

Nonlinear Optimal Control for PMSG-Based Wind Energy Conversion Systems

D. Cortes-Vega, F. Ornelas-Tellez and J. Anzures-Marin

Abstract—This paper presents the design of a nonlinear optimal control strategy for a wind energy generation system based on a small scale wind turbine, a permanent magnet synchronous generator, a back-to-back power converter, and an LCL filter interconnected with the grid. The main control objectives in this energy system involve the trajectory tracking and regulation of different system variables as generator angular speed, DC-link voltage and reactive power. In order to fulfill these objectives, the application of optimal controllers based on the state-dependent coefficient factorization technique is proposed for both the generator-side converter and the grid-side converter. The advantages of the proposed control scheme are to achieve a wide system operating range, due to the controller design takes into account the system nonlinearities, and in addition, an efficient trajectory tracking of time-varying references generated by a maximum power point tracking algorithm, which uses a wind speed estimator. Also, an LCL filter is used to attenuate the harmonic content of the injected current to the utility grid to satisfy interconnection standards, which requires a THD below 5%. The effectiveness of the proposed controllers is verified via simulations developed in Matlab/Simulink, where the variables to be controlled reach the desired references that ensure proper operation, maximum power extraction, and fulfillment of interconnection standards.

Index Terms—wind energy conversion system, permanent magnet synchronous generator, nonlinear control, optimal control, maximum power point tracking.

I. INTRODUCCIÓN

Los Sistemas Eólicos de Conversión de Energía (WECS por sus siglas en inglés) son sistemas complejos, capaces de transformar la energía cinética contenida en el viento, en energía mecánica, y posteriormente en energía eléctrica mediante un generador, misma que puede ser transmitida a la red eléctrica o hacia alguna carga. Por lo tanto, los WECS requieren estrategias de control para cumplir con tareas tales como: el control de ángulo de paso, la regulación de velocidad del generador eléctrico y la máxima extracción de potencia. Los WECS se pueden dividir en dos grandes categorías: los de velocidad fija y los de velocidad variable. Los primeros operan a una velocidad fija mediante el uso de generadores de inducción directamente conectados a la red eléctrica, sin ningún control de velocidad del rotor. Por otro lado, los sistemas de velocidad variable tienen la capacidad de controlar la velocidad del rotor mediante la inclusión de convertidores de potencia que conectan la turbina eólica con la red eléctrica. El uso de WECS

de velocidad variable reduce las cargas mecánicas, el ruido aerodinámico y brinda la capacidad de controlar el generador para aplicar la máxima potencia usando un controlador de seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT) [1], [2].

En la última década, los WECS de velocidad variable han integrado el Generador Síncrono de Imanes Permanentes (PMSG), casi al mismo nivel que el Generador de Inducción Doblemente Alimentado (DFIG). Las principales ventajas del PMSG son que puede no requerir una caja de engranes, su alta confiabilidad y eficiencia, la eliminación del sistema de excitación de CD (ya que el campo es generado por los imanes permanentes) y la facilidad para integrar capacidades para operación en condiciones de falla y soporte de red, debido a que cuentan con un convertidor de capacidad completa que desacopla el sistema de la red [3]–[5]. En la literatura es posible encontrar investigaciones sobre sistemas WECS basados en PMSG usando control lineal, principalmente basado en controladores de tipo proporcional-integral-derivativo (PID) [6], [7]. Sin embargo, este tipo de esquemas de control presentan ciertas desventajas, principalmente cuando operan sobre sistemas no lineales, debido a que pueden ser poco robustos y tienen alta sensibilidad a variaciones paramétricas y perturbaciones desconocidas [8]. Además, las técnicas lineales basadas en PID no son adecuadas para tratar con el problema de seguimiento de trayectorias variantes con el tiempo, lo cual es uno de los principales objetivos en un WECS. Debido a esto, se ha hecho uso de técnicas de control avanzadas como una alternativa a este tipo de sistemas [9]–[11].

Una de estas técnicas avanzadas es el control óptimo, el cual tiene como objetivo la generación de señales de control que lleven al cumplimiento de ciertas restricciones físicas y a la vez optimizan un índice de desempeño [12]. El método para generar controladores óptimos lineales se conoce como regulador cuadrático lineal (LQR) [13]. Por otra parte, la solución del problema de control óptimo no lineal, es obtenido usando el método desarrollado por Bellman [14], conocido como programación dinámica, el cual establece una ecuación diferencial parcial no lineal, llamada ecuación de Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB) [12], cuya solución por lo general es muy compleja para sistemas no lineales. La aplicación de esta técnica está bien definida para resolver el problema de control óptimo en sistemas lineales, donde su formulación resulta en ecuación diferencial de Riccati.

Por otro lado, la estrategia LQR puede extenderse al caso no lineal mediante la representación de un sistema no lineal en su forma de Factorización de Coeficientes Dependientes del Estado (SDCF, por sus siglas en inglés *state-dependent coefficient factorization*) [15], [16], la cual es una repre-

Todos los autores están adscritos a la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Cd. Universitaria, 58030, Morelia, México.

David Cortes-Vega (e-mail: dcortesvega@gmail.com)

Fernando Ornelas-Tellez (e-mail: fernando.ornelas@umich.mx)

Juan Anzures-Marin (e-mail: juan.anzures@umich.mx)

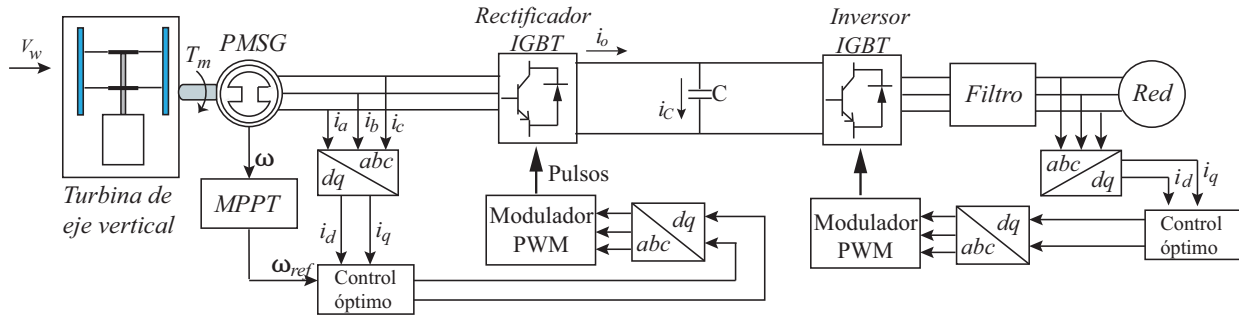


Fig. 1. Diagrama de bloques del sistema de generación basado en PMSG.

sentación matricial, con elementos dependientes del estado, y con estructura similar a la de un sistema lineal usada para resolver la ecuación de HJB. Nótese que la aplicación de la técnica SDCF no conlleva a una linealización del sistema, por lo que la dinámica no lineal del sistema se conserva intacta, lo que brinda un amplio rango de operación comparado con controladores basados en linealización.

Las contribuciones de este trabajo son: *a)* la síntesis de un esquema de control óptimo no lineal para un WECS, compuesto por una turbina de viento de pequeña escala, un PMSG, un convertidor en topología *back-to-back* y un filtro LCL para conectarse a la red eléctrica; *b)* los objetivos de control que involucran: lograr el seguimiento de trayectoria variante en el tiempo de la velocidad del PMSG en un amplio rango, esto con el fin de extraer la máxima potencia derivado de la alta variabilidad en la velocidad del viento, además, regular el voltaje de acoplamiento de CD y el control de potencia reactiva del inversor. Se hace notar que los modelos de los sistemas dinámicos involucrados son no lineales, por lo que se utiliza un controlador óptimo no lineal, con el fin de lograr un amplio rango de operación, así como obtener un buen desempeño en los controladores al ser diseñados optimizando un funcional de costo; *c)* lograr el seguimiento de máximo punto de potencia, para garantizar la máxima transferencia de energía hacia la red eléctrica, mediante el uso del algoritmo de relación de la velocidad de punta (TSR, del inglés *tip-speed-ratio*) en combinación con un estimador de velocidad de viento, lo cual elimina la necesidad de un anemómetro. Finalmente, se usa un filtro LCL para cumplir con los estándares de interconexión a la red eléctrica, de acuerdo a la norma IEEE-519. Se presentan resultados de simulación para mostrar la efectividad del esquema de control propuesto.

La estructura del resto del artículo es la siguiente. La Sección II se enfoca en el modelado del WECS basado en PMSG. La Sección III presenta los conceptos relacionados al diseño del esquema de control óptimo no lineal. Para probar la eficiencia de los controladores diseñados, se presentan resultados de simulación en la Sección IV. Finalmente, las conclusiones generales se presentan en la Sección V.

II. MODELADO DEL WECS

El WECS utilizado en este trabajo se muestra en la Fig. 1, el cual puede dividirse en dos secciones principales para establecer los objetivos de control en cada parte del sistema: el lado del generador (MSC, del inglés *machine-side converter*), conformado por la turbina de viento, el generador eléctrico y el rectificador, y el lado de la red (GSC, del inglés *grid-side converter*), que incluye al inversor, el filtro y la red eléctrica.

A. Modelo Aerodinámico de la Turbina de Viento

Para una turbina de viento de velocidad variable, la potencia mecánica que se puede extraer de una masa de viento entrante está dada por

$$P_t = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 C_p(\lambda) \quad (1)$$

donde ρ representa la densidad del aire, A es el área cubierta por los alabes de la turbina, v_w es la velocidad del viento, C_p es el coeficiente de potencia de la turbina y λ es la relación de velocidad de la punta, la cual se define como

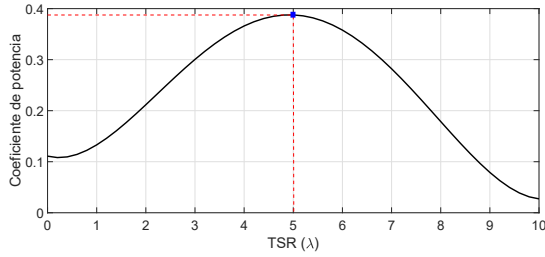
$$\lambda = \frac{R_t \omega_r}{v_w} \quad (2)$$

donde ω_r es la velocidad del generador y R_t es la longitud de los alabes. El cálculo de C_p para una turbina de eje vertical se puede realizar a partir de [17]

$$C_p = \sum_{i=1}^5 c_i \lambda^i \quad (3)$$

donde c_i son parámetros propios de la turbina, que dependen de su construcción y sus características aerodinámicas. Una curva de C_p típica basada en (3) se muestra en la Fig. 2. Se observa que la potencia máxima sólo se obtiene en el punto localizado en $\lambda = 5$, donde se alcanza el valor óptimo de C_p .

Dado que el coeficiente de potencia tiene su valor máximo en un único punto, es necesario controlar la relación de velocidad de la punta mediante la variación de la velocidad del rotor, lo que involucra un problema de seguimiento de referencia variante en el tiempo generada por un algoritmo MPPT.

Fig. 2. Curva de C_p típica.

B. Convertidor del Lado del Generador

Una representación comúnmente usada para describir la dinámica del PMSG es mediante el modelo de Park, también conocido como marco de referencia dq . Los voltajes de estator son expresados en el marco dq como [10]

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_r L_{qs} i_{qs} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} \quad (4)$$

$$V_{qs} = \omega_r L_{ds} i_{ds} + R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_r$$

donde $V_{ds}, V_{qs}, i_{ds}, i_{qs}$ representan los voltajes de estator y corrientes en los ejes d y q , respectivamente; L_d y L_q son la inductancia en d y q , R_s es la resistencia de estator, ϕ_r es el flujo magnético y ω_r es la velocidad angular eléctrica.

Para un generador con imanes de montura superficial, donde el valor de la inductancia en los ejes d y q tiene el mismo valor, el par electromagnético puede definirse como

$$T_e = \frac{3}{2} p \phi_r i_{qs}. \quad (5)$$

La dinámica de la velocidad angular mecánica del PMSG está dada por

$$J \frac{d}{dt} \omega_m + F \omega_m = T_e - T_m \quad (6)$$

donde J es el momento de inercia, ω_m es la velocidad angular del rotor, F es el coeficiente de fricción viscosa, T_e y T_m representan el par electromagnético y mecánico, respectivamente. La velocidad angular del rotor ω_m está relacionada con la velocidad angular eléctrica (ω_r), por el número de pares de polos (p) contenidos en el PMSG, como

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{p}. \quad (7)$$

Finalmente, tomando las variables ω_r e i_{ds} como las salidas a controlar, el modelo completo del sistema no lineal puede representarse de la siguiente forma

$$\dot{x} = A(x)x + Bu + D \quad (8)$$

$$y = Cx$$

donde $x = [\omega_r \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T$ y

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{F}{J} & 0 & \frac{3\phi_r p}{2J} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_{ds}} & \frac{\omega_r L_{qs}}{L_{ds}} \\ -\frac{\phi_r}{L_{qs}} & -\frac{\omega_r L_{ds}}{L_{qs}} & -\frac{R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} \frac{pT_m}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}.$$

El modelo del MSC descrito en (8), muestra la relación existente entre el PMSG y el convertidor, donde se puede observar que los voltajes del estator V_{ds} y V_{qs} , corresponden a los voltajes de entrada al rectificador, los cuales pueden ser modificados mediante un esquema de control para cumplir con el objetivo principal del MSC, como lo es la máxima extracción de potencia de la turbina de viento, lo cual está directamente relacionado con el control de la velocidad del generador. Se observa que (8) es un modelo no lineal, debido a la presencia de los términos no lineales $\frac{L_{qs}}{L_{ds}} \omega_r i_{qs}$ y $-\frac{L_{ds}}{L_{qs}} \omega_r i_{ds}$, provenientes de realizar la operación $A(x)x$. Debe considerarse que ω_r es una variable que tendrá dinámica propia debido a la variación de la velocidad del viento.

Como será detallado en la Sección III, la forma SDCF de (8) será usada para diseñar el controlador óptimo no lineal. Por lo tanto, un controlador no lineal podrá tener un mejor rendimiento para realizar seguimiento de máximo punto de potencia del sistema en un mayor rango de operación.

C. Modelo del Convertidor del Lado de la Red

El GSC es responsable de transferir la potencia generada por la turbina hacia la red eléctrica, mediante la regulación de la potencia reactiva y del voltaje del capacitor de acoplamiento. Por otro lado, la distorsión armónica total en estado estable del WECS está limitada por estándares de conexión a la red, por lo que es crucial el uso de filtros que permitan satisfacer dichos estándares. En este trabajo se propone el uso de un filtro LCL, mostrado en la Fig. 3, debido a sus características superiores de filtrado y su tamaño reducido, en comparación con un filtro L [18], [19].

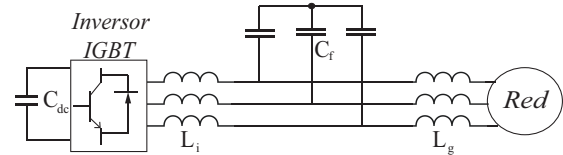


Fig. 3. Configuración del filtro LCL.

Para obtener la dinámica del voltaje del capacitor de acoplamiento, se considera la relación entre las potencias de entrada (P_{gen}), salida (P_{grid}) y punto acoplamiento de CD (P_{dc}), despreciando pérdidas [20], [21], como

$$P_{dc} = P_{gen} - P_{grid} \quad (9)$$

o de forma equivalente

$$V_{dc} C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc} = i_o V_{dc} - \frac{3}{2} (V_{g_d} i_{g_d} + V_{g_q} i_{g_q}) \quad (10)$$

donde V_{dc} e i_o representan el voltaje del capacitor y la corriente total a la salida del rectificador, respectivamente, y V_{g_d} e i_{g_d} son los voltajes y corrientes en dq , en el punto de conexión a la red. Para sistemas balanceados, puede realizarse la consideración $V_{g_q} = 0$, entonces (10) es un sistema no lineal que toma la forma

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = \frac{i_o}{C_{dc}} - \frac{3}{2C_{dc}V_{dc}} (V_{g_d} i_{g_d}). \quad (11)$$

Un elemento importante en el WECS es el capacitor C_{dc} , mostrado la Fig. 3, mismo que sirve para desacoplar los sistemas del MSC y el GSC, por lo que es posible analizar y diseñar controladores de forma independiente, y el modelo del capacitor puede integrarse a uno de los dos sistemas, en este caso al GSC, mientras que la relación existente entre el capacitor de acoplamiento y el MSC se expresa en (11) mediante la corriente i_0 . Además, dicho desacoplamiento permite la conversión de AC con frecuencia variable, proveniente del PMSG, a AC con frecuencia fija, necesaria para poder sincronizarse con la red eléctrica.

El modelo dinámico que describe la conexión del inversor con la red, referido al marco dq sincronizado con el voltaje de la red, es obtenido mediante la aplicación de leyes de Kirchoff y la transformación de Park, como

$$\begin{aligned}
\frac{di_{c_d}}{dt} &= \frac{V_d}{L_i} - \frac{R_i}{L_i} i_{c_d} - \frac{V_{c_d}}{L_i} + \omega_g i_{c_q} \\
\frac{di_{c_q}}{dt} &= \frac{V_q}{L_i} - \frac{R_i}{L_i} i_{c_q} - \frac{V_{c_q}}{L_i} - \omega_g i_{c_d} \\
\frac{di_{g_d}}{dt} &= \frac{V_{c_d}}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_{g_d} - \frac{V_{g_d}}{L_g} + \omega_g i_{g_q} \\
\frac{di_{g_q}}{dt} &= \frac{V_{c_q}}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_{g_q} - \frac{V_{g_q}}{L_g} - \omega_g i_{g_d} \\
\frac{dV_{c_d}}{dt} &= \frac{i_{c_d}}{C_f} - \frac{V_{c_d}}{R_f C_f} - \frac{i_{g_d}}{C_f} + \omega_g V_{c_q} \\
\frac{dV_{c_q}}{dt} &= \frac{i_{c_q}}{C_f} - \frac{V_{c_q}}{R_f C_f} - \frac{i_{g_q}}{C_f} - \omega_g V_{c_d}
\end{aligned} \tag{12}$$

donde i_{c_dq}, i_{g_dq} son los componentes dq de las corrientes del convertidor y de la red, respectivamente, V_{c_dq}, V_{dc} representan los voltajes en dq del capacitor del filtro y el voltaje del capacitor de acoplamiento, R_i, R_g, R_f son las resistencias asociadas al inductor del lado del convertidor, capacitor del filtro e inductor del lado de la red, respectivamente, L_i, L_g son las inductancias del inductor del inversor y la red, mientras que $\omega_g = 2\pi f$ es la frecuencia angular de la red, donde f es la frecuencia en Hz . Se hace notar que el esquema de control utiliza un PLL (del inglés, *phase-locked loop*) para llevar cabo la transformación dq del sistema y para la sincronización con la red eléctrica (determinación de ω_g).

Seleccionando la corriente i_{g_q} , para regular de forma indirecta la potencia reactiva, y el voltaje en el capacitor V_{dc} (11), como las salidas a controlar, el sistema (12) puede reescribirse como

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= A(x)x + Bu + D \\
y &= Cx
\end{aligned} \tag{13}$$

donde

$$x = [i_{c_d} \quad i_{c_q} \quad i_{g_d} \quad i_{g_q} \quad V_{c_d} \quad V_{c_q} \quad V_{dc}]^T$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_i}{L_i} & \omega_g & 0 & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 & 0 \\ -\omega_g & -\frac{R_i}{L_i} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & \omega_g & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_g & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{R_f C_f} & \omega_g & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega_g & -\frac{1}{R_f C_f} & 0 \\ -\frac{3V_{g_d}}{2C_{dc}V_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_i} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad u = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{V_{g_d}}{L_g} & -\frac{V_{g_q}}{L_g} & 0 & 0 & \frac{i_0}{C_{dc}} \end{bmatrix}^T.$$

Al igual que el convertidor del lado del generador, el modelo del convertidor del lado de la red (13) es no lineal, representado en la forma SDCF, el cual será usado para el diseño del esquema de control.

III. ESQUEMA DE CONTROL

Esta sección se enfoca en los conceptos matemáticos relacionados al diseño del esquema de control óptimo no lineal basado en la forma SDCF y el algoritmo MPPT con estimador de velocidad de viento.

A. Sistemas no Lineales en la Forma SDCF

La factorización de coeficientes dependientes del estado [15], también conocida como linealización aparente [22] o linealización extendida [23], es una técnica para factorizar un sistema no lineal, en uno con una forma similar a una estructura lineal mediante matrices dependientes del estado. Dicha factorización puede ser obtenida considerando que un sistema no lineal general puede ser representado como

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= f(x) + B(x)u + \Gamma \\
y &= h(x)
\end{aligned} \tag{14}$$

donde $x \in \mathbb{R}^n$ representa el vector de estado, $y \in \mathbb{R}^p$, $u \in \mathbb{R}^m$ son la salida y entrada del sistema, Γ es un vector que contiene perturbaciones externas acotadas, $f(x)$, $B(x)$ y $h(x)$ son funciones suaves de dimensiones apropiadas.

Bajo las consideraciones $f(\cdot) \in C^1$, $h(\cdot) \in C^1$, $f(0) = 0$ y $h(0) = 0$, existe una función matricial no lineal tal que $f(x) = A(x)x$ y $h(x) = C(x)x$ [24]; entonces, el sistema (14) puede reescribirse como

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= A(x)x + B(x)u + \Gamma \\
y &= C(x)x.
\end{aligned} \tag{15}$$

Es importante observar que (15) es una representación matricial del sistema (14), y que (15) no corresponde a una linealización, por lo que las no linealidades se preservan.

Se hace notar, que las factorizaciones $A(x)x$ y $C(x)x$ no son únicas [25]. Para obtener esquemas de control bien definidos es necesario seleccionar factorizaciones SDCF apropiadas [15], [25], las cuales se obtienen al satisfacer las condiciones de controlabilidad y observabilidad para el sistema (15).

B. Diseño del Controlador Óptimo no Lineal para Seguimiento

El control óptimo no lineal para seguimiento de trayectorias, o referencias variantes con el tiempo, está basado en el uso de la forma SDCF [15]. Adicionalmente, con el fin de obtener un controlador más robusto, se agrega una acción integral a la ley de control en términos del error de seguimiento e , de tal forma que tanto incertidumbres paramétricas constantes, como perturbaciones externas, sean rechazadas, a la vez que se reduce el error en estado estable.

Para el sistema (15), se considera el siguiente error de seguimiento

$$\begin{aligned} e &= r - y \\ &= r - C(x)x \end{aligned} \quad (16)$$

donde r es la referencia a ser seguida por la salida y . El problema de control óptimo no lineal consiste en encontrar una ley de control tal que la salida del sistema (15), siga a una referencia deseada en una forma óptima, caracterizada por la minimización del error de seguimiento y el esfuerzo de control. De esta manera, la acción integral está definida como

$$\dot{x}_0 = -e \quad (17)$$

donde $x_0 \in \mathbb{R}^p$ es un vector formado por integradores para un sistema con p salidas. Así, un sistema aumentado, incluyendo el término integral, está conformado por

$$\dot{x}_a = \begin{bmatrix} \dot{x}_0 \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -e \\ A(x)x + B(x)u + \Gamma \end{bmatrix} \quad (18)$$

con un vector de estado aumentado $x_a = [x_0, x]^T$. El sistema (18) puede ser reescrito de forma aumentada como

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= A_a(x_a)x_a + B_a u + D_a \\ y_a &= C_a x_a \end{aligned} \quad (19)$$

donde

$$\begin{aligned} A_a(x_a) &= \begin{bmatrix} 0 & C(x) \\ 0 & A(x) \end{bmatrix}, & B_a &= \begin{bmatrix} 0 \\ B(x) \end{bmatrix}, \\ C_a &= [0 \quad C(x)], & D_a &= \begin{bmatrix} -r \\ \Gamma \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (20)$$

Considerando el sistema (19), el esquema de control es considerado óptimo en el sentido de minimizar el siguiente índice de desempeño

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} (x_0^t Q_I x_0 + e^T Q e + u^T R u) dt \quad (21)$$

donde Q_I , Q y R son matrices definidas positivas que ponderan el desempeño de las variables de estado, el error de seguimiento y el esfuerzo de control. Si se desea dar mayor importancia al error de seguimiento, se debe dar un valor mayor a la matriz Q , o bien, un valor menor a la matriz R . El controlador diseñado se basa en las consideraciones de que el par $[A(x), B(x)]$ es controlable, el par $[A(x), C(x)]$ es observable, y que el vector de estado x está disponible para ser retroalimentado [13], [26].

Basado en las consideraciones anteriores, el controlador óptimo no lineal

$$u^*(x_a) = -R^{-1} B_a^T (P x_a - z) \quad (22)$$

logra un seguimiento de trayectoria robusto para el sistema (15) sobre la trayectoria deseada r , donde P es la solución de la ecuación de Riccati dependiente del estado, y z es la solución de una ecuación diferencial vectorial, definidas como

$$\dot{P} = -Q_a + P B_a R^{-1} B_a^T P - A_a^T(x_a) P - P A_a(x_a) \quad (23)$$

con

$$Q_a = \begin{bmatrix} Q_I & 0 \\ 0 & C^T(x) Q C(x) \end{bmatrix} \quad (24)$$

y

$$\dot{z} = -[A_a(x_a) - B_a R^{-1} B_a^T P]^T z + P D_a - C_a^T Q r \quad (25)$$

con condiciones de frontera $P(\infty) = 0$ and $z(\infty) = 0$.

C. Algoritmo MPPT

El algoritmo MPPT es el encargado de la generación de referencias variantes con el tiempo para la velocidad angular del PMSG, que aseguren la máxima extracción de disponible en el viento. El algoritmo MPPT seleccionado se conoce como método de la velocidad de la punta [27], el cual consiste en el control de la velocidad rotacional del generador, de forma que el TSR (λ) se mantenga en su valor óptimo, en el cual se extrae la potencia máxima, esto es

$$\lambda_{opt} = \frac{R_t \omega_{opt}}{v_w} \rightarrow \omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt} v_w}{R_t} \quad (26)$$

Este método requiere conocer la información acerca de las características de la turbina de viento, para poder obtener el valor óptimo de λ y C_p , además de mediciones de la velocidad del viento.

Con el fin de reducir el número de sensores requeridos para el MPPT, se propone la implementación de un estimador de velocidad de viento para determinar v_w , lo cual elimina la necesidad de un anemómetro. El estimador usado en este trabajo se basa en el concepto de Inmersión e Invarianza (I&I), como lo proponen Ortega et. al. en [28], donde se realiza una estimación en línea de la velocidad de viento \hat{v}_w , la cual es asintóticamente consistente, es decir

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{v}_w(t) = v_w \quad (27)$$

Este estimador requiere el conocimiento de los parámetros de la turbina para desarrollar la función clave en el proceso de estimación, la cual está descrita como

$$\frac{1}{J} T_m = \frac{\rho A}{2J} \frac{v_w^3}{\omega_m} C_p \left(\frac{R \omega_m}{v_w} \right) := \Phi(\omega_m, v_w) \quad (28)$$

Considerando (28), el estimador tiene la forma

$$\begin{aligned} \dot{\hat{v}}_w &= \gamma \left[\frac{1}{J} T_e - \Phi(\omega_m, \hat{v}_w + \gamma \omega_m) \right] \\ \hat{v}_w &= \hat{v}_w^I + \gamma \omega_m \end{aligned} \quad (29)$$

donde $\gamma > 0$, es una ganancia de adaptación que asegura la convergencia asintótica al valor de velocidad del viento.

IV. RESULTADOS

Esta sección presenta los resultados de simulación para el WECS propuesto. Las simulaciones son desarrolladas en Matlab/Simulink, haciendo uso de la librería SimPower Systems. Los parámetros correspondientes al PMSG se muestran en la Tabla I (parámetros tomados de Matlab), mientras que los parámetros de la turbina de viento se muestran en la Tabla II (tomados de [17]). La red eléctrica es representada mediante una fuente trifásica de voltaje, con valor efectivo de fase a fase de 220V y frecuencia de 60 Hz. Las referencias r seleccionadas para los controladores son: voltaje del capacitor de acoplamiento en 400V, corriente en el eje q del lado de la red $i_{gq} = 0$ (lo cual implica potencia reactiva igual a cero) y corriente del PMSG en el eje d , $i_{ds} = 0$, mientras que la referencia de velocidad angular del PMSG es generada por el algoritmo MPPT, en función del viento incidente.

Para obtener el controlador del MSC descrito en (8), es necesario dar solución a las ecuaciones (22)–(25), que describen el controlador óptimo no lineal, y que dependen de las matrices de ponderación Q_{I1} , R_1 y Q_1 seleccionadas con los valores siguientes

$$Q_{I1} = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 2000 \end{bmatrix} \quad R_1 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

$$Q_1 = \text{diag} (210 \quad 0.8 \quad 0 \quad 0).$$

En lo que respecta al controlador del GSC, éste es diseñado aplicando (22)–(25) al modelo (13), donde las matrices de ponderación Q_{I2} , Q_2 y R_2 , tienen los valores

$$Q_{I2} = \begin{bmatrix} 500 & 0 \\ 0 & 8000 \end{bmatrix} \quad R_2 = \begin{bmatrix} 0.8 & 0 \\ 0 & 0.8 \end{bmatrix}$$

$$Q_2 = \text{diag} (0 \quad 0 \quad 0 \quad 1400 \quad 0 \quad 0 \quad 20).$$

TABLA I
PARÁMETROS DEL PMSG.

Parámetro	Descripción	Valor
P_{nom}	Potencia nominal	1.1 kW
p	Pares de polos	2
J	Inercia	$1.854 \times 10^{-4} \frac{kg}{m^2}$
ϕ_r	Flujo magnético	0.1852 Wb
L_d	Inductancia en el eje d	0.006365 H
L_q	Inductancia en el eje q	0.006365 H
R_s	Resistencia de estator	1.6 Ω

TABLA II
PARÁMETROS DE LA TURBINA DE VIENTO.

Parámetro	Descripción	Valor
R	Radio	1 m
H	Altura	2 m
λ_{opt}	Velocidad de punta óptima	5
C_{pmax}	Máximo coeficiente de potencia	0.3878
ρ	Densidad del aire	$1.2 \frac{kg}{m^3}$
c_1	Constante 1 de la turbina	0.110898
c_2	Constante 2 de la turbina	-0.02493
c_3	Constante 3 de la turbina	0.057456
c_4	Constante 4 de la turbina	-0.01098
c_5	Constante 5 de la turbina	0.00054

Los parámetros correspondientes al filtro LCL son $L_i = 10.88 \text{ mH}$, $L_g = 0.19 \text{ mH}$ y $C_f = 3.015 \mu\text{F}$, los cuales han sido calculados siguiendo el procedimiento descrito en [19].

El perfil de viento utilizado en la simulación presenta variaciones entre 6 m/s y 10 m/s, como se muestra en la Fig. 4, donde se puede observar la convergencia del estimador de velocidad de viento, el cual presenta una rápida respuesta y un error de estimación de 0.5%, lo que valida su efectividad.

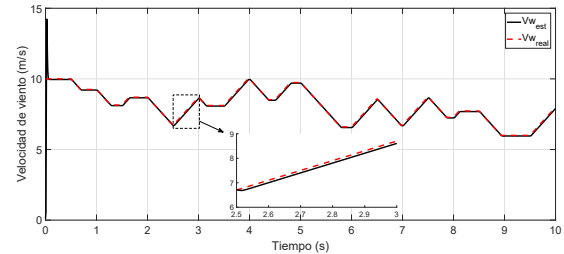


Fig. 4. Velocidad del viento.

Se hace notar que el perfil de viento propuesto tiene por objetivo mostrar el desempeño del estimador I&I, así como del controlador en el seguimiento de trayectorias. En este sentido, en [29] se ha evaluado el desempeño del estimador I&I usando perfiles y características de viento realistas, mostrando buenos resultados, exhibiendo una ligera disminución en exactitud y rapidez. En [30], [31], se pueden encontrar otros algoritmos de estimación de velocidad del viento, que pudiesen usarse como posibles alternativas, buscando mejorar las características de desempeño.

La evolución de las variables eléctricas con el perfil de viento de la Fig. 4, se muestra en la Fig. 5. Se observa que el voltaje del capacitor de acoplamiento alcanza el valor deseado, y se produce un correcto seguimiento de las referencias de velocidad variantes con el tiempo del PMSG generadas por el algoritmo MPPT, lo que implica una máxima extracción de potencia, como se aprecia en la potencia extraída, exhibiendo pequeñas pérdidas por conmutación, y pérdidas internas en el PMSG. La potencia reactiva se mantiene alrededor de cero mediante el control de la corriente $i_{gq}=0$, esto con el fin de conservar el factor de potencia cercano a uno. Por otro lado, en la Fig. 5g, sería posible alcanzar una mayor potencia en el PMSG eligiendo una turbina de mayor capacidad, que pueda generar un mayor par mecánico. Los resultados presentados en la Fig. 5e, muestran que la distorsión armónica total (THD) de la corriente toma un valor de 3.28% lo cual cumple con el estándar IEEE-519, que establece un valor máximo de THD del 5%.

La Fig. 6a muestra el comportamiento del coeficiente de potencia, C_p , considerando la estimación de velocidad de viento y la velocidad real (suponiendo que se tiene disponible a partir de mediciones). Se observa que el desempeño utilizando el estimador de viento, es menor que cuando se usa el valor real (tomando como referencia un sensado ideal de la velocidad del viento); sin embargo, el desempeño obtenido con el estimador presenta un error máximo de 0.1547% con respecto al valor máximo, lo cual verifica que el estimador funciona adecuadamente. Por otro lado, una comparación del

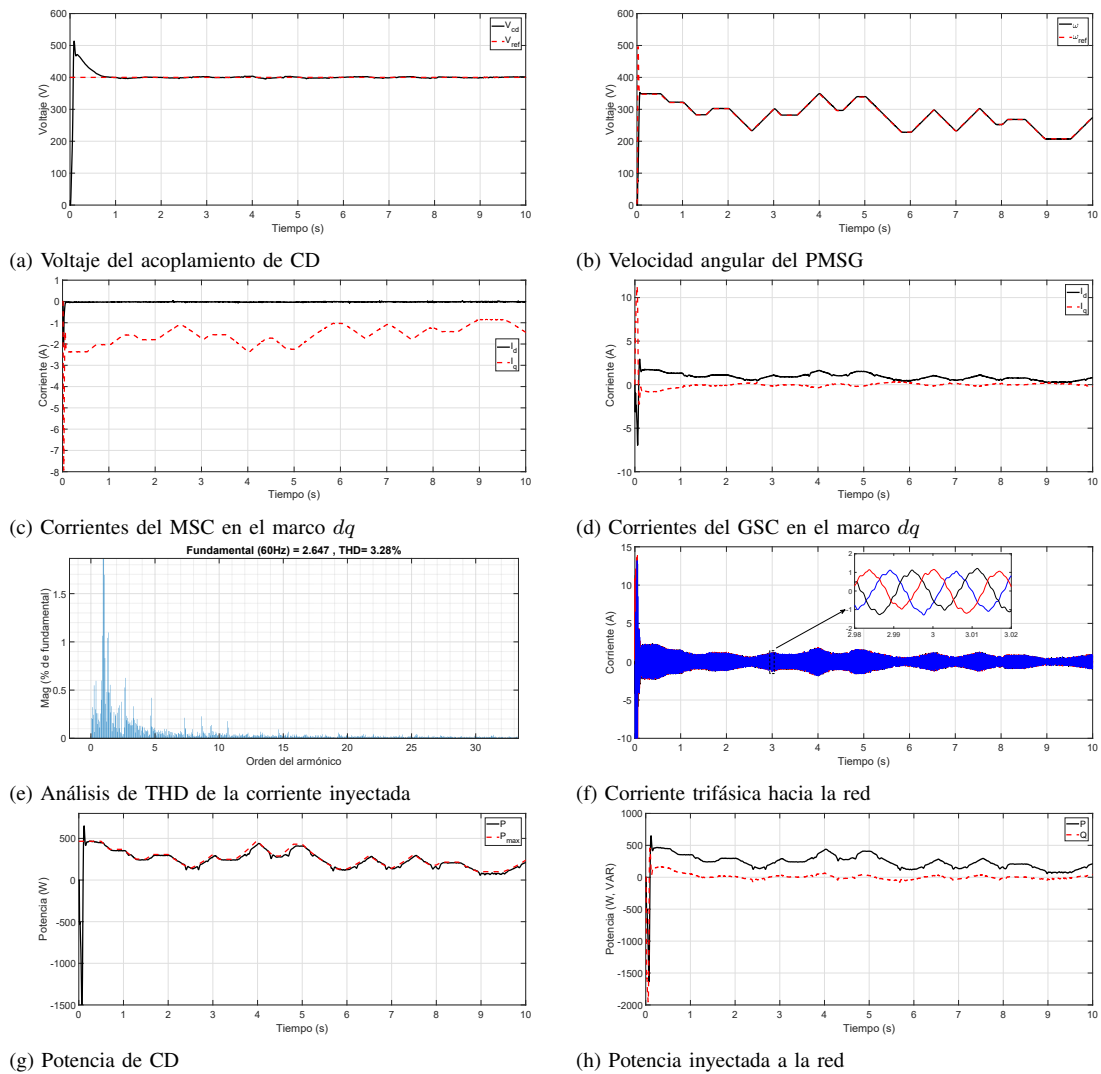


Fig. 5. Evolución en el tiempo de las variables del sistema.

comportamiento del TSR con y sin estimador de velocidad de viento se presenta en la Fig. 6b. Se aprecia que el valor del TSR es cercano al valor óptimo, aún cuando se utiliza el estimador, lo que demuestra la eficiencia del algoritmo MPPT utilizando la estimación de la velocidad de viento.

V. CONCLUSIONES

El esquema de control óptimo no lineal propuesto basado en SDCF, presenta un desempeño eficiente para el seguimiento de referencias variantes con el tiempo generadas por el algoritmo TSR, para extraer la máxima potencia en diferentes velocidades de viento. La regulación del voltaje de acoplamiento así como de la potencia reactiva son llevadas a cabo de manera eficaz, lo cual contribuye a un correcto control del WECS. El filtro LCL incorporado satisface el estándar de conexión a la red IEEE-519 para corriente inyectada a la red eléctrica. El algoritmo TSR opera de forma eficiente asegurando una máxima extracción de potencia, sin la necesidad de un anemómetro, debido a la incorporación del estimador de velocidad de viento. Como trabajo futuro, se espera desarrollar un prototipo para validar experimentalmente el esquema de control propuesto.

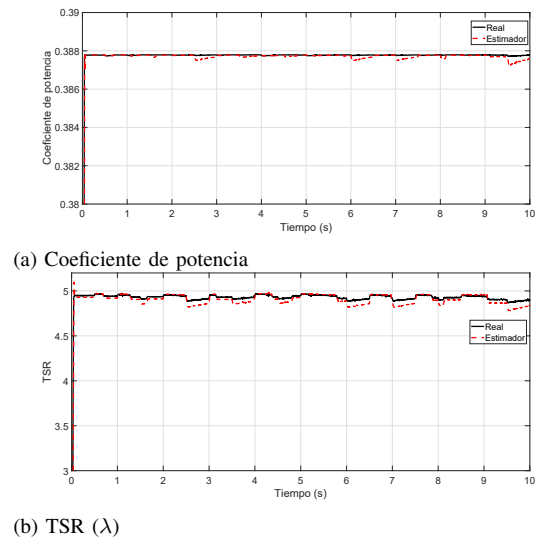


Fig. 6. Comparación de C_p y TSR con y sin estimador de velocidad de viento.

REFERENCIAS

[1] D. Kumar and K. Chatterjee, "A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems," *Renewable and sustainable*

- energy reviews*, vol. 55, pp. 957–970, 2016.
- [2] J. Chen, W. Yao, C.-K. Zhang, Y. Ren, and L. Jiang, “Design of robust MPPT controller for grid-connected PMSG-based wind turbine via perturbation observation based nonlinear adaptive control,” *Renewable energy*, vol. 134, pp. 478–495, 2019.
 - [3] A. M. Howlader, N. Urasaki, A. Yona, T. Senjyu, and A. Y. Saber, “Design and implement a digital H_∞ robust controller for a MW-class PMSG-based grid-interactive wind energy conversion system,” *Energies*, vol. 6, pp. 2084–2109, Apr. 2013.
 - [4] S. Grabic, N. Celanovic, and V. A. Katic, “Permanent magnet synchronous generator cascade for wind turbine,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1136–1142, May 2008.
 - [5] P. Rodríguez, A. V. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2583–2592, Oct. 2007.
 - [6] S. Li, T. A. Haskew, R. P. Swatloski, and W. Gathings, “Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbines,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2325–2337, 2012.
 - [7] K.-H. Kim, Y.-C. Jeung, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, “LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2376–2384, 2012.
 - [8] V. Yaramasu, B. Wu, S. Alepuz, and S. Kouro, “Predictive control for low voltage ride-through enhancement of three-level based boost and NPC converter based PMSG wind turbine,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6832 – 6843, Dec. 2013.
 - [9] F. Chavira, S. Ortega-Cisneros, and J. Rivera, “A novel sliding mode control scheme for a PMSG-based variable speed wind energy conversion system,” *energies*, vol. 10, no. 10, Sep. 2017.
 - [10] V. Yaramasu and B. Wu, *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems*. John Wiley and Sons, 2016.
 - [11] S.-W. Lee and K.-H. Chun, “Adaptive sliding mode control for PMSG wind turbine systems,” *energies*, vol. 12, Feb. 2019.
 - [12] D. E. Kirk, *Optimal Control Theory an Introduction*. New York, USA: Dover Publications, 2004.
 - [13] B. Anderson and J. Moore, *Optimal Control: Linear Quadratic Methods*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1990.
 - [14] R. E. Bellman, *Dynamic Programming*. Princeton, USA: Princeton University Press, 1957.
 - [15] F. Ornelas-Tellez, J. J. Rico, and R. Ruiz-Cruz, “Optimal tracking for state-dependent coefficient factorized nonlinear systems,” *Asian Journal of Control*, vol. 16, no. 3, pp. 890–903, 2014.
 - [16] T. Cimen, “Systematic and effective design of nonlinear feedback controllers via the state-dependent Riccati equation (SDRE) method,” *Annual Reviews in Control*, vol. 34, no. 1, pp. 32 – 51, 2010.
 - [17] R. Aubree, F. Auger, M. Mace, and L. Loron, “Design of an efficient small wind-energy conversion system with an adaptive sensorless MPPT strategy,” *Renewable Energy*, vol. 86, pp. 280–291, Feb. 2016.
 - [18] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54–69, Mar. 2016.
 - [19] A. Reznik, M. G. Simoes, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, “LCL filter design and performance analysis for grid interconnected systems,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, 2014.
 - [20] R. Lai, F. Wang, R. Burgos, D. Boroyevich, D. Jiang, and D. Zhang, “Average modeling and control design for VIENNA-type rectifiers considering the DC-link voltage balance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2509–2522, Nov 2009.
 - [21] Z. Zeng, W. Zheng, R. Zhao, C. Zhu, and Q. Yuan, “Modeling, modulation, and control of the three-phase four-switch PWM rectifier under balanced voltage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4892–4905, July 2016.
 - [22] A. Wernli and G. Cook, “Suboptimal control for the nonlinear quadratic regulator problem,” *Automatica*, vol. 11, 1975.
 - [23] B. Friedland., *Advanced Control Systems Design*. USA: Prentice Hall, 1996.
 - [24] J. Shamma and J. Cloutier, “Existence of SDRE stabilizing feedback,” *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 48, no. 3, pp. 513–517, 2003.
 - [25] H. T. Banks, B. M. Lewis, and H. T. Tan, “Nonlinear feedback controllers and compensators: a state-dependent Riccati equation approach,” *Computational Optimization and Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 177–218, 2007.
 - [26] R. Sepulchre, M. Jankovic, and P. V. Kokotović. *Constructive Nonlinear Control*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1997.
 - [27] M. Abdullah, A. Yatim, C. Tan, and R. Saidur, “A review of maximum power tracking algorithms for wind energy systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, pp. 3220–3227, Feb. 2012.
 - [28] R. Ortega, F. Mancilla-David, and F. Jaramillo, “A globally convergent wind speed estimator for wind turbine systems,” *Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 27, pp. 413–425, 2013.
 - [29] F. Mancilla-David and R. Ortega, “Adaptive passivity-based control for maximum power extraction of stand-alone windmill systems,” *Control Engineering Practice*, vol. 20, no. 2, pp. 173–181, 2012.
 - [30] K. Z. Ostergaard, P. Brath, and J. Stoustrup, “Estimation of effective wind speed,” *Journal of Physics*, vol. 75, no. 1, p. 012082, 2007.
 - [31] D. Song, J. Yang, M. Dong, and Y. H. Joo, “Kalman filter-based wind speed estimation for wind turbine control,” *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 15, no. 3, pp. 1089–1096, 2017.



David Cortes-Vega received the B. Sc. and M.Sc. degree in electrical engineering from the Universidad Michoacana de San Nicolas de Hidalgo (UMSNH), Morelia, Mexico in 2013 and 2016, respectively. Currently, he is working on his D.Sc. in electrical engineering at the UMSNH. His research interests are nonlinear control, robust control, applied control, and renewable energy systems.



Fernando Ornelas-Tellez received the B.Sc. degree from the Instituto Tecnológico de Morelia (ITM), Morelia, Mexico, in 2005 and the M.Sc. and D.Sc. degrees in electrical engineering from the Advanced Studies and Research Center, National Polytechnic Institute (CINVESTAV-IPN), Guadalajara, Mexico, in 2008 and 2011, respectively. His research interest centers on neural control, direct and inverse optimal control, passivity and their applications to robots, electrical machines, and power electronics.



Juan Anzures-Marin received the B.Sc. degree in Electrical Engineering from the Universidad Michoacana de San Nicolas de Hidalgo (UMSNH), Mexico, in 1991; the M.Sc. degree in Electronic Engineering from the Instituto Tecnológico de Chihuahua, Mexico, in 1997 and D.Sc. degree in Electrical Engineering at the CINVESTAV-Guadalajara Campus, Mexico, in 2007. His research interests include Instrumentation and Control Systems, Fault Diagnosis Algorithms Design for Nonlinear Systems and Energy Harvesting Applications.