



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS

CARRERA DE INGENIERÍA EN MECATRÓNICA

TRABAJO DE GRADO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO
DE INGENIERO EN MECATRÓNICA

TEMA:

“CONTROL DE CORRIENTE EN CONVERTIDORES DE POTENCIA
DE ALIMENTACIÓN DE RED EN MICRORREDES AISLADAS”

AUTOR: GABRIELA KATHERINE MEDINA YÁNEZ

DIRECTOR: CARLOS XAVIER ROSERO CHANDI

IBARRA-ECUADOR

OCTUBRE 2022



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE BIBLIOTECA UNIVERSITARIA

AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO			
CÉDULA DE IDENTIDAD:	1003405378		
APELLIDOS Y NOMBRES:	MEDINA YANEZ GABRIELA KATEHRINE		
DIRECCIÓN:	Ricardo Sánchez y Tobías Mena, Ibarra		
EMAIL:	gkmedinay@utn.edu.ec		
TELÉFONO FIJO:	062958758	TELÉFONO MÓVIL:	0998069965

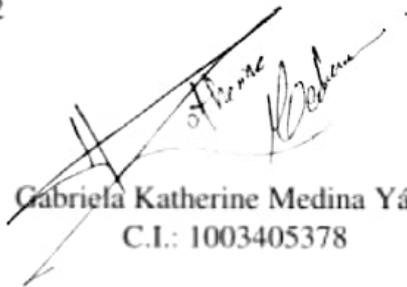
DATOS DE LA OBRA	
TÍTULO:	"Control de corriente en convertidores de potencia de alimentación de red en microrredes aisladas"
AUTOR (ES):	MEDINA YANEZ GABRIELA KATHERINE
FECHA: DD/MM/AAAA	17 de octubre del 2022
SOLO PARA TRABAJOS DE GRADO	
PROGRAMA:	<input checked="" type="checkbox"/> PREGRADO <input type="checkbox"/> POSGRADO
TITULO POR EL QUE OPTA:	INGENIERO EN MECATRÓNICA
ASESOR /DIRECTOR:	CARLOS XAVIER ROSERO C.



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS
CONSTANCIA

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se la desarrolló sin violar derechos de autor de terceros, por lo tanto la obra es original, y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume la responsabilidad sobre el contenido de la misma y saldrá en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, 17 de octubre de 2022



Gabriela Katherine Medina Yánez
C.I.: 1003405378



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS
CERTIFICACIÓN

En calidad de director del trabajo de grado “Control de corriente en convertidores de potencia de alimentación de red en microrredes aisladas”, presentado por el egresado Gabriela Katherine Medina Yáñez, para optar por el título de Ingeniero en Mecatrónica, certifico que el mencionado proyecto fue realizado bajo mi dirección.

Ibarra, 17 de octubre de 2022



Carlos Xavier Rosero
DIRECTOR DE TESIS

”Haz sólo lo que amas y serás feliz, y el que hace lo que ama, está benditamente condenado al éxito, que llegará cuando deba llegar, porque lo que debe ser será, y llegará naturalmente”. *F.*

Cabral

Agradecimiento

A todas las personas que colaboraron en el desarrollo de este trabajo, especial agradecimiento a todas las personas que tuve el gusto de conocer y compartir durante este período de investigación, al Ingeniero Xavier Rosero, a la Ingeniera Luz María Tobar, al Ingeniero Iván Iglesias, con sus consejos, recomendaciones y paciencia, se tomaron el tiempo de colaborar conmigo para completar esta tesis.

A todos los miembros de la familia por su aliento, apoyo y preocupación.

Dedicatoria

Dedico este trabajo para mi hermano Darwin por impulsarme a realizar y concluir este trabajo, además a mi hija April le debo un logro mas en mi vida.

Katherine Medina

Resumen

El uso de fuentes de energía renovable para la producción de energía eléctrica, representa una forma efectiva de combatir el calentamiento global. La red eléctrica convencional implica una inversión económica elevada, pérdidas en sus líneas de transmisión, y gran contaminación ambiental. Como solución, a este problema se ha optado por la generación distribuida (GD). La cual consiste en generar energía eléctrica mediante pequeñas fuentes de generación que pueden ser: solar, eólica o térmica, instaladas cerca del lugar de consumo. Investigadores crearon el término microrred (MG), como una solución integral, que abarca la GD, cargas variables, sistemas de almacenamiento, líneas de transmisión y dispositivos de control, que permitan resolver problemas energéticos de manera local aumentando la flexibilidad y confiabilidad en el suministro de energía eléctrica.

En esta investigación se desarrolla el modelo de una fuente de corriente para convertidores alimentadores de red. La MG por alimentación de red se caracteriza por inyectar corriente a la red mediante consignas de potencia activa y reactiva. Esta MG consta de: un convertidor formador de red, transformadores virtuales, líneas de transmisión y cargas. Con el objetivo de simplificar los cálculos y reducir a complejidad de la simulación, todas las variables trifásicas se trasladan a un marco de referencia estacionario ortogonal de dos ejes $\alpha\beta$. Se propone dos lazos de control: un control de potencia que convierte las consignas de potencia activa y reactiva en referencias de corriente $\alpha\beta$ y un control Proporcional Integral de corriente en la fuente de corriente que minimiza el error en estado estable.

El modelo matemático de la fuente de corriente, se sustenta en un inversor que usa la técnica

de modulación por ancho de pulso (PWM). El desempeño del modelo realizado junto a los lazos de control en diferentes condiciones de trabajo se validan en el software matemático Matlab/Simulink.

Abstract

The use of renewable energy sources for electricity production represents an effective way to combat global warming. A conventional electrical grid implies a high economic investment, losses in its transmission lines, and great environmental pollution. As a solution to this problem, distributed generation (DG) has been chosen. This consists of generating electrical energy by means of small generation sources that can be solar, wind or thermal, installed near the place of consumption. Researchers created the term microgrid (MG), as an integral solution, which includes DG, variable loads, storage systems, transmission lines and control devices, which allow solving energy problems locally, increasing flexibility and reliability in the supply of electric energy.

In this research, the model of a current source for grid-fed converters is developed. The grid-feeder MG is characterized by injecting current to the grid by means of active and reactive power setpoints. This MG consists of: a grid-forming converter, virtual transformers, transmission lines and loads. In order to simplify the calculations and reduce the complexity of the simulation, all three-phase variables are transferred to a two-axis $\alpha\beta$ orthogonal stationary reference frame. Two control loops are proposed: a power control that converts the active and reactive power setpoints into $\alpha\beta$ current references and a Proportional Integral current control at the current source that minimizes the steady state error.

The mathematical model of the current source is based on a three-phase two-level inverter using the pulse width modulation (PWM) technique. The performance of the model and the control loops under different working conditions are validated in the mathematical software Matlab/Simulink.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Problema	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Justificación	3
1.4. Alcance	3
2. Revisión Literaria	5
2.1. Microrredes	5
2.1.1. Clasificación de las microrredes	6
2.2. Convertidores de potencia	9
2.2.1. Convertidor formador de red	10
2.2.2. Convertidor alimentador de red	10
2.2.3. Controladores de corriente para convertidores de alimentación de red	11
3. Metodología	13
3.1. Estructura del sistema	13
3.2. Control de convertidores alimentadores de red	14
3.2.1. Transformada de Clarke	14

3.2.2.	Control de Potencia	15
3.3.	Modelado de un inversor fuente de corriente	17
3.3.1.	Modulación PWM	20
3.3.2.	Diseño del controlador de corriente	23
4.	Implementación y Pruebas	27
4.1.	Plataforma de Simulación	27
4.1.1.	Scripts de Matlab	28
4.1.2.	Modelo Simulink	29
4.2.	Simulación de la fuente de corriente	32
4.3.	Simulación de la MG	35
4.4.	Resultados	36
4.5.	Análisis de resultados	46
5.	Conclusiones y Trabajo Futuro	48
5.1.	Futuros Trabajos	49

Índice de cuadros

3.1. Parámetros del CSI.	23
4.1. Parámetros del sistema eléctrico AC.	33

Índice de figuras

2.1. Estructura de una microrred DC [10].	7
2.2. Estructura de una microrred AC [12].	8
2.3. Estructura de una MG híbrida [14].	9
2.4. Representación simplificada de a) convertidor formador de red, b) convertidor alimentador de red [20].	11
3.1. Control de una fuente de corriente [38].	13
3.2. Representación del voltaje y la corriente en marco de referencia $\alpha\beta$ [40].	15
3.3. Lazo de control de potencia (Autor).	17
3.4. Estructura de un CSI ideal [44]	18
3.5. Modulación PWM [47].	20
3.6. Diagrama de bloques del CSI con control PI (Autor).	23
3.7. Velocidad de respuesta con relación al ancho de banda [52].	24
3.8. Diagrama de bode de la planta con el controlador en lazo abierto.	26
4.1. Plataforma de simulación	28
4.2. Bloque Kernel True-Time	29
4.3. Diagrama de bloques del convertidor alimentador de red	30

4.4. Fuente de corriente con control PI	31
4.5. Impedancia inductiva-resistiva que simula transformadores, líneas y cargas	31
4.6. Interruptores de conexión/desconexión de componentes eléctricos	32
4.7. Comparación del modelo real y la función de transferencia	33
4.8. Respuesta escalón del modelo de la fuente de corriente	34
4.9. Respuesta al cambio de corriente de referencia	34
4.10. Simulación de la MG aislada	35
4.11. Comportamiento de la MG cuando $P_{ref} = 400$ [W] y $P_{ref} = 0$ [Var]	37
4.12. Corriente en la carga de 1600 [W]	38
4.13. Corriente de salida del convertidor formador de red	39
4.14. Corriente de salida del convertidor alimentador de red con $P_{ref}=400$ [W]	39
4.15. Comportamiento de la MG cuando P_{ref} de 400 [W] a 800 [W]	41
4.16. Corriente del convertidor formador de red al cambiar P_{ref} de 400 [W] a 800 [W]	42
4.17. Corriente del convertidor alimentador de red al cambiar la $P_{ref}=400$ [W] a 800[W]	42
4.18. Comportamiento de la MG cuando Q_{ref} de 40 [VAr] 80 [VAr]	44
4.19. Comportamiento de la MG cuando $P_{ref}=400$ [W] y $Q_{ref}= 40$ [VAr]	46

Capítulo 1

Introducción

1.1. Problema

Las microrredes (MG, Microgrids) son redes eléctricas de baja potencia cuyo recurso de energía es proporcionado por fuentes renovables [1]. Pueden trabajar en modo de conexión a la red eléctrica principal o también en modo aislado. Este último es el más demandante desde el punto de vista de control ya que las MGs deben autorregular la calidad de voltaje.

Las fuentes de energía se conectan dentro de la MG a través de convertidores de potencia. Cada par fuente-convertidor se denomina fuente de generación distribuida (DG, Distributed Generation Source). Dependiendo del papel que cada DG desempeña en la MG se habla de dos tipos de convertidores: de alimentación de red (grid feeding) y de formación de red (grid forming). Si bien los convertidores de formación de red aseguran la calidad de voltaje (amplitud y frecuencia) cuando la MG trabaja en modo aislado, los convertidores de alimentación de red cumplen con un rol fundamental: entregar corriente a la MG [2].

Con respecto a la entrega de potencia, los convertidores de alimentación de red actúan como fuentes de corriente controladas por potencia [3]. Se calcula una corriente de referencia en función de las potencias activa y reactiva.

Llevar a las microrredes hacia la implementación real para aprovechar su funcionalidad trae consigo varios problemas por resolver. En lo que respecta a los convertidores de potencia de alimentación de red, aparecen dos problemas de control principales: entrega de potencia y sincronización [4]. En relación al problema de entrega de potencia se necesita desarrollar una fuente de corriente para un escenario de trabajo específico. En este sentido, además de diseñar un lazo de control de corriente, es necesario determinar su rendimiento en base a los análisis de respuesta dinámica y de retroalimentación.

1.2. Objetivos

Objetivo General

Desarrollar un modelo de fuente de corriente para convertidores de potencia de alimentación de red en microrredes aisladas.

Objetivos Específicos

- Analizar los métodos de control de corriente para convertidores de alimentación de red disponibles en la literatura.
- Desarrollar el lazo de control de corriente de un conversor de potencia de alimentación

en microrredes aisladas considerando las especificaciones de control adecuadas.

- Implementar el método propuesto a través de software matemático y probarlo bajo condiciones simuladas de trabajo.

1.3. Justificación

En los últimos años, la integración de fuentes de energía renovable al suministro eléctrico principal, ha tomado cada vez más fuerza. Esto se debe a que existen ambiciosos objetivos para reducir aún más el CO₂ emitido desde la revolución industrial y así poder lograr un suministro de energía sostenible. Sin embargo, la disminución constante de la producción de energía central basada en combustibles fósiles y el reemplazo por fuentes de energía renovables descentralizadas da como resultado una menor inercia del sistema eléctrico, menor capacidad de potencia de cortocircuito y una relativa falta de flexibilidad energética [3],[5].

En las microrredes, los convertidores de potencia juegan un papel cada vez más importante con el objetivo clave de un control rápido y coordinado de voltaje y potencia [6],[7]. En este contexto, el desarrollo del presente trabajo es una parte fundamental de un mayor desafío que consiste en implementar MGs aisladas y aprovechar su funcionalidad más allá del laboratorio.

1.4. Alcance

El presente trabajo de grado es de naturaleza analítica. Se partirá del conocimiento del principio de funcionamiento de los convertidores de potencia de alimentación de red que trabajan en microrredes aisladas. Posteriormente, se formulará el problema de control de corriente con-

siderando como entradas a las potencias activa y reactiva que se desea entregar en la MG, y como salida, a la corriente inyectada por el convertidor.

La respuesta dinámica y los objetivos de control por retroalimentación serán indispensables para determinar el rendimiento del lazo cerrado de corriente previamente diseñado. Además, este lazo será implementado a través de simulaciones con software matemático, considerando diferentes escenarios de trabajo.

Capítulo 2

Revisión Literaria

En este capítulo se presenta la revisión de la documentación científica existente sobre los convertidores de potencia dentro del contexto de las microrredes. Además, se incluyen las propuestas de fuentes de corrientes para convertidores en la literatura.

2.1. Microrredes

Según [8], una microrred (MG) puede considerarse como un sistema eléctrico pequeño, que es capaz de generar, transmitir y distribuir energía. Una MG es un sistema controlable e independiente que está compuesto por:

- Unidades de generación distribuida (DG).- Usan los diferentes tipos de energía renovable como: fotovoltaica (PV), eólica, celdas de combustible, térmica y más.
- Unidades para el almacenamiento de energía (ES).- Pueden ser físicas, químicas y electromagnéticas, son importantes para el cambio de carga, arranque de la MG y almacenamiento de energía.

- Dispositivos de control.- Encargados de supervisar a la MG en tiempo real, gestionar la calidad energética y facilitar la conexión entre el modo conectado a la red y el modo aislado.

2.1.1. Clasificación de las microrredes

Las MGs dependiendo de su capacidad, función y tipos de recursos para adaptarse a la situación local pueden clasificarse de la siguiente manera [9]:

- Por la demanda: se clasifican en MG simples, MG con múltiples DGs y en MG de servicio público en función de la demanda.
- Por su capacidad: se encuentran la MG simple, MG corporativa, MG de alimentación, MG de subestación y MG independiente por su capacidad.
- Por el tipo de tensión de operación: se dividen en MG de corriente continua (DC), MG de corriente alterna (AC) y MG híbridas (AC/DC).

- **Microrredes DC**

Este tipo de MGs son utilizadas en aplicaciones de aviación, industria aeroespacial y sistemas navales. Esto se debe a las características del sistema de corriente continua, ya que las fuentes de energía y las cargas pueden alimentarse de forma más rápida y eficiente, evitando etapas de conversión. Como se puede ver en la figura 2.1, en una microrred DC, las unidades DG, las ESs y las cargas se conectan a un bus común DC [10].

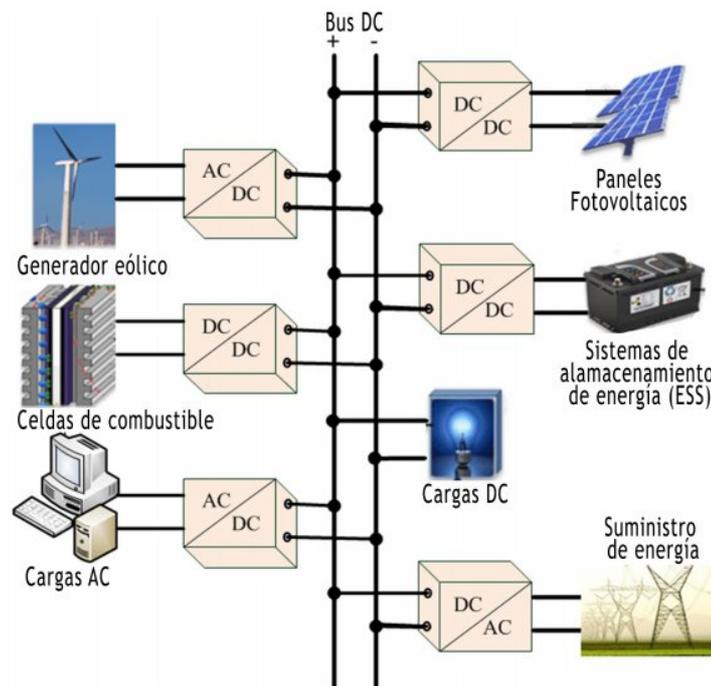


Figura 2.1: Estructura de una microrred DC [10].

- **Microrredes AC**

Una microrred AC se conecta a la red principal a través de un bus común AC y el bus AC controla la conexión y desconexión de la red principal mediante un disyuntor en punto de acoplamiento común (PCC). En este tipo de MG las unidades DG y las ESS se conectan al bus AC a través de convertidores de potencia (ver figura 2.2). En este sentido, la MG puede estar en dos modos de operación: modo conectado a la red y modo aislado [11]. En el modo conectado a la red, la referencia de tensión y frecuencia está determinadas por la red principal y el desafío se centra en controlar el flujo de potencia activa y reactiva. Por otro lado, en modo aislado la MG funciona de manera independiente a la red principal. En este caso el objetivo es mantener la tensión y frecuencia dentro de parámetros aceptables que permitan a los generadores cumplir con la demanda de carga local [12].

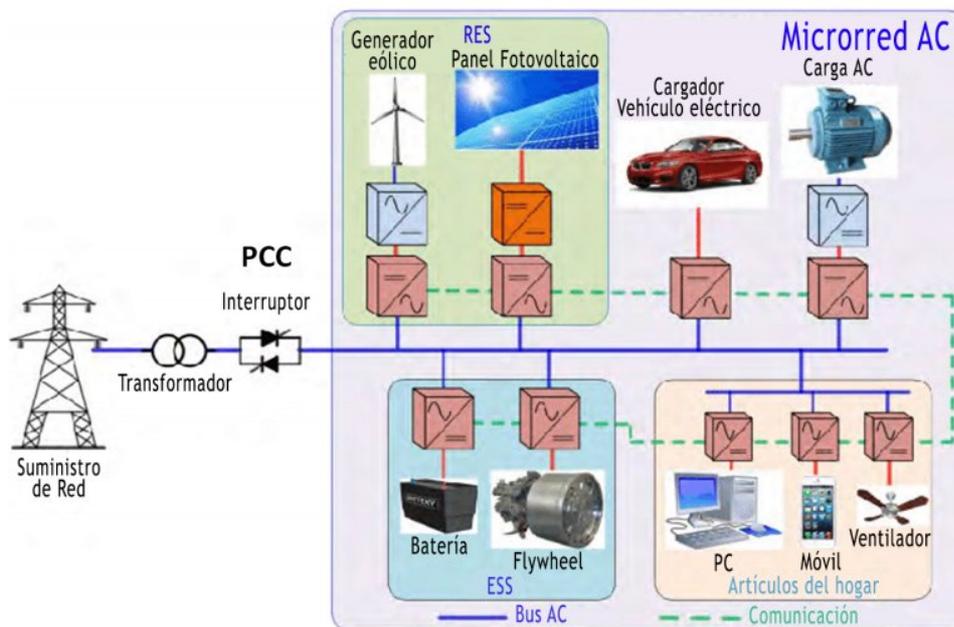


Figura 2.2: Estructura de una microrred AC [12].

- Microrredes híbridas** La MG híbrida AC/DC integra las ventajas y desventajas de la microrred AC y microrred DC, sus formas de suministro de energía es mucho más diversa y flexible, sin embargo, el control de este tipo de MG es mucho más complejo debido a la cantidad de elementos que posee. La estructura de una MG híbrida está representada por la figura 2.3, compuesta por un bus AC y un bus DC que permiten el abastecimiento directo a las diferentes cargas [13].

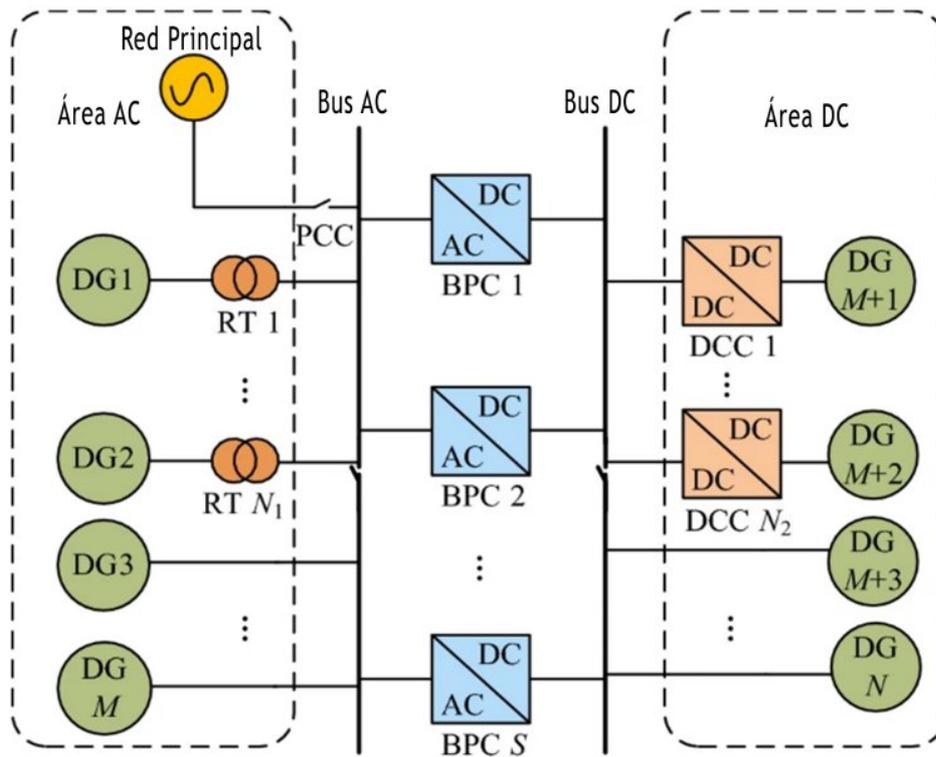


Figura 2.3: Estructura de una MG híbrida [14].

2.2. Convertidores de potencia

Una de las partes más importantes en las microrredes son los convertidores de potencia, debido a que son los encargados de interconectar las fuentes DG y los dispositivos de almacenamiento con los buses de la MG [15].

Independiente del estado del switch principal (PCC), es decir, si la MG se encuentra conectada o no a la red principal, el convertidor de potencia puede actuar de dos formas: como seguidor de voltaje (el voltaje es fijado por la red principal), en este caso el convertidor actúa como una fuente controlada de corriente y es conocido como alimentador de red (grid-feeding) [16]. Por otro lado, cuando el convertidor actúa como fuente de voltaje se denomina formador

de red (grid-forming), se configura de esta forma especialmente cuando la MG opera en modo aislado. [17].

2.2.1. Convertidor formador de red

Este convertidor se encarga de regular la amplitud de voltaje y frecuencia de la red. Su representación se puede apreciar en la figura 2.4 a), el convertidor posee una fuente ideal de voltaje AC conectada una impedancia en serie Z . La referencia de voltaje a inyectar v^* viene dada por $v^* = f(V^*, \omega^*, v, i)$. Este voltaje se ajusta mediante lazos de control que están en función de las referencias de amplitud V^* , frecuencia ω^* y las medidas de voltaje v y corriente i a la salida del convertidor de potencia [18].

2.2.2. Convertidor alimentador de red

En este caso el convertidor debe inyectar corriente a la red mediante referencias de potencia activa y reactiva. Indistintamente si se encuentra conectado a la red o modo aislado el convertidor actúa como una fuente controlada de corriente. Es importante mencionar que este convertidor de potencia necesita al menos de un convertidor formador de red o un generador síncrono que le proporcione la tensión de red para funcionar, este convertidor no puede trabajar de forma independiente en modo aislado [19].

La referencia de corriente que debe inyectar el convertidor viene dada por $i^* = f(P^*, Q^*, v, i)$, donde la referencia de corriente i^* , está en función de las referencias de potencia activa y reactiva P^* y Q^* respectivamente, y las medidas tomadas de voltaje v y corriente i a la salida del convertidor de potencia.

La figura 2.4 b) muestra una representación simplificada de un convertidor alimentador de

red.

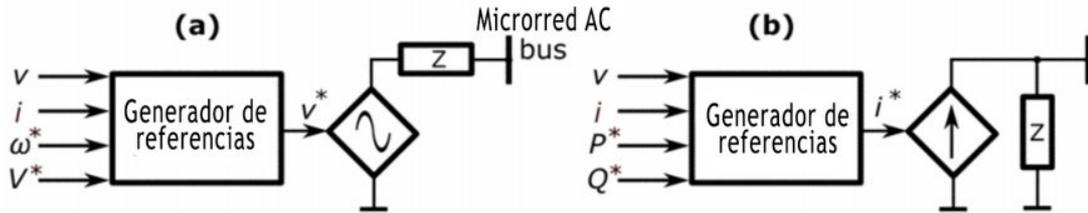


Figura 2.4: Representación simplificada de a) convertidor formador de red, b) convertidor alimentador de red [20].

2.2.3. Controladores de corriente para convertidores de alimentación de red

Los controladores de corriente en convertidores de potencia han ido evolucionando con el pasar de los años. El control de fase y amplitud (PAC), es uno de los primeros controladores de corriente para convertidores de potencia [21]. Desde que apareció este controlador se han desarrollado muchos tipos de controladores que persiguen diferentes objetivos, no obstante, siempre se desea aproximar a cero el error en estado estable, tener una respuesta rápida y lo más amortiguada posible. En la literatura se encuentran investigaciones relevantes por ejemplo: en [22],[23] el control de corriente depende de las mediciones de voltaje y la descomposición de la secuencia de corriente positiva, negativa y cero. El control de corriente se obtiene mediante el análisis de Kirchhoff en el inductor y los interruptores de la MG, el controlador es aplicado en los dos modos de operación de la MG. Por otro lado, un enfoque opuesto al mencionado anteriormente es presentado por [24]-[25], que no requiere la separación de las corrientes medidas, simplificando la complejidad del controlador y mejorando la respuesta dinámica del sistema. Con referencia a [26], realiza un control limitador de corriente para un convertidor alimentador de red en condiciones de fallo. Introduciendo un nuevo concepto basado en la disminución de

la potencia activa en línea para limitar la corriente del inversor. En [27] se propone un controlador plug-and-play para el seguimiento de corriente de alimentación de red en microrredes DC.

En cuanto a los controladores de corriente lineales más comunes, se presentan dos enfoques que son los más usados debido a su robustez y fácil implementación.

- Controlador Proporcional Integral (PI), los resultados de este tipo de controlador se pueden ver en [28]-[33], dando como respuesta una señal de referencia de corriente, a partir de consignas de potencia activa y reactiva.
- Controlador Proporcional Resonante (PR), este tipo de controlador en un marco de referencia estacionario es equivalente a dos controladores PI, en dos marcos de referencia síncronos compensando tanto las secuencias positivas como negativas [34]. Los resultados del modelado matemático y simulación de los controladores PR en convertidores alimentadores de red se pueden apreciar en [34]-[37]

Según los resultados evidenciados en la literatura, por su fácil implementación y excelentes resultados, para esta investigación se toma como referencia el control PI para el control de corriente. El desempeño del lazo de control en el convertidor de alimentación de red en una MG aislada se validará en la plataforma de simulación.

Capítulo 3

Metodología

En este capítulo se presenta el modelamiento del sistema, los algoritmos de control y el análisis matemático de un convertidor de potencia alimentador de red para una MG aislada AC.

3.1. Estructura del sistema

La estructura de la MG se compone de un convertidor formador de red. Este convertidor internamente posee un control droop para compartir potencia y además, proporciona las referencias de voltaje y ángulo de fase al convertidor alimentador de red (ver figura 3.1).

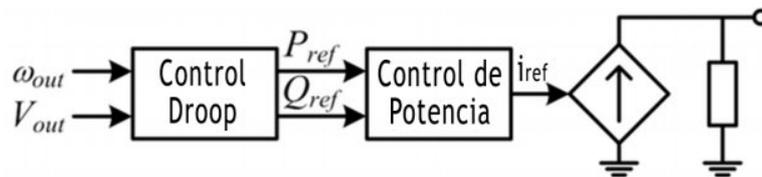


Figura 3.1: Control de una fuente de corriente [38].

En esta investigación lo que se busca es implementar un tipo de control que permita aprovechar el convertidor de la MG como una fuente de corriente, donde la potencia activa y reactiva

vayan especificadas mediante una referencia.

3.2. Control de convertidores alimentadores de red

Para convertidores alimentadores de red el control se enfoca en dos lazos de control: externo e interno. El externo se encarga de regular la referencia de potencia, que puede llegar a desviarse de su referencia debido a las pérdidas intrínsecas del sistema, por consiguiente, es necesario un control de potencias que corrija estas desviaciones. El control interno va después del control de potencia y es el encargado de calcular el valor de la corriente que el convertidor debe producir para cumplir con la demanda de potencia referida por el usuario [38].

3.2.1. Transformada de Clarke

Para simplificar los cálculos matemáticos y reducir la complejidad al momento de la simulación, se aplica la transformada de *Clarke*. Esta transformación convierte las variables trifásicas a un sistema de referencia estacionario ortogonal de dos ejes $\alpha\beta$ [39].

La transformada de *Clarke* está dada por (3.1), donde (f_a, f_b, f_c) , representan a las tensiones entre fases del inversor (v_{ab}, v_{bc}) y a las corrientes en cada línea (i_a, i_b, i_c) .

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Los valores de corriente y voltaje en el marco de referencia $\alpha\beta$ quedarían expresados como sigue

$$i_\alpha = \left(\frac{1}{3}\right)(2i_a - i_b - i_c) \quad i_\beta = \left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)(i_b - i_c) \quad (3.2)$$

$$v_{\alpha} = \left(\frac{1}{3}\right)(2v_{ab} + v_{bc}) \quad v_{\beta} = \left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)v_{bc} \quad (3.3)$$

Finalmente, la amplitud de voltaje viene representada por $V = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}$. En esta investigación no se hace énfasis en analizar el comportamiento de voltaje en la MG, sin embargo, es importante visualizar el voltaje de salida que tendrá el convertidor durante la inyección de corriente al sistema.

3.2.2. Control de Potencia

Aplicando identidades trigonométricas en la figura 3.2 y con los valores de voltaje y corriente ya conocidos, el cálculo de la potencia activa y reactiva se define como sigue

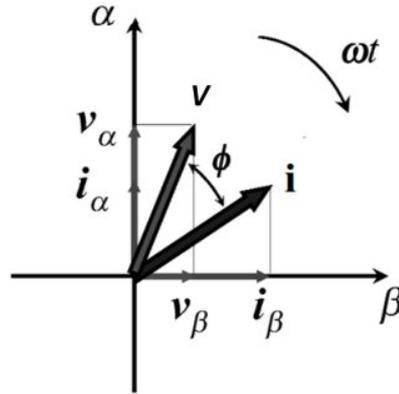


Figura 3.2: Representación del voltaje y la corriente en marco de referencia $\alpha\beta$ [40].

$$p = VI\cos\phi \quad p = \left(\frac{3}{2}\right)(v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}) \quad (3.4)$$

$$q = VI\sin\phi \quad q = \left(\frac{3}{2}\right)(-v_{\alpha}i_{\beta} + v_{\beta}i_{\alpha}) \quad (3.5)$$

La señal de potencia activa en (3.4) y potencia reactiva en (3.5) al ser medidas suelen presentar ruido dificultando la visualización de sus señales, con la finalidad de superar este incon-

veniente los autores en [41]-[42] recomiendan utilizar un filtro pasa bajo (LPF). El LPF está representado en (3.6) como una función de transferencia en tiempo continuo, donde ω_c es la frecuencia de corte y se recomienda que sea una o dos décadas por debajo de la frecuencia nominal, es decir $f_c = 0,02f_{nom}$.

$$LPF(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.6)$$

Los valores de potencia activa y reactiva aplicado el filtro LPF, quedan expresados de la siguiente manera

$$P = p\left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c}\right) \quad (3.7)$$

$$Q = q\left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c}\right) \quad (3.8)$$

El sistema posee una serie impedancias que pueden llegar a generar pérdidas en la generación de potencia. Por lo tanto, es preciso realizar un control P/Q en el cual se compara la referencia de potencia ingresada con la potencia real obtenida a la salida. De la comparación de estos valores se obtiene un error que pasará por un control PI representado en (3.9), que corregirá los valores negativos de potencia [43].

$$PI_p = \frac{K_{pp} + K_{ip}s}{s} \quad PI_q = \frac{K_{pq} + K_{iq}s}{s} \quad (3.9)$$

El lazo de control de potencia se puede ver en la figura 3.3. Donde p_{ref} y q_{ref} son los valores de potencia activa y reactiva luego del control PI. P_{ref} y Q_{ref} son las consignas de

potencia ingresadas por el usuario y P , Q son las potencias luego de aplicar el LFP.

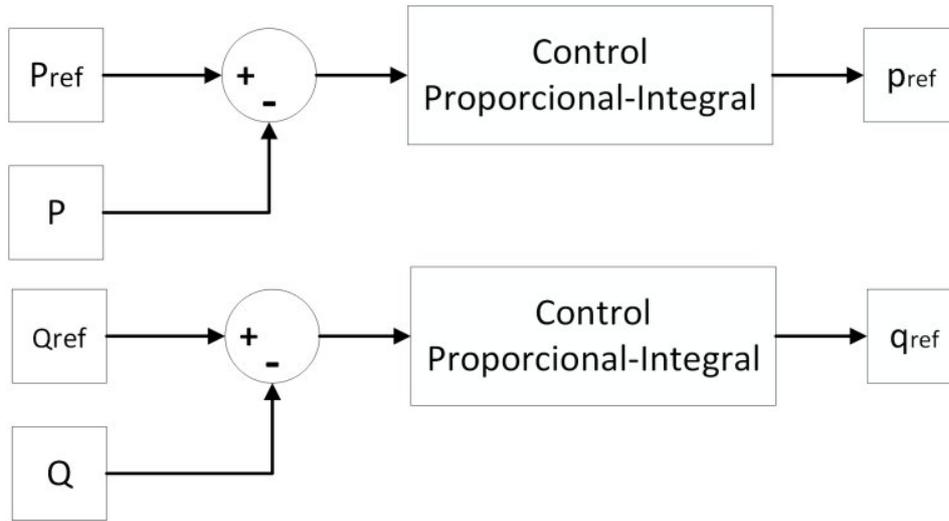


Figura 3.3: Lazo de control de potencia (Autor).

Por último, los valores que ingresan a la fuente de corriente son: i_{α}^* representada por (3.10) y la corriente i_{β}^* en (3.11), las mismas que están expresadas en función del voltaje suministrado por el convertidor formador de red (v_{α}, v_{β}) y los valores obtenidos por el lazo de control de potencia (p_{ref}, q_{ref}).

$$i_{\alpha}^* = \frac{2}{3}(v_{\alpha}p_{ref} + v_{\beta}q_{ref}) \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (3.10)$$

$$i_{\beta}^* = \frac{2}{3}(v_{\beta}p_{ref} - v_{\alpha}q_{ref}) \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (3.11)$$

3.3. Modelado de un inversor fuente de corriente

La topología de un inversor fuente de corriente se describe en la figura 3.4. El inversor está compuesto por seis semiconductores o interruptores ($S_1 - S_6$), que son los encargados de activarse y desactivarse en determinados intervalos de tiempo para seguir la referencia establecida.

El inversor produce una corriente trifásica que necesita un capacitor como filtro de salida que filtra los armónicos producidos en la línea de transmisión. La plataforma en la que se implementa el convertidor alimentador de red, requiere de una fuente de corriente para α y una para β , por lo tanto, el modelo implementado se basa en un inversor de fase simple [44].

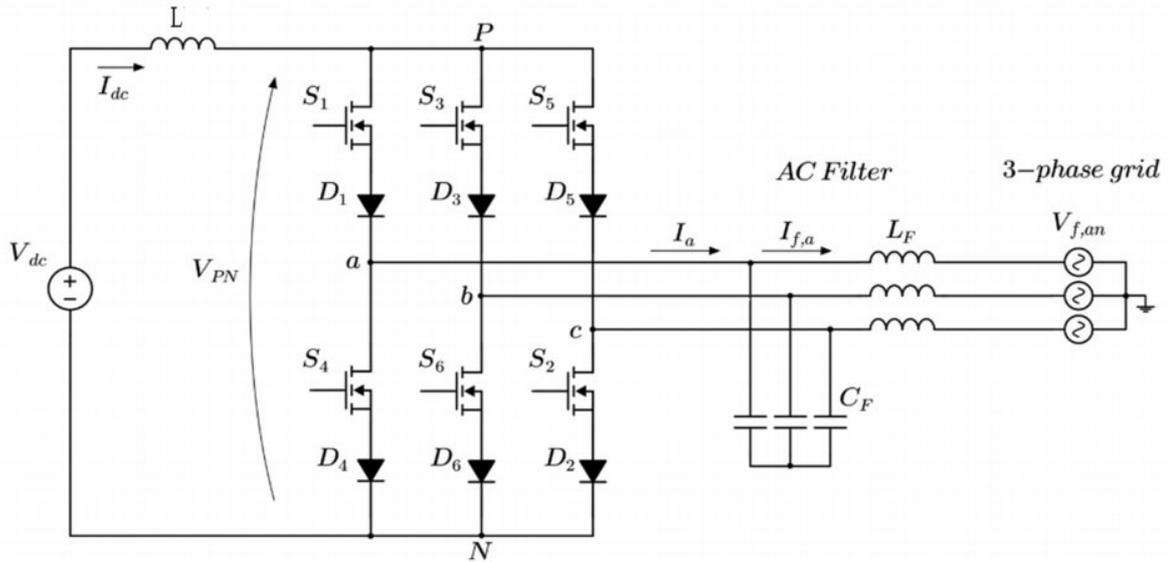


Figura 3.4: Estructura de un CSI ideal [44]

Existen varias técnicas de modulación para este tipo de inversores entre las más conocidas están: modulación por ancho de pulso (PWM), Modulación PWM trapezoidal (TPWM), Modulación por eliminación selectiva de armónicos (SHE) y Modulación por espacio de vectores (SVM) [45].

Los semiconductores se dividen en dos grupos: los que se encuentran en la parte superior (S_1, S_3, S_5) y los ubicados en la parte inferior (S_4, S_6, S_2). Entonces, el estado de conmutación se puede definir de la siguiente forma (ver ecuación (3.12)), donde $m = 1..,6$.

$$S_m = \begin{cases} 0 & S_m \text{ abierto} \\ 1 & S_m \text{ cerrado} \end{cases} \quad (3.12)$$

Con los seis interruptores se pueden realizar nueve estados de conmutación diferentes, que pasan de un estado a otro para generar las ondas de corriente alterna. Por consiguiente, las corrientes de línea resultantes en valores discretos serán V_{dc} , 0 , $-V_{dc}$. Para simplificar los problemas de control se supondrá que los interruptores son ideales. Además, cuando suceda la transición encendido-apagado y viceversa existirá un tiempo nulo.

Las corrientes de salida i_{wA} , i_{wB} , i_{wC} en función de la fuente de voltaje de V_{dc} y los estados de conmutación están representadas por (3.13).

$$\begin{aligned}
 i_{wA} &= (S_1 - S_4)V_{dc} \\
 i_{wB} &= (S_3 - S_6)V_{dc} \\
 i_{wC} &= (S_5 - S_2)V_{dc}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Definir una estrategia de modulación adecuada es el primer paso para realizar el modelado de cualquier convertidor. Existen varias técnicas para inversores, no obstante, la modulación PWM en comparación con otros enfoques, presenta ventajas significativas como: fácil implementación, funcionamiento del inversor a frecuencia constante y demodulación inmediata aplicando filtros pasa bajos [46]. El objetivo principal de este trabajo es, realizar un modelo de CSI con control de corriente que pueda adherirse a una MG por alimentación de red, por tal motivo, para la realización del modelo se han tomado en cuenta estrategias de control fáciles de implementar tanto para la modulación como para el control de corriente. La modulación utilizada es la PWM y en el caso del control es un proporcional integral.

3.3.1. Modulación PWM

La generación de señales PWM es muy fácil como se ve en la figura 3.5, se necesita de una señal portadora $c(t)$, una señal moduladora $m(t)$ y un comparador analógico. El comparador analógico determina el estado de conmutación de los interruptores y el voltaje de salida del inversor V_o [47].

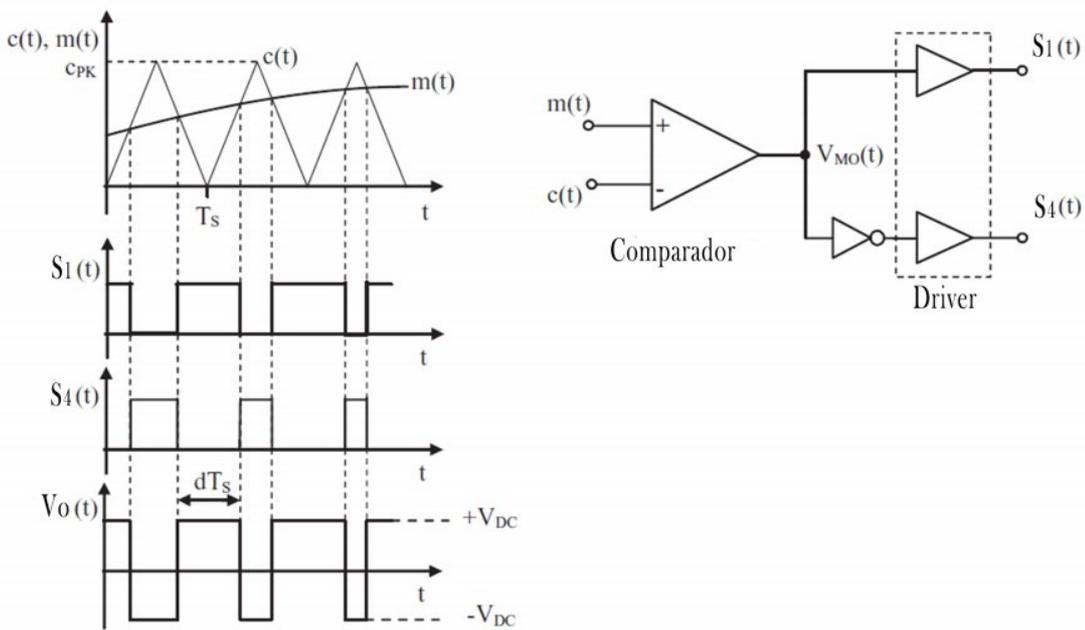


Figura 3.5: Modulación PWM [47].

El resultado de la comparación es una señal cuadrada con un voltaje V_o , con frecuencia constante $f_s = 1/T_s$, siendo T_s el período de la señal portadora $c(t)$, y la variable *duty-cycle* d . La ecuación (3.14) muestra la relación entre el *duty-cycle* y el valor promedio del voltaje, donde m es el índice de modulación y c_{pk} es el pico de la señal PWM.

$$\frac{m}{dT_s} = \frac{c_{pk}}{T_s} \quad d = \frac{m}{c_{pk}} \quad (3.14)$$

La investigación realiza en [48] explica que dependiendo de la señal portadora que se utilice se pueden obtener diferentes moduladores de ancho de pulso. Sin embargo, con el propósito de tener un modulador simétrico en el tiempo se opta por definir a la modulación PWM con la función de transferencia mostrada en (3.15). Finalmente, el modulador PWM presenta un retardo que equivale a la diferencia de tiempo entre: el instante que se muestrea la señal y el instante de tiempo del pulso que activa el interruptor.

$$PWM(s) = \frac{D(s)}{M(s)} = \frac{e^{-sDT_s}}{c_{pk}} \quad (3.15)$$

Considerando la aproximación de Padé [49] el retardo se puede expresar de la siguiente manera:

$$e^{-sDT_s} \cong \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \quad (3.16)$$

Esta aproximación es de gran utilidad ya que es más sencillo trabajar con una función racional que con una exponencial.

Reemplazando (3.16) en (3.15), se obtiene (3.17) que representa la dinámica de la modulación PWM.

$$PWM(s) = \frac{D(s)}{M(s)} = \frac{1}{c_{pk}} \left(\frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \right) \quad (3.17)$$

Según [50] la consigna de referencia de un control de corriente en los convertidores de potencia puede ser proporcionado por un lazo de control extremo o directamente por el usuario. Cuando la realiza el usuario se dice que un VSI (inversor fuente de voltaje) funciona en modo de corriente, es decir, que el circuito de control se convierte de una topología de fuente de voltaje en una fuente de corriente. Con base en, esta definición la fuente de corriente en espacio de

estados se describe de la siguiente manera (ver ecuación (3.18)).

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{3.18}$$

Donde la matriz $A = [-R/L]$, $B = [1/L, -1/L]$, $C = [1]$ y $D = [0, 0]$, el vector de estado representado por $x = [I_o]$, el vector de entrada $u = [V_o, E_s]^T$, y la variable de salida es $y = [I_o]$. Por otro lado, I_o es la corriente de salida, V_o es el voltaje instantáneo en la carga y E_s es el voltaje en la carga, el cual se asume que es sinusoidal.

Aplicando la transformada de *LaPlace*, la función de transferencia entre V_o y la corriente de salida I_o es la mostrada en (3.19).

$$G(s) = \frac{I_o(s)}{V_o(s)} = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{\frac{L}{R}s + 1} \right)\tag{3.19}$$

Considerando que la variable de entrada es V_o , se puede calcular su valor promedio en función del *duty-cycle* (d), donde V_{dc} es un valor constante.

$$\frac{\delta \bar{V}_o}{\delta d} = 2V_{dc}\tag{3.20}$$

Por consiguiente, la función de transferencia de la fuente de corriente (3.19) es sustituida por (3.21) y puede ser usada para el diseño del controlador de corriente.

$$G(s) = \frac{I_o(s)}{D(s)} = \frac{2V_{dc}}{R} \left(\frac{1}{\frac{L}{R}s + 1} \right)\tag{3.21}$$

La Tabla 3.1 detalla los valores de los elementos utilizados para la fuente de corriente.

Cuadro 3.1: Parámetros del CSI.

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidades
Voltaje de red (rms línea a línea)	E_s	110	[V]
Potencia en la carga	P_o	1600	[W]
Frecuencia nominal	ω_0	$2\pi 60$	[rad/s]
Inductor	L	1	[mH]
Resistencia	R	0.5	[Ω]
Voltaje DC	V_{dc}	800	[V]
Frecuencia de conmutación	f_s	20	[kHz]
Valor pico de señal portadora	c_{pk}	4	[V]

3.3.2. Diseño del controlador de corriente

El diagrama de todo el sistema con el lazo de control de corriente está representado en la figura 3.6. Donde i^* representa a las referencias de corriente para potencia activa y reactiva, que provienen del control de potencia.

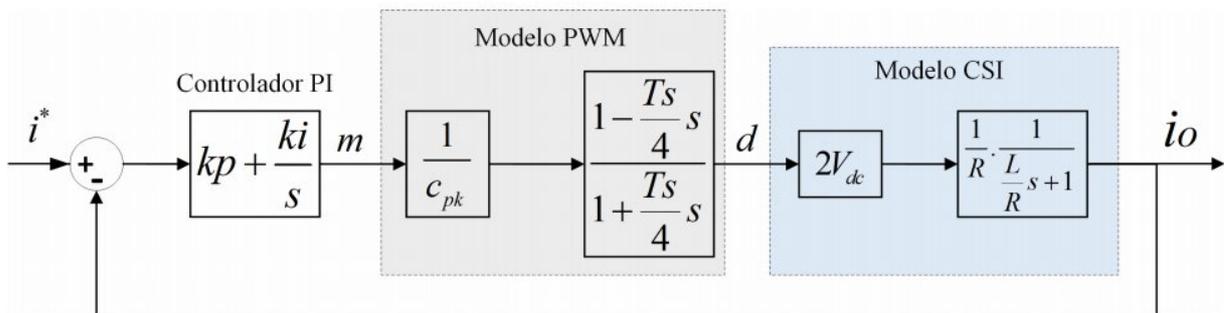


Figura 3.6: Diagrama de bloques del CSI con control PI (Autor).

Para diseñar un controlador PI existen varios métodos como: sintonización de *Ziegler & Nichols*, *Kaya & Scheib*, *Chien*, *Hrones* y *Reswick*, *Tyreas-Luyben*, ajustes por margen de fase y ganancia, método del lugar de las raíces, diagramas de bode y más. En esta investigación se realiza mediante el ajuste por margen de fase. Entre los objetivos que persiguen los controladores es obtener una respuesta rápida, un mínimo error en el seguimiento de la señal de referencia y lo más importante que la señal de salida del sistema sea estable [51].

El diseño del controlador por margen de fase, parte de establecer el ancho de banda y el margen de fase deseado para el sistema en lazo cerrado. Para tener un sistema estable en lazo cerrado el margen de ganancia y fase deben ser positivos. Además, se recomienda que el margen de fase este en un intervalo de 30-60 grados, y el margen de ganancia entre 3-15 dB. Por otro lado, la velocidad de respuesta del sistema ante un cambio en su entrada se relaciona con el ancho de banda. Como se observa en la figura 3.7, ante un ancho de banda grande la respuesta es rápida, caso contrario cuando existe un ancho de banda pequeño la respuesta del sistema es lenta. Con este antecedente es importante encontrar un equilibrio entre las dos magnitudes [52].

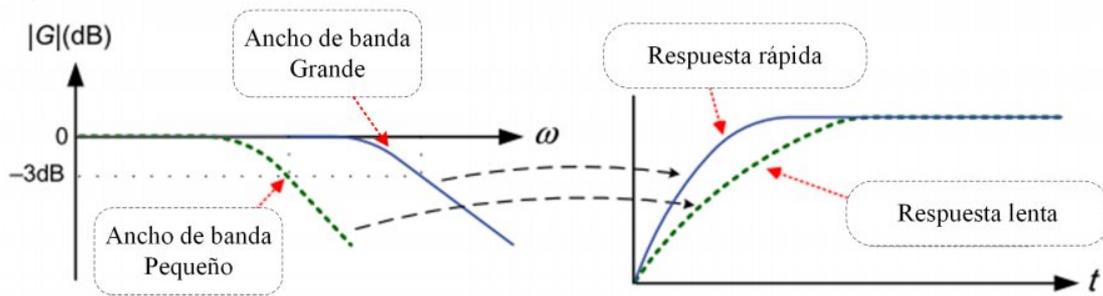


Figura 3.7: Velocidad de respuesta con relación al ancho de banda [52].

Para este caso la frecuencia de ancho de banda será un sexto de la frecuencia de conmutación f_s . Entonces $f_{cl} = \frac{f_s}{6}$ y el margen de fase $\phi = 60^\circ$. La función de transferencia en lazo abierto se describe en (3.22).

$$G_{OL}(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{1}{cpk} \left(\frac{1-s\frac{T_s}{4}}{1+s\frac{T_s}{4}}\right) \left(\frac{2V_{dc}}{R}\right) \left(\frac{1}{s\frac{L}{R} + 1}\right) \quad (3.22)$$

El ancho de banda depende de la ganancia proporcional del controlador. Por consiguiente, hay que ajustar la ganancia k_p para obtener la velocidad de respuesta deseada. Se procede a

realizar la estimación de k_p en lazo abierto cuando cruza por la frecuencia angular deseada ($\omega_{cl} = 2\pi f_{cl}$), la expresión se detalla en (3.23).

$$G_{OL}(j\omega_{cl}) = k_p \frac{1}{c p k} \left(\frac{1 - j\omega_{cl} \frac{T_s}{4}}{1 + j\omega_{cl} \frac{T_s}{4}} \right) \left(\frac{2V_{dc}}{R} \right) \left(\frac{1}{j\omega_{cl} \frac{L}{R} + 1} \right) \quad (3.23)$$

Resolviendo la ecuación (3.23) y despejando k_p se tiene la ecuación (3.24) que permite obtener el valor de la ganancia proporcional del controlador de corriente.

$$k_p = \frac{R c p k}{2V_{dc}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{cl} L}{R} \right)^2} \quad (3.24)$$

El parámetro k_i se calcula mediante el margen de fase en lazo abierto. El margen de fase de un sistema está dado por $\phi = 180^\circ + \theta$, donde θ es el ángulo de fase de todo el sistema y para este caso en concreto se define como sigue

$$\theta = -90^\circ - 2 \arctan \left(\omega_{cl} \frac{T_s}{4} \right) - \arctan \left(\omega_{cl} \frac{L}{R} \right) + \arctan \left(\omega_{cl} \frac{k_p}{k_i} \right) \quad (3.25)$$

Reemplazando (3.25) por el margen de fase se tiene

$$\phi - 180^\circ = -90^\circ - 2 \arctan \left(\omega_{cl} \frac{T_s}{4} \right) - \arctan \left(\omega_{cl} \frac{L}{R} \right) + \arctan \left(\omega_{cl} \frac{k_p}{k_i} \right) \quad (3.26)$$

Finalmente, despejando el parámetro k_i de la ecuación (3.26), se obtiene la ecuación (3.27). Es importante mencionar que, los valores de los ángulos en grados deberán ser transformados en rad/s para la realización de los cálculos.

$$k_i = \frac{\omega_{cl} K_p}{\tan \left(\phi - 90^\circ + 2 \arctan \left(\omega_{cl} \frac{T_s}{4} \right) + \arctan \left(\omega_{cl} \frac{L}{R} \right) \right)} \quad (3.27)$$

Teniendo en cuenta que $\omega_{cl} = 2\pi f_s/6 = 20,9\text{krad/s}$ y luego reemplazando los valores detallados en la Tabla 3.1 en las ecuaciones (3.24) y (3.27) se tiene los siguientes valores: $k_p = 0,052$ y $k_i = 38,806$.

Con los valores obtenidos se procede a realizar el diagrama de bode en lazo abierto de la planta con el controlador PI (ecuación (3.22)). En la figura 3.8 se observa que los parámetros del controlador encontrados, cumplen con los requerimientos de diseño que debe cumplir un sistema controlado, con un margen de ganancia de 11.6 dB, un margen de fase de 60° , frecuencia angular de 21 krad/s y el sistema es estable en lazo cerrado.

De esta manera se valida el modelo matemático de la fuente de corriente junto al controlador PI. Los resultados de la simulación tanto del modelo de la fuente, como de la implementación con la MG aislada se presentan en el siguiente capítulo.

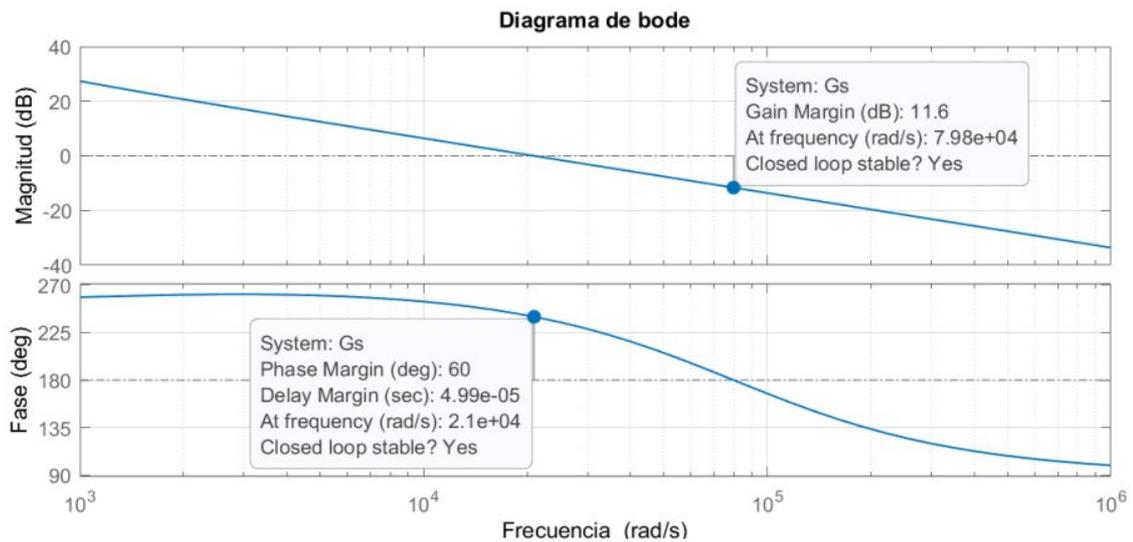


Figura 3.8: Diagrama de bode de la planta con el controlador en lazo abierto.

Capítulo 4

Implementación y Pruebas

En este capítulo se analiza los componentes de la plataforma de simulación y su funcionamiento, posteriormente los modelos matemáticos obtenidos se implementan en el software Matlab/Simulink, con la finalidad de demostrar el desempeño del convertidor de alimentación de red en diferentes condiciones de trabajo.

4.1. Plataforma de Simulación

La plataforma de simulación contiene los componentes eléctricos como convertidores de potencia, cargas y líneas de transmisión. Es importante mencionar que para la simulación se usa un enfoque basado en las librerías *Power Systems Simscape* y *Truetime*.

La estructura de la plataforma de simulación está representada en la figura 4.1. Se puede ver que la primera parte la conforman *Scripts de Matlab* y la otra parte corresponde al modelo realizado en *Simulink*.

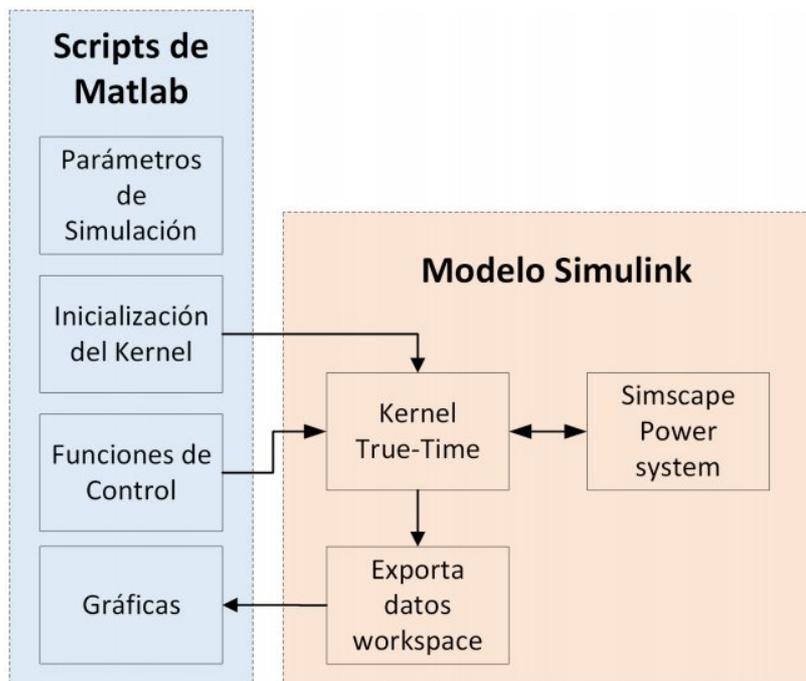


Figura 4.1: Plataforma de simulación

4.1.1. Scripts de Matlab

El bloque de parámetros de simulación, es un archivo que contiene las variables de inicialización de todo el sistema, por ejemplo: tiempo de simulación, valores eléctricos, nombre del modelo de simulink a ejecutar, parámetros de los controladores y demás.

El bloque de inicialización de kernel declara tanto la estructura de datos local como la tarea de control que ejecutará el dispositivo. Por otro lado, el archivo correspondiente a la funciones de control contiene las ecuaciones matemáticas que gobiernan el comportamiento del convertidor alimentador de red y que fueron descritas en el capítulo III. Este archivo es el encargado de procesar y realizar los cálculos matemáticos del control de potencia activa y reactiva. Por último, luego de haber terminado la simulación los datos son exportados al *workspace* de matlab para ser graficados.

4.1.2. Modelo Simulink

El bloque del kernel TrueTime representa un procesador digital que ejecuta un algoritmo para controlar el sistema eléctrico de Simscape. Por lo tanto, este kernel es el responsable de adquirir los datos de este sistema eléctrico, procesarlos y generar una salida de control al mismo. Además, el kernel tiene otras funciones asociadas, como la aplicación de desviaciones de reloj, desajustes de reloj y comunicación de red (ver figura 4.2).

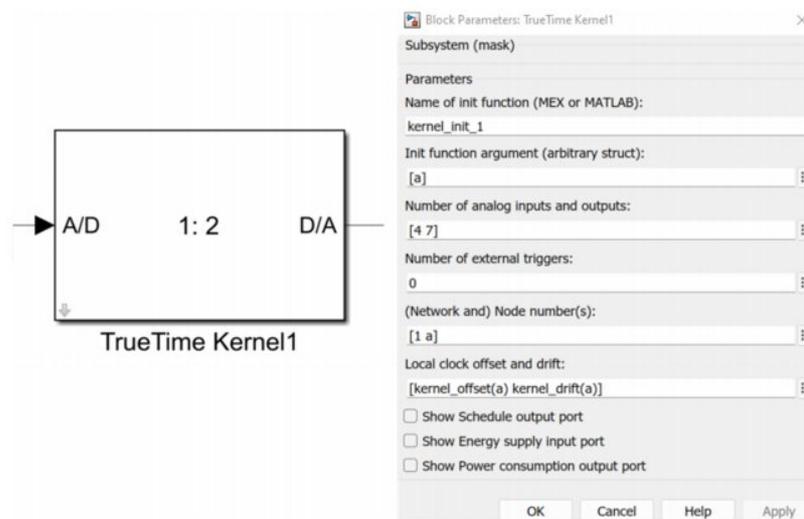


Figura 4.2: Bloque Kernel True-Time

La microrred AC en modo aislada esta representada con varios bloques de la librería *Simscape Power System* estos bloques son los siguientes:

■ Convertidor alimentador de red

El convertidor alimentador de red está compuesto por los elementos mostrados en la figura 4.3. Al bloque TrueTime se ingresan cuatro valores que corresponden a: las corrientes de salida del convertidor i_α y i_β y el voltaje de referencia provisto por el convertidor formador de red, v_α y v_β . Este bloque ejecuta su *script* de control interno y da como respuesta la potencia activa y reactiva, el voltaje de salida, frecuencia, tiempo de simulación

y los valores de referencia de las corrientes, i_{α}^* y i_{β}^* ingresan al modelo matemático de la fuente de corriente.

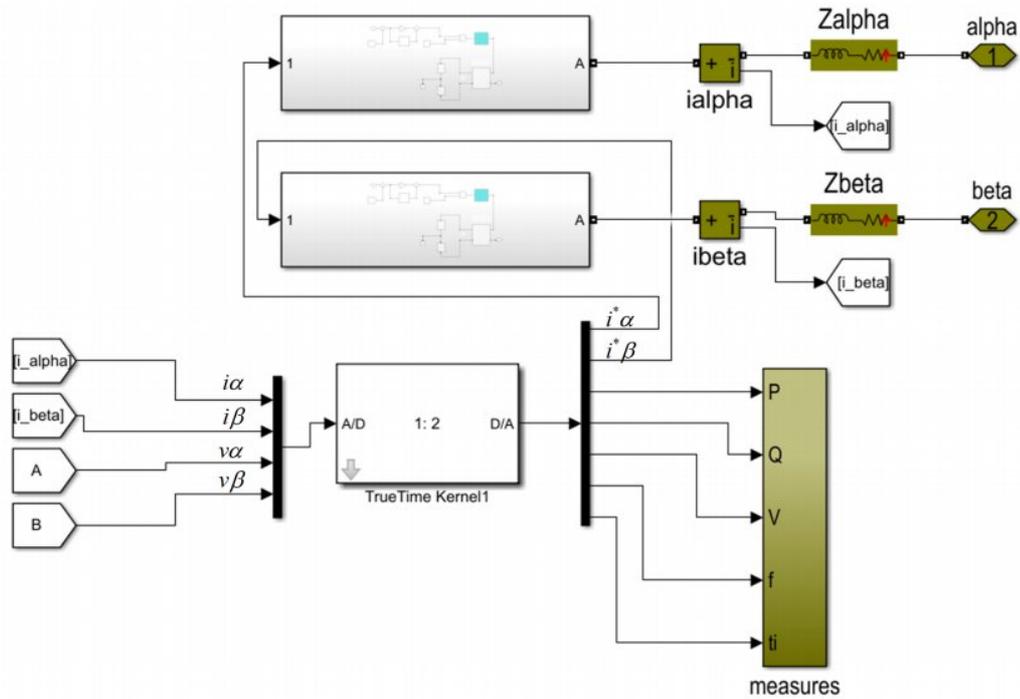


Figura 4.3: Diagrama de bloques del convertidor alimentador de red

El modelo de la fuente de corriente implementado en Simulink se puede ver en la figura 4.4, internamente posee un control PI de corriente en lazo cerrado, encargado de minimizar el error en estado estable y mejorar la respuesta ante cambios de corriente en su entrada. Finalmente, a la salida del convertidor se conectan las impedancias de líneas que se sirven de enlace con los demás componentes.

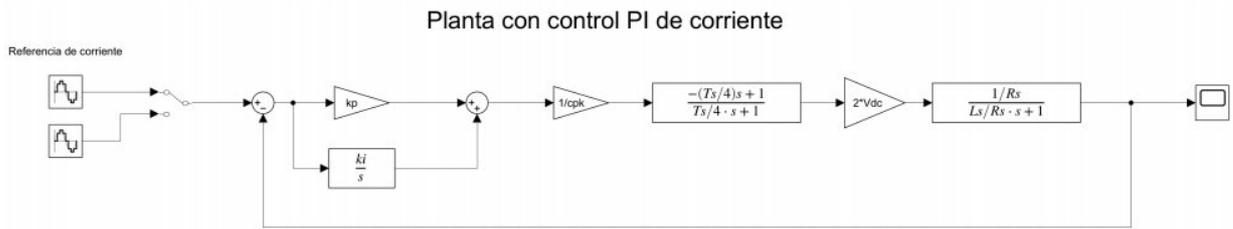


Figura 4.4: Fuente de corriente con control PI

■ **Transformadores virtuales, líneas de transmisión y cargas**

Todas tienen la misma estructura compuesta por un inductor y una resistencia conectada en serie los valores correspondientes a estos elementos se declaran en el script que contiene los parámetros de simulación. Estos elementos están representados por el bloque *Series RLC branch* de la librería de *Simscape* (ver figura 4.5).

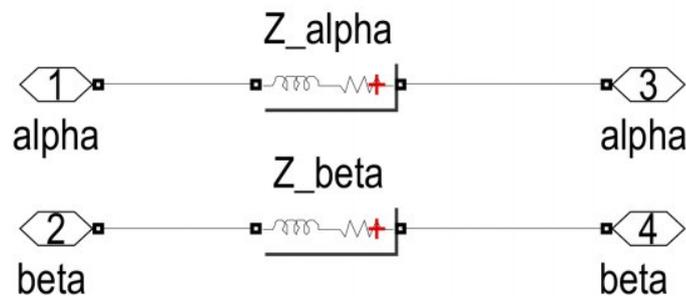


Figura 4.5: Impedancia inductiva-resistiva que simula transformadores, líneas y cargas

■ **Interruptores de activación**

Estos interruptores simulan la conexión/desconexión física de los elementos de la MG, por ejemplo: convertidores de potencia, cargas y pérdidas en las líneas de transmisión. Cada interruptor está formado por dos interruptores ideales como se observa en la figura 4.6, uno para el marco de referencia α y otro para β . En este trabajo se hace uso de

interruptores del tipo normalmente abierto (NO) que permanecen desactivados hasta que la señal de paso ascendente los activa.

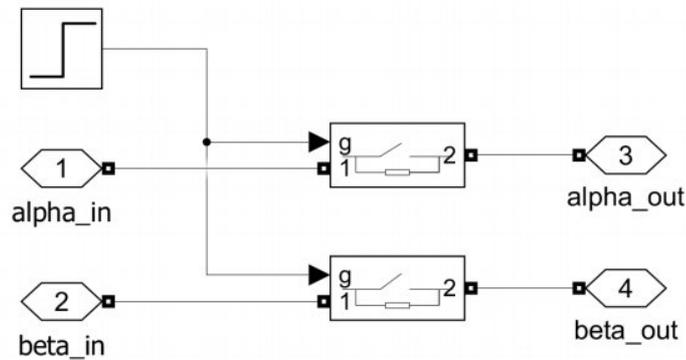


Figura 4.6: Interruptores de conexión/desconexión de componentes eléctricos

4.2. Simulación de la fuente de corriente

Los valores de los componentes eléctricos, constantes y variables de control de todo el sistema se detallan en la Tabla 4.1.

En la figura 4.7 se compara la función de transferencia expresada en la ecuación (3.21), con el modelo real de la planta, se observa a la corriente de salida en función del *duty cycle*. Se puede ver que la función de transferencia obtenida refleja las mismas señales que el modelo real. Des esta manera se comprueba que el modelo obtenido, representa la dinámica de un convertidor alimentador de red gráfica y matemáticamente.

Cuadro 4.1: Parámetros del sistema eléctrico AC.

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidades
Inductor	L	1	[mH]
Resistencia	R	0.5	[Ω]
Voltaje DC	V_{dc}	800	[V]
Frecuencia de conmutación	f_s	20	[kHz]
Frecuencia en lazo cerrado	ω_{cl}	20.9	[krad/s]
Ganancia proporcional control corriente	k_p	0.052	
Ganancia integral control corriente	k_i	38.806	
Voltaje de red (rms línea a línea)	v_0	$\sqrt{3}110$	[V]
Frecuencia nominal	ω_0	$2\pi 60$	[rad/s]
Impedancia de Línea 1	Z_1	0.75	[m Ω]
Impedancia de transformador 1 y 2	$T_{1,2}$	0.62	[m Ω]
Impedancia Virtual	Z_v	3.76	[m Ω]
Carga local 1 y 2	$Z_{L1,2}$	70 y 32	[Ω]
Ganancia de frecuencia	m	0.1	[mrad/(Ws)]
Ganancia de voltaje	n	1	[mV/(VAr)]
Referencia de potencia Activa	P_{ref}	400	[kW]
Referencia de potencia reactiva	Q_{ref}	40	[VAr]
Ganancia proporcional control potencia	k_{pp}	0	
Ganancia integral control potencia	k_{ip}	15	

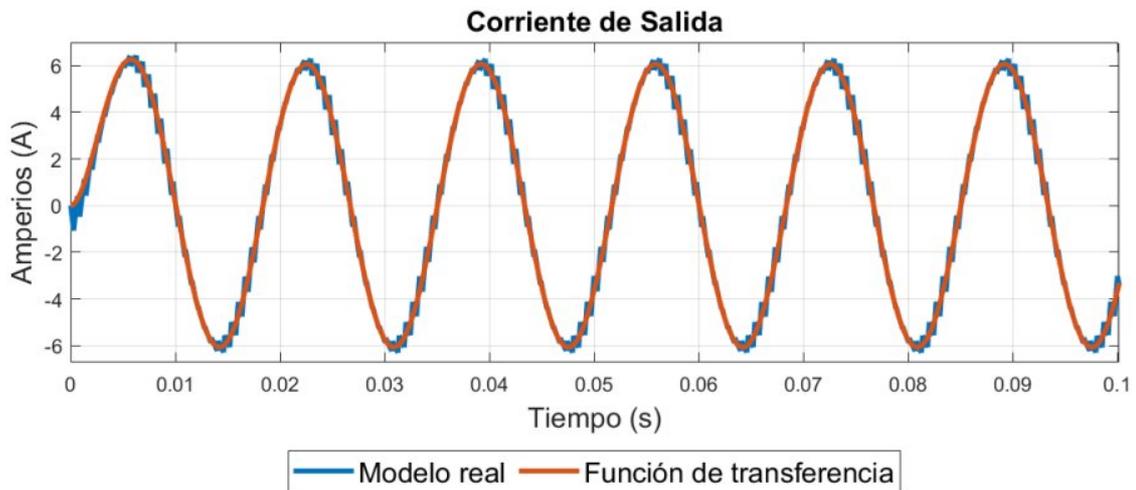


Figura 4.7: Comparación del modelo real y la función de transferencia

En la figura 4.8 se aprecia la respuesta escalón del control PI en la fuente de corriente diseñada. Se puede ver que la corriente de salida sigue a la referencia de 5 [A]. Presenta un leve sobre-impulso, sin embargo, el tiempo de respuesta es rápido y con un error en estado estable

aproximado a cero.

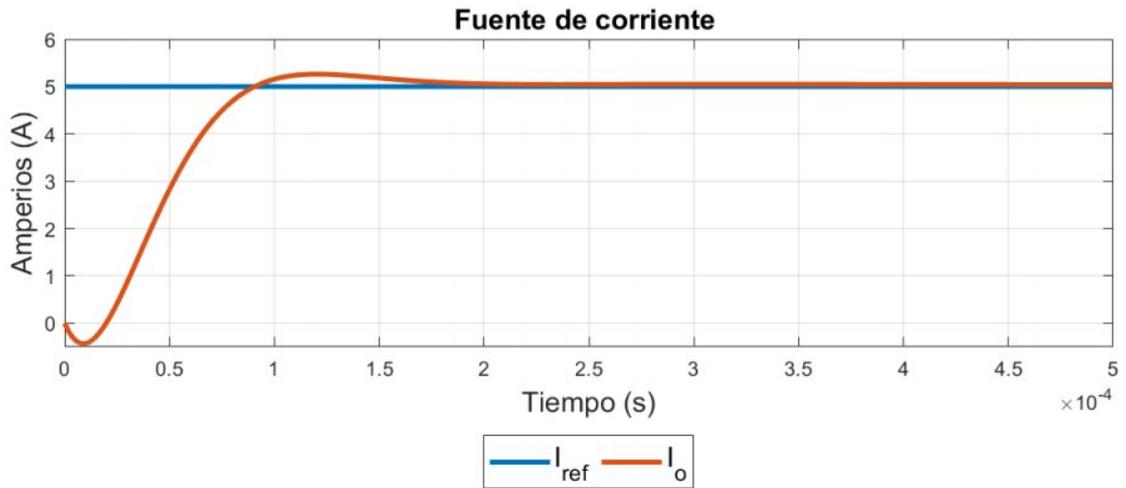


Figura 4.8: Respuesta escalón del modelo de la fuente de corriente

Se realizó una segunda prueba en la cual se inicia con una corriente de referencia de 5 [A] y a los 0.005 [s] se cambia a 7 [A] (ver figura 4.9). El desempeño es similar a la anterior, con una respuesta rápida y siguiendo el cambio de referencia de manera satisfactoria.

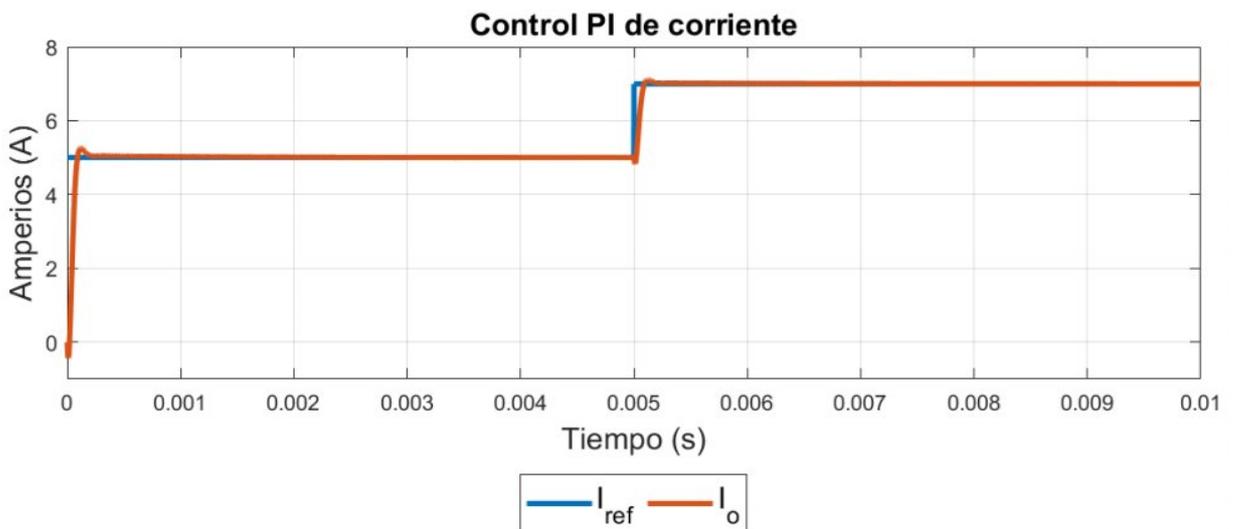


Figura 4.9: Respuesta al cambio de corriente de referencia

4.3. Simulación de la MG

La estructura de la MG se puede ver en la figura 4.10, compuesta por un convertidor formador de red (*Power Converter 1*), este convertidor posee una impedancia virtual que garantiza la entrega de potencia hacia la MG. Además, internamente posee un control droop, para compartir potencia entre los convertidores. Sin embargo, la función principal del convertidor formador de red es proporcionar referencias de voltaje y frecuencia al convertidor alimentador de red (*Power Converter 2*) para su funcionamiento. Los *Switches NO 1* y *2* se usan para controlar la activación de cada convertidor. Las pérdidas en la línea de transmisión se encuentran en el bloque *Line 1*. T_1 y T_2 representan transformadores virtuales, y las cargas se colocan en los bloques *Load 1,2*

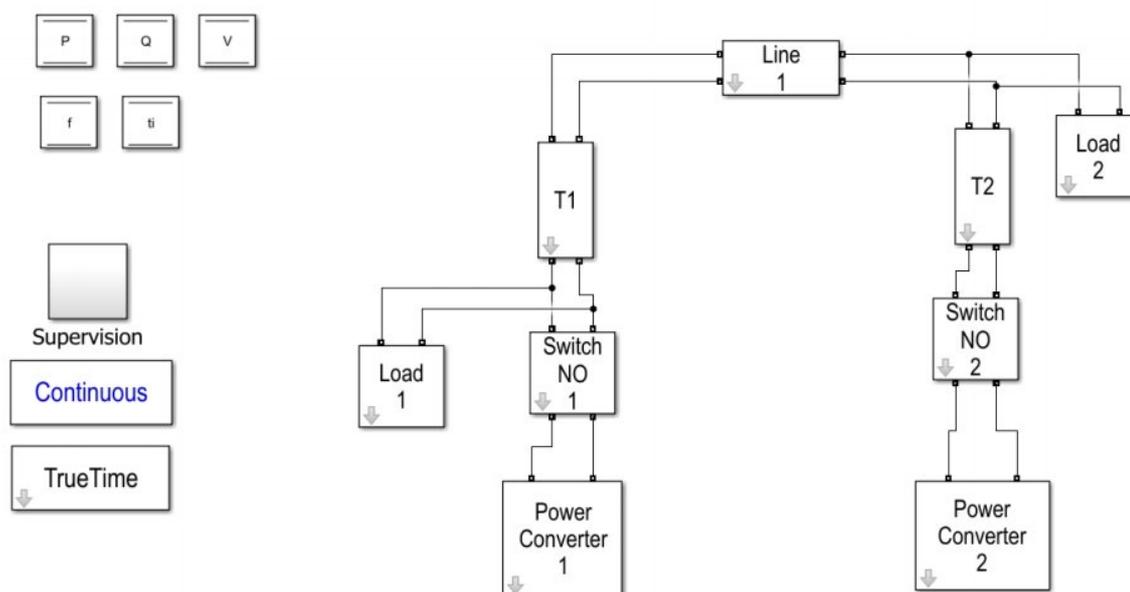


Figura 4.10: Simulación de la MG aislada

El bloque *Supervision* envía los valores instantáneos de potencia, voltaje, frecuencia y tiempo al *Workspace*, el bloque *Continuous* dependiendo de la aplicación a desarrollar, permite esco-

ger el tipo de simulación, el tiempo de muestreo para la discretización y la frecuencia de fase de toda la simulación. Por último, el bloque *TrueTime* posee las configuraciones de red para el *TrueTime* kernel dentro de cada convertidor.

4.4. Resultados

Para analizar el desempeño de la MG se colocaron dos cargas, la carga 1 (*Load 1*) es de 500 [W] representa una carga local y la carga 2 (*Load 2*) tiene un valor de 1100 [W], esta carga es mayor debido a que representa una carga externa en la línea de transmisión. En consecuencia, la MG deberá suministrar una carga total de 1600 [W].

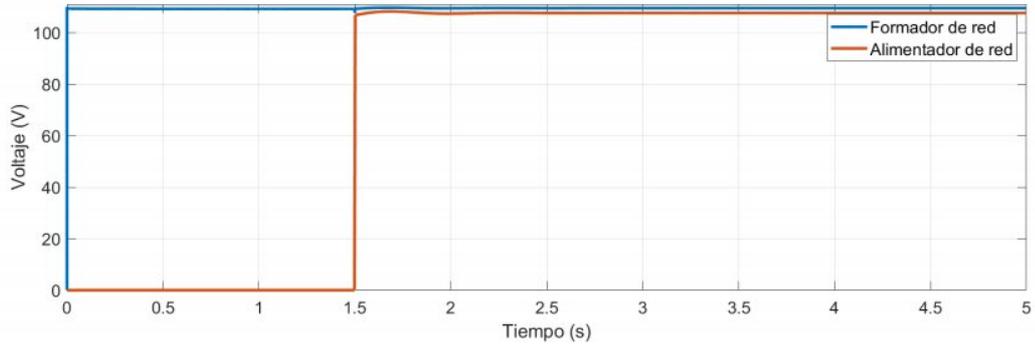
A continuación, se presentan los diferentes escenarios en los cuales se evaluó el convertidor alimentador de red desarrollado en la MG aislada.

■ **Caso 1: Las consignas de potencia para el convertidor alimentador de red son:**

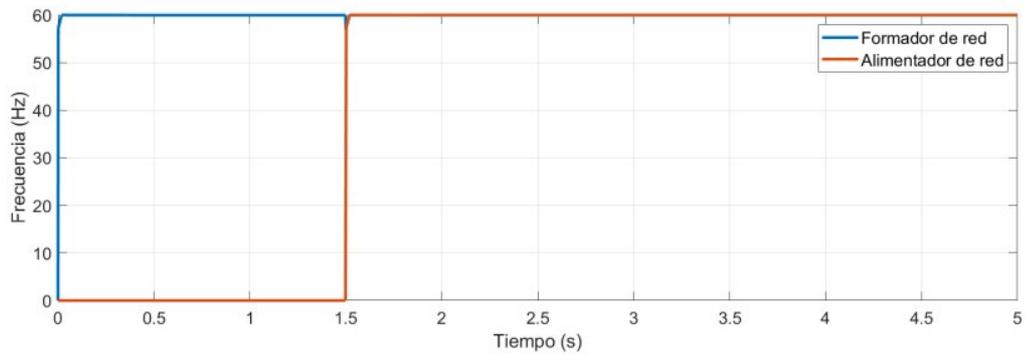
$$P_{ref} = 400[W] \text{ y } Q_{ref} = 0[VAR]$$

Como se puede ver en la figura 4.11, el convertidor formador de red comienza a funcionar desde el principio, luego de 1.5 [s] se conecta el convertidor alimentador de red. En la figura 4.11a y 4.11b se encuentran los valores de voltaje y frecuencia de ambos convertidores. Las señales de voltaje y frecuencia en los dos convertidores tienen un comportamiento similar, esto se debe a, que el convertidor formador de red es quien proporciona la referencia de voltaje y frecuencia al convertidor alimentador de red, por lo tanto, no se profundiza el desempeño de estas señales.

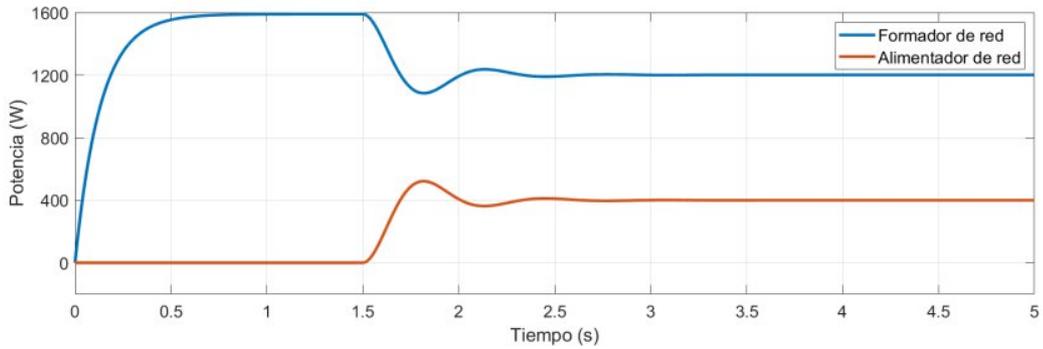
La eficiencia de los lazos de control se pueden ver en figura 4.11c y figura 4.11d. En



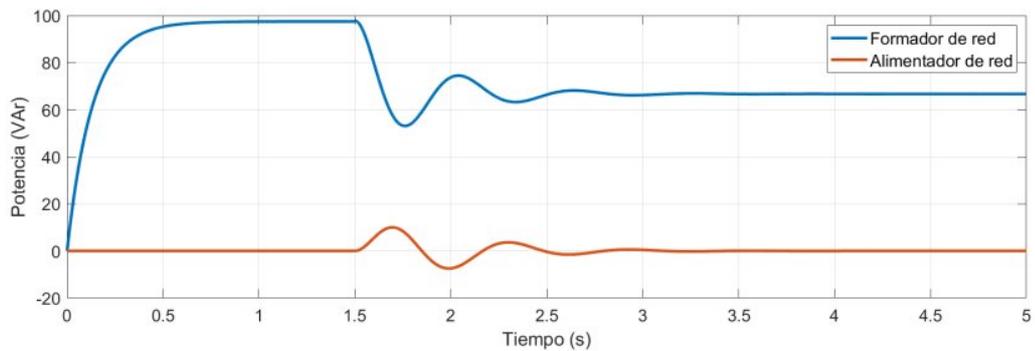
(a) Amplitud de voltaje



(b) Frecuencia de la red



(c) Potencia activa



(d) Potencia reactiva

Figura 4.11: Comportamiento de la MG cuando $P_{ref} = 400$ [W] y $P_{ref} = 0$ [Var]

un inicio el convertidor formador de red se encarga de cumplir con toda la demanda de la MG es decir los 1600[W], cuando se activa el convertidor formador de red, este proporciona los 400 [W] de potencia activa establecidos en su referencia. En ese momento el convertidor formador de red reduce la producción de potencia y suministra únicamente 1200[W]. De esta manera el control droop asegura la compartición de potencia entre los convertidores. En cuanto a la potencia reactiva la demanda es cubierta en su totalidad por el convertidor formador de red. La figura 4.12 muestra que para satisfacer la carga de 1600 [W] que demanda la MG los dos convertidores suministran 7 [A].

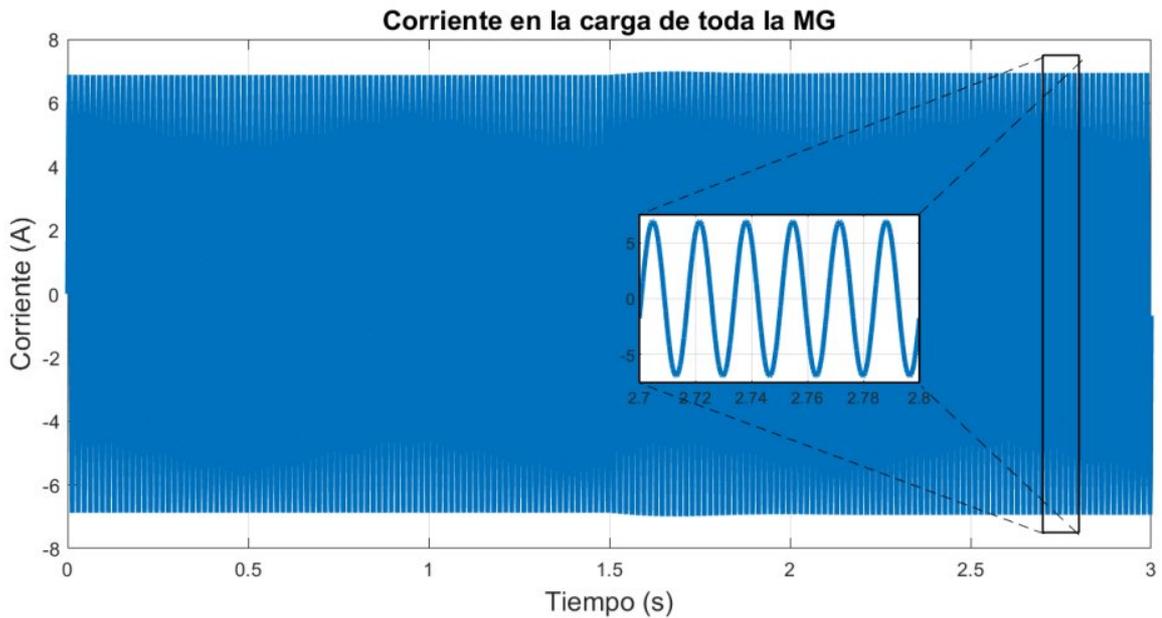


Figura 4.12: Corriente en la carga de 1600 [W]

Durante el primer intervalo de tiempo el convertidor formador de red produce los 7 [A] que necesita la carga (ver 4.13). Cuando se conecta el alimentador de red a los 1.5 [s] la corriente del convertidor formador de red se reduce a 5.25 [A].

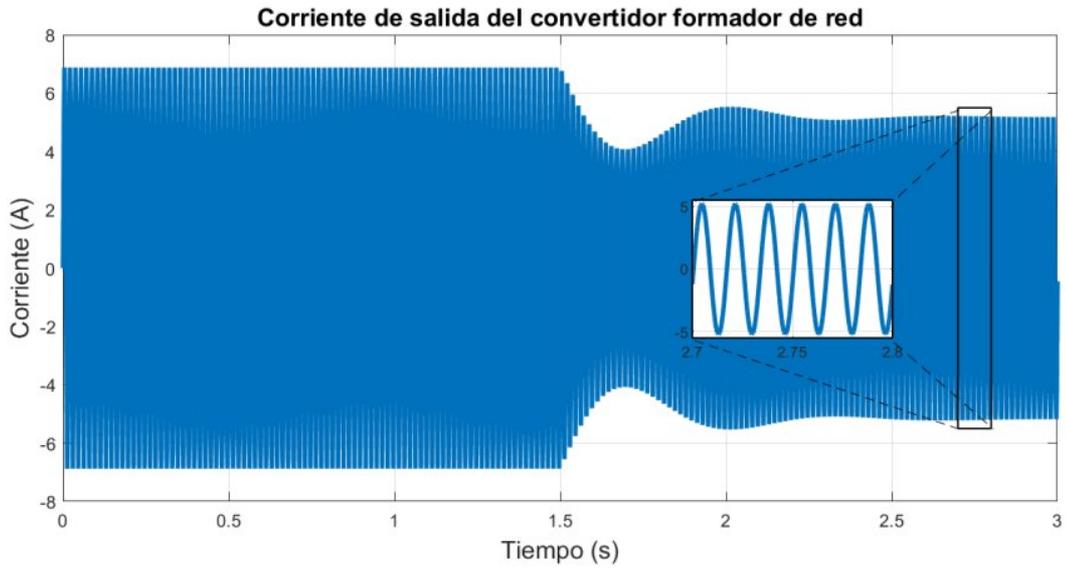


Figura 4.13: Corriente de salida del convertidor formador de red

Finalmente, en la figura 4.14 se observa el desempeño de la fuente de corriente con su control PI. El convertidor no proporciona corriente hasta el segundo 1.5 en ese instante la fuente de corriente inyecta 1.75 [A] a la red, esta corriente se obtiene a partir de la referencia de potencia activa ingresada, de esta manera se cubre con la demanda total de la carga.

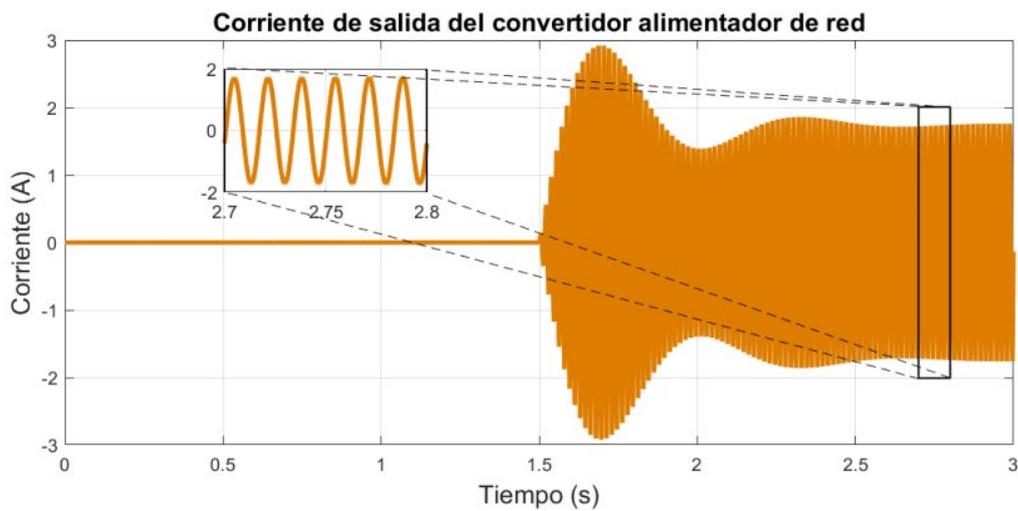
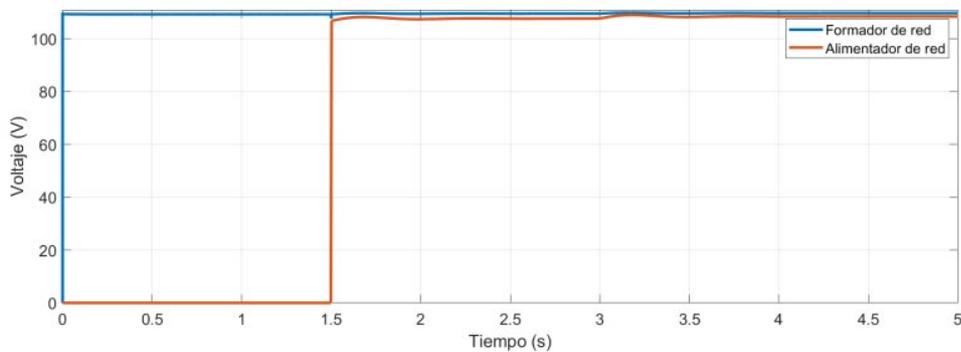


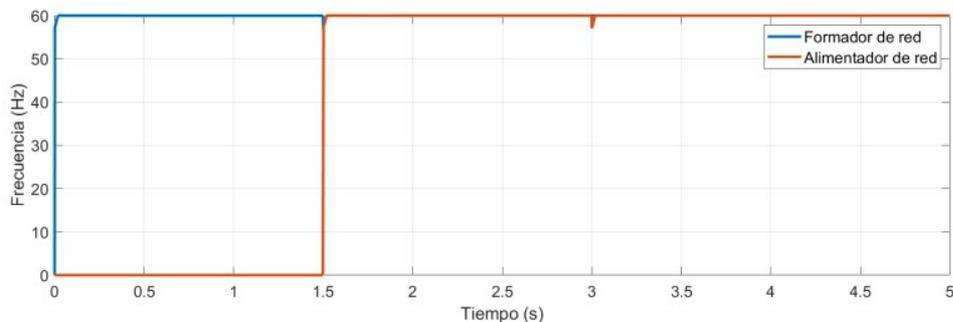
Figura 4.14: Corriente de salida del convertidor alimentador de red con $P_{ref}=400[W]$

■ **Caso 2: Cambio en la referencia de $P_{ref} = 400[W]$ a $800[W]$**

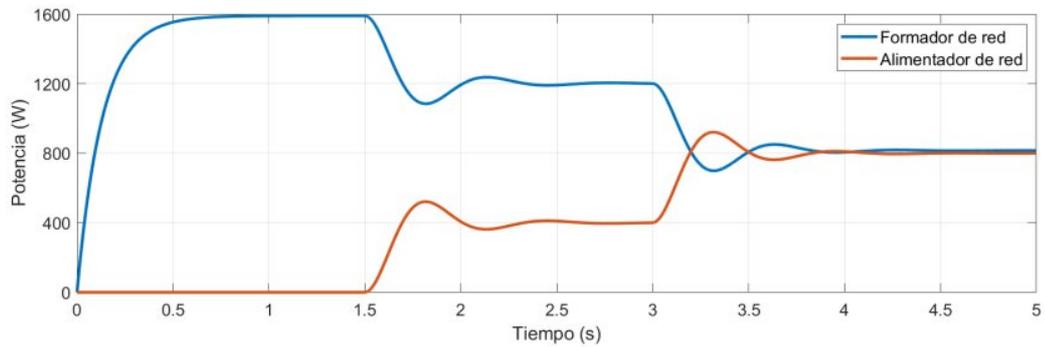
En este caso la MG inicia con una carga total de 1600 [W] y pone a prueba el desempeño de los controles de potencia y corriente. El convertidor alimentador de red inicia con una potencia activa de 400 [W] y a los 3 [s] cambia su referencia a 800 [W], los resultados se pueden ver en la figura 4.15. Los valores de voltaje y frecuencia son similares en ambos casos, no obstante, el segundo convertidor sufre un mínimo aumento en el voltaje debido a la conexión del convertidor. Al cambiar la referencia de potencia activa (ver figura 4.15c), el control de corriente y potencia actúan inmediatamente y siguen la señal de referencia. La señal es estable, responde de manera rápida y mínimo error en estado estable. Finalmente, el control droop actúa inmediatamente cuando existe un cambio en la inyección de potencia.



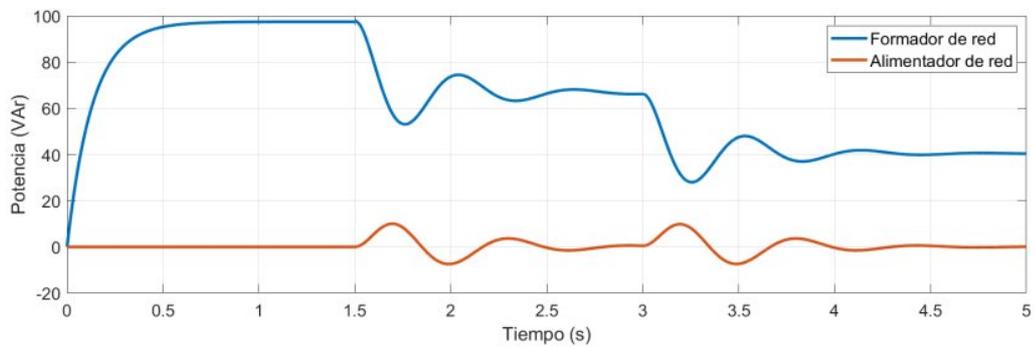
(a) Amplitud de voltaje



(b) Frecuencia de la red



(c) Potencia activa



(d) Potencia reactiva

Figura 4.15: Comportamiento de la MG cuando P_{ref} de 400 [W] a 800 [W]

Durante los primeros segundos el convertidor formador de red produce 7 [A], y a partir de los 1.5[s] reduce su corriente a 5.25 [A], finalmente, al cambiar la referencia a los 3 [s] vuelve a bajar la corriente a 3.5 [A] (ver figura 4.16).

La inyección de corriente a partir de la consigna de potencia se ve reflejada en la figura 4.17. Durante los primeros 1.5 [s] el convertidor no inyecta corriente, al conectarse el convertidor alimentador de red y con la referencia de potencia activa de 400 [W], el convertidor inyecta 1.75 [A] y a los 3 [s] la fuente de corriente sigue el cambio de referencia y aumenta su corriente a 3.5 [A].

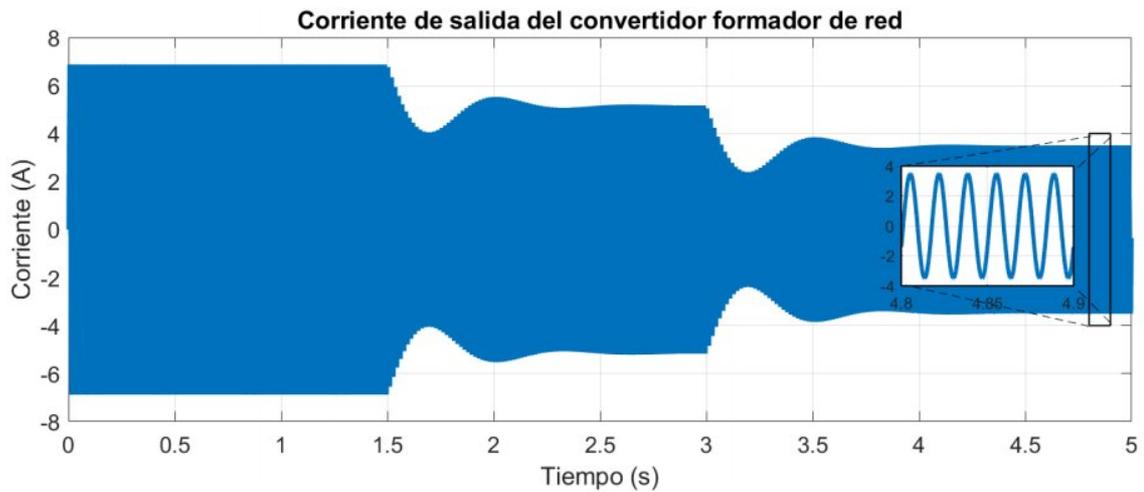


Figura 4.16: Corriente del convertidor formador de red al cambiar P_{ref} de 400 [W] a 800 [W]

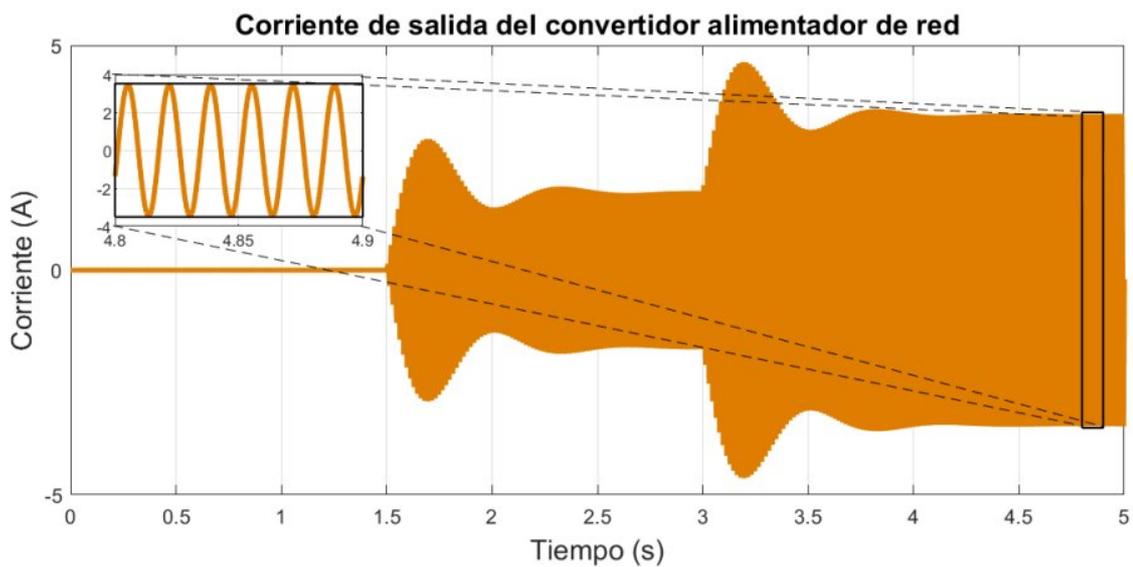
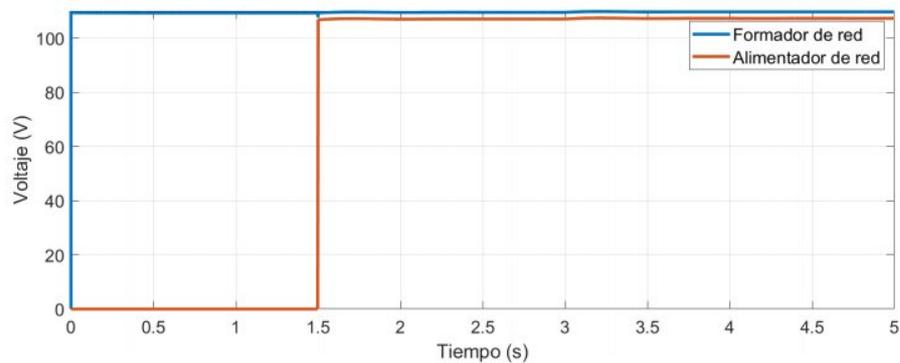


Figura 4.17: Corriente del convertidor alimentador de red al cambiar la $P_{ref}=400[W]$ a $800[W]$

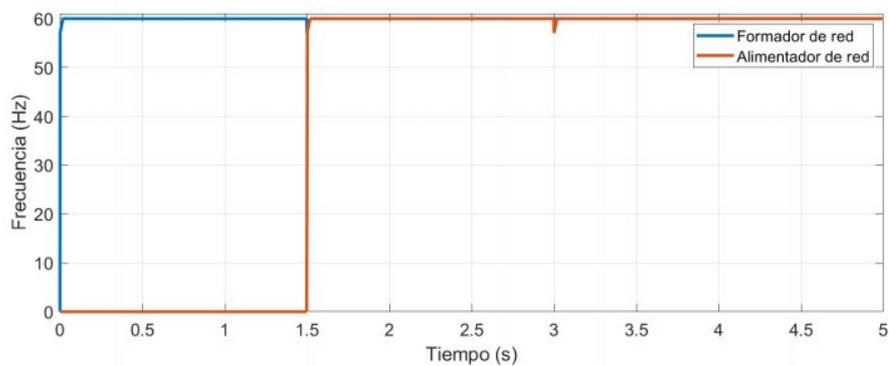
■ **Caso 3: $P_{ref}=0$ [W] y la potencia reactiva cambia $Q_{ref}= 40$ [VAr] a 80 [VAr]**

Similar a los casos anteriores inicialmente el sistema demanda una carga de 1600 [W]. Sin embargo, en este escenario de prueba se cambia la referencia de potencia reactiva en un determinado instante de tiempo. En la figura 4.18 se muestra el comportamiento de las señales de voltaje, frecuencia, potencia activa y reactiva. Las señales de voltaje y

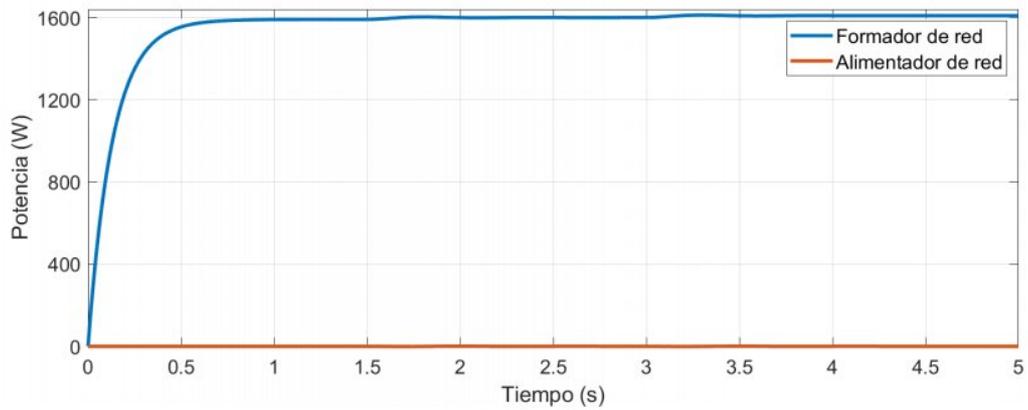
frecuencia muestran un comportamiento semejante a los casos anteriores, sufriendo pequeñas desviaciones al momento que se conecta el alimentador de red y al momento de cambiar las consignas de potencia, no obstante, las señales vuelven a seguir sus respectivas referencias de manera inmediata. Con respecto a la potencia activa como se puede ver en la figura 4.18c el convertidor formador de red se encarga de satisfacer con la demanda de carga ya que en este caso el convertidor alimentador de red no inyecta potencia activa. Finalmente, la figura 4.18d muestra como en el segundo 1.5 el convertidor alimentador de red inyecta 40 [VAr] y el control droop reparte equitativamente la potencia. Posteriormente a los 3[s] se cambia la referencia a 80 [VAr] y efectivamente el convertidor sigue el cambio de potencia.



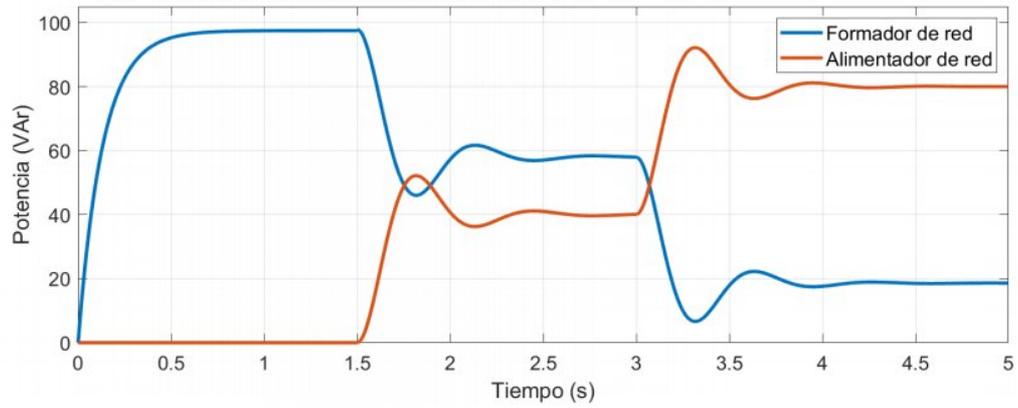
(a) Amplitud de voltaje



(b) Frecuencia de la red



(c) Potencia activa

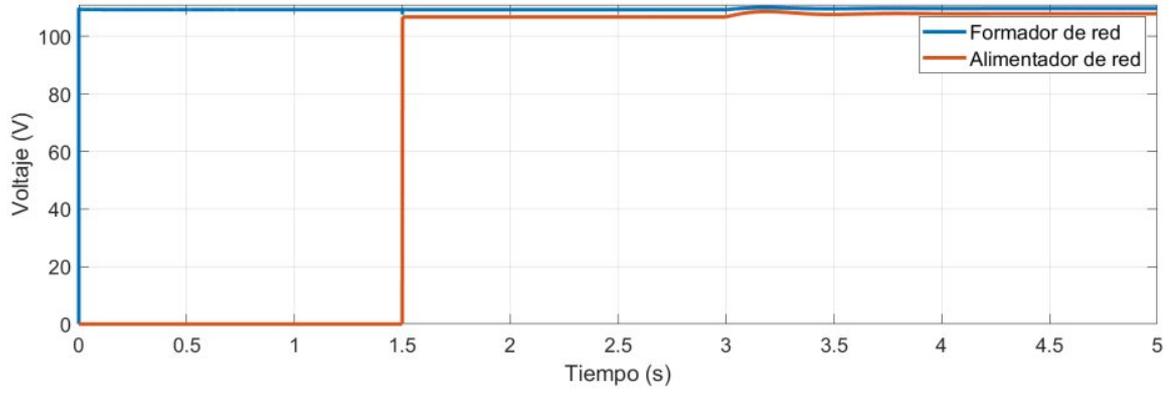


(d) Potencia reactiva

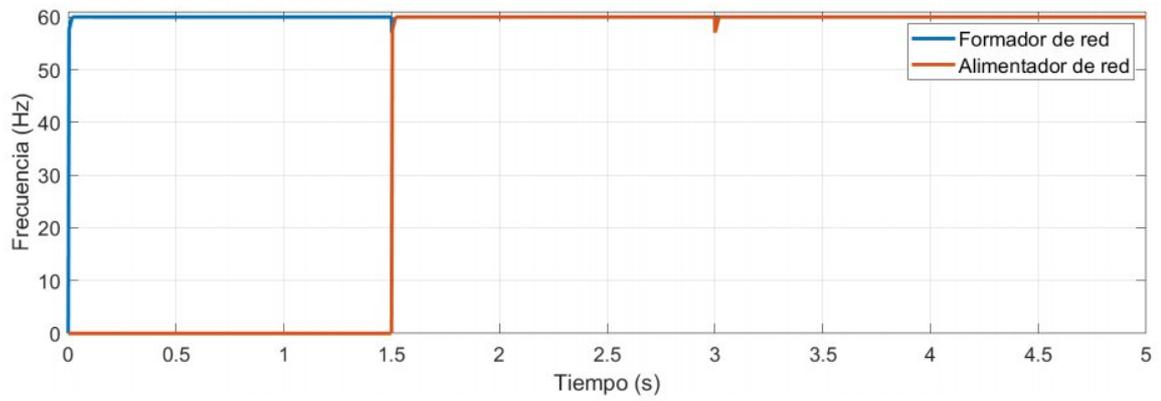
Figura 4.18: Comportamiento de la MG cuando Q_{ref} de 40 [VAr] 80 [VAr]

■ **Caso 3:** $P_{ref}=400$ [W] y $Q_{ref}= 40$ [VAr]

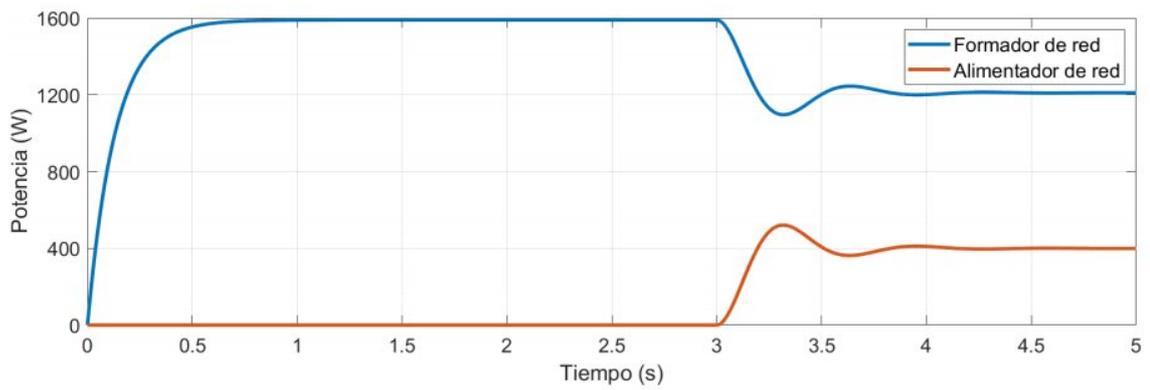
Finalmente, en la figura 4.19 se puede ver la inyección de corriente del convertidor alimentador de red a partir de las dos referencias de potencia. A los 1.5 [s] la referencia de potencia activa pasa a 400 [W] y la potencia reactiva a 40 [VAr].



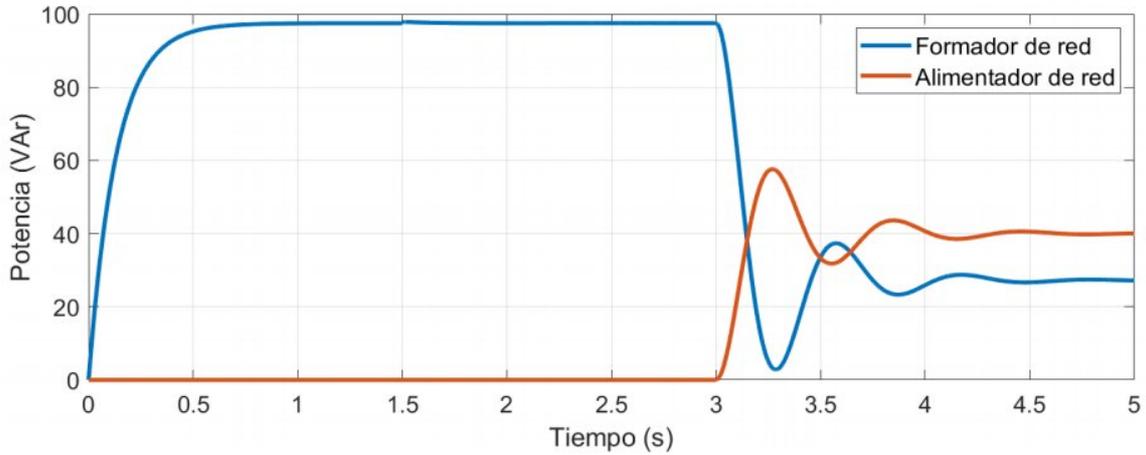
(a) Amplitud de voltaje



(b) Frecuencia de la red



(c) Potencia activa



(d) Potencia reactiva

Figura 4.19: Comportamiento de la MG cuando $P_{ref}=400$ [W] y $Q_{ref}= 40$ [VAr]

4.5. Análisis de resultados

El avance de la electrónica de potencia ha permitido desarrollar numerosos controladores para convertidores de alimentación de red. El modelo desarrollado junto al controlador PI de corriente poseen la misma dinámica del modelo real, realizan el seguimiento de la referencia, en lazo cerrado el sistema es estable y la respuesta de control ante una variación en su entrada es inmediata. En consecuencia, se demuestra que el modelo realizado cumple con las leyes de control que rigen sobre cualquier sistema.

Es importante mencionar que no se aplica una técnica de control compleja para el control de corriente, sin embargo, lo que diferencia esta investigación con las analizadas en la literatura es su implementación. El modelo desarrollado se implementa dentro de una plataforma escalable que puede ser modificada libremente para el número de convertidores alimentadores de red que el usuario desee. Además, tiene un enfoque basado en TrueTime kernel que hace más realista el desempeño que tendrá la MG aislada.

Por último, el desempeño y robustez de los controladores en los cuatro casos propuestos es muy favorable ya que todas sus señales siguen las consignas de potencia activa y reactiva de manera efectiva y con un tiempo de estabilización aproximado de 1.5 [s] y con un error en estado estable aproximado de cero.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

Se desarrolló un modelo matemático de fuente de corriente en el marco de referencia estacionario ortogonal de dos ejes $\alpha\beta$ que permite inyectar corriente a la MG, mediante consignas de potencia activa y reactiva. El modelo planteado incluye la dinámica de la modulación PWM y un controlador proporcional-integral de corriente diseñado mediante el ajuste por margen de fase. El modelo matemático desarrollado junto a los lazos de control construyeron una plataforma de simulación más robusta que permite compartir potencia entre convertidores, con un diseño escalable que integra los elementos y la dinámica de una MG real.

Se analizó el funcionamiento que tiene un convertidor alimentador de red, tanto en MGs aisladas como conectadas a la red. Además, se identificaron diferentes tipos de controladores de corriente, entre ellos: control de fase y amplitud, control limitador de corriente, control resonante y control proporcional-integral, siendo este último el más utilizado en este tipo de aplicaciones debido a su fácil implementación y buen desempeño.

El convertidor alimentador de red está compuesto por los siguientes lazos de control: control droop encargado de realizar la compartición de potencia entre varios convertidores, un control PI de potencia que junto a un filtro pasa bajo elimina el error en estado estable entre la potencia ingresada y la potencia real a la salida del convertidor, finalmente, se diseñó el controlador de corriente mediante el ajuste por margen de fase, obteniendo un margen de ganancia de 11.6dB, un margen de fase de 60° , frecuencia angular de 21 krad/s y un sistema estable en lazo cerrado, valores que cumplen con los requerimientos de diseño que implica la técnica utilizada.

La validación del modelo matemático con respecto a la planta real, así como, el desempeño de los lazos de control se realizaron en el software de Matlab/Simulink. Se plantearon cuatro escenarios de trabajo en los cuales se realizaron pruebas de conexión entre convertidores, compartición de potencia y cambios en las consignas de entrada de potencia activa y reactiva. Dando como resultado señales que siguen satisfactoriamente el cambio de referencia con un leve sobreimpulso y un tiempo de estabilización aproximado de 1.5 [s].

5.1. Futuros Trabajos

En el futuro se puede utilizar esta plataforma para analizar el desempeño de una MG conectada a la red principal. También se pueden implementar redes de comunicaciones y analizar los diferentes escenarios de control que estas involucran. Finalmente se deberían realizar pruebas de laboratorio con los respectivos componentes de manera que se pueda realizar una comparación entre los valores obtenidos por la plataforma de simulación y los valores reales de la MG.

Anexos

Enlace de descarga

En el desarrollo del proyecto se realizaron varias simulaciones y codigos, los cuales han sido alojados en un repositorio en github. El enlace de descarga se muestra a continuacion:

<https://github.com/alxt97/Convertidor-Potencia>

De aquí se puede obtener los siguientes archivos:

- Código para los cálculos del diseño y linealización del modelo
- Código para la interfaz gráfica
- Los archivos de Simulink de todos los modelos

Códigos

En este apartado se muestran los codigos utilizados para el desarrollo del proyecto.

```

    data.wc = (19/20)*data.wo;
    data.rampW = 0;
    data.controlOut(4) = 1;

end

if data.time>=data.tGFoff(data.a)
    if (data.time>=data.tGFoff(2)&&(data.controlOutB(2)==0))
        data.t=0;
        data.wc = (19/20)*data.wo;
        data.rampW = 0;
        data.controlOutB(2) = 1;
        data.P_ref=500;
        data.Q_ref=15;
    end
end

%%
data.t = data.t + ts;

if data.rampW == 0
    data.wc = data.wc + 0.1;

    if data.wc >= data.wo
        data.wc = data.wo;
        data.rampW = 1;
    end
end

Power equations
data.V = sqrt(data.va^2 + data.vb^2)/sqrt(2);
data.p = (3/2)*( data.va*data.iia + data.vb*data.iib);
data.q = (3/2)*(-data.va*data.iib + data.vb*data.iia);
data.f = data.wo/(2*pi);

```

```

        %% Filter for active and reactive power signals %%
        data.P = (data.num(1)*data.p + data.num(2)*data.p - data.den
(2)*data.P)/data.den(1);
        data.Q = (data.num(1)*data.q + data.num(2)*data.q - data.den
(2)*data.Q)/data.den(1);

        %% Control de potencia %%
        data.pref=data.P_ref-data.P;
        data.qref=data.Q_ref-data.Q;
        data.Pref = (data.num_1(1)*data.pref + data.num_1(2)*data.pref -
data.den_1(2)*data.Pref)/data.den_1(1);
        data.Qref = (data.num_1(1)*data.qref + data.num_1(2)*data.qref -
data.den_1(2)*data.Qref)/data.den_1(1);

        data.iia = (2/3)*(data.va*data.Pref + data.vb*data.Qref)/(data.va^2 +
data.vb^2);
        data.iib = (2/3)*(data.vb*data.Pref - data.va*data.Qref)/(data.va^2 +
data.vb^2);

    else
        data.P=0;
        data.Q=0;
        data.V=0;
        data.f=0;
        data.va=0;
        data.vb=0;
        data.p=0;
        data.q=0;
        data.iia=0;
        data.iib=0;
    end

```

```
    exectime = data.ts/2;
    |
case 2
    ttAnalogOut(1, data.ia);
    ttAnalogOut(2, data.ib);
    ttAnalogOut(3, data.P);
    ttAnalogOut(4, data.Q);
    ttAnalogOut(5, data.V);
    ttAnalogOut(6, data.f);
    ttAnalogOut(7, data.time);

    exectime = -1;
end
```

Interfaz gráfica

```

function [exectime, data] = processor_1(seg, data)

switch seg
case 1

%% intensity readings
data.iia = ttAnalogIn(1);
data.iib = ttAnalogIn(2);
data.va = ttAnalogIn(3);
data.vb = ttAnalogIn(4);

if data.time < data.timeWhenDrift
    ts = data.ts;
else
    ts = data.ts*data.driftSoft(data.a);
end

data.time = data.time + ts;

if data.time>=data.tControl(data.a)
    if (data.time>=data.tControl(2)&&(data.controlOut(2)==0))
        data.t=0;
        data.wc = (19/20)*data.wo;
        data.rampW = 0;
        data.controlOut(2) = 1;
    end

    if (data.time>=data.tControl(3)&&(data.controlOut(3)==0))
        data.t=0;
        data.wc = (19/20)*data.wo;
        data.rampW = 0;
        data.controlOut(3) = 1;
    end

    if (data.time>=data.tControl(4)&&(data.controlOut(4)==0))
        data.t=0;
    end
end

```

```

clear all; close all;
global ts
global wo
global m n
global numPQ denPQ Vn Lv
global num_generators
global kernel_drift kernel_offset
global kernel_start
global trp
global vtx
global frameSize
global tControl tBreak tStepLoad
global driftSoft timeWhenDrift
global P_ref
global Q_ref
global kpp
global kip
global numPQ_1 denPQ_1
global tGFoff

%% Fundamental data
tstop = 100; %simulation time
tControl = [0 1.5 0 0]; % time at which controllers enable
tBreak = [0 0]; %time when partitions occur [(2 subgrids) (local load %at DG1 is disa
tStepLoad = [200 70]; %[Disabled Enabled]
timeWhenDrift = 25;
tGFoff = [0 3];

ts = 100e-6; %sampling time on each processor
vtx = 100e6; %data rate
frameSize = 80;
tr = 0.1e-3; %transmission rate (%time at which the messages are sent)
data_rate = tr;
loss = 0;

```

```

nodes = 2;
num_generators=nodes;
kernel_offset=zeros(1,num_generators);
kernel_drift=[-4.7000e-06 -3.1000e-06 0 2.7000e-06]*0;% drifts
driftSoft = [1 1.00001 0.9999 1.00002];

kernel_start = zeros(1,num_generators);

model = ['nodes' num2str(nodes)];

%% control parameters %%
m = [1e-4 1e-4 0 0];
n = [1e-3 1e-3 0 0];

%virtual impedance
Lv = [3.76e-3 3.76e-3 0 0];

%% electrical parameters %%
Vn=110*sqrt(2);
wo=2*pi*60;

%% parametros grid-feeding
P_ref=400; %--->I=2A
Q_ref=20;

kpp = 0;
kip = 15;

R_conv=[0.5 0.5 0.5 0.5];
L_conv=[1 1 1 1]*1e-3;

R_line = [0.001 0.001 0.001];
L_line = [0.75e-3 0.3e-3 0.3e-3];

```

```
R_trans = [(0.62e-3)*cosd(37.01) (0.62e-3)*cosd(37.01) (1.31e-3)*cosd(9.87) (1.31e-3)
L_trans = [(0.62e-3)*sind(37.01) (0.62e-3)*sind(37.01) (1.31e-3)*sind(9.87) (1.31e-3)
```

```
%% Power filter
```

```
num=[0.02*wo]; den=[1 0.02*wo];
sysd=c2d(tf(num,den),ts,'tustin');
[numPQ,denPQ]=tfdata(sysd,'v');
```

```
%% Power Controller
```

```
num_1=[kpp kip]; den_1=[1 0];
sysd=c2d(tf(num_1,den_1),ts,'tustin');
[numPQ_1,denPQ_1]=tfdata(sysd,'v');
```

```
load_system(model);
```

```
tic
```

```
sim(model);
```

```
toc
```

```
%diffPot = max(P(end,:))-min(P(end,:));
```

```
%%
```

```
plot_P_F_V_Q; %plot
```

```
%name = sprintf('Case%dNODrift_Droop.mat', i)
```

```
%save(name) %save
```

```
% Ls=1e-3;
```

```
% Rs=0.5;
```

```
% Es=120;
```

```
% fs=20e3;
```

```
% Ts=1/fs;
```

```
% Vdc=800;
```

```
% cpk=4;
```

```
% Gt=1;
```

```
% fcl=fs/6;
```

```
% wcl=2*pi*fcl;
```

```
% phm=60;
```

```
% phm=pi*phm/180;
```

Bibliografía

- [1] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg and P. Rodríguez, Control of Power Converters in AC Microgrids, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, Nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334
- [2] Miret, J.; García de Vicuña, J.L.; Guzmán, R.; Camacho, A.; Moradi Ghahderijani, M. A Flexible Experimental Laboratory for Distributed Generation Networks Based on Power Inverters. Energies 2017, 10, 1589. <https://doi.org/10.3390/en10101589>
- [3] J. Chen, F. Milano and T. O'Donnell, Assessment of Grid-Feeding Converter Voltage Stability, in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 34, no. 5, pp. 3980-3982, Sept. 2019, doi: 10.1109/TPWRS.2019.2920516.
- [4] Johnny Chhor, Constantinos Sourkounis, Optimal voltage control strategy for grid feeding power converters in AC microgrids, Electric Power Systems Research, Volume 176, 2019, 105945, ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2019.105945>.
- [5] H. H. Zeineldin, A Q-ff Droop Curve for Facilitating Islanding Detection of Inverter-Based Distributed Generation, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, pp. 665-673, March 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2008649.

- [6] H. H. Zeineldin, E. F. El-saadany and M. M. A. Salama, "Distributed Generation Micro-Grid Operation: Control and Protection,"2006 Power Systems Conference: Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources, 2006, pp. 105-111, doi: 10.1109/PSAMP.2006.285379.
- [7] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed and P. N. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids,"in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1010- 1021, April 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2106221.
- [8] Yépez Ponce, H. M., and Yépez Ponce, D. F. (2020). Control de modo deslizante para microrredes: una revisión. Investigación Tecnológica IST Central Técnico, 2(1), 14. Recuperado a partir de http://www.investigacionistct.ec/ojs/index.php/investigacion_tecnologica/article/view/52.
- [9] F. Li, R. Li and F. Zhou., Overview of Microgrid., Microgrid Technology and Engineering Application., pp. 1-10, 2016.
- [10] Karami, Zeinab and Shafiee, Qobad and Khayat, Yousef and Yaribeygi, Meysam and Dragicevic, Tomislav and Bevrani, H.. (2019). Decentralized Model Predictive Control of DC Microgrids with Constant Power Load.
- [11] Kumar, Dinesh & Zare, Firuz & Ghosh, Arindam. (2017). DC Microgrid Technology: System Architectures, AC Grid Interfaces, Grounding Schemes, Power Quality, Communication Networks, Applications and Standardizations Aspects. IEEE Access. PP. 1-1. 10.1109/ACCESS.2017.2705914.

- [12] R. Medina. Microrredes Basadas en Electrónica de Potencia: Parte II: Control de Potencia Activa y Reactiva. *INGENIUS*, pages 24-34, 12 2014. doi: 10.17163/ings.n12.2014.03.
- [13] G. Wang, X. Wang, F. Wang, and Z. Han, “Research on hierarchical control strategy of AC/DC hybrid microgrid based on power coordination control,” *Appl. Sci.*, vol. 10, no. 21, pp. 1–24, 2020, doi: 10.3390/app10217603.
- [14] F. Gao, X. Wang, P. Yang, S. Kou and M. Sun, Research and Simulation of Hybrid AC/DC Microgrid,”2020 4th International Conference on HVDC (HVDC), 2020, pp. 1276-1280, doi: 10.1109/HVDC50696.2020.9292793.
- [15] M. Castilla and L. Vicuña, Luis and J. Miret, Control of Power Converters in AC Microgrids, Springer International Publishing, 2019, pp.139-170,doi=10.1007/978-3-319-98687-6_5, url=https://doi.org/10.1007/978-3-319-98687-6_5.
- [16] J. Zhu, Y. Zheng, Y. Wang and Y. Yuan, Isolated Microgrid Capacity Configuration Considering Economic Risk of Customer Interruption,”2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2019, pp. 4070-4073, doi: 10.1109/ISGT-Asia.2019.8881780.
- [17] I. Serban and C. Marinescu, ”Flexible solution for grid-connected operation of microgrids, based on a leading inverter with supercapacitor energy storage,”2018 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ENERGYCON.2018.8398776.
- [18] J. Miret, V. García, R. Guzmán, A. Camacho and M. Moradi, A Flexible Experimental Laboratory for Distributed Generation Networks Based on Power Inverters, *Energies*, vol. 10, 2017, url=https://www.mdpi.com/1996-1073/10/10/1589, doi:10.3390/en10101589.

- [19] C. X. Rosero, C. Vaca, M. Gavilanez, I. Iglesias and R. Rosero, Towards a Simulation Platform for Islanded Microgrids based on Grid-Forming Power Converters, 2021 IEEE 5th Colombian Conference on Automatic Control (CCAC), 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/CCAC51819.2021.9633277.
- [20] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg and P. Rodríguez, Control of Power Converters in AC Microgrids, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, Nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334.
- [21] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "Analysis of an AC-to-DC Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, no. 2, pp. 355-364, 1991, doi: 10.1109/28.73626.
- [22] N. R. Merritt, C. Chakraborty, and P. Bajpai, "New Voltage Control Strategies for VSC-Based DG Units in an Unbalanced Microgrid," IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 8, no. 3, pp. 1127-1139, 2017, doi: 10.1109/TSTE.2017.2657660.
- [23] S. Mortazavian, M. M. Shabestary, and Y. A. R. I. Mohamed, "Analysis and Dynamic Performance Improvement of Grid-Connected Voltage-Source Converters under Unbalanced Network Conditions," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 10, pp. 8134-8149, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2633994.
- [24] R. Kabiri, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, "Double synchronous frame current regulation of distributed generation systems under unbalanced voltage conditions without sequence current separation," Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC, vol. 2015-May, no. May, pp. 1822-1829, 2015, doi: 10.1109/APEC.2015.7104594.

- [25] S. Zhou, J. Liu, L. Zhou, and H. She, "Dual sequence current controller without current sequence decomposition implemented on DSRF for unbalanced grid voltage conditions," 2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014, pp. 60–67, 2014, doi: 10.1109/ECCE.2014.6953376.
- [26] F. Benyamina, A. Benrabah, F. Khoucha, M. F. Zia, Y. Achour, and M. Benbouzid, "Online current limiting-based control to improve fault ride-through capability of grid-feeding inverters," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 201, no. August, p. 107524, 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2021.107524.
- [27] R. Han, M. Tucci, R. Soloperto, J. M. Guerrero, and G. Ferrari-Trecate, "Plug-and-play design of current controllers for grid-feeding converters in DC microgrids," 2017 Asian Control Conf. ASCC 2017, vol. 2018-January, no. 200021, pp. 2182–2187, 2018, doi: 10.1109/ASCC.2017.8287513.
- [28] U. Mumtahina, S. Alahakoon, and P. Wolfs, "Comparative Analysis of Grid Forming and Grid following Converters in Time Domain and Phasor Domain Form," 2020 Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC 2020 - Proc., no. December, pp. 4–8, 2020.
- [29] P. Montero-Robina, K. Rouzbehi, F. Gordillo, and J. Pou, "Grid-Following Voltage Source Converters: Basic Schemes and Current Control Techniques to Operate with Unbalanced Voltage Conditions," *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 2, no. August, pp. 528–544, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3121764.
- [30] A. Tobias, V. Cardenas, F. Quiroz-Vazquez, J. Gonzalez-Rivera, and D. Martinez-Padron, "Experimental Comparison of Control Strategies in a Single-Phase Grid-Feeding Conver-

- ter for Microgrid Applications,” 2020 17th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Sci. Autom. Control. CCE 2020, pp. 2–7, 2020, doi: 10.1109/CCE50788.2020.9299204.
- [31] L. Ding, Z. Chuanzhi, L. Xianhong, Z. Peng, H. Bo, and G. Wanjiang, “The Optimization of PI Controller for Grid Feeding Converter with System Uncertainty Using Differential Evaluation Method,” 2017 Chinese Autom. Congr., pp. 7078–7084, 2017, doi: 10.1109/CAC.2017.8244054.
- [32] A. Ingalalli and S. Kamalasan, “An integrated state-space model for grid feeding and grid forming inverters,” 9th IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2020, no. 1, 2020, doi: 10.1109/PEDES49360.2020.9379872.
- [33] C. Collados-Rodriguez, M. Cheah-Mane, F. J. Cifuentes-Garcia, E. Prieto-Araujo, and O. Gomis-Bellmunt, “Grid-Following and Grid-Forming Converter Control Comparison under Fault Conditions,” Proc. Energy Convers. Congr. Expo. - Asia, ECCE Asia 2021, pp. 598–603, 2021, doi: 10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479326.
- [34] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 3, pp. 836–841, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.875566.
- [35] M. Doku and A. Mertens, “Sequence Impedance Characteristics of Grid-Feeding Converters,” 2020 IEEE 9th Int. Power Electron. Motion Control Conf. IPEMC 2020 ECCE Asia, pp. 1216–1223, 2020, doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367825.
- [36] M. Mirhosseini, J. Pou, B. Karanayil, and V. G. Agelidis, “Resonant Versus Conventional Controllers in Grid-Connected Photovoltaic Power Plants under Unbalanced Grid Volta-

- ges,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1124–1132, 2016, doi: 10.1109/TS-TE.2016.2529679.
- [37] M. Velasco, P. Martí, A. Camacho, J. M. Rey, J. Miret, and M. Castilla, “Enabling Grid-Feeding Converters with a Dissonant-Resonant Controller for Negative-Sequence Voltage Elimination,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 4, pp. 4342–4352, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2938906.
- [38] J. Liu, “Studies on Improving Dynamic Performance of Microgrids by Applying Virtual Synchronous Generator Control to Distributed Generators,” Dissertation, no. January, p. 106, 2016.
- [39] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz and E. Clarke, ”Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components,in Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 70, no. 2, pp. 1248-1255, July 1951, doi: 10.1109/T-AIEE.1951.5060554.
- [40] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, “The Instantaneous Power Theory,” *Instant. Power Theory Appl. to Power Cond.*, pp. 41–107, 2007, doi: 10.1002/9780470118931.ch3.
- [41] I. Ziouani, D. Boukhetala, A. M. Darcherif, B. Amghar, and I. El Abbassi, “Hierarchical control for flexible microgrid based on three-phase voltage source inverters operated in parallel,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 95, pp. 188–201, 2018, doi: 10.1016/j.ijepes.2017.08.027.
- [42] J. Guerrero, M. Chandorkar, T.-L. Lee, and P. C. Loh, “Advanced Control Architectures for Intelligent MicroGrids – Part I: Decentralized and Hierarchical Control,” in *IEEE Sym-*

- posium on Large Data Analysis and Visualization 2016, LDAV 2016 - Proceedings, 2013, vol. 60, no. 1254–1262, pp. 1–10, doi: 10.1109/LDAV.2016.7874304.
- [43] A. Sangwongwanich, A. Abdelhakim, Y. Yang, and K. Zhou, Control of single-phase and three-phase DC/AC converters. Elsevier Inc., 2018.
- [44] L. Alves, “Design and characterization of a three-phase current source inverter using 1 . 7kV SiC power devices for photovoltaic applications,” Communauté Université Grenoble Alpes, 2020.
- [45] D. C. Pham, S. Huang, and K. Huang, “Modeling and simulation of current source inverters with space vector modulation,” 2010 Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS2010, vol. 1, no. 2, pp. 320–325, 2010.
- [46] M. G. Villalva, M. F. Espindola, T. G. De Siqueira, and E. Ruppert, “Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications,” Control. y Autom., vol. 22, no. 3, pp. 215–228, 2011, doi: 10.1590/S0103-17592011000300001.
- [47] M. Vivert, “Decentralized and Adaptive Selective Harmonic Elimination Strategies for the Control of Multilevel Converters,” Pontificia Universidad Javeriana, 2020.
- [48] D. M. Van De Sype, K. De Gussemé, A. P. Van Den Bossche, and J. A. Melkebeek, “Small-signal laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators,” PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf., vol. 6, pp. 4292–4298, 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1354760.
- [49] D. Horla, “On applying a generalized Padé approximation to stability analysis - Experimental results,” Proc. 2018 18th Int. Conf. Mechatronics - Mechatronika, ME 2018, 2019.

- [50] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital control in power electronics*, 2nd edition, vol. 5, no. 1. 2015.
- [51] F. Zayas Gato, H. Quintián Pardo, E. Jove Pérez, J. L. Casteleiro Roca, and J. L. Calvo Rolle, *Diseño de controladores PID*. Coruña: Universidade da Coruña, Servizo de Publicacións, 2020.
- [52] H. Kim, "Control of direct current motors," in *Electric Motor Control*, 1st ed., L. Reading, Ed. Amsterdam: Elsevier Inc., 2017, pp. 39–93.
- [53] Z. E. A. Kherroubi, F. Akel, M. Kermadi, and E. M. Berkouk, "Real time implementation of space vector pulse width modulation using Arduino DUE board," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2016, pp. 3576–3581, doi: 10.1109/IECON.2016.7794037.
- [54] Bin Wu; Mehdi Narimani, "High-Power Semiconductor Devices, in *High-Power Converters and AC Drives*, IEEE, 2017, pp.17-34, doi: 10.1002/9781119156079.ch2.
- [55] J. D. Bastidas Rodriguez and C. A. Ramos Paja, "Types of inverters and topologies for microgrid applications," *Rev. UIS Ing.*, vol. 16, no. 1, pp. 7–14, 2017, doi: 10.18273/revuin.v16n1-2017001.