

Passivity Based Control of a Three-Phase Front End Converter

F. Serra, *Student Member, IEEE*, C. De Angelo, *Member, IEEE* and D. Forchetti, *Member, IEEE*

Abstract— A passivity-based nonlinear controller for a three-phase front end converter used for connection of renewable energy sources to the grid is presented in this paper. The control objectives are to inject all the generated power into the grid and control the reactive power exchanged with the power system. The system is represented by its port-controlled Hamiltonian model and the controller is designed by interconnection and damping assignment. The design of the controller allows a direct control of the DC link dynamics and avoids the use of derivatives in the implementation of the control equations. The performance of the proposed control strategy is validated through simulations.

Keywords—Front End Converter, Interconnection and Damping Assignment, Passivity Based Control.

I. INTRODUCCIÓN

LOS convertidores electrónicos de potencia juegan un papel importante en los sistemas eléctricos de potencia ya que permiten una conexión eficiente y flexible entre las etapas de generación y la red eléctrica. En este tipo de sistemas, el convertidor que está conectado a la red es conocido con el nombre de convertidor de frente activo (*Front End Converter, FEC*) y está constituido por un convertidor fuente de tensión (*Voltage Source Converter, VSC*) y un filtro RL que permite suavizar las corrientes inyectadas a la red. La utilización de un VSC para la implementación del FEC presenta características ventajosas tales como, flujo de potencia bidireccional y baja distorsión armónica en la salida [1].

En el caso de los sistemas de generación conectados a la red eléctrica, la tensión y la frecuencia en el punto de conexión son impuestas por la red, entonces los objetivos de control del FEC son inyectar toda la potencia disponible en la barra de corriente continua (CC) a la red, y controlar la potencia reactiva intercambiada con la misma. Para cumplir con estos objetivos es necesario que el FEC se sincronice con la tensión de red y controle la forma de onda de la corriente inyectada.

Debido a las exigencias actuales referentes a la conexión de convertidores a la red [2], y teniendo en cuenta que el FEC puede modelarse como un sistema no lineal, el diseño del controlador requiere generalmente de técnicas de control no lineal. Entre ellas, las basadas en pasividad han sido utilizadas satisfactoriamente en convertidores de potencia [3]. Uno de estos métodos es el de asignación de interconexión y

amortiguamiento (*Interconnection and Damping Assignment, IDA*) [4], el cual ha sido aplicado en el diseño de controladores para VSC usados como rectificadores monofásicos [5, 6], rectificadores trifásicos [7-10], inversores monofásicos [11-13] e inversores trifásicos [14]. Sin embargo, en todos estos casos no se incluye un control directo de la dinámica de la tensión de la barra de CC. Incluso, algunos de estos diseños permiten un control preciso de seguimiento de trayectoria [14], pero esto implica que las ecuaciones del control incluyan derivadas de algunas variables cuyo cálculo puede introducir errores en presencia de ruido en las mediciones.

En este trabajo se diseña una estrategia de control para un FEC conectado a la red utilizando IDA, el cual permite un control directo de la dinámica de la tensión de la barra de CC. Esta estrategia tiene por objetivo inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red y controlar independientemente la potencia reactiva intercambiada con la misma. El diseño de esta estrategia se basa en la selección de una función de energía para el sistema de lazo cerrado que permite asegurar la estabilidad del sistema (función de Lyapunov). De esta manera las leyes de control para el sistema son obtenidas resolviendo una ecuación diferencial que resulta de la asignación de la interconexión y el amortiguamiento deseados, evitando de esta manera el uso de derivadas en el control.

El trabajo está organizado de la siguiente manera, en la Sección II se presenta el modelo del FEC, en la Sección III se diseña la estrategia de control basada en IDA, en la Sección IV se muestran resultados de simulación que permiten validar el desempeño del sistema y finalmente se presentan las conclusiones.

II. MODELO DEL CONVERTIDOR DE FRENTE ACTIVO

A continuación se presenta el modelo del FEC en coordenadas de Park utilizando la transformación invariante en potencia, y luego se escribe este modelo en la forma Hamiltoniana controlada por puerto.

Como se puede apreciar en la Fig. 1, el FEC está constituido por un convertidor electrónico de potencia construido utilizando transistores ($S_1...S_6$) de tipo IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistors*) y un filtro RL de salida.

La corriente i_s proviene de una fuente de potencia lentamente variable que modela al sistema de generación considerado. Esta corriente puede obtenerse mediante el cociente entre la potencia de dicha fuente y la tensión de la barra de CC (v_{dc}). La red eléctrica se modela utilizando tres fuentes de tensión sinusoidales, e_a , e_b y e_c , mostradas a la

F. Serra, Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Córdoba, Argentina, fserra@ieec.org

C. De Angelo, Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Córdoba, Argentina, cdeangelo@ieec.org

D. Forchetti, Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Córdoba, Argentina, dforchetti@ieec.org

derecha en la Fig. 1.

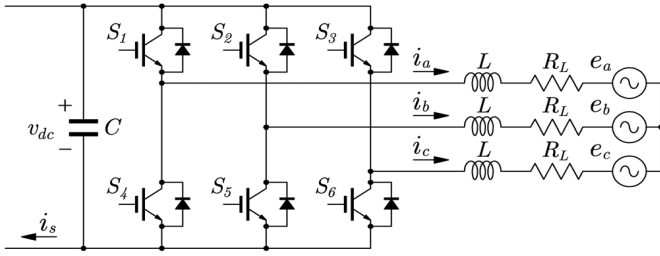


Figura 1. Convertidor de frente activo - FEC.

A. Modelo en Coordenadas de Park

El modelo del FEC en coordenadas de Park (dq) se puede escribir como [15],

$$Li_d - R_L i_d - \omega_{dq} Li_q + m_d v_{dc} - e_d, \quad (1)$$

$$Li_q = -R_L i_q + \omega_{dq} Li_d + m_q v_{dc} - e_q, \quad (2)$$

$$Cv_{dc} = i_s - m_d i_d - m_q i_q. \quad (3)$$

donde ω_{dq} es la velocidad del referencial, la cual coincide con la frecuencia de red; i_d e i_q son las corrientes en el marco de referencia seleccionado, obtenidas mediante la transformación de i_a , i_b e i_c ; e_d y e_q son las tensiones de red obtenidas mediante la transformación de e_a , e_b y e_c ; m_d y m_q son los índices de modulación y, finalmente, L y R_L son la inductancia y la resistencia del filtro respectivamente.

El sistema formado por las ecuaciones (1) - (3) se puede escribir en forma matricial de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} Li_d \\ Li_q \\ Cv_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & -R_L & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \quad (4)$$

B. Modelo PCH

Para poder diseñar un control mediante IDA, se debe representar al sistema mediante su modelo Hamiltoniano controlado por puerto (Port-Controlled Hamiltonian, PCH) [4].

El modelo PCH de un sistema dinámico se puede escribir como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (5)$$

donde \mathbf{x} es el vector de estado, \mathbf{u} es un vector cuyas componentes son las entradas de control del sistema, $\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ es la matriz de interconexión, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ es la matriz de amortiguamiento, $H(\mathbf{x})$ es la función de energía del sistema, $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ es la matriz de entrada y $\boldsymbol{\zeta}$ es un vector de perturbaciones externas.

En este trabajo, el vector de estado se define como,

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [Li_d \quad Li_q \quad Cv_{dc}]^T, \quad (6)$$

y el vector de entradas de control es,

$$\mathbf{u} = [m_d \quad m_q]^T. \quad (7)$$

Las matrices de interconexión y amortiguamiento se definen a partir de (4) como,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_L & 0 & 0 \\ 0 & R_L & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

donde \mathbf{J} es antisimétrica y \mathbf{R} es simétrica semidefinida positiva, es decir,

$$\mathbf{J} = -\mathbf{J}^T \quad \text{y} \quad \mathbf{R} = \mathbf{R}^T \geq 0. \quad (10)$$

En particular, para este sistema las matrices \mathbf{J} y \mathbf{R} no dependen de los estados ni de las entradas.

La matriz $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ está dada por,

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ -i_d & -i_q \end{bmatrix}. \quad (11)$$

La función de energía del sistema, $H(\mathbf{x})$, puede obtenerse como la sumatoria de la energía almacenada en los inductores del filtro más la energía almacenada en el capacitor conectado en la barra de CC,

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \left(\frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{L} + \frac{x_3^2}{C} \right) = \frac{Li_d^2}{2} + \frac{Li_q^2}{2} + \frac{Cv_{dc}^2}{2}, \quad (12)$$

de donde se puede calcular,

$$\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [i_d \quad i_q \quad v_{dc}]^T. \quad (13)$$

Finalmente, el vector de perturbaciones externas $\boldsymbol{\zeta}$ está dado por,

$$\boldsymbol{\zeta} = [-e_d \quad -e_q \quad i_s]^T, \quad (14)$$

donde e_d y e_q son las tensiones medidas de la red e i_s es la corriente de la barra de CC proveniente del sistema de generación.

III. DISEÑO DEL CONTROLADOR

La estrategia de control propuesta tiene por objetivo principal inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con la misma. Una forma de realizar este control de potencia es mediante el control de las corrientes i_d e i_q de salida del FEC, lo cual se logra modificando los índices de modulación m_d y m_q del convertidor. El objetivo de inyectar toda la potencia activa disponible a la red se puede lograr manteniendo la tensión de la barra de CC constante. Además, este control de tensión puede realizarse con el control de la corriente i_d a través del método de diseño. Por otra parte el control de la potencia reactiva se puede hacer directamente controlando la corriente i_q .

Por lo tanto, el diseño del controlador consiste en lograr

que las variables de estado del sistema (5) sigan la trayectoria definida por el vector de referencia,

$$\mathbf{x}^* = [Li_d^* \quad Li_q^* \quad Cv_{dc}^*]^T. \quad (15)$$

Para ello se propone diseñar una ley de control \mathbf{u} , tal que la dinámica del sistema a lazo cerrado pueda ser descripta por un sistema PCH con la forma [4],

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (16)$$

de manera tal que \mathbf{x}^* sea un punto de equilibrio de (16),

$$\left. \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = 0, \quad (17)$$

donde $H_d(\mathbf{x})$ es la función de energía deseada para el sistema, y $\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ son las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas, las cuales se pueden escribir como,

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}). \quad (19)$$

Las matrices $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ son utilizadas para sintetizar la estrategia de control propuesta. Para este caso particular estas matrices se pueden escribir en forma genérica de la siguiente manera,

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) = -\mathbf{J}_a^T(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} & j_{13} \\ -j_{12} & 0 & j_{23} \\ -j_{13} & -j_{23} & 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$\mathbf{R}_a = \mathbf{R}_a^T = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Con el objetivo de garantizar que los estados del sistema (\mathbf{x}) tiendan a su valor de referencia (\mathbf{x}^*) asintóticamente, es posible elegir $\mathbf{H}_d(\mathbf{x})$ como,

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} (\epsilon^T \mathbf{P}^{-1} \epsilon), \quad (22)$$

donde,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}. \quad (23)$$

con $\epsilon = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$. Se puede calcular la derivada en el tiempo de $\mathbf{H}_d(\mathbf{x})$ como,

$$\dot{H}_d(\mathbf{x}) = -\epsilon^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{R}_d \mathbf{P}^{-1} \epsilon < 0, \quad (24)$$

lo cual puede conseguirse haciendo que \mathbf{R}_d sea una matriz definida positiva. Esto puede lograrse eligiendo adecuadamente los elementos de \mathbf{R}_a .

Los elementos de la matriz $\mathbf{J}_a(\mathbf{u})$ pueden elegirse para cancelar los acoplamientos existentes entre las variables de estado,

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{dq} L & m_d \\ -\omega_{dq} L & 0 & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Haciendo uso de (5) y (16) se puede obtener la ecuación diferencial,

$$[\mathbf{J} - \mathbf{R}] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = -[\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \zeta, \quad (26)$$

donde,

$$H_d(\mathbf{x}) = H_d(\mathbf{x}) - H(\mathbf{x}). \quad (27)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones definido en (26) es posible obtener las leyes de control para m_d y m_q como,

$$m_d = \frac{R_L i_d^* + \omega_{dq} L i_q - R_1 (i_d - i_d^*) + e_d}{v_{dc}^*}, \quad (28)$$

$$m_q = \frac{R_L i_q^* - \omega_{dq} L i_d - R_2 (i_q - i_q^*) + e_q}{v_{dc}^*}, \quad (29)$$

donde además, i_d^* se puede obtener a partir de (26) y (3) como,

$$i_d^* = \frac{i_s - m_q i_q^* + R_3 (v_{dc} - v_{dc}^*)}{m_d}, \quad (30)$$

Así, las ecuaciones para la dinámica del error quedan,

$$\epsilon_{i_d} = -\frac{(R_L + R_1)}{L} \epsilon_{i_d} + \frac{m_d}{C} \epsilon_{v_{dc}}, \quad (31)$$

$$\epsilon_{i_q} = -\frac{(R_L + R_2)}{L} \epsilon_{i_q} + \frac{m_q}{C} \epsilon_{v_{dc}}, \quad (32)$$

$$\epsilon_{v_{dc}} = -\frac{m_d}{L} \epsilon_{i_d} - \frac{m_q}{L} \epsilon_{i_q} - \frac{R_3}{C} \epsilon_{v_{dc}}. \quad (33)$$

A partir de (31) – (33) se pueden calcular los elementos de \mathbf{R}_a para lograr la velocidad de convergencia deseada.

Los elementos del vector de referencia \mathbf{x}^* se eligen de acuerdo a los objetivos de control del sistema. Con el objetivo de garantizar que toda la potencia disponible en la barra de CC sea inyectada a la red, se define la referencia de tensión de la barra de CC como constante ($v_{dc}^* = \text{cte.}$) y la referencia de corriente en el eje en directo (i_d^*) utilizando la ecuación (30); mientras que i_q^* se define en términos de la potencia reactiva que se quiere inyectar a la red.

Para lograr los objetivos de control de la forma mencionada, se debe orientar el eje “d” del referencial para hacer $e_q = 0$, lo cual se puede realizar utilizando un lazo de enganche de fase (*Phase Locked Loop*, **PLL**) que permita detectar el ángulo de fase de la tensión de red. En este trabajo, se utilizó un PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden para lograr la sincronización con la tensión de red [16].

Para implementar las ecuaciones de control de los índices de modulación m_d y m_q es necesario resolver la ecuación (30). Esto se puede hacer analíticamente, reemplazando (28) y (29) en (30) y resolver para i_d^* , o bien en forma recursiva. La

solución recursiva, depende principalmente del tiempo de actualización de las variables para no comprometer la estabilidad de la ley de control propuesta. En el presente trabajo se consideraron tiempos de actualización comparables a los de una aplicación real ($t_{\text{actualización}} \approx 200 \mu\text{s}$) obteniéndose resultados satisfactorios para los ensayos realizados.

Si bien existen trabajos [8, 9, 14] donde la referencia de corriente i_d^* se obtiene haciendo el balance de potencia entre la entrada y salida del FEC, esta forma de cálculo no permite un control directo de la dinámica de la tensión de la barra de CC (v_{dc}), es por ello que en este trabajo el cálculo de i_d^* se realiza a partir de (30), lo cual permite realizar el control directo de v_{dc} .

En la Fig. 2 se muestra un diagrama en bloques de la estrategia de control implementada.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de evaluar el desempeño del FEC bajo distintas condiciones de trabajo se realizaron simulaciones utilizando el paquete SIMULINK/MATLAB®.

En el sistema simulado, la corriente i_s que alimenta la barra de CC se obtiene a partir de un sistema de generación que aprovecha la energía proveniente de una fuente que en general puede ser variable. Para las simulaciones realizadas, se considera el sistema de generación como una fuente de potencia $P(t)$ tal que,

$$P(t) = i_s v_{dc}, \quad (34)$$

donde $P(t)$ se modela como una función del tiempo lentamente variable.

Los parámetros del controlador usados en las simulaciones son mostrados en la Tabla I y las especificaciones del FEC y la red en la Tabla II.

En la Sección IV.A se muestra el desempeño del sistema frente a cambios en la potencia de entrada, y en la Sección IV.B se muestra el desempeño del sistema de control frente a cambios en la consigna de la potencia reactiva que se desea inyectar a la red.

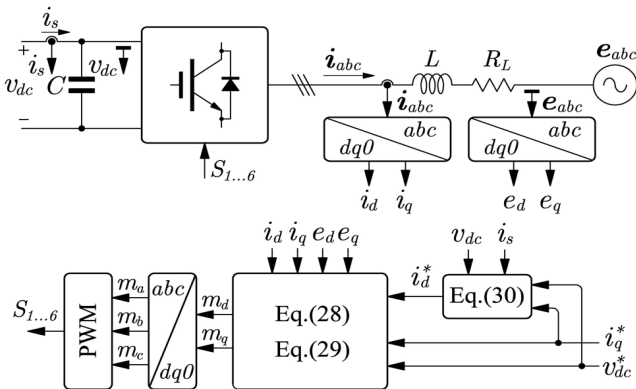


Figura 2. Estrategia de control propuesta.

TABLA I
PARÁMETROS DEL CONTROLADOR.

Parámetro	Valor
R_1	4, 99
R_2	4, 99
R_3	0, 2

TABLA II
PARÁMETROS DEL FEC Y LA RED.

Parámetro	Valor
L	2, 5 mH
R_L	1 mΩ
C	1000 uF
$R_{on(IGBT)}$	1 mΩ
f_s	10 kHz
e_a, e_b, e_c	311 V
f	50 Hz

A. Cambio de Potencia de Entrada

En la Fig. 3 se muestran: la tensión en la barra de CC (línea continua) y la referencia de tensión (línea de trazos) en la subfigura (a); las corrientes i_d e i_q junto a sus referencias en la subfigura (b) y la tensión de la fase a y la corriente de la misma fase en la subfigura (c) para un ensayo de cambio en la potencia de entrada. Los resultados mostrados se obtienen para un ensayo donde se establece la tensión de la barra de CC en un valor constante ($v_{dc}^* = 780 \text{ V}$) sin inyección de potencia reactiva a la red ($i_q^* = 0 \text{ A}$) y en el instante $t = 50 \text{ ms}$ se modifica la potencia de entrada de $P = 30 \text{ kW}$ a $P = 15 \text{ kW}$.

Como se puede observar en la Fig. 3(a), la tensión de la barra de CC (v_{dc}) se mantiene constante hasta el instante $t = 50 \text{ ms}$ donde decrece temporalmente hasta que el esquema de control logra establecer la corriente i_d necesaria para restablecer el balance de potencia entre entrada y salida. Además, se puede observar que el cambio de corriente en el eje directo no modifica de manera apreciable la corriente en el eje en cuadratura.

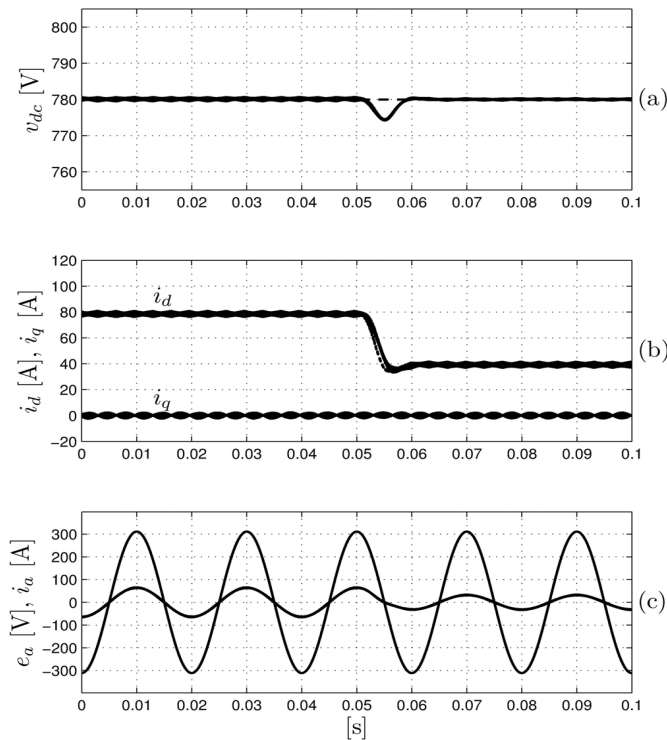


Figura 3. Cambio en la potencia de entrada. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q , (c) tensión y corriente de la fase a .

En la Fig. 3(c) se muestra la tensión y la corriente de la fase a del sistema donde se hace evidente la reducción en la amplitud de la corriente en $t = 50$ ms debido al cambio de potencia de entrada $P(t)$. Se puede observar, además, que la tensión y la corriente se mantienen en fase ya que no se inyecta potencia reactiva en la red y que la forma de onda de corriente inyectada es sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones significativas.

La Fig. 4 corresponde a un ensayo donde la potencia de entrada cambia de $P = 30$ kW a $P = -15$ kW representando un cambio en el sentido del flujo de potencia en el convertidor.

Como se puede observar en la Fig. 4(a), la tensión de la barra de CC (v_{dc}) se mantiene constante hasta el instante $t = 50$ ms, momento en el cual se invierte el sentido del flujo de energía. En este instante la v_{dc} presenta una variación transitoria que se mantiene hasta que el sistema de control establece el nuevo valor de i_d^* y la tensión de la barra de CC vuelve a su valor de referencia.

Al igual que en el ensayo anterior, el cambio de corriente en el eje directo no modifica apreciablemente la corriente en el eje en cuadratura, tal como se puede observar en la Fig. 4(b) y además, como se aprecia en la Fig. 4(c) la corriente entregada por el convertidor presenta un cambio de fase de 180° debido al cambio en el sentido del flujo de potencia.

B. Cambio de Potencia Reactiva

En la Fig. 5 se muestran: la tensión en la barra de CC (línea continua) y la referencia de tensión (línea de trazos) en la subfigura (a); las corrientes i_d e i_q junto a sus referencias en la

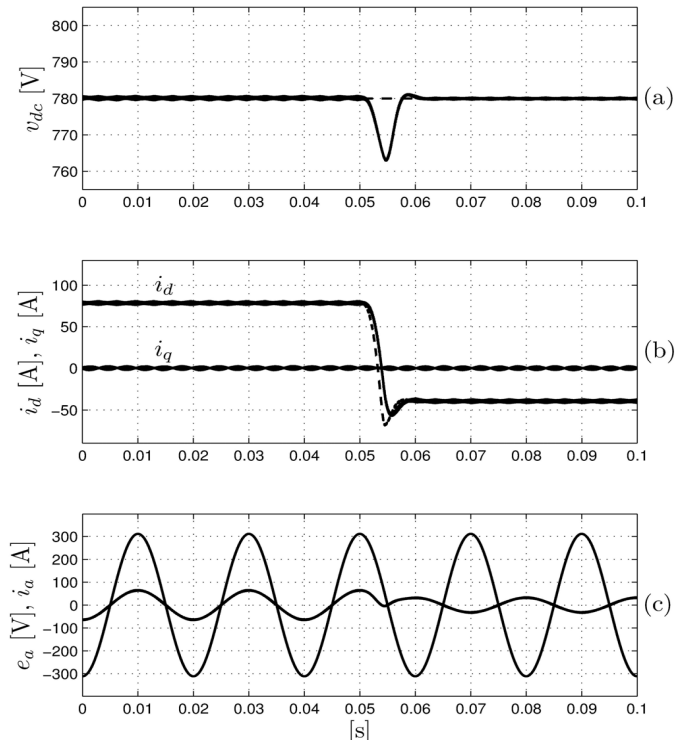


Figura 4. Cambio en el sentido del flujo de potencia. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q , (c) tensión y corriente de la fase a .

subfigura (b) y la tensión y corriente de la fase a en la subfigura (c) para un ensayo de cambio en la consigna de potencia reactiva que se desea inyectar a la red. Los resultados mostrados se obtienen para un ensayo donde se establece la tensión de la barra de CC en un valor constante ($v_{dc}^* = 780$ V) con potencia de entrada constante ($P = 30$ kW) y en el instante $t = 50$ ms se modifica la potencia reactiva intercambiada con la red, de $Q = 0$ kVAr a $Q = 7,6$ kVAr.

Este cambio de potencia reactiva se puede implementar cambiando la componente de corriente en el eje en cuadratura i_q^* . Para este caso, el sistema arranca con $i_q^* = 0$ A y a los 50 ms se modifica i_q^* según la siguiente trayectoria de referencia,

$$i_q^* = \begin{cases} 0 & t < 50 \text{ ms} \\ p(t) & 50 \text{ ms} < t < 55 \text{ ms}, \\ 20 & 55 \text{ ms} < t \end{cases}$$

con

$$p(t) = c_3(t-t_i)^3 + c_4(t-t_i)^4 + c_5(t-t_i)^5,$$

donde $p(t)$ es un polinomio cuya derivada puede obtenerse analíticamente y los coeficientes c_3 , c_4 y c_5 pueden calcularse apropiadamente para lograr una transición suave de i_q^* . Este polinomio se utiliza como referencia para evitar que las acciones de control lleven al sistema a funcionar en condiciones de saturación de los actuadores.

Como se observa en la Fig. 5 (a), v_{dc} se mantiene constante hasta el instante $t = 50$ ms, momento en el cual se produce un

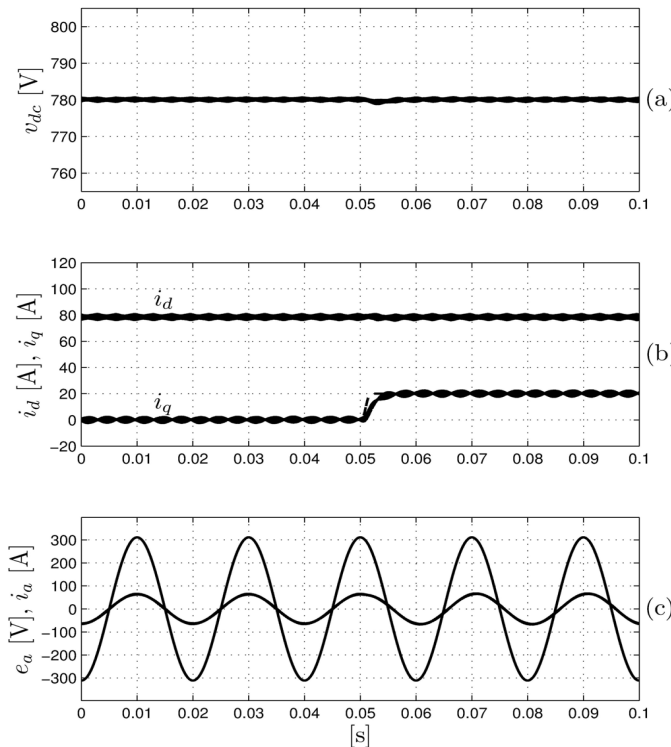


Figura 5. Cambio en la potencia reactiva. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q , (c) tensión y corriente de la fase a.

cambio en i_q^* de 0 a 20 A. En este momento, la corriente i_q cambia según su referencia y la tensión v_{dc} y la corriente i_d presentan una variación transitoria, la cual se mantiene dentro de los valores admisibles.

En la Fig. 5(c) se muestra la tensión y la corriente de la fase a del sistema donde se puede observar el cambio de fase de la corriente en $t = 50$ ms debido al cambio de i_q . Finalmente, al igual que para el ensayo de cambio en la potencia de entrada, la forma de onda de corriente inyectada es sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones significativas.

V. CONCLUSIONES.

En este trabajo se diseñó un control para un FEC utilizando la técnica IDA para cumplir los objetivos de inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con la misma.

Este diseño particular permite un control directo de la dinámica de la tensión de la barra de CC, lo cual no es realizado en ninguno de los diseños encontrados en la literatura. Además, las leyes de control para los índices de modulación presentan la característica de que no requieren el cálculo de derivadas evitando problemas en la implementación del control.

Se realizaron dos ensayos en simulación, uno para un cambio en la potencia de entrada y el otro para un cambio en la consigna de la potencia reactiva a inyectar a la red.

Para el primer ensayo, cuando se produce un cambio en la potencia de entrada, i_d se modifica para garantizar el balance de potencia del sistema y regular la tensión de la barra de CC,

para que esta se mantenga en su valor de referencia. Además, este cambio de corriente en el eje directo no modifica de manera apreciable la corriente en el eje en cuadratura.

En el segundo ensayo se pudo observar que i_q converge a su valor de referencia y la variación de i_d y v_{dc} se mantiene dentro de los límites admisibles.

Finalmente se puede concluir que la estrategia de control propuesta permite cumplir los objetivos de inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con la misma. Además, la forma de onda de corriente inyectada es sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones significativas.

REFERENCIAS

- [1] A. Yazdani and R. Iravani, "Voltage Sourced Converters in Power Systems." Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2010.
- [2] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003*, pp. 1 - 16, 2003.
- [3] R. Ortega, A. Loria, P. Nicklasson and H. Sira-Ramírez, "Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems. Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications." Springer-Verlag, London 1998.
- [4] R. Ortega, A. van der Schaft, B. Maschke and G. Escobar, "Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control of Port-controlled Hamiltonian Systems," *AUTOMATICA*, Vol. 38, No 4, pp. 585 - 596, 2002.
- [5] C. Batlle, A. Doria-Cerezo, and E. Fossas, "IDA-PBC controller for a bidirectional power flow full-bridge rectifier," *European Control Conf. on Decision and Control, CDC-ECC*, pp. 422 - 426, 12 - 15 Dec. 2005.
- [6] C. Gaviria, E. Fossas and R. Grino, "Robust controller for a full-bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol.52, No.3, pp. 609 - 616, 2005.
- [7] Pengfei Wang, Juhe Wang, Zuohua Xu, "Passivity-based control of three phase voltage source PWM rectifiers based on PCHD model," *Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, ICEMS, IEEE*, pp.1126 - 1130, 17 - 20, Oct. 2008.
- [8] Yuliang Tang, Haisheng Yu, Zongwei Zou, "Hamiltonian modeling and energy-shaping control of three-phase ac/dc voltage-source converters," *Int. Conf. on Automation and Logistics, ICAL, IEEE*, pp.591 - 595, 1 - 3 Sept. 2008.
- [9] J. Mendez, Y. Garcia, and M.T. Mata, "Three-Phase Power Converter Stabilization via Total Energy-Shaping," *Conf. on Industrial Electronics and Applications, IEEE*, pp.1 - 6, 24 - 26 May 2006.
- [10] M. Botthcher, J. Dannehl, and F.W. Fuchs, "Interconnection and damping assignment passivity-based current control of grid-connected PWM converter with LCL-filter," *Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control, EPE/PEMC, IEEE*, pp.T3 - 20 - T3 - 26, 6 - 8 Sept 2010.
- [11] Zong-xiang Chen and Lu-sheng Ge, "Research on current control strategy for grid-connected inverter based on passivity based control," *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE, IEEE*, pp.79 - 83, 12 - 16 Sept. 2010.
- [12] I. Martinez-Perez, G. Espinosa-Perez, G. Sandoval-Rodriguez and A. Doria-Cerezo, "IDA passivity-based control of single phase back-to-back converters," *Int. Symp. on Industrial Electronics, ISIE, IEEE*, pp.74 - 79, June 30 2008.
- [13] D Gerardo, E. Palacios, and V. Cárdenas, "Interconnection and Damping Passivity-Based Control applied to a single-phase voltage source inverter," *Int. Power Electronics Congress, CIEP, IEEE*, pp.229 - 234, 22 - 25 Aug. 2010.
- [14] F. M. Serra, C. H. De Angelo and D. G. Forchetti, "Non-Linear Control of a Three-phase Front End Converter," *Int. Conf. on Industrial Technology, ICIT, IEEE*, 19 - 21 Mar. 2012.
- [15] V. Blasco, V. Kaura, "A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, pp. 116 - 123, 1997.
- [16] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator," *Power Electronics Specialists Conference, PESC, IEEE*, pp. 1-6, 2006.



Federico M. Serra (S'11) recibió su título de Ingeniero Electricista Electrónico en la Facultad de Ingeniería y Ciencias Económico Sociales de la Universidad Nacional de San Luis, Argentina, en 2007, desde 2008 es miembro del Grupo de Electrónica Aplicada y estudiante del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina. Actualmente se desempeña en el cargo de Jefe de Trabajos Prácticos en la Universidad Nacional de San Luis. Sus temas de interés en investigación incluyen electrónica de potencia, control no lineal, control y conversión de energía en fuentes de energía renovables, energía eólica y calidad de energía.



Cristian H. De Angelo (S'96 – M'05 – SM'10) recibió su título de Ingeniero Electricista en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 1999, y el grado de Dr. en Ingeniería en la Universidad Nacional de La Plata, Argentina, en 2004. Desde 1994, se encuentra trabajando en el Grupo de Electrónica Aplicada, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto. Actualmente es Profesor Adjunto en la Universidad Nacional de Río Cuarto e Investigador Adjunto del

Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Argentina. Sus temas de interés en investigación incluyen diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas, accionamientos eléctricos, vehículos eléctricos, y energías renovables.



Daniel G. Forchetti recibió su título de Ingeniero Electricista en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 1999, y el grado de Dr. en Ingeniería en la Universidad Nacional de La Plata, Argentina, en 2010. Desde 1994, se encuentra trabajando en el Grupo de Electrónica Aplicada, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto. Actualmente es Profesor Adjunto en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina.