



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

**CONTROL DE MICRORREDES CON BALANCE DE POTENCIA EN**  
**ESTADO ESTACIONARIO**

**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**

**MÉXICO, CDMX, ENERO 2018**



JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Moreno Pérez Jaime Alberto

Secretario: Dr. Maya Ortiz Paul Rolando

1er. Vocal: Dr. Espinosa Pérez Gerardo René

2do. Vocal: Dr. Guillen Aparicio Daniel

3er. Vocal: Dr. Rodríguez Cortés Hugo

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

---



# Reconocimientos

---

Le agradezco a la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM) por haber forjado mis estudios en la Maestría en Ingeniería Eléctrica opción Control en el Posgrado de Ingeniería. Agradecimiento a CONACYT por el apoyo brindado mediante la beca otorgada durante estos dos años. De igual manera, al proyecto DGAPA-UNAM IN116516 por el apoyo brindado para la realización del presente trabajo.

Le doy gracias a mis padres Leonel y Blanca por apoyarme en todo momento e inculcar en mi valores con gran esmero, darme la oportunidad de concluir mis estudios y contar con su apoyo incondicional en el transcurso de mi formación a lo largo de mi vida.

A mis hermanos Christopher y Yulivani, por ser una gran parte importante en mi vida y contar con su apoyo a lo largo de mi formación tanto en lo académico y familiar, demostrando los valores inculcados por nuestros padres, producto de su esfuerzo y la educación que en cada uno de nosotros han forjado.

A mi novia Magdalena por apoyarme en el transcurso de mi formación en la maestría, aportándome su comprensión y paciencia en los momentos necesarios, para realizar los trabajos encomendados a lo largo de estos dos años y completar la totalidad de los créditos requeridos.

A mis compañeros que me acompañaron a lo largo de la Maestría, brindándome su apoyo y amistad durante cada momento a lo largo de estos dos años.

A mis compañeros del equipo de trabajo en el laboratorio de control, por brindarme su apoyo durante mi estancia en el desarrollo del presente trabajo de tesis, a la Dra. Sofía Avila por su dedicación y apoyo para la realización de éste trabajo.

Sobre todo a los profesores, por su confianza, comprensión, apoyo y dedicación durante su colaboración en cada materia impartida a lo largo de mi estancia en la institución. Un especial agradecimiento a los profesores: Dr. Gerardo Espinosa, Dr. Maya Ortiz Paul Rolando, Dr. Jaime Alberto Moreno Pérez, Dr. Daniel Guillen Aparicio y Dr. Hugo Rodríguez Cortés por formar parte del jurado y sobre todo al Dr. Gerardo Espinosa, UNAM, el cual aceptó tomar el puesto como director del presente trabajo, por su paciencia, consejos y esmero.

# Índice general

---

<b>Índice de figuras</b>	<b>IV</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>V</b>
<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>6</b>
2.1. Modelo de convertidor de potencia . . . . .	6
2.1.1. Modelo de líneas y cargas . . . . .	8
2.1.2. Modelo de microrred . . . . .	10
<b>3. Control de micro-redes</b>	<b>14</b>
3.1. Planteamiento del problema . . . . .	14
3.2. Control de voltaje y corriente . . . . .	15
3.2.1. Control de convertidor . . . . .	15
3.2.2. Control de la microrred . . . . .	17
3.2.3. Generación de trayectorias deseadas y evaluación numérica . . . . .	22
3.2.4. Control Droop y evaluación numérica . . . . .	31
<b>4. Conclusiones y trabajo futuro</b>	<b>38</b>
4.1. Conclusiones . . . . .	38
4.2. Trabajo futuro . . . . .	40
<b>A. Generación de trayectorias</b>	<b>41</b>
<b>B. Newton Raphson</b>	<b>43</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>55</b>

## Índice de figuras

---

2.1. Circuito equivalente de convertidor. . . . .	7
2.2. Circuito equivalente de línea. . . . .	8
2.3. Diagrama red y carga. . . . .	9
3.1. Diagrama unifilar de red. . . . .	26
3.2. Diagrama a bloques primer esquema de control. . . . .	29
3.3. Voltaje y ángulo. . . . .	29
3.4. Error de seguimiento de voltaje. . . . .	30
3.5. Potencias de nodos. . . . .	31
3.6. Control potencia activa. . . . .	32
3.7. Control potencia reactiva. . . . .	33
3.8. Diagrama a bloques segundo esquema de control. . . . .	35
3.9. Voltaje y ángulo segundo esquema. . . . .	36
3.10. Error de seguimiento de voltaje segundo esquema. . . . .	37
3.11. Potencias segundo esquema. . . . .	37

# Índice de tablas

---

3.1. Datos de generación y cargas . . . . .	26
3.2. Impedancias de líneas y cargas . . . . .	26
3.3. Datos obtenidos de flujos de potencia . . . . .	28
3.4. Parámetros . . . . .	35

# Introducción

---

## 1.1. Motivación

Los sistemas de eléctricos de potencia (SEP) se componen de tres subsistemas los cuales son generación, transmisión y distribución. El primero se refiere a instalaciones encargadas de transformar la energía primaria en energía eléctrica, tales como hidroeléctricas, térmicas, eólica, solar. La transmisión es la encargada de llevar la energía desde el punto de generación hasta los distintos puntos de distribución, finalmente en la última etapa del sistema eléctrico de potencia se distribuye la energía eléctrica a los usuarios finales. 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 problemáticas como modelado, diseño de controladores, administración de potencia, entre otras.

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 que se tiene la necesidad de incorporar nuevas tecnologías 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 adecuado.

Dados los avances en medios de energía primaria es que surgen las llamadas micro-redes, de las cuales hoy en día se tienen varias estaciones en funcionamiento. Dentro de este grupo se encuentran las que son redes experimentales y redes que distribuyen energía en localidades por ejemplo en Canada, EUA, Alemania, Italia, Grecia, Reino Unido, Aeropuerto Central de Japón, China, India, por citar algunas Lidula & Rajapakse (2011). Este tipo de redes son una buena opción para integrar fuentes alternativas al SEP por ejemplo: celdas de combustible, mini turbinas de viento, celdas fotovoltaicas, micro turbinas Engineers & Jenkins (2000).

Estos tipos de generación de energía eléctrica, son importantes porque facilitan la creación de nuevos medios de generación de energía eléctrica, en zonas de difícil acceso o la implementación de edificios autosustentables. Adicionalmente, las micro-redes pueden trabajar en modo autónomo o en paralelo con la red principal, facilitando el manejo de demanda ya que son con-

fiables pues cuentan con infraestructura de medición, transmisión de información, supervisión y administración inteligente, Fang et al. (2012).

En las micro-redes se tienen lo que se conoce como generación distribuida (DG por sus siglas en inglés), éste concepto en sistemas de potencia se asocia a que se cuenta con distintos puntos 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, que acondicionan 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 desde el punto de vista de control, se debe abordar con delicadeza puesto que estos sistemas son 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 de potencia, entre otras. 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 buscan una justificación (matemáticamente). 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 sólida de la solución propuesta. Bajo este enfoque se encuentran los resultados de Manuel et al. (2016) se presenta un control de convertidores de CD-CA-CA con la interconexión de sistemas fotovoltaicos a la red de media tensión. Estos convertidores son conectados en configuración 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 investigación de convertidores multinivel Perez et al. (2016) presenta el modelo de los convertidores con lazos de regulación y balance de voltaje, mediante un control proporcional integral (PI) y se implementa en un 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, en el cual se desprecia la dinámica del sistema lo cual no es una solución confiable, otros autores como en Tuladhar et al. (1997) se aborda el problema de control de inversores conectados en paralelo tomando en cuenta la impedancia de la línea y cargas no lineales.

Un punto importante a 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. Por ejemplo, en Jayawardhana et al. (2007) se aplica control PI para lograr estabilizar un sistema eléctrico no lineal RLC. Otra de las variantes de esta técnica de

control se presenta en Ortega et al. (2008), donde se realiza el control por interconexión ilustrando los alcances de la técnica; explotando la estructura Hamiltoniana de algunos sistemas dinámicos; circuitos RC y 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 explotan las virtudes de 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 investigaciones, por ejemplo, Velázquez (2016) 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 las problemáticas de control de micro-redes se encuentran los trabajos de Sahyoun et al. (2015) en el cual realiza control óptimo en redes aisladas usando la teoría de optimización. Otro método utilizado en el control de micro-redes 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, los cuales constan de 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 finalmente un nivel encargado del control PI de potencia para el modo conectado a la red principal. El control primario de potencias, es 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 micro-redes y retrasos en conjunto del control Droop. Esta misma problemática se discute en Schiffer et al. (2014) en el cual se presenta el análisis de una micro-red la cual es modelada como un sistema hamiltoniano y presenta condiciones en las cuales el sistema será estable. Es importante mencionar que la restricción que se pide para realizar control en el convertidor es que se tiene el voltaje y fase de manera inmediata; la cual es generada por un control independiente, esto lo limita pues no considera la dinámica de los convertidores de potencia.

Por otro lado, Becerril (2016) y Carrillo (2015) realizan el modelado de la micro-red 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 es 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 micro-red 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, bajo este esquema 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.
- Dado que es un sistema con alto grado de complejidad, se explota la estructura física tanto del convertidor como de la micro-red. Ambos se representan por un modelo Hamiltoniano y de esta manera hacer uso de la interconexión de sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (PCH, por sus siglas en inglés).

Bajo 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 micro-red como un sistema Hamiltoniano controlado por puerto. Diseñar un esquema de control el cual satisfaga la potencia demandada por las cargas y garantice 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 micro-red. Adicionalmente, se presenta la prueba 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 completo se plantea la estructura de la 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 éste presenta. Cabe mencionar que a pesar de la falta de dicha prueba, se tiene una evaluación numérica; la cual muestra el 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 micro-red. 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 realizan las matrices que contienen la información de interconexión de la micro-red y de esta manera, se presenta el modelo del sistema conformado por estas dos etapas del modelado de la micro-red, es decir, el convertidor de potencia conectado a la red y la carga.

En el tercer capítulo se presenta el planteamiento del problema dentro del contexto de control de micro-redes. 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 rediseño del esquema anterior, tomando en consideración la interconexión de la red. Adicionalmente, se presenta la prueba que caracteriza la estabilidad del sistema bajo la ley de control propuesta, a pesar de que está sujeta a la suposición de una señal de referencia de los voltajes de salida acotada, se garantiza estabilidad interna.

El esquema anterior deja abierto el problema de una elección adecuada de señal deseada, ésta problemática se aborda 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 matemático del esquema propuesto el cual deja abierta la caracterización de la estabilidad de la dinámica del sistema en lazo cerrado.

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

---

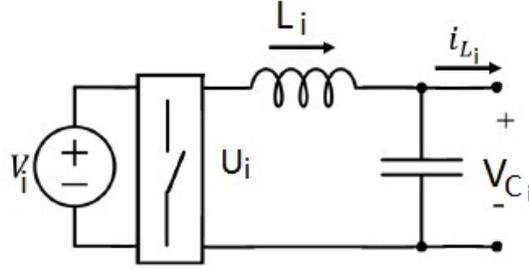
En las redes de hoy en día se tiene fuentes de energías renovables, por ejemplo viento, energía solar. Estos forman micro-redes mediante el uso de convertidores, las cuales son un subconjunto auto sostenible y autónomo de un SEP que puede operar de forma independiente o conectado a la red principal, Zhong & Hornik (2012).

En las micro-redes se tiene alta presencia de energías renovables, debido a esto se requieren de convertidores que acondicionen la energía. 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 donde se integran los elementos que conforman la micro-red. De esta manera se obtiene el modelo dinámico del sistema completo haciendo uso del enfoque de interconexión de sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (PCH).

## 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 se representa mediante un interruptor; el cual captura parte de la esencia del convertidor y en la salida de estos, se cuenta con 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 para cada convertidor que la fuente de voltaje  $V \in \mathbb{R} > 0$  y la señal de control del interruptor es  $u \in \mathbb{R}$ ,  $v_C \in \mathbb{R}$  denotan el voltaje del capacitor y además la señal de salida del convertidor  $i_L \in \mathbb{R}$  que 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



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

modelo dinámico

$$\dot{x}_1 = Vu - C_i^{-1}x_{2_i} \quad (2.1a)$$

$$\dot{x}_2 = L_i^{-1}x_{1_i} - i_{L_i} \quad (2.1b)$$

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

$$\dot{x}_{12} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_1}; \quad \mathbb{J}_{12i} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_{12i}^T \in \mathbb{R}^{n_1 \times n_1} \quad (2.5)$$

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

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

con  $n_1$  representando el número de puertos de entrada. Dicho 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 clasificadas en grupos por la distancia o la capacidad de transmisión, de acuerdo con Grainger & Stevenson (1996) las clasificaciones son:

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

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 se muestra en la Figura 2.2.

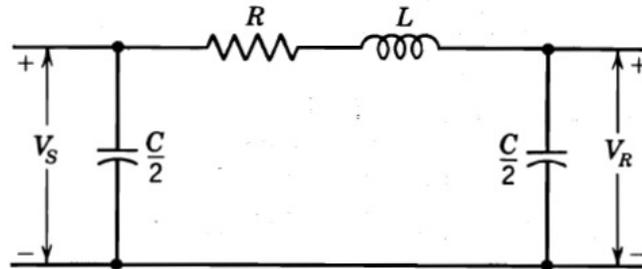


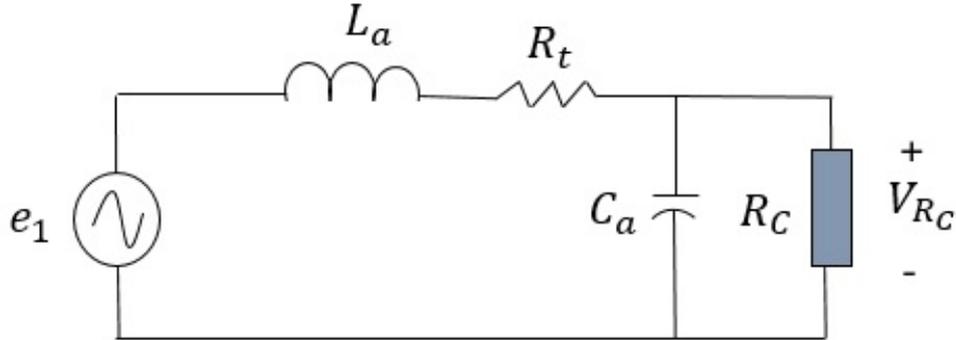
Figura 2.2: Circuito equivalente de línea.

En los sistemas de potencia se tienen distintas topologías de redes y las comúnmente implementadas son las redes anillo, radial y malla (ver Kundur et al. (1994)). Para este tipo de redes

se han realizado estudios que caracterizan estas topologías (ver Avila-Becerril et al. (2016)), bajo las siguientes consideraciones:

- Las líneas son clasificadas como medias.
- El sistema contiene cargas balanceadas.
- 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 denotado por  $e_1$ . Adicionalmente, la carga conectada a la red es representada por  $R_C$ , 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  $i_{R_C} = \psi^{-1}(v_{R_C}) = \psi^{-1}(C_a^{-1}x_3)$ , 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

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

de donde

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

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

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 y los inductores corresponden a  $n_3$  y  $n_4$  respectivamente, de esta forma se puede extender el modelo a distintas topologías. En particular, en secciones siguientes del presente trabajo se hace uso 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 del sistema, basado en el enfoque de sistemas Hamiltonianos. Siguiendo las suposiciones previamente mencionadas, se hace uso del modelado de teoría de grafos Wellstead (1979).

Tomando en cuenta el sistema conformado por los convertidores de potencia, líneas de transmisión y cargas, bajo el enfoque mencionado se tienen  $n$  nodos y  $b$  bordes. Considerando 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 en 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, mientras que  $i_c \in \mathbb{R}^{(b-n+1)}$  y  $v_c \in \mathbb{R}^{(b-n+1)}$  son las corrientes y voltajes de co-árbol respectivamente. Bajo las leyes de Kirchhoff anteriores, 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

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

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

de esta manera 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

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

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

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

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

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

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

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

donde  $f_{R_{t_i}}$  y  $i_{R_{c_i}}$  se asumen funciones biyectivas.

Bajo las consideraciones en que 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:

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

cada submatriz contiene información de la relación que se tiene entre elementos de árbol y co-árbol, es decir, la matriz  $H_{1R}$  indica la conexión entre resistores del co-árbol que 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  $H$ , considerando las inductancias del modelo  $\pi$  y las cargas en el co-árbol con las fuentes de generación en el árbol implica que  $H_{1R} = 0$ , de manera similar, tomando la resistencia del modelo  $\pi$  en el árbol y bajo lo supuesto anteriormente respecto a las cargas implica que  $H_{RR} = 0$ .

Tomando los almacenadores que se encuentran en paralelo con las cargas en el árbol  $H_{CR} = I$ , de acuerdo con las suposiciones de los elementos del modelo  $\pi$  implica que

$H_{RL} = I$ , finalmente  $H_{1L}$  y  $H_{CL}$  son matrices de interconexión de la red, dichas matrices contienen ceros y unos; están relacionados con los cutset básicos, de modo que la matriz  $H$  resulta como

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

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 general. De modo que tomando en cuenta lo antes expuesto el modelo de la red completa tiene una estructura

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

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

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; & \mathbb{J}_T &= \begin{bmatrix} 0 & -I & 0 & 0 \\ I & 0 & 0 & -H_{1L} \\ 0 & 0 & 0 & -H_{CL} \\ 0 & H_{1L}^T & H_{CL}^T & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}_T^T; \\ G_T &= \begin{bmatrix} V \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; & \Psi_{34}(x_3) &= \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_c^{-1}(x_3) \end{bmatrix}; \\ g_{RT} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; & \nabla_{x_{34}} H_a &= \begin{bmatrix} \frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial H_a(x_3, x_4)}{\partial x_4} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

con  $\mathbb{R}_T = \text{diag}\{0, 0, 0, R_t\} \geq 0$  y las matrices de apropiadas dimensiones. Este modelo dinámico, 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 pasividad, para la solución del problema definido anteriormente.

# Control de micro-redes

---

## 3.1. Planteamiento del problema

En sistemas de potencia el principal objetivo es mantener en un punto de operación adecuado que garantice el buen funcionamiento ante la presencia de cambios de carga. 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 sino 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 SEPs, es importante determinar la forma en que será abordado. Para ello realizando un análisis de balance de potencias, el cual involucra los voltajes y ángulos de nodos en relación de potencia activa y reactiva en el sistema, 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 balance 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 entre las potencias activa y reactiva y los voltajes y ángulos, se aborda el control de estos, en particular para este trabajo se centra en los convertidores de potencia, que se encuentran conectados a las fuentes de energía renovable. Para ello se realiza el diseño de un controlador basado en pasividad, que aborda el problema de control de voltajes y corrientes en el convertidor.

El resultado del control de voltaje y corrientes está sujeto a contar con la señal deseada de corrientes y voltajes del convertidor, lo cual complica la solución del problema pues hasta este punto de la solución propuesta no hay una relación 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 está enfocada en presentar el controlador propuesto para el convertidor de potencia y posteriormente su integración con la estructura de la micro-red. Aprovechando la estructura que presenta la topología de la red y el convertidor de potencia;

la cual es de tipo Hamiltoniana, como fue mostrado anterior mente. 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.

## 3.2. Control de voltaje y corriente

El control de seguimiento de voltaje en la micro-red es un tema de interés para la comunidad de control, los problemas que se presentan en estos sistemas se deben a diversas circunstancias. Principalmente pueden ser por fallas en el equipo o por cambios en la demanda de la carga, esto puede modificar la señal deseada en los convertidores de potencia, ya que hay un compromiso entre los mismos, el cual garantice la estabilidad del sistema.

Debido a la naturaleza de las fallas es importante tener una modelo dinámico del sistema a tratar. De esta manera, se aborda el problema de control de seguimiento de voltaje; considerando no solo la dinámica del convertidor, sino adicionalmente la estructura de la red de interconexión.

### 3.2.1. Control de convertidor

Uno de los problemas que se presentan en una micro-red 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 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, 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 continuar con el diseño es necesario definir la dinámica admisible de la forma

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

con  $P_{12} = \text{diag}\{L^{-1}, C^{-1}\}$  y entrada de control  $u^*$  que genera al estado  $x^*$ . Por otro lado, definiendo el error de la forma

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

la dinámica del error tiene la estructura

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

la cual tiene asociada la función cuadrática

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

Bajo las definiciones de la dinámica admisible se realiza el diseño del controlador para cada convertidor de potencia. Para ello suponga lo siguiente:

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

- El estado completo está disponible para medición.
- 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  $K_2 > 0$ , logra que  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}_{12_i} = 0$

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

$$G_{12}\tilde{u} = -\mathbb{K}_{12}P_{12}\tilde{x}_{12}$$

con  $\mathbb{K}_{12} = \text{diag}\{K_1, K_2\}$  positiva definida, la dinámica del error en lazo cerrado es

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

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

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

dado que la matriz  $\mathbb{K}_{12}$  es positiva definida y que la función  $\tilde{H}_c$  tiene su mínimo en  $\tilde{x}_{12} = 0$ , 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 del enfoque; el cual 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

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

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

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

eligiendo una función tipo energía del sistema de la forma

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

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

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

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

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:

- Está 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
 
$$(v_{R_c} - v_{R_c}^*)^T [\psi_c^{-1}(v_{R_c}) - \psi_c^{-1}(v_{R_c}^*)] > 0.$$
- Las líneas son modeladas despreciando la susceptancia en derivación.
- Las cargas son conectadas por medio de un capacitor en paralelo.

Bajo estas suposiciones la ley de control

$$u = V^{-1} [\dot{x}_1^* + C^{-1}x_2^* - K_1L^{-1}\tilde{x}_1] \quad (3.13)$$

bajo las restricciones

$$\dot{x}_2^* - L^{-1}x_1^* + H_{1L}L_a^{-1}x_4^* - K_2C^{-1}\tilde{x}_2 = 0 \quad (3.14a)$$

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

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

garantiza que la dinámica del error tiende a cero conforme el tiempo tiende a infinito, es decir

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

con la matriz  $K_1 > 0$  y  $K_2 > 0$ , por lo que se garantiza estabilidad interna del sistema, es decir los estados son acotados.

**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

$$\dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) = \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}}$$

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

$$\dot{\tilde{H}}_T(\tilde{x}) = \tilde{x}^T P \mathbb{J}_T P \tilde{x} - \tilde{x}^T P \mathbb{R}_T P \tilde{x}$$

$$- \tilde{x}^T P g_{RT} [\Psi_{34}(x_3) - \Psi_{34}^*(x_3^*)] + \tilde{x}^T P G_T \tilde{u}$$

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 de la función de Lyapunov puede ser escrita como

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

dado que las relaciones constitutivas de las cargas cumplen con

$$(v_{R_c} - v_{R_c}^*)^T [\psi_c^{-1}(v_{R_c}) - \psi_c^{-1}(v_{R_c}^*)] > 0 \quad (3.15)$$

donde  $v_{R_c} = C_a^{-1} x_3$ , 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 modo que se garantiza que  $\tilde{x}$  es acotado y el origen del sistema es asintóticamente estable, el resultado se encuentra sujeto a las restricciones dadas por (3.14). Sin embargo puede suceder que  $\tilde{x} \rightarrow 0$  pero el estado deseado obtenido de la solución simultanea del sistema de ecuaciones formado por las restricciones resultantes no lineales, se encuentre tendiendo a infinito. Por tanto, es necesario realizar un análisis que garantice que la solución de las ecuaciones diferenciales de los valores deseados es acotada. Adicional mente, 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 éste 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, así tener una señal de control acotada. Para lograrlo 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

$$x_1^* = L [\dot{x}_2^* + H_{1L}L_a^{-1}x_4^* - K_2C^{-1}\tilde{x}_2] \quad (3.18a)$$

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

la ecuación (3.18a) se puede resolver de manera algebraica, ya que se cuenta con los valores de sus argumentos a excepción de  $x_4^*$ , el cual se obtiene 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. Para ello, 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

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

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

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, la derivada puede escribir 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 modo que se puede garantizar que el sistema es entrada estado estable y 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.

▼

Para abordar el problema de generación de trayectorias deseadas, se propone como primera solución realizar el cálculo de valores en estado estacionario, desde la solución de las ecuaciones de balance de potencias. Posteriormente un control tipo Droop, ya que se tiene en cuenta la potencia demandada por las cargas. Así, 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 y evaluación numérica

Uno de los problemas comunes que se presentan en los SEP es la generación de potencia, conservando estabilidad en el sentido de que no presente cambios grandes de su punto de operación ante cambios de la potencia demandada, y se satisfaga la demanda de potencia. Para ello, es necesario resolver los flujos de potencia; que son un sistema de ecuaciones no lineales, uno de los métodos más implementados para ello es Newton-Raphson, mediante el cual se obtendrán los valores deseados de los convertidores de potencia.

**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. Representando 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

$$I_N = YV \quad (3.27)$$

donde  $I_N$  es el vector de corrientes de las fuentes que se encuentran en cada nodo,  $V$  es el vector de voltajes de cada nodo. Agrupando las admitancias incidentes en cada nodo en una matriz. Conocida como la matriz de admitancias  $Y$  la cual es de la forma

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

donde  $N$  denota el número de nodos en el SEP, los sub índices hacen mención a las admitancias relacionadas, es decir, el subíndice  $jk$  representa la suma de admitancias desde el nodo  $j$  hasta el nodo  $k$ , de forma que 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

$$Y = G + jB$$

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

$$S_i = V_i I_i^* \quad (3.28)$$

y sustituyendo la ecuación (3.27) en (3.28), se tiene una relación de la potencia compleja en términos de voltajes y corrientes como

$$S_i = V_i [Y_{in} V_n]^* \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.29)$$

es posible expresar los términos de (3.29) en su representación de la forma

$$\begin{aligned} V_i &= V_i e^{j\delta_i} \\ V_n &= V_n e^{j\delta_n} \quad i, n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (3.30)$$

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 (3.29) y tomando la parte real e imaginaria, la potencia activa y reactiva  $P$  y  $Q$  respectivamente incidentes en el nodo es

$$P_i = V_i \sum_{n=1}^N (G_{in} V_n \cos(\delta_{in}) + B_{in} V_n \sin(\delta_{in})) \quad (3.31)$$

$$Q_i = V_i \sum_{n=1}^N (G_{in} V_n \sin(\delta_{in}) - B_{in} V_n \cos(\delta_{in})), \quad i = 1, 2, \dots, N$$

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 desfaseamiento que satisfagan la demanda de potencia de las cargas. Así, los flujos de potencia entre el nodo  $i$  y  $k$  resultan las ecuaciones de la forma

$$P_{ik} = V_i^2 G_{ii} - \sum_{n=1}^N V_i V_k (G_{ik} \cos \delta_{ik} + B_{ik} \sin \delta_{ik}) \quad (3.32a)$$

$$Q_{ik} = -V_i^2 B_{ii} - \sum_{n=1}^N V_i V_k (G_{ik} \sin \delta_{ik} - B_{ik} \cos \delta_{ik}) \quad (3.32b)$$

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 un mismo nodo, finalmente  $\delta_{ik} \triangleq \delta_i - \delta_k$  es el desfaseamiento entre los nodos  $i$  y  $k$ . Por otro lado, definiendo la potencia activa y reactiva en cada bus como  $P^{cal}$  y  $Q^{cal}$ , es posible escribir el sistema de ecuaciones

$$\begin{aligned} P_1(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= P_1^{cal} \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots &= \dots \\ P_n(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= P_n^{cal} \\ Q_1(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= Q_1^{cal} \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots &= \dots \\ Q_n(\theta_1, \dots, \theta_n, V_1, \dots, V_n) &= Q_n^{cal} \end{aligned} \quad (3.33)$$

aplicando el procedimiento antes mencionado, para la solución mediante el método Newton Raphson, definiendo el sistema correspondiente de forma similar a (A.7) 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 en su forma compacta

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta \\ \Delta V \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

ahora bien, mediante el sistema de ecuaciones es posible aplicar el procedimiento del método Newton Raphson descrito en Apéndice A, para la solución de flujos de potencia. Resolviendo las ecuaciones planteadas se obtienen los valores deseados del voltaje de salida de los convertidores de potencia  $C^{-1}x_2^*$ . Las cuales satisfacen la demanda de potencia de las cargas, y cumple con las condiciones realizadas para el esquema de controlador propuesto. Bajo estas condiciones, es factible realizar una evaluación numérica, y mediante una red presentada en la literatura como base para la evaluación numérica de los esquemas propuestos.

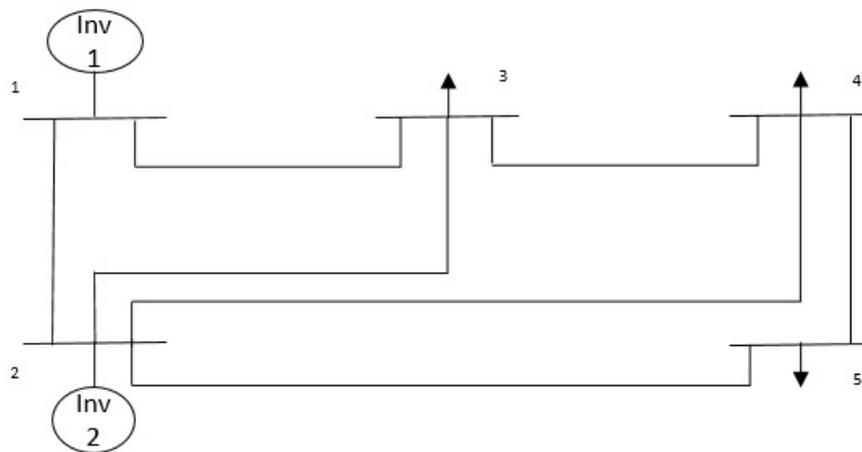
### Evaluación numérica

En el presente trabajo se realiza el control de micro-redes mediante un diseño basado en pasividad, el resultado es dividido en dos escenarios. 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, es decir que los estados del sistema bajo la ley de control propuesta son acotados. El 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 la solución de las ecuaciones de flujos de potencia como valor deseado del voltaje de salida del convertidor  $C^{-1}x_2^*$ . Se elijo una red presentada en la literatura de SEP, la cual se muestra en la Figura 3.1 Stagg & El-Abiad (1968). Dicha red, consta de cinco nodos, de los cuales dos de ellos, tiene asociados generadores que serán considerados como fuentes verdes conectadas a convertidores de potencia. El nodo 1 es nodo slack mientras que el nodo dos es un nodo PV y los nodos restantes son nodos PQ en los cuales se encuentran cargas conectadas a los mismos, los valores nominales de los convertidores 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 [pu]	Generación		Carga	
		MW	MVAR	MW	MVAR
1	1.06+j0.0	0	0	0	0
2	1.0+j0.0	40	30	0	0
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



**Figura 3.1:** Diagrama unifilar de red.

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. Las líneas son consideradas 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.

Bus	Impedancia [pu]
1-2	0.02+j0.06
1-3	0.08+j0.24
2-3	0.06+j0.18
2-4	0.06+j0.18
2-5	0.04+j0.12
3-4	0.01+j0.03
4-5	0.08+j0.24

**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 forma el modelo de la red es

$$\dot{x} = (\mathbb{J}_T - \mathbb{R}_T)Px - g_{RT}\Psi_{34}(x_3) + G_Tu \quad (3.35)$$

donde

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

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

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

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, su modelo es representado por (2.4). 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 de la forma

Voltajes nodales	
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 obtenidos de flujos de potencia

$$Y_{BUS} = \begin{bmatrix} 6.25 - j18.695 & -5.0 + j15.0 & -1.25 + j3.75 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -5.0 + j15.0 & 10.83334 + j32.415 & -1.66667 + j5.0 & -1.66667 + j5.0 & -2.5 + j7.5 & -1.66667 + j5.0 & -2.5 + j7.5 \\ -1.25 + j3.75 & -1.66667 + j5.0 & 12.91667 - j38.695 & -10.0 + j30.0 & 0 & -10.0 + j30.0 & 0 \\ 0 & -1.66667 + j5.0 & -10.0 + j30.0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -2.5 + j7.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 12.91667 - j38.695 & -1.25 + j3.75 & -1.25 + j3.75 & 3.75 - j11.21 & 3.75 - j11.21 \\ 0 & 0 & -1.25 + j3.75 & 3.75 - j11.21 & 3.75 - j11.21 & 3.75 - j11.21 & 3.75 - j11.21 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

y haciendo uso del método de Newton Raphson para definir los valores deseados de los convertidores, resultan la siguiente manera

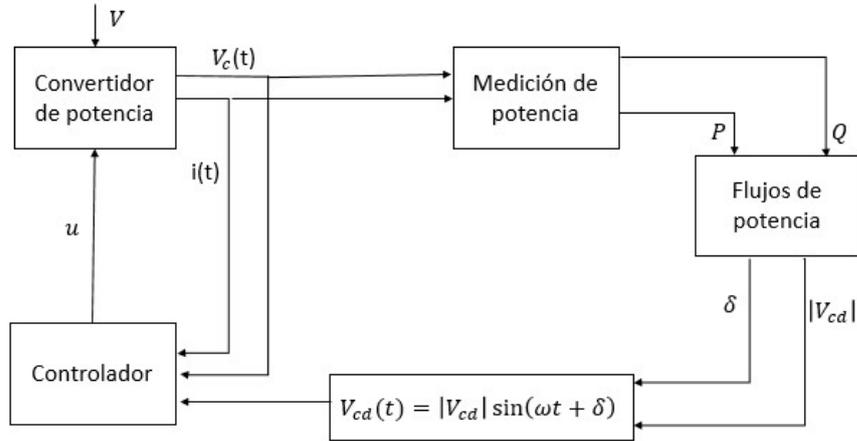
$$C_i^{-1} x_{2i}^* = V_{2i}^* \sin(\omega_s t + \delta_i^*) \quad (3.37)$$

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, para mayor detalle, el código empleado se muestra en el Apéndice B.

En la Figura 3.2, se muestra un diagrama a bloques del primer esquema propuesto en el cual se hace uso de solución de ecuaciones de flujos de potencia, posteriormente generar las trayectorias deseadas de los voltajes de salida de los convertidores de potencia.

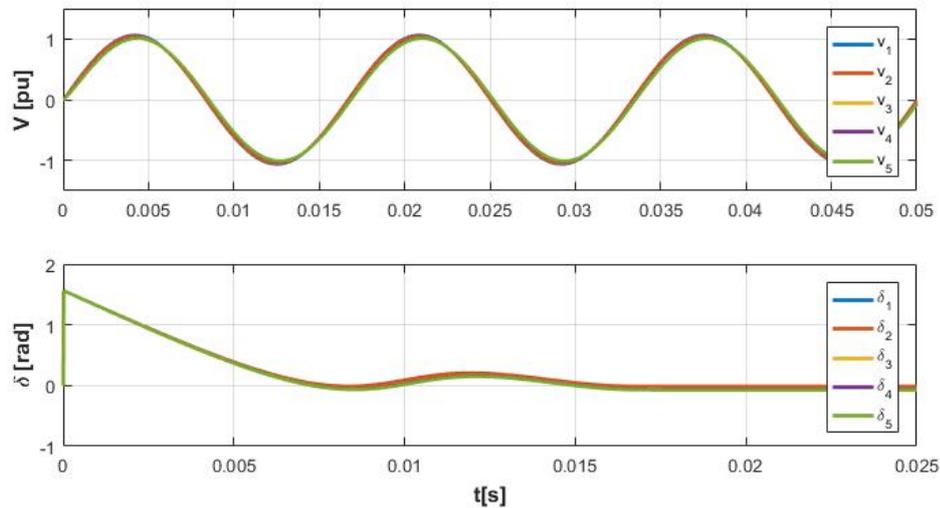
Haciendo uso de los valores deseados, se implementó el controlador propuesto bajo las ganancias  $\mathbb{K} = \text{diag}\{3I_2, 3I_2, 0, 0\}$ , con  $I_2$  matriz identidad. La evaluación numérica se realizó en Matlab2016a/SIMULINK<sup>®</sup>, con un paso de integración fijo, bajo el método de integración Ode4 Runge-Kutta y condiciones iniciales establecidas en cero. El sistema se presenta en por unidad, con valores base  $S_B = 100 \text{ MVA}$ ,  $V_b = 100 \text{ kV}$  y impedancia  $Z_{base} = 100 \Omega$ .

Los resultados obtenidos de la evaluación numérica respecto a la respuesta de seguimiento de voltaje se muestra en la Figura 3.3, los voltajes corresponden a las señales de cada nodo. Se observa que los voltajes se encuentran entre un rango entre menos uno y uno, ésto muestra



**Figura 3.2:** Diagrama a bloques primer esquema de control.

que todos los voltajes de nodo son acotados como se mencionó previamente 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; de esta forma se confirma que tomando los valores deseados de la solución de flujos de potencia mediante Newton Rapshon, es una opción viable para la elección del valor deseado de los convertidores.

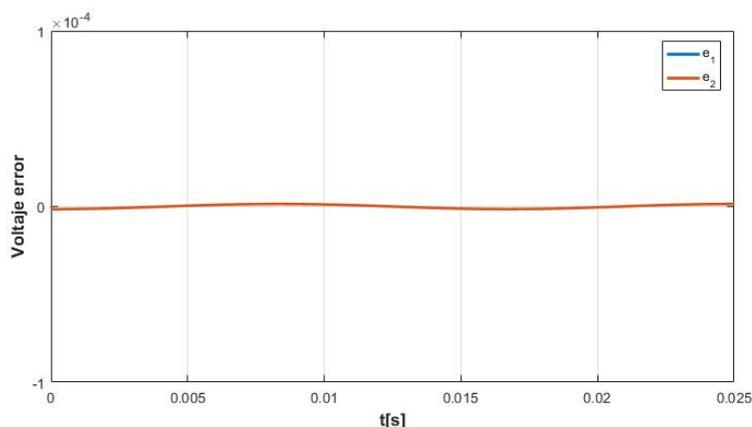


**Figura 3.3:** Voltaje y ángulo.

Los valores de voltajes no solo cumplen con permanecer en un valor aceptable para el sistema ya que este se encuentra en pu. De lo contrario, un incremento mayor a la unidad en sus amplitudes, nos indicaría que se están pidiendo valores significativamente altos para el

sistema, y puede ser que no logre realizarlos o inclusive 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 3.4, 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 3.4:** Error de seguimiento de voltaje.

Finalmente, la respuesta de potencias en los nodos y las cargas se muestra en la Figura 3.5, donde se aprecia que las potencias activa y reactiva de ambos convertidores presentan 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, y así satisfacer la potencia demandada por las cargas, como se puede apreciar en la misma figura. Esta evaluación, nos confirma lo realizado mediante el análisis previo; ya que se tiene estabilidad interna del sistema ante la elección de señal deseada mediante la solución de las ecuaciones de flujos de potencia.

Mediante este primer esquema de control propuesto, el cual es un primer nivel de control en la micro-red, se logra un seguimiento de la señal de voltaje deseado. Adicionalmente, se puede corroborar los alcances de dicho esquema mediante los resultados obtenidos.

Respecto a los esquemas anteriores de dicho controlador, se cuenta con la problemática de resolver las restricciones resultantes del control de forma algebraica. De igual manera la solución de flujos de potencia, lo que no permite caracterizar las propiedades de estabilidad o bien designar las restricciones bajo las cuales garantiza estabilidad.

En contraste, la ventaja en el esquema propuesto, recae en la solución en línea de las restricciones resultantes en el diseño del control, ya que son resueltas en línea de manera simultánea. Posteriormente, se forma la ley de control. Adicionalmente se incluye, el estudio de estabilidad que caracteriza la estabilidad del sistema bajo el esquema propuesto.

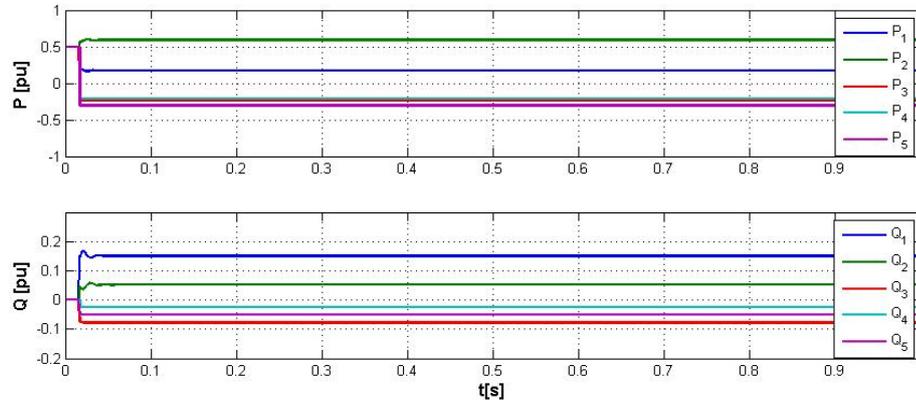


Figura 3.5: Potencias de nodos.

Una desventaja, es el cálculo fuera de línea de los voltajes deseados de voltaje de los convertidores. Por esta razón, se planteó un segundo esquema de control, incluyendo un control secundario, el cual es presentado en la siguiente sección.

### 3.2.4. Control Droop y evaluación numérica

Uno de los principales problemas en el control de micro-redes abordado 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. Lo cual es realizado mediante la implementación de un control Droop, dicho control, es ampliamente usado en motores síncronos para el control de potencia Kundur et al. (1994).

El control Droop inicialmente 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), aplica el control Droop de acuerdo a la impedancia de salida del convertidor, lo que le permite mantener las salidas de los convertidores en un rango de operación entre  $\pm\pi/2 \text{ rad}$ . Inclusive hay trabajos al respecto en el cual implementan técnicas de control adaptable Gkavanoudis et al. (2016), para la carga micro-redes 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.

Otro campo donde es implementado el control Droop es 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

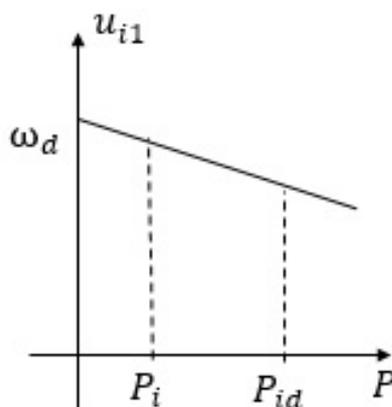
conectados en paralelo. En el cual, se hace un análisis del voltaje entre los nodos, mediante el cual se puede escribir la potencia activa y reactiva como

$$\begin{aligned} P &= \frac{EV_0}{Z_0} \delta \\ Q &= \frac{E - V_0}{Z_0} V_0 \end{aligned} \quad (3.38)$$

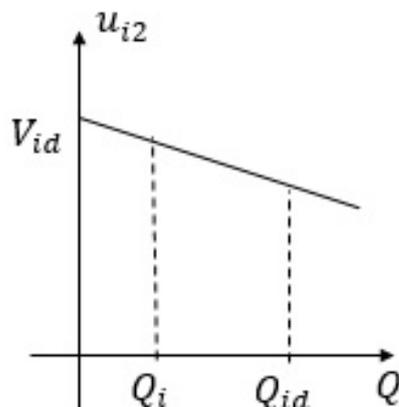
donde  $E$  es el voltaje del inversor,  $Z_0$  la impedancia de la fuente y  $V_0$  es voltaje en la impedancia de carga. Lo cual significa que la potencia activa puede ser controlada mediante  $\delta$ , y la potencia reactiva puede ser controlada por  $E$ . Dada la relación que existe entre voltaje y 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

$$\begin{aligned} u_{i1} &= \omega_d - k_{pi} (P_{im} - P_{id}) \\ u_{i2} &= V_{id} - k_{qi} (Q_{im} - Q_{id}) \end{aligned} \quad (3.39)$$

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 3.6, donde el cruce en el eje de frecuencias con la recta, es la frecuencia angular deseada, y uno de los puntos contenidos en la recta es la potencia activa deseada, con pendiente definida por la ganancia de control  $k_{pi}$ . De manera similar en la Figura 3.7, se muestra la gráfica correspondiente al control de potencia reactiva, la cual le corresponde una pendiente definida por la ganancia del control Droop  $k_{qi}$ .



**Figura 3.6:** Control potencia activa.



**Figura 3.7:** Control potencia reactiva.

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

$$C^{-1}x_2^* = V_i^* \sin(\delta_i^* t) \quad (3.40)$$

de modo que el control Droop para el esquema propuesto es

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_i^* &= \omega_{rd} - k_{pi}(P_i - P_{id}) \\ V_i^* &= V_{ird} - k_{qi}(Q_i - Q_{id}) \end{aligned} \quad (3.41)$$

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) el cual propone un filtro paso bajas aplicado a la potencia instantánea. Bajo éste método se encuentra inspirado uno de los resultados del presente trabajo.

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

$$p_{ins}(t) = v(t)i(t) \quad (3.42)$$

en el presente trabajo la potencia instantánea toma la forma

$$p_{ins}(t) = H_{1L}L_a^{-1}x_4C^{-1}x_2 \quad (3.43)$$

Dado que son señales de voltaje y corriente de tipo coseno en los convertidores, la potencia instantánea (3.42) puede escribirse como

$$p_{ins} = \frac{1}{2}V_m I_m \cos(\delta_{vi}) + \frac{1}{2}V_m I_m \cos(2\omega + \delta_{vi}) \quad (3.44)$$

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

$$\dot{P} = \omega_f(-P + p_{ins}) \quad (3.45)$$

donde  $\omega_f$  es la frecuencia del filtro, es posible obtener un estimado de la potencia activa. Más aún, dado que la potencia instantánea contiene información de ambas potencias, es de utilidad para recuperar la potencia reactiva de forma directa a partir de la potencia instantánea mediante

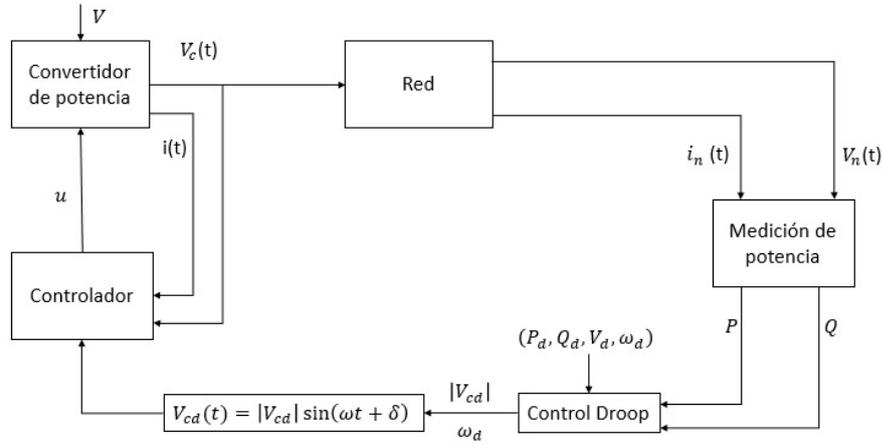
donde  $\omega_f$  es la frecuencia del filtro, dado que la potencia instantánea contiene información de ambas potencias, es de utilidad para recuperar la potencia reactiva de forma directa a partir de la potencia instantánea mediante

$$Q = p_{ins} - P \quad (3.46)$$

de esta forma se realiza 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.

### Evaluación numérica

El segundo esquema de control, corresponde al definido por (3.41) en conjunto con el filtro definido por (3.45), bajo la ley de control definida en (3.13) y 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 (3.35), con datos de impedancia y cargas definidos en la Tabla 3.2. Los valores de los elementos de los 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 (3.36), mientras que los valores deseados de potencias son los mostrados en la



**Figura 3.8:** Diagrama a bloques segundo esquema de control.

Tabla 3.4. Los valores asignados a las ganancias de control son:  $\mathbb{K} = \text{diag}\{3I_2, 3I_2, 0, 0\}$  con

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

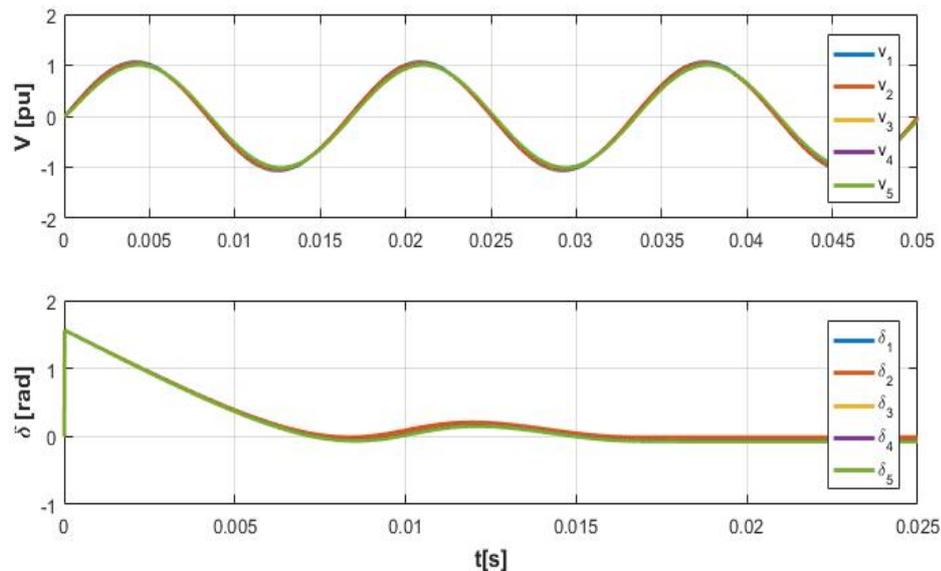
**Tabla 3.4:** Parámetros

$I_2$  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 (3.45). La evaluación se realizó en Matlab2016a/SIMULINK<sup>®</sup> con un paso de integración fijo y método de integración Ode4 Runge-Kutta y con condiciones iniciales en cero.

Esté esquema se muestra en la figura 3.8, en el cual se realiza medición de potencia descrito y en conjunto con el control Droop para generar las trayectorias deseadas de los voltajes de salida de los convertidores de potencia.

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 3.9, donde los voltajes de nodos presentan 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 se encuentran 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.



**Figura 3.9:** Voltaje y ángulo segundo esquema.

El voltaje deseado de los convertidores de potencia es generado a partir del control Droop y el error entre estos y el valor de voltaje de los convertidores se muestra en la Figura 3.10, el cual muestra que se logra realizar el seguimiento de voltaje con un error mínimo. Dado que son señales de tipo sinusoidal se tiene una oscilación alrededor de cero, la cual puede ser despreciada 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 3.11, 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 esquema de medición de potencia tiene un buen funcionamiento y es adecuado para la medición de potencia.

Dado el resultado obtenido, se tiene un segundo esquema de control en el cual la generación de valores deseados del convertidor se puede obtener 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 ha 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 en la cual mostró que es una manera viable para abordar el control de micro-redes.

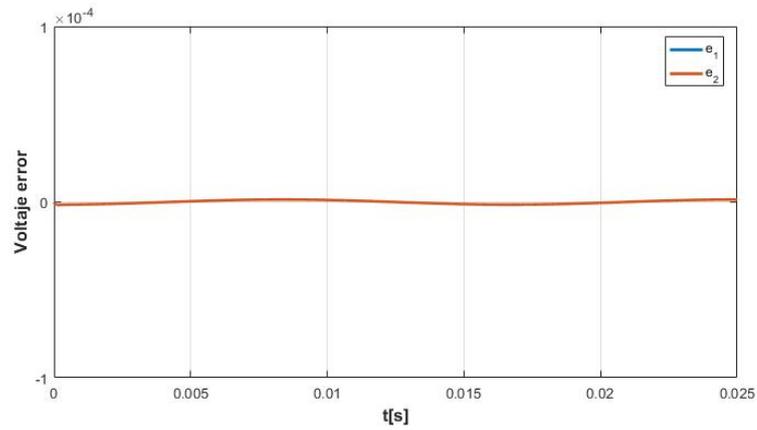


Figura 3.10: Error de seguimiento de voltaje segundo esquema.

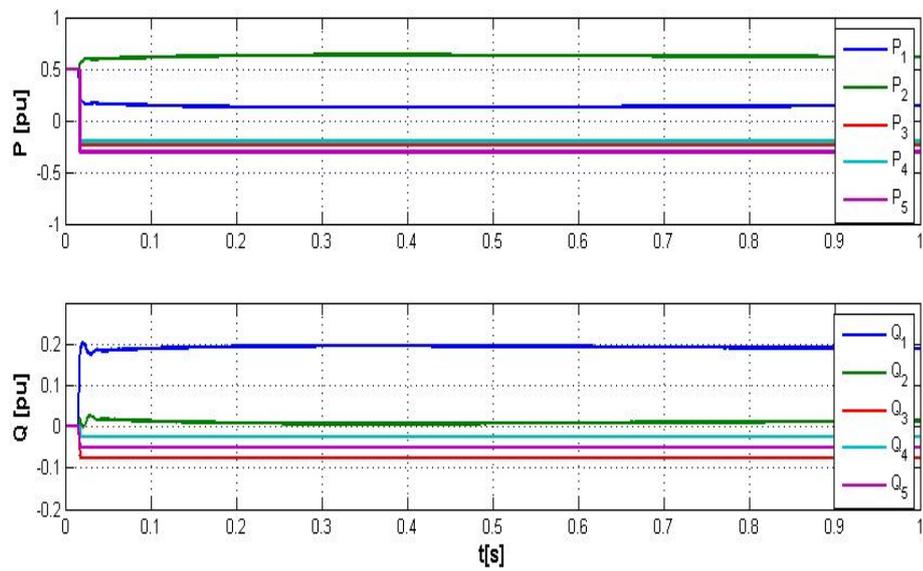


Figura 3.11: Potencias segundo esquema.

# Conclusiones y trabajo futuro

---

## 4.1. Conclusiones

Como resultado del presente trabajo, se resolvió el problema de control de micro-redes, 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 micro-red, 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 presenta dicha topología.

Dada la representación Hamiltoniana que tiene la micro-red presentada, en este trabajo se realizó el diseño del controlador basado en pasividad. Bajo éste enfoque fue diseñado el control de los convertidores de potencia y fue posible el planteamiento de los dos esquemas de control presentado.

El primer esquema de control resolvió el problema de seguimiento de voltaje y de potencia. Así, los convertidores, satisfacen la potencia demandada por las cargas, manteniendo tanto las potencias entregadas por los convertidores como las potencias en las cargas.

La solución de las ecuaciones no lineales mediante método numérico Newton Raphson, fue adecuado para el esquema de control planteado en el sentido que, al considerar los valores deseados del voltaje del convertidor mediante dicho método, los convertidores logran satisfacer que el sistema funcione adecuadamente; lo cual da soporte a la prueba de estabilidad del esquema de control propuesto.

Se obtuvo seguimiento de voltaje deseado, el cual es similar a 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 radica en dos suposiciones principales, la primera

de ellas es una adecuada 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. Así, se logra que la señal de control sea acotada, de igual manera 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 pequeño de ganancias. Tomando en consideración las propiedades que deben cumplir para satisfacer la prueba de estabilidad, para ello basta con que las 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 tuvo un buen funcionamiento y permitió obtener los valores de amplitud y desfase deseados en los convertidores de potencia, y así satisfacer la potencia demandada por las cargas.

La solución de implementar un control 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 tuvo un buen comportamiento ya que el control tipo Droop generó los valores deseados adecuados. Como se muestra en la evaluación numérica.

Mediante el esquema propuesto, se hizo notorio que la ley de control es robusta 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 dicha 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 como esquema para la medición de potencias activa y reactiva instantáneas fue favorable, 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 y dedicados específicamente a la evaluación numérica de SEPs, pues las empresas dedicadas al ramo energético realizan validación en este tipo de programas. El control tipo Droop en conjunto con el filtro paso bajas, permitió plantear el esquema completo formalmente. A pesar de esto dicho 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. Dada la naturaleza del sistema, la implementación física tiene su grado de dificultad.

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

El esquema propuesto de medición de potencia funciona adecuadamente. En la literatura, 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 es 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 micro-red conectada a la red principal; ya que es un punto de operación en el que se puede encontrar la micro-red 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, otro escenario por plantear es la consideración de fuentes fotovoltaicas, ya que se puede explotar la estructura Hamiltoniana mediante la cual pueden ser representadas, dado que mediante la interconexión de sistemas se persevera la estructura Hamiltoniana del sistema.

Respecto a los filtros de los convertidores se puede 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.

## Generación de trayectorias

---

**Método Newton-Raphson** Dicho método se basa en la expansión de series de Taylor de una función de dos o más variables, y 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

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2) &= b_1 \\ f_2(x_1, x_2) &= b_2 \end{aligned} \tag{A.1}$$

de modo que para una manipulación más clara definiendo el conjunto de ecuaciones formado por (A.1), de la forma

$$\begin{aligned} r_1(x_1^*, x_2^*) &= f_1(x_1, x_2) - b_1 \\ r_2(x_1^*, x_2^*) &= f_2(x_1, x_2) - b_2 \end{aligned} \tag{A.2}$$

Tomando como valores iniciales los estimados del sistema  $x_1^{(0)}$  y  $x_2^{(0)}$ ; los cuales no precisamente son la solución, definiendo las correcciones de la solución como  $\Delta x_1^{(0)}$  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

$$r_1(x_1^*, x_2^*) = r_1(x_1^* + \Delta x_1^{(0)}, x_2^* + \Delta x_2^{(0)}) \tag{A.3}$$

$$r_2(x_1^*, x_2^*) = r_2(x_1^* + \Delta x_1^{(0)}, x_2^* + \Delta x_2^{(0)}) \tag{A.4}$$

el siguiente paso es encontrar el termino de corrección para obtener las soluciones. Expandiendo en series de Taylor las ecuaciones (A.3) y (A.4) alrededor de la solución propuesta, las series

---

resultan de la forma

$$r_1(x_1^*, x_2^*) = r_1(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) + \Delta x_1^{(0)} \left. \frac{\partial r_1}{\partial x_1} \right|^{(0)} + \Delta x_2^{(0)} \left. \frac{\partial r_1}{\partial x_2} \right|^{(0)} + \dots \quad (\text{A.5})$$

$$r_2(x_1^*, x_2^*) = r_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) + \Delta x_1^{(0)} \left. \frac{\partial r_2}{\partial x_1} \right|^{(0)} + \Delta x_2^{(0)} \left. \frac{\partial r_2}{\partial x_2} \right|^{(0)} + \dots \quad (\text{A.6})$$

las derivadas de orden mayor que 1 en la serie de términos se pueden omitir, los términos  $\left. \frac{\partial r_1}{\partial x_1} \right|^{(0)}$  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. Así, es posible escribir las ecuaciones anteriores en una forma matricial que resulta como

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x_1} & \frac{\partial r_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial r_2}{\partial x_1} & \frac{\partial r_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}}_{\mathbb{J}_N^{(0)}} \begin{bmatrix} \Delta x_1^{(0)} \\ \Delta x_2^{(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 - f_1(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \\ b_2 - f_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

donde la matriz  $\mathbb{J}_N$  es el jacobiano y el superíndice indica el valor en el que han sido evaluados 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

$$\mathbb{J}_N^{(0)} \Delta x_{12}^{(0)} = \Delta r_{12}^{(0)} \quad (\text{A.8})$$

dado que esto es una aproximación por que se han despreciado los valores de alto orden de la serie, este sistema no arroja 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  $\epsilon$ .

# 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 H. Saadat. Saadat (1999), 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 ingresan 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. & 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. [33](#)
- Becerril, S. M. A. (2016), Caracterización y Control de Microrredes de Potencia via Propiedades Estructurales, PhD thesis, Universidad Nacional Autonoma de México. [3](#), [4](#), [10](#), [38](#)
- 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). [26](#)
- Carrillo, P. A. F. (2015), Estabilidad y consenso de circuitos eléctricos vía propiedades estructurales, Master’s thesis, Universidad Nacional Autonoma de México. [3](#)
- Engineers, E. & Jenkins, N. (2000), *Embedded Generation (IEE power and energy series; 31)*, Institution of Engineering and Technology-IET. [1](#)
- 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. [33](#)

- 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. [31](#)
- Grainger, J. J. & Stevenson, W. D. (1996), *Análisis de sistemas de potencia*, McGraw-Hill. [8](#)
- 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. [2](#)
- Kuh, E. & Desoer, C. (1969), 'Basic circuit theory'. [6](#)
- Kundur, P., Balu, N. J. & Lauby, M. G. (1994), *Power system stability and control*, Vol. 7, McGraw-hill New York. [8](#), [31](#)
- 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](#)
- 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](#)
- Saadat, H. (1999), *Power system analysis*, McGraw-Hill. [43](#)
- 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. [25](#)
- 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. [10](#)
- 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. [33](#)
- Zhong, Q.-C. & Hornik, T. (2012), *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*, Vol. 97, John Wiley & Sons. [2](#), [6](#), [31](#)
- Zhong, Q.-C. & Zeng, Y. (2016), 'Universal droop control of inverters with different types of output impedance', *IEEE Access* **4**, 702–712. [31](#)