

Fractional Order Controllers for Back-to-Back Converters

T. Crespo, M. A. Duarte, *Life Senior Member, IEEE*, G. Ceballos, G. Lefranc, *Life Senior Member, IEEE*.

Abstract— In this paper a simulated study of the application of fractional order controllers (FOC) to back-to-back (BTB) converters is presented. A comparison with the corresponding integer order controller is discussed. The study is performed in the context of the operation of a permanent magnet synchronous generator (PMSG) driven by a variable mechanical source and connected to an electrical network through a DC-Link and two converters in a BTB configuration.

Keywords— Fractional order control, Fractional order PI controller, Converters' control, Back-to-Back converters.

I. INTRODUCCIÓN

LA CRECIENTE demanda de energía eléctrica y los grandes problemas ambientales que han generado los combustibles fósiles, han estimulado en los últimos años la investigación y el desarrollo de fuentes alternativas de energía renovables, limpias y sustentables (energías no convencionales) [1]. Existen diversas formas de energía no convencionales tales como geotérmica, mareomotriz e inclusive la posibilidad de utilizar biomasa como combustible, pero, las energías eólicas y fotovoltaicas son objeto de múltiples investigaciones.

Por otra parte, en las últimas décadas tanto el cálculo como el control de orden fraccionario (COF) ha despertado gran interés en distintas disciplinas y áreas de la Ingeniería, como las mencionadas en [4–7]. En este caso la aplicación está orientada especialmente en la etapa de control de los sistemas de energías renovables y aunque existen diversas técnicas de control para los convertidores de potencia, el caso tratado en este trabajo se basa en el algoritmo de control vectorial empleando COF del tipo Proporcional-Integral (PI).

Este trabajo ha sido desarrollado gracias al apoyo de CONICYT-Chile, a través del Proyecto Fondecyt 1150488 y del Programa de Financiamiento Basal FB0809 “Centro de Tecnología para la Minería”.

T. Crespo y M. A. Duarte son parte del Departamento de Ingeniería Eléctrica y del Advanced Mining Technology Center de la Universidad de Chile, Av. Tupper 2007, Casilla 412-3, Santiago, Chile. E-mail: crespohta@gmail.com; mduartem@ing.uchile.cl.

G. Ceballos es parte de la Facultad de Negocios, Ingeniería y Artes Digitales, Universidad Gabriela Mistral, Av. Ricardo Lyon 1177, Santiago, Chile. E-mail: guceballos@gmail.com.

G Lefranc es parte de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Av. Brasil 2147, Valparaíso, Chile. E-mail: lefranc@ucv.cl; gaston.lefranc@gmail.com.

Corresponding autor: Manuel duarte, mduartem@ing.uchile.cl.

El principal interés en la realización de este trabajo radica en analizar las posibles ventajas proporcionadas por el COF en comparación al control de orden entero (COE), empleándolos en el control de un sistema de inyección de energía a la red eléctrica desde un sistema de generación no convencional. La inclusión de un mayor número de parámetros de sintonización en los COF-PI en comparación con COE-PI (aumento de dos a tres parámetros) generan un grado de libertad adicional que permitiría mejorar las características de la respuesta del sistema bajo control. En general, se ha verificado que al incluir el orden de integración, además de las constantes proporcional K_P e integral K_I dentro del COF-PI, genera una propiedad de iso-amortiguación, (fase plana alrededor de la frecuencia de cruce de ganancia), lo que mejora la robustez ante variaciones paramétricas y perturbaciones externas [8].

Los COF han sido también utilizados en configuraciones de control orientado a campo (FOC) [9]. La técnica de modulación vectorial espacial (SVM) es la más usada en el control de máquinas eléctricas para realizar la conmutación de los convertidores de potencia. En [10] es usada para el control de torque electromagnético (DTC) de una máquina asíncrona de inducción para regular la velocidad.

En el caso de las máquinas síncronas también se utilizan técnicas de control vectorial [11,12]. El trabajo [13] utiliza un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP), donde el COF-PI es utilizado para el control de velocidad.

En los sistemas fotovoltaicos se usa un solo convertidor de potencia, funcionando como inversor (Dc-Ac) utilizando técnicas de control desacopladas para la potencia activa y reactiva. En [15,16] se usan COF con inversores de dos niveles y un multinivel de alta ganancia respectivamente. Los COF también han sido estudiados en los sistemas de aerogeneración. En [8] se estudia un sistema aerogenerador con un rotor de dos masas y un generador síncrono de imanes permanente (GSIP), utilizando dos topologías, un Convertidor Matricial (CM) y un Convertidor Multinivel Ac-Dc-Ac, conmutados mediante una modulación SVM, empleando COF.

En [22] se realiza la inclusión de controladores FOPI en la estrategia vectorial, y al igual que los demás casos de sistemas eólicos se utiliza un GSIP conectado a una red eléctrica mediante dos convertidores en configuración back-to-back, para este control en cada lado del inversor se realiza el uso de 2 partes del controlador, una que se encarga del control vectorial de la corriente los cuales son implementados de orden entero tipo PI y para otra parte el encargado de controlar la velocidad el cual es FOPI, mientras que la misma estrategia del inversor del lado de la red es tratado solamente con controladores PI.

El principal objetivo de este estudio es diseñar, simular, analizar y comparar los controladores FOPI y PI clásicos o de

orden entero, introducidos en el algoritmo de control vectorial, para el control de velocidad del generador eléctrico y mantener el nivel de corriente continua, mediante dos convertidores de potencia con una topología back-to-back, esto aplicándolo para el caso de recuperación de energía en mineroductos.

Este trabajo está organizado como sigue; La Sección 2 tiene como finalidad presentar los conceptos básicos que son requeridos para poder a llevar a cabo este trabajo, entregando los fundamentos del COF. En la Sección 3 se describe el sistema de inyección de energía a analizar y controlar, para luego en la Sección 4 mostrar los resultados simulados. Finalmente, en la Sección 5 se presentan las principales conclusiones del estudio.

II. CONCEPTOS GENERALES

En esta sección se presentan los conceptos básicos sobre las técnicas de cálculo fraccionario a utilizar en el estudio. Se plantea la definición básica de los operadores fraccionarios (integral y derivada) y luego se describen las estrategias de control PI de orden entero y fraccionario utilizadas.

A. Fundamentos de cálculo fraccionario

El cálculo fraccionario es una extensión de los operadores integral y derivada de orden entero al caso de orden real. La integral desde a hasta t de orden $\alpha \in \mathbb{R}$ de la función $f(\cdot)$ según Riemman-Liouville se define como [11], [12]

$${}_a I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau, \quad \alpha \in \mathbb{R}^+, \quad (2.1)$$

donde $\Gamma(\cdot)$ es la función Gama [11].

Respecto a la derivada de orden fraccionario, existen varias definiciones siendo la derivada según Riemman-Liouville [11], [12] y la derivada según Caputo [11], [12] las más utilizadas en aplicaciones de ingeniería. En este estudio utilizaremos la derivada según Caputo definida por

$$\begin{aligned} {}_a^C D_t^\alpha &= {}_a I_t^{n-\alpha} [D^n f(t)] \\ &= \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} dt \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde $n = \text{mín}\{k \in \mathbb{N} / k > \alpha\}$ y $\alpha \in \mathbb{R}$. La principal ventaja de esta definición es que considera las condiciones iniciales de la función $f(\cdot)$ y de sus derivadas de orden entero, lo que puede ser interpretable físicamente.

B. Control fraccionario PID

Los esquemas de COF existentes son, principalmente, extensiones de técnicas de COE. Una de estas extensiones corresponde al típico controlador COE-PID cuya Función de Transferencia (FT) está descrita por [28]

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s. \quad (2.3)$$

La extensión al caso fraccionario pasa por considerar los órdenes de integración y derivación fraccionarios, quedando definido por [30,27]

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu, \quad (2.4)$$

donde $\lambda, \mu \in \mathbb{R}^+$. Para obtener las distintas combinaciones de controladores a partir del COF-PID se tiene lo siguiente. Si $\lambda=\mu=1$ éste se convierte en un COE-PID, si $\lambda=1$ y $\mu=0$ se obtiene COE-PI e imponiendo $\lambda=0$ y $\mu=1$ en un COE-PD. Una de las ventajas del controlador FOPI es que es más flexible y da la oportunidad de ajustar las propiedades dinámicas del controlador FOPI [30]. Con el incremento de parámetros (λ, μ) en el COF-PID, se logran dos grados de libertad adicionales, y gracias a esto es posible seleccionar las pendientes de la curva de magnitud, los aportes de fase a bajas y altas frecuencias en del controlador al sistema [26], el cual queda representado en la Figura 1, donde los posibles valores que puede tomar el COE-PID corresponden a los vértices del cuadrado (Fig. 1a) mientras que para el COF-PID pueden tomar valores dentro de la superficie del cuadrado (Fig. 1b) [31].

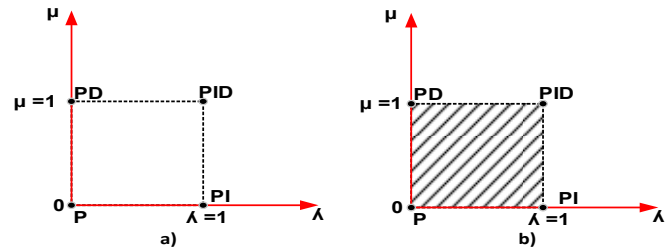


Figura 1a Graficos de los aportes de un COE-PID y COF-PID (Fig. 1b).

Es importante mencionar que para el caso del presente artículo, se hace uso solamente de COF-PI, dejando la generalización al caso COF-PID para un trabajo futuro.

Para implementar los operadores de orden fraccionario actualmente existen variadas herramientas computacionales con fines de identificación, modelamiento, control y simulación de sistemas de orden fraccionario. En [26] y [25] se presenta una descripción y comparación de algunas herramientas basadas en Matlab que pueden ser empleadas para el estudio de COF, tales como Nintiger (Non-Integer) propuesta en [24], FOMCON (Fractional Order Modeling and Control) detallada en [23] y que será utilizada en este trabajo. Es importante mencionar que debido a la disponibilidad de herramientas para el análisis de sistemas de tipo entero, se realizan aproximaciones de los sistemas fraccionarios mediante sistemas enteros. Algunos de estos métodos para realizar aproximaciones de sistemas fraccionarios están resumidas en [21] y principalmente se utiliza la metodología CRONE (Comando Robusto de Orden No Entero) desarrollada en [29] y está basada en una distribución recursiva de polos y ceros de la FTe:

$$C(s) = s^v, \quad v \in \mathfrak{R} \quad (2.5)$$

III. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE GENERACIÓN ELÉCTRICA

En esta sección se presentan todos aquellos elementos que componen el sistema estudiado para la inyección de energía a la red, mediante una configuración de convertidores con la cual se obtiene un mejor rendimiento de los sistemas de generación que sean variables. Con el uso de esta configuración se logra un desacople total del generador de la red permitiendo una conexión mucho más suave a la red, y puede funcionar a una amplia gama de velocidades [20].

La Figura 2 muestra el diagrama de bloques del caso de estudio del presente trabajo, en la cual se distinguen un GSIP,

dos convertidores de potencia de dos niveles en una topología BTB, un PLL utilizado para realizar la sincronización de la salida del control vectorial de la red (CVR) con la red eléctrica y la conformación de los bloques de control vectorial de generador (CVG) y CVR.

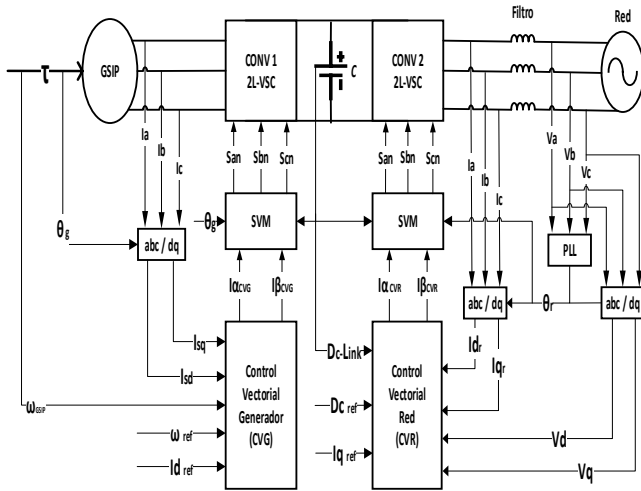


Figura 2 Diagrama de bloques del sistema de estudio.

EL modelo matemático para el GSIP, utilizado en este trabajo está dado en [19]:

$$\begin{aligned} V_a &= R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ V_b &= R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ V_c &= R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde V son los voltajes trifásicos (a, b, c); R_s es la resistencia del estator; i las corrientes trifásicas (a, b, c) y ψ los flujos del estator (a, b, c). Sin embargo, con el objetivo de simplificar el modelo dinámico del GSIP se requiere obtener el modelo en términos del marco de referencia giratorio síncrono $d-q$, también conocida como transformada de Park. En este modelo el eje q se adelanta 90° respecto al eje d . Con esto se elimina la dependencia del tiempo y de la posición. La realización de este modelo considera el supuesto que, la inductancia del estator es constante o su que su variación es del tipo sinusoidal respecto a la posición del rotor. Aplicando la transformación $abc-dq$, se obtiene la ecuación (3.2) que muestra los voltajes del GSIP en los ejes dq .

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{aligned} \quad (3.2)$$

Los flujos del sistema en $d-q$ están dados en la ecuación (3.3):

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_{sd} + \psi_m \\ \psi_q &= L_q i_{sq} \end{aligned} \quad (3.3)$$

y el torque electromagnético de la máquina está dado por la ecuación (3-4):

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.4)$$

La velocidad mecánica del rotor queda por la ecuación (3.5):

$$\omega_m = \frac{1}{J} (T_e - T_m) \quad (3.5)$$

donde v_{sd}, v_{sq} son los voltajes del estator en ejes $d-q$; i_{sd}, i_{sq} las corrientes de estator en ejes $d-q$; ψ_d, ψ_q los flujos del estator en ejes $d-q$; ψ_m el flujo de magnetización; p el número de par de polos; ω_e, ω_m la velocidad eléctrica y mecánica; L_d, L_q las inductancias en ejes $d-q$; J la constante de inercia; T_e el torque electromagnético; T_m el torque mecánico y R_s la resistencia del estator.

El circuito eléctrico equivalente del GSIP en un marco de referencia giratorio $d-q$ se muestra en la Figura 3 que representa la ecuación (3.2) [18].

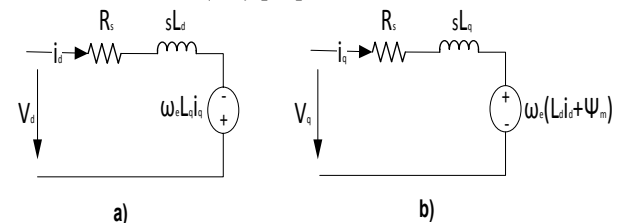


Figura 3 Circuito equivalente del GSIP. a) eje d y b) eje q.

El convertidor de potencia utilizado para este trabajo, posee una topología de dos niveles trifásico de puente completo VSC, donde cada pierna del inversor está compuesta por dos semiconductores para realizar la conmutación, tal como se muestra en la Figura 4.

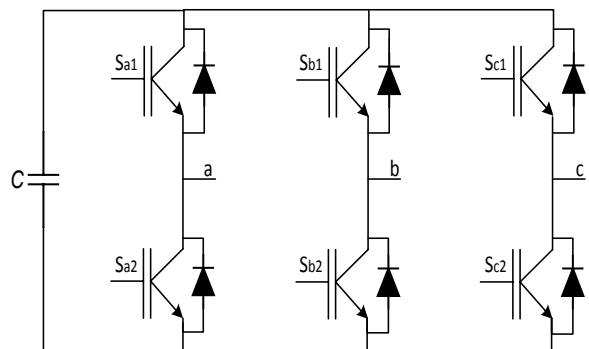


Figura 4 Convertidor de potencia de 2-L VSC

La topología del convertidor Back to Back (BTB) es utilizada en este trabajo se muestra en la Figura 5 [17].

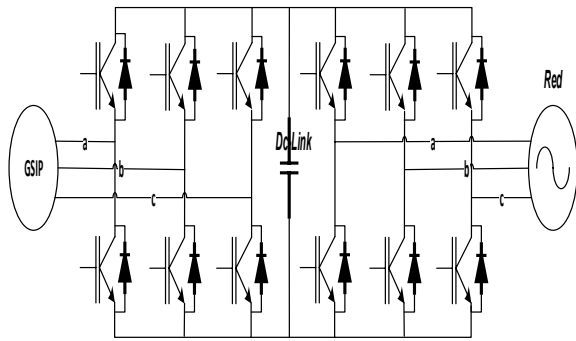


Figura 5 Convertidor back-to-back

La red a la que está conectada el inversor es representada por una fuente de voltaje trifásica cuyo modelo [18] es:

$$V_{Ra} = V_R \cos \omega_g \tag{3.6}$$

$$V_{Rb} = V_R \cos(\omega_g - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{Rc} = V_R \cos(\omega_g - \frac{4\pi}{3})$$

donde V_R es el valor máximo alcanzado por fase y ω_g es la frecuencia angular. La representación en coordenadas $d-q$ del voltaje que cruza por el filtro inductivo está dada por

$$V_{rd} = R_f i_{rd} + L_f \frac{di_{rd}}{dt} + V_{rd} - \omega_g L_f i_{rq} \tag{3.7}$$

$$V_{rq} = R_f i_{rq} + L_f \frac{di_{rq}}{dt} + V_{rq} + \omega_g L_f i_{rd}$$

con R_f la resistencia de línea; L_f la inductancia de filtro; i_{rd}, i_{rq} las corrientes $d-q$ de red y V_{rd}, V_{rq} los voltajes $d-q$ de inversor.

El PLL es un circuito que sincroniza una señal de salida con una señal de referencia o de entrada tanto en frecuencia como en fase. En el estado sincronizado el error de fase entre la señal de salida y la señal de referencia es cero, si se acumula un error de fase, un mecanismo de control actúa de tal manera de reducir el error de fase al mínimo [14]. El diagrama de bloques del PLL utilizado aquí se muestra en la Figura 6, donde ω_g es la frecuencia angular de la red.

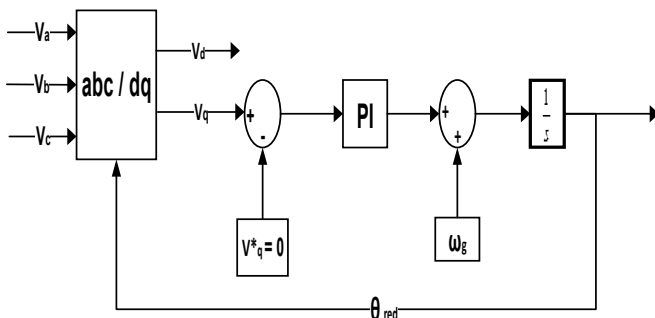


Figura 6 Diagrama de bloques PLL.

Para obtener los parámetros del controlador PI, se utilizó la metodología presentada en [2,3].

IV. CASO DE ESTUDIO Y ANÁLISIS COMPARATIVO

A continuación se muestran los resultados de simular el sistema bajo control usando COF-PI y COE-PI, estudiando el efecto de diferente tipo de variaciones en el torque de entrada.

A. Simulaciones a escalones de torque constante

En este caso, se analiza el escenario en el cual se considera que la entrada de torque a la máquina puede sufrir variaciones de incrementos o decrementos constantes una vez establecido su punto de trabajo normal. Para este caso específico se consideran variaciones de torque en el rango de $\pm 15\%$ del valor nominal, tal como se muestra en la Figura 7.

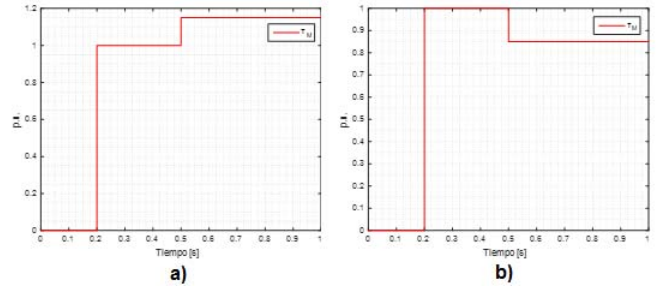


Figura 7 Torque mecánico de entrada. a) Variación de +15%. b) Variación de -15%.

En la Figura 8 a) y a2) se muestra la respuesta del torque eléctrico (línea azul), producido en comparación con el mecánico de entrada (línea roja), generado cuando se emplean los controladores FOPI mientras que en Figura 8 b) y b2) se emplean controladores PI, para ambos se logra que el GSIP mantenga un equilibrio entre ambos torques

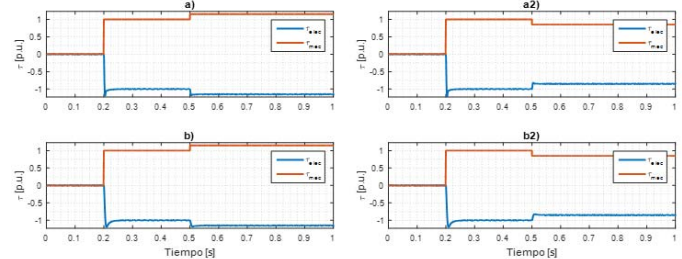


Figura 8 Respuesta de torque eléctrico y mecánico. a) Con control FOPI y variación +15%. a2) Control FOPI y variación -15%. b) Con control PI y variación +15%. b2) Control PI y variación -15%.

Las variaciones de velocidad, frente a ambas variaciones de torque, que se generan en el GSIP para los controladores FOPI y PI se muestran en la Figura 9, observándose que el control FOPI mantiene una respuesta con menor sobrepaso frente a los cambios de torque producidos.

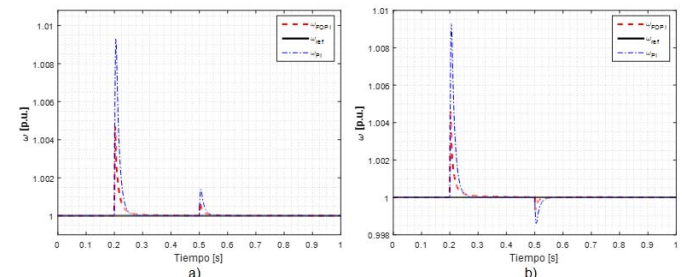


Figura 9 Respuesta de w a) +15% de T, b) - 15% de T.

Los cambios producidos a la entrada del sistema, generan diferentes corrientes en el GSIP, las cuales se observan en la Figura 10 para los distintos controladores, teniendo una generación muy similar entre todas las corrientes obtenidas y de la misma magnitud.

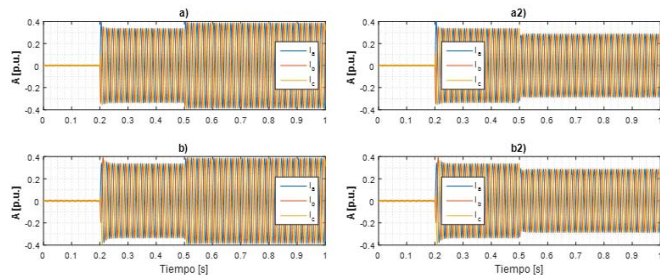


Figura 10 Corrientes GSIP a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

Por otra parte, para el CVR, que tiene la finalidad de mantener un voltaje constante en el Dc-Link, sus respuestas para ambos cambios de torque de entrada se muestran en la Figura 11, destacando en ambos casos la respuesta del control FOPI mantiene un nivel de sobre paso menor y una convergencia a la referencia más rápida.

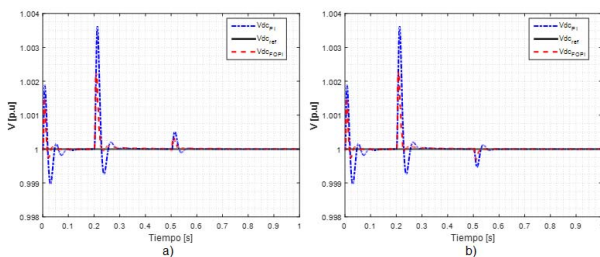


Figura 11 Respuesta Dc-Link a) + 15%, b) - 15%.

La respuesta de las corrientes trifásicas generadas por el CVR y con el uso de los distintos controladores se observan en la Figura 12 cuyas corrientes tienen una frecuencia de 50 Hz, mientras que en la Tabla 4.1 se muestra el porcentaje de distorsión armónica que se genera con el uso de cada controlador y para cada cambio de en el torque de entrada, donde podemos notar que al realizar un incremento en la entrada el porcentaje armónico es menor que en el caso cuando se disminuye, sin embargo ambos logran estar debajo del 1% de distorsión armónica

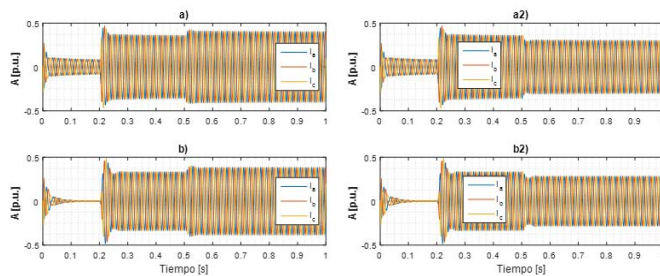


Figura 12 Corrientes en la Red a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

	% THD (Torque +15 %)	% THD (Torque -15 %)
COF-PI	0.5514	0.6795
COE-PI	0.5173	0.6396

Tabla 4.1 % THD para ±15 de variación del Torque.

El porcentaje de error que se produce con la respuesta de los controladores de velocidad y Dc-Link respecto a la referencia se muestra gráficamente en la Figura 13, destacando en esta figura que el menor porcentaje de error se produce con el uso de controladores FOPI para ambos cambios de torque.

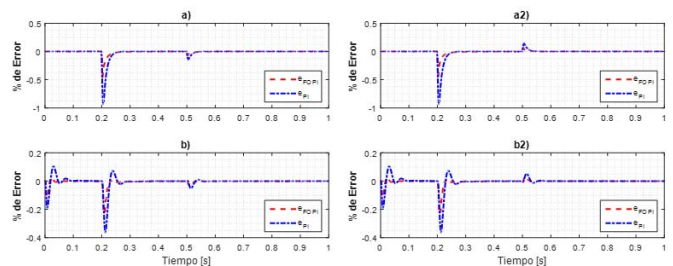


Figura 13 Porcentaje de error de ctrls. a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

Los valores de los índices de rendimiento de los controladores se muestran en la Tabla 4.2, se observa en esta tabla que los índices IAE como ISE obtenidos de los controladores FOPI son de un menor valor que los obtenidos con el controlador PI.

	+15 % Torque				-15 % Torque			
	PI		FOPI		PI		FOPI	
	ω	Dc-Link	ω	Dc-Link	ω	Dc-Link	ω	Dc-Link
IAE	0.05452	0.5198	0.02731	0.263	0.05448	0.5221	0.02497	0.2646
ISE	0.08598	3.46	0.01424	1.106	0.08598	3.465	0.01221	1.111

Tabla 4.2 Criterios de rendimiento de controladores para variaciones del torque de entrada de ±15.

B. Simulaciones con torque de entrada variable

En este segundo caso de estudio se considera que el torque de entrada posee oscilaciones sinusoidales dentro del rango de variación del ±15%, tal como se observa en la Figura 14.

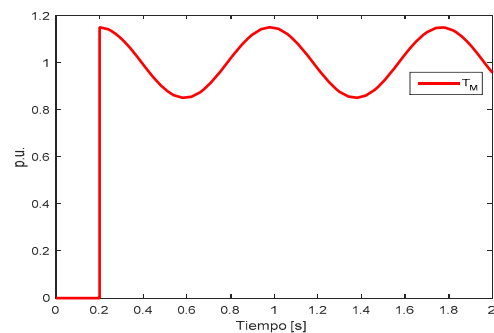


Figura 14 Torque de entrada variaciones sinusoidales ±15%.

En la Figura 15 a) y b) se muestra el balance que se logra entre el torque eléctrico producido por GSIP debido al torque mecánico de entrada con el controlador FOPI y PI respectivamente.

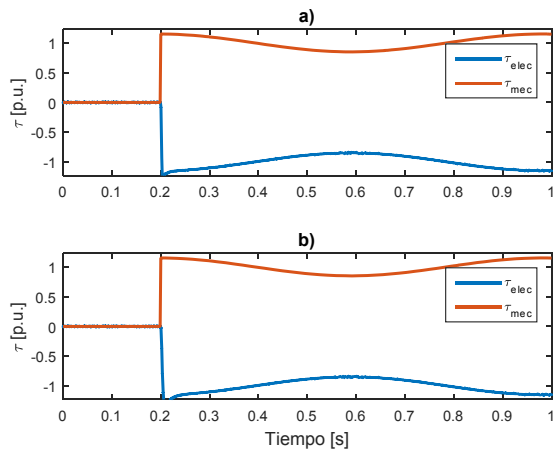


Figura 15 Respuesta de τ a T sin a) FOPI, b) PI.

Por su parte, la Figura 16 se presenta la respuesta de los controladores de velocidad ante una entrada de tipo senoidal teniendo que a pesar de las rápidas variaciones que pueda tener el cambio de velocidad con los cambios de torque, ambos controladores logran mantener cercano a la referencia la velocidad, sin embargo, el uso de del FOPI además de tener una respuesta con mayor amortiguamiento ante la entrada logra mantenerse aún más cerca de la referencia a comparación del uso del control PI

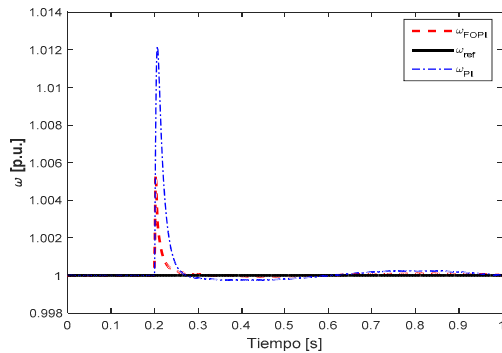


Figura 16 Respuesta del controlador de ω a T sin.

Las corrientes producidas por la maquina con el controlador FOPI se muestra en la Figura 17 a) la cual presentan una frecuencia de 50 Hz, de las mismas formas y con gran similitud con las producidas con el uso del controlador PI que se observa en la Figura 4.11 b).

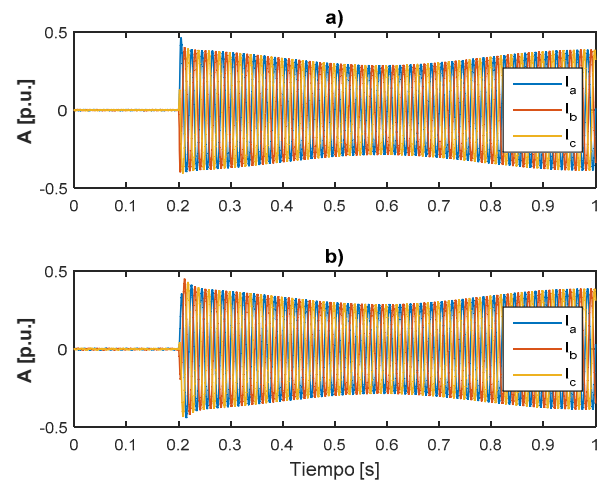


Figura 17 Corriente en GSIP. a) FOPI, b) PI a T sin.

La respuesta de los controladores con respecto al Dc-Link se muestra en la Figura 18, donde se observa que el control de orden fraccionario al igual que en los casos anteriores sigue mostrando una respuesta con un menor sobre paso máximo, logrando un tiempo de convergencia a la referencia en un tiempo menor.

La corriente producida del lado del CVR para ambos controladores se observan en la Figura 19 donde ambas presentan características similares, sin embargo, al obtener el porcentaje THD que se produce con cada controlador, presenta en la Tabla 4.3, se aprecia la diferencia entre cada controlador es muy poca, sin embargo, para ambos controles el porcentaje THD es menor al 1%.

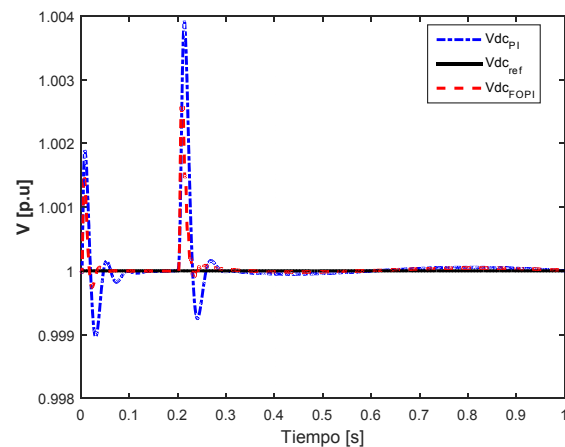


Figura 18 Control Dc-Link a T sin.

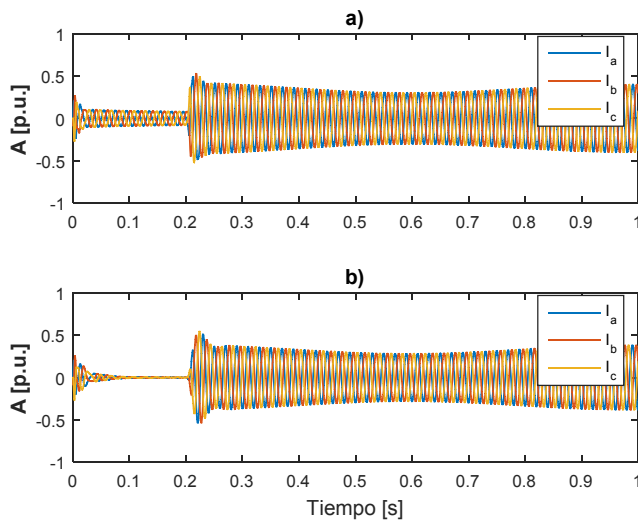


Figura 19 Corriente en la Red a) FOPI, b) PI a T sin.

	% THD
COE-PI	0.5186
COF-PI	0.5516

Tabla 4.3 % THD de la red a T sin.

Los porcentajes de error producido con el control de velocidad se muestra en la Figura 20 a) donde el error producido con el control fraccionario es mucho menor al igual que el mostrado para el Dc-Link que se observa en la Figura 4.14 b), pero como en los demás controladores para poder medir el rendimiento de los controladores se obtienen los índices de rendimiento ISE e IAE en la Tabla 4.4.

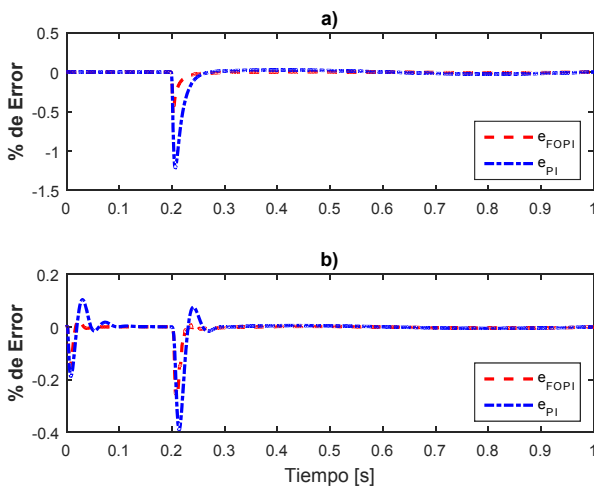


Figura 20 Error de control a) ω, b) Dc-Link a T sin.

	PI		FOPI	
	ω	Dc-Link	ω	Dc-Link
IAE	0.1139	0.5987	0.03059	0.2823
ISE	0.183	4.016	0.01586	1.344

Tabla 4.4 Criterios de desempeño de controladores con T senoidal.

Por medio de los índices de desempeño de los controladores se puede observar que el control de orden fraccionario tanto para el control de velocidad como del Dc-Link es menor que el obtenido por el uso de PI's o de orden entero

V. CONCLUSIONES

El uso de COF permite mejorar el comportamiento del sistema bajo control estudiado en este trabajo, en relación a cuando se emplea un COE de la misma estructura. Ello se debe fundamentalmente a los grados de libertad adicionales que se introducen al poder elegir, además, el orden de integración (o de derivación).

A partir de los resultados de las simulaciones se puede asegurar que tanto los COF-PI como los COE-PI entregan buenos resultados. Sin embargo, con la incorporación de COF, se logra que el sistema obtenga una mayor robustez, principalmente en la respuesta del control de velocidad de la máquina, observándose que, al presentar cambios en el torque de entrada que propicia un incremento de velocidad, se logra tener un menor sobrepaso, manteniendo la velocidad más cerca de la referencia establecida y por ende obteniendo un menor error. Mientras que las respuestas de ambos controladores de las corrientes en los ejes dq se obtienen respuestas muy similares.

Como trabajo futuro se plantea la posibilidad de obtener resultados a nivel de laboratorio y realizar el análisis comparativo para verificar si las ventajas del COF-PID se mantienen. También se plantea estudiar una sintonización de los parámetros de los COF_PID mediante algún método de optimización, como por ejemplo optimización por enjambre de partículas (PSO) o algoritmos genéticos (GA), con una función objetivo que tome en cuenta además de los índices de rendimiento (ISE, IAE) el porcentaje THD.

AGRADECIMIENTOS

El proyecto ha sido desarrollado gracias al apoyo de CONICYT-Chile, a través del Proyecto Fondecyt 1150488 y del Programa de Financiamiento Basal “Centro de Tecnología para la Minería” FB0809.

REFERENCIAS

- [1] Z. Zhang, Y. Zhao, W. Qiao, and L. Qu, “A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2331–2341, 2014.
- [2] P. Mao, M. Zhang, and W. Zhang, “A Canonical Small-Signal Linearized Model and a Performance Evaluation of the SRF-PLL in Three Phase Grid Inverter System,” *J. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 1057–1068, 2014.
- [3] P. Rodr. Grid Converters for Photovoltaic. 2011.
- [4] J. A. T. M. J. Sabatier, O. P. Agrawal, *Advances in Fractional Calculus*. Springer, 2007.
- [5] M. S. Tavazoei, “From traditional to fractional PI control: A key for generalization,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 41–51, 2012.
- [6] M. Ö. Efe and S. Member, “Fractional Order Systems in Industrial Automation — A Survey,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 7, no. 4, pp. 582–591, 2011.
- [7] Y. Q. Chen, “Fractional calculus, delay dynamics and networked control systems,” *Proc. - ISRCS 2010 - 3rd Int. Symp. Resilient Control Syst.*, pp. 58–63, 2010.
- [8] R. Melício, V. M. F. Mendes, and J. P. S. Catalão, “Fractional-order control and simulation of wind energy systems with PMSG/full-power converter topology,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 6, pp. 1250–1258, 2010.
- [9] M. A. Duarte-mermoud, S. Member, F. J. Mira, I. S. Pelissier, and C. Juan, “Evaluation of a Fractional Order PI Controller Applied to Induction Motor Speed Control,” pp. 573–577, 2010.
- [10] L. Bouras, Y. Zennir, and F. Bourourou, “Direct Torque Control with SVM based a Fractional Controller : Applied to the Induction Machine,” no. Figure 2, pp. 2–7, 2013.
- [11] C. Li and M. Chen, “Fractional Order PI Speed Control for Permanent

Magnet Synchronous Motor Drives *,” *11th World Congr. Intell. Control Autom.*, no. 61271362, pp. 4681–4685, 2014.

[12] K. S. Tania and E. Varghese, “Fractional Order Pi Controller To Control the Speed,” no. i, pp. 91–94, 2014.

[13] W. Zheng, X. Wang, and Y. Pi, “Study of the fractional order proportional integral controller for PMSM based on differential evolution algorithm,” *Proc. 2015 IEEE Adv. Inf. Technol. Electron. Autom. Control Conf. IAEAC 2015*, vol. 63, pp. 201–205, 2016.

[14] R. E. Best, “Phase-Locked Loops - Design, Simulation, And Applications.” p. 421, 2003.

[15] M. Lakshmi and S. Hemamalini, “Decoupled control of grid connected photovoltaic system using fractional order controller,” *Ain Shams Eng. J.*, 2016.

[16] H. Afghoul, F. Krim, D. Chikouche, and A. Beddar, “Fractional order direct current control algorithm for three-phase grid-connected PV system,” *3rd Int. Conf. Control. Eng. Inf. Technol. CEIT 2015*, 2015.

[17] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, “Power management and power flow control with back-to-back converters in a utility connected microgrid,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 2, pp. 821–834, 2010.

[18] I. Boldea, *Variable Speed Generators*, Second edi., vol. 1. New York, 2009.

[19] N. Phankong, S. Manmai, K. Bhumkittipich, and P. Nakawiwat, “Modeling of Grid-connected with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) Using Voltage Vector Control,” *Energy Procedia*, vol. 34, pp. 262–272, 2013..

[20] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, “Power Conversion and Control of Wind Energy Systems.” p. 453, 2011.

[21] S. Ghasemi, S. Member, and A. Tabesh, “Application of Fractional Calculus Theory to Robust Controller Design for Wind Turbine Generators,” vol. 29, no. 3, pp. 780–787, 2014.

[22] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez, and V. Feliu, “Some Approximations of Fractional Order Operators Used in Control Theory and Applications,” *Fract. Calc. Appl. Anal.*, vol. 3, no. 3, pp. 231–248, 2000.

[23] A. Tepljakov, “Fractional-order Calculus based Identification and Control of Linear Dynamic Systems,” *Dep. Comput. Control*, 2011.

[24] V. Duarte, “Ninteger v. 2.3 Fractional control toolbox for MatLab,” p. 96, 2005.

[25] I. Podlubny, I. Petráš, T. Skovranek, and J. Terpák, “Toolboxes and programs for fractional-order system identification, modeling, simulation, and control,” *Proc. 2016 17th Int. Carpathian Control Conf. ICC 2016*, pp. 608–612, 2016.

[26] B. M. Vinagre, V. Feliu-Battle, and I. Tejado, “Control fraccionario: fundamentos y guía de uso,” *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 13, no. 3, pp. 265–280, 2016.

[27] C. A. Monje, B. M. Vinagre, V. Feliu, and Y. Chen, “On auto-tuning of fractional order $PI^\lambda D^\mu$ controllers,” *IFAC Proc. Vol.*, vol. 2, no. PART 1, pp. 34–39, 2006.

[28] B. . Kuo, “Automatic Control Systems.” Paris, France, pp. 328–334, 1995.

[29] O. Alain, *La Dérivation Non Entière: Théorie, Synthèse et Applications*. Hermès Sciences Publicat, 1995..

[30] I. Podlubny, “Fractional-order systems and $PI^\lambda D^\mu$ controllers,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, no. 1, pp. 208–214, 1999.

[31] J. B. Vinagre, G. A. Calderón, M. J. Suárez, and M. C. Monje, “Teoría de control y cálculo fraccionario,” *Rev.R.Acad.Cienc.Exact.Fís.Nat. (Esp)*, vol. 200, pp. 1–18, 2005.



Tedy Crespo holds the title of Mechatronics Engineer (2011) from Universidad Tecnológica de México and the M.Sc. degree (2017) in Electrical Engineering from the University of Chile. He has worked in the company Cibernética y Medicina, México (2011-2016).

His academic interests include power electronics, automation and medical devices. Currently being part of the Automation and Control team for GEA Westfalia Separator in Mexico, working with separating machines used in different processes of industries such as Mining and Food main



Manuel A. Duarte, received the degree of Civil Electrical Engineer from the University of Chile in 1977 and the M.Sc., M.Phil. and the Ph.D. degrees, all in Electrical Engineering, from Yale University in 1985, 1986 and 1988 respectively. Currently, he is a Professor at the Electrical Engineering Department of the University of Chile. His main research interests are in robust adaptive control (linear/nonlinear and integer/fractional systems), system identification, signal processing and pattern recognition. He is focused on applications to energy, mining and wine industry, sensory systems and electrical machines and drives.



Gustavo Ceballos holds the B.Sc. degree (1998), the Civil Electrical Engineer Title (2001) and M.Sc. degree (2018) all from the Electrical Engineering Department of University of Chile. Hi is currently with the Facultad de Negocios, Ingeniería y Artes Digitales, Universidad Gabriela Mistral. His academic interests include system identification, learning machine and robotics with applications in industrial automation.



Gaston Lefranc, holds the title of Electrical Civil Engineer from University of Chile and the degree of Master of Science in Electrical and Computer Science from Northwestern University, USA. He is full Professor at Escuela de Ingeniería Eléctrica, Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Chile. His current research includes Artificial Intelligence, Robotics, FMS Systems, Biomedical Engineering, Multi-agent Systems and Colony of Robots. He has (co-authored) 10 Books, and 2 book chapters. He has written more than 160 papers for Conferences and Journals, and has been member of International Program Committee for more than 30 conferences and workshops. He is IEEE Life Senior Member and Member of ACCA (IFAC national member).