

Hardware-in-the-Loop for Wind Energy Conversion with Resonant Current Control and Active Damping

Y. Muñoz-Jadán, M. Espinoza-Bolaños, *Member, IEEE*, F. Donoso-Merlet, *Member, IEEE*,
R. Hidalgo-León, *Member, IEEE*, G. Soriano-Idrovo, and P. Jácome-Ruiz

Abstract—In this paper, the design of current control system based on multiple resonant controllers with active damping control strategy for wind energy conversion system in Back-To-Back configuration with LCL filter is presented. Due to its ability to perform control and compensation of the injected currents into the network, the proposed system is a resonant current control (PR) and harmonic compensators (HC) of fifth and seventh order that allows the injection of currents with low harmonic distortion to the electrical network. The high frequency harmonics generated by the converter are damped by LCL filter. As a solution to the effects of the resonance frequency of the LCL filter, the active damping strategy is implemented. This improve the quality of current signal significantly, obtaining a THDi= 3.56% and percentage level of each current harmonic lower than 2%. The proposed control interacts in real time with the wind energy conversion system through the "Hardware-in-the-Loop" technique carried out in the Triphase PM5F60R, located in the microgrid laboratory of the University of Chile.

Index Terms—Hardware-in-the-Loop, Active damping, Resonant Controllers, Current Control, LCL Filter, Configuration Back-To-Back, Triphase PM5F60R, wind turbine.

I. INTRODUCCIÓN

LA energía eólica constituye una de las industrias con mayor crecimiento en el sector energético renovable [1]. Ofrece energía limpia a un costo de energía competitivo en regiones ventosas [2]. Por tanto, el desarrollo de nuevas técnicas y topologías de convertidores para optimizar la obtención del recurso eólico es fundamental. La técnica "Hardware-in-the-Loop" permite analizar estrategias de control en sistemas embebidos que interactúan con la simulación de la planta en tiempo real, evitando el uso de un aerogenerador físico [3].

Por otro lado, acorde a [4], para sistemas de conversión de energía eólica, la respuesta del filtro LCL genera mayor distorsión armónica total con THDi= 7.91%, a diferencia del filtro L con un THDi= 4.85%. En el presente trabajo, a diferencia de [4], se presenta un sistema de control para conversión de energía eólica con configuración Back-To-Back con filtro LCL a la salida de cada convertidor, debido a que esta configuración permite menor distorsión armónica total y control de la amplitud, frecuencia y fase de las señales eléctricas de ambos convertidores de manera independiente

Y. Muñoz-Jadán, is with "Instituto Superior Tecnológico José Ochoa León" Pasaje, El Oro-Ecuador (email:alexis.ymj@gmail.com);

R. Hidalgo-León, G. Soriano-Idrovo and P. Jácome-Ruiz are with "Centro de Energías Renovables y Alternativas", FIMCP ESPOL, Guayaquil, Ecuador (email: rhidalgo@espol.edu.ec, gsorian@espol.edu.ec, sjacome@gmail.com).

M. Espinoza-Bolaños and F. Donoso-Merlet are with "Departamento de Ingeniería Eléctrica" Universidad de Chile, Santiago, Chile (email: maeb@ieec.org, feldonoso@ing.uchile.cl).

en un rango de potencia limitado por la unidad. Lo cual, disminuye la complejidad del diseño del control. El diseño del sistema de control propuesto de corriente es basado en múltiples controladores resonantes, cuya importancia radica en su habilidad para realizar control y compensación de las corrientes inyectadas a la red. Los armónicos de alta frecuencia generados por el convertidor son amortiguados por el filtro LCL y como solución ante los efectos de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, la estrategia de amortiguación activa se implementa, con el propósito de mejorar la calidad de señal de corriente significativamente para obtener distorsión armónica total (THDi) y nivel porcentual de cada armónico de corriente dentro de la normativa del código eléctrico del IEEE Std. 519-1992.

Conforme a lo expuesto, el presente trabajo valida su estudio en la Unidad Triphase PM5F60R, módulo destinado para transferencia bidireccional de energía entre dos fuentes o cargas AC. La topología del sistema considera la configuración Back-To-Back que constituyen dos inversores conectados entre sí del lado de continua a través del capacitor de enlace y del lado de alterna mediante filtros LCL se encuentra conectados a la red eléctrica a través de un transformador de aislamiento y un auto-transformador respectivamente. La conexión de salida del segundo inversor a la red, dada por el autotransformador, emula la conexión del aerogenerador para reparto de energía. La emulación respectiva del perfil de viento; modelo y control de la turbina; sistema de control de potencia y corriente del convertidor, se realiza en la plataforma de desarrollo Matlab/Simulink de la unidad Triphase PM5F60R. Finalmente, el estudio se centra en el reparto de energía con conexión a la red. La operación modo isla y regulación de potencia en caso de falla y desbalance no se encuentra dentro de los alcances.

II. EMULACIÓN DEL AEROGENERADOR

A. Perfil de Viento

Lo constituye cuatro componentes: el valor medio, rampa, ráfaga y turbulencia. Las tres primeras, representadas por V_m corresponde a los datos del perfil de viento, obtenido en los laboratorios Rutherford, Inglaterra, evaluados cada 2 muestras/s. La cuarta componente, es en función del modelo ARMA descrito en [5].

B. Regiones de Operación de la Turbina Eólica

La velocidad del viento (v) determina el modo de operación de la turbina. Existen 4 regiones importantes [6]. Región I.- Velocidad del viento demasiado pequeña y no es suficiente

para vencer la inercia del aerogenerador y superar las pérdidas del mismo. Se encuentra delimitada por la velocidad de corte inferior (V_{cut-in}). Región II.- Delimitada entre V_{cut-in} y la velocidad del viento a la que opera el aerogenerador a velocidad nominal (v_{rated}). El sistema de control varía la potencia producida para conseguir la máxima eficiencia de potencia ($C_{p_{max}}$), de acuerdo con sus características aerodinámicas. Se utiliza el algoritmo seguidor punto de máxima potencia. Región III.- Delimitada entre v_{rated} y la velocidad de corte superior ($V_{cut-out}$) del generador. Se implementa Control de Aspas, para contrarrestar el exceso de viento y operar el generador en condiciones nominales. Región IV.- La velocidad del viento es superior a $V_{cut-out}$. Lo recomendable es detener la turbina para su protección.

C. Modelo Mecánico de la Turbina Eólica

La potencia contenida en el viento (P_{wind}) que pasa por un área descrita en (1) con velocidad de viento v , radio R_{blade} del asa de la turbina y ρ como la masa específica del aire está determinada por (2) [7].

$$A = \pi R_{blade}^2 \quad (1)$$

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \rho \pi R_{blade}^2 v^3 \quad (2)$$

No obstante, la potencia eólica disponible P_w , es la máxima potencia extraíble al viento y convertida en energía útil. Esta es representada por la ecuación (3) y determinada por el factor $C_p(\lambda, \beta)$. El cual, indica el rendimiento de conversión de la potencia eólica-mecánica de un aerogenerador. El mismo, varía en función de los parámetros de beta (β), correspondiente al ángulo de aspa en grados y lambda (λ) referente a la razón de velocidad de punta de aspa. La fórmula empírica de $C_p(\lambda, \beta)$ se expresa en (5), cuyo valor de λ_i es obtenido a partir de (6) y λ a partir de (4), donde ω_r , en rad/s, es la velocidad eléctrica rotacional. La Fig. 1 presenta una curva típica de $C_p(\lambda, \beta)$, definida por (5), cuyo $C_{p_{max}}$ es 0.48. En (6), si β aumenta, disminuye C_p y la potencia que la turbina eólica extrae del viento. Por el contrario, si $\beta = 0^\circ$, la turbina opera a $C_p = C_{p_{max}}$.

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \rho \pi R_{blade}^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (3)$$

$$\lambda = R_{blade} \frac{\omega_r}{v} \quad (4)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (5)$$

$$\left(\frac{1}{\lambda_i} \right) = \left(\frac{1}{(\lambda + 0.08\beta)} \right) - \left(\frac{0.035}{(\beta^3 + 1)} \right) \quad (6)$$

En este trabajo, un aerogenerador de pequeña escala es considerado. Por tanto, la estimación del torque aerodinámico (T_m) premisa en un modelo de eje rígido como se describe en (7) [8] (ver Fig. 2):

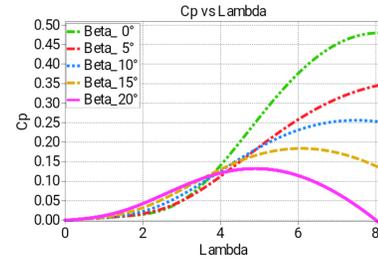


Fig. 1. Curva C_p vs λ para diferentes valores de β .

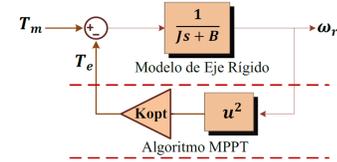


Fig. 2. Modelo Mecánico de la Turbina Eólica.

$$T_m = \beta_t \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} + T_e \quad (7)$$

Donde, T_e es el torque electromagnético del generador, β_t es el coeficiente de fricción viscosa y J la inercia del sistema. Es decir, equivale a $J = J_t + J_g$. Por su parte, J_t corresponde a la inercia de la turbina y J_g a la inercia del generador. La transformación de (7) al dominio de Laplace en (8), corresponde a una planta de primer orden que permite encontrar la velocidad mecánica del aerogenerador.

$$\omega_r(s) = (T_m(s) - T_e(s)) \left(\frac{1}{sJ + \beta_t} \right) \quad (8)$$

D. Generación de la Potencia de Referencia

La curva potencia de un aerogenerador es una función cúbica que relaciona la velocidad rotacional y la potencia eléctrica disponible en el aerogenerador a diferentes velocidades del viento, sin considerar pérdidas. Por tanto, la potencia máxima eléctrica generada (P_g) por la turbina a un valor de $C_{p_{max}}$ para cada curva de potencia corresponde a (9) (ver Fig. 3), donde K_{opt} depende de las características de la turbina.

$$P_g = K_{opt} \omega_r^3 \quad (9)$$

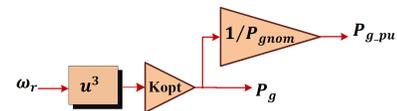


Fig. 3. Diagrama de bloques de la generación de la potencia de referencia.

E. Seguidor Punto de Máxima Potencia

Para operación del aerogenerador en el Máximo Punto de Potencia, el algoritmo seguidor punto de máxima potencia de Óptimo Torque (OT) es implementado. El cual, mantiene cero error en estado estacionario, entre el torque aerodinámico

(T_m) y el torque eléctrico (T_e). Por tanto, establece relación entre ellos, de acuerdo a (7). Es así que, según [8], el torque aerodinámico es representado por (10), donde C_t corresponde al coeficiente de torque y es descrito en (11). Por su parte, para cualquier velocidad de viento, el torque eléctrico (T_e), corresponde a la máxima potencia que éste entrega en su trayectoria y es representado por (12). La Fig. 2 presenta el algoritmo seguidor punto de máxima potencia basado en OT entre líneas punteadas.

$$T_m = \left(\frac{1}{2}\right) \rho \pi R_{blade}^3 C_t(\lambda, \beta) v^2 \quad (10)$$

$$C_t = \frac{C_p}{\lambda} \quad (11)$$

$$T_e = K_{opt} \omega_r^2 \quad (12)$$

F. Control de Aspas

Consiste en un servo-sistema no-lineal que rota las aspas del aerogenerador parcial o totalmente (ver Fig. 4). Generalmente, el ángulo (β), varía en un rango de 0 a 45° con un cambio de rampa máximo de $\pm 10^\circ$ [9]. El ángulo de referencia para la obtención de máxima potencia es obtenido en función del gradiente de potencia nominal y actual, y un controlador que atenúa el error entre ambos. [10]. Sin considerar, el tiempo de retardo, característica propia en el tiempo de respuesta de un actuador hidráulico, la función de transferencia puede ser modelada como una de primer orden, cuyo tiempo de acción mecánico se designa como T_B y se presenta en (13). En este trabajo, el control constituye un PI, cuyas constantes proporcional (k_{pb}) e integral (k_{ib}) son presentadas en la Tabla I. El controlador PI logra cero error en estado estacionario entre el ángulo del control de aspas, β y β_{ref} , considerado como el ángulo actual y el requerido respectivamente.

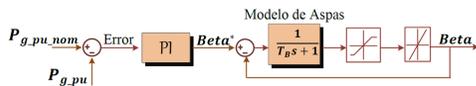


Fig. 4. Control y modelo de aspas del aerogenerador.

$$\beta = \frac{1}{(1 + T_{BS})} \beta_{ref} \quad (13)$$

III. ESTRATEGIAS DE CONTROL

En un sistema de conversión de energía eólica conectado a la red, los aerogeneradores deben estar equipados con un sistema de sincronización para que la frecuencia de la corriente generada se mantenga perfectamente sincronizada con la frecuencia de la red eléctrica. Esto se logra a través de un convertidor de potencia Back-to-Back. Ya que permite la conexión a la red eléctrica principal de la turbina eólica con diferentes características eléctricas (frecuencia de operación, voltaje, corriente y potencia) y control independiente del flujo bidireccional de potencia activa y reactiva [11] [12]. En este trabajo, se utiliza el convertidor de potencia Back-to-Back basado en convertidores de tipo de fuente de voltaje (VSC),

cuya técnica de modulación es SPWM (Modulación de ancho de pulso sinusoidal). El control del convertidor del lado de la máquina como se presenta en la Fig. 5 es estudiado. Los bloques conectados mediante líneas azules corresponden a los descritos en la sección II. Mientras que los conectados mediante líneas rojas indican el control de las variables que interactúan con el conversor Back-To-Back contenido en el equipo embebido de la unidad Triphase PM5F60R, conectado a la red eléctrica. Estas variables corresponden a mediciones en tiempo real controladas en función de las señales de referencia generadas por la emulación P_g , resultado de la sección II-Generación de la potencia de referencia. Por otro lado, para garantizar el balance de energía entre la turbina eólica y la red, se obtienen a continuación, las corrientes de referencia y se implementa el control de corriente respectivo.

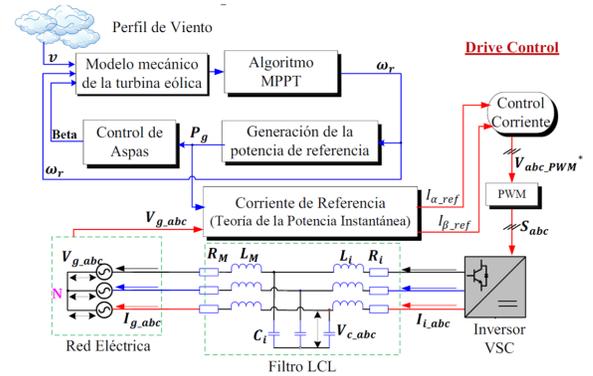


Fig. 5. Sistema de control del convertidor del lado de la máquina

A. Teoría de la Potencia Instantánea de P-Q

La teoría de potencia instantánea P-Q descrita en [13], se utiliza para obtener las corrientes de referencia en las coordenadas $\alpha\beta$ en función de la tensión y la potencia del generador. Considerando la inyección de potencia reactiva $q = 0$ VAR, la matriz de transformación se describe como (14).

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_ref} \\ I_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_g \\ q \end{bmatrix} \quad (14)$$

B. Control de Conversor de Lado de la Máquina

Suponiendo que las impedancias del sistema trifásico de la red están equilibradas, las ecuaciones diferenciales que describen cada fase del convertidor PWM del filtro LCL (ver Fig. 5) son:

$$L_i \frac{d\bar{i}_i}{dt} = \bar{V}_i - \bar{i}_i R_i - \bar{V}_{ci} \quad (15)$$

$$C_i \frac{d\bar{V}_{ci}}{dt} = \bar{i}_i - \bar{i}_g \quad (16)$$

$$L_g \frac{d\bar{i}_g}{dt} = \bar{V}_{ci} - \bar{i}_g R_g - \bar{V}_g \quad (17)$$

$$\bar{V}_i = \bar{s}_i V_{dc_link} \quad (18)$$

Donde \bar{i}_i , \bar{V}_i corresponden al vector actual de corriente y al voltaje de salida del convertidor, \bar{V}_{ci} corresponde al vector de voltaje del capacitor de filtro LCL. \bar{i}_g y \bar{V}_g corresponden al vector de corriente y voltaje de la red eléctrica. V_{dc_link} al voltaje medido del condensador de enlace y $\bar{s}_i \in \{0, 1\}$ indica el estado de conmutación del tramo del inversor de cada fase $S_{abc} = \{s_a, s_b, s_c\}$ [14]. Los componentes L_i , L_M y C_i , corresponden a los inductores y al condensador del filtro LCL, respectivamente. Por su parte, R_i y R_M corresponden a la impedancia resistiva del devanado del inductor en el lado del inversor y la máquina. Para el diseño del sistema de control, la influencia del condensador C_i se omite porque solo trata con la frecuencia de conmutación PWM. Por lo tanto, la topología del filtro LCL se puede aproximar como un filtro L, ya que considera el rendimiento del filtro a bajas frecuencias, menos de la mitad de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, donde ocurre la acción de control [14]. Esto permite una mayor simplicidad y determinación de las ecuaciones dinámicas que describen el modelo de planta del convertidor de control de lado de la Máquina. Por lo tanto, el valor total de la inductancia y la impedancia resistiva es: $L = L_i + L_M$ y $R = R_i + R_M$. Adicionalmente, el modelo de planta considera los retrasos producidos por el convertidor. Estos están modelados por la aproximación de Padé. Por lo tanto, las ecuaciones del modelo de planta se presentan como (19) en coordenadas $\alpha\beta$ y en el dominio de Laplace como (20). Las ventajas y los efectos de la resonancia del filtro LCL se tratarán en la Sección de Amortiguamiento Activo.

$$L \frac{dI_{g\alpha\beta}}{dt} = V_{i\alpha\beta} - V_{g\alpha\beta} - RI_{g\alpha\beta} \quad (19)$$

$$G_{pM(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (20)$$

El control de corriente implementado, ver Fig. 6, se realiza mediante el control resonante proporcional (PR) y la compensación armónica (HC) [14].

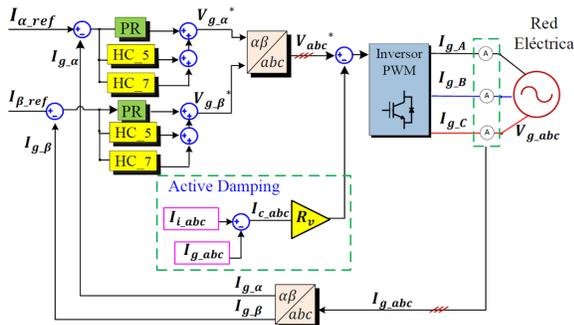


Fig. 6. Esquema de control vectorial con control resonante multivariable y amortiguamiento activo.

La función de transferencia presentada en la ecuación (21) se utiliza para modelar un PR no ideal sintonizado a la frecuencia fundamental ($f_o = 50$ Hz) para anular el error debido a la tensión de la red [15], donde $\omega_o = 2\pi f_o$; K_{p-r} corresponde a la ganancia proporcional, K_{i-r} a la ganancia de resonancia y debido a que el sistema experimental está conectado a la red eléctrica considerada robusta, el delta de frecuencia de la red

es $\Delta f = \pm 0.5 Hz$, y por tanto, $\omega_i = 2\pi \Delta f$ rad/s. Por otro lado, la ecuación (22) presenta el modelo HC sintonizado para eliminar los armónicos relevantes del orden 5^{to} y 7^{mo} en la red, donde $\omega_h = h\omega_o$ y h corresponde al orden del armónico a compensar.

$$G_{iM(s)} = K_{p-r} + \frac{K_{i-r}\omega_i s}{s^2 + 2\omega_i s + \omega_o^2} \quad (21)$$

$$G_{iM(s)} = \sum_{h=5,7} K_{Ih-r} \frac{\omega_h s}{s^2 + 2\omega_h s + \omega_h^2} \quad (22)$$

La sintonización del control resonante se realiza inicializando los parámetros considerando un control PI [16] diseñado por el método del lugar de la raíz función "rltool" en Matlab. En (23), la ganancia proporcional del control PI corresponde a K_p y la ganancia integral a K_i . Por tanto, $K_{p-r} = K_p$, $K_{i-r} = K_i$ y $K_{Ih-r} = K_i$. La función de transferencia de la planta considerando el retraso, se discretiza en Matlab utilizando un retenedor de orden cero (ZOH). Los controles PR y HC en el dominio de Laplace están discretizados y sintonizados en la frecuencia para seguir o rechazar (50 Hz, 250 Hz, 350 Hz) mediante la función "pre-warped" en Matlab. Finalmente, por el método de Lugar de la Raíz en Matlab, se determina el controlador PR y HC. Según [17], un margen de fase (PM) entre 30° y 60° entre el control y la planta es adecuado.

$$G_{cipm.sg(s)} = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \quad (23)$$

C. Estrategia de Control Amortiguamiento Activo

Es presentada como solución a los efectos de la resonancia del filtro LCL porque suprime la frecuencia de resonancia y permite aprovechar el mismo para mitigar los armónicos de alta frecuencia causados por la frecuencia de conmutación PWM [14]. La estrategia implica una resistencia virtual que puede ubicarse en cuatro posiciones posibles [18]. En este trabajo la ubicación de la resistencia virtual (R_v) es en serie con el condensador del filtro, ver Fig. 7. La Fig. 6 presenta la implementación en el lazo de control.

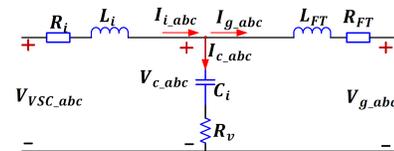


Fig. 7. Circuito Eléctrico monofásico de un filtro LCL considerando impedancia virtual y pérdidas.

El valor de la corriente del capacitor I_{c_abc} es resultado de la diferencia entre la medida de corriente del inversor y la corriente de la red ($I_{i_abc} - I_{g_abc}$). La corriente a través del condensador del filtro LCL (I_{c_abc}) es multiplicada por la resistencia R_v en serie. Al mismo tiempo, la diferencia con el voltaje de salida del control de corriente (V_{abc}^*) es inyectada en el voltaje de referencia del convertidor ($V_{abc_PWM}^*$). Para determinar el valor de R_v , primero se considera la impedancia total de la línea y la salida del filtro LCL del convertidor

VSC del lado de la máquina, resultando $L_{FT}=L_M+L_{T2}$ y $R_{FT}=R_M+R_{T2}$, como se presenta en la Fig. 7. Luego, las ecuaciones dinámicas en el dominio de Laplace del circuito presentado en la Fig. 7 se expresan en términos de I_g/V_{vsc} :

$$I_i - I_c - I_g = 0 \quad (24)$$

$$V_{vsc} - V_c = I_i(sL_1 + R_1) \quad (25)$$

$$V_c = I_g(sL_{FT} + R_{FT}) + V_g \quad (26)$$

$$V_c = I_c \left(\frac{1}{sC_1} + R_v \right) \quad (27)$$

Omitiendo pérdidas y reagrupando términos. I_g/V_{vsc} resulta como (28) cuya expresión del denominador corresponde a la ecuación característica de la función de transferencia de segundo orden como (29):

$$\frac{I_g}{V_{vsc}} = \frac{1}{s} \left(\frac{sC_1R_v + 1}{s^2C_1L_{FT}L_1 + sC_1R_v(L_{FT} + L_1) + (L_{FT} + L_1)} \right) \quad (28)$$

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (29)$$

Por lo cual, un coeficiente de amortiguamiento de $\xi=0.45$ es considerado y frecuencia natural ω_n equivalente a la frecuencia de resonancia del filtro LCL. Finalmente, el valor correspondiente de $R_v \approx 6\Omega$.

IV. SISTEMA EXPERIMENTAL

La unidad Triphase PM5F60R está conformada por dos convertidores en configuración Back-To-Back denominado VSC_1 y VSC_2 , tal como se presenta en la Fig. 8. El primero, VSC_1 , corresponde al convertidor del lado de la red y el segundo, VSC_2 , al lado de la máquina. Ambos convertidores están constituidos por un filtro LCL a la salida de cada inversor y comparten el bus de corriente directa (DC) a través del capacitor de enlace (DC_{link}). El bus DC permite que ambos sistemas sean controlados de manera independiente en un rango de potencia limitado por la capacidad de la unidad. La operación fundamental del convertidor Back-To-Back se explica al considerar VSC_1 y VSC_2 como dos convertidores desacoplados en los cuales la amplitud, fase y frecuencia se pueden controlar de forma independiente el uno del otro. Existe una resistencia de pre carga denominada R_p , conectada en serie a la salida de cada uno de los filtros LCL de los inversores. Luego de la pre carga de los capacitores del filtro, la unidad realiza un bypass interno en los terminales de las resistencias para evitar pérdidas del sistema. Por consiguiente, el sistema funciona con topología Back-to-Back. La Fig. 9a) presenta la conexión física del Equipo Triphase PM5F60R con los demás elementos para lograr la emulación basada en la Técnica Hardware in the Loop, presentada en la Fig. 9b).

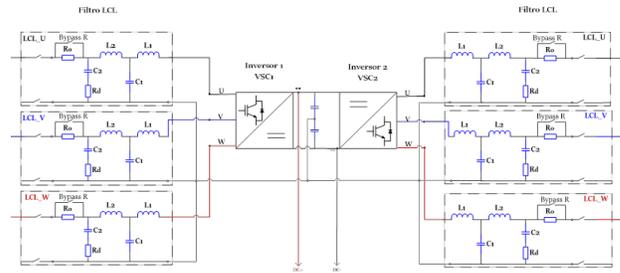


Fig. 8. Diagrama de la Topología Eléctrica del Triphase PM5F60R.

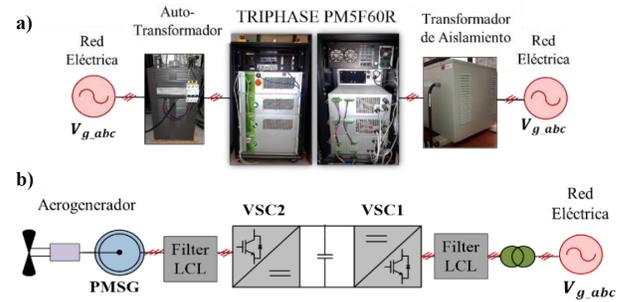


Fig. 9. a) Implementación Física b) Técnica Hardware in the Loop.

TABLA I
SISTEMA DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA EÓLICA

Parámetros			
Modelo de la Turbina Eólica: FT-3000G, JIANGSU			
Generador		Turbina Eólica	
P_{gnom}	3 kW	ρ	1.225 kg/m ³
P_{gmax}	3.5 kW	C_{pmax}	0.48 pu
ω_{r_mec}	300 rpm	R_{blade}	2.35 m
Modelo SG3000, SAWAFUJI Electric Co. Ltd.			
J_t	15 kg.m ²	v_{cut-in}	3.5 m/s
B_t	0.02 μ	v_{rated}	10 m/s
		$v_{cut-out}$	25 m/s
TRIPHASE PM5F60R			
Potencia de Entrada		Potencia de Salida	
$V_{in\ 3\phi}$	380 V _{LL rms}	V_{LL}	260 V _{LL rms}
f_o	50 Hz	I_{out}	11.10 A _{rms}
f_s	16 kHz	DC link	
T_s	62.5 μ s	V_{dclink}	730 V _{dc}
S_{nom}	5 KVA	DC_{link}	20 mF
Control de Aspas		Filtro LCL	
k_{pb}	5	$L_i = L_M$	0.8
k_{ib}	25	$R_i = R_M$	0.2 Ω
Inicialización PR + HC		C_i	20 μ F
k_P	5	k_i	450

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A. Validación del Seguidor Punto de Máxima Potencia en OT

A continuación, el sincronismo entre los modelos de plantas y controladores del sistema de conversión de energía eólica es validado. El aerogenerador opera en la región II, entre v_{cut-in} y v_{rated} , ver Tabla I. El sistema opera ante un perfil de viento que considera las 4 componentes como se presenta en la Fig. 10a). En función de este, se observa: en la Fig. 10b), la potencia mecánica del generador; en la Fig. 10c), la corriente que inyecta el aerogenerador a la red en coordenadas

d - q; en la Fig. 10d), la variación de la velocidad mecánica del aerogenerador y en la Fig. 10e), el valor del coeficiente de potencia. Todas las señales siguen la trayectoria del perfil del viento. Esto es debido a que $C(\alpha, \beta)$ se mantiene en el punto máximo de potencia durante la operación del generador en la región II. Los cambios súbitos en el coeficiente de potencia se deben a las ráfagas producidas por el modelo del perfil de viento. A pesar de ello, se observa claramente, la acción del algoritmo seguidor punto de máxima potencia de torque óptimo (OT) para corregir el error y operar en el máximo punto de potencia en todo instante de tiempo.

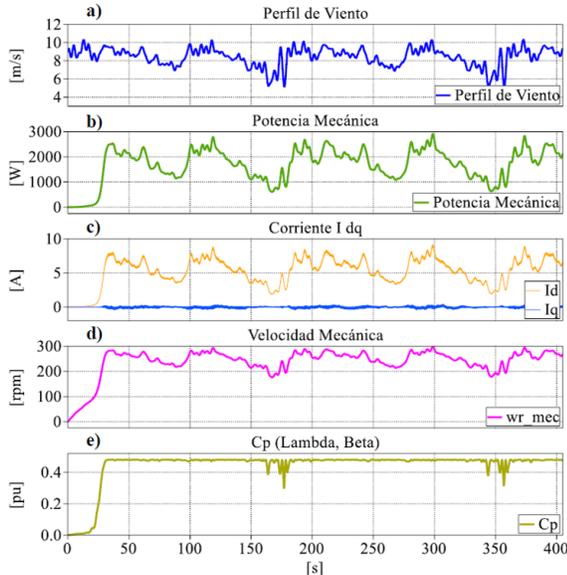


Fig. 10. a) Perfil de Viento b) Potencia Mecánica c) Corriente Idq d) Velocidad Mecánica e) Coeficiente de Potencia $C_p(\lambda, \beta)$.

B. Validación de Control de Aspas

Debido a la estocasticidad del viento, un sistema de conversión de energía eólica debe estar diseñado para operar ante distintos cambios de velocidad de viento. En esta etapa, el aerogenerador opera en la región III, entre v_{rated} y $v_{cut-out}$ (ver Tabla I). Por lo cual, se presenta un perfil de viento con variación tipo escalón que inicia desde $v=6$ m/s hasta $v=16$ m/s, ver Fig. 11a). Se puede observar que la velocidad mecánica, ver Fig. 11b), cambia en función de la variación del viento hasta alcanzar su valor nominal. Cuando la velocidad del viento es mayor a la nominal, actúa el control de aspas, ver Fig. 11c), permitiendo que la máquina opere a su potencia nominal a pesar de los cambios de la velocidad del viento por encima de v_{rated} . Sin embargo, al constituir las aspas de la turbina un sistema mecánico, la acción del control de aspas no es instantánea. Por lo cual, se producen picos que se reflejan en la velocidad mecánica del generador, ver Fig. 11b). Así mismo, el tiempo de respuesta del control de aspas es el tiempo de duración del pico producido en las variables mecánicas del aerogenerador. Con relación a la variación del ángulo del asa, existen tres cambios generados por el control. Esto es debido, al cambio de la velocidad del viento por encima de v_{rated} , es decir, $v=12,14,16$ m/s. Por tanto, si

la velocidad del viento continúa incrementando, el ángulo de las aspas incrementará también, máximo hasta el valor limitado por el modelo, 45° (ver Tabla I). Por otro lado, con el objetivo de lograr operación del generador en capacidad nominal, disminuye C_p al aumentar β (ver Fig. 11d)). Por el contrario, si $\beta = 0^\circ$, la turbina opera a $C_p=C_{pmax}$.

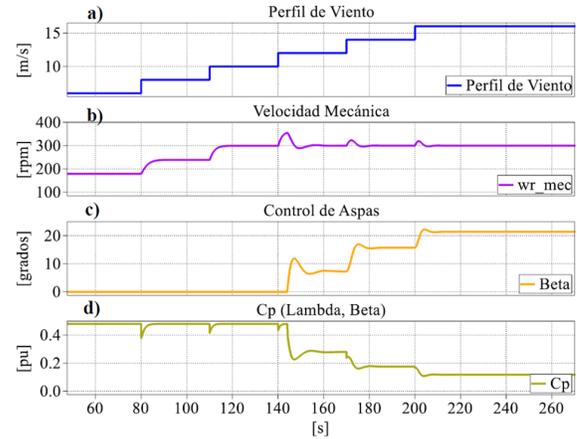


Fig. 11. a) Perfil de Viento b) Velocidad Mecánica c) Control de Aspas d) Velocidad Mecánica e) Coeficiente de Potencia $C_p(\lambda, \beta)$.

C. Variaciones de Inercia del Aerogenerador

La variación de la inercia del aerogenerador es realizada en pasos de 5 Kg m^2 a partir del dato original 15 Kg m^2 , es decir, $J \in \{5,10,15,20,25 \text{ Kg m}^2\}$. La Fig. 12 presenta la velocidad mecánica del aerogenerador ante distinta inercia. En el escenario de menor inercia, la turbina requiere menos energía para el arranque, y por tanto, alcanza la velocidad nominal en menos tiempo. Toda la energía del recurso eólico disponible que puede ser extraída por el aerogenerador es transferida a la red en forma de corriente como se observa en la Fig. 13. Y el sistema de control debido al algoritmo OT, opera la turbina en el punto de máxima potencia. Al contrario, a medida que la inercia de la turbina incrementa, es necesario mayor energía para cambiar su estado estacionario a cinético, en consecuencia, el tiempo de respuesta es mayor, y la turbina es menos sensible a seguir el máximo punto de potencia.

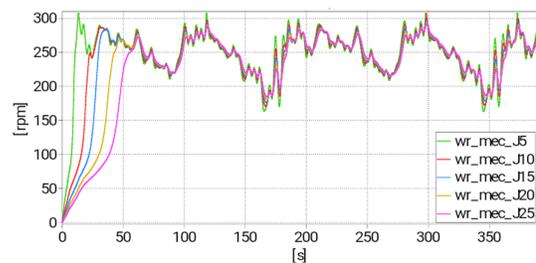


Fig. 12. Velocidad Mecánica ante diferentes inercias.

Por tanto, la energía eólica no es aprovechada al máximo. Ver Fig. 12. Si se requiere analizar turbinas con grandes masas rotatorias, del orden de MW, el estudio del algoritmo seguidor punto de máxima potencia basado en OT considerando modelo de planta de eje flexible es necesario [8].

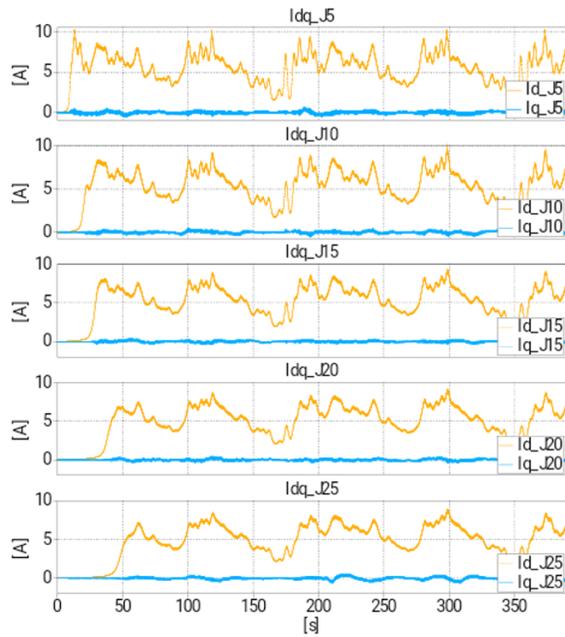


Fig. 13. Señal de corrientes en coordenadas d-q.

D. Calidad de Señal

La calidad de señal bajo estrategias de control es analizada por el nivel porcentual de armónicos, ver Tabla II. La Fig. 14 presenta las señales de corriente del sistema experimental, con $I_g \approx 10$ A (i.e. condiciones nominales).

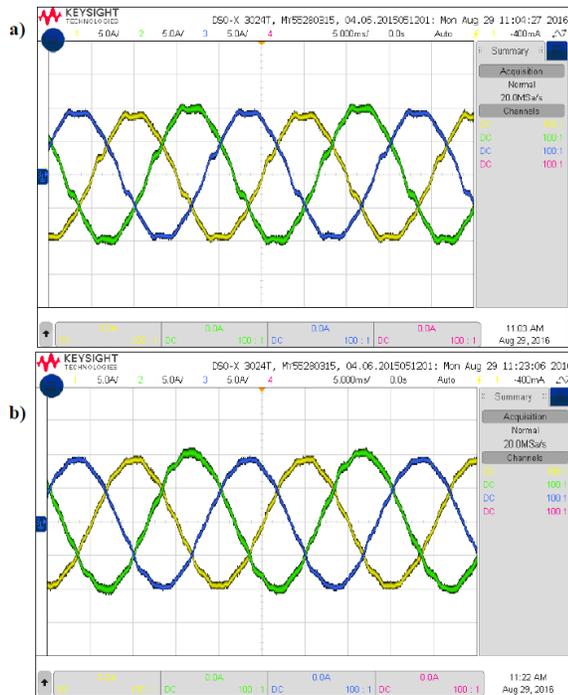


Fig. 14. Señal de Corriente a) PR b) PR + HC 5^{to} 7^{mo} + Active Damping.

Es decir, la Fig. 14a) presenta la acción del control PR, mientras que la Fig. 14b) el control PR + HC + Amortiguamiento Activo. Nótese la mejora en la señal de corriente cuando la estrategia de control propuesta es implementada.

TABLA II
NIVEL PORCENTUAL DE ARMÓNICOS DE LA SEÑAL DE CORRIENTE

Acción de control	Nivel armónico				
	THD	5^{to}	7^{mo}	11^{avo}	13^{avo}
PR	4.50%	1.28%	2.77%	2.12%	1.41%
PR+HC 5^{to} y 7^{mo} + Active Damping	3.56%	0.15%	1.36%	1.95%	0.97%

Específicamente, la disminución porcentual de distorsión armónica, THDi, con el método de control propuesto, corresponde a un THDi de 3.56%. Por tanto, la señal resultante de la Fig. 14b) cumple con lo estipulado en la norma del código eléctrico del IEEE Std. 519-1192. Para disminuir aún más este índice, se podrían agregar más controladores resonantes en paralelo, sintonizados a la novena y onceava frecuencia armónica.

Al analizar las formas de onda de la corriente inyectada a la red, ver Fig. 14a), se observa desbalance. Esto se debe al desbalance presente en la tensión de la red $V_{g,abc}$, utilizada por el sistema de control para generar las corrientes de referencia (ver Fig. 6). Si bien es cierto, el estudio del mismo, no se encuentra dentro del alcance del presente trabajo, existen varios índices para cuantificar desbalances en las señales. Si se trabaja en el marco de referencia abc, los más comunes son: (i) the Phase Voltage Unbalance Rate index (PVUR), y (ii) the Line Voltage Unbalance rate (LVUR) [19].

VI. CONCLUSIÓN

Para reparto de energía variable entre el aerogenerador y la red eléctrica, [4] establece un sistema de control con rectificador controlado y filtro L con un THDi= 4.85% y con Filtro LCL con THDi= 7.91%. En este trabajo, al contrario de [4], se propuso un sistema de control de corriente con amortiguamiento activo del lado de la máquina, considerando configuración Back-To-Back y filtros LCL a la salida de cada convertidor.

La configuración Back-To-Back permitió controlar la amplitud, frecuencia y fase de las señales eléctricas de ambos convertidores de manera independiente. Lo cual, disminuyó la complejidad del diseño del control. Por su habilidad en realizar control y compensación de las corrientes inyectadas a la red, el sistema propuesto es un control de corriente resonante PR y compensadores HC del 5^{to} y 7^{mo} armónico. El mismo permitió la inyección de corrientes con baja distorsión armónica y la entrega de potencia activa y reactiva variable a la red eléctrica. Los armónicos de alta frecuencia generados por el convertidor fueron amortiguados por el filtro LCL y como solución ante los efectos de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, la estrategia de amortiguación activa fue implementada, mejorando la calidad de señal de corriente significativamente, obteniendo de esta manera, THDi=3.56% y nivel porcentual de cada armónico de corriente menor al 2%, dentro de la normativa del código eléctrico del IEEE Std. 519-1992 (ver Tabla II).

El estudio fue desarrollado mediante la técnica Hardware-in-the-Loop en la plataforma experimental del Equipo Triphase PM5F60R, donde el sistema de conversión de energía eólica

desarrollado incluyó: modelo del aerogenerador, controles de turbina y control de corriente propuesto. La importancia del estudio en la plataforma radicó también, en su utilidad para testear experimentalmente estrategias de control en presencia de aerogeneradores sin requerir uno real.

Como trabajo futuro, se pretende estudiar el sistema de conversión de energía eólica conectado a una red débil para casos como [20] e impedancia de línea considerable.

AGRADECIMIENTOS

Al Proyecto Fondecyt 1140337, al Centro Avanzado de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, AC3E, (proyecto Basal FB0008), por el apoyo brindado y a Fondecyt EQM130058, por el financiamiento del equipamiento Triphase PM5F60R. Al profesor PhD. Roberto Cárdenas Dobson por su constante motivación y orientación en este trabajo de investigación.

REFERENCIAS

- [1] R. Cárdenas, M. Díaz, F. Rojas, J. Clare, and P. Wheeler, "Resonant control system for low-voltage ride-through in wind energy conversion systems," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 1297–1305, 2016.
- [2] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of multi-mw wind turbines and wind parks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, 2011.
- [3] J. Martinez and J. Andrade, "Implementación de controladores en sistemas retroalimentados usando electrónica embebida y simulación hardware in the loop," Ph.D. dissertation, Universidad Tecnológica de Pereira. Facultad de Ingeniería Mecánica, 2013.
- [4] J. D. Vidal, O. Carranza, J. J. Rodriguez, L. G. Gonzalez, and R. Ortega, "Analysis of the response of l and lcl filters in controlled rectifiers used in wind generator systems with permanent magnet synchronous generators," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 8, pp. 2145–2152, 2018.
- [5] M. G. Elías, F. V. Serrano, F. M. García, D. D. Domínguez, F. Javier, and V. Serrano, "Modelo matemático y modos de operación de un aerogenerador de velocidad variable," *CIINDET 2011, X Congr. Int. sobre Innovación y Desarrollo. Tecnológico, 23 al 25 noviembre 2011, Cuernavaca Morelos, México*, pp. 1–7, 2011.
- [6] I. X. Alcaide-Godinez and L. Alvarez-Icaza, "Control de aerogeneradores dfig en región iii sin variar el ángulo de aspa," 2014.
- [7] E. B. Muhandou, T. Senjyu, A. Uehara, F. Funabashi, and C.-H. Kim, "Ldq design for megawatt-class wecs with dfig based on functional models fidelity prerequisites," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 24, no. 4, pp. 893–904, 2009.
- [8] O. Elbeji, M. B. Hamed, and L. Sbita, "Pmsg wind energy conversion system: Modeling and control," *International Journal of Modern Non-linear Theory and Application*, vol. 3, no. 03, p. 88, 2014.
- [9] A. Rashwan, M. A. Sayed, Y. Mobarak, G. Shabib, and G. Buja, "Power transition enhancement for variable-speed, variable-pitch wind turbines using model predictive control techniques," in *Power Engineering Conference (UPEC), 2014 49th International Universities*. IEEE, 2014, pp. 1–6.
- [10] K. Yenduri and P. Sensarma, "Maximum power point tracking of variable speed wind turbines with flexible shaft," *IEEE Transactions on sustainable energy*, vol. 7, no. 3, pp. 956–965, 2016.
- [11] Ó. Gutiérrez Gutiérrez et al., "Control de convertidores back-to-back para aplicación de generación eléctrica," 2013.
- [12] L. Quéval and H. Ohsaki, "Back-to-back converter design and control for synchronous generator-based wind turbines," in *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*. IEEE, 2012, pp. 1–6.
- [13] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2017, vol. 62.
- [14] T. Hadjina, M. Baotić, and N. Perić, "Control of the grid side converter in a wind turbine," in *Information & Communication Technology Electronics & Microelectronics (MIPRO), 2013 36th International Convention on*. IEEE, 2013, pp. 925–930.
- [15] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011, vol. 29.
- [16] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, 2006.
- [17] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, and K. Weng, "Step-by-step controller design for lcl-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1239–1253, 2014.
- [18] A. Julean, "Active damping of lcl filter resonance in grid connected applications," *Aalborg Universitet, Dinamarca, Dissertação de mestrado*, 2009.
- [19] C. Burgos-Mellado, R. Cardenas-Dobson, D. Saez, A. Costabeber, and M. Sumner, "A control algorithm based on the conservative power theory for cooperative sharing of imbalances in 4-wire systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- [20] J. C. G. Arispe and A. B. P. Vasquez, "Wind and pv farms integration within power systems using static and dynamic simulations," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 1, pp. 148–154, Jan 2018.



Yanira Muñoz-Jadán. Recibió su título de Ing. Eléctrica, Es. Electrónica y Automatización Industrial, Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Guayaquil-Ecuador, 2012, su título de Magister en Ciencias de la Ingeniería Mención Eléctrica, Universidad en Chile, 2016. Actualmente es profesora y coordinadora de investigación en el Instituto Superior Tecnológico José Ochoa León, Pasaje-El Oro-Ecuador. Su interés incluye: Energías renovables, automatización industrial, biomédica.



Mauricio Espinoza-Bolaños (S'15). Recibió el B.Sc y Lic. en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Costa Rica en 2010 y 2012 respectivamente. Recibió el grado de Ph.D. en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, 2018. Su interés incluye: convertidores modulares de múltiples niveles, modelado de máquinas y sistemas de control para electrónica de potencia.



Felipe Donoso-Merlet (S'17). Recibió el B.Sc y el M.Sc. en Ingeniería eléctrica en la Universidad de Chile en 2014 y 2016 respectivamente. Actualmente está cursando un Ph.D. en Power Electronics en la misma universidad. Sus intereses incluyen: sistemas de control para convertidores de potencia, niveles múltiples modulares y sistemas de energía renovable.



Rubén Hidalgo-León. Recibió su título de Ing. Eléctrico, Es. en Electrónica y Automatización Industrial de la Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Guayaquil-Ecuador, 2007, y su M.Sc. en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, 2018. Su interés incluye energía renovable, microrredes y convertidores de potencia.



Guillermo Soriano-Idrovo. Recibió su título de Ing. Mecánico, Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Ecuador, 2000, su M.Sc. en Ingeniería Industrial del Instituto de Tecnología de Georgia en 2004 y su Ph.D. en Ingeniería Mecánica en la Universidad de Texas A&M en 2011. Sus intereses incluyen: Eficiencia Energética en Edificios, energía renovable y transferencia de calor.



Pablo Jácome-Ruiz. Recibió su título de Ing. en Electrónica y Telecomunicaciones, Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Guayaquil-Ecuador, 2006. Actualmente culmina un M.Sc. en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile. Su interés incluye energía renovable, microrredes y eficiencia energética.