



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA**  
**INGENIERÍA ELÉCTRICA - CONTROL**

**TITULO**

**TESIS**  
**QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:**  
**MAESTRO EN INGENIERÍA**  
**INGENIERÍA ELÉCTRICA - CONTROL**

**PRESENTA:**  
**FABIÁN PLIEGO JUAN CARLOS**

**TUTOR**  
**DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ**  
**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA**

**MÉXICO, CDMX, 2017**  
**OCTUBRE**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. 1  
Secretario: Dr. 2  
1er. Vocal: Dr. Gerardo René Espinosa Pérez  
2do. Vocal: Dr. 3  
3er. Vocal: Dr. 4

La tesis se realizó en el Laboratorio de Control de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería, UNAM.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Gerardo René Espinosa Pérez

---

# Índice general

---

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Antecedentes . . . . .	2
1.3. Formulación del problema . . . . .	4
1.4. Contribuciones . . . . .	4
1.5. Organización de la tesis . . . . .	5
<b>2. Modelado de microrredes</b>	<b>7</b>
2.1. Modelo de convertidor de potencia . . . . .	7
2.1.1. Modelo de líneas y cargas . . . . .	9
2.1.2. Modelo de microrred . . . . .	11
<b>3. Control de microrredes</b>	<b>15</b>
3.1. Planteamiento del problema . . . . .	15
3.2. Control de voltaje y corriente . . . . .	16
3.2.1. Control de convertidor . . . . .	16
3.2.2. Control de la microrred . . . . .	18
3.2.3. Generación de trayectorias deseadas . . . . .	23
3.2.4. Evaluación numérica . . . . .	28
3.2.5. Control Droop . . . . .	33
3.2.6. Evaluación numérica . . . . .	36
<b>4. Conclusiones y trabajo futuro</b>	<b>40</b>
4.1. Conclusiones . . . . .	40
4.2. Trabajo futuro . . . . .	42
<b>A. Newton Raphson</b>	<b>43</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>55</b>

# Introducción

---

## 1.1. Motivación

Los sistemas de eléctricos de potencia (SEP) se componen principalmente de tres subsistemas los cuales son generación, transmisión y distribución, en el primero de estos son instalaciones encargadas de transformar la energía primaria en energía eléctrica, las cuales son de diferentes tipos como hidroeléctricas, térmicas, eólica, solar, por mencionar algunas. La transmisión es la encargada de llevar la energía obtenida de dichas fuentes desde el punto de generación hasta los distintos puntos de distribución, finalmente en la etapa última etapa del sistema eléctrico de potencia se distribuye la energía eléctrica a los usuarios finales como son industrias, zonas urbanas, pequeñas empresas, entre otros. Esto trae consigo una serie de problemáticas que hacen al SEP un sistema dinámico complejo desde distintas perspectivas, lo cual ha llamado la atención de distintas áreas de la investigación, en particular en control se abordan una infinidad de problemáticas como modelado, diseño de controladores, administración de potencia, entre muchos más.

En las últimas décadas han tenido un gran auge los SEP debido al constante desarrollo tecnológico ya que este tipo de sistemas deben de mantener la confiabilidad, flexibilidad y accesibilidad hacia sus usuarios, es por esta razón se tiene la necesidad de la incorporación de nuevas tecnologías como por ejemplo sistemas de medición, sistemas de almacenamiento y comunicación digital que permita el flujo de información entre generadores y consumidores Fossati (2011), de esta manera se busca mantener el sistema en un punto de operación favorable.

Dado los avances en medios de energía primaria gracias a las investigaciones realizadas ya desde hace varios años es que surgen las llamadas microrredes, de las cuales hoy en día se tienen ya varias estaciones en funcionamiento actualmente, dentro de este grupo de microrredes se encuentran las que son redes experimentales y redes que distribuyen la energía en localidades como por ejemplo en: Canada, EUA, Alemania, Italia, Grecia, Reino Unido, Aeropuerto Central de Japón, China, India, por citar algunas de las mencionadas en Lidula & Rajapakse (2011); este tipo de redes son una muy buena opción para la integración de fuentes alternativas al SEP como por ejemplo: celdas de combustible, mini turbinas de viento, celdas fotovoltaicas, micro turbinas of Electrical Engineers & Jenkins (2000), este tipo de energía es importante su

implementación porque facilita la creación de nuevos medios de generación de energía eléctrica por ejemplo en zonas de difícil acceso o la implementación de edificios autosustentables. Adicionalmente, las microrredes cuentan con una característica importante en su operación ya que pueden trabajar en modo autónomo o en paralelo con la red principal, facilitando el manejo de demanda ya que son altamente confiables pues cuentan con una infraestructura de medición, transmisión de información, supervisión y administración inteligente Fang et al. (2012).

En las microrredes se tienen lo que se conoce como generación distribuida (DG por sus siglas en inglés), este nuevo concepto en sistemas de potencia es asociado a que se cuenta con distintos puntos a lo largo de la red donde se realiza la etapa de generación Mariam et al. (2013). En estos puntos las fuentes verdes requieren de una etapa de acondicionamiento de energía la cual se realiza mediante convertidores, los cuales tiene la tarea de acondicionar la energía extraída de las fuentes sustentables para que pueda ser usada por los usuarios finales.

El problema de acondicionamiento de la energía en los convertidores es un problema que se debe abordar con delicadeza puesto que estos dispositivos son altamente no lineales, por lo cual es necesario hacer uso de herramientas de análisis y diseño de controladores de sistemas no lineales.

## 1.2. Antecedentes

La búsqueda de soluciones respecto al tema de control de convertidores ha llamado la atención de investigadores relacionados a la materia, cabe mencionar que se presentan problemas adicionales como lo es la corrección de factor de potencia, compensación, entre otras propuestas presentadas a lo largo de la última década, dentro de las soluciones presentadas en la literatura se dividen principalmente en dos líneas de investigación las cuales son: basadas en argumentos físicos y las que tienen una base matemática. esta última da fundamentos sólidos, lo cual se ve reflejado en un adecuado funcionamiento.

En el presente trabajo se aborda la problemática antes mencionada desde un punto de vista basado en la segunda línea de investigación presentando una justificación solida de la solución propuesta. Bajo este enfoque se encuentran los resultados de Manuel et al. (2016) en donde se presenta un control de convertidores de CD-CA-CA con la interconexión de sistemas fotovoltaicos a la red de media tensión los cuales son conectados en configuración trifásica multinivel tanto trifásica como monofásica, de manera similar Zhong & Hornik (2012) presenta un control de inversores de potencia conectados a fuentes renovables en redes inteligentes (smart grids), en la misma línea de convertidores multinivel Perez et al. (2016) presenta el modelo de los convertidores con lazos de regulación y balance de voltaje implementando controlador proporcional integral (PI) y es implementado en sistema trifásico, a diferencia de las referencias mencionadas en Salamero et al. (2009) realiza el modelado y control de un convertidor de potencia bajo técnicas de control lineal el cual se desprecia dinámica del sistema lo cual no es una solución confiable, otros autores como en Tuladhar et al. (1997) en el cual abordan el problema de control de inversores conectados en paralelo tomando en cuenta la impedancia de la línea y cargas no lineales.

Un punto importante resaltar es que en los trabajos mencionados no abordan el problema

haciendo uso de la técnica de control basado en pasividad (PBC) el cual ofrece una gran variedad de aplicaciones como en Jayawardhana et al. (2007) en el cual aplica control PI para lograr estabilizar sistema no lineal y es aplicado a sistema eléctrico RLC, otro de las variantes de esta técnica de control es presentada en Ortega et al. (2008), donde se realiza el control por interconexión proporcionando una base sólida de la técnica explotando a las estructuras Hamiltonianas de algunos sistemas dinámicos como circuitos RC, sistema de tanques, en Ortega et al. (2003) se presenta un control basado en pasividad para lograr la estabilización de un sistema eléctrico RLC, de igual manera se han explotado los sistemas Hamiltonianos como en Ortega et al. (2002) donde se presenta la técnica de control por interconexión basado en pasividad así como la inyección de amortiguamiento, es importante mencionar que en sistemas fotovoltaicos se han realizado investigación Velázquez (2016), en el cual se explotan las bondades de interconexión de sistemas Hamiltonianos y se aplica un control PI para realizar el seguimiento de punto de máxima potencia de la celda fotovoltaica, es uno de los trabajos que se acercan al problema a abordar en el presente trabajo.

Por otro lado, en cuanto a la problemática de control de microrredes se encuentran los trabajos de Sahyoun et al. (2015) en el cual realiza mediante control óptimo en redes aisladas usando la teoría de optimización, otro método utilizado en el control de microrredes es el control adaptable como se menciona en Lidula & Rajapakse (2011), a diferencia de los antes mencionados Guerrero et al. (2013) propone dividir el sistema de smart grid en distintos niveles en donde hay un control primario, secundario y terciario, en el cual el primero de estos es encargado de garantizar las potencias entregadas a las cargas, el segundo se encarga de controlar el voltaje y la frecuencia y el último de estos se encarga del control de potencia en modo conectado a la red mediante un control PI en el error de las potencias, el control primario de potencias es el control conocido como control droop, el cual es ampliamente recurrido para resolver el problema de potencia demandada por la carga.

Para el estudio de este tipo de sistemas se ha recurrido a su representación Hamiltoniana como por ejemplo en Schiffer et al. (2015) donde se aborda el problema de control de microrredes y retrasos en conjunto del control droop y esta problemática es discutida en Schiffer et al. (2014) en el cual se presenta el análisis de una microrred la cual es modelada como un sistema hamiltoniano y presenta condiciones en las cuales el sistema será estable, cabe mencionar que la restricción que se pide para poder realizarlo es que hay un control en el convertidor que actúa de manera eficiente y garantiza que se tiene el voltaje y desfase de manera inmediata, esto lo limita pues no considera la dinámica de los convertidores de potencia, a diferencia de lo reportado en Becerril (2016) y Carrillo (2015) donde realiza el modelado de la microrred como un sistema Hamiltoniano y a diferencia de los trabajos reportados, el controlador propuesto toma en cuenta la dinámica del convertidor lo cual muchos autores han omitido en sus resultados. Respecto al control reportado en estos últimos se han realizado pruebas de desempeño como se presenta en Avila et al. (2017) haciendo uso de un estimador estático para los estados mediante el método de mínimos cuadrados únicamente con la medición potencia en algunos de los nodos.

Una de las principales características de los trabajos reportados en la literatura se que se realizan bajo el supuesto de que el sistema está trabajando en el régimen de estado estacionario sinusoidal lo cual no permite apreciar el desempeño en estado transitorio del sistema, para ello



en el presente trabajo se aborda el problema de control de la microrred bajo el supuesto que el sistema no se encuentra en estado sinusoidal.

### 1.3. Formulación del problema

Dada la problemática mencionada respecto al control de convertidores, pero en particular tomando en cuenta como punto de partida el control previamente reportado en Becerril (2016), el cual toma en cuenta la dinámica del convertidor de potencia y garantiza que el voltaje de salida del convertidor tiende a un valor deseado garantizando estabilidad interna y además es desarrollado mediante control basado en pasividad, dado este punto de partida es que se aborda el problema considerando las siguientes premisas:

- Este trabajo se centra en que el sistema no se encuentra en un estado estacionario sinusoidal, lo cual permitirá tomar de manera explícita la dinámica del convertidor de potencia el cual tiene una fuente de voltaje constante asociada.
- Dado que es un sistema con alto grado de complejidad, se explota la estructura física tanto del convertidor como de la microrred los cuales pueden ser representados con un modelo con representación Hamiltoniana y de esta manera hacer uso de la interconexión de sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (PCH, por sus siglas en inglés).

Partiendo de las consideraciones antes mencionadas, se aborda el problema de control de convertidor de la siguiente manera:

Considere el sistema conformado por el convertidor y la microrred como un sistema Hamiltoniano controlado por puerto, el cual cuenta con puertos de interconexión asociados a las fuentes y cargas, en este se tiene como objetivo el control de voltaje mediante el cálculo de voltaje deseado en línea, para ello diseñar un esquema de control el cual satisfaga la demanda de potencia que demanden las cargas y garantizar estabilidad interna.

Por otro lado, realizar un análisis respecto a los estados admisibles ya que estos deben ser acotados, pues serán obtenidos resolviendo ecuaciones diferenciales en línea. Adicionalmente, realizar la medición de potencia activa y reactiva en estado no sinusoidal mediante la medición de voltaje y corriente en conjunto con un filtro.

### 1.4. Contribuciones

De acuerdo al trabajo realizado en el presente trabajo con los sistemas dinámicos los cuales fueron abordados desde el punto de vista de sistemas Hamiltonianos controlados por puerto se tienen las siguientes contribuciones:

- Se obtuvo un esquema de control que complementa el trabajo reportado en Becerril (2016) resolviendo en línea los valores deseados, de esta manera se resuelve el problema de control de voltajes y corrientes en una microrred, adicionalmente se presenta

una prueba formal que garantiza que las soluciones de las ecuaciones diferenciales de los estados deseados son acotadas lo que ayuda a garantizar estabilidad interna del sistema.

- Para resolver el problema de obtener una señal de voltaje deseada para los convertidores la cual satisfaga la potencia demandada por las cargas se consideró un esquema de control tipo droop.
- Dado que el control droop empleado para resolver el problema de potencia requiere de la medición de potencia activa y reactiva instantánea, se realizó un esquema de medición de potencias.
- Una vez obtenido un esquema de control más complejo se plantea de manera formal la estructura dinámica del sistema en lazo cerrado, sin embargo no ha sido posible realizar un análisis formal que describa a detalle las propiedades de estabilidad que este presenta, cabe mencionar que a pesar de la falta de dicha prueba se tiene una evaluación numérica la cual muestra el buen funcionamiento del esquema planteado.

## 1.5. Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis está dividido de manera tal que en el segundo capítulo se presentan los modelos de los elementos que componen una microrred, el primero de ellos corresponde al convertidor de potencia el cual cuenta con un filtro  $LC$  serie en el cual la variable de interés es el voltaje del capacitor, dicho modelo se representa mediante una estructura Hamiltoniana y de manera similar se realiza el modelo de la red la cual se modela mediante el modelo Pi.

De forma que siguiendo la metodología de teoría de grafos se presenta las matrices que contienen la información de interconexión de la microrred y de esta manera finalmente se presenta el modelo del sistema conformado por estas dos etapas del modelado de la microrred, es decir, el convertidor de potencia conectado a la red y la carga. En el tercer capítulo se presenta el planteamiento del problema y las problemáticas abordadas en el presente trabajo dentro del contexto de control de microrredes, se presenta el diseño de un controlador que permite realizar seguimiento de una señal deseada de voltaje, la cual corresponde al voltaje salida del convertidor.

Posteriormente se realiza el diseño del controlador anterior pero tomando en consideración la interconexión de la red. Adicionalmente, se presenta la prueba formal que caracteriza la estabilidad del sistema bajo la ley de control propuesta, a pesar de que esta sujeta a la suposición de una señal de referencia de los voltajes de salida acotada, se garantiza estabilidad interna. El esquema anterior dejó abierto el problema de una elección adecuada de señal deseada, ésta problemática es abordada posteriormente mediante un segundo esquema de control, en el cual se cuenta con un segundo nivel de control, dedicado al control de potencia y el cual es un control tipo Droop para generar los valores deseados de los convertidores de potencia tomando el error de potencia activa y reactiva; en conjunto con éste control se presenta un esquema de medición de potencia instantánea, lo cual permitió realizar un planteamiento formal del esquema propuesto el cual deja abierta la caracterización de la estabilidad de la dinámica del sistema.

Una vez presentado los esquemas de control realizados a lo largo del presente trabajo se presentan evaluaciones numéricas implementadas mediante MATLAB2016a/SIMULINK<sup>®</sup> de los dos esquemas de control propuestos, de éstos se muestran los resultados correspondientes al seguimiento de voltaje deseado, respuesta de potencias de cada nodo de la red tomada para la evaluación. Finalmente se presentan las conclusiones obtenidas del desarrollo de este trabajo de tesis, de igual manera el trabajo futuro para el problema abordado, y en un apéndice se presenta el programa de solución de flujos de potencia mediante el método de Newton Raphson.

# Modelado de microrredes

---

En las microrredes se tiene una alta presencia de fuentes verdes, debido a esto se requieren de convertidores que acondicionen la energía para que sea posible el uso de la misma, en el presente capítulo se presenta el modelo de dichos convertidores y posteriormente el modelo de las líneas de transmisión en conjunto con la carga, una vez obtenidos ambos modelos se realiza un modelo en el cual se integran los elementos que conforman a la microrred y de esta manera se obtiene el modelo dinámico del sistema completo haciendo uso del enfoque de interconexión de sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (PCH), en el cual se persevera la estructura Hamiltoniana aún en el modelo del sistema completo.

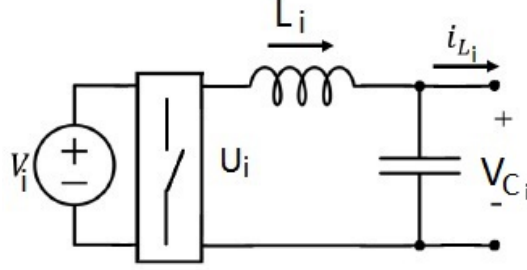
## 2.1. Modelo de convertidor de potencia

Los convertidores de electrónica de potencia están conformados por elementos conmutadores, generalmente en estos se emplea alguna topología como por ejemplo el llamado puente H, por simplicidad y sin perder la esencia del presente trabajo la etapa de conversión de energía es representado mediante un interruptor y en la salida de los convertidores se tiene un filtro paso bajas para eliminar elementos de alta frecuencia debidos a la señal de conmutación del interruptor, por ejemplo una señal modulada por ancho de pulso PWM, de modo que el diagrama esquemático que representa al  $i$ -ésimo convertidor se muestra en la Figura 2.1.

Adicionalmente considere que la fuente de voltaje  $V \in \mathbb{R} > 0$  y la señal que modula el interruptor es  $u \in \mathbb{R}$ ,  $v_C \in \mathbb{R}$  es el voltaje del capacitor y además la señal de salida del convertidor y  $i_L \in \mathbb{R}$  es la corriente de salida del convertidor, tomando como variables de puerto el flujo magnético de los inductores  $x_1 \in \mathbb{R}$  y la carga del capacitor  $x_2 \in \mathbb{R}$ , aplicando leyes de Kirchoff Kuh & Desoer (1969), se tiene el siguiente modelo dinámico

$$\dot{x}_1 = Vu - V_C i \tag{2.1a}$$

$$\dot{x}_2 = I_{L_i} - i_{L_i} \tag{2.1b}$$


**Figura 2.1:** Circuito equivalente de convertidor.

Para obtener la representación Hamiltoniana del modelo dado por (2.1a) y (2.1b), se considera la función de energía de la forma

$$H_c(x_1, x_2) = \frac{1}{2}L^{-1}x_1^2 + \frac{1}{2}C^{-1}x_2^2 \quad (2.2)$$

tomando las derivadas parciales de  $H_c$  respecto a  $x_1$  y  $x_2$  se tiene

$$\frac{\partial H_c(x_1, x_2)}{\partial x_1} = L^{-1}x_1 \quad (2.3a)$$

$$\frac{\partial H_c(x_1, x_2)}{\partial x_2} = C^{-1}x_2 \quad (2.3b)$$

sustituyendo (2.3a) y (2.3b) en (2.1a) y (2.1b), de modo que el modelo Hamiltoniano del convertidor se puede escribir de forma compacta como

$$\dot{x}_{12} = \mathbb{J}_{12}\nabla_{x_{12}}H_c + G_{12}u - I_L \quad (2.4)$$

donde

$$\dot{x}_{12} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_1}; \quad \mathbb{J}_{12i} = \begin{bmatrix} 0 & -I \\ I & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_{12i}^T \in \mathbb{R}^{n_1 \times n_1} \quad (2.5)$$

$$G_{12} = \begin{bmatrix} V_i \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_1}; \quad I_L = \begin{bmatrix} 0 \\ i_L \end{bmatrix}; \quad (2.6)$$

$$\nabla_{x_{12}}H_c = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_c(x_1, x_2)}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H_c(x_1, x_2)}{\partial x_2} \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

De modo que  $n_1$  representa el número de puertos de entrada, de esta forma el modelo captura la dinámica completa del convertidor y facilita la interconexión de sistemas bajo la misma representación lo cual es de gran utilidad para este trabajo de tesis ya que permite

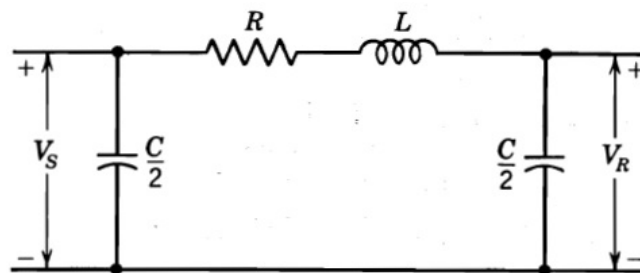
trabajar con sistemas complejos de una manera más sistemática.

### 2.1.1. Modelo de líneas y cargas

Las líneas de transmisión en un SEP son divididas en grupos los cuales se caracterizan principalmente por la distancia o por la capacidad de transmisión, de acuerdo con Grainger & Stevenson (1996) las clasificaciones son:

- Líneas cortas menos de 80km
- Líneas medias entre 80km y 240km
- Líneas largas más de 240km

Los modelos equivalentes para líneas de transmisión cortas y medias en sistemas balanceados es el conocido modelo  $\pi$ , en el cual se representa la inductancia de la línea, la resistencia de la misma y la capacitancia en derivación, de esta manera el diagrama que representa a una línea media es como el mostrado en la Figura 2.2.



**Figura 2.2:** Circuito equivalente de línea.

En los sistemas de potencia se tienen distintas topologías de redes y las comúnmente son implementadas son las redes anillo, radial y malla (ver Kundur et al. (1994)), para este tipo de redes se han realizado estudios en los cuales aportan una caracterización de cada una de estas topologías (ver Avila-Becerril, Espinosa-Pérez & Fernandez (2016)), para realizar el modelo de la red es de suma importancia tener las siguientes tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las líneas son clasificadas como medias.
- El sistema es balanceado.
- Cada línea de transmisión se compone sólo por un inductor, una resistencia en serie y capacitancia a neutro.
- Las fuentes se encuentran conectadas mediante líneas.

Bajo las consideraciones mencionadas el diagrama eléctrico que representa a las cargas conectadas a la red se muestra en la Figura 2.3, cabe mencionar que estas pudieran ser lineales o no lineales, considerando  $v_C$  como voltaje de entrada a la red,  $R_C$  representa la carga conectada a la red, a la cual le corresponde una relación constitutiva que será definida por cada carga y esta a su vez es conectada a la línea mediante el capacitor  $C_a$ , la impedancia de la línea es  $L_a$  y  $R_t$  representa las pérdidas de la misma,  $i_{L_a} \in \mathbb{R}$  es la corriente que fluye por la línea y  $V_{R_L} \in \mathbb{R}$  es el voltaje de la carga.

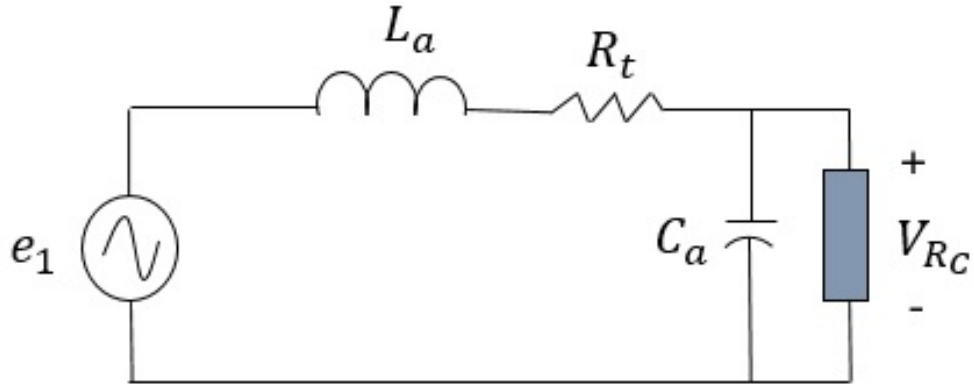


Figura 2.3: Diagrama red y carga.

Para realizar el modelo de la red considerando como variables de puerto la carga del capacitor  $x_3 \in \mathbb{R}$  y  $x_4 \in \mathbb{R}$  el flujo magnético de los inductores, aplicando leyes de Kirchoff se llega al siguiente modelo dinámico en espacio de estados de la forma

$$\dot{x}_3 = I_{L_a} - i_{R_C} \quad (2.8a)$$

$$\dot{x}_4 = e_1 - C_a^{-1}x_3 - R_t L_a^{-1}x_4 \quad (2.8b)$$

donde  $i_{R_{C_i}} = \psi^{-1}(v_{R_{C_i}}) = \psi^{-1}(C_{a_i}^{-1}x_{3_i})$ , es la corriente de la carga en paralelo con el capacitor con función  $\psi_{C_i}(\cdot)$ . Con el objetivo de obtener la representación Hamiltoniana del sistema dado por (2.8a) y (2.8b), se toma una función de energía como

$$H_a(x_3, x_4) = \frac{1}{2}x_3^T C_a^{-1}x_3 + \frac{1}{2}x_4^T L_a^{-1}x_4 \quad (2.9)$$

tomando las derivadas parciales de  $H_a$  respecto a  $x_3$  y  $x_4$  se tiene

$$\frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_3} = C_a^{-1}x_3 \quad (2.10a)$$

$$\frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_4} = L_a^{-1}x_4 \quad (2.10b)$$

sustituyendo (2.10a) y (2.10b) en (2.8a) y (2.8b) para obtener el modelo escribiéndolo en su forma compacta se obtiene el siguiente modelo

$$\dot{x}_{34} = \mathbb{J}_{34} - \mathbb{R}_{34} \nabla_{x_{34}} H_c - g_R \psi_{34} + G_{34} e_1 \quad (2.11)$$

donde

$$\begin{aligned} \dot{x}_{34} &= \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_1+n_3}; & \mathbb{J}_{34} &= \begin{bmatrix} 0 & -I \\ I & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_{34}^T \in \mathbb{R}^{n_2 \times n_3}; \\ G_{34} &= \begin{bmatrix} 0 \\ e_1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_1}; & \Psi_{34} &= \begin{bmatrix} 0 \\ i_{RC} \end{bmatrix}; \\ g_R &= \begin{bmatrix} 0 & I \\ I & 0 \end{bmatrix}; & \nabla_{x_{34}} H_a &= \begin{bmatrix} \frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_4} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

Los capacitores están representados por  $n_3$  y  $n_4$  los inductores, de esta manera se puede extender el modelo a distintas topologías y en particular en el presente trabajo se hace uso en las siguientes secciones de este modelo para representar la dinámica de la red en conjunto con los convertidores de potencia con el objetivo de ilustrar el controlador propuesto por Becerril (2016) en el cual es inspirado uno de los resultados de esta tesis.

### 2.1.2. Modelo de microrred

Para realizar un análisis del sistema a estudiar en este trabajo de tesis se realizó el modelo dinámico que captura toda la del sistema, esto basado en el enfoque de sistemas Hamiltonianos siguiendo las suposiciones previamente mencionadas en sus respectivas secciones, para ello se hace uso del modelado haciendo uso de la teoría de grafos Wellstead (1979), ya que es una técnica ampliamente usada en este tipo de sistemas.

Tomando en cuenta el sistema conformado por los convertidores de potencia, líneas de transmisión y cargas bajo el enfoque mencionado tiene  $n$  nodos y  $b$  bordes, tomando como componentes del árbol a los generadores, resistencias de la línea y los capacitores conectados en paralelo con las cargas, mientras que para el co-árbol se consideran las inductancias de las líneas y las cargas, obteniendo las matrices de cutsets y loopsets básicos del grafo se obtiene la representación de las leyes de Kirchhoff que se relacionan con las restricciones de compatibilidad y continuidad de la forma

$$\begin{bmatrix} I & H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_t \\ i_c \end{bmatrix} = 0; \quad \begin{bmatrix} -H^T & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ v_c \end{bmatrix} = 0 \quad (2.12)$$

donde  $I$  es una matriz identidad de dimensiones apropiadas y  $H \in \mathbb{R}^{(n-1) \times (b-n+1)}$  es la matriz fundamental de loops,  $i_t \in \mathbb{R}^{(n-1)}$  y  $v_t \in \mathbb{R}^{(n-1)}$  son las corrientes y voltajes de árbol respectivamente y  $i_c \in \mathbb{R}^{(b-n+1)}$  y  $v_c \in \mathbb{R}^{(b-n+1)}$  son las corrientes y voltajes de co-árbol



respectivamente. Bajo las restricciones, se puede obtener que las corrientes de árbol son una combinación lineal de las corrientes de co-árbol y de igual manera los voltajes de co-árbol son combinación lineal de los voltajes del árbol, esto es

$$i_t = -H i_c v_c = H^T v_t, \quad (2.13)$$

de acuerdo con la selección de los elementos del árbol y co-árbol realizada se definen los vectores de corrientes y voltajes bajo la siguiente manera

$$i_t = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_C \\ i_{Rt} \end{bmatrix}; \quad v_c = \begin{bmatrix} v_{Rc} \\ v_L \end{bmatrix}; \quad (2.14)$$

$$v_t = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_C \\ v_{Rt} \end{bmatrix}; \quad i_c = \begin{bmatrix} i_{Rc} \\ i_L \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

La energía total almacenada del circuito es

$$H_T(x_1, x_2, x_3, x_4) = H_c(x_1, x_2) + H_a(x_3, x_4) \quad (2.16)$$

$$H_T(x_1, x_2, x_3, x_4) = \frac{1}{2} x_1^T L^{-1} x_1 + \frac{1}{2} x_2^T C^{-1} x_2 + \frac{1}{2} x_3^T C_a^{-1} x_3 + \frac{1}{2} x_4^T L_a^{-1} x_4 \quad (2.17)$$

donde las variables de puerto son

$$\dot{x}_1 = e_{L_i}; \quad f_{L_i} = \frac{\partial H_T}{\partial x_1} = L^{-1} x_1 \quad (2.18)$$

$$\dot{x}_2 = f_{C_i}; \quad e_{C_i} = \frac{\partial H_T}{\partial x_2} = C^{-1} x_2 \quad (2.19)$$

$$\dot{x}_3 = f_{C_{a_i}}; \quad e_{C_{a_i}} = \frac{\partial H_T}{\partial x_3} = C_{a_i}^{-1} x_3 \quad (2.20)$$

$$\dot{x}_4 = e_{L_{a_i}}; \quad f_{L_{a_i}} = \frac{\partial H_T}{\partial x_4} = L_{a_i}^{-1} x_4 \quad (2.21)$$

sujetos a las relaciones constitutivas de elementos de árbol y co-árbol

$$f_{R_{t_i}} = L_{a_i}^{-1} = R_t^{-1} v_{Rt} \quad (2.22)$$

$$i_{R_{c_i}} = \psi_{c_i}^{-1}(v_{R_{c_i}}) = \psi_{c_i}^{-1}(C_{a_i}^{-1} x_{3_i}) \quad (2.23)$$

donde  $f_{R_{t_i}}$  y  $i_{R_{c_i}}$  se asumen funciones biyectivas, bajo las consideraciones bajo las cuales se realizó el modelado del convertidor, líneas y cargas, es posible dividir la matriz  $H$ , de tal forma que se puede apreciar de manera explícita las interconexiones de los elementos que conforman la red de modo que la representación de esta matriz es:

$$H = \begin{bmatrix} H_{1R} & H_{1L} \\ H_{CR} & H_{CL} \\ H_{RR} & H_{RL} \end{bmatrix}$$

en la cual el primer renglón cada una de sus submatrices nos da información de la relación que se tiene entre elementos del árbol y co-árbol, es decir, la matriz  $H_{1R}$  indica la conexión entre resistores del co-árbol inciden de manera directa con los generadores,  $H_{1L}$  es la relación que hay entre inductores del co-árbol y las fuentes de árbol,  $H_{CR}$  representa la interconexión de las resistencias del co-árbol con los capacitores del árbol,  $H_{CL}$  muestra la conexión de los inductores de co-árbol con los capacitores de árbol,  $H_{RR}$  es la relación entre las resistencias de co-árbol y las resistencias del árbol y  $H_{RL}$  refleja la relación entre inductores de co-árbol y resistencia del árbol, cabe mencionar que debido a la interconexión de la red algunas de estas sub matrices serán cero en el caso que no estén presentes interconexiones entre los elementos que estas representan. De acuerdo a la división de la matriz  $H$  y con las suposiciones sobre la red y convertidor la matriz es de la forma

$$H = \begin{bmatrix} 0 & H_{1L} \\ I & H_{CL} \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Una vez presentados los modelos de los convertidores de potencia, la red y cargas, donde se aprecia la estructura que cuenta cada uno de ellos tanto en espacio de estados como en su representación Hamiltoniana, en esta sección se presenta el modelo completo de una red de manera un tanto general haciendo uso del enfoque de teoría de grafos, de modo que tomando en cuenta el modelo de la red completa tiene una estructura de la forma

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= Vu - C^{-1}x_2 \\ \dot{x}_2 &= L^{-1}x_1 - i_L \\ \dot{x}_3 &= L_a^{-1}x_4 - i_{RC} \\ \dot{x}_4 &= v_C - C_a^{-1}x_3 - R_t L_a^{-1}x_4 \end{aligned} \quad (2.25)$$

considerando las variables de puerto del sistema completo dadas por (2.18)-(2.23), la representación del modelo completo bajo la matriz  $H$  dada por (2.24) se tiene la representación del modelo Hamiltoniano en su forma compacta del sistema es

$$\dot{x} = (\mathbb{J}_T - \mathbb{R}_T)\nabla_x H_T - g_{RT}\Psi_{34}(x_3) + G_T u \quad (2.26)$$

donde

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \mathbb{J}_T = \begin{bmatrix} 0 & -I & 0 & 0 \\ I & 0 & 0 & -H_{1L} \\ 0 & 0 & 0 & -H_{CL} \\ 0 & H_{1L}^T & H_{CL}^T & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_T^T;$$

$$G_T = \begin{bmatrix} Vu \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \Psi_{34}(x_3) = \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_c^{-1}(x_3) \end{bmatrix};$$

$$g_{RT} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \nabla_{x_{34}} H_a = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_4} \end{bmatrix},$$

con  $\mathbb{R}_T = \text{diag}\{0, 0, 0, R_t\} \geq 0$  y las matrices de apropiadas dimensiones, este modelo dinámico de la red completa bajo una estructura Hamiltoniana, será de gran utilidad a lo largo del desarrollo este trabajo de tesis, al cual se realizara un análisis de estabilidad y el diseño de un controlador basado en el enfoque de IDA-PBC, para la solución del problema definido anteriormente, es importante resaltar los beneficios que este tipo de sistemas presenta ante sistemas dinámicos más complejos.

# Control de microrredes

---

## 3.1. Planteamiento del problema

Los sistemas de potencia se pueden describir en tres subsistemas principales generación, transmisión y distribución, inclusive aun sin importar las dimensiones del mismo el principal objetivo es mantener el sistema en un punto de operación adecuado que garantice el buen funcionamiento ante la presencia de cambios de carga, ya que se generan cambios en la demanda energética en el transcurso del día, debido a esto, es de suma importancia pues un incremento lo suficientemente fuerte en la demanda puede ocasionar que el sistema no solo cambie su punto de operación si no que provoque que se presente inestabilidad, es por esta razón que el problema de control de potencia es uno de los temas de interés de la comunidad de investigadores y del presente trabajo.

Una vez enfocados en la problemática que representa el control de potencia en los SEP's, es importante determinar la forma en que será abordado, para ello realizando un análisis de valance de potencias, el cual involucra los voltajes y ángulos de nodos en relación de potencia activa y reactiva en el sistema, de esta manera una vez resuelto el sistema de ecuaciones se obtendrán los valores necesarios para que el sistema no opere en un punto que lo lleve a la inestabilidad, uno de los problemas de este método, es que el resultado de valance de potencia es un conjunto de ecuaciones no lineales, lo cual hace necesario realizar una aproximación de la solución mediante herramientas de métodos numéricos.

Dado que hay una estrecha relación de las potencias activa y reactiva con los voltajes y ángulos, se aborda el control de los mismos desde su generación la cual para este trabajo en particular radica en los convertidores de potencia que son asociados a las fuentes alternativas, para ello se realiza el diseño de un controlador basado en pasividad, el cual tiene la característica de tomar en cuenta la dinámica de los convertidores, de esta manera se aborda el problema de control de voltajes y corrientes en el convertidor.

El resultado del control de voltaje y corrientes esta sujeto a contar con la señal deseada de corrientes y voltajes del convertidor, lo cual lo complica la solución del problema pues hasta este punto de la solución propuesta no hay una relación de forma directa con las potencias demandadas por las cargas, para ello se propone un control tipo droop el cual mantiene una

relación entre las potencias reactiva y activa en conjunto con los voltajes y ángulo lo cual deja bases para resolver el problema de control de potencias.

Esta parte del presente trabajo esta enfocada en presentar el controlador propuesto para el convertidor de potencia y posteriormente su integración con la estructura de la microrred. Adicionalmente, se presenta una propuesta al problema de generación de potencia mencionado y la problemática que consigo se presenta referida a la medición de potencias y finalmente el planteamiento de la estructura del sistema que involucra a cada una de las problemáticas mencionadas, todo es abordado desde la perspectiva de control basado en pasividad y sistemas con representación Hamiltoniana.

## 3.2. Control de voltaje y corriente

El control de seguimiento de voltaje en la microrred es un tema delicado y de interés para la comunidad de control, pues los problemas que se presentan se deben a diversas circunstancias las cuales pueden ser por fallas en el equipo o por cambios en la demanda de la carga, debido a la naturaleza de estos inconvenientes es importante considerar una aproximación del sistema dinámico a tratar, es por esta razón que se aborda el problema de control de seguimiento de voltaje, considerando no solo la dinámica del convertidor si no adicionalmente la estructura de la red de interconexión.

Como estabilidad de voltaje se entiende como la capacidad del sistema de recuperar el punto de operación ante un cambio en la red, cabe mencionar que dentro de el contexto de este trabajo la estabilidad se estudia entorno a teoría de sistemas no lineales, para ello será basado en la estabilidad en el sentido de Lyapunov y herramientas de estabilidad entrada-estado.

### 3.2.1. Control de convertidor

Uno de los problemas que se presentan en una microrred en la cual se tiene presencia de fuentes alternativas es el control de convertidores de potencia, los cuales tienen el objetivo de acondicionar la energía proporcionada por estas fuentes, para abordar el este problema se diseña un controlador el cual debe garantizar la generación de un voltaje deseado en la salida del convertidor.

Se presenta el diseño del controlador del convertidor de potencia, como ya se menciono en capítulos anteriores se realizará mediante el enfoque basado en pasividad de sistemas Hamiltonianos controlados por puerto y la técnica de Interconexión y Asignación de Amortiguamiento (IDA-PBC, por sus siglas en inglés), en particular este controlador se encuentra reportado en Avila-Becerril, Espinosa-Pérez & Canseco-Rodal (2016), en el cual se resuelve el problema de regulación para los convertidores de potencia, este se encuentra basado en el modelo del convertidor de potencia dado por (2.4), para ello es necesario definir la dinámica admisible de la forma

$$\dot{x}_{12} = \mathbb{J}_{12} \nabla_{x_{12}^*} H_c^* + G_{12} u^* - I_L \quad (3.1)$$

con la entrada de control  $u^*$  que genera al estado  $x^*$ . Por otro lado, definiendo el error de la forma

$$\tilde{x} = x_{12} - x_{12}^*$$

bajo esta definiciones la dinámica del error tiene la estructura que cumple con

$$\dot{\tilde{x}}_{12} = \mathbb{J}_{12} \nabla_{\tilde{x}_{12}} \tilde{H}_{12} + G_{12} \tilde{u} \quad (3.2)$$

la cual tiene asociada la función cuadrática en  $\tilde{x}$

$$\tilde{H}_c(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) = \frac{1}{2} \tilde{x}_1^T L^{-1} \tilde{x}_1 + \frac{1}{2} \tilde{x}_2^T C^{-1} \tilde{x}_2 \quad (3.3)$$

Bajo las definiciones de la dinámica admisible es posible definir las condiciones bajo las que se realiza el diseño del controlador basado en pasividad para cada convertidor de potencia, para ello suponga lo siguiente:

**Suposición 3.2.1** Considere el convertidor con la dinámica definida en (2.4). Suponga que:

- Esta disponible la medición del estado completo.
- La corriente  $i_L$  es conocida.
- Todos los parámetros son conocidos.
- El comportamiento en estado estacionario  $x_2^*$  es una función conocida, con primera y segunda derivada acotadas.

Bajo estas suposiciones, la ley de control

$$u = V^{-1} [\dot{x}_1^* + C^{-1} x_2^* - K_1 L^{-1} \tilde{x}_1] \quad (3.4a)$$

$$\dot{x}_2^* - L^{-1} x_1^* + I_{L_i} - K_2 C^{-1} \tilde{x}_2 = 0 \quad (3.4b)$$

donde las matrices de ganancias son definidas positivas  $K_1 > 0$  y  $K_2 > 0$ , bajo estas condiciones se logra que  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}_{12_i} = 0$

**Prueba 1** *Escribiendo las ecuaciones (3.4) en su forma compacta*

$$G_{12} \tilde{u} = -K \nabla_{\tilde{x}} \tilde{H}_c(\tilde{x}_{12})$$

con  $K = \text{diag}K_1, K_2$  positiva definida, de modo que la dinámica del error en lazo cerrado es

$$\dot{\tilde{x}}_{12} = [\mathbb{J}_{12} - K] \nabla_{\tilde{x}_{12}} \tilde{H}_c(\tilde{x}_{12}) \quad (3.5)$$

Tomando la derivada de la función candidata de Lyapunov dada por (3.3) a lo largo de las trayectorias de (3.5) se tiene

$$\dot{\tilde{H}}_c(\tilde{x}_{12}) = - \left( \nabla_{\tilde{x}_{12}} \tilde{H}_c(\tilde{x}_{12}) \right)^T K \nabla_{\tilde{x}_{12}} \tilde{H}_c(\tilde{x}_{12}) < 0 \quad (3.6)$$

dado que la matriz  $K$  es positiva definida y que la función  $\tilde{H}_c$  tiene su mínimo en  $\tilde{x}_{12} = 0$ , por lo que se tiene estabilidad asintótica de  $\tilde{x}_{12}$ .

▼

De esta manera se garantiza que bajo el control propuesto los convertidores presentan propiedades de estabilidad, en el siguiente capítulo se presenta la interconexión de los convertidores bajo esta ley de control, mostrando los alcances de este enfoque en el cual se preserva la estructura del controlador.

### 3.2.2. Control de la microrred

Tomando la estructura del modelo de la red y el convertidor dado por (2.26) como referencia para definir la estructura de las trayectorias admisibles de la forma

$$\dot{x}^* = [\mathbb{J}_T - \mathbb{R}_T] P x^* - g_{RT} \Psi_{34}^*(x_3^*) + G_T u^* \quad (3.7)$$

de esta manera definiendo el error  $\tilde{x} = x - x^*$  de modo que la dinámica del error tiene una estructura como

$$\dot{\tilde{x}} = [\mathbb{J}_T - \mathbb{R}_T] P \tilde{x} - g_{RT} [\Psi_{34}(x_3) - \Psi_{34}^*(x_3^*)] + G_T \tilde{u} \quad (3.8)$$

una función tipo energía del sistema es

$$\tilde{H}_T(\tilde{x}) = \tilde{H}_c(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) + \tilde{H}_a(\tilde{x}_3, \tilde{x}_4) \quad (3.9)$$

$$\tilde{H}_c(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) = \frac{1}{2}\tilde{x}_1^T L^{-1}\tilde{x}_1 + \frac{1}{2}\tilde{x}_2^T C^{-1}\tilde{x}_2 \quad (3.10)$$

$$\tilde{H}_a(\tilde{x}_3, \tilde{x}_4) = \frac{1}{2}\tilde{x}_3^T C_a^{-1}\tilde{x}_3 + \frac{1}{2}\tilde{x}_4^T L_a^{-1}\tilde{x}_4 \quad (3.11)$$

$$\tilde{H}_T(\tilde{x}) = \frac{1}{2}\tilde{x}^T P\tilde{x} \quad (3.12)$$

con  $x = [x_1^T, x_2^T, x_3^T, x_4^T]^T$  y  $P = \text{diag}\{L^{-1}, C^{-1}, C_a^{-1}, L_a^{-1}\}$ , dadas estas definiciones es posible definir el controlador del convertidor de potencia en conjunto con la red bajo las siguientes suposiciones

**Suposición 3.2.2** Considere el convertidor con la dinámica definida en (2.4). Suponga que:

- Esta disponible la medición del estado completo  $x_{12}$ .
- La corriente  $i_L$  es conocida.
- Todos los parámetros del convertidor son conocidos.
- Todos los parámetros de la línea son conocidos.
- El comportamiento en estado estacionario  $x_2^*$  es una función conocida, con primera y segunda derivada acotadas.
- La relación constitutiva de las cargas cumple con pasividad incremental.
- Las líneas son modeladas despreciando la susebtancia en derivación.
- Las cargas son conectadas por medio de un capacitor en paralelo.

bajo estas suposiciones la ley de control

$$u = V^{-1} [\dot{x}_1^* + C^{-1}x_2^* - K_1 L^{-1}\tilde{x}_1] \quad (3.13)$$

bajo las restricciones

$$\dot{x}_2^* - L^{-1}x_1^* + H_{1L}L_a^{-1}x_4^* - K_2 C^{-1}\tilde{x}_2 = 0 \quad (3.14a)$$

$$\dot{x}_3^* + H_{CL}L_a^{-1}x_4^* + \psi_C^{-1}(C_a^{-1}x_3^*) = 0 \quad (3.14b)$$

$$\dot{x}_4^* - H_{1L}^T C^{-1}x_2^* - H_{CL}^T C_a^{-1}x_3^* + R_t L_a^{-1}x_4^* = 0 \quad (3.14c)$$



Bajo las restricciones anteriores se garantiza que la dinámica del error presenta propiedades de estabilidad, es decir

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

con la matriz  $K_1 > 0$  y  $K_2 > 0$ , por lo que se tiene estabilidad interna del sistema.

**Prueba 2** Considerando como función de Lyapunov (3.9) y tomando la derivada respecto al tiempo a lo largo de las trayectorias del sistema (3.8) se tiene

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) &= \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} \\ \dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) &= \tilde{x}^T P ([\mathbb{J}_T - \mathbb{R}_T] P \tilde{x} - g_{RT} [\Psi_{34}(x_3) - \Psi_{34}^*(x_3^*)] + G_T \tilde{u}) \\ \dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) &= \tilde{x}^T P \mathbb{J}_T P \tilde{x} - \tilde{x}^T P \mathbb{R}_T P \tilde{x} \\ &\quad - \tilde{x}^T P g_{RT} [\Psi_{34}(x_3) - \Psi_{34}^*(x_3^*)] + \tilde{x}^T P G_T \tilde{u} \end{aligned}$$

Considerando que la entrada es de la forma

$$G_T \tilde{u} = -K P \tilde{x}, \text{ con } K = \text{diag}\{K_1, K_2, 0, 0\} \in \mathbb{R}^{(3n_1+n_3) \times (3n_1+n_3)}, K > 0$$

La derivada puede ser escrita como

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) &= \tilde{x}^T P \mathbb{J}_T P \tilde{x} - \tilde{x}^T P \mathbb{R}_T P \tilde{x} - \tilde{x}^T P K P \tilde{x} - C_a^{-1} \tilde{x}_3 [\psi_c^{-1}(C_a^{-1} x_3) - \psi_c^* C_a^{-1}(x_3^*)] \\ \dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) &= -\tilde{x}^T P (\mathbb{R}_T + K) P \tilde{x} - C_a^{-1} \tilde{x}_3 [\psi_c^{-1}(C_a^{-1} x_3) - \psi_c^* C_a^{-1}(x_3^*)] \end{aligned}$$

dado que las relaciones constitutivas de las cargas presentan propiedades de pasividad incremental ya que cumplen con

$$(v_{R_c} - v_{R_c}^*)^T [\psi_c^{-1}(v_{R_c}) - \psi_c^{-1}(v_{R_c}^*)] > 0, \text{ con } v_{R_c} = C_a^{-1} x_3 \quad (3.15)$$

la derivada resulta de la forma

$$\dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) \leq -\tilde{x}^T P (\mathbb{R}_T + K) P \tilde{x} \quad (3.16)$$

$$\dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) \leq 0 \quad (3.17)$$

de esta manera  $\dot{\tilde{H}}_T$  cuenta con su argumento acotado y como la función (3.16) es cero en el origen, se garantiza estabilidad asintótica del punto de equilibrio.

De esta manera se garantiza que  $\tilde{x}$  es acotado y el origen del sistema es asintóticamente estable, este resultado esta sujeto a las restricciones dadas por (3.14). sin embargo puede suceder que  $\tilde{x} \rightarrow 0$  pero el estado se encuentre tendiendo a infinito, por lo que es necesario realizar un análisis de las mismas, para ello se debe garantizar que el voltaje deseado de la salida de los convertidores  $C_a x_2^*$  es acotado, por lo que se mostrará que si este voltaje es acotado las trayectorias de los valores deseados son acotadas.

De acuerdo con la derivada de la función de Lyapunov (3.17) se puede saber que  $\tilde{x}_1$ ,  $\tilde{x}_2$ , y de acuerdo con el planteamiento de la ley de control se requiere  $x_2^*$ ,  $\dot{x}_2^*$  y  $\ddot{x}_2^*$  acotadas, de tal forma que para tener una señal de control acotada, es necesario garantizar que  $\dot{x}_1^*$  es acotado, para ello analizando el sistema formado por (3.14), el cual se puede agrupar de la siguiente manera

$$x_1^* = L [\dot{x}_2^* + H_{1L} L_a^{-1} x_4^* - K_2 C^{-1} \tilde{x}_2] \quad (3.18a)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_3^* \\ \dot{x}_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -H_{CL} \\ H_{CL}^T & -R_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a^{-1} x_3^* \\ L_a^{-1} x_4^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\psi_c^{-1}(x_3^*) \\ H_{1L}^T C^{-1} x_2^* \end{bmatrix} \quad (3.18b)$$

de estas ecuaciones se puede resolver de manera algebraica la ecuación (3.18a), ya que se cuenta con los valores de sus argumentos a excepción de  $x_4^*$ , el cual es obtenido de resolver el sistema definido por (3.18b), de acuerdo con las suposiciones realizadas en el diseño del controlador hace falta garantizar que  $x_1^*$  es acotado es necesario garantizar que  $x_4^* \in L_\infty$  de esta manera los estados  $x_1^*$  y  $\dot{x}_1^* \in L_\infty$ , tomando como función de Lyapunov del sistema definido en (3.18b) la función de energía de la forma

$$H_{34}^*(x_{34}^*) = \frac{1}{2} (x_{34}^*)^T P_{34} x_{34}^* \quad (3.19)$$

con  $P_{34} = \text{diag}\{C_a^{-1}, L_a^{-1}\}$ , tomando la derivada de (3.19) respecto al tiempo a lo largo de

las trayectorias de (3.18b) se tiene

$$\dot{H}_{34}^*(x_{34}^*) = (x_{34}^*)^T P_{34} \dot{x}_{34}^* \quad (3.20)$$

reescribiendo el sistema (3.18b) y sustituyendo en (3.20) resulta de la forma

$$\dot{H}_{34}^*(x_{34}^*) = (x_{34}^*)^T P_{34} \left[ [\mathbb{J}_{34} - \mathbb{R}_{34}] P_{34} x_{34}^* + \begin{bmatrix} -\psi_c^{-1}(x_3^*) \\ H_{1L}^T C^{-1} x_2^* \end{bmatrix} \right] \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} &= (x_{34}^*)^T P_{34} \mathbb{J}_{34} P_{34} x_{34}^* - (x_{34}^*)^T P_{34} \mathbb{R}_{34} P_{34} x_{34}^* \\ &\quad + (x_{34}^*)^T P_{34} \begin{bmatrix} -\psi_c^{-1}(x_3^*) \\ H_{1L}^T C^{-1} x_2^* \end{bmatrix} \\ &= -(x_{34}^*)^T P_{34} \mathbb{R}_{34} P_{34} x_{34}^* + (x_{34}^*)^T P_{34} \begin{bmatrix} -\psi_c^{-1}(x_3^*) \\ H_{1L}^T C^{-1} x_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.22)$$

de manera que tomando en cuenta la estructura de  $\mathbb{R}_{34}$ , la derivada de  $\dot{H}_{34}^*(x_{34}^*)$  es

$$\dot{H}_{34}^*(x_{34}^*) = -(L_a^{-1} x_4^*)^T R_t L_a^{-1} x_4^* - (C_a^{-1} x_3^*) \psi_c^{-1}(x_3^*) + (L_a^{-1} x_4^*)^T C^{-1} x_2^* \quad (3.23)$$

de acuerdo a la suposición realizada sobre la relación constitutiva de las cargas se cumple

$$(C_a^{-1} x_3^*) \psi_c^{-1}(x_3^*) > 0$$

analizando el sistema no forzado de acuerdo con (3.23), se tienen que el origen del sistema  $x_{34}^* = 0$  es un punto de equilibrio asintóticamente estable. Por otro lado tomando (3.23) y haciendo el cambio de variable

$$m_4 := L_a^{-1} x_4^*$$

$$m_2 := C_a^{-1} x_2^*$$

la derivada  $\dot{H}_{34}^*$  es de la forma

$$\dot{H}_{34}^*(x_{34}^*) = -m_4^T R_t m_4 - (C_a^{-1} x_3^*) \psi_c^{-1}(x_3^*) - m_4^T m_2 \quad (3.24)$$

aplicando teoría de estabilidad entrada estado-estable, se tiene puede escribir la derivada de la siguiente manera

$$\dot{H}_{34}^* = -(1 - \theta)(m_4^T R_t m_4) - \theta(m_4^T R_t m_4) - (C_a^{-1} x_3^*)^T \psi_c^{-1}(x_3^*) + m_4^T m_2 \quad (3.25)$$

donde  $0 < \theta < 1$ , de esta manera la derivada de la función  $\dot{H}_{34}^*$  resulta de la forma

$$\dot{H}_{34}^* \leq -(1 - \theta)(m_4^T R_t m_4), \forall |m_4| \geq \left( \frac{|m_2|}{\theta \lambda_{\min}\{R_t\}} \right) \quad (3.26)$$

de este manera se puede garantizar que el sistema es entrada estado estable y de esta manera se garantiza que el estado  $x_3^*$  y  $x_4^*$  son acotados para una entrada de  $x_2^*$ , por lo cual se prueba que ante una señal de control acotada y las trayectorias deseadas acotadas el sistema completo en lazo cerrado presenta estabilidad interna, es importante mencionar que esto se encuentra sujeto fuertemente a una elección adecuada del estado  $x_2^*$ .

▼

Para abordar dicho problema se propone como primera solución realizar el calculo de valores en estado estacionario desde la solución de las ecuaciones de valance de potencias y posteriormente un control tipo droop ya que se tiene en cuenta la potencia demandada por las cargas y de esta manera obtener una trayectoria para el convertidor de potencia, este esquema propuesto es descrito a lo largo del presente capítulo.

### 3.2.3. Generación de trayectorias deseadas

Unos de los problemas que se presentan en los SEP muy común es la generación de potencia que cumpla con la conservación de estabilidad en el sentido de que no presente cambios grandes de su punto de operación ante cambios de la potencia demandada de la carga y se satisfaga la demanda de potencia. Para ello es necesario resolver los flujos de potencia que son un sistema de ecuaciones no lineales y para ello uno de los métodos más implementados para ello

es Newton-Raphson, mediante el cual se obtendrán los valores deseados de los convertidores de potencia.

**Método Newton-Raphson** Este método se basa en la expansión de series de Taylor de una función de dos o más variables y es empleado para la solución de flujos de potencia en donde las variables y ecuaciones corresponden a determinar el valor de voltajes y ángulos que satisfagan la potencia demandada en estado estacionario del SEP.

Para ello considere con fines de explicación la función  $f_1(x_1, x_2)$  y  $f_2(x_1, x_2)$  que son igual a dos constantes  $b_1$  y  $b_2$  respectivamente de modo que son de la forma

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2) &= b_1 \\ f_2(x_1, x_2) &= b_2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

de esta manera definiendo el conjunto de ecuaciones formado (3.27) para una manipulación más clara de la forma

$$\begin{aligned} r_1(x_1^*, x_2^*) &= f_1(x_1, x_2) - b_1 \\ r_2(x_1^*, x_2^*) &= f_2(x_1, x_2) - b_2 \end{aligned} \quad (3.28)$$

Tomando como valores iniciales estimados del sistema  $x_1^{(0)}$  y  $x_2^{(0)}$  los cuales no precisamente son la solución, para ello definiendo las correcciones de la solución  $\Delta x_1^{(0)}$  y  $\Delta x_2^{(0)}$  de esta manera adicionando estos términos se obtendrán las soluciones correctas  $x_1^*$  y  $x_2^*$  de esta manera se puede escribir el sistema de ecuaciones de la siguiente manera

$$r_1(x_1^*, x_2^*) = r_1(x_1^* + \Delta x_1^{(0)}, x_2^* + \Delta x_2^{(0)}) \quad (3.29)$$

$$r_2(x_1^*, x_2^*) = r_2(x_1^* + \Delta x_1^{(0)}, x_2^* + \Delta x_2^{(0)}) \quad (3.30)$$

el siguiente paso es encontrar el termino de corrección para obtener las soluciones, para ello expandiendo en series de Taylor las ecuaciones (3.29) y (3.30) alrededor de la solución propuesta de esta manera las series resultan de la forma

$$r_1(x_1^*, x_2^*) = r_1(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) + \Delta x_1^{(0)} \left. \frac{\partial r_1}{\partial x_1} \right|^{(0)} + \Delta x_2^{(0)} \left. \frac{\partial r_1}{\partial x_2} \right|^{(0)} + \dots \quad (3.31)$$

$$r_2(x_1^*, x_2^*) = r_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) + \Delta x_1^{(0)} \left. \frac{\partial r_2}{\partial x_1} \right|^{(0)} + \Delta x_2^{(0)} \left. \frac{\partial r_2}{\partial x_2} \right|^{(0)} + \dots \quad (3.32)$$

las derivadas de orden mayor que 1 en la serie de términos se pueden omitir, los términos  $\partial r_1 / \partial x_1 |^{(0)}$  hace referencia a la derivada parcial evaluada en los valores estimados  $x_1^{(0)}$  y  $x_2^{(0)}$  y el resto de los términos son evaluados de manera similar, de esta manera es posible escribir

las ecuaciones anteriores en una forma matricial que resulta como

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x_1} & \frac{\partial r_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial r_2}{\partial x_1} & \frac{\partial r_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}}_{\mathbb{J}^{(0)}} \begin{bmatrix} \Delta x_1^{(0)} \\ \Delta x_2^{(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 - f_1(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \\ b_2 - f_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

donde la matriz  $\mathbb{J}$  es el jacobiano y el superíndice indica el término en el que ha sido evaluado los estados iniciales  $x_1^{(0)}$  y  $x_2^{(0)}$  con los cuales se calcularán los valores numéricos de las derivadas parciales. Definiendo el error  $\Delta r_1^{(0)}$  como la diferencia entre el valor asignado a  $r_1$  menos el valor calculado de  $r_1$  y de igual forma el error de  $\Delta r_2^{(0)}$ , de modo que se tiene un sistema lineal de ecuaciones de error

$$\mathbb{J}^{(0)} \Delta x_{12}^{(0)} = \Delta r_{12}^{(0)} \quad (3.34)$$

dado que esto es una aproximación por que se han despreciado los valores de alto orden de la serie, este sistema no arrojan una solución correcta de modo que es necesario realizar una iteración más, es decir, calcular  $x_1^{(1)}$  y  $x_2^{(1)}$  de la forma

$$\begin{aligned} x_1^{(1)} &= x_1^{(0)} + \Delta x_1^{(0)} \\ x_2^{(1)} &= x_2^{(0)} + \Delta x_2^{(0)} \end{aligned}$$

Este proceso se debe repetir hasta que se logre una pequeña corrección que satisfaga el índice de precisión determinado  $\epsilon > 0$ , es decir hasta que los valores de  $|\Delta x_1|$  y  $|\Delta x_2|$  tengan un valor menor que  $\epsilon$ .

**Solución de flujos de potencia mediante el método Newton-Raphson** Los elementos del SEP se interconectan mediante líneas de transmisión las cuales se representan por una impedancia y una capacitancia como el mencionado en el capítulo 2 del presente trabajo, de manera que es posible representar el flujo entre dos nodos, para obtener la relación de corrientes y voltajes incidentes en el nodo y posteriormente plantear las ecuaciones de flujos de potencia. Realizando un análisis de nodos, las corrientes en cada nodo pueden ser escritas en términos de admitancia y voltajes como

$$I = YV \quad (3.35)$$

donde  $I$  el vector de las corrientes de las fuentes que se encuentran en cada nodo,  $V$  es el vector de voltajes de cada nodo, de esta queda por construir la matriz de admitancias  $Y$  la cual es de la forma

$$\begin{bmatrix} Y_{ii} & \dots & Y_{iN} \\ \vdots & \ddots & Y_{2N} \\ Y_{N1} & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix}$$

donde  $N$  denota el numero de nodos en el SEP, los sub indices hacen mención a las admitancias relacionadas, es decir, el subíndice  $jk$  representa la suma de admitancias desde el nodo  $j$  hasta el nodo  $k$  y los elementos de la diagonal principal representan las admitancias conectadas a un mismo nodo, en la literatura la matriz  $Y$  se conoce como la matriz de admitancia de bus (en el presente trabajo un bus es considerado un nodo), donde cada uno de sus componentes son de la forma

$$Y = G + jB$$

donde  $G$  es representa la conductancia y  $B$  es la susceptancia, los cuales corresponden al inverso de la impedancia  $Z$  de la línea. De esta manera es posible obtener la potencia compleja entregada en el  $i$ -esimo nodo la cual es

$$S_i = V_i I_i^* \quad (3.36)$$

de esta manera sustituyendo la ecuación (3.35) en (3.36) se tiene una relación de la potencia compleja en términos de voltajes y corrientes como

$$S_i = V_i [Y_{in} V_n]^* \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.37)$$

es posible expresar los términos de (3.37) en su representación de euler de la forma

$$\begin{aligned} V_i &= V_i e^{j\delta_i} \\ V_n &= V_n e^{j\delta_n} \quad i, n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (3.38)$$

de esta manera los productos de voltajes entre los nodos resultan en

$$V_i V_n^* = V_i V_n e^{j(\delta_i - \delta_n)} = V_i V_n e^{j\delta_{in}}$$

sustituyendo esta última expresión en su forma rectangular en (3.37) y tomando la parte real e imaginaria, la potencia activa y reactiva  $P$  y  $Q$  respectivamente incidentes en el nodo es

$$\begin{aligned} P_i &= V_i \sum_{n=1}^N (G_{in} V_n \cos(\delta_{in}) + B_{in} V_n \sin(\delta_{in})) \\ Q_i &= V_i \sum_{n=1}^N (G_{in} V_n \sin(\delta_{in}) - B_{in} V_n \cos(\delta_{in})), \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (3.39)$$

Los valores que satisfacen la demanda de potencia y garantizan la estabilidad del SEP es la solución de las ecuaciones de balance de potencia, a partir de la potencia activa y reactiva se puede obtener los valores en estado estacionario de la amplitud de voltaje y ángulo de desfazamiento que satisfagan la demanda de potencia de las cargas, por lo que los flujos de potencia

entre el nodo  $i$  y  $k$  resultan las ecuaciones de la forma

$$P_{ik} = V_i^2 G_{ii} - \sum_{n=1}^N V_i V_k (G_{ik} \cos \delta_{ik} + B_{ik} \sin \delta_{ik}) \quad (3.40a)$$

$$Q_{ik} = -V_i^2 B_{ii} - \sum_{n=1}^N V_i V_k (G_{ik} \sin \delta_{ik} - B_{ik} \cos \delta_{ik}) \quad (3.40b)$$

donde  $G_{ik}$  y  $B_{ik}$  son la conductancia y susceptancia entre los nodos  $i$  y  $k$ ,  $G_{ii}$  y  $B_{ii}$  son la conductancia y susceptancia que inciden en el mismo nodo, finalmente  $\delta_{ik} \triangleq \delta_i - \delta_k$  es el desfazamiento entre los nodos  $i$  y  $k$ . Definiendo la potencia activa y reactiva en cada bus como  $P^{cal}$  y  $Q^{cal}$ , es posible escribir el sistema de ecuaciones

$$\begin{aligned} P_1(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= P_1^{cal} \\ \dots &= \dots \\ P_n(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= P_n^{cal} \\ Q_1(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= Q_1^{cal} \\ \dots &= \dots \\ Q_n(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= Q_n^{cal} \end{aligned} \quad (3.41)$$

de acuerdo al procedimiento antes mencionado para la solución mediante el método Newton Raphson, el sistema correspondiente de forma similar a (3.33) es

$$\begin{bmatrix} P_1^{cal} - P_1(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) \\ \dots \\ P_n^{cal} - P_n(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) \\ Q_1^{cal} - Q_1(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) \\ \dots \\ Q_n^{cal} - Q_n(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_1}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial P_1}{\partial \theta_n} & \frac{\partial P_1}{\partial V_1} & \dots & \frac{\partial P_1}{\partial V_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial P_n}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial P_n}{\partial \theta_n} & \frac{\partial P_n}{\partial V_1} & \dots & \frac{\partial P_n}{\partial V_n} \\ \frac{\partial Q_1}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial Q_1}{\partial \theta_n} & \frac{\partial Q_1}{\partial V_1} & \dots & \frac{\partial Q_1}{\partial V_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial Q_n}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial Q_n}{\partial \theta_n} & \frac{\partial Q_n}{\partial V_1} & \dots & \frac{\partial Q_n}{\partial V_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_1 \\ \dots \\ \Delta \theta_n \\ \Delta V_1 \\ \dots \\ \Delta V_n \end{bmatrix}$$

y escrito en su forma compacta

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \theta} & \frac{\partial P}{\partial V} \\ \frac{\partial Q}{\partial \theta} & \frac{\partial Q}{\partial V} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta \\ \Delta V \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

bajo este sistema de ecuaciones es posible aplicar el procedimiento del método Newton Raphson para la solución de flujos de potencia, de esta manera resolviendo las ecuaciones planteadas se obtienen los valores deseados del voltaje de salida de los convertidores de potencia  $C^{-1}x_2^*$  que satisfacen la demanda de potencia de las cargas y cumple con las condiciones realizadas



para el esquema de controlador propuesto, con estas condiciones es factible realizar una evaluación numérica mediante una red presentada en la literatura como base para la evaluación numérica de los esquemas propuestos.

### 3.2.4. Evaluación numérica

En el presente trabajo se realiza el control de micro rredes mediante un diseño basado en pasividad, el resultado de este trabajo es dividido en dos escenarios y en particular en esta sección se presenta el primero de ellos, el cual garantiza convergencia del error siempre que se cumpla que los voltajes deseados del convertidor sean acotados, lo cual garantiza estabilidad interna, este valor deseado, es obtenido a partir de la solución de las ecuaciones de flujos de potencia planteadas en la sección anterior.

Con el fin de evaluar la ley de control definida anteriormente por (3.13) bajo las restricciones (3.14) y tomando como valor deseado del voltaje de salida del convertidor  $C^{-1}x_2^*$  la solución de las ecuaciones de flujos de potencia se elijo una red presentada en la literatura de SEP's . Considere la red mostrada en la Figura 3.1 la cual fue tomada de Stagg & El-Abiad (1968), esta cuenta de cinco nodos de los cuales en dos de ellos se encuentran generadores que serán considerados como fuentes verdes conectadas a convertidores de potencia, los cuales logran satisfacer la potencia demandada por las cargas y en los nodos restantes se encuentran cargas conectadas a los mismos, los valores nominales de los generadores y cargas en la red se muestran en la Tabla 3.1, donde se puede apreciar que el bus número uno es el bus de referencia en sistema pu.

Bus	Voltaje bus	Generación		Carga	
		megawatts	megavars	megawatts	megavars
1	1.06+j0.0	0	0	0	0
2	1.0+j0.0	40	30	20	10
3	1.0+j0.0	0	0	45	15
4	1.0+j0.0	0	0	40	5
5	1.0+j0.0	0	0	60	10

**Tabla 3.1:** Datos de generación y cargas

La red elegida para la evaluación es una red tipo malla de acuerdo con Brokering et al. (2008), la red se considera aislada de la red principal lo cual es una de las características de una micro rred y es la forma en que se aborda el presente problema, las líneas son modeladas por su equivalente modelo pi considerando sus elementos con relaciones constitutivas lineales, los valores de impedancia de las líneas y de cargas se muestran en la Tabla 3.2.

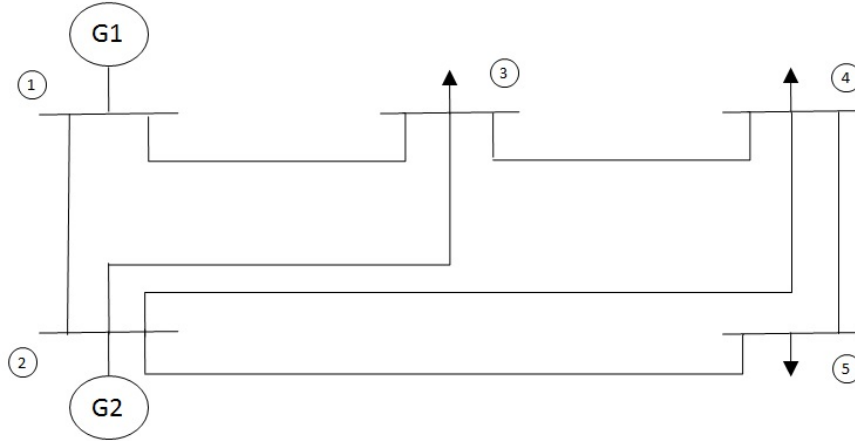


Figura 3.1: Red 5 nodos.

Bus	Impedancia	Carga
1-2	0.02+j0.06	0.0+j0.030
1-3	0.08+j0.24	0.0+j0.025
2-3	0.06+j0.18	0.0+j0.020
2-4	0.06+j0.18	0.0+j0.020
2-5	0.04+j0.12	0.0+j0.015
3-4	0.01+j0.03	0.0+j0.010
4-5	0.08+j0.24	0.0+j0.025

Tabla 3.2: Impedancias de líneas y cargas

Siguiendo lo planteado en el capítulo anterior respecto a la red en conjunto con el convertidor se puede representar como (2.26), de esta manera el modelo de la red es

$$\dot{x} = (\mathbb{J}_T - \mathbb{R}_T)Px - g_{RT}\Psi_{34}(x_3) + G_Tu \quad (3.43)$$

donde

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \mathbb{J}_T = \begin{bmatrix} 0 & -I & 0 & 0 \\ I & 0 & 0 & -H_{1L} \\ 0 & 0 & 0 & -H_{CL} \\ 0 & H_{1L}^T & H_{CL}^T & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_T^T;$$

$$G_T = \begin{bmatrix} Vu \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \Psi_{34}(x_3) = \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_c^{-1}(x_3) \end{bmatrix};$$

$$g_{RT} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad P = \text{diag}\{L^{-1}, C^{-1}, C_a^{-1}, L_a^{-1}\},$$

con  $\mathbb{R}_T = \text{diag}\{0, 0, 0, R_t\} \geq 0$  y las submatrices que conforman a la matriz  $\mathbb{J}_T$  de acuerdo con la red propuesta son de la forma

$$H_{1L} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_{CL} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_{RL} = I_7$$

Por otro lado, los convertidores de potencia son modelados con un filtro  $LC$  en su salida con modelo como (2.4), donde los valores de los componentes son  $C_i = 1.2 \times 10^{-4}[F]$ ,  $L_i = 5.8635 \times 10^{-4}[H]$  y  $V_i = 1.3 pu$ . La red se considera con frecuencia nominal de  $60[Hz]$  por lo que tomando los valores de impedancia es posible calcular los elementos de la matriz de admitancia de la red, la cual es como

$$Y_{BUS} = \begin{bmatrix} 6.25 - j18.695 & -5.0 + j15.0 & -1.25 + j3.75 \\ -5.0 + j15.0 & 10.83334 + j32.415 & -1.66667 + j5.0 \\ -1.25 + j3.75 & -1.66667 + j5.0 & 12.91667 - j38.695 \\ 0 & -1.66667 + j5.0 & -10.0 + j30.0 \\ 0 & -2.5 + j7.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1.66667 + j5.0 & -2.5 + j7.5 & 0 \\ -10.0 + j30.0 & 0 & 0 \\ 12.91667 - j38.695 & -1.25 + j3.75 & 0 \\ -1.25 + j3.75 & 3.75 - j11.21 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

De esta manera haciendo uso del método de Newton Raphson se define los valores deseados de los convertidores de la siguiente manera

$$C_i^{-1}x_{2i}^* = V_{2i}^* \sin(\omega_{st} + \delta_i^*) \quad (3.45)$$

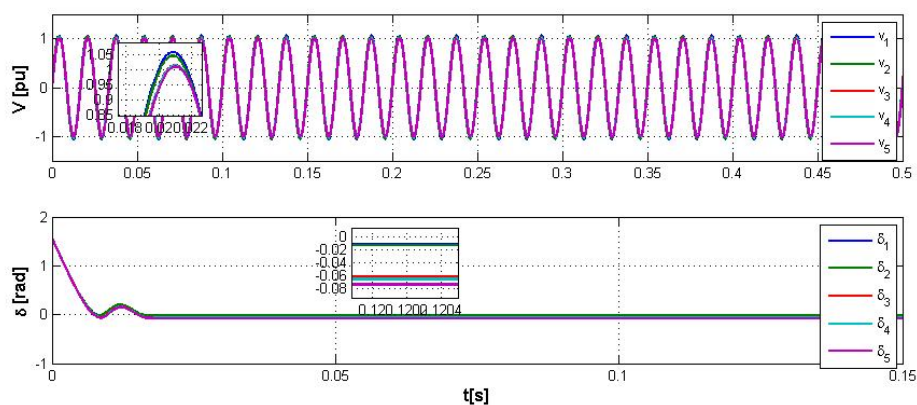
Bus voltages	
Bus 2	1.0476 $\angle$ -0.0489
Bus 3	1.0244 $\angle$ -0.0872
Bus 4	1.0237 $\angle$ -0.0930
Bus 5	1.0181 $\angle$ -0.1073

**Tabla 3.3:** Datos de flujos de potencia

donde  $V_{2i}^*$  es la amplitud del voltaje de salida del convertidor y  $\delta_i^*$  es el ángulo deseado, el resultado de haber empleado el método se muestra en la Tabla 3.3, el código empleado se muestra en el Apéndice A, para mayor detalle.

Haciendo uso de los valores deseados se implemento el controlador propuesto bajo las ganancias  $\mathbb{K} = \text{diag}\{3I_2, 3I_2, 0, 0\}$  con  $I_2$  matriz identidad. La evaluación numérica se realizó en Matlab2016a/SIMULINK<sup>®</sup> con un paso de integración fijo, bajo el método de integración ode4 Runge-Kutta y condiciones iniciales establecidas en cero, el sistema se presenta en por unidad con potencia base  $S_B = 100\text{MVA}$ ,  $V_b = 100\text{KV}$  y una impedancia base  $Z_{base} = 100[\omega]$ .

Los resultados obtenidos de la evaluación numérica respecto a la respuesta de seguimiento de voltaje son presentados en la Figura 3.2, los voltajes corresponden a las señales de cada nodo los cuales se encuentran entre un rango entre menos uno y uno, lo cual muestra que todos los voltajes de nodo son acotados como se menciona previamente en en el análisis de estabilidad realizado, por otra parte, los ángulos de fase de los nodos se encuentran dentro de los valores correspondientes que garantizan una estabilidad del sistema tomando los valores deseados de la solución de flujos de potencia mediante Newton Rapshon. Los valores de voltajes no solo

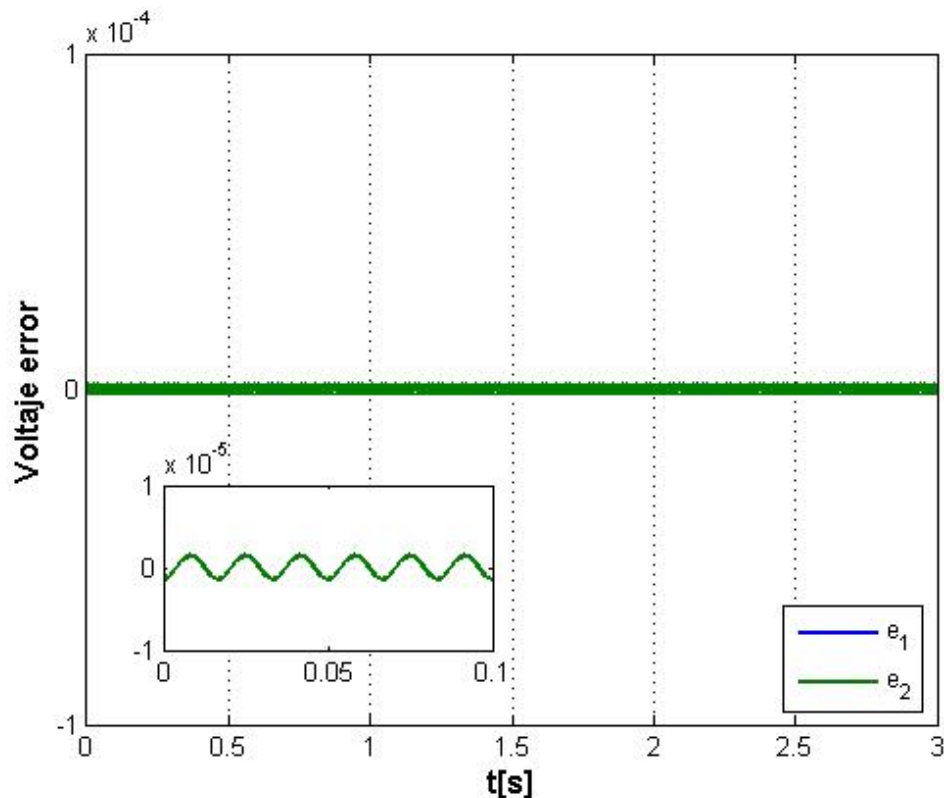


**Figura 3.2:** Voltaje y ángulo.

cumplen con permanecer en un valor aceptable para el sistema ya que este se encuentra en pu, un incremento mayor a la unidad en sus amplitudes nos indicaría que se esta pidiendo valores

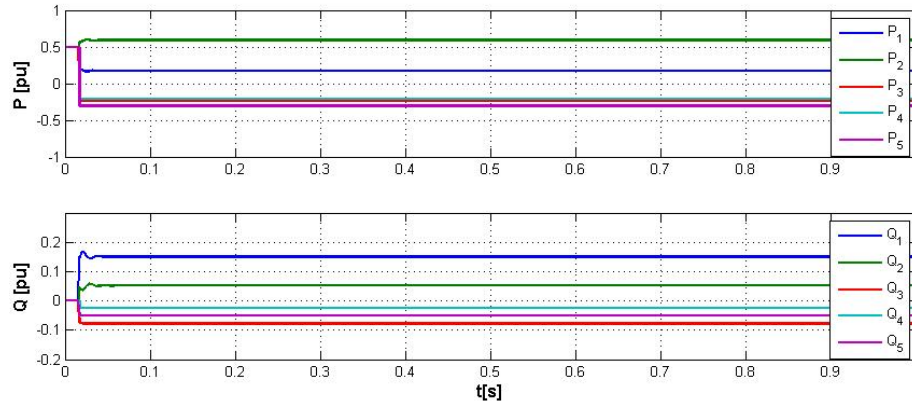
significativamente altos para el sistema y este puede no realizarlos o causar que el sistema cambie a un punto de operación que provoque inestabilidad.

Cabe mencionar que bajo el esquema propuesto no solo se garantizaba estabilidad interna eligiendo adecuadamente los valores deseados, es decir, se garantizaba el seguimiento de voltaje lo cual se puede corroborar mediante la Figura 3.3, la cual corresponde al error de seguimiento de voltaje, estos convergen a cero con una oscilación mínima, lo cual corrobora que la señal de voltaje deseado es correcta.



**Figura 3.3:** Error de seguimiento de voltaje.

Finalmente la respuesta de potencias en los nodos y las cargas se muestra en la Figura 3.4, donde se aprecia que las potencias activa y reactiva de ambos convertidores presenta un transitorio y posteriormente llega a un estado estacionario constante, cabe mencionar que se encuentra acotada y es menor a la unidad, lo cual garantiza un funcionamiento adecuado de los convertidores de potencia, los cuales logran satisfacer la potencia demandada de potencia por las cargas como se puede apreciar en la misma figura ya que las potencias de las cargas se mantienen acotadas y son menores a cero ya que estas las cargas se encuentran disipando la energía que se les suministra, esto nos confirma lo realizado mediante el análisis previo ya que se tiene estabilidad interna del sistema ante la elección de señal deseada mediante las ecuaciones de flujos de potencia.



**Figura 3.4:** Potencias de nodos.

Mediante este primer esquema de control propuesto, el cual es un primer nivel de control en la microrred se logra un seguimiento de la señal de voltaje deseado, adicionalmente, se puede corroborar los alcances de dicho esquema mediante los resultados obtenidos. La principal desventaja de este primer esquema es el calculo fuera de línea de los voltajes deseados de voltaje de los convertidores; es por esta razón que se planteo un segundo esquema de control incluyendo un control secundario, el cual se presenta en la siguiente sección.

### 3.2.5. Control Droop

Uno de los principales problemas en el control de microrredes que se aborda por la comunidad de investigadores es el control de potencia, en particular en este trabajo se pretende realizar un segundo esquema que cuenta con un nivel de control adicional respecto al esquema presentado anteriormente en el cual se tiene el problema de la elección adecuada del voltaje de salida del convertidor, para ello se realiza mediante la implementación de un control droop el cual es ampliamente usado en motores síncronos para el control de potencia Kundur et al. (1994).

El control droop inicialmente se fue desarrollado para control de potencia en generadores síncronos ya que el aumento de frecuencia angular del generador se relaciona con la potencia activa y la amplitud de voltaje se encuentra relacionada con la potencia reactiva, partiendo de esta idea hay varios trabajos que abordan este tipo de control en convertidores de potencia, aplicándolo de manera similar en convertidores de potencia conectados en paralelo Zhong & Zeng (2016), donde aplica el control droop de a cuerdo a la impedancia de salida del convertidor lo cual le permite mantener las salidas de los convertidores en un rango de operación entre  $\pm\pi/2 rad$ , inclusive hay trabajos al respecto en el cual implementan técnicas de control adaptable Gkavanoudis et al. (2016), para la carga microrredes aisladas realizando la incorporación de almacenadores de energía (baterías), la ventaja es que la estrategia de control presentada no requiere un algoritmo de administración central, aún de las bondades que aportan los distin-

tos enfoques, estos no toman en cuenta la dinámica de los convertidores lo cual permite hacer una mejor aproximación y deja la posibilidad de realizar una representación Hamiltoniana para posteriormente hacer uso del diseño de control basado en pasividad, ya que el modelo del convertidor tiene una estructura con representación adecuada como se ha mencionado en la secciones anteriores.

El control droop es empleado en generadores y dado que tiene un buen desempeño se ha implementado en convertidores de potencia ya que lo que se busca es considerar de manera similar al convertidor como un generador síncrono, por ejemplo en Zhong & Hornik (2012), se hace estudio del control droop en inversores conectados en paralelo, en el cual se hace un análisis del voltaje entre los nodos, en el cual se puede escribir la potencia activa y reactiva como

$$\begin{aligned} P &= \frac{EV_0}{Z_0} \delta \\ Q &= \frac{E - V_0}{Z_0} V_0 \end{aligned} \quad (3.46)$$

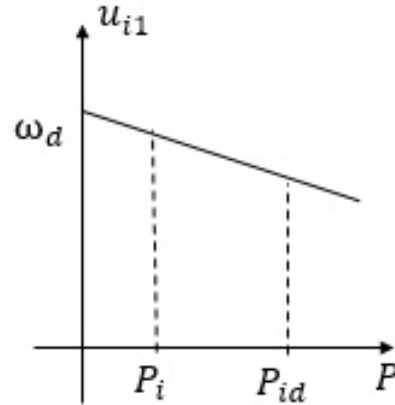
donde  $E$  es el voltaje del inversor,  $Z_0$  la impedancia de la fuente y  $V_0$  es voltaje en la impedancia de carga, lo cual significa que la potencia activa puede ser controlada mediante  $\delta$  y la potencia reactiva puede ser controlada por  $E$ . Dada la relación que existe entre voltaje, ángulo de desfase entre voltajes de nodo con las potencias, el control droop tiene una estructura de control proporcional al error entre la potencia deseada y la potencia medida en el nodo al que se encuentra ligado dicho control de potencias, de modo que tiene la forma

$$\begin{aligned} u_{i1} &= \omega_d - k_{pi} (P_{im} - P_{id}) \\ u_{i2} &= V_{id} - k_{qi} (Q_{im} - Q_{id}) \end{aligned} \quad (3.47)$$

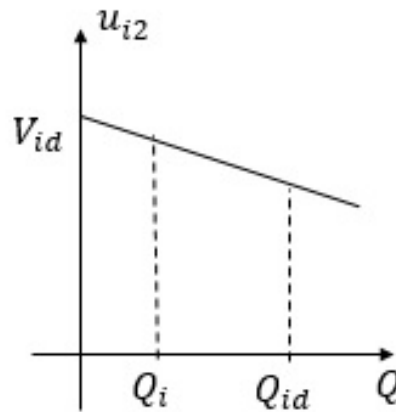
donde  $\omega_d$ ,  $V_{id}$ ,  $P_{id}$  y  $Q_{id}$  son los valores de referencia los cuales son proporcionados por un control externo,  $k_{pi}$  y  $k_{qi}$  son las ganancias de control,  $P_i$  y  $Q_i$  son las potencias activa y reactiva medidas. dada la estructura del controlador se puede obtener una gráfica del mismo, como se muestra en la Figura 3.5, donde la pendiente de la recta parte de la frecuencia angular deseada, uno de los puntos que dicha recta contiene al punto de potencia deseada y tiene una pendiente dada por la ganancia de control  $k_{pi}$  de manera similar en la Figura 3.6, se muestra la gráfica correspondiente al control de potencia reactiva, la cual le corresponde una pendiente de la recta del control droop  $k_{qi}$ .

De esta manera mediante el control droop es posible definir los valores de los convertidores de potencia  $C^{-1}x_2^*$  de la forma

$$C^{-1}x_2^* = V_i^* \sin(\delta_i^* t) \quad (3.48)$$



**Figura 3.5:** Control potencia activa.



**Figura 3.6:** Control potencia reactiva.

de esta manera el control droop para el esquema propuesto es como

$$\begin{aligned} \delta_i^* &= \omega_{rd} - k_{pi} (P_i - P_{id}) \\ V_i^* &= V_{ird} - k_{qi} (Q_i - Q_{id}) \end{aligned} \quad (3.49)$$

donde  $V_{ird}$  y  $\omega_{rd}$  son los voltajes y frecuencia angular deseados, mediante este control es posible obtener señales deseadas las cuales se encuentran en términos de potencias, por lo que es necesario expresar las mismas en términos de voltajes y corrientes del sistema.

La medición de potencia activa y reactiva instantánea es abordado desde distintas perspectivas por ejemplo, en sistemas trifásicos se emplea la transformada de Park, otros autores emplean la descomposición en series de Fourier de voltaje y corriente, sin embargo, estos métodos se



aplican a sistemas trifásicos. Por otro lado, en circuitos monofásicos se ha reportado en la literatura distintos métodos de medición de potencia instantánea, por ejemplo, en Yang & Blaabjerg (2013) presenta una serie de métodos entre los cuales se encuentra la Transformada Discreta de Fourier para el cálculo de potencia promedio, sin embargo se pierden componentes de la señal original al ser una aproximación, dentro de los métodos en la literatura relacionada se encuentra en Azevedo et al. (2011) el cálculo de potencias activa y reactiva mediante el uso de una señal en cuadratura y filtros paso bajas, esta última idea es abordada en otro de los métodos propuestos en Furtado et al. (2008) que propone un filtro paso bajas para la potencia instantánea, en el cual se está inspirado uno de los resultados del presente trabajo.

Definiendo la potencia instantánea mediante el producto de voltaje y corriente como

$$p_{ins}(t) = v(t)i(t) \quad (3.50)$$

en particular en el presente trabajo los valores necesarios para el cálculo de potencia de acuerdo con la definición de potencia instantánea son de la forma

$$p_{ins}(t) = H_{1L}L_a^{-1}C^{-1}x_2 \quad (3.51)$$

dado que son señales de voltaje y corriente en los convertidores la potencia instantánea puede escribirse como

$$p_{ins} = \frac{1}{2}V_m I_m \cos(\delta_{vi}) + \frac{1}{2}V_m I_m \cos(2\omega + \delta_{vi}) \quad (3.52)$$

donde  $\delta_{vi}$  es el desfazamiento entre voltaje y corriente, de manera que aplicando un filtro paso bajas con una adecuada frecuencia de corte por debajo de  $2\omega$  de la forma

$$\dot{P} = \omega_f(-P + p_{ins}) \quad (3.53)$$

donde  $\omega_f$  es la frecuencia del filtro, dado que la potencia instantánea contiene información de ambas potencias, es de utilidad para recuperar la potencia reactiva de forma directa de la potencia instantánea mediante

$$Q = p_{ins} - P \quad (3.54)$$

de esta manera es posible realizar la medición de  $P_i$  y  $Q_i$  que son requeridas en la implementación del control droop y realizar el lazo cerrado del sistema en conjunto con el controlador propuesto, y realizar una evaluación numérica mediante este nuevo esquema donde se tienen dos niveles de control.

### 3.2.6. Evaluación numérica

Este segundo esquema de control, el cual corresponde al definido por (3.49) en conjunto con el filtro definido por (3.53), bajo la ley de control definida en (3.13) bajo las restricciones (3.14) fue implementado en una evaluación numérica en la red de cinco nodos mostrada en

la Figura 3.1 la cual tiene un modelo definido por (3.43), con datos de impedancia y cargas definidos en la Tabla 3.2, los valores de los elementos del filtros de los convertidores de potencia son  $C_i = 1.2 \times 10^{-4}[F]$ ,  $L_i = 5.8635 \times 10^{-4}[H]$  y  $V_i = 1.3 pu$ . La red se considera con frecuencia nominal de  $60[Hz]$ , de acuerdo con los valores definidos la matriz  $Y_{bus}$  es la definida en (3.44), los valores deseados de potencias son los mostrados en la Tabla 3.4. De acuerdo con

Valores	$S_{Base} = 100MVA, V_{Base} = 100kV$
$P_i^d$	(0.173, 0.5893)[pu]
$Q_i^d$	(0.1507, 0.0519)[pu]

**Tabla 3.4:** Parámetros

los valores de la red tomada para la evaluación numérica, se asignaron las ganancias de control  $\mathbb{K} = \text{diag}\{3I_2, 3I_2, 0, 0\}$  con  $I_2$  matriz identidad,  $k_{p1} = k_{p2} = 0.012$ ,  $k_{q1} = k_{q2} = 0.006$  y las frecuencias de corte de los filtro paso bajas  $\omega_{f1} = 40$ ,  $\omega_{f2} = 7$  los cuales son definidos por (3.53), la evaluación se realizó en Matlab2016a/SIMULINK<sup>®</sup> con un paso de integración fijo y método de integración ode4 Runge-Kutta integración y con condiciones iniciales en cero.

En esta sección del trabajo se presentan los datos obtenidos mediante el segundo esquema de control, en el cual se tienen dos niveles de control dentro del mismo, el primero de ellos consta del control que toma en cuenta la dinámica de los convertidores de potencia en el cual se realiza seguimiento de voltaje para la señal deseada en la salida en los mismos. Por otro lado, el segundo nivel de control es reflejado en la potencias que debe suministrar cada convertidor para satisfacer la potencia demandada por las cargas, para ello se implemento un control droop el cual requiere de la medición de potencia, para ello se implementa un esquema de medición de potencia instantánea mediante la potencia instantánea y un filtro paso bajas de primer orden.

Los resultados obtenidos en la evaluación numérica bajo el segundo esquema de control propuesto para control de microrredes respecto a voltajes de nodo y ángulos de fase se presentan en la Figura 3.7, donde los voltajes de nodos tienen un comportamiento en estado estacionario sinusoidal con amplitud acotada entre menos uno y uno, con lo cual se tiene un funcionamiento adecuado de los convertidores de potencia ya que dentro de valores permitidos, sin presentar amplitudes indeseables en el sistema. Por otro lado, los ángulos de fase de cada nodo presentan un transitorio y después de esto se mantienen en un estado estacionario constante de modo que se encuentran acotados, lo cual confirma el buen funcionamiento del esquema en lazo cerrado.

El voltaje deseado de los convertidores de potencia es generado a partir del control droop y el error entre estos se muestra en la Figura 3.8 el cual muestra que se logra realizar el seguimiento de voltaje con un error mínimo y dado que son señales de tipo sinusoidal se tiene una oscilación al rededor de cero el cual puede ser despreciado y concluir que se tiene un seguimiento fiel de voltaje.

Por otro lado la respuesta de potencia activa y reactiva se presenta en la Figura 3.9, donde se muestra que tanto la potencia activa y reactiva de los convertidores se mantiene acotada y en un estado estacionario constante, de igual manera las potencias de las cargas se encuentran acotadas y en un estado estacionario constante, en base a estos resultados se aprecia que el

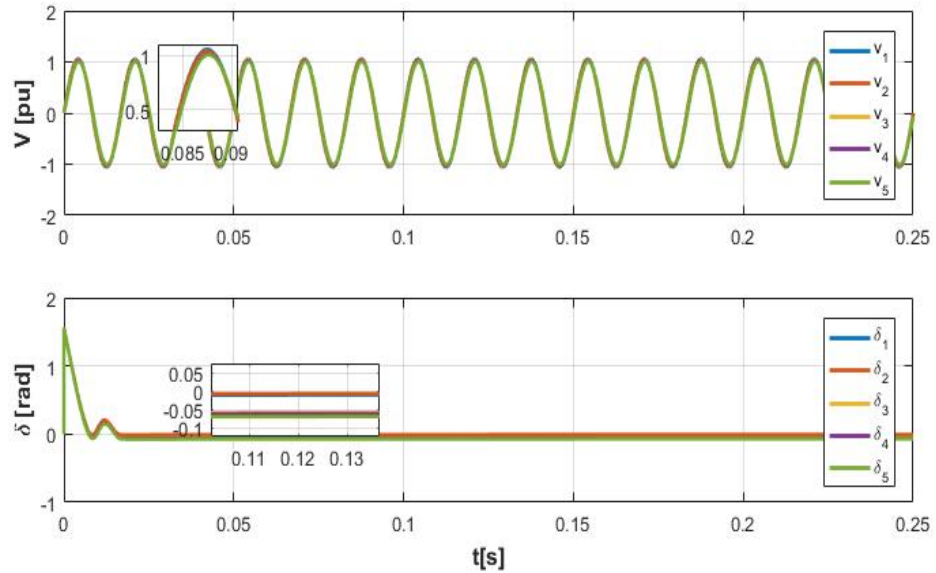


Figura 3.7: Voltaje y ángulo segundo esquema.

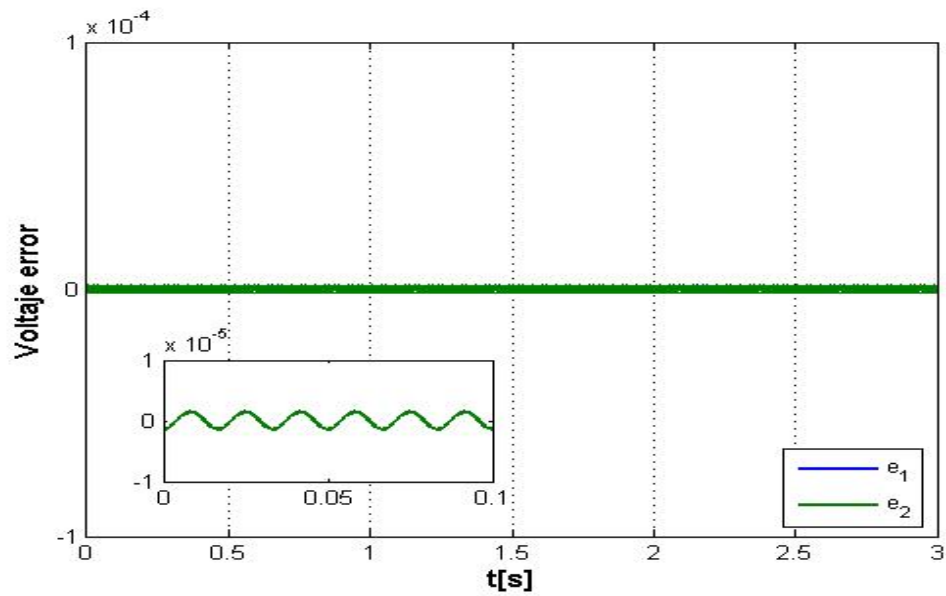


Figura 3.8: Error de seguimiento de voltaje segundo esquema.

esquema de medición de potencia tiene un buen funcionamiento y es adecuado para la tarea encomendada.

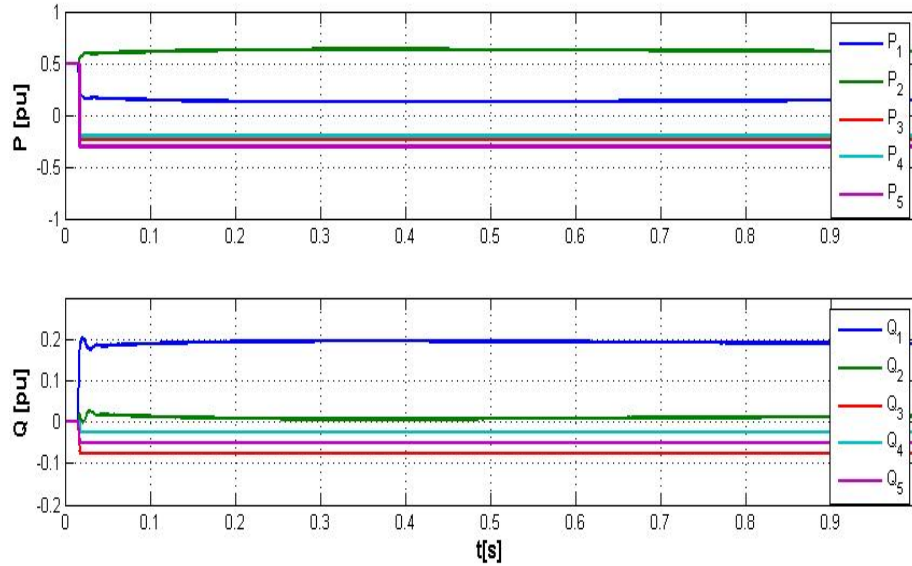


Figura 3.9: Potencias segundo esquema.

Bajo este resultado se tiene un segundo esquema de control en el cual la generación de valores deseados del convertidor se puede obtener a en línea a diferencia del esquema anterior, adicionalmente, es posible realizar un planteamiento del esquema en lazo cerrado lo cual permite realizar un análisis de estabilidad del sistema, sin embargo, la caracterización de estabilidad del esquema propuesto aún no se a podido realizar y queda como uno de los trabajos a futuro del presente trabajo, la motivación para realizarlo son los datos obtenidos mediante la evaluación numérica la cual mostró que es una manera viable para abordar el control de microrredes.

## Conclusiones y trabajo futuro

---

### 4.1. Conclusiones

Como resultado del presente trabajo, se resolvió el problema de control de microrredes, tomando como punto de partida el control reportado por Becerril (2016), se tiene un control de voltaje en los convertidores de potencia y adicionalmente se tiene un esquema de medición de potencia instantánea en conjunto con el control droop en una microrred, garantizando estabilidad interna.

Los sistemas dinámicos pueden ser representados en una variedad de modelos, en particular en el presente trabajo se explota la representación Hamiltoniana del sistema y en específico se corroboraron las propiedades de redes tipo malla confirmando la teoría de este tipo de redes presentada en la literatura, en la cual se hace mención de las propiedades de estabilidad que por si misma cuenta la topología de la red.

Dada la representación Hamiltoniana que tiene la microrred presentada, en este trabajo se realizó el diseño del controlador mediante la técnica de control basado en pasividad, en específico, el diseño mediante el enfoque IDA-PBC por sus siglas en inglés, bajo este enfoque fue diseñado el control de los convertidores de potencia y el funcionamiento de los dos esquemas de control mostró un buen comportamiento.

El primer esquema de control resolvió el problema de seguimiento de voltaje y de potencia en los convertidores de potencia, los cuales satisfacen la potencia demandada por las cargas manteniendo tanto las potencias entregadas por los convertidores como las potencias en las cargas acotadas. La solución de las ecuaciones no lineales mediante método numérico Newton Raphson fue adecuado para el esquema de control planteado ya que al considerar los valores deseados del voltaje del convertidor mediante dicho método, los convertidores de potencia logran un funcionamiento adecuado del sistema lo cual da soporte a la prueba de estabilidad del esquema de control.

Bajo el control reportado en la literatura en el cual se encuentra inspirado el resultado del presente trabajo se obtuvo un seguimiento de voltaje deseado, el cual corresponde de la referencia obtenida mediante la solución de las ecuaciones de flujos de potencia.

Uno de los resultados de este trabajo de tesis radica en el planteamiento del primer esquema

de control ya que una de las restricciones que se debe tener en cuenta para garantizar la estabilidad interna del sistema en lazo cerrado son dos suposiciones principales, la primera de ellas es una correcta elección de los voltajes deseados del convertidor los cuales deben ser acotados y la segunda consideración radica en que las líneas de transmisión cuenta con una resistencia en serie con la inductancia de la línea, de esta forma se logró la caracterización de estabilidad del sistema, por lo que esta suposición fue vital para la caracterización de la estabilidad del sistema. De esta manera se logra que la señal de control permanezca acotada así como los estados de las restricciones a las que se encuentra sujeto el control.

Por otra parte, mediante este esquema de control la elección de ganancias de control no es muy complicado dado que se tiene un número relativamente pequeño de conjunto de ganancias y tomando en consideración las propiedades que deben cumplir para satisfacer la prueba de estabilidad basta con que estas ganancias sean positivas.

La representación Hamiltonina del sistema y el uso de teoría de grafos facilitó la implementación del controlador ya que este enfoque explota las propiedades estructurales de la red misma, donde la interconexión de la red se encuentra agrupada en matrices del sistema las cuales son usadas para la evaluación numérica de manera sencilla y sistemática.

Otro de los resultados principales del presente trabajo es la generación de voltajes deseados en línea a diferencia del primer esquema de control propuesto, los cuales se logran del trabajo en conjunto del control droop y la medición de potencia reactiva instantánea. Respecto al controlador tipo Droop se tubo un buen funcionamiento y permitió obtener los valores de amplitud y desfazamiento deseados en los convertidores de potencia para satisfacer la potencia demandada por las cargas.

La solución de implementar un control tipo droop para obtener los estados deseados del controlador trajo consigo el problema de medición de potencia en los nodos de los convertidores, ya que es uno de los argumentos necesarios para la implementación del control Droop. La elección de la frecuencia de corte de los filtros es relativamente de manera sencilla ya que mediante un análisis de la potencia instantánea se dedujo que la frecuencia de corte debe ser al menos dos veces la frecuencia fundamental del sistema, sin embargo esto compromete la respuesta del filtro lo cual es de suma importancia ya que mediante dicho filtro es parte del esquema de medición de potencia el cual tubo un buen comportamiento ya que el control tipo Droop genero los valores deseados adecuados, como se muestra en la evaluación numérica.

Mediante el esquema propuesto se hizo notorio que el la ley de control es robusto ante referencias variantes en el tiempo, puesto que no presenta trayectorias de voltaje no acotadas en los esquemas de evaluación numérica.

En otras redes se tiene una alta penetración de fuentes renovables lo cual permite tener una menor generación de potencia mediante los convertidores, a pesar de que en la red evaluada no se tiene esa característica se logró satisfacer la demanda de potencia del sistema. Sin la necesidad de tener una comunicación directa entre convertidores.

El control droop en conjunto con el filtro paso bajas para la medición de potencias activa y reactiva instantáneas fue favorable pues ya que permitió plantear de manera formal la dinámica del sistema en lazo cerrado, desafortunadamente no se tiene un planteamiento que permita caracterizar la estabilidad del esquema de control propuesto, sin embargo, mostró un buen funcionamiento en la evaluación numérica.

## 4.2. Trabajo futuro

Los esquemas propuestos fueron validados en Matlab/SIMULINK<sup>®</sup>, sin embargo hay programas más especializados dedicados específicamente a la evaluación numérica de SEPs, pues las empresas dedicadas al ramo energético solicitan validación en los programas que manejan laborar. El control tipo droop en conjunto con el filtro paso bajas permitió plantear el esquema completo formalmente, sin embargo, este esquema, ya no está validado por la prueba de estabilidad presentada, de modo que queda como trabajo futuro la prueba de estabilidad del segundo esquema. Una vez validados los sistemas bajo los esquemas de control un segundo paso corresponde a la implementación en tiempo real del controlador, sin embargo dada la naturaleza del sistema, la implementación física tiene su grado de dificultad.

En los SEPs son sistemas de grandes dimensiones lo cual muchas ocasiones hace imposible contar con todas las mediciones de los voltajes y corrientes, para abordar este problema se puede abordar desde varias perspectivas una de ellas es la estimación de estados de manera dinámica o estática, otro punto a tratar que es resultado de las mediciones es el error de medición, lo cual.

El esquema propuesto de medición de potencia funciona adecuadamente, sin embargo hay una serie de métodos de medición de potencia los cuales pueden ser evaluados con el controlador, probablemente se obtenga un planteamiento de un esquema de control con un mejor desempeño.

La evaluación numérica se realizó sin cambios en la potencia demandada de carga, una evaluación conveniente para evaluar la robustez del controlador en conjunto con el control Droop y el esquema de medición de potencia. Otro análisis que complementaria lo realizado en el presente trabajo es el cambio en las suposiciones realizadas respecto a las condiciones de la red, en las cuales se puede considerar una microrred conectada a la red principal, ya que es un punto de operación en el que se puede encontrar la microrred y abordar las problemáticas que se presenten.

Una de las consideraciones realizadas en el presente trabajo es la consideración de fuentes constantes asociadas a los convertidores de potencias, sin embargo, un escenario por plantear es la consideración de fuentes fotovoltaicas ya que se puede explotar la estructura Hamiltoniana mediante la cual pueden ser representadas, por lo que mediante la interconexión de sistemas la cual persevera la estructura Hamiltoniana del sistema.

Respecto a los filtros de los convertidores de potencia se tienen que diseñar de manera adecuada tomando en cuenta la impedancia conectadas a los mismos. Por otro lado, una de las problemáticas que no se han abordado en el presente trabajo es el análisis de fallas en el sistema y abordar el tema de protección de fallas, así como compensación de potencia y una evaluación del esquema propuesto en una red de mayor escala.

# Newton Raphson

---

El método numérico usado para la solución de las ecuaciones de flujos de potencia en el presente trabajo de tesis mediante Newton Raphson fue elaborado por nombre en instituto politecnico nacional, el cual es:

```
clear all
clc
%PROGRAMACION PARA ANALISIS DE FLUJOS DE POTENCIA
%POR EL METODO DE NEWTON-RAPHSON

%DURANTE ESTE ANALISIS LOS VOLTAJES
Y LOS PARAMETROS DE LINEA ESTAN EN P.U.
%LA POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA ESTAN DADOS EN MW Y MVARs

basemva=100; tolerancia =0.0001; maxiter=100;

%Se ingrasan datos de los Buses donde:
% Columna 1      Columna 2                                columns 3-4
%
% #de BUS      Tipo de Bus                                3 - magnitud de voltaje
%5 - carga MW      7 - MW generados                    9 - MW (min y max)
%MVARs inyectados
%                0 - bus de carga                        4 - angulo de fase
```



---

```

%6 - carga MVARs   8 - MVARs generados   10- MVARs (min y max)
shunt capacitor
%           1 - bus de referencia
%           2 - bus de voltaje controlado

busdata = [ 1 1 1.06 0.0 0   0.0 0.0 0.0  0 0 0;
            2 0 1.00 0.0 20  10  40  30   0 0 0;
            3 0 1.00 0.0 45  15  0   0.0 0 0 0;
            4 0 1.00 0.0 40   5  0   0.0 0 0 0;
            5 0 1.00 0.0 60  10  0   0.0 0 0 0];

           %Se ingresan los parametros de las lineas:
% Columna 1-2                               columnas 3-5
%
% bus (p) a bus (q)                          3 - Resistencia pu
%                                               4 - Reactancia pu
datos de tap de transformador
%                                               5 - 1/2 admitancia en
derivacion

linedata = [ 1 2 0.02 0.06 0.03 1;
            1 3 0.08 0.24 0.025 1;
            2 3 0.06 0.18 0.020 1;
            2 4 0.06 0.18 0.020 1;
            2 5 0.04 0.12 0.015 1;
            3 4 0.01 0.03 0.010 1;
            4 5 0.08 0.24 0.025 1];
% PROGRAMA PARA CONTRUCCION DE YBUS

```

---

```

% Copyright (c) 1998 by H. Saadat
j=sqrt(-1); i = sqrt(-1);
nl = linedata(:,1); nr = linedata(:,2); R = linedata(:,3);
X = linedata(:,4); Bc = j*linedata(:,5); a = linedata(:, 6);
nbr=length(linedata(:,1)); nbus = max(max(nl), max(nr));
Z = R + j*X; y= ones(nbr,1)./Z;          %ADMITANCIA DE RAMAL
for n = 1:nbr
if a(n) <= 0 a(n) = 1; else end
Ybus=zeros(nbus,nbus);          % SE INICIA PARA YBUS CERO
          % FORMACION DE LOS ELEMENTOS FUERA DE LA DIAGONAL
for k=1:nbr;
    Ybus(nl(k),nr(k))=Ybus(nl(k),nr(k))-y(k)/a(k);
    Ybus(nr(k),nl(k))=Ybus(nl(k),nr(k));
end
end
          % FORMACION DE LOS ELEMENTOS DE LA DIAGONAL
for n=1:nbus
    for k=1:nbr
        if nl(k)==n
            Ybus(n,n) = Ybus(n,n)+y(k)/(a(k)^2) + Bc(k);
        elseif nr(k)==n
            Ybus(n,n) = Ybus(n,n)+y(k) +Bc(k);
        else, end
    end
end
clear Pgg
% PROGRAMA PARA ANALISIS DE FLUJOS DE POTENCIA POR NEWTON-RAPHSON
ns=0; ng=0; Vm=0; delta=0; yload=0; deltad=0;
nbus = length(busdata(:,1));

```

---

---

```

kb=[];Vm=[]; delta=[]; Pd=[]; Qd=[]; Pg=[]; Qg=[]; Qmin=[]; Qmax=[];
Pk=[]; P=[]; Qk=[]; Q=[]; S=[]; V=[];
for k=1:nbus
n=busdata(k,1);
kb(n)=busdata(k,2); Vm(n)=busdata(k,3); delta(n)=busdata(k,4);
Pd(n)=busdata(k,5); Qd(n)=busdata(k,6); Pg(n)=busdata(k,7); Qg(n) =
busdata(k,8);
Qmin(n)=busdata(k,9); Qmax(n)=busdata(k,10);
Qsh(n)=busdata(k,11);
    if Vm(n) <= 0 Vm(n) = 1.0; V(n) = 1 + j*0;
    else delta(n) = pi/180*delta(n);
        V(n) = Vm(n)*(cos(delta(n)) + j*sin(delta(n)));
        P(n)=(Pg(n)-Pd(n))/basemva;
        Q(n)=(Qg(n)-Qd(n)+ Qsh(n))/basemva;
        S(n) = P(n) + j*Q(n);
    end
end
for k=1:nbus
if kb(k) == 1, ns = ns+1; else, end
if kb(k) == 2 ng = ng+1; else, end
ngs(k) = ng;
nss(k) = ns;
end
Ym=abs(Ybus); t = angle(Ybus);
m=2*nbus-ng-2*ns;
maxerror = 1; converge=1;
iter = 0;
%%% PARA LINEAS EN PARALELO
mline=ones(nbr,1);

```

---

---

```

for k=1:nbr
    for m=k+1:nbr
        if((nl(k)==nl(m)) & (nr(k)==nr(m)));
            mline(m)=2;
        elseif ((nl(k)==nr(m)) & (nr(k)==nl(m)));
            mline(m)=2;
        else, end
    end
end
end
%%% FIN

% INICIO DE ITERACIONES
clear A DC J DX
while maxerror >= tolerancia & iter <= maxiter
% COMPARACION DEL RESULTADO CON LA TOLERANCIA
for ii=1:m
for k=1:m
    A(ii,k)=0;          %CONTRUCCION DE JACOBIANO
end, end
iter = iter+1;
for n=1:nbus
nn=n-nss(n);
lm=nbus+n-ngs(n)-nss(n)-ns;
J11=0; J22=0; J33=0; J44=0;
    for ii=1:nbr
        if mline(ii)==1
            if nl(ii) == n | nr(ii) == n
                if nl(ii) == n , l = nr(ii); end
                if nr(ii) == n , l = nl(ii); end

```

---

```

J11=J11+ Vm(n)*Vm(l)*Ym(n,l)*sin(t(n,l)- delta(n) + delta(l));
J33=J33+ Vm(n)*Vm(l)*Ym(n,l)*cos(t(n,l)- delta(n) + delta(l));
if kb(n)~=1
J22=J22+ Vm(l)*Ym(n,l)*cos(t(n,l)- delta(n) + delta(l));
J44=J44+ Vm(l)*Ym(n,l)*sin(t(n,l)- delta(n) + delta(l));
else, end
if kb(n) ~= 1 & kb(l) ~=1
lk = nbus+l-ngs(l)-nss(l)-ns;
ll = l -nss(l);
% ELEMENTOS FUERA DE LA DIAGONAL J1
A(nn, ll) =-Vm(n)*Vm(l)*Ym(n,l)*sin(t(n,l)-
delta(n) + delta(l));
    if kb(l) == 0 % ELEMENTOS FUERA DE LA DIAGONAL J2
    A(nn, lk) =Vm(n)*Ym(n,l)*cos(t(n,l)- delta(n) +
delta(l));end
    if kb(n) == 0 % ELEMENTOS FUERA DE LA DIAGONAL J3
    A(lm, ll) =-Vm(n)*Vm(l)*Ym(n,l)*cos(t(n,l)-
delta(n)+delta(l)); end
    if kb(n) == 0 & kb(l) == 0
% ELEMENTOS FUERA DE LA DIAGONAL J4
    A(lm, lk) =-Vm(n)*Ym(n,l)*sin(t(n,l)- delta(n) +
delta(l));end
    else end
else , end
else, end
end
Pk = Vm(n)^2*Ym(n,n)*cos(t(n,n))+J33;
Qk = -Vm(n)^2*Ym(n,n)*sin(t(n,n))-J11;
if kb(n) == 1 P(n)=Pk; Q(n) = Qk; end % BUS DE REFERENCIA P

```

---

---

```

if kb(n) == 2 Q(n)=Qk;
    if Qmax(n) ~= 0
        Qgc = Q(n)*basemva + Qd(n) - Qsh(n);
        if iter <= 7 % ENTRE LA 2DA Y 7MA ITERACION
            if iter > 2 % MVARs DEL BUS DE GENERACION
                if Qgc < Qmin(n), % EXAMINA DENTRO DE LOS
                    LIMITES DE V(m)
                        Vm(n) = Vm(n) + 0.01; %
                    elseif Qgc > Qmax(n), % DENTRO DE PARAMETROS
                        Vm(n) = Vm(n) - 0.01;end % ESPECIFICACION DE LIMITES
                    else, end
                else,end
            else,end
        end
    end
if kb(n) ~= 1
    A(nn,nn) = J11; %ELEMENTOS DE LA DIAGONAL DEL JACOBIANO J1
    DC(nn) = P(n)-Pk;
end
if kb(n) == 0
    A(nn,lm) = 2*Vm(n)*Ym(n,n)*cos(t(n,n))+J22; %ELEMENTOS DE LA
    DIAGONAL DEL JACOBIANO J2
    A(lm,nn)= J33; %ELEMENTOS DE LA DIAGONAL DEL JACOBIANO J3
    A(lm,lm) =-2*Vm(n)*Ym(n,n)*sin(t(n,n))-J44; %ELEMENTOS DE LA
    DIAGONAL DEL JACOBIANO J4
    DC(lm) = Q(n)-Qk;
end
end
DX=A\DC';
for n=1:nbus

```

---

---

```

nn=n-nss(n);
lm=nbus+n-ngs(n)-nss(n)-ns;
    if kb(n) ~= 1
        delta(n) = delta(n)+DX(nn); end
    if kb(n) == 0
        Vm(n)=Vm(n)+DX(lm); end
end
maxerror=max(abs(DC));
    if iter == maxiter & maxerror > accuracy
        fprintf('\nCUIDADO: LA SOLUCION ITERATIVA NO CONVERGE DESPUES ')
        fprintf('%g', iter), fprintf(' ITERACIONES.\n\n')
        fprintf('PRESIONA ENTER PARA TERMINAR LAS ITERACIONES Y
        MOSTRAR LOS RESULTADOS \n')
        converge = 0; pause, else, end

end

if converge ~= 1
    tech= ('ITERATIVE SOLUTION DID NOT CONVERGE'); else,
    tech=('SOLUCION DE FLUJO DE POTENCIA POR EL METODO DE
    NEWTON-RAPHSON');
end
V = Vm.*cos(delta)+j*Vm.*sin(delta);
deltad=180/pi*delta;
i=sqrt(-1);
k=0;
for n = 1:nbus
    if kb(n) == 1
        k=k+1;

```

---

```

    S(n)= P(n)+j*Q(n);
    Pg(n) = P(n)*basemva + Pd(n);
    Qg(n) = Q(n)*basemva + Qd(n) - Qsh(n);
    Pgg(k)=Pg(n);
    Qgg(k)=Qg(n);
    elseif kb(n) ==2
    k=k+1;
    S(n)=P(n)+j*Q(n);
    Qg(n) = Q(n)*basemva + Qd(n) - Qsh(n);
    Pgg(k)=Pg(n);
    Qgg(k)=Qg(n);
end
pload(n) = (Pd(n)- j*Qd(n)+j*Qsh(n))/(basemva*Vm(n)^2);
end
busdata(:,3)=Vm'; busdata(:,4)=deltad';
Pgt = sum(Pg); Qgt = sum(Qg); Pdt = sum(Pd); Qdt = sum(Qd);
Qsht = sum(Qsh);

% EL PROGRAMA MUESTRA LOS RESULTADOS EN FORMA TABULADA
% SOBRE LA PANTALLA.
%
% Copyright (C) 1998 by H. Saadat.

%clc
disp(tech)
fprintf(' Error = %g \n', maxerror)
fprintf('NUMERO DE ITERACIONES = %g \n\n', iter)
head =['    Bus Voltage Angle    -----Load-----
---Generation---    Injected'
```



---

```

        '      No.  Mag.      Degree      MW      Mvar      MW      Mvar
        '
disp(head)
for n=1:nbus
    fprintf(' %5g', n), fprintf(' %7.3f', Vm(n)),
    fprintf(' %8.3f', deltad(n)), fprintf(' %9.3f', Pd(n)),
    fprintf(' %9.3f', Qd(n)), fprintf(' %9.3f', Pg(n)),
    fprintf(' %9.3f ', Qg(n)), fprintf(' %8.3f\n', Qsh(n))
end
    fprintf('          \n'), fprintf('Total')
    fprintf(' %9.3f', Pdt), fprintf(' %9.3f', Qdt),
    fprintf(' %9.3f', Pgt), fprintf(' %9.3f', Qgt), fprintf('
    %9.3f\n\n', Qsht)
% ESTE PROGRAMA ES UTILIZADO CONJUNTO A lfgauss O lf Newton
% PARA EL COMPUTO DE LAS PERDIDAS EN LAS LINEAS Y EL FLUJO
EN LAS LINEAS
% Copyright (c) 1998 H. Saadat
SLT = 0;
fprintf('\n')
fprintf('Flujos y Perdidas en la Linea \n\n')
fprintf('      --Line--  Power at bus & line flow
--Line loss--  Transformer\n')
fprintf('      from to      MW      Mvar      MVA
      MW      Mvar      tap\n')

for n = 1:nbus
busprt = 0;
    for L = 1:nbr;
        if busprt == 0

```

---

---

```

fprintf(' \n'), fprintf('%6g', n), fprintf('
%9.3f', P(n)*basemva)
fprintf('%9.3f', Q(n)*basemva), fprintf('%9.3f\n',
abs(S(n)*basemva))
busprt = 1;
else, end
if nl(L)==n      k = nr(L);
In = (V(n) - a(L)*V(k))*y(L)/a(L)^2 + Bc(L)/a(L)^2*V(n);
Ik = (V(k) - V(n)/a(L))*y(L) + Bc(L)*V(k);
Snk = V(n)*conj(In)*basemva;
Skn = V(k)*conj(Ik)*basemva;
SL  = Snk + Skn;
SLT = SLT + SL;
elseif nr(L)==n  k = nl(L);
In = (V(n) - V(k)/a(L))*y(L) + Bc(L)*V(n);
Ik = (V(k) - a(L)*V(n))*y(L)/a(L)^2 + Bc(L)/a(L)^2*V(k);
Snk = V(n)*conj(In)*basemva;
Skn = V(k)*conj(Ik)*basemva;
SL  = Snk + Skn;
SLT = SLT + SL;
else, end
    if nl(L)==n | nr(L)==n
        fprintf('%12g', k),
        fprintf('%9.3f', real(Snk)), fprintf('%9.3f', imag(Snk))
        fprintf('%9.3f', abs(Snk)),
        fprintf('%9.3f', real(SL)),
            if nl(L) ==n & a(L) ~= 1
                fprintf('%9.3f', imag(SL)), fprintf('%9.3f\n', a(L))
            else, fprintf('%9.3f\n', imag(SL))

```

---

---

```
        end
    else, end
end
end
SLT = SLT/2;
fprintf(' \n'), fprintf(' PERRDIDAS TOTALES')
fprintf('%9.3f', real(SLT)), fprintf('%9.3f\n', imag(SLT))
clear Ik In SL SLT Skn Snk
```

## Bibliografía

---

- Avila-Becerril, S., Espinosa-Pérez, G. & Canseco-Rodal, R. (2016), ‘A hamiltonian approach for stabilization of microgrids including power converters dynamic’, *Automatica* **2016**. [16](#)
- Avila-Becerril, S., Espinosa-Pérez, G. & Fernandez, P. (2016), ‘Dynamic characterization of typical electrical circuits via structural properties’, *Mathematical Problems in Engineering* **2016**. [9](#)
- Avila, S. M., Silva, D. & Espinosa, G. (2017), ‘On the robustness of a passivitybased controller for microgrids’, *IFAC2017* **36**(1), 1–6. [3](#)
- Azevedo, G. M., Cavalcanti, M. C., Bradaschia, F., Neves, F. A., Rocabert, J. & Rodriguez, P. (2011), Enhanced power calculator for droop control in single-phase systems, in ‘Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE’, IEEE, pp. 391–396. [36](#)
- Becerril, S. M. A. (2016), Caracterización y Control de Microrredes de Potencia via Propiedades Estructurales, PhD thesis, Universidad Nacional Autonoma de México. [3](#), [4](#), [11](#), [40](#)
- Brokering, W., Palma, R. & Vargas, L. (2008), ‘Los sistemas eléctricos de potencia’, *Publicación del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Católica de Chile*, (Sept. 1975). [28](#)
- Carrillo, P. A. F. (2015), Estabilidad y consenso de circuitos eléctricos vía propiedades estructurales, Master’s thesis, Universidad Nacional Autonoma de México. [3](#)
- Fang, X., Misra, S., Xue, G. & Yang, D. (2012), ‘Smart grid—the new and improved power grid: A survey’, *IEEE communications surveys & tutorials* **14**(4), 944–980. [2](#)
- Fossati, J. P. (2011), ‘Revisión bibliográfica sobre microredes inteligentes’, *Memoria de trabajos de difusión científica y técnica* **9**, 13–20. [1](#)
- Furtado, E. C., Aguirre, L. A. & Tôrres, L. A. (2008), ‘Ups parallel balanced operation without explicit estimation of reactive power—a simpler scheme’, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* **55**(10), 1061–1065. [36](#)

- Gkavanoudis, S. I., Oureilidis, K. O. & Demoulias, C. S. (2016), An adaptive droop control method for balancing the soc of distributed batteries in ac microgrids, in 'Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016 IEEE 17th Workshop on', IEEE, pp. 1–6. [33](#)
- Grainger, J. J. & Stevenson, W. D. (1996), *Análisis de sistemas de potencia*, McGraw-Hill. [9](#)
- Guerrero, J. M., Chandorkar, M., Lee, T.-L. & Loh, P. C. (2013), 'Advanced control architectures for intelligent microgrids, part i: decentralized and hierarchical control', *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **60**(4), 1254–1262. [3](#)
- Jayawardhana, B., Ortega, R., Garcia-Canseco, E. & Castanos, F. (2007), 'Passivity of nonlinear incremental systems: Application to pi stabilization of nonlinear rlc circuits', *Systems & control letters* **56**(9), 618–622. [3](#)
- Kuh, E. & Desoer, C. (1969), 'Basic circuit theory'. [7](#)
- Kundur, P., Balu, N. J. & Lauby, M. G. (1994), *Power system stability and control*, Vol. 7, McGraw-hill New York. [9](#), [33](#)
- Lidula, N. & Rajapakse, A. (2011), 'Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems', *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **15**(1), 186–202. [1](#), [3](#)
- Manuel, B., Victor, C. & Homero, M. (2016), 'Convertidor cd-ca-ca para la interconexión de sistemas fotovoltaicos a la red en media tensión', *Memorias CNCA* **2016**. [2](#)
- Mariam, L., Basu, M. & Conlon, M. F. (2013), 'A review of existing microgrid architectures', *Journal of Engineering* **2013**. [2](#)
- of Electrical Engineers, I. & Jenkins, N. (2000), *Embedded Generation (IEE power and energy series; 31)*, Institution of Engineering and Technology-IET. [1](#)
- Ortega, R., Jeltsema, D. & Scherpen, J. M. (2003), 'Power shaping: A new paradigm for stabilization of nonlinear rlc circuits', *IEEE Transactions on Automatic Control* **48**(10), 1762–1767. [3](#)
- Ortega, R., Van Der Schaft, A., Castanos, F. & Astolfi, A. (2008), 'Control by interconnection and standard passivity-based control of port-hamiltonian systems', *IEEE Transactions on Automatic Control* **53**(11), 2527–2542. [3](#)
- Ortega, R., Van Der Schaft, A., Maschke, B. & Escobar, G. (2002), 'Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems', *Automatica* **38**(4), 585–596. [3](#)
- Perez, G., Escobar, V., Valdéz-Fernández, A. A. & Daniel, U. (2016), 'Modelado y control de un convertidor multinivel chb-5 trifásico', *Memorias CNCA* **2016**. [2](#)
- Sahyoun, S., Djouadi, S. & Shankar, M. (2015), 'Optimal control of droop controlled inverters in islanded microgrids', *IFAC-PapersOnLine* **48**(30), 363–368. [3](#)

- Salamero, L. M., Cid-Pastor, A., El Aroudi, A., Giral, R. & Calvente, J. (2009), 'Modelado y control de convertidores conmutados continua-continua: una perspectiva tutorial', *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI* **6**(4), 5–20. [2](#)
- Schiffer, J., Ortega, R., Astolfi, A., Raisch, J. & Sezi, T. (2014), 'Conditions for stability of droop-controlled inverter-based microgrids', *Automatica* **50**(10), 2457–2469. [3](#)
- Schiffer, J., Ortega, R., Hans, C. A. & Raisch, J. (2015), Droop-controlled inverter-based microgrids are robust to clock drifts, in 'American Control Conference (ACC), 2015', IEEE, pp. 2341–2346. [3](#)
- Stagg, G. W. & El-Abiad, A. H. (1968), *Computer methods in power system analysis*, McGraw-Hill. [28](#)
- Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. & Mauch, K. (1997), Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections, in 'Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC'97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual', Vol. 1, IEEE, pp. 94–100. [2](#)
- Velázquez, I. O. (2016), Control basado en pasividad de convertidores de potencia para aplicaciones fotovoltaicas, Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México. [3](#)
- Wellstead, P. E. (1979), *Introduction to physical system modelling*, Academic Press London. [11](#)
- Yang, Y. & Blaabjerg, F. (2013), A new power calculation method for single-phase grid-connected systems, in 'Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on', IEEE, pp. 1–6. [36](#)
- Zhong, Q.-C. & Hornik, T. (2012), *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*, Vol. 97, John Wiley & Sons. [2](#), [34](#)
- Zhong, Q.-C. & Zeng, Y. (2016), 'Universal droop control of inverters with different types of output impedance', *IEEE Access* **4**, 702–712. [33](#)