

Evaluación de Controladores para Microredes de Potencia^{*}

Diego Silva-Martínez^{*} Sofía Avila-Becerril^{*}
Gerardo Espinosa-Pérez^{*}

^{*} *Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México,
Ciudad Universitaria, Ciudad de México (e-mail:
diego.silva.martinez.7@gmail.com; soavbec@comunidad.unam.mx;
gerardoe@unam.mx).*

Resumen. En este trabajo se propone una nueva ley de control que resuelve el problema de estabilidad de microredes de potencia incluyendo, a diferencia de lo reportado usualmente en la literatura, dinámica de los convertidores. Este controlador basado en pasividad explota las propiedades del controlador droop usual, se evalúa numéricamente y se muestra su robustez frente a incertidumbres en la medición, incorporando un estimador de estados en la ley de control.

Keywords: Microredes, Pasividad, Control droop.

1. INTRODUCCIÓN

La aparición de las nuevas “redes inteligentes” (Farhangi (2010)) ha provocado un cambio en los Sistemas Eléctricos de Potencia (SEP). Las *microredes* forman parte de nueva generación y de acuerdo a Fang et al. (2012) son grupos localizados que combinan cargas, líneas y fuentes de Generación Distribuida (e.g. paneles solares y pequeñas turbinas de viento) provistas de convertidores de potencia que acondiciona las energías generadas. Estas microredes pueden funcionar de manera aislada o interconectadas a la red principal, abordándose problemas de estabilidad al mismo tiempo que se comparte la demanda de potencia entre las diferentes unidades generadoras. Una manera usual de abordar el problema es con el llamado *control droop* (ver Barklund et al. (2008); Pedrasa and Spooner (2006) y las referencias en ellos). Por ejemplo, Simpson-Porco et al. (2013) proponen una solución al problema recuperando herramientas de teoría de osciladores acoplados. Muestran que las ecuaciones que modelan a la microred, formada por cargas y convertidores de potencia equipados con *controladores de frecuencia droop*, pueden ser representadas como dicho modelo de osciladores. En este caso, la atención se restringe al flujo de potencia activa y se asume que las magnitudes de voltaje están fijas en cada bus.

En un estudio general, Schiffer et al. (2014) representan a la microred como un sistema Hamiltoniano; en este trabajo se asume que todos los nodos tienen un convertidor de potencia, modelados como una cadena de integradores, cuya frecuencia y voltaje son controlados de manera desacoplada por medio de *controladores droop*, lo que les permite proponer un análisis de estabilidad en términos de consenso.

La gran ventaja del modelo desacoplado en los convertidores de potencia usado por Schiffer et al. (2014) y Simpson-Porco et al. (2013) es que puede aplicarse directamente el control droop. Sin embargo, aún cuando el uso de escalas de tiempo en cierta medida justifique el despreciar la dinámica de los convertidores, asumir que la dinámica del voltaje y de la fase están desacopladas no parece natural. Asimismo, este modelo de los convertidores limita la posibilidad de incluir fenómenos exhibidos por las microredes relacionados con la calidad de potencia y las perturbaciones durante la operación de los equipos basados en electrónica de potencia.

Inspirados en el controlador droop, en este trabajo se presenta la evaluación numérica de una nueva ley de control basada en pasividad que resuelve el problema de estabilidad de la microred pero que a su vez, y a diferencia con lo encontrado en la literatura, incluye la dinámica de los convertidores. Se evalúa numéricamente el desempeño del controlador y la robustez frente a incertidumbres en la medición, incorporando un estimador de estados en la ley de control, basado en el método de mínimos cuadrados.

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera: La Sección 2 presenta la estructura general de la microred, la cual incluye a los convertidores de potencia y la propuesta del controlador. En la Sección 3 se propone un estimador de estados para la microred; mientras que la evaluación numérica puede encontrarse en la Sección 4. Finalmente, la Sección 5 muestra las conclusiones.

2. ESTRUCTURA USUAL DE LA MICRORED

En esta sección se presenta un resumen de la forma clásica en como es abordado el problema de sincronización de microredes (Schiffer et al. (2014); Simpson-Porco et al. (2013); Bidram et al. (2014) y las referencias en ellos). En estos casos, se consideran microredes balanceadas, operando en condiciones normales, donde el sistema trifásico se

^{*} Parte de este trabajo fue realizado con el apoyo de DGAPA-UNAM (IN116516)

modela por un circuito equivalente de una fase. Se tienen unidades generadoras de diferente naturaleza conectadas a la red por medio de convertidores de potencia. Mientras que las cargas son modeladas por impedancias constantes, con lo que el modelo de la microred es un conjunto de ecuaciones álgebra-diferenciales; entonces, la red es reducida vía la *reducción de Kron* eliminando las ecuaciones algebraicas correspondientes a las cargas para recuperar un modelo equivalente de ecuaciones diferenciales.

Así pues, se asume que la microred está formada por n nodos, donde cada uno representa a una unidad de generación interconectada vía un convertidor. Cada nodo i tiene asociado una amplitud de voltaje V_i y un ángulo de fase $\delta_i : \mathbb{R}_{\geq 0} \rightarrow \mathbb{S}$, con $\mathbb{S} := [0, 2\pi]$. A su vez, dos nodos i y k de la microred están conectados por medio de una admitancia compleja $Y_{ik} := G_{ik} + jB_{ik} \in \mathbb{C}$, con conductancia $G_{ik} \in \mathbb{R}$ y susceptancia $B_{ik} \in \mathbb{R}$. De este modo, las ecuaciones de flujo de potencias entre el nodo i y el k son

$$P_{ik} = V_i^2 G_{ii} - V_i V_k (G_{ik} \cos \delta_{ik} + B_{ik} \sin \delta_{ik}) \quad (1a)$$

$$Q_{ik} = -V_i^2 B_{ii} - V_i V_k (G_{ik} \sin \delta_{ik} - B_{ik} \cos \delta_{ik}) \quad (1b)$$

donde $\delta_{ik} \triangleq \delta_i - \delta_k$ y los flujos de potencia totales (inyectados o consumidos) $P_i : \mathbb{S}^n \times \mathbb{R}_{>0}^n \rightarrow \mathbb{R}$, $Q_i : \mathbb{S}^n \times \mathbb{R}_{>0}^n \rightarrow \mathbb{R}$ en el nodo i son

$$P_i = G_{ii} V_i^2 - \sum_{k \in \mathcal{N}_i} V_i V_k (G_{ik} \cos \theta_{ik} + B_{ik} \sin \theta_{ik}), \quad (2a)$$

$$Q_i = -B_{ii} V_i^2 - \sum_{k \in \mathcal{N}_i} V_i V_k (G_{ik} \sin \theta_{ik} - B_{ik} \cos \theta_{ik}), \quad (2b)$$

donde $G_{ii} \triangleq \hat{G}_{ii} + \sum_{k \in \mathcal{N}_i} G_{ik}$ y $B_{ii} \triangleq \hat{B}_{ii} + \sum_{k \in \mathcal{N}_i} B_{ik}$, con $\hat{G}_{ii} \in \mathbb{R}$ y $\hat{B}_{ii} \in \mathbb{R}$ las conductancias y susceptancias en derivación en el nodo i y \mathcal{N}_i su conjunto de vecinos. De (2) se observa que para pequeñas desviaciones de δ_{ik} se tiene que $\sin(\delta_{ik}) \approx \delta_{ik}$ y que $\cos(\delta_{ik}) \approx 1$, por lo que, con $G_{ik} \approx 0$ i.e. una red predominantemente inductiva, Q está más influenciada por los cambios en voltaje y P por las desviaciones angulares. Usualmente se consideran microredes donde la parte inductiva domina la resistiva, lo que implica $G_{ik} = 0$ y $B_{ik} \leq 0$, y las ecuaciones (2) pueden reescribirse como

$$\begin{aligned} P_i &= \sum_{k \in \mathcal{N}_i} |B_{ik}| V_i V_k \sin(\delta_{ik}), \\ Q_i &= |B_{ii}| V_i^2 \sum_{k \in \mathcal{N}_i} |B_{ik}| V_i V_k \cos(\delta_{ik}). \end{aligned} \quad (3)$$

Por su parte, se asume que la regulación de la amplitud y del voltaje del i -ésimo convertidor es instantánea consecuentemente, los n inversores son modelados por

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_i &= u_{i1} \\ \dot{V}_i &= u_{i2} \end{aligned} \quad (4)$$

con u_{i1} y u_{i2} entradas de control. Más aún, cada nodo es controlado por medio de un controlador droop.

2.1 Control Droop

El control droop es ampliamente usado para generadores síncronos (Kundur et al. (1994)), donde un cambio en la demanda de potencia activa se refleja en un cambio en la frecuencia lo que a su vez modifica el par eléctrico de

salida, generando variaciones de velocidad. La ganancia del controlador droop representa la relación entre la desviación de velocidad $\Delta\omega$ o desviación de frecuencia Δf y la potencia de salida ΔP . Si existen dos o más generadores equipados con esta clase de controladores de potencia-velocidad, habrá una frecuencia en la que ambos compartirán un cambio de carga y proporcionarán potencia activa de acuerdo a su capacidad nominal. Básicamente, el control droop es un control proporcional que permite establecer la potencia en un valor deseado en estado estacionario; este control es implementado como

$$\begin{aligned} u_{i1} &= \omega_d - k_{pi} (P_{im} - P_{id}), \\ u_{i2} &= V_{id} - k_{qi} (Q_{im} - Q_{id}), \end{aligned} \quad (5)$$

donde $\omega_d \in \mathbb{R}$ y $V_{id} \in \mathbb{R}_{>0}$ son la frecuencia y la amplitud de voltaje nominal deseados, k_{pi} y $k_{qi} \in \mathbb{R}_{>0}$ son las ganancias del controlador y P_{id} , Q_{id} las referencias de potencia. Estos valores deseados están dados por un control primario externo (Pedrasa and Spooner (2006)). Mientras que P_{im} y Q_{im} son las potencias medidas descritas por la dinámica

$$\begin{aligned} \tau_{P_i} \dot{P}_{im} &= -P_{im} + P_i, \\ \tau_{Q_i} \dot{Q}_{im} &= -Q_{im} + Q_i \end{aligned} \quad (6)$$

con τ_{P_i} la constante de tiempo del filtro paso-bajas y P_i , Q_i los flujos de potencia activa y reactiva, respectivamente.

Así pues, combinando las ecuaciones (4-6) la dinámica en lazo cerrado en su forma concatenada está dada por

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_i &= \omega_i \\ \tau_{P_i} \dot{\omega}_i &= -\omega_i + \omega_d - k_{pi} (P_i - P_{id}) \\ \tau_{P_i} \dot{V}_i &= -V_i + V_{id} - k_{qi} (Q_i - Q_{id}). \end{aligned} \quad (7)$$

Las propiedades de sincronización de la dinámica (7) han sido estudiadas por Simpson-Porco et al. (2013) y por Schiffer et al. (2014). En este sentido, Schiffer et al. (2014) analiza la estabilidad sobre las llamadas *trayectorias sincronizadas*, o bien constantes $\delta^s \in \Theta$, $\omega^s \in \mathbb{R}$ y $V^s \in \mathbb{R}_{>0}^n$, donde $\Theta := \{\delta \in \mathbb{S}^n \text{ s.t. } |\delta_{ik}| < \pi/2\}$, tales que son puntos de equilibrio del modelo en lazo cerrado. En este caso, ω_s es llamada frecuencia de sincronización. En estos trabajos, una vez establecida la dinámica en lazo cerrado, el objetivo es sincronizar las frecuencias de todas las unidades de generación, sin que la diferencia angular exceda los $\pi/2$ y lograr que los voltajes generados sean constantes. La prueba se basa en una traducción del problema de sincronización en uno de estabilización de un punto de equilibrio vía un cambio de coordenadas, dependiente del tiempo, que aprovecha que la frecuencia de sincronización es la misma para todos los nodos y que la dinámica del sistema depende sólo de la *diferencia* angular δ_{ik} .

2.2 Convertidores de Potencia

Las unidades de generación distribuida (DG por sus siglas en inglés) están interconectadas con la red por medio de convertidores de potencia. La Figura 1 muestra la topología considerada para el i -ésimo convertidor, compuesto por una fuente de voltaje $V_i > 0$, un arreglo de conmutación, que modula el voltaje $V_i \in \mathbb{R}$, y un filtro LC de segundo orden. En la figura, V_i emula al voltaje de la fuente energía alterna, el voltaje en el capacitor v_{C_i} es el voltaje con el que se conecta a la red e I_{L_i} la corriente demandada. Asimismo, en cada convertidor $x_{1i} \in \mathbb{R}$ denota el flujo magnético en el i -ésimo inductor, $x_{2i} \in \mathbb{R}$ la carga del

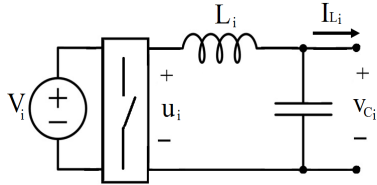


Figura 1. Convertidor de potencia ilustrativo DC/AC

i -ésimo capacitor, mientras que la señal moduladora del arreglo de conmutación está representado por $u_i \in \mathbb{R}$.

Con una aplicación directa de las leyes de Kirchoff se tiene el modelo dinámico

$$\dot{x}_{1i} = -v_{C_i} + V_i u_i \quad (8a)$$

$$\dot{x}_{2i} = i_{L_i} - I_{L_i} \quad (8b)$$

donde v_{C_i} e i_{L_i} denotan el voltaje en el capacitor y en el inductor del i -ésimo convertidor. A este circuito eléctrico se le puede asociar la función de almacenamiento de energía no negativa y conocida $H_{ci} : \mathbb{R} \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$

$$H_{ci}(x_{1i}, \tilde{x}_{2i}) = \frac{1}{2} x_{1i}^T L_i^{-1} x_{1i} + \frac{1}{2} \tilde{x}_{2i}^T C_i^{-1} \tilde{x}_{2i}, \quad (9)$$

y tomando como variables de puerto la corriente en el inductor $i_{L_i} = \nabla_{x_{1i}} H_{ci} \in \mathbb{R}$, el voltaje de capacitor $v_{C_i} = \nabla_{x_{2i}} H_{ci} \in \mathbb{R}$ y la salida de corriente $I_{L_i} \in \mathbb{R}$, así como las Leyes de Kirchoff, el modelo del i -ésimo convertidor puede escribirse como

$$\dot{x}_{12i} = \mathbb{J}_{12i} \nabla_{x_{12i}} H_{ci} + G_{12i} u_i - \begin{bmatrix} 0 \\ I_{L_i} \end{bmatrix} \quad (10)$$

donde $x_{12i} = [x_{1i} \ x_{2i}]^T \in \mathbb{R}^2$, mientras que las matrices

$$\mathbb{J}_{12i} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_{12i}^T \in \mathbb{R}^{2 \times 2}; \quad G_{12i} = \begin{bmatrix} V_i \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^2$$

y el vector

$$\nabla_{x_{12i}} H_{ci} = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_{ci}(x_{1i}, x_{2i})}{\partial x_{1i}} \\ \frac{\partial H_{ci}(x_{1i}, x_{2i})}{\partial x_{2i}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_i} \\ v_{C_i} \end{bmatrix}.$$

El modelo presentado es conocido como *modelo promedio* e involucra un procedimiento de modelado formal basado en la suposición de que los interruptores conmutan a frecuencias muy altas, por ejemplo bajo una política de modulación por ancho de pulso. Es importante remarcar que esta estructura se incluye con fines ilustrativos y ha sido elegida porque las topologías de convertidores de potencia comúnmente usadas en la práctica admiten una representación Hamiltoniana (Noriega-Pineda et al. (2010); Pérez et al. (2008)) sin importar el arreglo de conmutación ni si los elementos pasivos son lineales o no-lineales.

Así pues, para los convertidores de potencia el objetivo consiste en diseñar una ley de control capaz de seguir una referencia x_{12i}^* . En este contexto, el conjunto de trayectorias que el sistema puede reproducir (esto es las *trayectorias admisibles* está dado por

$$\dot{x}_{12i} = \mathbb{J}_{12i} \nabla_{x_{12i}} H_{ci}^* + G_{12i} u_i^* - \begin{bmatrix} 0 \\ I_{L_i} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

con los vectores y matrices definidos de manera similar a (10) y cuya estructura asume implícitamente que para

cada trayectoria deseada x_{12i}^* existe una entrada de control u_i^* capaz de generarla. Ahora bien, una vez establecido el sistema deseado, es posible definir la variable de error $\tilde{x}_{12i} = x_{12i} - x_{12i}^*$ y su dinámica correspondiente

$$\dot{\tilde{x}}_{12i} = \mathbb{J}_{12i} \nabla_{\tilde{x}_{12i}} \tilde{H}_{ci} + G_{12i} \tilde{u}_i,$$

donde se ha incluido a la función lineal cuadrática en \tilde{x} $\tilde{H}_{ci} : \mathbb{R} \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$

$$\tilde{H}_{ci}(\tilde{x}_{1i}, \tilde{x}_{2i}) = \frac{1}{2} \tilde{x}_{1i}^T L_i^{-1} \tilde{x}_{1i} + \frac{1}{2} \tilde{x}_{2i}^T C_i^{-1} \tilde{x}_{2i}, \quad (12)$$

la cual tiene un mínimo en $\tilde{x}_{1i} = \tilde{x}_{2i} = 0$ y se ha definido a la variable de error de control $\tilde{u}_i = u_i - u_i^*$.

Proposición 1. Considere el convertidor de potencia DC/AC de la forma (10) y asuma que:

- A1. El estado x_{12i} está disponible para su medición.
- A2. Los inductores y capacitores son lineales con funciones de energía dadas por (9), con parámetros L_i y C_i conocidos.
- A3. La corriente de salida I_{L_i} es conocida.

Entonces, la ley de control

$$u_i = V_i^{-1} [\dot{x}_{1i}^* + C_i^{-1} x_{2i}^* - K_{1i} L_i^{-1} \tilde{x}_{1i}] \quad (13a)$$

$$\dot{x}_{2i}^* - L_i^{-1} x_{1i}^* + I_{L_i} - K_{2i} C_i^{-1} \tilde{x}_{2i} = 0 \quad (13b)$$

con las matrices de ganancias positivas definidas $K_{1i} > 0$ y $K_{2i} > 0$, garantiza que $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}_{12i} = 0$

Prueba. Escribiendo las ecuaciones (13) en su forma vectorial, se tiene que

$$G_{12i} u_i = G_{12i} u_i^* - K_{12i} \nabla_{\tilde{x}_{12i}} \tilde{H}_{ci}$$

con la matriz positiva definida $K_{12i} = \text{diag}\{K_{1i}, K_{2i}\}$, por lo que la dinámica del error en lazo cerrado puede escribirse como

$$\dot{\tilde{x}}_{12i} = [\mathbb{J}_{12i} - K_{12i}] \nabla_{\tilde{x}_{12i}} \tilde{H}_{ci}. \quad (14)$$

Considere ahora a la función $\tilde{H}_{ci}(\tilde{x}_{1i}, \tilde{x}_{2i})$ definida en (12), con mínimo en $\tilde{x} = 0$, como candidata a función de Lyapunov; su derivada temporal a lo largo de las trayectorias de la dinámica de lazo cerrado (14) está dada por

$$\dot{\tilde{H}}_{ci}(\tilde{x}_{1i}, \tilde{x}_{2i}) = - \left(\nabla_{\tilde{x}_{12i}} \tilde{H}_{ci} \right)^T K_{12i} \nabla_{\tilde{x}_{12i}} \tilde{H}_{ci} < 0, \quad (15)$$

donde se ha utilizado la propiedad de antisimetría de la matriz \mathbb{J}_{12i} . La expresión (15) debido a las propiedades de \tilde{H}_{ci} es cero sólo en $\tilde{x}_{12i} = 0$, lo que implica la estabilidad asintótica de \tilde{x}_{12i} . \square

Nota 1. Observe que para implementar la ley de control (13) es necesario especificar x_{2i}^* o equivalentemente los voltajes deseados $v_{C_i}^* = C_i^{-1} x_{2i}^*$.

2.3 Microred con convertidores de potencia

Con la intención de aprovechar los beneficios del control droop y siguiendo los lineamientos propuestos en la sección anterior, se propone ahora especificar los voltajes deseados en los inversores $C_i^{-1} x_{2i}^*$ como

$$C_i^{-1} x_{2i}^* = V_{id} \sin(\omega_{id} t + \delta_i^*), \quad (16)$$

donde

$$\begin{aligned} |V_{id}| &= V_{ird} - k_{qi} (Q_i - Q_{id}), \\ \omega_{id} &= \omega_{rd} - k_{pi} (P_i - P_{id}), \end{aligned} \quad (17)$$

con V_{ird} y ω_{rd} los voltajes y frecuencias deseados de la red.

Puede verse que el lado derecho de la ecuación (17) corresponde a las ecuaciones (5), por lo que se ha valido del control droop para proponer la magnitud y la frecuencia de las trayectorias deseadas para el controlador (13) en los inversores de la microred.

Proposición 2. Considere el modelo de los convertidores (10), en lazo cerrado con el controlador (13) y las trayectorias deseadas definidas en (16)-(17). Suponga que A1-3 se cumplen y que los convertidores son interconectados por medio de (3). Entonces, existen ganancias $K_{1i}, K_{2i}, k_{pi}, k_{qi} > 0$ tales que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}_{12i} = 0$$

garantizando además un despacho de potencia deseado. \square

Un esquema de implementación del esquema de control puede verse en la Figura 2 donde el Lazo de Seguimiento de Fase (PLL por sus siglas en inglés) desacopla la magnitud y la fase de la señal de voltaje v_c de los convertidores. En este esquema, se pone de manifiesto que los convertidores en lazo cerrado con su controlador (apilados) forman un sistema Hamiltoniano. Así mismo, del análisis de Schiffer et al. (2014), con un cambio de variable, los flujos de potencia con el controlador droop también pueden escribirse como un Sistema Hamiltoniano, por lo que si el PLL es un Sistema Hamiltoniano, puede hacerse una prueba de estabilidad similar a la de Schiffer et al. (2014) ó Simpson-Porco et al. (2013) usando propiedades de los Sistemas Hamiltonianos. Sin embargo, en este artículo se presenta una evaluación numérica y se deja para un artículo de revista posterior la prueba de estabilidad.

3. ESTIMADOR DE ESTADOS

En esta sección se incorpora un estimador estático de estados (Gómez-Expósito et al. (2016)) que calcula el estado de la red estadísticamente óptimo para un conjunto de parámetros y conectividad dados de la red. Para esto, se considera una microred bajo las características expuestas en la Sección 2; adicionalmente se asume que:

- B.1 Cada nodo de la red tiene un inversor descrito por (8a) en lazo cerrado con el control (17-16)
- B.2 La topología de la red y sus parámetros son conocidos.
- B.3 Se conoce la medición de potencia en los nodos y el error de medición tiene un comportamiento gaussiano.
- B.4 Se conoce el valor de un voltaje y una fase, y son tomados como *referencia* para el estimador.
- B.5 El transitorio del sistema en lazo cerrado es lo suficientemente rápido como para poder despreciarlo y suponer que el sistema se encuentra siempre en estado estacionario.

Las suposición B.5 está relacionada con que el estimador está diseñado para el funcionamiento de la microred en estado estacionario. Así, a partir de los valores de flujo de potencia de cada nodo, con su respectiva incertidumbre asociada a la medición, se calculan los valores de voltajes nodales en magnitud y ángulo de desfase usando un método clásico de estimación de estados por mínimos cuadrados. Se supone que las mediciones pueden ser representadas por

$$z = h(x) + e$$

donde z es el vector de mediciones, $h(x)$ es una función no lineal que relaciona las mediciones con los estados, x es el vector de estados, voltaje y fase de nodo, y e el vector de errores de medición. Hay que notar que para este caso, las funciones $h(x)$ son las ecuaciones de flujo de potencia dadas por (3). Así mismo, se considera la función objetivo

$$J(x) = [z - h(x)]^T W [z - h(x)]$$

donde $W = 1/\sigma^2$ y σ^2 denota la varianza del error. A su vez, $J(x)$ debe cumplir con la condición

$$G(x) = \frac{\partial}{\partial x} J(x) = H^T(x) W [z - h(x)] = 0 \quad (18)$$

donde $H(x) = \frac{\partial}{\partial x} h(x)$. Finalmente, para dar solución a la ecuación (18), se hace uso del método de Newton Raphson.

Nota 2. Los valores usados para la matriz de pesos W dada en la ecuación (18), son los valores comúnmente asociados a cada medición (ver por ejemplo Gómez-Expósito et al. (2016); Crow (2009); Abur and Exposito (2004)). Por otro lado, estos valores también pueden ser encontrados como se reporta en Allemong (1982), sin embargo, este tópico está fuera del alcance de este artículo.

Proposición 3. Considere el modelo de los convertidores (10) bajo lo establecido en la Proposición 2. Adicionalmente suponga que B.1-5 se cumplen. Entonces, la ley de control

$$u_i = V_i^{-1} [\dot{x}_{1i}^* + C_i^{-1} x_{2i}^* - K_{1i} L_i^{-1} \bar{x}_{1i}] \quad (19a)$$

$$\dot{x}_{2i}^* - L_i^{-1} x_{1i}^* + I_{Li} - K_{2i} C_i^{-1} \bar{x}_{2i} = 0 \quad (19b)$$

donde $\bar{x} := \hat{x} - x_d$ y \hat{x} denota el estado estimado, estabiliza a la microred con un flujo de potencia deseado. \square

La proposición anterior tiene como base la ley de control individual para los convertidores, sin embargo, además de ser incorporada para el sistema interconectado, considera un escenario más realista. En la siguiente sección se presenta su evaluación numérica.

4. EVALUACIÓN NUMÉRICA

El controlador propuesto se evaluó numéricamente en la red presentada por Schiffer et al. (2014) y es la que se muestra en la Figura 3. El asumir que esta red a media tensión (20kV) no tiene pérdidas implica que todas las cargas y las fuentes no controladas (solar y eólica) son despreciables, derivando en una primera reducción de impedancias en serie. Así, se supone que las baterías en los nodos 5b y 10b están operando en modo carga y que la capacidad máxima de potencia para la i -ésima fuente es S_i^N . Las unidades base en los cálculos por unidad son $S_B = 4,75MVA$, $V_B = 20kV$ y $Z_B = 84,21\Omega$, mientras que las unidades de generación se modelan como fuentes de magnitud constante a 1,0 pu. Para esta simulación, se han establecido sus parámetros de diseño en la Tabla 1 Cada inversor está re-

Valor	$S_{Base} = 4,75MVA, V_{Base} = 20kV$
S_i^N	(0.505, 0.028, 0.261, 0.179, 0.168, 0.012)[pu]
P_i^d	(-0.0173, 0.014, 0.131, 0.089, -0.067, 0.006)[pu]
Q_i^d	(-0.007, 0.00, 0.003, 0.002, 0.002, 0.00)[pu]

Cuadro 1. Tabla de parámetros

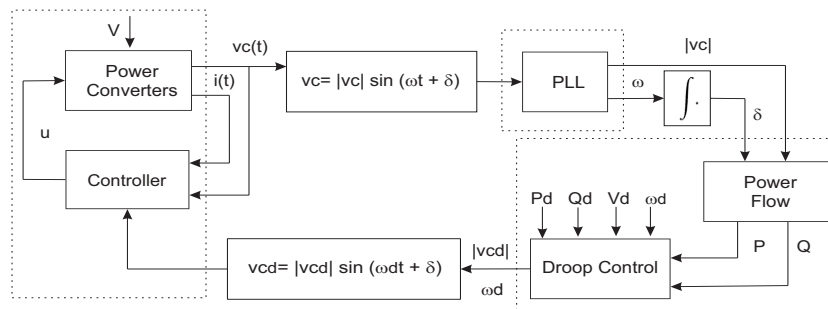


Figura 2. Implementación del controlador

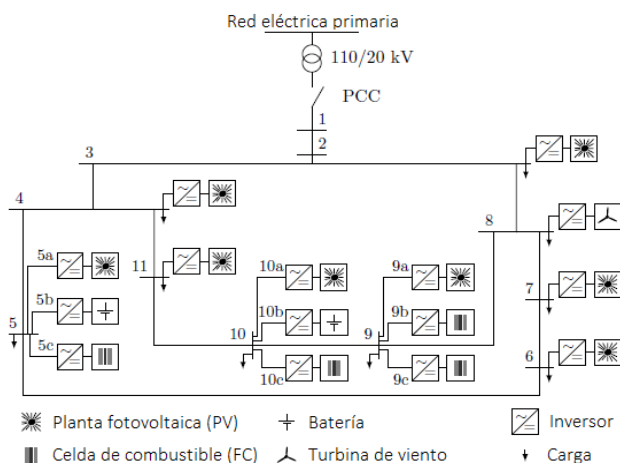


Figura 3. Microred Ilustrativa

presentado por la ecuación (10) y sus valores de capacitancia e inductancia se han fijado en $8 [\mu F]$ y $1,5 \mu H$, respectivamente, mientras que $V_i = 1 pu$ (Pogaku et al. (2007)). Adicionalmente, las ganancias del controlador droop se han fijado en $K_p = \text{diag}\{0,12, 0,1, 0,1, 0,6, 0,3, 0,5\}$ y $K_q = \text{diag}\{0,15, 0,1, 1,3, 0,2, 1,5, 0,6\}$, para los seis inversores, mientras que el valor deseado de la frecuencia ω_{rd} es $60 [Hz]$.

La evaluación numérica del controlador se realizó en el ambiente SIMULINK de MATLAB, con un paso de integración variable y el método numérico Runge-Kutta. Las ganancias del controlador (13) se definieron como $k_{1i} = 4,5$ y $k_{2i} = 500$; mientras que todas las condiciones iniciales se establecieron en cero. Esta evaluación ha sido dividida en dos escenarios: el primero, además de evaluar el desempeño del controlador propuesto, tiene como objetivo probar su robustez frente a un cambio del 50% en las cargas de los nodos 1 y 5, cuando $t = 0,7[s]$. Así pues, la primera parte de la Figura 4 exhibe el valor de referencia de voltaje $C^{-1}x_2^* \in \mathbb{R}^2$ para los inversores (en por unidad). En la segunda parte, se muestra el error de seguimiento entre el voltaje real $v_C = C^{-1}x_2$ y el deseado $v_{Cd} = C^{-1}x_2^*$, convergencia que se da casi instantáneamente, dando con esto, solución al problema de seguimiento para \tilde{x}_2 . En la Figura 5, se presentan los valores obtenidos de voltaje en los seis nodos, la frecuencia y la fase con el objetivo de mostrar que han llegado a una sincronización en los primeros dos. Mientras que la Figura 6 muestra las potencias activas y reactivas para los inversores. Puede observarse que, antes del cambio de carga, las potencias coinciden con los valores propuestos en la Tabla 1 y que en $t = 7s$

el valor de las cargas ha sido aumentado 50%, lo anterior provoca un ajuste en los valores de las potencias del resto de los nodos.

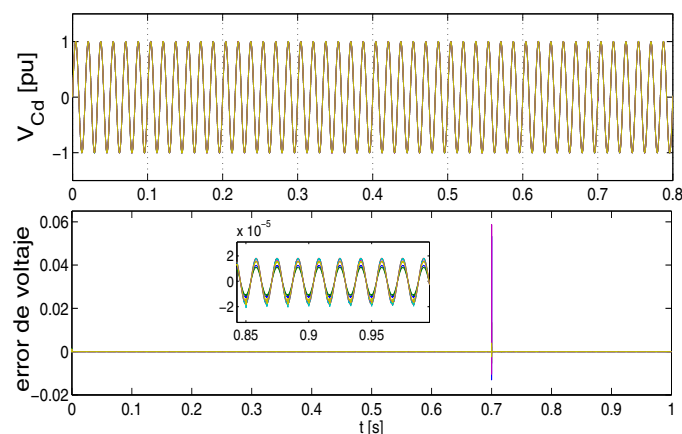


Figura 4. (a) Voltaje de referencia para los convertidores en pu. (b) Error de seguimiento

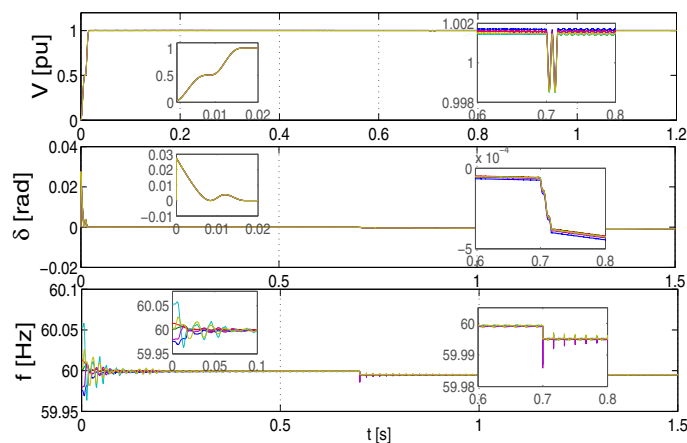


Figura 5. Magnitud de tensión, fase y frecuencia

El segundo escenario, evalúa el controlador (19) cuando ha sido incorporado el estimador de estados, bajo las especificaciones dadas en la Sección 3, donde para el proceso de Newton Raphson se ha inicializado al vector $x = x_0$ con los valores de $V_i = 1pu$ y $\theta_i = 0$. La Figura 7 muestra los errores de estimación de voltaje y de ángulo de desfaseamiento, en la cual se observa que el estimador converge a sus valores reales. Finalmente, en la Figura 8 se muestran las potencias activas y reactivas de los nodos, cuyos valores son consistentes con los de la Tabla 1.

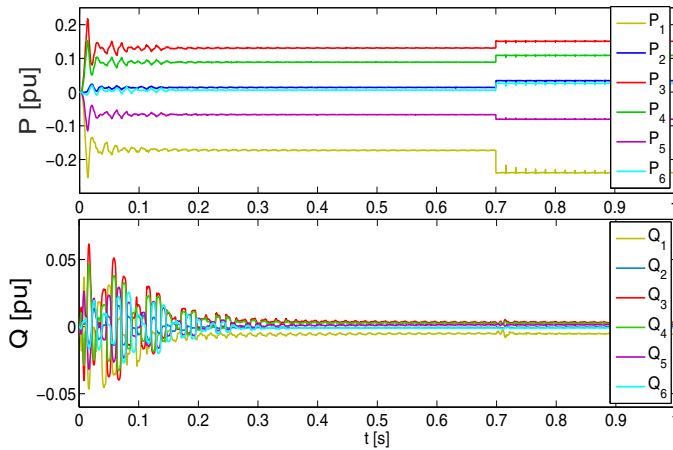


Figura 6. Potencias activa y reactiva en los nodos.

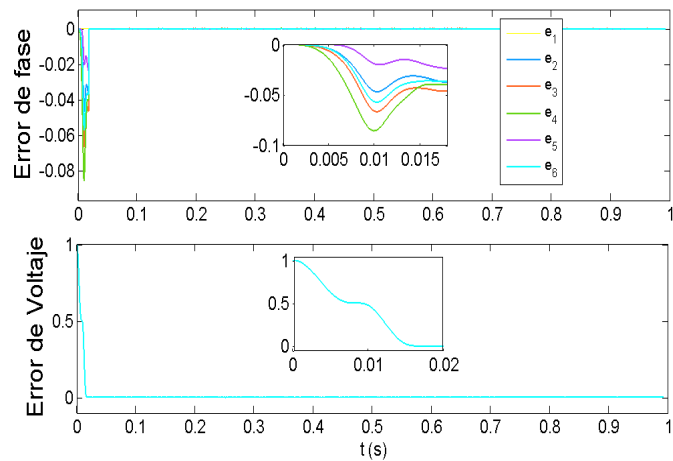


Figura 7. (a)Error de estimación de fase (b) Error de estimación de voltaje

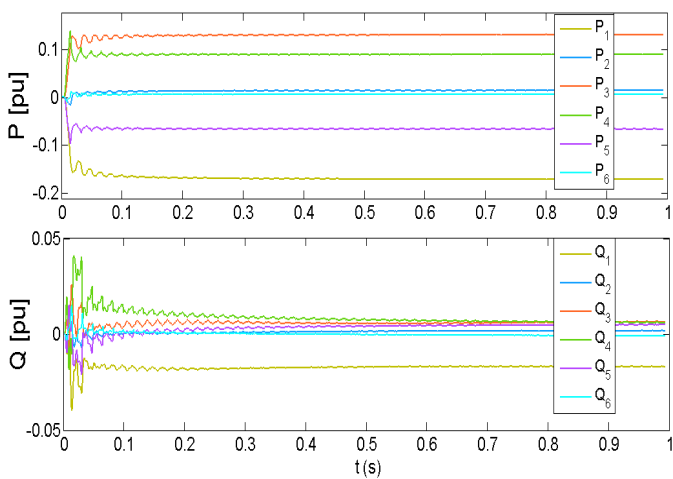


Figura 8. Potencia activa y reactiva empleando el estimador

5. CONCLUSIÓN

En este trabajo se presenta un nuevo controlador basado en pasividad para microredes de potencia donde, explotando las propiedades del controlador droop, permite además

de la estabilización de la microred, un despacho de flujos de potencia. El controlador es evaluado numéricamente frente a perturbaciones en las cargas. Asimismo, se ha incorporado un estimador de estados que permite incorporar un error en la medición, haciendo el escenario uno más realista.

REFERENCIAS

- Abur, A. and Exposito, A.G. (2004). *Power system state estimation: theory and implementation*. CRC press.
- Allemong, J.J.; Radu, L.S.A. (1982). A fast and reliable state estimation algorithm for aep's new control center. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101. doi:10.1109/tpas.1982.317159.
- Barklund, E., Pogaku, N., Prodanović, M., Hernandez-Aramburo, C., and Green, T.C. (2008). Energy management in autonomous microgrid using stability-constrained droop control of inverters. *Transactions on Power Electronics, IEEE*, 23(5), 2346–2352.
- Bidram, A., Lewis, F.L., and Davoudi, A. (2014). Distributed control systems for small-scale power networks: Using multiagent cooperative control theory. *Control Systems, IEEE*, 34(6), 56–77.
- Crow, M. (2009). Computational methods for electric power systems.
- Fang, X., Misra, S., Xue, G., and Yang, D. (2012). Smart grid—the new and improved power grid: A survey. *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, 14(4), 944–980.
- Farhangi, H. (2010). The path of the smart grid. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 8(1), 18–28.
- Gómez-Expósito, A., Conejo, A.J., and Cañizares, C. (2016). *Electric energy systems: analysis and operation*. CRC Press.
- Kundur, P., Balu, N., and Lauby, M. (1994). *Power system stability and control*, volume 7. McGraw-hill New York.
- Noriega-Pineda, D., Espinosa-Pérez, G., Cardenas, V., and Alvarez-Ramírez, J. (2010). Passivity-based control of multilevel cascade inverters: High-performance with reduced switching frequency. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 20(9), 961–974.
- Pedrasa, M.A. and Spooner, T. (2006). A survey of techniques used to control microgrid generation and storage during island operation. In *Proceedings of the 2006 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'06)*, 1–6.
- Pérez, I.M., Pérez, G.E., Rodríguez, G.S., and Cerezo, A.D. (2008). Ida passivity-based control of single phase back-to-back converters. In *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, 74–79. IEEE.
- Pogaku, N., Prodanović, M., and Green, T.C. (2007). Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(2), 613–625.
- Schiffer, J., Ortega, R., Astolfi, A., Raisch, J., and Sezi, T. (2014). Conditions for stability of droop-controlled inverter-based microgrids. *Automatica*, 50(10), 2457–2469.
- Simpson-Porco, J.W., Dörfler, F., and Bullo, F. (2013). Synchronization and power sharing for droop-controlled inverters in islanded microgrids. *Automatica*, 49(9), 2603–2611.