

Integración de REDs en Redes AC: una Familia de Controladores Basados en Pasividad

Oscar Danilo Montoya^{a,*}, Walter Gil-González^b, Sofia Avila-Becerril^c, Alejandro Garces^b, Gerardo Espinosa-Pérez^c

^aUniversidad Tecnológica de Bolívar. Post Code: 131001, Cartagena, Colombia

^bUniversidad Tecnológica de Pereira. AA: 97 - Post Code: 660003 - Pereira, Colombia

^cUniversidad Nacional Autónoma de México. Coyoacán D.F. 04510, México.

Resumen

En este artículo se presenta el diseño y la aplicación de la teoría de control basada en pasividad para la integración de recursos energéticos distribuidos (REDs) a través de convertidores controlados por voltaje en redes monofásicas de corriente alterna. La representación Hamiltoniana de estos sistemas facilita el desarrollo de controladores pasivos que garantizan estabilidad en el sentido de Lyapunov para su operación en lazo cerrado. El modelado dinámico no autónomo de estos sistemas es transformado en un modelo incremental, el cual permite resolver el problema de seguimiento de trayectorias como un problema de regulación. La principal contribución de este trabajo radica en la capacidad de controlar el flujo de potencia activa y reactiva entre los REDs y la red eléctrica en función de la disponibilidad del recurso energético primario y la capacidad de los convertidores. Los resultados de simulación muestran que todos los controladores pasivos propuestos logran el objetivo de control, alcanzando el mismo desempeño dinámico que los controladores proporcionales integrales clásicos, garantizando estabilidad asintótica. Todas las simulaciones son desarrolladas bajo el entorno MATLAB/Simulink a través de la librería SimPowerSystems.

Palabras Clave:

Control basado en pasividad, recursos energéticos distribuidos, convertidores controlados por voltaje, redes monofásicas de corriente alterna.

Distributed Energy Resources Integration in AC Grids: a Family of Passivity-Based Controllers

Abstract

This paper presents the design and application of passivity-based control theory for distributed energy resources (DERs) integration through voltage source converters (VSC) in ac single-phase grids. The Hamiltonian representation of these grids facilitates the development of passive controllers that guarantee stability in the sense of Lyapunov for their closed-loop operation. The non-autonomous dynamic modeling of these systems is transformed into an incremental model, which allows solving the tracking as a regulation problem. The main contribution of this paper is in the ability to control the active and reactive power transference between DERs and the ac single-phase grid depending on the availability of the primary energy resource and the capacity of the converters. Simulations results show that all proposed controllers attain the control objective, reaching the same dynamic performance as classical proportional-integral controllers and guaranteeing asymptotic stability. All simulations are developed under the MATLAB/Simulink environment through the SimPowerSystems tool.

Keywords:

Passivity-based control, distributed energy resources, voltage source converters, single-phase ac grids.

1. Introducción

1.1. Contexto general

Los sistemas eléctricos han experimentado una transformación importante desde el punto de vista de la generación alter-

nativa y de los sistemas de almacenamiento de energía, dando origen al paradigma de las redes eléctricas modernas conocido como redes inteligentes y específicamente al concepto de microrred (Parhizi et al., 2015; Vasquez et al., 2010). En esencia,

*Autor para correspondencia: o.d.montoyagiraldo@ieee.org

To cite this article: Montoya O. D., Gil-González W., Avila-Becerril S., Garces A., Espinosa-Pérez G. 2019. Distributed Energy Resources Integration in AC Grids: a Family of Passivity-Based Controllers. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 16, 212-221. <https://doi.org/10.4995/riai.2018.10666> Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International (CC BY-NC-ND 4.0)

Correos electrónicos: o.d.montoyagiraldo@ieee.org (Oscar Danilo Montoya), wjgilg@utp.edu.co (Walter Gil-González), soavbec@comunidad.unam.mx (Sofia Avila-Becerril), alejandro.garces@utp.edu.co (Alejandro Garces), gerardoe@unam.mx (Gerardo Espinosa-Pérez)

una microrred se origina por la capacidad que tiene un sistema eléctrico de integrar recursos energéticos distribuidos (REDs) para atender a un conjunto de usuarios en diversas condiciones operativas, garantizando siempre calidad, confiabilidad y continuidad en el servicio de electricidad (Tenfen and Finardi, 2015; Rezaei and Soltani, 2015; Montoya et al., 2017). Para ilustrar este concepto se presenta en la figura 1 un ejemplo de la configuración típica que podría tener una microrred (Montoya et al., 2018c).

Nótese que los REDs corresponden a las energías renovables (generación solar o eólica principalmente) y sistemas de almacenamiento de energía (almacenamiento químico en baterías) (Parhizi et al., 2015; Ortega and Milano, 2016; Gil-González et al., 2017); sin embargo, es importante resaltar que para alcanzar el desempeño óptimo de una microrred, el elemento fundamental corresponde a los convertidores electrónicos de potencia (usualmente convertidores controlados por voltaje o VSC por sus siglas en inglés), ya que son aquellos que permiten el adecuado intercambio de energía entre los REDs y la red eléctrica (Montoya et al., 2018b; Ortega and Milano, 2016; Gil-González et al., 2017).

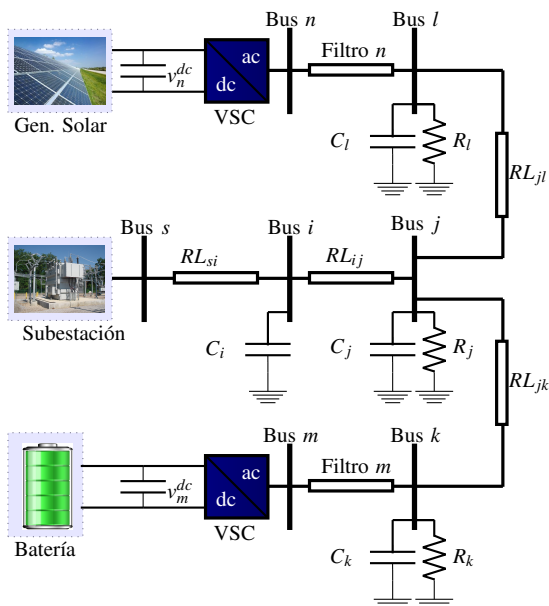


Figura 1: Una configuración representativa del concepto de microrred con alta penetración de REDs (Montoya et al., 2018c)

Los convertidores controlados por voltaje han ganado terreno sobre los convertidores controlados por corriente en la integración REDs, ya que tienen menores pérdidas de energía, su conexión no requiere filtros conectados en paralelo y la estrategia de modulación es de fácil implementación (Ortega and Milano, 2016). En este sentido, la gestión (integración) eficiente de REDs integrados en microrredes a través de convertidores controlados por voltaje continúa siendo en la literatura especializada un tema de arduo interés, ya que la calidad del servicio que estas ofrecen está asociada a su adecuada operación en términos de continuidad en el suministro de electricidad (Khodaei and Shahidehpour, 2013; Khodaei et al., 2014); por lo cual este artículo se enfoca en el análisis y control de estos dispositivos para el aprovechamiento eficiente de REDs en redes de distribución monofásica de corriente alterna (Avila-Becerril et al., 2017).

1.2. Motivación

La operación de VSCs monofásicos requiere de técnicas de control orientadas a sistemas dinámicos no-lineales y no-autónomos ya que, debido a la naturaleza sinusoidal de las señales de tensión y corriente presentes en ella, las redes monofásicas corresponden a sistemas dinámicos variantes en el tiempo.

Adicionalmente, la integración de REDs puede ser analizada en el contexto de las microrredes desde el punto de vista de operación interconectada o en operación aislada. En el primer caso, se supone que la red eléctrica (ver figura 1) contiene una interconexión entre los diferentes REDs y la red convencional, la cual se encarga de mantener la magnitud y la frecuencia de la señal de tensión en toda la red; en el segundo caso, la operación en isla, corresponde a un esquema de operación colaborativo en el que todos los REDs se encargan de mantener la tensión y frecuencia de la red con una estrategia de control secundaria, por ejemplo como la conocida como consenso Parhizi et al. (2015). En este artículo, el modo de operación conectado corresponde al paradigma de operación, ya que se pretende diseñar una estrategia de control basada en pasividad que permita el máximo aprovechamiento de un RED conectado a una red monofásica. En este sentido, el máximo aprovechamiento de un REDs consiste en la extracción de la energía proveniente del recurso energético primario (potencia activa) y el intercambio de potencia reactiva entre el convertidor y la red eléctrica, lo cual permite controlar indirectamente la tensión.

La motivación fundamental de este trabajo radica en la posibilidad de plantear estrategias de control no lineal basadas en pasividad del tipo proporcional-integral para operar VSCs en integración de REDs en redes monofásicas de corriente alterna; y aunque este tema ha sido explorado previamente en la integración de supercondensadores (Montoya et al., 2018a) a través de control basado en pasividad por asignación de interconexión y amortiguamiento, y en redes monofásicas compuestas por VSCs según lo presentado en (Avila-Becerril et al., 2018). En la sección siguiente serán presentados los principales estudios asociados con integración de REDs en redes monofásicas de corriente alterna empleando VSCs desde los puntos de vista de optimización y control, respectivamente.

1.3. Breve estado del arte

Desde el punto de vista de optimización, se han presentado trabajos asociados a la solución de problemas como flujo de potencia óptimo, despacho económico (Montoya et al., 2017) y coordinación de REDs (baterías, generadores distribuidos y generadores convencionales), entre otros. En el caso de control, existen trabajos reportados enfocados en lógica difusa, modelos predictivos, redes neuronales (Kalla et al., 2016), controladores basados en pasividad (Avila-Becerril et al., 2017; del Puerto-Flores et al., 2014; Martínez-Pérez et al., 2008; Montoya et al., 2018a), control por modos deslizantes (Cucuzzella et al., 2017) y control clásico del tipo proporcional-integral. Sin embargo, aunque son muchas las técnicas ya reportadas, en algunas de ellas se emplean transformaciones ficticias para replicar controladores ampliamente conocidos en sistemas trifásicos sobre redes monofásicas (Bahrani et al., 2011), lo cual es innecesario,

ya que es posible plantear controladores bajo el marco de referencia monofásico que garanticen estabilidad (Avila-Becerril et al., 2017). En otros trabajos se logra controlar únicamente el intercambio de potencia activa entre REDs y la red eléctrica, lo cual es una clara sub-utilización del convertidor. Finalmente, algunos autores han propuesto controladores que garantizan intercambio de potencia activa y reactiva entre los REDs y la red eléctrica, sin embargo la selección de las referencias de potencia activa y reactiva no son claras y pueden no garantizar las mejores condiciones operativas para el RED (un ejemplo es la descarga excesiva del condensador del lado DC del convertidor).

1.4. Contribución y alcance

A diferencia de lo presentado en (Avila-Becerril et al., 2018), en este trabajo se aborda el problema de integración de REDs a redes eléctricas desde el punto de vista de la operación en modo conectado, es decir, la magnitud de la tensión de la red AC y la frecuencia de operación es mantenida por el sistema eléctrico (Montoya et al., 2018c; Serra and Angelo, 2017). En este sentido, se presenta el desarrollo de controladores basados en pasividad (PBC, por sus siglas en inglés) para la integración de REDs en sistemas eléctricos de naturaleza monofásica en el marco de referencia temporal, garantizando operación en cuatro cuadrantes, lo cual permite la máxima extracción de la energía proveniente de los recursos energéticos primarios al tiempo que se garantiza la redistribución de la potencia reactiva en el sistema eléctrico. Un controlador proporcional y dos enfoques del tipo proporcional-integral pasivo son analizados, lo cuales garantizan estabilidad en el sentido de Lyapunov para operación en lazo cerrado de los VSCs y explotan las características Hamiltonianas propias asociadas a sus modelos promediados (Perez et al., 2004).

Como segunda contribución, los esquemas propuestos permiten controlar tanto potencia activa como reactiva de manera independiente por medio de un método para la generación de corrientes de referencia, basado en señales de cuadratura en función de voltaje de alimentación, lo cual no se había evidenciado en trabajos previos. En particular, se propone una novedosa forma de definir la referencia para la corriente en función de la disponibilidad de energía en el lado DC del convertidor y el comportamiento deseado de la potencia reactiva (Montoya et al., 2018a), garantizando los niveles operativos de tensión en el lado DC del convertidor (Serra and Angelo, 2017).

Por su parte, la evaluación numérica de los controladores pasivos analizados se realiza en MATLAB/Simulink usando la librería SimPowerSystems, además para dicha validación se emplea el modelo conmutado del convertidor (modelo completo), lo que ratifica al modelo promediado como una herramienta adecuada para modelar convertidores electrónicos de potencia y diseñar esquemas de control.

1.5. Organización del documento

El resto de este documento está organizado como sigue: en la Sección 2 es desarrollado el modelo matemático que representa la integración de REDs en redes AC monofásicas evidenciando su estructura Hamiltoniana. La Sección 3 presenta

la teoría de PBC para sistemas bilineales no afines empleando su representación a través de la teoría de la dinámica del error. En la Sección 4 se muestra la metodología seguida para la selección dinámica la referencia de corriente para control de potencia activa y reactiva; mientras que en la Sección 5 se presenta el sistema de prueba, su implementación computacional, los resultados obtenidos y su correspondiente análisis y discusión. Finalmente, la Sección 6 plasma las conclusiones derivadas de este trabajo.

2. Modelado matemático

Una ilustración de la integración de recursos energéticos distribuidos en redes eléctricas monofásicas de corriente alterna se presenta en la figura 2 (Montoya et al., 2018c; Gil-González et al., 2017).

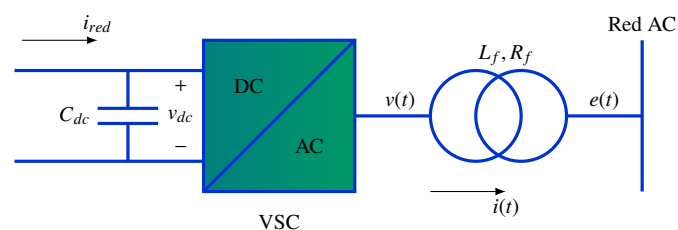


Figura 2: Interconexión de recursos energéticos distribuidos a la red eléctrica AC a través de convertidores controlados por voltaje

El modelo matemático para el i -ésimo convertidor se obtiene aplicando la primera y la segunda ley de Kirchhoff al lado DC y a la trayectoria cerrada del lado AC, teniendo que:

$$L_{f_i} \frac{d}{dt} i_i(t) = -R_{f_i} i_i(t) + m_i(t) v_{dc_i} - e_i(t), \quad (1)$$

$$C_{dc_i} \frac{d}{dt} v_{dc_i} = i_{red_i} - m_i(t) i_i(t), \quad (2)$$

donde, los escalares L_{f_i} y R_{f_i} son los parámetros de inductancia y resistencia serie del transformador (algunos autores utilizan un filtro del tipo resistivo-inductivo serie), C_{dc_i} es la capacitancia del lado DC, $i_i(t) \in \mathbb{R}$ la corriente a través del transformador, $e_i(t) \in \mathbb{R}$ la tensión suministrada por la red eléctrica, $i_{red_i} \in \mathbb{R}$ es la corriente suministrada por el recurso energético distribuido, mientras que $m_i(t) \in \mathbb{R}$ representa al índice de modulación que corresponde a la señal de control del i -ésimo convertidor cuando se emplea el modelo promediado¹.

Propiedad 1. Defina al vector $x = [i_i \quad v_{dc_i}]^T \in \mathbb{R}^2$ entonces, el sistema dinámico definido por (1) y (2) puede ser representado mediante un modelo Hamiltoniano controlado por puerto (pH) no afín de la forma:

$$D\dot{x} = [J(m_i) - R]x + \bar{\zeta}; \quad (3)$$

¹Por simplicidad, en adelante se eliminará la dependencia del tiempo para simplificar la escritura de las ecuaciones, por ejemplo, $e(t) = e$.

donde se han definido las matrices

$$D = D^T = \begin{pmatrix} L_{f_i} & 0 \\ 0 & C_{dc_i} \end{pmatrix} > 0, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & m_i \\ -m_i & 0 \end{pmatrix} = -J^T$$

$$R = R^T = \begin{pmatrix} R_{f_i} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \geq 0, \quad \bar{\zeta} = \begin{bmatrix} -e_i \\ i_{red_i} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

con la matriz de parámetros $D = D^T \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, la matriz de interconexión $J = -J^T \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ y la matriz de disipación $R \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, mientras que $\bar{\zeta} \in \mathbb{R}^2$ representa las entradas no controladas de origen externo.

Es fácil mostrar que si se consideran n convertidores de potencia de la forma (3), el modelo conserva su estructura Hamiltoniana. Para esto, apilando las corrientes y voltajes, re-define al vector $x = [i^T \quad v_{dc}^T]^T \in \mathbb{R}^{2n}$, con $i \in \mathbb{R}^n$ y $v_{dc} \in \mathbb{R}^n$. Entonces, el conjunto de n convertidores puede representarse por

$$\mathbb{D}\dot{x} = [\mathbb{J}(m) - \mathbb{R}]x + \zeta; \quad (5)$$

donde $\mathbb{R} = \text{diag}\{R_{f_1}, \dots, R_{f_n}, \mathbf{0}_n\} = \mathbb{R}^T \geq 0$,

$$\mathbb{D} = \begin{pmatrix} L_f & 0 \\ 0 & C_{dc} \end{pmatrix}, \quad \mathbb{J}(m) = \begin{pmatrix} 0 & M \\ -M & 0 \end{pmatrix}, \quad \zeta = \begin{bmatrix} -e \\ i_{red} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

y a su vez $L_f = \text{diag}\{L_{f_1}, \dots, L_{f_n}\} > 0$, $C_{dc} = \{C_{dc_1}, \dots, C_{dc_n}\} > 0$, $M = \text{diag}\{m_1, \dots, m_n\}$, con $L_f, C_{dc}, M \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y los vectores $e = [e_1, \dots, e_n]^T$, $i_{red} = [i_{red_1}, \dots, i_{red_n}]^T \in \mathbb{R}^n$.

Note que la matriz de interconexión $\mathbb{J}(m)$ se puede descomponer como

$$\mathbb{J}(m) = J_1 m_1 + \dots + J_n m_n, \quad (7)$$

con $J_i = -J_i^T \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$, para $i = 1, \dots, n$, por lo que el vector $\mathbb{J}(m)x$ también puede ser escrito como

$$\mathbb{J}(m)x = \begin{bmatrix} J_1 x \\ \vdots \\ J_n x \end{bmatrix} m = G(x)m, \quad (8)$$

con el vector de entradas $m = [m_1 \dots m_n]^T$.

Dada la estructura pH (5) que posee la integración de REDs en redes AC monofásicas, e inspirados en controladores clásicos basados en pasividad para el seguimiento de sistemas bilineales como el de las ecuaciones (3) y (5) (Cisneros et al., 2015; Serra and Angelo, 2017; Martínez-Pérez et al., 2008) que garantizan estabilidad asintótica del error de seguimiento, en la siguiente sección se presenta una revisión de controladores que dan solución al problema de seguimiento y se propone un nuevo controlador que, a diferencia del propuesto por (Cisneros et al., 2015), introduce un filtro de primer orden con el objetivo de mejorar el efecto de la acción integral sobre el sistema de control en lazo cerrado, facilitar la prueba de estabilidad y extender la familia de controladores basados en pasividad existentes en la literatura especializada para sistemas no afines.

3. Control basado en pasividad para sistemas no afines

La teoría de control basado en pasividad permite, entre otras cosas, explotar la estructura Hamiltoniana del sistema y diseñar controladores que preserven propiedades de pasividad y por lo

tanto, propiedades de estabilidad en el sentido de Lyapunov (Perko, 2013). En el caso de sistemas dinámicos no afines con estructura bilineal, en (Cisneros et al., 2015) se ha reportado una variante del tipo proporcional-integral (PBC-PI, por sus siglas en inglés), la cual se presenta a continuación.

3.1. Sistemas pasivos del tipo incremental

Para el diseño de los controladores, es necesario introducir la definición de la dinámica admisible la cual se refiere al conjunto de trayectorias de estado x^* que un sistema es capaz de reproducir bajo una entrada m^* dada; esta dinámica queda especificada en la siguiente definición:

Definición 1. El sistema dinámico (5) admite por lo menos una trayectoria admisible x^* conocida, acotada, diferenciable y con primera derivada acotada, descrita por:

$$\mathbb{D}\dot{x}^* = [\mathbb{J}(m^*) - \mathbb{R}]x^* + \zeta; \quad (9)$$

para alguna entrada acotada m^* . Note que si m^* no existe, entonces x^* no corresponde a una trayectoria admisible de (3).

Ahora bien, considere el sistema dinámico (5) y sus trayectorias admisibles dadas por (9), el problema de control de seguimiento de trayectorias se plantea como encontrar un controlador por retroalimentación de estados m tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [x(t) - x^*(t)] = 0, \quad (10)$$

garantizando estabilidad interna.

Propiedad 2. Defina el error de seguimiento como $\tilde{x}(t) = x(t) - x^*(t)$, entonces la dinámica del error de seguimiento puede representarse por medio del sistema incremental:

$$\mathbb{D}\dot{\tilde{x}} = [\mathbb{J}(m) - \mathbb{R}]\tilde{x} + \mathbb{J}(\tilde{m})x^*; \quad (11)$$

con $m = \tilde{m} + m^*$.

Prueba: De acuerdo a las definiciones de \tilde{x} y \tilde{m} , el término $\mathbb{D}\dot{\tilde{x}} = \mathbb{D}(\dot{x} - \dot{x}^*)$ puede ser escrito como

$$\mathbb{D}\dot{\tilde{x}} = [\mathbb{J}(m) - \mathbb{R}]x - [\mathbb{J}(m^*) - \mathbb{R}]x^* \quad (12)$$

$$= \mathbb{J}(m)(\tilde{x} + x^*) - \mathbb{J}(m^*)x^* - \mathbb{R}\tilde{x}. \quad (13)$$

En virtud de que la matriz de interconexión $\mathbb{J}(m)$ satisface (7), el término $[\mathbb{J}(m) - \mathbb{J}(m^*)]x^* = \mathbb{J}(\tilde{m})x^*$, y en consecuencia (13) puede escribirse como

$$\mathbb{D}\dot{\tilde{x}} = \mathbb{J}(m)\tilde{x} + \mathbb{J}(\tilde{m})x^* - \mathbb{R}\tilde{x}, \quad (14)$$

que es equivalente a la ecuación (11).

3.2. Diseño del control para el sistema incremental

La ley de control m que alcanza el objetivo (10), se diseña por construcción. Para esto, considere la función $\mathcal{V}(\tilde{x}) : \mathcal{R}^2 \rightarrow \mathcal{R}^+$ como:

$$\mathcal{V}(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \mathbb{D} \tilde{x}; \quad (15)$$

la cual cumple con $\mathcal{V}(\tilde{x}) > 0$, $\forall \tilde{x} \neq 0$ y $\mathcal{V}(0) = 0$. Ahora, tomando la derivada temporal de (15) a lo largo de la dinámica del error (11), considerando que $\mathbb{D} = \mathbb{D}^T$ y la antisimetría de la matriz de interconexión $\mathbb{J}(\cdot)$, se tiene que:

$$\dot{\mathcal{V}}(\tilde{x}) = \tilde{x}^T \mathbb{D} \dot{\tilde{x}} = \tilde{x}^T \left([\mathbb{J}(m) - \mathbb{R}] \tilde{x} + \mathbb{J}(\tilde{m}) x^* \right); \quad (16)$$

$$= -\tilde{x}^T \mathbb{R} \tilde{x} + \tilde{x}^T \mathbb{J}(\tilde{m}) x^*. \quad (17)$$

También, por la propiedad (8) es posible escribir la igualdad $\mathbb{J}(\tilde{m}) x^* = G(x^*) \tilde{m}$, con lo cual (17) corresponde a un sistema estrictamente pasivo desde la salida $y^T = \tilde{x}^T G(x^*)$ hasta la entrada $u = \tilde{m}$, es decir:

$$\dot{\mathcal{V}}(\tilde{x}) \leq y^T u; \quad (18)$$

El diseño del controlador termina seleccionando adecuadamente la entrada u en (18) tal que la derivada de la función de Lyapunov sea negativa definida (semidefinida). En este sentido, tres controladores son estudiados en este trabajo, los cuales son control proporcional, proporcional integral y un control dinámico.

3.3. Control proporcional

En esta subsección se diseña una entrada u tal que el producto $y^T u$ sea negativo. Para esto, se observa que es suficiente con proponer a la entrada u como:

$$u = -k_p y, \quad (19)$$

donde $k_p > 0$ corresponde a la ganancia de control. En este caso, la ley de control m queda completamente especificada por

$$m = -k_p y + m^* \quad (20)$$

con $y = G^T(x^*) \tilde{x}$. Ahora bien, si se sustituye la entrada (19) en (17), se obtiene que la derivada de (15) a lo largo de las trayectorias del sistema en lazo cerrado es

$$\dot{\mathcal{V}}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T \mathbb{R} \tilde{x} - y^T k_p y; \quad (21)$$

con lo que puede concluirse que la función $\mathcal{V}(\tilde{x})$ es no-creciente y como resultado su argumento está acotado, i.e. $\tilde{x} \in \mathcal{L}_\infty$ y dado que en la Definición 1, la referencia x^* se asumió acotada, también la salida $y \in \mathcal{L}_\infty$. Más aún, observe que la ecuación (21) puede escribirse como

$$\dot{\mathcal{V}}(\tilde{x}) \leq -\lambda_{\min}\{k_p\} \|y\|^2 - \|\mathbb{R}^{1/2} \tilde{x}\|^2. \quad (22)$$

De esta última expresión puede concluirse que $\mathbb{R}^{1/2} \tilde{x}, y \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$. Ahora bien, siguiendo los argumentos reportados en (Cisneros et al., 2015), se define al vector

$$y_a = \begin{bmatrix} G(x^*) \\ \mathbb{R}^{1/2} \end{bmatrix} \tilde{x} = \mathcal{M} \tilde{x}, \quad (23)$$

lo que conlleva a que $y_a \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$. Por otro lado, se observa que si el vector de entradas externas $\zeta \in \mathcal{L}_\infty$, entonces las señales $u, u^* \in \mathcal{L}_\infty$, por lo que de la dinámica (11) también $\dot{\tilde{x}} \in \mathcal{L}_\infty$ y en consecuencia $\dot{y}_a \in \mathcal{L}_\infty$, lo que implica que y_a sea uniformemente continua. Bajo estos argumentos puede concluirse que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_a = 0. \quad (24)$$

De la expresión (24) puede concluirse que si la matriz \mathcal{M} , definida implícitamente en (23), es de rango completo por columnas entonces $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x} = 0$, lo que concluye la prueba.

3.4. Control proporcional-integral

El desarrollo del control proporcional-integral se basa en la estructura presentada en (19). A esta ley de control se le agrega un término integral que (ver (Perez et al., 2004; Cisneros et al., 2015)) toma la siguiente forma:

$$\tilde{m} = m - m^* = -k_p y + k_i z, \quad \dot{z} = -y; \quad (25)$$

donde $k_i > 0$ representa la ganancia de acción integral y se ha usado la salida $y = G^T(x^*) \tilde{x}$.

Para probar estabilidad en el sentido de Lyapunov del sistema en lazo cerrado, se emplea la función candidata de Lyapunov:

$$\mathcal{V}(\tilde{x}, z) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \mathbb{D} \tilde{x} + \frac{1}{2} z^T k_i z; \quad (26)$$

Al tomar la derivada temporal de esta función y simplificar algunos términos, se obtiene:

$$\dot{\mathcal{V}}(\tilde{x}, z) = -\tilde{x}^T \left(\mathbb{R} \tilde{x} + G(x^*) k_p G^T(x^*) \right) \tilde{x}; \quad (27)$$

$$= -\tilde{x}^T \mathbb{R} \tilde{x} - y^T k_p y; \quad (28)$$

puede observarse que esta expresión es igual a la obtenida en la ecuación (21), por lo que usando los mismos argumentos expuestos anteriormente, puede concluirse que el control pasivo del tipo proporcional-integral también garantiza estabilidad de $\tilde{x} = 0$ en el sentido de Lyapunov.

3.5. Control pasivo dinámico

Como alternativa a los controladores presentados anteriormente, en este artículo se propone un controlador dinámico a través de la modificación de la estructura de control presentada en (25), con un filtro de primer orden con constante de tiempo $T_i = 1$, según se muestra a continuación:

$$\tilde{m} = -k_p y + k_i z, \quad \dot{z} = -k_i y - z; \quad (29)$$

con la misma salida pasiva $y = G^T(x^*) \tilde{x}$. Sustituyendo la ley de control (29) en el sistema incremental (11), el sistema en lazo cerrado es un sistema Hamiltoniano dado por

$$\begin{bmatrix} \mathbb{D} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbb{J}(m) - \mathbb{R} + G^T(x^*) k_p G^T(x^*) & G(x^*) k_i \\ -(G(x^*) k_i)^T & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ z \end{bmatrix} \quad (30)$$

Si se define la función

$$\mathcal{V}(\tilde{x}, z) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \mathbb{D} \tilde{x} + \frac{1}{2} z^T z; \quad (31)$$

y se toma su derivada temporal a lo largo del sistema en lazo cerrado (30), se tiene que

$$\dot{V}(\tilde{x}, z) = -\tilde{x}^T \mathbb{R} - y^T k_p y - z^T k_i z \leq 0; \quad (32)$$

por último, usando los mismos argumentos que para el control proporcional, se puede demostrar que $\tilde{x} \rightarrow 0$ garantizando estabilidad interna.

4. Selección de las señales de referencia

La integración de REDs en redes eléctricas tiene como objetivos:

- Extraer la máxima potencia activa disponible del recurso energético primario, siendo la energía eólica y fotovoltaica las más comunes.
- Emplear la capacidad del convertidor instalado para generar soporte de potencia reactiva, lo cual puede mejorar los perfiles de tensión de la red y disminuir pérdidas técnicas.

Para lograr los objetivos anteriores empleando la teoría de control basado en pasividad se requiere de la adecuada selección de las señales de referencia para el controlador, con lo cual se puede garantizar el correcto intercambio de potencia activa y reactiva entre el RED y la red eléctrica.

4.1. Definición de la corriente de referencia

Considere entonces que la red eléctrica de corriente alterna opera sinusoidalmente, tal que:

$$e = \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t) \quad V; \quad (33)$$

$$i = \sqrt{2}I_{rms} \cos(\omega t - \theta) \quad A; \quad (34)$$

donde, I_{rms} y V_{rms} corresponden a los valores eficaces de la corriente y el voltaje, respectivamente.

Note que al emplear la teoría de representación fasorial, las señales de voltaje y corriente definidas en (33) y (34), pueden representarse como:

$$\mathbf{E} = V_{rms} \angle 0 \quad V; \quad (35)$$

$$\mathbf{I} = I_{rms} \angle -\theta, \quad A. \quad (36)$$

Recordando que la potencia compleja se define como $\mathbf{S} = \mathbf{EI}^*$, se tiene:

$$\mathbf{S} = V_{rms} I_{rms} \angle \theta, \quad VA. \quad (37)$$

Si se define la potencia aparente en función de los valores deseados de potencia activa y reactiva, es decir, P_{ac}^* y Q_{ac}^* , entonces (37) se puede escribir como:

$$P_{ac}^* = V_{rms} I_{rms} \cos(\theta), \quad W; \quad (38)$$

$$Q_{ac}^* = V_{rms} I_{rms} \sin(\theta), \quad VAR. \quad (39)$$

Por otro lado, la corriente definida en (34) puede ser reescrita como:

$$i(t) = \sqrt{2}I_{rms} (\cos(\omega t) \cos(\theta) + \sin(\omega t) \sin(\theta)) \quad A. \quad (40)$$

Finalmente, recurriendo a (38) y (39), se puede determinar la referencia de la corriente $i(t)$ dada en (40) en función de las potencias activas y reactivas de referencia, según se define a continuación:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{V_{rms}} (P_{ac}^* \cos(\omega t) + Q_{ac}^* \sin(\omega t)) \quad A. \quad (41)$$

Nótese que la representación presentada para seleccionar la corriente de referencia puede generalizarse mediante el uso de matrices de incidencia en redes eléctricas con múltiples VSCs, y su evaluación depende única y exclusivamente de la tensión medida en la barra de conexión de cada VSC (Avila-Becerril et al., 2018).

4.2. Generador de señales de cuadratura

De la referencia de corriente definida en (41), es posible observar que ésta depende de funciones del tiempo ($\sin(\omega t)$ y $\cos(\omega t)$), las cuales pueden ser obtenidas empleando un generador de cuadratura tomando como entrada el voltaje de la red $e(t)$ (ver (33)).

Considérese una señal paralela al voltaje suministrado por la red definida como:

$$e_{\parallel}(t) = \frac{e(t)}{\sqrt{2}V_{rms}} = \cos(\omega t). \quad (42)$$

Ahora, suponga la existencia de un sistema dinámico que genera una señal perpendicular a $e_{\parallel}(t)$ y que está definido como:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -k_s & \omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_s \\ 0 \end{bmatrix} e_{\parallel}(t). \quad (43)$$

Es importante resaltar que el sistema dinámico definido en (43) es un sistema Hamiltoniano de naturaleza pasiva, tal que k_s define la tasa de convergencia de las variables de estado z_1 y z_2 a los valores de referencia, siendo $k_s > 0$. En este sentido, según (Perko, 2013), la solución de (43) es:

$$\begin{bmatrix} e_{\parallel}(t) \\ e_{\perp}(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{pmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; \quad (44)$$

donde $e_{\perp}(t)$ es una señal perpendicular a $e_{\parallel}(t)$ y α define si esta está en adelanto o en atraso, es decir, $\alpha = +1$ si $e_{\perp}(t)$ atrasa a $e_{\parallel}(t)$, y $\alpha = -1$ si $e_{\perp}(t)$ adelanta a $e_{\parallel}(t)$. Para el caso de interés definido en (41), se define $\alpha = +1$, con lo cual la referencia para la corriente puede definirse como:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{V_{rms}} (P_{ac}^* z_1 + Q_{ac}^* z_2) \quad A. \quad (45)$$

4.3. Selección de las potencias de referencia

La integración de REDs pretende extraer el máximo disponible de potencia activa disponible en los recursos energéticos primarios y entregarla a la red AC, para lo cual, mediante la aplicación del teorema de Tellegen, en ambos lados del convertidor se tiene:

$$p_{dc}(t) = p_{ac}(t) \Leftrightarrow v_{dc}(t)i_{dc}(t) = e(t)i(t) + p_{loss}(t); \quad (46)$$

donde, $i_{dc}(t)$ corresponde a la corriente que entra al convertidor en su lado DC y $p_{loss}(t)$ representa las pérdidas de potencia activa en el convertidor y transformador, respectivamente. Al

calcular el valor medio en un ciclo de la señal de entrada, se tiene:

$$v_{dc}^* i_s = P_{ac}^* + P_{loss}. \quad (47)$$

Debido a que las pérdidas promedio del sistema, están en función de la frecuencia de conmutación del convertidor y de sus componentes constructivas, se propone la señal de referencia para la potencia activa como:

$$P_{ac}^* = v_{dc}^* i_s - P_{loss} \approx v_{dc}^* i_s \left(1 - k(v_{dc}^* - v_{dc})\right); \quad (48)$$

donde k es un factor asociado a la importancia de mantener el voltaje del condensador del lado DC en su valor de referencia, con el fin de extraer el máximo posible de potencia activa del RED, lo cual se logra controlando indirectamente v_{dc} a través de i_s , es decir, de la referencia de potencia activa deseada P_{ac}^* . Nótese que la componente asociada a las pérdidas de potencia en el convertidor ha sido despreciada, ya que son pequeñas en comparación con la potencia transferida por el convertidor (Jones and Davidson, 2013) y pueden ser consideradas como una perturbación inherente al control de convertidores.

Finalmente, la potencia reactiva de referencia, puede ser definida como una función del flujo de potencia activa y la capacidad nominal de este, con lo cual se llega a:

$$Q_{ac}^* = \pm \sqrt{S_{VSC}^2 - (P_{ac}^*)^2}; \quad (49)$$

donde, S_{VSC} corresponde a la potencia nominal aparente del convertidor. Además, note que el convertidor puede operar como un compensador de potencia dinámico, el cual puede inyectar (modo capacitor), consumir (modo reactor) y operar a factor de potencia unitario (carga resistiva ideal).

5. Sistema de prueba, escenarios de simulación y resultados

En esta sección se presenta la información relacionada con el sistema de prueba, así como los escenarios de simulación considerados y los resultados obtenidos.

5.1. Sistema de prueba e implementación computacional

La configuración del sistema de prueba analizado corresponde a la presentada en la figura 2. Este sistema muestra la integración de un RED a la red AC empleando un equivalente de Thévenin de la red eléctrica, el cual es representado por $e(t)$; además, el transformador (filtro resistivo-inductivo) permite suavizar la onda de corriente a la salida del convertidor. Los parámetros de este sistema se presentan en la tabla 1.

Tabla 1: Parámetros asociados al sistema de prueba

Parámetro	Valor	Unidad	Parámetro	Valor	Unidad
L_f	2.50	mH	R_f	1.25	m Ω
C_{dc}	18.8	mF	v_{dc}^*	400	V
V_{rms}	$311/\sqrt{2}$	V	ω	100π	rad/s

La condición inicial para el voltaje en el condensador se supone en 390 V, la frecuencia eléctrica de la red es 50 Hz, el convertidor se asume con una capacidad nominal de 12 kVA.

Finalmente, toda la implementación computacional es realizada en MATLAB/Simulink 2017a a través de la librería SimPowerSystems, tal como se presenta en la figura 3.

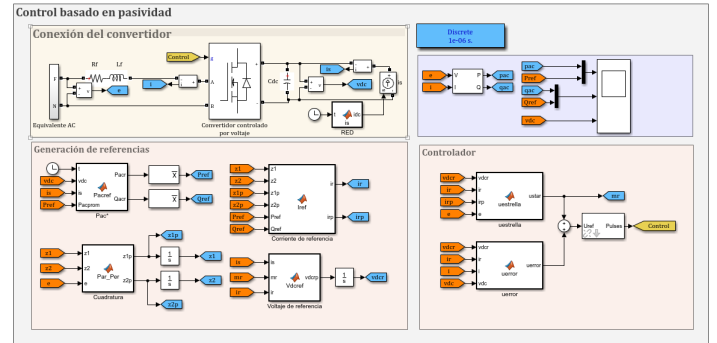


Figura 3: Implementación en MATLAB/Simulink

5.2. Escenario de simulación

Para validar cada uno de los controladores pasivos propuestos en este artículo se considera como recurso energético distribuido un sistema de generación alternativa (eólica o solar) que durante un día normal de operación exhibe la curva de corriente que se presenta en la figura 4.

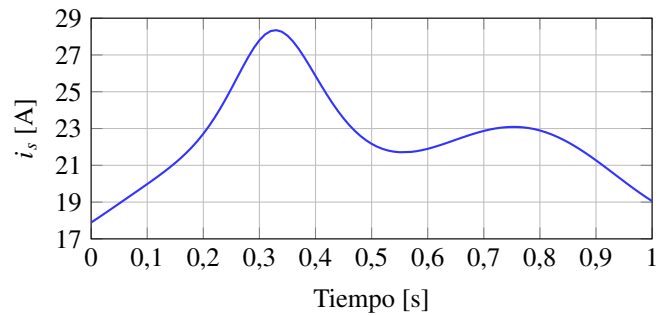


Figura 4: Corriente proveniente del RED

Con esta curva de corriente de entrada se plantea un escenario de simulación que involucra la capacidad del sistema para operar con factor de potencia unitario y como compensador dinámico. En este sentido la referencia de potencia reactiva se asigna como:

$$Q_{ac}^* = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq 1/3 \\ \sqrt{S_{VSC}^2 - (P_{ac}^*)^2} & 1/3 \leq t \leq 2/3 \\ -5000 & 2/3 \leq t \leq 1. \end{cases} \quad (50)$$

5.3. Resultados

Las simulaciones computacionales son llevadas a cabo en un computador Intel Core i7 8 GB RAM, 64 bits con Windows 10pro usando MATLAB/Simulink 2017a.

En la figura 5 se presentan los comportamientos dinámicos del sistema propuesto para la integración de REDs en sistemas monofásicos ac.

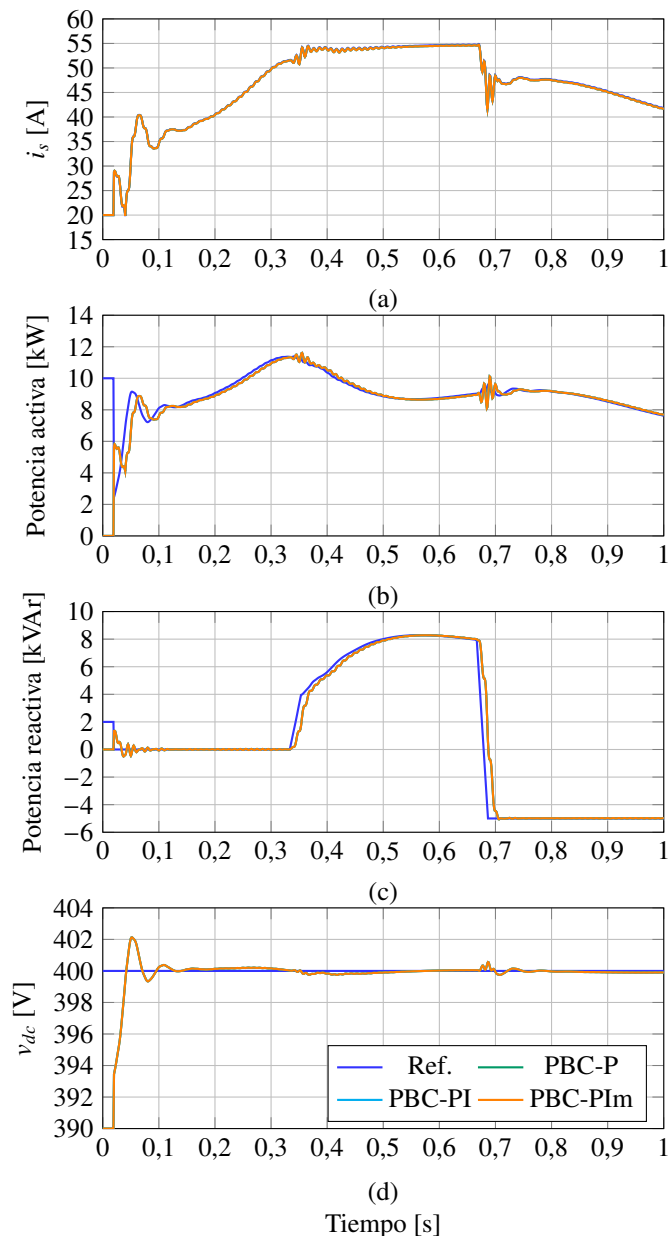


Figura 5: Comportamiento dinámico del sistema ante las diferentes propuestas de control basado en pasividad: (a) valor RMS de las corriente en el lado ac del convertidor, (b) comportamiento promedio de la potencia activa transferida al sistema ac, (b) comportamiento promedio de la potencia reactiva transferida al sistema ac, y (d) voltaje promedio en terminales del capacitor del lado dc del convertidor.

En primer lugar al observar el comportamiento del valor RMS de la corriente de salida del convertidor para cada uno de los controladores propuestos y su referencia (ver figura 5(a)), es posible notar la familia de controles pasivos tiene el mismo comportamiento dinámico, lo cual evidencia claramente que la ganancia proporcional del control pasivo es quien tiene mayor efecto sobre el comportamiento del controlador. Por otro lado, al observar los períodos de tiempo asociados a las variaciones de potencia reactiva es posible notar lo siguiente: cuando $0 \leq t \leq 1/3$ s (potencia reactiva nula), la corriente de salida del convertidor tiene una forma de onda con un comportamiento similar al de la potencia activa de salida, solución que es evidente porque según la ecuación (45) si la potencia reactiva es

nula el valor RMS corresponderá a una relación proporcional de la potencia que proviene del RED (ver figura 5(b)). Cuando el período de simulación está contenido en el intervalo de $1/3$ s a $2/3$ s, el valor RMS de la corriente de salida tiende a estabilizarse alrededor de 55 A (constante); esto sucede debido a que si la referencia de potencia se calcula según la ecuación (49), entonces la potencia aparente generada será constante y según la expresión (37) la corriente RMS será $I_{rms} = |S| V_{rms}^{-1}$, con lo cual si S equivale a la capacidad nominal del convertidor, es decir, 12 kVA y un voltaje RMS para el equivalente de red (ver tabla 1) corresponde a $311/\sqrt{2}$ V, entonces la corriente esperada RMS será de 54,5677 A, lo cual coincide claramente con lo observado durante este período de tiempo. Finalmente, cuando t es mayor a $2/3$ s, entonces el comportamiento de la corriente RMS a la salida del convertidor toma la misma forma de la señal de potencia activa (ver figura 5(b)), ya que la potencia reactiva al ser constante durante este período, sólo escala la magnitud y no su forma.

En el caso de la curva de potencia activa presentada en la figura 5(b), es evidente que esta señal tiene la misma forma de la corriente que proviene del RED y que se mostró en la figura 4, ya que de acuerdo con la ecuación (47) la potencia de salida será una función de esta corriente, que es máxima cuando se garantiza que el voltaje promedio del condensador del lado dc se mantiene constante gracias a la referencia definida en (48) y tal como se evidencia en la figura 5(d).

Al analizar el comportamiento de la potencia reactiva que se presenta en la figura 4(c), es claro que el control alcanza el objetivo definido en (50), con lo cual se logra demostrar que efectivamente el control basado en pasividad es capaz de actuar el sistema para lograr comportamiento con diferente factor de potencia, lo cual muestra que el convertidor por fuente de tensión en conjunto con el RED tienen la capacidad de actuar como compensadores dinámicos con factor de potencia variable.

La figura 5d muestra que la metodología para la selección de la referencia de potencia activa presentada en (48) tiene la capacidad de mantener el valor promedio del voltaje del condensador en su valor deseado al tiempo que se controla de manera dinámica el intercambio de energía activa y reactiva entre el RED, el convertidor y la red eléctrica. Es de resaltar que esta forma de definir la referencia de potencia es uno de los principales aportes de este documento a la comunidad científica interesada en convertidores electrónicos de potencia, ya que corrige los problemas presentados en el Apéndice C.

Finalmente, la distorsión armónica total la corriente de salida del convertidor para cada uno de los esquemas de control propuesto corresponde al 2,48 %, lo cual es un valor adecuado, ya que la normatividad internacional limita este valor al 5 % como máximo (Serra and Angelo, 2017).

6. Conclusiones

En este trabajo se desarrollaron una familia de controladores del tipo proporcional-integral para sistemas controlar el intercambio de potencia activa y reactiva entre recursos energéticos distribuidos y la red eléctrica. La señales de referencia presentadas en este artículo muestran que es posible operar el convertidor controlado por voltaje como un compensador dinámico de potencia reactiva que puede operar con factor de potencia

unitario, en atraso o en adelante, según sean los requerimientos de la red eléctrica.

La teoría de sistemas Hamiltonianos controlados por puentes permitió diseñar un conjunto de controladores de naturaleza proporcional-integral que garantizan estabilidad asintótica en el sentido de Lyapunov para la operación en lazo cerrado del convertidor, con lo cual se alcanza el mismo desempeño dinámico de los controladores proporcionales-integrales y se superan sus limitaciones entorno al análisis de estabilidad.

Se propuso una novedosa forma para determinar la referencia de la corriente de salida del convertidor controlado por voltaje, la cual permite de forma indirecta actuar las dos variables de estado del sistema bajo estudio, es decir, el voltaje y la corriente, tal que se garantiza la máxima extracción de potencia activa desde el RED y al tiempo que se controla de manera independiente la potencia reactiva intercambiada con la red y se mantiene el voltaje condensador del lado dc alrededor de su valor promedio esperado.

Como trabajos futuros se propone explorar la posibilidad de analizar estabilidad en sistemas eléctricos monofásicos cuando existen cargas de potencia constante controladas a través de convertidores electrónicos de potencia, ya que en ese caso, la región de estabilidad está restringida por cotas máximas asociadas a la divergencia de las ecuaciones de flujo de potencia, y no es posible emplear el modelo incremental para obtener un modelo Hamiltoniano afín equivalente. También podría considerarse como trabajo futuro la existencia de perturbaciones externas al sistema de control que puedan ser analizadas mediante observadores no lineales con el enfoque conocido como *rechazo activo de perturbaciones*, lo cual ampliaría el rango de aplicaciones de las propuestas de control abordadas en esta investigación.

SopORTE financiero

Este trabajo ha sido financiado parcialmente por la Convocatoria de Doctorados Nacionales 757 de 2015 del Departamento Administrativo de Ciencia, Tecnología e Innovación del gobierno de Colombia (COLCIENCIAS). También, parte de este trabajo ha sido financiado por DGAPA-PAPIIT con el proyecto IN116516.

Referencias

Avila-Becerril, S., Espinosa-Pérez, G., Canseco-Rodal, R., 2017. On the control of power flows in microgrids. In: Decision and Control (CDC), 2017 IEEE 56th Annual Conference on. IEEE, pp. 3252–3257.

Avila-Becerril, S., Montoya, O. D., Espinosa-Pérez, G., Garcés, A., 2018. Control of a Detailed Model of Microgrids from a Hamiltonian Approach. IFAC-PapersOnLine 51 (3), 187 – 192, 6th IFAC Workshop on Lagrangian and Hamiltonian Methods for Nonlinear Control LHMNC 2018.

Bahrani, B., Rufer, A., Kenzelmann, S., Lopes, L. A. C., March 2011. Vector Control of Single-Phase Voltage-Source Converters Based on Fictive-Axis Emulation. IEEE Trans. Ind. Appl. 47 (2), 831–840.

Cisneros, R., Pirro, M., Bergna, G., Ortega, R., Ippoliti, G., Molinas, M., 2015. Global tracking passivity-based PI control of bilinear systems: Application to the interleaved boost and modular multilevel converters. Control Engineering Practice 43, 109–119.

Cucuzzella, M., Incremona, G. P., Ferrara, A., 2017. Decentralized sliding mode control of islanded ac microgrids with arbitrary topology. IEEE Transactions on Industrial Electronics 64 (8), 6706–6713.

del Puerto-Flores, D., Scherpen, J. M. A., Liserre, M., de Vries, M. M. J., Kransse, M. J., Monopoli, V. G., July 2014. Passivity-based control by series/parallel damping of single-phase pwm voltage source converter. IEEE Trans. Control Syst. Technol. 22 (4), 1310–1322.

Gil-González, W. J., Garcés, A., Escobar, A., 2017. A generalized model and control for supermagnetic and supercapacitor energy storage. Ingeniería y Ciencia 13 (26), 147–171.

Jones, P. S., Davidson, C. C., Sept 2013. Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations. In: 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). pp. 1–10.

Kalla, U. K., Singh, B., Murthy, S. S., Dec 2016. Intelligent Neural Network-Based Controller for Single-Phase Wind Energy Conversion System Using Two Winding Self-Excited Induction Generator. IEEE Trans. Ind. Inf. 12 (6), 1986–1997.

Khodaei, A., Bahramirad, S., Shahidehpour, M., 2014. Microgrid Planning Under Uncertainty. IEEE Transactions on Power Systems 30 (5), 2417–2425.

Khodaei, A., Shahidehpour, M., 2013. Microgrid-based co-optimization of generation and transmission planning in power systems. IEEE Transactions on Power Systems 28 (2), 1582–1590.

Martínez-Pérez, I., Espinosa-Pérez, G., Sandoval-Rodríguez, G., Dòria-Cerezo, A., 2008. IDA Passivity-Based Control of single phase back-to-back converters. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (2), 74–79.

Montoya, O. D., Garcés, A., Serra, F. M., Magaldi, G., Feb 2018a. Apparent power control in single-phase grids using sces devices: An ida-pbc approach. In: 2018 IEEE 9th Latin American Symposium on Circuits Systems (LASCAS). pp. 1–4.

Montoya, O. D., Garcés, A., Espinosa-Pérez, G., 2018b. A generalized passivity-based control approach for power compensation in distribution systems using electrical energy storage systems. Journal of Energy Storage 16, 259 – 268.

Montoya, O. D., Garcés, A., Serra, F. M., 2018c. DERs integration in microgrids using VSCs via proportional feedback linearization control: Supercapacitors and distributed generators. Journal of Energy Storage 16, 250 – 258.

Montoya, O. D., Gil-González, W., Serra, F. M., 2018d. PBC Approach for SMES Devices in Electric Distribution Networks. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 1–1.

Montoya, O. D., Grajales, A., Garcés, A., Castro, C. A., May 2017. Distribution systems operation considering energy storage devices and distributed generation. IEEE Latin America Transactions 15 (5), 890–900.

Ortega, A., Milano, F., Sept 2016. Generalized model of vsc-based energy storage systems for transient stability analysis. IEEE Trans. Power Syst. 31 (5), 3369–3380.

Parhizi, S., Lotfi, H., Khodaei, A., Bahramirad, S., 2015. State of the art in research on microgrids: A review. IEEE Access 3, 890–925.

Perez, M., Ortega, R., Espinoza, J. R., Nov 2004. Passivity-based PI control of switched power converters. IEEE Trans. Control Syst. Technol. 12 (6), 881–890.

Perko, L., 2013. Differential Equations and Dynamical Systems. Texts in Applied Mathematics. Springer New York.

URL <https://books.google.com.co/books?id=VFnsBwAAQBAJ>

Rezaei, M. M., Soltani, J., 2015. A robust control strategy for a grid-connected multi-bus microgrid under unbalanced load conditions. International Journal of Electrical Power & Energy Systems 71, 68 – 76.

Serra, F. M., Angelo, C. H. D., 2017. IDA-PBC controller design for grid connected Front End Converters under non-ideal grid conditions. Electr. Power Syst. Res. 142, 12 – 19.

Tenfen, D., Finardi, E. C., 2015. A mixed integer linear programming model for the energy management problem of microgrids. Electric Power Systems Research 122, 19–28.

URL <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2014.12.019>

Vasquez, J. C., Guerrero, J. M., Miret, J., Castilla, M., Vicuña, L. G. D., 2010. Hierarchical Control of Intelligent Microgrids. IEEE Industrial Electronics Magazine (December 2010), 23–29.

Apéndice A. Control clásico proporcional-integral

La técnica de control proporcional-integral clásica tiene como finalidad realimentar mediante una conexión paralela la salida de interés a través de ganancias proporcionales e integrales que cuantifican el impacto del error entre la salida actual y la salida deseada. Al observar el sistema dinámico definido en (1), es posible observar que si se quiere controlar la corriente del lado ac del convertidor, se puede plantear un control proporcional-

integral clásico con la siguiente estructura:

$$m = v_{dc}^{-1} \left(R_f i + e + L_f k_p (i^* - i) + L_f k_i \int (i^* - i) dt \right). \quad (A.1)$$

Nótese que si se sustituye (A.1) en la primera ecuación de (1), se obtiene una ecuación diferencial ordinaria de segundo orden con la forma:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + k_p \frac{di}{dt} + k_i i = k_p \frac{di^*}{dt} + k_i i^*; \quad (A.2)$$

de la cual se puede demostrar que si i^* tiene forma sinusoidal, entonces si $k_p \gg k_i > 0$, entonces:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |i(t) - i^*(t)| = 0; \quad (A.3)$$

con lo que claramente se cumple el objetivo de control; sin embargo la segunda ecuación de (1) toma una forma no lineal compleja, la cual no puede ser resuelta analíticamente, con lo que se concluye que: la ley de control proporcional-integral clásica garantiza convergencia entre la variable de interés y la salida deseada, si y sólo si $v_{dc}(t) \neq 0; \forall t \leq 0$, y no se puede garantizar analíticamente ningún criterio de estabilidad para acciones de control derivadas de esta forma.

Apéndice B. Controlador pasivo proporcional alternativo

Según la expresión derivada en (17), es posible obtener una ley de control para la dinámica del error con la siguiente estructura:

$$\mathbb{J}x^* \tilde{m} = -\mathbb{K}_p \tilde{x} \Leftrightarrow \tilde{m} = -\left[x^{*T} \mathbb{J}^T \mathbb{J} x^* \right]^{-1} x^{*T} \mathbb{J}^T \mathbb{K}_p \tilde{x}; \quad (B.1)$$

donde, \mathbb{K}_p es una matriz de ganancias proporcionales definida positiva y simétrica, tal que la ley de control (B.1) garantiza estabilidad en el sentido de Lyapunov para el sistema incremental si y sólo si $\exists \left[x^{*T} \mathbb{J}^T \mathbb{J} x^* \right]^{-1}; \forall t \gg 0$.

Es importante resaltar que la ley de control definida en (B.1) es la que se obtiene si se aplica el método de control pasivo de asignación de interconexión y amortiguamiento a sistemas bilineales conocido como IDA-PBC, por sus siglas en inglés, según se ha reportado en (Serra and Angelo, 2017; Montoya et al., 2018d).

Apéndice C. Comparación de referencias para la potencia activa

En este apéndice se comparan el control proporcional alternativo propuesto en el Apéndice B y el control proporcional-integral clásico presentado en el Apéndice A considerando el mismo escenario de prueba presentado en la sección de resultados, y teniendo en cuenta que la constante k definida en (48) toma un valor nulo y otro no nulo.

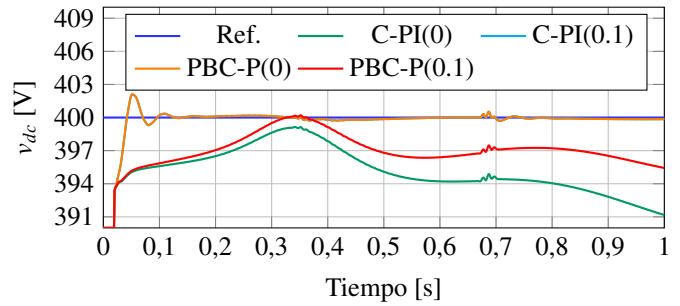


Figura C.6: Comportamiento del voltaje en terminales del condensador del lado dc del convertidor para diferentes valores de la señal de referencia definida en (48).

Observe que cuando la referencia para la potencia activa se asigna con $k = 0$ en (48), el desempeño del control basado en pasividad es mejor, que el control clásico proporcional integral; sin embargo, para ambos casos, el voltaje en lado dc del convertidor no alcanza el voltaje de referencia, evidenciando que este podría decrecer a medida que el tiempo de simulación avanza, lo cual claramente llevaría el sistema al colapso operativo por baja tensión en el lado dc del convertidor. Por otro lado, cuando la referencia de la potencia activa se calcula según (48) con $k = 0,1$, entonces ambos controladores tienen exactamente el mismo desempeño dinámico y el sistema opera alrededor de sus valores de referencia, independientemente de los cambios de potencia activa y reactiva, lo cual garantiza seguridad ante salidas indeseadas por bajo voltaje.