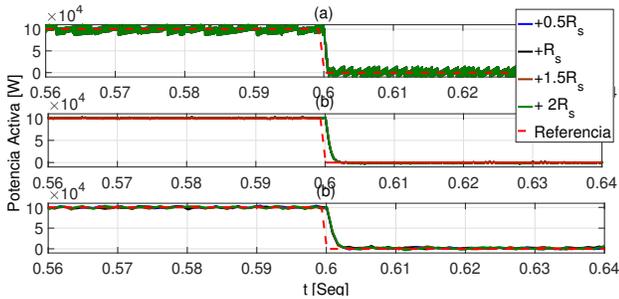


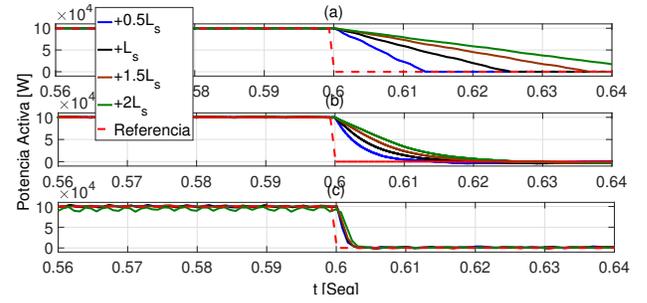
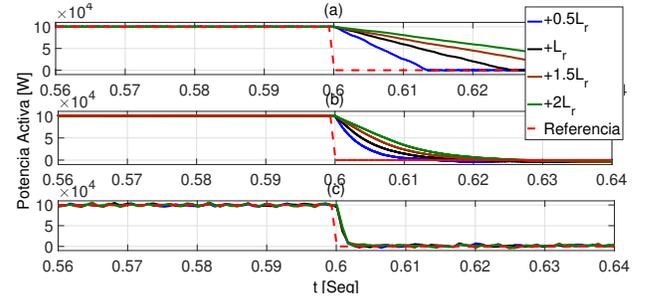
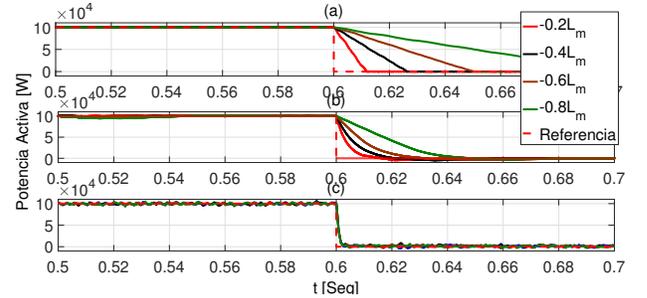
Fig. 10. Corrientes de estator THD con CSM.

C. Prueba de Robustez

Para probar la robustez de los algoritmos de control propuestos, se modificaron los parámetros eléctricos del DFIG (nota: los resultados que se muestran en las Fig.11- Fig.14 son las respuestas de la potencia activa del estator para CSM (a), HOSM (b) y NHOSM (c); para la potencia reactiva del estator, se obtienen resultados similares). La Fig. 11 ilustra

Fig. 11. Influencia de la variación R_s .

la dinámica de la potencia activa del estator con CSM (a), HOSM (b) y NHOSM (c), cuando la resistencia del estator (R_s) aumenta en el intervalo de [50%, 200%]. Para variaciones de resistencia del rotor (R_r), se obtienen resultados similares. La Fig. 12-(a) presenta la dinámica de la potencia activa del estator para el CSM (a), HOSM (b) y NHOSM (c), cuando se modifica la inductancia del estator (L_s) en el intervalo de [50%, 200%]. La Fig. 13 muestra la dinámica de la potencia activa del estator para CSM (a), HOSM (b) y NHOSM (c), cuando la inductancia del rotor (L_r) varía en [50%, 200%]. La Fig. 14 muestra la dinámica de la potencia activa del estator controlada por el CSM (a), HOSM (b) y NHOSM (c), cuando se disminuye la inductancia mutua (L_m) en [-20%, -80%]. A partir de esta prueba, se concluye que

Fig. 12. Influencia de la variación L_s .Fig. 13. Influencia de la variación L_r .Fig. 14. Influencia de la variación L_m .

el impacto de las variaciones de los parámetros se reduce considerablemente mediante el uso de la estrategia NHOSM en comparación con los otros controladores (CSM, HOSM) gracias al identificador neural, que estima las dinámicas reales del sistema incluso en presencia de perturbaciones. Además, se asegura el desacoplamiento y se mejora el tiempo de respuesta en comparación con los otros dos controladores.

D. Control del Sistema de Viento Completo

Para probar la efectividad de la estrategia propuesta en presencia de perfil de viento variable, se incluye el control de la parte mecánicas. Para ello, el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y el control del ángulo de paso de las aspas se consideran para construir el esquema de control desarrollado en [29]. La trayectoria deseada de la potencia activa del estator se obtiene del algoritmo MPPT de la siguiente manera:

$$P_{MPPT} = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rqrref} \quad (74)$$

La Fig.15 ilustra la potencia activa del estator regulada por el controlador NHOSM cuando se consideran el algoritmo

MPPT y el control del ángulo de paso de las aspas. El torque electromagnético y la potencia reactiva se presentan en la Fig.16-(a) y (b), respectivamente. De los resultados obtenidos

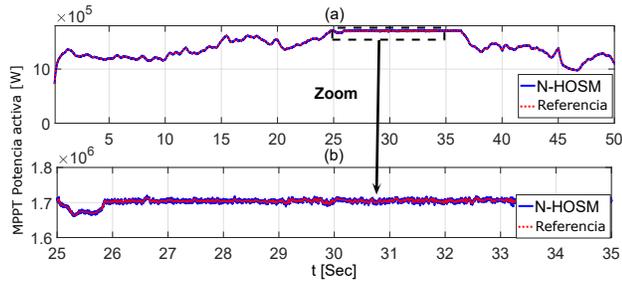


Fig. 15. Potencia activa MPPT con NHOSM.

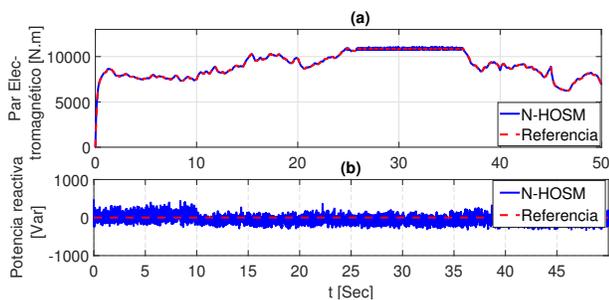


Fig. 16. Torque electromagnético y potencia reactiva.

es muy claro ver que el NHOSM propuesto combinado con el algoritmo MPPT y el control del ángulo de paso de las aspas aseguran un funcionamiento óptimo del sistema, donde el algoritmo MPPT permite extraer la potencia máxima del viento calculando instantáneamente la potencia activa deseada del estator utilizando (74). El control del ángulo de paso de las aspas se utiliza para limitar la generación de energía y proteger la turbina en caso de alta velocidad del viento. Para alcanzar el factor de potencia del estator deseado, la potencia reactiva del DFIG se mantiene a un valor constante como se ilustra en la Fig. 16 (b).

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se propone un controlador neuronal de modos deslizantes de orden superior basado en el algoritmo super-twisting para la potencia activa y reactiva del estator DFIG. El esquema propuesto realiza la identificación de la dinámica del sistema usando una red neuronal recurrente de alto orden entrenada en línea a través del filtro de Kalman extendido. Teniendo en cuenta los resultados obtenidos con la técnica de control e identificación propuesta en comparación con la estrategia de modos deslizantes convencional y de alto orden, se puede concluir que esta técnica presenta una mayor eficacia en el seguimiento de una trayectoria variable en el tiempo, además de reducir el chattering y mejorar la distorsión armónica total. En este sentido, la técnica de control desarrollada resulta atractiva para integrar los sistemas eólicos basados en el DFIG debido a su simplicidad de análisis e implementación.

REFERENCES

- [1] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2011.
- [2] B. Beltran, M. E. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali, "Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 261–269, June 2012.
- [3] N. Y. Abed, M. M. Kabsha, and G. M. Abdsalam, "Low voltage ride-through protection techniques for dfig wind generator," in *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, (Vancouver, BC, Canada), 21-25 July 2013.
- [4] L. Djilali, E. N. Sanchez, and M. Belkheiri, "Real-time neural sliding mode field oriented control for a dfig-based wind turbine under balanced and unbalanced grid conditions," *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, pp. 618–632, 2019.
- [5] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, "A doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, pp. 231–241, 1996.
- [6] F. Poiriers, T. Bouaouiche, and M. Machmoum, "Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 1085–1096, July 2009.
- [7] L. Xu and P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 750–758, Sept. 2006.
- [8] J. Kearney, *Grid Voltage Unbalance and The Integration of DFIG*. Dublin, Ireland: Doctoral Thesis, Dublin Institute of Technology, 2013.
- [9] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding mode control in Electro-Mechanical system*. Boca Raton, FL, USA: CRC press Taylor and Francis Group, 2009.
- [10] H. Huerta, "Energy-based robust control of doubly-fed induction generator," *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, vol. 40, pp. 23–33, May 2016.
- [11] L. Saihi, B. Berbaoui, H. Glaoui, L. Djilali, and S. Abdeldjalil, "Robust sliding mode h_∞ controller of dfig based on variable speed wind energy conversion system," *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 64, pp. 53–63, Jan. 2020.
- [12] M. I. Martinez, G. Tapia, A. Susperregui, and H. Camblong, "Sliding-mode control of a wind turbine-driven double-fed induction generator under non-ideal grid voltages," *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, pp. 370–379, 2013.
- [13] L. Djilali, E. N. Sanchez, and M. Belkheiri, "Real time implementation of sliding mode field oriented control for a dfig based wind turbine," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 28, 2018.
- [14] D. Sun, X. Wang, H. Nian, and Z. Q. Zhu, "A sliding-mode direct power control strategy for dfig under both balanced and unbalanced grid conditions using extended active power," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, p. 1313–1322, 2018.
- [15] A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," *International Journal of Control*, vol. 58, pp. 1247–1263, 1993.
- [16] X. Zheng, W. Wei, and D. Xu, "Higher-order sliding mode control of dfig wind energy system under lvr," in *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, (Chengdu, China), 28-31 March 2010.
- [17] L. Xiong, P. Li, and J. Wang, "High-order sliding mode control of dfig under unbalanced grid voltage conditions," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 117, pp. 1–13, May 2020.
- [18] J. E. Ruiz-Duarte and A. G. Loukianov, "Output-feedback discrete-time sliding mode control via disturbance estimation," in *2018 15th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, (Graz, Austria), 9-11 July 2018.
- [19] E. N. Sanchez, A. Y. Alanis, and A. G. Loukianov, *Discrete-Time High Order Neural Control trained with Kalman filtering*. Verlag London, UK: Springer Science & Business Media, 2008.
- [20] H. Benbouhenni, Z. Boudjema, and A. Belaidi, "Neuro-second order sliding mode control of a dfig supplied by a two-level nsvm inverter for wind turbine system," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 14, pp. 362–373, Dec. 2018.
- [21] E. N. Sanchez and F. Ornelas-Tellez, *Discrete-Time Inverse Optimal Control for Nonlinear Systems*. Boca Raton, FL, USA: CRC press Taylor and Francis Group, 2013.
- [22] J. E. Slotine, "Sliding controller design for non-linear system," *International Journal of Control*, vol. 40, pp. 421–434, Apr. 1984.
- [23] B. R. Barmish and G. Leitmann, "On ultimate boundedness control of uncertain systems in the absence of matching condition," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 27, pp. 153–158, Feb. 1982.

- [24] P. Wilfrid and B. Jean-Pierre, *Higher order sliding modes*. New York, USA: Marcel Dekker, 2002.
- [25] C. E. Castaneda, A. G. Loukianov, E. N. Sanchez, and B. Castillo-Toledo, "Discrete-time neural sliding-mode block control for a dc motor with controlled flux," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 1194–1207, 2012.
- [26] S. Haykin, *Kalman filtering and neural networks*, vol. 47. Toronto, Canada: John Wiley, 2004.
- [27] K. Senthilnathan and K. I. Annapoorani, "A review on back-to-back converters in permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion system," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 3, pp. 583–591, Jun. 2016.
- [28] R. Ruiz-Cruz, E. N. Sanchez, A. Loukianov, and J. A. Ruz-Hernandez, "Real-time neural inverse optimal control for a wind generator," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, pp. 1172–1183, 2019.
- [29] L. Djilali, E. N. Sanchez, and M. Belkheiri, "First and high order sliding mode control of a dfig-based wind turbine," *Electric Power Components and Systems*, vol. 48, pp. 105–116, 2020.



L. Djilali was born in Metlili Chaamba, Algeria in 1987. He received the B.Eng. degree in maintenance in instrumentation from university of Oran, Algeria in 2010. In 2014, he received the M. Sc. in Electrical Engineering-Control Automatic from the National Polytechnic School of Oran (ENPO). In 2019, he obtained the D.Sc. degree in Electrical Engineering from university of Laghouat, Algeria, and in 2020, the D.Sc in Electrical Engineering from the National Center of Research and Advanced Studies of National Polytechnic Institute (CINVESTAV-IPN),

Guadalajara campus, Mexico. Actually, he is currently a Professor of electrical engineering graduate programs at the Autonomous University of Ciudad del Carmen, Campeche, Mexico. His research interests include robust control, neural control, and their applications to renewable power systems, micro-grids, power electronics converters, and electrical machines.



A. Badillo-Olvera received B. Eng. Degree in Mechatronics engineering at Polytechnic University of Zacatecas (Zac., Mexico), in 2015 the M. Eng degree in Hydraulics resources at Autonomous University of Zacatecas (Zac, Mexico) and in 2019 the D.Sc. degree in electrical engineering at Center of Research and Advanced Studies of the IPN (Cinvestav, Jalisco, México). His research interest include Fault Diganosis in pipelines systems, optimization algorithms, and machine learning.



Y. Yuliana Rios received the degrees of B.Sc in mechatronics engineer and M.Sc. in industrial controls from Universidad de Pamplona, Pamplona, Colombia, in 2006 and 2013, respectively, and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Advanced Studies and Research Center of the National Polytechnic Institute (CINVESTAV-IPN), Guadalajara Campus, Mexico, in 2019. She is currently an assistant professor at mechatronics engineering and a member of the automation and control group (GAICO) from the Universidad

Tecnológica de Bolívar, Cartagena, Colombia. Her research interests include intelligent control, biomedical systems, inverse optimal control, and robotics.



and their applications to renewable power systems, micro-grids, power electronics converters, and electrical machines.

H. López-Beltrán was born in Bucaramanga, Colombia in 1989. He received the B.Eng. degree in Mechatronic from University of Guadalajara, Mexico). In 2017, he studied a master of Systems Computer Science . Actually, he is currently a Research Assistant of Automatic Control in Electric Engineering graduate programs at Center for Research and Advanced Studies, National Polytechnic Institute (CINVESTAV-IPN) Guadalajara, Mexico. His research interests include complex networks, robust control, neural control,



electrical machines drives, process control, sensorless control of electrical machine, renewable energy systems control, wind energy, robust and nonlinear control.

L. Saihi was born in Naama, Algeria in 1987. He received the Engineer degree in Instrumentation from Oran University in 2010 and the Magister degree in Automatic, from the Polytechnic national school (Oran, Algeria), in 2014. Currently, he is a Ph.D student in Electrical engeerning (Automatic) at University of Bechar, Algeria. He is currently Permanent Researcher at the Research Unit in Renewable Energies in the Saharan Medium (URER-MS) in Adrar Algeria. His areas research of interest are focused on advance control of Drives,