

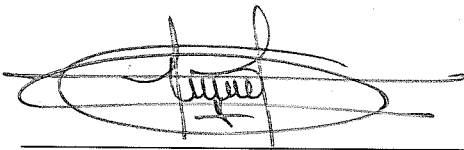
Salamanda, Gto., a 14 de Octubre del 2019

M. en I. HERIBERTO GUTIÉRREZ MARTIN
JEFE DE LA UNIDAD DE ADMINISTRACIÓN ESCOLAR
PRESENTE.-

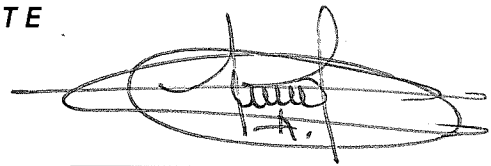
Por medio de la presente, se otorga autorización para proceder a los trámites de impresión, empastado de tesis y titulación al alumno Gerardo Humberto Valencia Rivera del **Programa de Maestría en Ingeniería Eléctrica** y cuyo número de **NUA** es: 824646 del cual soy director. El título de la tesis es: Diseño de un controlador para una micro-red como fuente de suministro al sector industrial.

Hago constar que he revisado dicho trabajo y he tenido comunicación con los sinodales asignados para la revisión de la tesis, por lo que no hay impedimento alguno para fijar la fecha de examen de titulación.

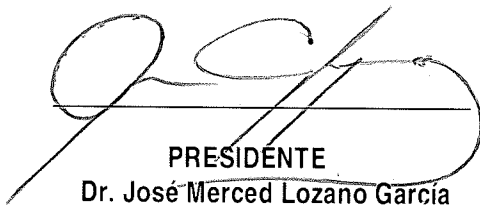
ATENTAMENTE



DIRECTOR DE TESIS
SECRETARIO
Dr. Juan Gabriel Aviña Cervantes



DIRECTOR DE TESIS
Dr. Juan Gabriel Aviña Cervantes



PRESIDENTE
Dr. José Merced Lozano García



VOCAL
Dr. Juan J. Rosales García



UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO

CAMPUS IRAPUATO-SALAMANCA

DIVISIÓN DE INGENIERÍAS

“Diseño de un controlador para una micro-red como fuente de suministro de energía al sector industrial”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
(Opción: Instrumentación y Sistemas Digitales)

PRESENTA:

Ing. Gerardo Humberto Valencia Rivera

DIRECTORES:

Dr. Juan Gabriel Aviña Cervantes

M.I. Luis Ramón Merchan Villalba

Dedicatoria

Dedico este trabajo de tesis a mis padres, **Luz Marina Rivera Moreno** y **Luis Francisco Duarte Sarmiento** por su gran esfuerzo y constante apoyo en mi formación académica y personal.

A mi esposa Paula Nathalia Correal Torres, por creer que puedo realizar todos mis sueños si me esfuerzo al máximo.

A mi suegra María Cristina Torres Gil, por hacer las funciones de madre en los momentos difíciles.

A Dios y a México por brindarme la oportunidad de seguir creciendo como profesional.

Agradecimientos

Quiero agradecer el Dr. Juan Gabriel Aviña Cervantes por todas sus enseñanzas, las cuales fueron indispensables para el desarrollo de esta tesis.

Agradezco al M.I. Luis Ramón Merchán Villalba por su dedicación y valiosa ayuda en el desarrollo de este trabajo de investigación.

Al Dr. Víctor Ayala Ramírez, director de la División de Ingenierías Campus Irapuato Salamanca (DICIS) por la gestión de los recursos económicos brindados durante el periodo Mayo-Agosto del 2017, para continuar con mis estudios de maestría.

A los sinodales, Dr. José Merced Lozano García y Dr. J. Juan Rosales García por el tiempo dedicado a la revisión de esta tesis de grado.

Agradecimientos Institucionales

Agradezco a la Universidad de Guanajuato, en especial a la División de Ingenierías Campus Irapuato Salamanca (DICIS) por la oportunidad de cursar mi maestría en tan honorable casa de estudios. A los profesores por su ardua labor en el proceso de mi formación como Maestro en Ingeniería.



Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca otorgada en la convocatoria 291236 “Convocatoria de Becas Nacionales 2017 Segundo Periodo”, con número de becario 863547, por el apoyo brindado en la elaboración de este trabajo de investigación.



A la Dirección de Apoyo a la Investigación y al Posgrado (DAIP) por los recursos dados en el inicio de esta maestría en el periodo Mayo-Agosto del 2017.



Resumen

La investigación y desarrollo sobre micro-redes presenta un constante avance debido a la creciente demanda energética actual. Por ello, la comunidad científica busca generar energía con métodos que no impacten negativamente nuestro entorno.

Este estudio tiene la finalidad de simular y evaluar el rendimiento de un modelo de micro-red (MR) desde su fuente de energía, la etapa de filtrado, el controlador, hasta el punto de acoplamiento entre la MR y la red de servicios.

Como punto crucial se tiene el diseñar una técnica de control óptima que garantice el flujo de energía desde la MR hacia la red eléctrica. Adicionalmente, se tiene un sistema de compensación por medio del consumo o inyección de potencia reactiva, en caso de desbalances de tensión en el punto de acoplamiento entre la MR y la red de servicios.

Por otro lado, se utiliza la función de costo basada en espacio de estados propia de la técnica LQR (Linear Quadratic Regulator), teniendo en cuenta el balance entre el rendimiento y esfuerzo del actuador, minimizando el gasto de energía de la MR durante su funcionamiento y a su vez mejorando el desempeño del controlador.

Por último, se presenta la validación de los resultados comparando las señales de corriente inyectadas en el punto de acoplamiento, frente a los índices de calidad energética que establecen las normativas que regulan el uso de MRs. Esto tiene por objetivo verificar si el controlador diseñado tiene mejores características operativas que los encontrados en la literatura.

Abstract

The research and development of microgrids present a constant expansion due to the current increase in energy demand. Hence, the scientific community seeks to generate energy with methods that do not impact negatively our environment.

This study aims to simulate and evaluate the performance of a microgrid (MG) model from its power source, filtering stage, controller, unto the PCC (Point of common coupling) between the microgrid and the utility grid.

As a crucial point, an optimal control technique has to be designed to guarantee the energy flow from the MG until the electrical grid. In addition, it has a compensation system by means of consumption or injection of reactive power, in case of voltage unbalances at PCC.

On the other hand, a cost function is utilized based on state-space own of the LQR (Linear Quadratic Regulator) technique, for having a balance between the performance and actuator effort, which minimizes the MG energy in grid-tied mode, and in turn, enhances the controller performance.

Finally, the validation of the results is presented to compare the injected current signals at PCC, face to established quality energy indexes in the normatives that regulates the MGs. This aims to verify if the designed controller has better characteristics than the methods found in the literature.

Índice de figuras

2.1. Estructura de una Microred	8
2.2. Esquema del Convertidor Trifásico de Dos Niveles	13
2.3. Esquema de modulación PWM	14
2.4. Esquema del Convertidor Monofásico de Tres Niveles	15
2.5. Configuración monofásica del filtro RL	17
2.6. Configuración monofásica del filtro LCL	17
2.7. Estructura convencional del SFR-PLL	19
3.1. Estructura del Control Jerárquico	23
3.2. Representación del inversor <i>grid-forming</i> conectado a la red de servicios	24
3.3. Representación del inversor <i>grid-feeding</i> conectado a la red de servicios	24
3.4. Representación del inversor <i>grid-supporting</i> conectado a la red de servicios basado en fuente de tensión	25
3.5. Representación del inversor <i>grid-supporting</i> conectado a la red de servicios basado en fuentes de corriente	25
3.6. Estructura de la teoría de control PQ	27
3.7. Intercambio de energía de un sistema trifásico de cuatro hilos	28
3.8. Curvas de frecuencia y voltaje en la técnica <i>droop control</i>	30
3.9. Diagrama de bloques del Droop Control convencional	31
4.1. Perturbación de la señal de voltage con <i>Sag</i> 0.8 [pu]	38
4.2. Perturbación de la señal de voltage con <i>Swell</i> 1.2 [pu]	39
4.3. Onda fundamental con tercer armónico	40
4.4. Onda distorsionada con tercer armónico	40
4.5. Señal de voltaje con 5% de desbalance	41
5.1. Convertidor conectado a la red eléctrica a través del filtro	44
5.2. Representación en espacio de estados	45
5.3. Diagrama de Bode filtro LCL	46

5.4. Sistema dq y trifásico	47
5.5. Realimentación de estados	51
5.6. Realimentación de estados con controlador PI	54
5.7. Precompensación de la realimentación de estados	57
5.8. Respuesta al escalón del sistema con LQR	58
6.1. Función de transferencia de la MR con polos dominantes	60
6.2. Estructura de la Micro-red	60
6.3. Controlador PI LQR	61
6.4. Control PI de corriente en dq	62
6.5. Control PI de corriente en el dominio trifásico	63
6.6. Control óptimo de corriente en el dominio dq	63
6.7. Control óptimo de corriente en el dominio trifásico	64
6.8. Control PI de potencia activa	65
6.9. Control LQR de potencia activa	65
6.10. Prueba con referencia automática control LQR de un Swell de 1.20 [pu]	66
6.11. Pruebas de desempeño con diferentes referencias de la componente q para mitigar un Swell de 1.20 [pu]	67
6.12. Potencia reactiva consumida por la MR para mitigación de Swell de 1.20 [pu]	67
6.13. Prueba con referencia automática control LQR de un Sag de 0.90 [pu]	68
6.14. Pruebas de desempeño con diferentes referencias de la componente q para mitigar un Sag de 0.90 [pu]	68
6.15. Potencia reactiva entregada por la MR para mitigación de Sag de 0.90 -pu-	69
6.16. Respuesta del controlador ante una carga trifásica balanceada en dq	70
6.17. Respuesta del controlador ante una carga trifásica balanceada en abc con $R_1 = 20$ Ohms, $R_2 = 20$ Ohms, $R_3 = 20$ Ohms	70
6.18. Respuesta del controlador ante una carga trifásica desbalanceada en abc con $R_1 =$ 20 Ohms, $R_2 = 10$ Ohms, $R_3 = 20$ Ohms	71
6.19. Respuesta del controlador ante una carga resistiva trifásica desbalanceada en abc con $R_1 = 20$ Ohms, $R_2 = 10$ Ohms, $R_3 = 5$ Ohms	71
6.20. Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa en dq	72
6.21. Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa de 1% en abc	73
6.22. Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa de 2% en abc	73
6.23. Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa de 3% en abc	74
6.24. THD de la señal de corriente del inversor sin filtro	75
6.25. THD de la señal de corriente del inversor con filtro	75

6.26. THD de la señal de corriente del inversor con filtro antes un Sag de 1.20 [pu] . . .	76
6.27. THD de la señal de corriente del inversor con filtro antes un Swell de 0.90 [pu] . .	76
6.28. THD de la señal de corriente del inversor con filtro antes un desbalance de carga . .	77
6.29. THD de la señal de corriente del inversor con filtro ante presencia de secuencia negativa	77

Índice de tablas

2.1. Fuentes de Generación Distribuida	9
2.2. Propiedades de los Transistores de Potencia	13
4.1. Niveles de falla Sag, norma <i>SEMI F47-0706</i>	37
5.1. Parámetros para el cálculo del polinomio característico	55
6.1. Parámetros de la MR	59
6.2. Estandar IEEE 1547 para el porcentaje de THD en cada componente armónica	74

Índice general

Dedicatoria	I
Agradecimientos	III
Agradecimientos Institucionales	V
Resumen	IX
Abstract	XI
Índice de figuras	XV
Índice de tablas	XVII
1. Generalidades	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivo General	4
1.2.1. Objetivos específicos	4
1.3. Justificación	5
1.4. Estructura del trabajo	6
2. Panorama sobre Micro-redes	7
2.1. Componentes de una MR	8
2.1.1. Recursos Energéticos Distribuidos (DERs)	8
2.2. Inversores o Convertidores	11
2.3. Filtros Pasivos	15
2.3.1. Cargas	18
2.3.2. Sincronización de la MR con la red de servicios	19

3. Control Jerárquico	21
3.1. Control Primario	22
3.2. Control Secundario	22
3.3. Control Terciario	22
3.4. Clasificación de los inversores de acuerdo con la técnica de control	22
3.5. Estrategias de control en Micro-redes	25
3.5.1. Teoría PQ	25
3.5.2. Droop Control	29
3.6. Control maestro/esclavo	32
4. Calidad de Energía	35
4.1. Perturbaciones en la red eléctrica y métodos de mitigación	36
4.1.1. Sags y Swells	37
4.1.2. Distorsión armónica	38
4.1.3. Tensiones desbalanceadas	39
5. Modelado de la Micro-red	43
5.1. Modelo matemático de la fuente y el filtro en el marco de referencia monofásico	43
5.2. La Transformada Park	46
5.3. Modelo trifásico de la MR y desacoplo del sistema	48
5.4. Realimentación de estados	51
5.4.1. Consideraciones	52
5.5. Diseño del controlador utilizando la realimentación de estados	53
5.6. Optimización del control por medio de LQR (Linear Quadratic Regulator)	55
6. Resultados	59
6.1. Parametrización de las simulaciones	59
6.2. Técnicas de control utilizadas en la simulaciones	62
6.3. Sags y Swells en la red de servicios	65
6.4. Carga desbalanceada	69
6.5. Secuencia negativa	72
6.6. Armónicos	74
7. Conclusiones Generales y Perspectivas	79
7.1. Conclusiones	79
7.2. Trabajos Futuros	80

Capítulo 1

Generalidades

1.1. Introducción

En la actualidad, los combustibles fósiles son el principal productor de energía a nivel mundial, pero el uso masivo de esta fuente primaria ha ocasionado un aumento en la temperatura promedio del planeta [[Hirsch et al., 2018](#)]. Por esta razón, surge la necesidad de replantearse sobre el método de producción energética tradicional a corto y largo plazo. El propósito es desvincular paulatinamente el uso de combustibles fósiles del 70% a un 20% como meta para el 2050. Asimismo, se busca una mejor administración de los recursos que el ser humano dispone, ya sean renovable o no. Dentro de la categoría de los renovables se encuentran las celdas fotovoltaicas, turbinas de viento, entre otros. Por otra parte, en los recursos no renovables se ubican, por ejemplo, las micro-turbinas, los motores de combustión interna, las celdas de combustibles. Fenómenos como los grandes cambios en la tecnología en el área de producción energética, incentivos económicos y ambientales, y la aparición de pequeños sistemas de generación, han abierto nuevas oportunidades en el campo de investigación sobre los recursos energéticos distribuidos (DERs). Los DERs aparecen como una solución alterna para enfrentar la demanda de energía actual de manera eficiente, con énfasis en la confiabilidad y calidad energética [[Banerji et al., 2013](#)]. Se debe hacer una modificación en la red de generación y distribución actual, sustituyendo los sistemas convencionales de producción de energía por fuentes renovables.

Arduas investigaciones en el área de generación energética, el aumento en la capacidad de almacenamiento y la constante evolución de la electrónica de potencia, han generado material suficiente para alcanzar la siguiente etapa evolutiva de la red eléctrica, donde aparece el concepto de **micro-red (MR)**. La MR es definida por el departamento de energía de Estados Unidos (DOE) [[DOE, 2012](#)], como un grupo interconectado de cargas y DERs con límites eléctricos claramente definidos, que actúan como una sola entidad controlable con respecto a la red. Además, se

puede conectar y desconectar de la red para operar en modo conectado a la red o en modo isla. Para propósitos de esta investigación la topología de MR utilizada va a funcionar en modo conectado a la red bajo diferentes casos de estudios detallados en secciones posteriores, por lo que el modo isla no es considerado. Los principales componentes de la MR empleada en este trabajo son: una fuente de energía renovable (Celdas Fotovoltaicas o Turbinas de Viento), conectada en paralelo con otras unidades de generación para obtener una referencia de potencia real que suministrar la MR a la red eléctrica. Esta fuente es conectada a un inversor trifásico modulado por una señal PWM (Pulse Width modulation), ya que su función es transformar la energía CC (Corriente Continua) en CA (Corriente Alterna), de manera que en la entrada de este inversor se encuentra conectada la fuente renovable (DER) en el marco de referencia CC. La modulación del PWM controla la magnitud y frecuencia de la señal de voltaje en la salida del convertidor. Esta modulación es controlada por los interruptores del inversor. Debido a que la frecuencia de conmutación de los interruptores del inversor es muy alta, se generan armónicos de alta frecuencia que puede afectar el índice de calidad de energía de la señal de potencia real que se requiere entregar. Por esta razón se debe conectar una topología de filtro pasivo en la salida del inversor dependiendo del tipo de señal a controlar (Corriente o Tensión), con el fin de mitigar estos armónicos producidos por el convertidor [Raju et al., 2013]. Es importante aclarar que los filtros pasivos son más fáciles de implementar que los activos, puesto que los filtros activos son diseñados para aplicaciones muy específicas, como por ejemplo la mitigación de armónicos [Mohd. Zin et al., 2013], lo cual añadiría un mayor nivel de costo a los objetivos de este trabajo. Posteriormente el filtro es conectado por medio de un SDS (Static Disconnect Switch) que estará cerrado para hacer de enlace entre la MR y el circuito secundario de la red de distribución. Es necesario mencionar que entre el nivel secundario de la red de distribución y la MR se conectan una cargas resistivas (Balanceadas o Desbalanceadas) para evaluar el desempeño del controlador diseñado frente a estos casos de estudio. Dicho controlador es el encargado de modular la señal de PWM que llega al convertidor y de esta manera se entrega el nivel de energía requerido por los usuarios. Por otro lado, el control propuesto para el convertidor cuenta con la capacidad de regular el nivel de tensión en el punto de acoplamiento entre la MR y la red eléctrica, variando el factor de potencia de la DER con el objeto de inyectar o consumir potencia reactiva según el nivel de tensión que se desea compensar.

Para el diseño del controlador existen diferentes configuraciones de controladores, como el PID (Proporcional Integral Derivativo), PI (Proporcional Integral), PD (Proporcional Derivativo), PR (Proporcional Resonante) que tienen diferentes funcionalidades y efectos sobre la respuesta del sistema. El controlador PID es un mecanismo de control que calcula el error entre el valor medido por un sensor o un estimador de estados y el valor deseado o set point [Chauhan et al., 2015].

El valor de la ganancia proporcional depende del error actual, el valor integral de los errores pasados y el derivativo predice el valor de los errores futuros. La suma de estas tres acciones se

utiliza para ajustar la acción de control, como por ejemplo, la señal de control para un inversor, la posición de una válvula o la potencia suministrada a un calentador. Cuando no se tiene certeza del proceso a controlar, se ha considerado que el PID es la opción más viable. El rendimiento del controlador se puede medir en términos de la respuesta del mismo ante un error, el grado o overshoot (sobrepico) que sobrepasa el punto de ajuste, y el nivel de oscilación de la respuesta. Es importante mencionar que este controlador no garantiza el control óptimo del proceso o estabilidad del sistema. El control PI es la solución más adecuada, si el objetivo es que el error en estado estable sea cero [Maneesh, 2015], ya que la ganancia derivativa es muy sensible al ruido, y la ausencia de la acción integral genera que no se alcance el valor deseado en la acción de control.

El control proporcional resonante PR tiene como función principal eliminar el error en estado estable para referencias que están cambiando constantemente, por ejemplo, entradas sinusoidales o cuadradas. Con lo anteriormente mencionado, se tiene un factor crítico en inversores conectados a la red de servicios, porque el más mínimo error en estado estacionario implica inyección de reactivos a la red y baja calidad de energía eléctrica. Considerando el concepto del controlador PI, de eliminación del error en estado estable para señales de naturaleza DC con frecuencia de 0 Hertz, y aplicando un desplazamiento en el dominio de la frecuencia de este controlador, se consigue una forma de extender su capacidad para seguir referencias sinusoidales. De esta manera se puede obtener un controlador en el marco de referencia de Laplace capaz de eliminar el error para señales con frecuencia ω_0 . Esta técnica de control presenta sensibilidad al ruido, por lo que representa una desventaja o una dependencia de la etapa de filtrado de una MR, entonces se extiende para aplicaciones donde se desee eliminar armónicos, sintonizándose con las frecuencias a mitigar, como se estudia en [Teodorescu et al., 2006, Shen et al., 2010].

En la literatura existen varias aplicaciones relacionadas con el diseño del controlador de una MR como en [Shi et al., 2016], el cual propone 2 técnicas de control PI dependiendo del modo de operación de la MR (modo conectado a la red o modo isla), de las cuales no se demuestra una ventaja representativa del desempeño del controlador frente a disturbios presentados en la red eléctrica cuando la MR opera en modo conectado a la red. En [Lotfollahzade et al., 2013] se analiza el comportamiento de una MR cuando se conecta en el punto de acoplamiento una carga desbalanceada y no lineal bajo una técnica de control óptimo LQR (Linear Quadratic Regulator) y PSO (Particle Swarm Optimization) para sintonizar el controlador PID, sin exhibir resultados claros sobre como afectan los niveles de contaminación armónica al funcionamiento de la MR, además de no considerar los índices de calidad de energía en estos casos de estudio. En trabajos como [Savaghebi et al., 2012], se diseñan esquemas de control jerárquico para mejorar la calidad de energía en el bus conectado a las cargas sensibles, estos esquemas se constituyen por 2 niveles. El control primario se encarga de la administración de los DERs. El secundario maneja los niveles de tensión en el bus de carga, enviando las señales de control al nivel primario, para compensar posibles desbalances

causados por estas cargas por medio de esquemas de control PI. Al emplear diferentes esquemas de control para distintos niveles de contaminación armónica, el sistema se hace dependiente del uso de varias ganancias para cada una de las perturbaciones, por lo tanto no hay un sistema de control unificado. En [F. Patarroyo-Montenegro et al., 2018], se presenta un control resonante teniendo en cuenta la optimización del mismo a través del LQR, poniendo a prueba este esquema de control en condiciones de cargas desbalanceadas y no lineales, sin establecer la sensibilidad ante las perturbaciones que tiene el uso de esta técnica de control. Por ello, se debe diseñar un técnica de control óptima y robusta que funcione correctamente ante cualquier perturbación de la red eléctrica.

Para el cumplimiento de los objetivos de este trabajo, se debe investigar cuál de las técnicas de control existentes se adapta perfectamente al convertidor trifásico como elemento principal de compensación y suministro de energía. Además se deben considerar acciones de control acotadas con respecto a la fuente de suministro, la minimización de la función de costo sujeta a la dinámica del sistema, la estabilidad en el suministro y el tiempo de respuesta del controlador.

1.2. Objetivo General

Diseñar una técnica de control óptima que regule el suministro de energía desde la MR hacia la red servicios, mediante una adecuada selección de los valores del filtro implementado y un convertidor trifásico eficiente.

1.2.1. Objetivos específicos

1. Seleccionar la topología del filtro y convertidor más adecuada mediante una herramienta de análisis de circuitos de potencia, para que el suministro de energía cumpla con los requisitos de calidad energética.
2. Modelar matemáticamente cada uno de los componentes de la micro-red utilizando las variables de estado del sistema, con el fin de determinar la dinámica que describe el comportamiento de la red diseñada.
3. Diseñar una estrategia de control robusta teniendo en cuenta el modelado de la micro-red, que sea capaz de estabilizar y mitigar las posibles fallas que se presenten en la red de servicios.
4. Simular los resultados obtenidos con la finalidad de corroborar si los parámetros calculados están acordes a la normativa que regula el uso de las micro-redes.
5. Redactar y someter un artículo en una revista de JCR del área de estudio.

1.3. Justificación

Algunas investigaciones han reportado una creciente demanda energética a nivel mundial, lo que fomenta el uso desmesurado de combustibles fósiles como fuente principal de generación de energía. A partir de ello, se está generando un impacto negativo en nuestro medio ambiente, y en consecuencia, surge la necesidad de plantearse la forma de consumir energía de manera responsable con nuestro entorno [Banerji et al., 2013].

Una opción viable para solucionar esta problemática es el uso de MRs que utilicen DERs de carácter renovable (Celdas Fotovoltaicas o Turbinas de Viento), para generar un menor impacto al medio ambiente y proveyendo de energía a los usuarios que lo requieran. Es importante mencionar que la energía producida por la DER es transformada por el convertidor trifásico, el cual se encarga de inyectar la energía transformada a la red eléctrica. Es necesario conectar al convertidor un filtro pasivo que funciona de enlace entre la MR (DER, Sistema de Control, Inversor Trifásico y Filtro Pasivo) y la red, que a su vez elimina los armónicos que generan los interruptores del inversor [Kahlane et al., 2014].

Con esta premisa, se busca analizar, modelar y simular una configuración de MR que cumpla con los estándares de calidad de energía y requisitos de demanda energética por parte de los usuarios. En el diseño de este sistema se deben tener en cuenta posibles fallas que se presenten en la red eléctrica, ya que la MR debe ayudar a la respuesta de la red ante disturbios. En este trabajo de investigación se hace énfasis en el diseño de un controlador robusto, con la intención de que la MR pueda operar en modo conectado a la red sin tener que desconectarse (modo isla), ante la presencia de señales de tensión desbalanceadas o distorsiones armónicas en la red. Asimismo, el controlador debe responder adecuadamente ante los cambios de referencia de potencia reactiva, con el fin de mitigar perturbaciones como *sags* y *swells*.

En la literatura se han propuesto diversas técnicas de control para compensar posibles disturbios de la red eléctrica, pero algunos trabajos solo se enfocan en la mitigación de perturbaciones bajo el modo isla de la MR, sin hacer una mejora sustancial en el rendimiento del controlador en modo conectado a la red. Bajo los aspectos establecidos en esta sección, esta investigación busca diseñar un técnica de control óptima que regule adecuadamente el suministro de energía entregada por el inversor trifásico, de manera que la MR trabaje satisfactoriamente en modo conectado a la red ante la presencia de disturbios en la red de servicios. Para lograr el cumplimiento de los objetivos de este proyecto, se realizarán las respectivas simulaciones numéricas en MATLAB/Simulink de las cuales se pretende obtener ciertos resultados que validen las propuestas realizadas en este trabajo, los cuales serán comparados con los datos que se encuentran en las normativas que regulan el uso de MRs. Con la proyección de adaptar esta propuesta al comportamiento de un sistema real y generar trabajos futuros en el área, puesto que se busca hacer una contribución a la comunidad

científica y brindar soluciones reales, a los retos y demandas que día a día se producen en el sector energético.

1.4. Estructura del trabajo

Este trabajo de tesis se encuentra organizado en cinco capítulos, los cuales se describen a continuación:

Capítulo 1. En este capítulo se exponen las generalidades que involucra el concepto de Micro-red, los objetivos trazados para esta investigación y la justificación que permite desarrollar esta tesis.

Capítulo 2. En este capítulo se describe detalladamente cada uno de los componentes que conforman una Micro-red y su correspondiente esquema de sincronización con respecto a la red eléctrica.

Capítulo 3. En este capítulo se hace referencia a los esquemas de control jerárquico que se utilizan en Micro-redes y las diferentes teorías que permiten ajustar las referencias que deben seguir dichos controladores.

Capítulo 4. En este capítulo se exponen todos los conceptos relaciones con la calidad de energía, así como las diferentes perturbaciones de acuerdo con las normativas que regulan el uso de Micro-redes.

Capítulo 5. En este capítulo se hace referencia a todo el modelado matemático de la Micro-red, análisis monofásico para ver el efecto del filtro seleccionado, transformación del sistema del dominio estático al marco de referencia dinámico y comparación de los controladores diseñados para el control del flujo de potencia.

Capítulo 6. En este capítulo se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones, evidenciando que el comportamiento de la Micro-red se ajusta adecuadamente a los diferentes casos de estudio planteados en esta investigación, teniendo en cuenta las normativas vigentes.

Capítulo 7. Finalmente, se presentan las conclusiones y trabajos futuros productos de esta investigación.

Capítulo 2

Panorama sobre Micro-redes

Como se menciona en la sección anterior, una MR es un sistema que administra la generación de energía eléctrica de los DERs y permite el flujo de electricidad desde los proveedores hasta los consumidores. Cuenta con tecnología digital y se caracteriza por integrar fuentes de energía renovable, con el objetivo de ahorrar energía, reducir costos de consumo e incrementar el índice de confiabilidad.

Las estadísticas indican la existencia de una tendencia en aumento en el uso de micro-redes, por obtener un mayor índice de calidad energética, teniendo en cuenta los avances tecnológicos en la electrónica de potencia y los DERs [Blaabjerg et al., 2006]. Adicionalmente, se dispone de una nueva generación interesada en el consumo energético responsable. Es importante mencionar que la MR es un concepto que envuelve el uso de los DERs, los cuales son ubicados cerca de los consumidores, siendo semejante a una versión a escala del sistema eléctrico centralizado actual. Al igual que en la red de servicios, la MR también regula el flujo de potencia hacia los consumidores pero localmente.

Los principales componentes de una MR son las cargas, DERs, SDS (Static Disconnect Switch), protecciones, sistemas de monitoreo, sistemas de comunicación, sistema de control y automatización [Parhizi et al., 2015]. La Figura 2.1 representa una MR genérica de acuerdo con los componentes que la conforman. En esta imagen se puede observar la fuente de generación de energía (Paneles Solares), el MPPT (Maximum Power Point Tracker) que tiene como función regular el punto donde los paneles solares producen la mayor cantidad de energía eléctrica [Katiraei et al., 2008]. La energía producida es conectada a un inversor trifásico para transformar la energía generada por la DER de CC a CA, el cual se conecta a un filtro pasivo para mitigar armónicos de alta frecuencia producidos por los interruptores del convertidor. Se puede apreciar un esquema de control PI que ajusta la señal de tensión o corriente inyectada por el elemento pasivo que comunica la MR con la red eléctrica, además de modular la señal PWM del inversor. Finalmente, el consumidor es representado como una carga conectada entre la MR y la red de servicios beneficiándose de la

energía eléctrica producida por estos sistemas eléctricos.

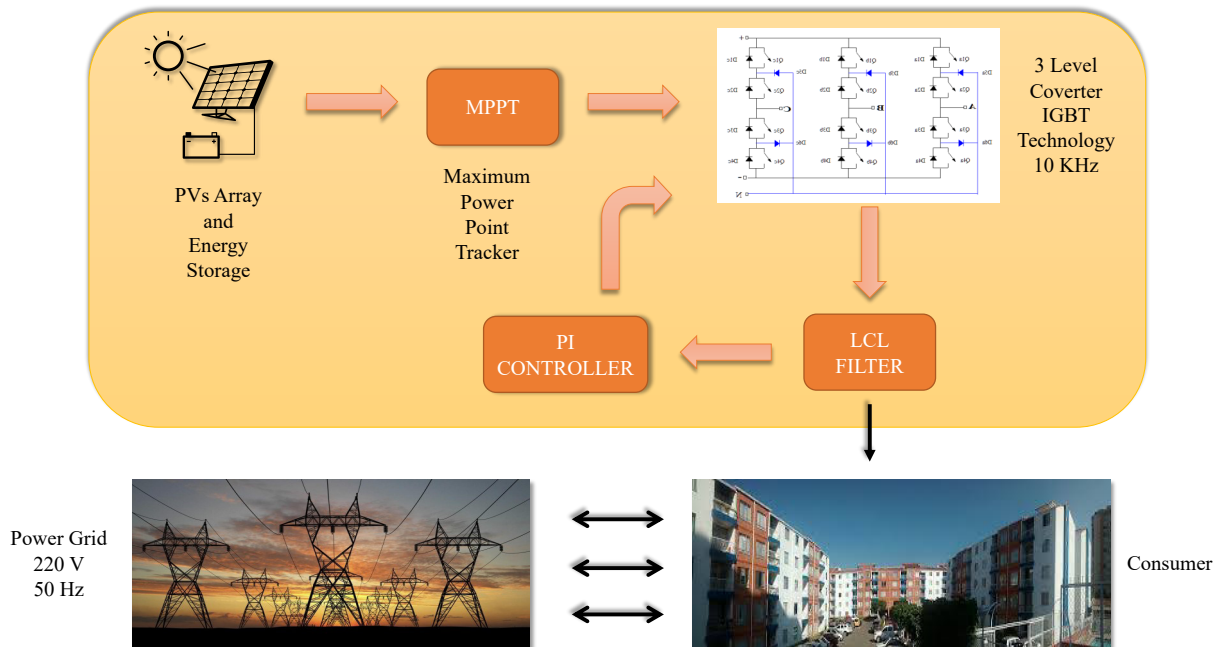


Figura 2.1: Estructura de una Microred

2.1. Componentes de una MR

2.1.1. Recursos Energéticos Distribuidos (DERs)

Los recursos energéticos distribuidos (DERs) son dispositivos que tienen la capacidad de generar y almacenar energía, conectados principalmente a la red de media y baja tensión (Sistema de Distribución) [EREN, 2002]. Dentro de los DERs podemos encontrar sistemas con capacidad de generación hasta de 10 MW de potencia, dependiendo de la demanda energética (Residencial, Comercial o Industrial). En la categoría de tecnologías DER se incluye:

- **Generación Distribuida** Dentro de esta categoría se encuentran las unidades de cogeneración (Microturbinas o Centrales de Biogas) y las energías renovables (Turbinas Eólicas y Centrales Fotovoltaicas).
- **Almacenamiento de Energía** Aquí se incluye baterías, volantes de inercia, celdas de combustible y vehículos eléctricos.

Generación Distribuida

La generación distribuida (GD) consta de diferentes clases de equipos con capacidad de generación a pequeña escala menores a 10 MW [Katiraei et al., 2008]. La idea principal es instalar un gran número de fuentes de GD en toda la red eléctrica, de manera que se pueda satisfacer la demandan energética local. Con esto se busca reducir el estrés en el sistema de transmisión, prologando la vida útil de la red y mejorando la continuidad del suministro en caso de presentarse una falla, además de mejorar la calidad de la energía. En la Tabla 2.1 se puede observar diferentes fuentes de energía que pertenecen a la GD clasificándose en generación convencional y no convencional [Ackermann et al., 2001].

Tabla 2.1: Fuentes de Generación Distribuida

Recursos	Ventajas	Desventajas
Motores Diesel (1 - 125 MW) Convencional	Despachable Inicio rápido Seguimiento de Carga	Dióxido de nitrógeno y emisiones de partículas Emisiones de gases de efecto invernadero Generación de Ruido
Micro-turbinas (35 KW - 1 MW) Convencional	Despachable Múltiples opciones de combustible Bajas emisiones Simplicidad mecánica	Emisiones de gases de efecto invernadero
Celdas de combustible (200 KW - 2 MW)	Despachable Cero contaminación en su sitio Alta eficiencia	Relativamente costoso Tiempo de vida limitado
Arreglos fotovoltaicos (20 W - 100 KW) No Convencional	Cero costo de combustible Cero emisiones	No despachable sin almacenamiento

Por otro lado, la GD puede clasificarse de acuerdo con la función de control que realiza sobre el flujo de potencia, mencionado lo anterior se clasifican en:

- Despachable (No renovables)** Las unidades despachables son todas la fuentes de energía primaria controlables, como motores diesel, celdas de combustible, entre otros. Estas unidades son manipuladas por el controlador de la MR y están sujetas a restricciones técnicas dependiendo del tipo de unidad, capacidad límite, tiempo mínimo de encendido y apagado y emisiones al medio ambiente.

- **No despachable (Renovables)** Las unidades no despachables son fuentes de energía variables como la celdas fotovoltaicas, turbinas de viento, entre otros. Estas unidades no pueden ser operadas por el controlador de la MR, ya que la fuente de entrada es incontrolable y produce una salida de energía volátil e intermitente.

El uso de la GD juega un rol importante en el mejoramiento del índice de calidad de energía en el lado del suministro, disminución de pérdidas eléctricas, entre otros, considerando los objetivos de eficiencia energética [P. Padhi and Nimje, 2012]. Los principales promotores del aprovechamiento de la GD en la planificación y operación de los sistema de suministro de energía eléctrica, se dividen en tres categorías:

- **Aspectos Regulatorios** La sociedad ha reconocido que se debe cambiar el estado de producción energética a partir de combustibles fósiles como recursos energéticos primarios, donde los marcos regulatorios enfrentan desafíos de energía sustentable y sostenible. Es allí donde la GD aparece como la opción más viable en aspectos como: tecnologías flexibles y cercanas al consumidor, diversas tecnologías como fuentes primarias, reducción de costos a causa de interrupciones de energía.
- **Aspectos Comerciales** Los mercados competitivos han estimulado la inversión en GD conectada en baja y media tensión. Algunas investigaciones han demostrado que los Feed in Tariff (FIT) han logrado impulsar la instalación de GD obteniendo importantes beneficios sociales, ambientales y económicos debido a la flexibilidad para adaptarse a los inminentes cambios tecnológicos y mercantiles [Mendonça, 2009].
- **Aspectos Ambientales** Los cambios en las políticas internaciones en los mercados eléctricos competitivos y las restricciones ambientales, han dificultado la construcciones de nuevas instalaciones de generación y transmisión de electricidad. Así pues, están obligando al sistema de suministro a operar a niveles cercanos del consumidor. Por esta razón, la GD tiene varios atractivos gracias a sus ventajas en eficiencia energética, bajo costo de inversión y la capacidad de producción energética por medio de la explotación de fuentes no convencionales, minimizando la emisión de gases de efecto invernadero.

Almacenamiento de Energía

Los sistemas de almacenamiento de energía (SAE) proporcionan un mejoramiento en la eficiencia de los sistemas eléctricos cuando hay desbalances entre el suministro y la demanda, además de ser un elemento clave para incrementar la estabilidad y calidad de las redes de eléctricas [Amiryar and Pullen, 2017]. Este proceso involucra la conversión y almacenamiento de energía eléctrica de

una fuente disponible (Despachable y No Despachable) en otra forma de energía cuando sea necesario. Los SAE proveen de energía cuando la demanda lo requiera y en caso de que la generación exceda dicha demanda, este exceso de energía es almacenado. Las ventajas que representan el uso de los SAE se ven reflejadas cuando las fuentes de energía son intermitentes, baja demanda de energía o bajo costo de generación. A continuación se describen algunos dispositivos usados para el almacenamiento de energía que son implementado en MRs:

- **Volante de Inercia** Un volante de inercia almacena energía por medio del principio de masa giratoria. Este dispositivo de almacenamiento mecánico que emula el comportamiento de un dispositivo que almacena energía eléctrica, guardando esta energía en forma de energía cinética rotacional. El volante acelera a medida que almacena energía y desacelera cuando entrega la energía acumulada. Por otro lado, el volante de inercia es impulsado por un motor-generador que hace el intercambio entre energía mecánica a energía eléctrica o viceversa [Parfomak, 2012].
- **Celdas de Combustible** Un pila de combustible es un dispositivo que utiliza como fuente de generación un combustible y un oxidante para crear electricidad a través de un proceso electroquímico. El combustible empleado por estos dispositivos son el diesel o metanol, mientras que los oxidantes utilizados son el cloro, dióxido de cloro y el aire. Las celdas de combustible puede alimentar todo tipo de dispositivo que se alimente de baterías. A diferencia de una batería corriente que tiene un tiempo de vida útil definido, una celda de combustible continua su proceso de de producción energética mientras se le suministre combustible y oxidante [Geographic, 2019].
- **Vehículos Eléctricos** Los vehículos eléctricos han recibido apoyo, inversión y atención por parte de los gobiernos para un desarrollo tecnológico sustentable bajo condiciones reales, aunque los niveles de aceptación están por debajo de lo esperado. Esto se debe a diversos inconvenientes como el costo, la confiabilidad y disponibilidad de uso. Una de las ventajas que ofrecen los autos eléctricos son la eliminación de emisiones de gases invernadero, mejorando la calidad del aire en ciudades congestionadas [Knowles, 2013].

2.2. Inversores o Convertidores

Los inversores o convertidores son dispositivos capaces de transformar la energía de CA a CC o viceversa. Dependiendo de su topología y calidad en sus componentes, se puede determinar aspectos como eficiencia y desempeño del mismo; lo cual se verá reflejado en la confiabilidad

y calidad energética que proporcionará la MR. Según [Green and Prodanović, 2007], se listan algunas características de los inversores, como por ejemplo:

- Trabajan como fuentes ideales de voltaje, aunque existen configuraciones operando como fuentes de corrientes, con control de magnitud y fase casi instantáneos.
- En la salida de estos dispositivos se puede obtener una señal de voltaje sinusoidal con señales de referencia y moduladores adecuadas. Además de regular las señales de corrientes para generar formas de onda arbitrarias. Los armónicos de baja frecuencia del inversor están bien controlados, sin embargo, la acción de conmutación produce armónicos de alta frecuencia que solo se mitigan por medio de un proceso de filtrado.
- El índice de presencia de corto circuito en inversores es alto, por lo tanto las protecciones deben estar diseñadas para limitar la corriente.
- La inyección de potencia real es dictaminada por la referencia del sistema de control y esta sujeta a la capacidad de suministro de la DER

Estos convertidores pueden estar compuestos de diferentes transistores de potencia. En esta categoría están los IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), BJT (*Bipolar Junction Transistor*), MOSFET (*Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor*), GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), entre otros. En la Tabla 2.2 se muestran las características de operación de cada una de las tecnologías mencionadas para componentes internos de inversores. Las señales de salidas del convertidor dependen de la estrategia de control, la DER conectada al inversor, la demanda de la carga y los escenarios de trabajo esperados. Los aspectos mencionado son los que determinan el comportamiento de la MR. Las leyes de control relacionadas con el despacho de potencia real se aplican directamente al inversor, otorgándole la responsabilidad del buen tratamiento a las variables que caracterizan al sistema, para que la MR opere adecuadamente y satisfaga la demanda de energía. En este trabajo de investigación se limitará al estudio de MRs basadas en inversores. A continuación se muestran las topologías de convertidores tradicionales, así como su funcionamiento y estrategias de conmutación asociadas.

Convertidor de Dos Niveles

El convertidor de dos niveles está conformado por N rama de conmutación, como se muestra en la Figura 2.2, siendo N el número de fases de tensión de salida CA del convertidor. Es posible obtener dos posibles niveles de tensión mediante la conmutación de los interruptores semiconductores ($S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$) en la salida del convertidor: $\frac{V_D}{2}$ o $-\frac{V_D}{2}$. En paralelo a los interruptores se conectan diodos *flyback* para que el sentido del flujo de corriente sea bidireccional. La estrategia

Tabla 2.2: Propiedades de los Transistores de Potencia

Tecnología	Manejo de Potencia	Velocidad de Conmutación
BJT	Media (< 1,2 kV) (< 700 A)	Media (1 - 25 kHz)
MOSFET	Baja (< 1 kV) (< 100 A)	Rápida (100 kHz - 1 MHz)
GTO	Alta (< 6 kV) (< 3000 A)	Lenta (< 500 Hz)
IGBT	Media (< 2 kV) (< 500 A)	Media (1 - 75 kHz)

de conmutación tiene la función de generar pulsos de disparo en los interruptores del convertidor, a fin de regular la tensión media de salida del inversor. Dentro de las técnicas de conmutación se encuentran la modulación PWM y la de vectores espaciales (Space Vector Modulation - SVM). En este trabajo de tesis solo se enfatiza en la técnica PWM por su simplicidad y contenido armónico reducido.

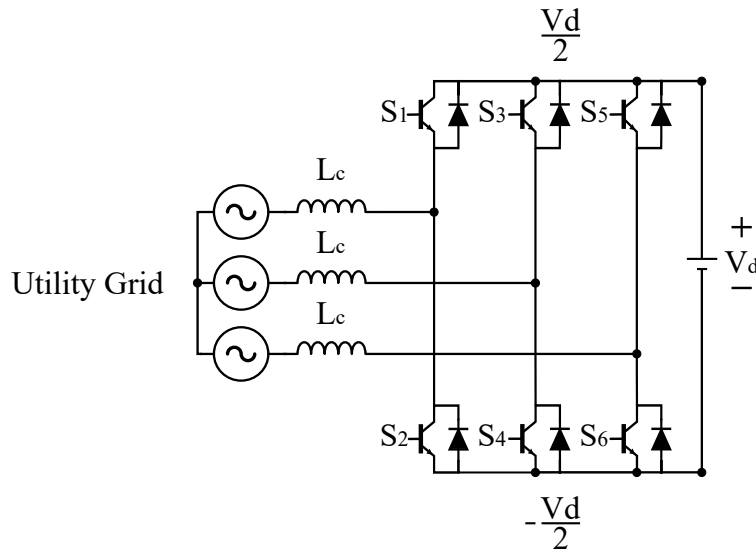


Figura 2.2: Esquema del Convertidor Trifásico de Dos Niveles

Modulación PWM

La modulación PWM compara una señal de referencia o señal de control respecto de una señal triangular de alta frecuencia, con el objetivo de de generar la secuencia de disparo en los interruptores del convertidor [Mohan et al., 2003]. El comparador del PWM establece dos posibles estados:

- $V_{triangular} < V_{control}$: la salida del comparador es una señal lógica en alto, por tanto se cierra el interruptor S_1 , S_3 y S_5 . La tensión de salida del convertidor es $\frac{V_d}{2}$.

- $V_{triangular} > V_{control}$: la salida del comparador es una señal lógica en bajo, por tanto se cierra el interruptor S_2 , S_4 y S_6 . La tensión de salida del convertidor es $-\frac{V_D}{2}$.

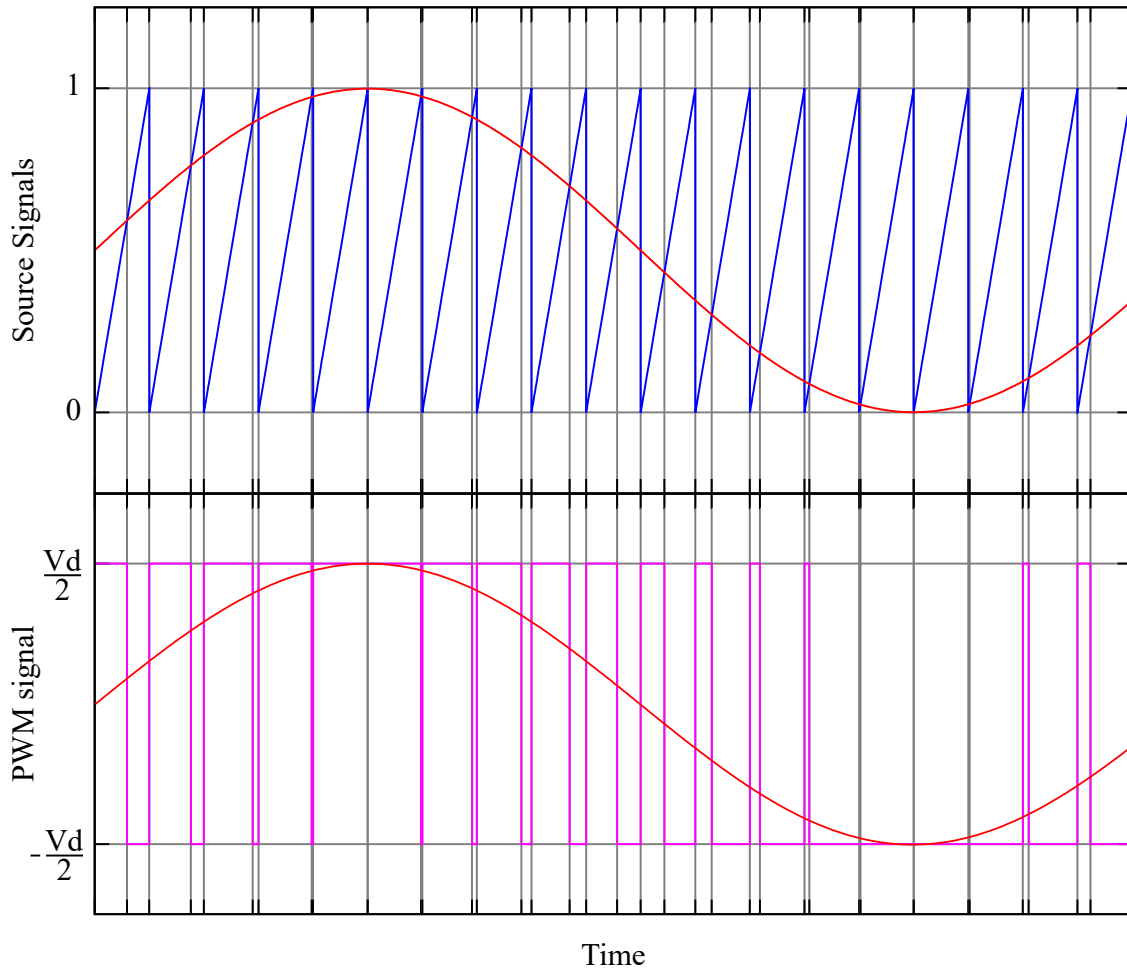


Figura 2.3: Esquema de modulación PWM

De la Figura 2.3, la línea roja representa la señal de control, la línea azul es la señal triangular de alta frecuencia, la línea magenta es la señal PWM que modula el convertidor producto de la comparación de las señales roja y azul.

Convertidor de Tres Niveles

En la topología de este convertidor, cada rama está compuesta por cuatro interruptores junto con sus diodos *flyback* en paralelo a cada interruptor. Asimismo, incorpora diodos de enclavamiento D_5 y D_6 conectados al punto neutro, los cuales permiten un tercer estado en la tensión de salida CA del convertidor, el estado neutro o cero. Este evento ocurre cuando los interruptores S_2 y S_3 están cerrados, conectado los diodos D_5 o D_6 al punto neutro de la salida del inversor en CA,

dependiendo del sentido de la corriente en ese nodo. Estos diodos tienen la características de rápida recuperación, además de soportar la corrientes nominal del convertidor. La tensión de salida del inversor puede tomar tres estados incorporando el estado neutro: $\frac{V_d}{2}$, 0 y $-\frac{V_d}{2}$.

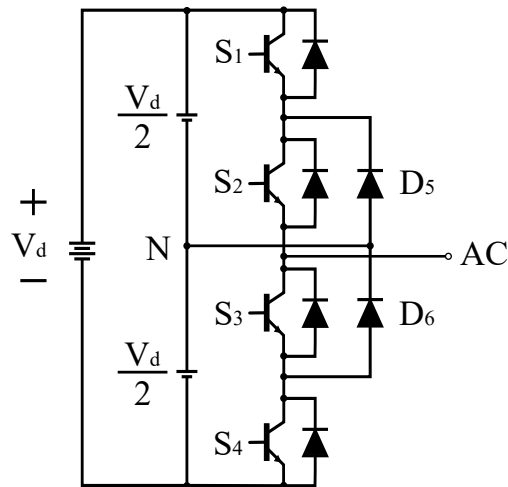


Figura 2.4: Esquema del Convertidor Monofásico de Tres Niveles

De la Figura 2.4, se puede analizar que el estado $\frac{V_d}{2}$ se obtiene cuando los interruptores S_1 y S_2 están cerrados, en contraste, el estado $-\frac{V_d}{2}$ se genera cerrando los interruptores S_3 y S_4 . Es importante mencionar que los interruptores trabajan de forma complementaria, es decir, si S_1 está cerrado S_3 se abre y viceversa.

En cuanto a la estrategia de modulación del convertidor de tres niveles, se puede aplicar el concepto de PWM mencionado para el convertidor de dos niveles, haciendo conmutar los interruptores y así controlar el valor de tensión en la salida del convertidor. Es necesario mencionar que la selección del convertidor más adecuado para la topología de MR implementada en este trabajo fue el inversor de tres niveles, puesto que tiene ciertas ventajas que lo posicionan como el más apto para el propósito de esta investigación, como por ejemplo: menor contenido armónico generado, además los dispositivos semiconductores son sometidos a una menor tensión de modo que permite el manejo de mayores niveles de potencia, al administrar mayores niveles de tensión se pueden diseñar controladores más rápidos evitando que la señal de control en el inversor se sature [Mohan et al., 2003].

2.3. Filtros Pasivos

Un filtro pasivo es un tipo de filtro electrónico compuestos por elementos pasivos en serie o paralelo como: resistencias, inductores, capacitores. Estos filtros son empleados para dejar pasar las frecuencias que tenga información requerida, eliminando cualquier tipo de perturbación o ruido

ajeno a la frecuencias de interés. Existen diferentes técnicas de filtrado como los filtros activos, resultado de la combinación de amplificadores operacionales o transistores con componentes propias de los filtros pasivos. Este trabajo de tesis se centra en la selección de los valores y la topología más adecuada para mitigación de armónicos generados por el inversor seleccionado, de acuerdo con las aplicaciones de filtros pasivos en MRs encontradas en la literatura, dejando de lado cualquier indicio sobre filtros activos en MRs. Cuando un inversor se encuentra conectado a la red de servicios, genera un voltaje PWM en su salida lleno de armónicos, es decir su forma de onda nunca es sinusoidal sin la adición de un filtro pasivo [Banerjee, 1993]. Por esta razón, el filtro debe limitar la corriente que contiene armónicos para que la forma de onda de voltaje del inversor se parezca a una onda sinusoidal. De manera que estos filtros permiten alcanzar corrientes casi sinusoidales con una distorsión armónica total (THD) aceptable, ayudando a disminuir los efectos de interferencia electromagnética. Para lograr esto se debe hacer una correcta selección de los valores del filtro, porque si una inductancia es muy grande se traduce en un inductor muy pesado y costoso. Por otra parte, a mayor inductancia el rango de transferencia de potencia máxima se reduce degradando el factor de potencia, lo cual incrementa la componente reactiva de la corriente aumentando así las pérdidas del sistema. A continuación se mencionaran las topologías de filtros pasivos que sirve de acoplamiento entre la conexión de convertidores y el sistema eléctrico de potencia.

Filtro Inductivo

El convertidor de fuente de tensión (VSC) se define como una fuente de voltaje controlada externamente. Este dispositivo puede conectarse en paralelo a la red eléctrica por medio de una inductancia. Es importante mencionar que ningún convertidor puede conectarse directamente a la red por incompatibilidades de tensiones, producto de la técnica de modulación. Dicho inconveniente se puede solucionar incluyendo un inductor entre las tensiones del inversor y la red, de forma que se genere una intensidad que permita ajustar el diferencial de voltaje. Las tensiones escalonadas que produce el inversor fluyen por la impedancia en forma de intensidad de corriente eléctrica, haciendo que el valor de impedancia del inductor incrementa proporcionalmente con la frecuencia, actuando como filtro pasa bajas. Generalmente, el inductor tiene la función de acoplar el inversor con la red de servicios, convirtiendo al convertidor en una fuente de intensidad controlada por voltaje.

El circuito de la Figura 2.5 es el esquema del filtro RL cuya ecuación de primer primer grado viene representada como:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(v - Ri) \quad (2.1)$$

donde $v = u - V_s$. Para observar los efectos de filtrado de este circuito es necesario utilizar la

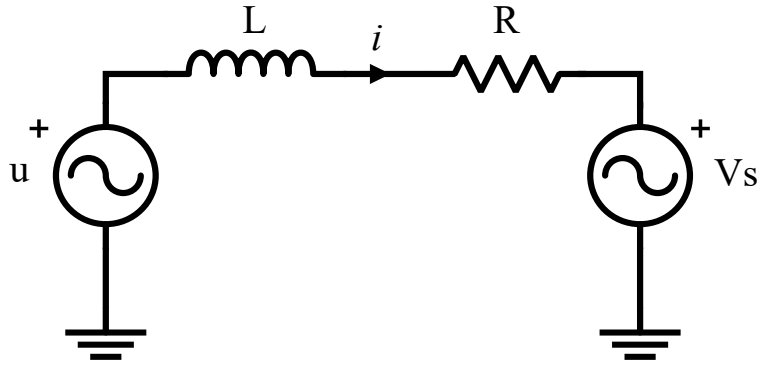


Figura 2.5: Configuración monofásica del filtro RL

transformada de Laplace para calcular la función de transferencia que describe la dinámica de este sistema 2.2. Una vez obtenida esta función se traza el diagrama de bode de la función y se observa como el filtro atenúa las frecuencias altas dejando pasar frecuencias de orden muy bajo.

$$G_{RL}(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (2.2)$$

Filtro LCL

Una solución alternativa para reducción de armónicos y evitar interferencias electromagnéticas (EMI) es el uso del filtro LCL. Este circuito intercala un condensador en paralelo entre los inductores, para obtener óptimos resultados de mitigación de armónicos y valores reducidos en cada una de las componentes de este filtro. Igualmente disminuye los costos, peso y tamaño para aplicaciones en convertidores con potencia nominal de cientos de kilovatios [Liserre et al., 2001].

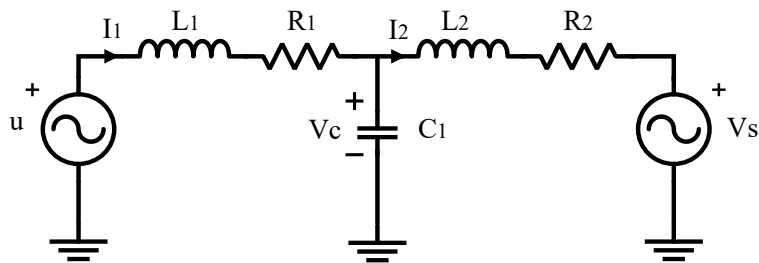


Figura 2.6: Configuración monofásica del filtro LCL

El circuito de la Figura 2.6 se describe mediante tres ecuaciones correspondientes a los tres estados del filtro, obteniendo así:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(v - R_1 i_1 - V_c) \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2}(V_c - R_2 i_2 - V_s) \quad (2.4)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C}(i_1 - i_2) \quad (2.5)$$

Con este filtro se busca regular la corriente i_2 del inductor del lado de la red, por medio de la entrada de tensión u (voltaje de entrada del inversor) representada como la acción de control del sistema. Los inductores tienen un factor de calidad entre los cien y mil. Considerando esto, los valores de la resistencia se pueden despreciar, obteniendo así la siguiente función de transferencia:

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{s(L_1 L_2 C s^2 + L_1 + L_2)} \quad (2.6)$$

Al contemplar una capacitancia dentro de un entorno inductivo aparece una frecuencia de resonancia en donde el filtro es un cortocircuito, definida como ω_{res} , resultando en la siguiente expresión:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{L_1 L_2}} \quad (2.7)$$

De la Eq. (2.6) se puede observar que agregar un condensador a esta topología de filtro implica tener un sistema con una dinámica determinada por un polo en el origen y un par de polos imaginarios, causando que el sistema sea críticamente estable. La principal ventaja de este filtro es que se puede alcanzar una calidad de filtrado armónico superior al caso inductivo, incluso si los valores equivalentes ($L = L_1 + L_2$) de las inductancias es inferior. Esto se deba a que la frecuencia de conmutación del convertidor es mayor que a frecuencia de resonancia. Por otro lado, las topologías de filtro L y LC en baja frecuencia son pesados y costosos [Yagnik and Solanki, 2017]. Por los motivos expuestos anteriormente, este trabajo de investigación se enfoca en la implementación de filtro LCL como herramienta de mitigación de armónicos producidos por el inversor.

2.3.1. Cargas

Las MRs están en la capacidad de suministrar de energía a cargas industriales, comerciales y residenciales, con el objeto de inyectar electricidad con la mayor calidad de energía y bajo costo [Driesen and Katiraei, 2008]. En casos especiales se opta por el modo conectado a la red bajo consideraciones especiales como altos precios de la energía, situaciones de emergencia o estrés del sistema eléctrico, entre otros [Kim et al., 2010]. Las cargas en MRs se clasifican en dos categorías:

fijas y flexibles (Ajustables y Receptivas respectivamente). Las cargas fijas no pueden alterarse y se deben satisfacer en condiciones normales de operación, en cambio las cargas flexibles, responden a las señales de control; estas cargas pueden modificarse en cargas reducibles o desplazables en respuesta a incentivos económicos [Parhizi et al., 2015]. En este caso de estudio, se suministrará energía a una carga trifásica resistiva balanceada y desbalanceada conectada en el punto de acoplamiento entre la MR y la red eléctrica, con el fin de evaluar el desempeño del controlador diseñado, además del valor de THD frente a valores establecidos en las normativas que regulan las MRs en modo conectado a la red.

2.3.2. Sincronización de la MR con la red de servicios

Los parámetros de sincronización para que una MR sea conectada adecuadamente a la red eléctrica son: amplitud, frecuencia y ángulo de fase. En modo conectado es necesario conocer previamente el voltaje CA de la red. Durante el transitorio cuando se conecta a la red, la tensión del inversor debe sincronizarse con el voltaje de la red. Por este motivo, el sistema de sincronización debe maniobrar de una manera estable y segura, variando lentamente la frecuencia del voltaje y el ángulo de fase para sincronizar el voltaje generado por el inversor hasta operar a la misma frecuencia que la red eléctrica. Uno de los sistemas más utilizados en esquemas de sincronización de microrredes es el PLL (Phase Loop Lock). El PLL asegura estabilidad entre la frecuencia, la señal de sincronización y la fase del voltaje de salida; del PLL se han derivado varios algoritmos para sincronizar inversores con la red como el SRF-PLL (Synchronous Reference Frame PLL). El SRF-PLL realiza un cambio de referencia del dominio trifásico al marco de referencia dinámico, a través de las transformadas Clarke ($\alpha\beta$) y Park (dq) [Bobrowska-Rafal et al., 2011]. En la Figura 2.7 se describe la relación salida-entrada del SFR-PLL, representándolo como una función de transferencia de un filtro pasa-banda de primer orden [Golestan and Guerrero, 2015].

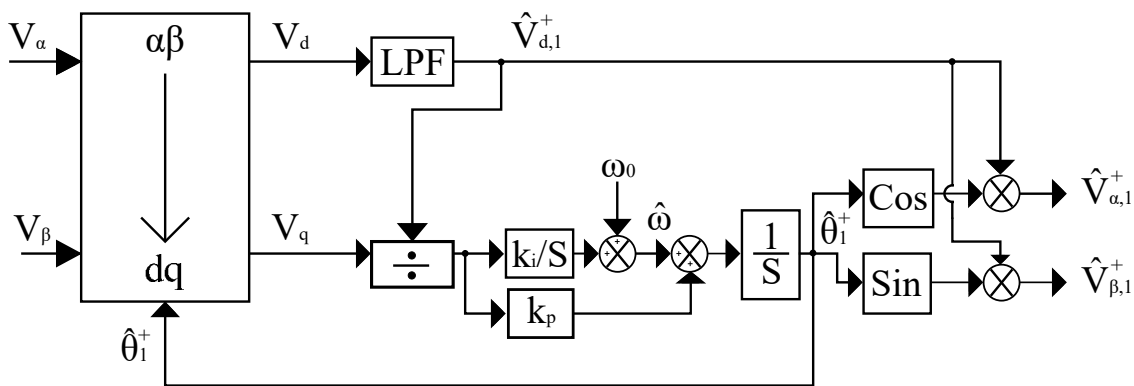


Figura 2.7: Estructura convencional del SFR-PLL

Capítulo 3

Control Jerárquico

Existen diferentes propuestas para el control en MRs, algunos basados en la implementación de sistemas de comunicación y otros en la ausencia de estos. Sin embargo, las MRs depende de una estructura jerárquica que por nivel se encarga de ejecutar una función específica, en la cual se considera tres niveles de control: primario, secundario y terciario [Guerrero et al., 2011]. Estos niveles de control están conformados por un sistema inteligente, integrado y multiagente; donde los controladores realizaran las tareas propuestas en cada nivel. El control jerárquico no solo se enfoca en satisfacer la demanda de energía dentro de sus valores nominales, también tiene dentro de sus objetivos procurar la calidad de energía a costos bajos, caracterizando a la MR como un sistema inteligente. Tal distinción se basa en las funciones que el control jerárquico lleva a cabo, como por ejemplo:

- Compensación del desbalance de voltaje para garantizar la calidad de energía.
- Autorepararse sin la intervención de la mano de obra humana.
- Introducción de las casas inteligentes.

Estas estrategias de control son aplicadas a la interfaz que comunica la GD con la red eléctrica (Convertidores Basados en Electrónica de Potencia conectados en Paralelo y Filtros Pasivos). Esta interconexión de elementos ocasiona corrientes que circulan a través del inversor, de tal manera que para eliminar dichas corrientes se han desarrollado diferentes técnicas de control basadas en el concepto *Droop*, que abarcan los tres niveles del control jerárquico. Este capítulo tiene la finalidad de explicar los niveles de control y su rol en el funcionamiento de una MR. La forma de entender cada nivel depende del punto de vista de análisis, por ejemplo, para [Han et al., 2016], estos niveles de control se clasifican según su velocidad de respuesta e infraestructura requerida. Mientras que otros autores, definen esta caracterización de acuerdo con los objetivos de control. La Figura 3.1

muestras como se organiza la estructura del control jerárquico. Por otra parte, el enfoque de esta investigación se centra en el control primario de una MR.

En el siguiente apartado se hace mención de los niveles que conforman la pirámide del control jerárquico.

3.1. Control Primario

En este nivel el control es aplicado a las unidades de GD emulando el comportamiento de las maquinas síncronas en la red eléctrica, utilizando inercias virtuales y controlando la impedancia de salida (Impedancias Virtuales), estabilizando las señales de frecuencia y voltaje. Asimismo, se cumple la tarea de satisfacer la demanda de las cargas conectadas al punto de acoplamiento y al mismo tiempo se minimizan los flujos de potencia activa y reactiva que van hacia la red.

3.2. Control Secundario

En este nivel se busca compensar las desviaciones de frecuencia y voltaje generadas por las impedancias virtuales del control primario, mejorando la calidad de energía.

3.3. Control Terciario

En este nivel se realizan tareas que involucran el despacho óptimo de potencia a todas las MRs. Mientras la MR opere en modo conectado a la red, en este nivel se desea eliminar todos los tipos de desbalances de potencia desde el punto de acoplamiento entre las MRs y la red ocasionados por el control secundario, resultando en una interacción idónea entre la red y los elementos conectados.

3.4. Clasificación de los inversores de acuerdo con la técnica de control

Cuando la MR se desconecta de la red pública para trabajar en modo isla u operan en modo conectado a la red, la integración de todas la posibles fuentes de generación de electricidad o generación distribuida (GD), se encargan del control de tensión, balance y suministro de potencia. En este aspecto los convertidores necesitan de diferentes estrategias de control, en razón del enlace que comparten la GD con la red mediante los convertidores de potencia. La GD se clasifica en *grid-forming*, *grid-feeding* [Schiffer et al., 2014] y *grid-supporting* [Rocabert et al., 2012].

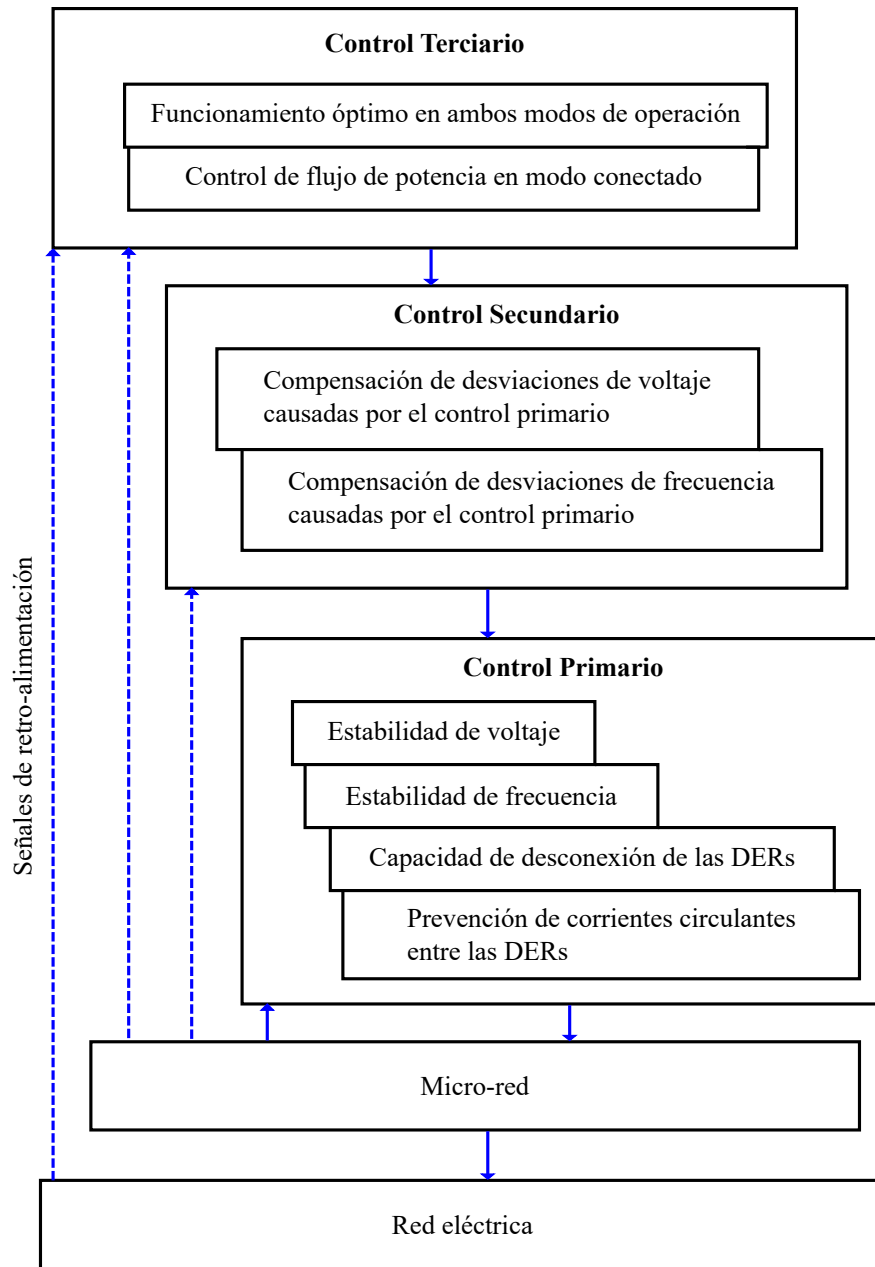


Figura 3.1: Estructura del Control Jerárquico

A continuación se da una explicación detallada sobre la clasificación de la GD.

- **Grid-forming (VSI).** Este tipo de inversores tiene como función la rápida acción ante cambios inminentes en la cargas que se están alimentando. Así pues el inversor se controla para que la salida de voltaje o set point sea especificado por el usuario, emulando el comportamiento de una máquina síncrona con magnitud E y frecuencia ω en la salida del convertidor, como se muestra en la Figura 3.2. Los convertidores tipo VSI establecen una referencia tanto para MRs como para unidades conectadas en paralelo, similar a una UPS (Uninterruptible

Power Supply)), activándose en el instante que se presente una falla suministrando la energía necesaria mientras se estabiliza la red [Han et al., 2016].

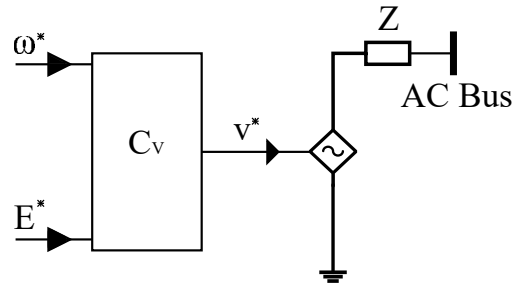


Figura 3.2: Representación del inversor *grid-forming* conectado a la red de servicios

- Grid-feeding.** Este tipo de convertidor opera como una fuente que suministra potencia activa y reactiva, también conocido como control por medio de la teoría PQ. El valor específico que inyectará la fuente de potencia se define para MRs locales, o de manera centralizada definido por un controlador central de la MR. Entonces la forma más simple de representar este esquema es a través de una fuente de corriente ideal conectada en paralelo con una impedancia grande, como se muestra en la Figura 3.3 (donde P^* y Q^* son las referencias de la potencia a entregar). En estas topologías de inversores, se emplean controles tipo cascada con un lazo interno para la referencia de corriente y el lazo externo correspondiente al de potencia, considerando una sincronización adecuada entre la fuente de suministro y la red eléctrica [Vandoorn et al., 2013].

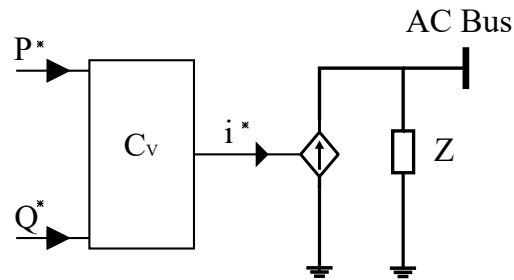


Figura 3.3: Representación del inversor *grid-feeding* conectado a la red de servicios

Estos dispositivos poseen la capacidad de operar en paralelo con otros inversores *grid-feeding*, cuando la MR está en modo conectado a la red. Dicho de otra manera, en los sistemas de GD que obtienen su energía de paneles solares o turbinas de viento, que utilizan convertidores *grid-feeding* regulados por un MPPT (Maximum Power Point Tracker) debe fijar sus set points de potencia activa y reactiva del inversor.

- Grid-supporting.** Estos convertidores regulan en su salida las señales de tensión y corriente, con el fin de mantener la frecuencia y el voltaje de la red cerca de sus valores nominales,

inyectando potencia activa y reactiva conforme varíen los valores de frecuencia y voltaje de la red (Propósito de este Trabajo). Estos dispositivos se representan como una fuente ideal de corriente en CA con una impedancia en paralelo, o como una fuente ideal de voltaje en CA con una impedancia en serie, ver Figuras 3.4 y 3.5.

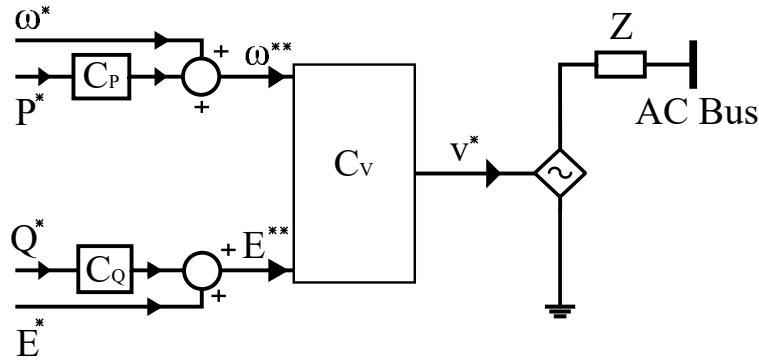


Figura 3.4: Representación del inversor *grid-supporting* conectado a la red de servicios basado en fuente de tensión

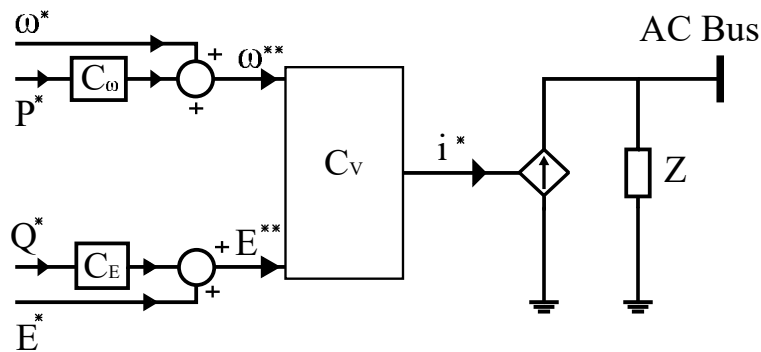


Figura 3.5: Representación del inversor *grid-supporting* conectado a la red de servicios basado en fuentes de corriente

3.5. Estrategias de control en Micro-redes

En esta sección se hace mención en primera instancia de la teoría PQ, como método de ajuste de las referencias del sistema de control. Esto con la finalidad de tener una explicación más detallada del Droop Control aplicado al control primario de esta investigación.

3.5.1. Teoría PQ

La teoría PQ se define como un conjunto de potencias instantáneas definidas en el dominio del tiempo. No se imponen restricciones las formas de onda de voltaje o corriente, y pueden ser

aplicadas a sistemas trifásicos con o sin neutro [Gamit and Vyas, 2018]. Esta teoría transforma los voltajes y corrientes desde el marco de referencia ABC a las coordenadas $\alpha\beta 0$, para definir las potencias instantáneas en esas coordenadas. Para llevar a cabo esta transformación, esta teoría considera al sistema trifásico como una unidad y no como una superposición o suma de tres circuitos monofásicos. Esta estrategia de transformación se basa en la transformada Clarke, la cual consiste en una matriz de transformación de corrientes y voltajes trifásicos dentro del marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$, dado por:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Así mismo, la inversa de la transformada Clarke es dada por:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

De igual manera, las corrientes de línea se puede transformar utilizando el concepto matricial anteriormente desplegado en el dominio $\alpha\beta$. El uso de esta transformada tiene algunas ventajas, como la separación de la secuencia cero que proviene de la señal trifásica de la red, porque los ejes α y β no tienen contribución alguna en la componente cero. Suponiendo un sistema trifásico con tres conductores (sin neutro), no existe la componente de secuencia cero; y la variable I_0 se puede simplificar de las Ecs. (3.1) y (3.2). Por lo que la potencia en su componente real e imaginaria se asume como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ V_\beta & -V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

donde p es la potencia real que representa el flujo de energía por unidad de tiempo del sistema trifásico abc , en términos de $\alpha\beta$. Igualmente, q es la medida de la corriente o potencia imaginaria que fluye por cada fase sin que pase energía en cualquier instante de tiempo. La matriz (3.3) es invertible y por ello se pueden calcular las corrientes de referencia que circulan por la fuente, obteniendo así:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

De la matriz (3.4), las corrientes activas instantáneas se pueden calcular a través de la teoría PQ en el dominio de $\alpha\beta$. Esta técnica tiene ciertas ventajas cuando se aplica en sistemas trifásicos

balanceados o desbalanceados, trabajando señales de corrientes y voltajes con o sin contenido armónico.

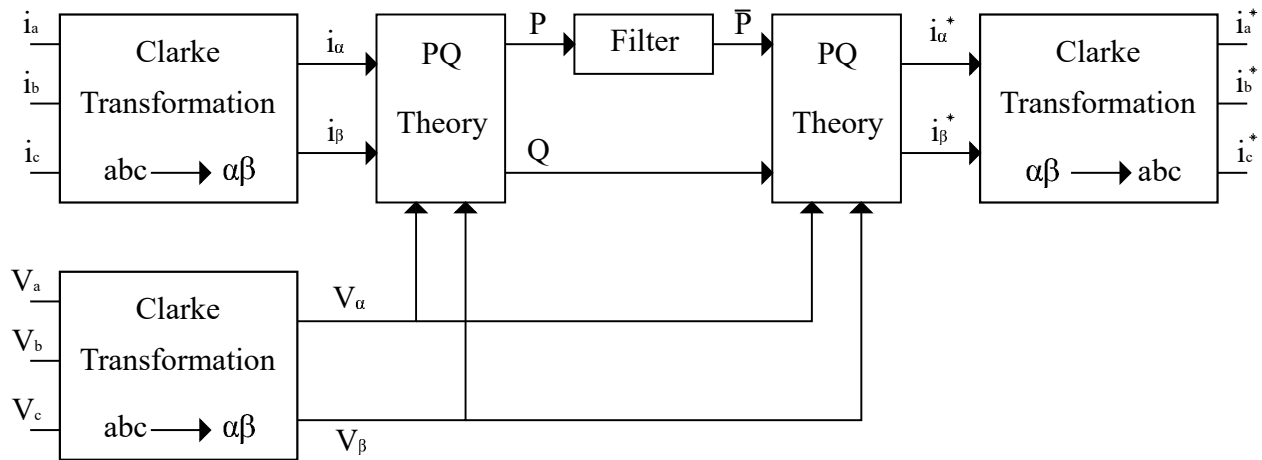


Figura 3.6: Estructura de la teoría de control PQ

La Figura 3.6 es la representación de la compensación de corrientes en cada una de las fases de un sistema trifásico. Este tipo de técnicas las podemos ver aplicadas, en investigaciones como en [Watanabe et al., 2010], para el control de compensación de una MR. En este artículo se realiza un análisis similar al mostrado anteriormente, con la diferencia que en este caso si se tiene en cuenta la variable homopolar, es decir que el marco de referencia se convierte en $\alpha\beta 0$. De esta manera, la potencia activa, la potencia reactiva y la potencia secuencia cero quedan definidas respectivamente como

$$p = V_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + V_{\beta} \cdot i_{\beta} = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (3.5)$$

$$q = V_{\beta} \cdot i_{\alpha} - V_{\alpha} \cdot i_{\beta} = \tilde{q} + \bar{q}, \quad (3.6)$$

$$p_0 = V_0 \cdot i_0 = \tilde{p}_0 + \bar{p}_0, \quad (3.7)$$

donde las variables con los símbolos \bar{p} y \tilde{p} , son el promedio y la componente oscilatoria de cada una de las potencias de las Ecs. (3.5)-(3.7).

Estas componentes promedio se pueden extraer a través de un filtro pasa bajas. Las variables oscilatorias significan la cantidad de energía por unidad de tiempo intercambiada entre la fuente y la carga. Es necesario mencionar que si el valor promedio de la componente oscilatoria es cero, da como resultado corrientes indeseables fluyendo por el circuito trifásico. En muchos casos la componente promedio se calcula considerando el periodo de frecuencia de línea, sin embargo, la componente oscilatoria es producto de altas frecuencias o presencia de secuencia negativa en la red, por ejemplo, un aerogenerador conectado a una MR puede generar componentes oscilatorias. De acuerdo con el valor de frecuencia de la componente oscilatoria otros generadores pueden com-

pensar y responder ante tal variación, pero algunos generadores no pueden seguir dicha frecuencia.

En circuitos trifásicos con o sin neutro, las corrientes y voltajes están comprendidos por sus componentes fundamentales en secuencia positiva. La transferencia de energía es unidireccional, es decir, el flujo va desde la fuente hacia la carga cuando la corriente y el voltaje presentan la misma componente armónica, ó si las señales de tensión son simétricas. En otros palabras, que las componentes de secuencia positiva y negativa sean iguales [Watanabe et al., 2010]. La potencia instantánea p_0 es resultante de las componentes de secuencia cero (i_0 y V_0), pero solo existen en sistemas trifásicos con cable neutro, y al igual que la potencia promedio y la potencia oscilatoria, corresponden a la energía que fluye de la fuente hacia la carga por unidad de tiempo utilizando el neutro. Normalmente la potencia trifásica se determina en el marco de referencia abc de los voltajes y las corrientes de línea, por ello, la potencia real instantánea y la potencia de secuencia cero se pueden correlacionar con la siguiente ecuación:

$$P_{3\Phi} = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c = V_\alpha \cdot i_\alpha + V_\beta \cdot i_\beta + V_0 \cdot i_0 = p + p_0 \quad (3.8)$$

De acuerdo con la Ec. (3.8), en los sistemas eléctricos donde las señales de corriente y tensión solo tienen componentes de secuencia positiva, es posible asegurar que la potencia instantánea trifásica $P_{3\Phi}$ y la potencia real P son iguales presentando solamente la componente promedio. Asimismo, se puede asociar la potencia reactiva trifásica de la siguiente manera:

$$q_{3\Phi} = (V_a - V_b)i_c + (V_b - V_c)i_a + (V_c - V_a)i_b = \sqrt{3}(V_\beta i_\alpha - V_\alpha i_\beta) = \sqrt{3}q. \quad (3.9)$$

Al igual que en el concepto anterior, la potencia $q_{3\Phi}$ es similar a la potencia reactiva convencional Q , si y solo si, se consideran las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión y la corriente. Si en estas señales se detectara la presencia de armónicos o desbalances, la $q_{3\Phi}$ contiene variable promedio y oscilatoria, lo cual es posible comparar directamente con Q .

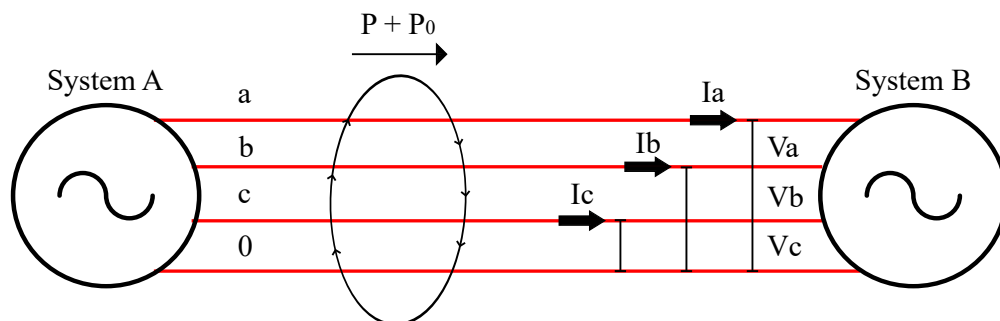


Figura 3.7: Intercambio de energía de un sistema trifásico de cuatro hilos

De la Figura 3.7, se puede observar la energía relacionada con q circulando entre las fases a ,

b y c . La potencia real p y p_0 son el flujo de energía del sistema A hacia B . Debido al sentido del flujo se puede deducir si este es positivo o negativo. Asimismo esta teoría puede ser aplicada al concepto de transformada Park, calculando el valor de las potencias activa y reactiva con el fin de ajustar las referencias de corrientes del sistema. En esta transformada se considera las coordenadas ABC como un marco de referencia estacionario. En cambio, se asume que las coordenadas dq son coordenadas dinámicas con frecuencia fundamental giratoria. En este dominio, las corrientes fundamentales aparecen como componentes en DC y los armónicos en CA. Para realizar esto, se utiliza un bloque PLL para mantener el sistema sincronizado entre la referencia y el voltaje del sistema. Así pues, las potencias instantáneas se calculan de la siguiente forma, ignorando la variable homopolar:

$$P = \frac{3}{2} \times (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \quad (3.10)$$

$$Q = \frac{3}{2} \times (V_q \cdot I_q - V_d \cdot I_d) \quad (3.11)$$

3.5.2. Droop Control

La técnica *droop control* es comúnmente aplicada en generadores para control primario de frecuencia y control de voltaje, lo que permite la operación en paralelo del generador, como por ejemplo el compartimiento de cargas. El acoplamiento entre la potencia activa con la frecuencia, y la potencia reactiva con el voltaje forman las bases del *droop control*. Donde las potencias se ajustan a las características lineales, de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$f = f_0 - r_p(P - P_0), \quad (3.12)$$

$$V = V_0 - r_q(Q - Q_0), \quad (3.13)$$

donde f es la frecuencia del sistema, r_p es la frecuencia de ajuste del *droop control*, P es la potencia activa, P_0 es la base de la potencia activa, V es el voltaje tomado del punto de medición. V_0 es el voltaje base, Q es la potencia reactiva, Q_0 es la base de la potencia reactiva y r_q es el voltaje de ajuste del *droop control*.

Las Ecs. (3.12) y (3.13) se pueden representar esquemáticamente en la Figura 3.8.

Las Figuras 3.8a y 3.8b, se pueden explicar de la siguiente manera: cuando la frecuencia cae desde f_0 hasta f , la potencia de salida de la unidad generadora se puede aumentar de P_0 hasta P . Una disminución en la frecuencia indica un aumento en la carga, lo que es un requisito para demandar mayor potencia activa. Múltiples unidades generadoras en paralelo con el mismo esquema de droop control y con la misma caída de frecuencia, incrementará sus salidas de potencia activa

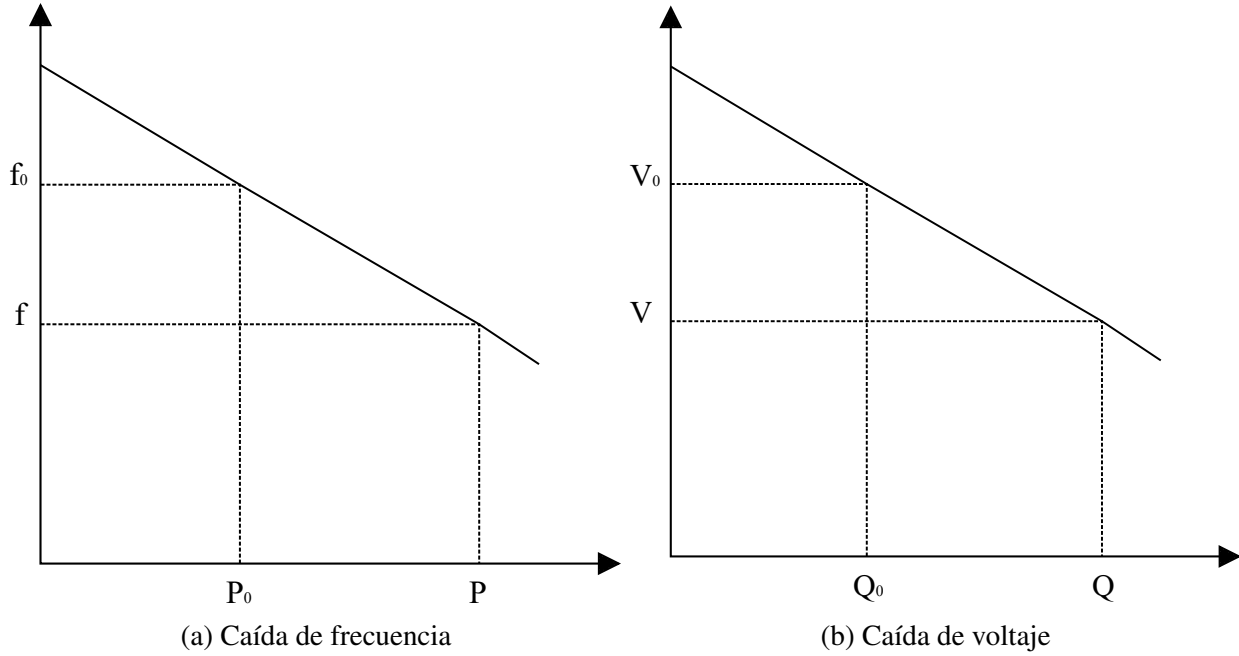


Figura 3.8: Curvas de frecuencia y voltaje en la técnica *droop control*

simultáneamente.

Si la potencia activa aumenta se contrarrestará la reducción de la frecuencia, y las unidades se estabilizarán en la salida de potencia activa y la frecuencia en estado estable. Por esta razón, las cargas pueden compartir varias unidades generadoras sin que tengan que disputarse el control sobre las mismas, teniendo en cuenta que esta misma lógica puede ser aplicada en el droop control de voltaje [Han et al., 2016]. Sin embargo, las Ecs. (3.12) y (3.13) que definen el *droop control*, se pueden expresar en términos de cantidades naturales y desviaciones como se muestra,

$$r_p = \frac{\Delta f}{\Delta P} \times \frac{P_n}{f_n} \quad (3.14)$$

$$r_p = \frac{\Delta V}{\Delta Q} \times \frac{Q_n}{V_n} \quad (3.15)$$

donde f_n es la frecuencia nominal, ΔP es la desviación de la potencia activa, P_n es la potencia activa nominal, r_p es la frecuencia de ajuste del droop control, ΔV es la desviación del voltaje en el punto de medición, V_n es el voltaje nominal. ΔQ es la desviación de la potencia reactiva, Q_n es la potencia reactiva nominal y r_q es el voltaje de ajuste del droop control.

Según lo mencionado, el droop control es muy útil para que múltiples generadores varíen sus salidas automáticamente con base en la dinámica que describen las cargas acopladas a estos sistemas. En caso de una contingencia importante como una falla en un generador de gran capacidad si el sistema se mantiene estable, todas las unidades se recuperarán en un valor de frecuencia no

deseado, es decir, debajo de su valor nominal (50 ó 60 Hz). En contraste si una carga grande se dispara, el valor de frecuencia será mayor que el nominal, de modo que se deben establecer controladores que devuelvan esa frecuencia a su valor normalizado. Estos controladores son conocidos como controladores de frecuencia, secundarios y terciarios.

La fase de salida del inversor se puede cambiar ajustando la frecuencia del voltaje del convertidor. Por tanto el control de los convertidores conectados en paralelo utilizan la caída de frecuencia y voltaje de la salida, con el objeto de controlar la potencia de salida del inversor. La estructura

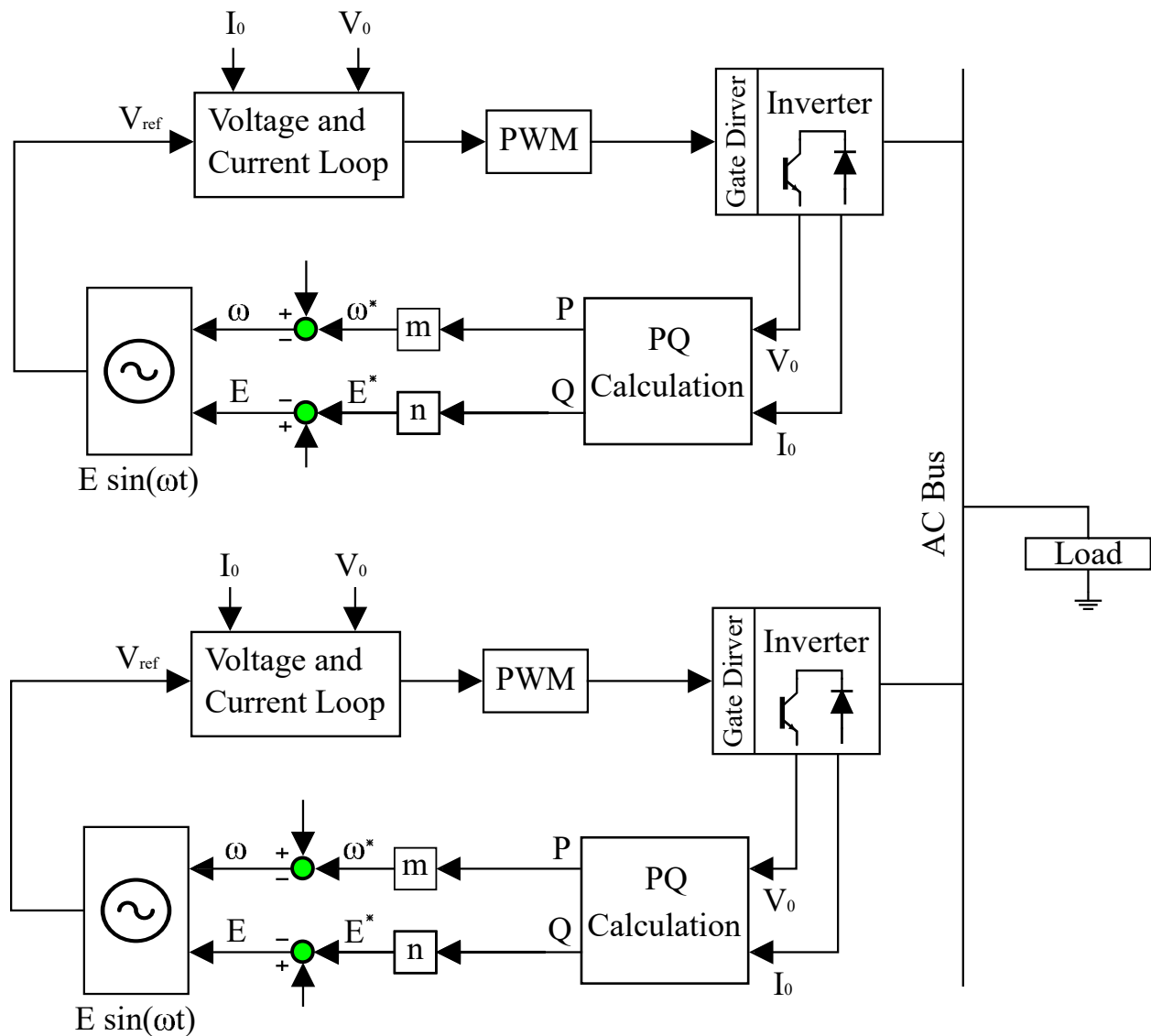


Figura 3.9: Diagrama de bloques del Droop Control convencional

básica de un *Droop Control* convencional, (ver Figura 3.9), se puede interpretar obedeciendo al

álgebra de bloques consiguiendo la siguiente expresión,

$$\omega_K = \omega^* - m_K P_K, \quad (3.16)$$

$$E_K = E^* - n_K Q_K, \quad (3.17)$$

donde P_K , Q_K , m_k y n_K son las: salida de potencia activa real, salida de potencia reactiva real, coeficiente de caída de frecuencia y coeficiente de caída de voltaje del inversor K^{th} , respectivamente. ω^* y E^* son la frecuencia nominal y la amplitud del voltaje, donde m_k y n_K se pueden obtener de

$$m_K = \frac{\Delta\omega}{P_{Kmax}} \quad (3.18)$$

$$n_K = \frac{\Delta E}{Q_{Kmax}}, \quad (3.19)$$

donde $\Delta\omega$ y ΔE son la máxima desviación permitida de la frecuencia y el voltaje. P_{Kmax} y Q_{Kmax} son la potencia activa y reactiva nominal suministrada por el sistema, respectivamente. Al aumentar los coeficientes de caída se logran buenos resultados, pero se pierde resolución en la regulación del voltaje. Una de las ventajas de este tipo de controlador es que evita los enlaces críticos de comunicación entre los inversores conectados en paralelo, aunque dicha técnica presenta varios inconvenientes. Estos inconvenientes son: respuesta transitoria lenta, mala distribución de la carga armónica entre los inversores (en el caso de cargas no lineales) y bajo rendimiento en la administración de los DERs [Tayab et al., 2017].

3.6. Control maestro/esclavo

Esta estrategia de control se emplea para una caracterización más sofisticada de un grupo de MRs que se comunican entre sí. Dicho esquema de control suministra señales a un controlador primario de voltaje y frecuencia con ciertas características. La primera es el SMO (Single Master Operation), que se usa como referencia un valor tensión cuando existe flujo de potencia en el suministro principal, de forma que los demás convertidores operan bajo el modo esclavo empleando la técnica de control PQ. La segunda es el modo MMO (Multi Master Operation), que necesita una comunicación sincronizada para el control de área de acuerdo con las mediciones de los sistemas locales. En el diseño de una MR siempre se selecciona como el maestro el convertidor que está asociado al banco de baterías más grande, y de esta manera se encarga de regular el voltaje de salida. También determina cual es el valor de referencia de la corriente para los otros convertidores, por lo tanto, los inversores esclavos tiene que seguir esta referencia y suministrar de forma equitativa el despacho de corriente comandado por el maestro [Shan et al., 2012].

Asimismo, el control MMO funciona bajo el mismo principio del controlador SMO, operando de manera conjunta con otros convertidores con referencias de potencia activa (relacionada con la frecuencia) y potencia reactiva (relacionada con el voltaje). Con todas las características operativas descritas y la facilidad en su implementación, este esquema de control presenta dos desventajas. La primera es la dependencia total de un módulo maestro que repercute en la segunda, la cual consiste en transitorios que pueden producir picos de corriente cuando el maestro no es controlado correctamente. Como evidencia de lo descrito en [Mohd et al., 2010], se diseña un controlador maestro para la salida con mayor potencia activa generando una referencia en frecuencia. Se utiliza el mismo principio para suministro de potencia reactiva, ya que el inversor con mayor potencia se desempeña como maestro para ajustar las referencias correspondientes al voltaje. En otras investigaciones como en [Yunqing Pei et al., 2004], se si presenta una falla en el maestro, otro inversor está en la capacidad de sustituir sin afectar la sinergia de la MR.

Capítulo 4

Calidad de Energía

El proceso de fabricación de electricidad comprende desde la etapa de generación, transmisión y distribución de energía que llega a un medidor ubicado cerca de los usuarios finales. La electricidad se mueve por el sistema de cableado hasta que alimenta las cargas. Dicho proceso de fabricación se puede ver afectado por variaciones climáticas, la demanda de energía y otros factores que comprometen el índice de calidad de energía [Johnson, 2016]. Hay un conjunto de parámetros para definir la calidad de la electricidad, tales como:

- Continuidad en el servicio. La electricidad está sujeta a cambios de voltaje ya sea valores por encima o por debajo del umbral, provocando apagones o caídas de tensión.
- Variaciones en la magnitud del voltaje.
- Corrientes y voltajes transitorios.
- Contenidos armónicos en la forma de onda de alimentación.

En los ejercicios teóricos se supone una fuente de alimentación ideal con onda sinusoidal pura, pero en la vida real no es así. Generalmente existen varios aspectos que afectan las etapas de suministro de energía, las cuales se describen a continuación.

- Las formas seno o coseno que siguen las señales de corriente o voltaje, pueden distorsionarse por imperfecciones en la generación o las cargas.
- Los generadores alteran las señales de voltaje, y las cargas las señales de corriente. Estas oscilaciones fluctúan más rápido que la frecuencia nominal y se conocen como armónicos.
- La contribución de estas oscilaciones se determina como distorsión armónica total (THD).

- Idealmente se debe conseguir un bajo contenido armónico, con el fin de evitar vibraciones, zumbidos, pérdidas y sobrecalentamiento en los transformadores.
- Las variaciones en los voltajes pico o RMS son importantes para la operatividad de diferentes equipos.
- Los efectos de Sags y Swells.
- Las variaciones aleatorias entre el 90% y 110% del voltaje nominal, repercuten en un fenómeno llamado parpadeo en equipos de iluminación (objeto de estudio en muchas investigaciones).
- Impulsos o sobretensiones causados por grandes cargas inductivas que se desactivan o por tormentas eléctricas.
- Cambios repentinos en la frecuencia.
- Impedancias con frecuencia baja diferentes de cero. Si la carga consume más energía que la suministrada el voltaje disminuye.
- Impedancias en alta frecuencia diferentes de cero. Si la carga exige más corriente y de repente no la exige, esos cambios abruptos hacen que aumente o caiga el voltaje por las inductancias de línea en la red eléctrica.
- Presencia de armónicos en frecuencias menores a 3 kHz conocidas como distorsión de modo común o interarmónicos.

Los problemas que afectan la calidad de energía se deben a que la infraestructura de la red es compartida. Una falla en la red puede afectar un número determinado de usuarios; cuanto más grande sea la falla aumentará el número de clientes afectados. En el mismo sentido, una perturbación a nivel local origina un transitorio que perjudica a otros usuarios que pertenecen al mismo subsistema. Estos problemas de armónicos pueden resolverse con MRs diseñadas apropiadamente como sistema de respaldo [Paridah et al., 2016], en caso de presentarse algún tipo de perturbación en la red de distribución.

4.1. Perturbaciones en la red eléctrica y métodos de mitigación

Las perturbaciones en la red eléctrica se pueden definir como aquellos fenómenos que distorsionan la operación en estado estable del sistema eléctrico [Paridah et al., 2016]. En este sentido, se busca la mitigación de fallas como Sags y Swells a través de la inyección o consumo de potencia

reactiva con la ayuda de la MR, permitiendo que en el punto de acoplamiento entre la MR y la red de servicios exista en nivel de tensión equilibrado. En el caso de que se presenten ciertos niveles de secuencia negativa en la red pública, el controlador regula las señales del inversor para evitar oscilaciones en las señales de control [Mousazadeh Mousavi et al., 2017].

4.1.1. Sags y Swells

El *Sag* se define como una perturbación en el valor de magnitud de la tensión en condiciones normales de operación, estos niveles del disturbio pueden medirse [pu] (valor por unidad) del valor nominal. Esta perturbación puede durar entre 0.5 y 60 ciclos variando entre 0.1 y 0.9 [pu]. En ocasiones los disturbios se pueden presentar por la desconexión temporal en el suministro de la red o cargas que demanden una gran cantidad de corriente; también se originan en el transitorio de arranque de un motor, a causa de que en estos transitorios demandan de 6 a 10 veces su corriente nominal. Esta perturbación tendrá efecto hasta que se elimine la falla a través de dispositivos de protección o en este caso, con la ayuda de la inyección de potencia reactiva por parte de la MR [Kumar Choudhary et al., 2017].

El tiempo que dura esta perturbación es igual a la duración que toma el sistema de compensación en compensar dicha falla. En la Figura 4.1 se evidencia un ejemplo de un *Sag*, del cual se puede observar como el nivel de voltaje en la red eléctrica no está en su valor nominal. Para mitigar esta falla la MR debe inyectar potencia reactiva para restablecer el valor nominal de tensión que debe existir en la red eléctrica.

De acuerdo con la norma *SEMI F47-0706* se establece la durabilidad de esta falla en proporción al valor en [pu] de la misma. A continuación, la Tabla 4.1 muestra los valores de falla de acuerdo a la norma bajo diferentes frecuencias:

Tabla 4.1: Niveles de falla Sag, norma *SEMI F47-0706*

Sag -pu-	Duración a 50 Hz	Duración a 60 Hz
0.5	10 ciclos	12 ciclos
0.7	25 ciclos	30 ciclos
0.8	50 ciclos	60 ciclos

El *Swell* se conoce como una sobretensión en el nivel de voltaje nominal, este incremento en el valor de tensión se encuentra entre 1.1 y 1.2 [pu] con durabilidad de 0.5 hasta 60 ciclos dado por el estándar IEEE 1159-2009. Esta falla se puede presentar por desconexiones en cargas que demanden mucha energía, fallas monofásicas de los sistemas trifásicos y rechazo de la carga por parte del sistema. Estos eventos pueden ocasionar trastornos en los variadores de velocidad de los motores, los

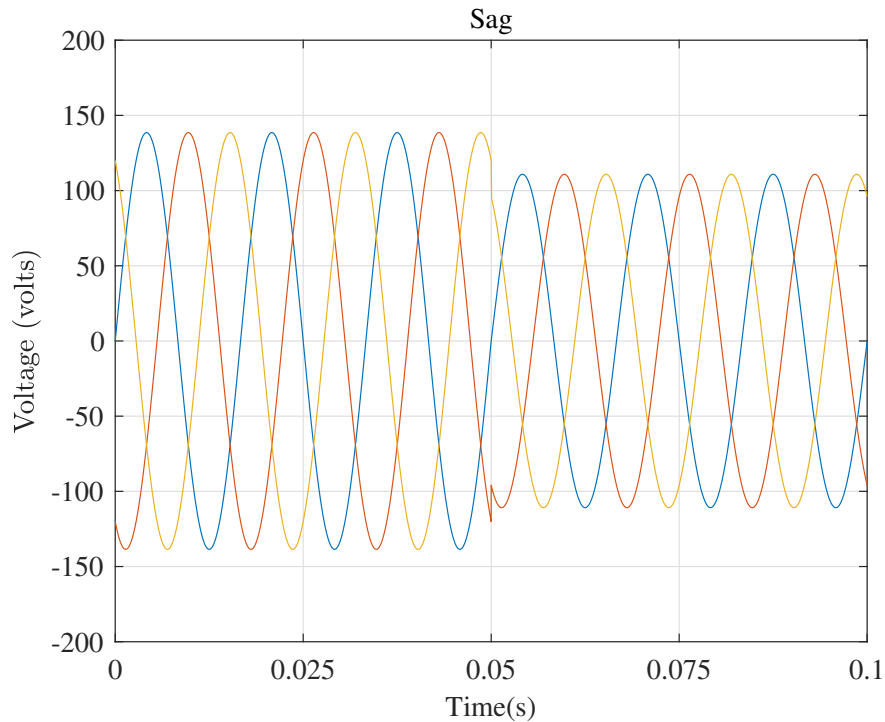


Figura 4.1: Perturbación de la señal de voltage con *Sag* 0.8 [pu]

cuales interrumpen su funcionamiento al activarse las protecciones; además de disminuir la vida útil de los dispositivos electrónicos. Para mitigar esta eventualidad se consume potencia reactiva por parte de la MR hasta nivelar el valor de tensión nominal [Kumar Choudhary et al., 2017].

4.1.2. Distorsión armónica

La distorsión armónica significa que la forma de onda de la señal de tensión o corriente se ve afectada por la adición de ondas armónicas de distinto orden, sobre la onda senoidal de la tensión o corriente trabajando a frecuencia fundamental. Dicha distorsión se encuentra conformada por valores de tensiones o corrientes que tienen frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental, dado el caso de que estas frecuencias no sean múltiplos enteros de la onda fundamental se definen como interarmónicas, normativa IEC 61000-4-7.

En algunos casos de estudio, las distorsiones son causadas por dispositivos de naturaleza no lineal como los rectificadores y los hornos de arco eléctrico. El valor de THD (Total Harmonic Distortion) o distorsión armónica total según la norma IEC 61000-2-2, se puede determinar mediante la Ec. (4.1) para una señal de corriente como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N I_h^2}}{I_1}, \quad (4.1)$$

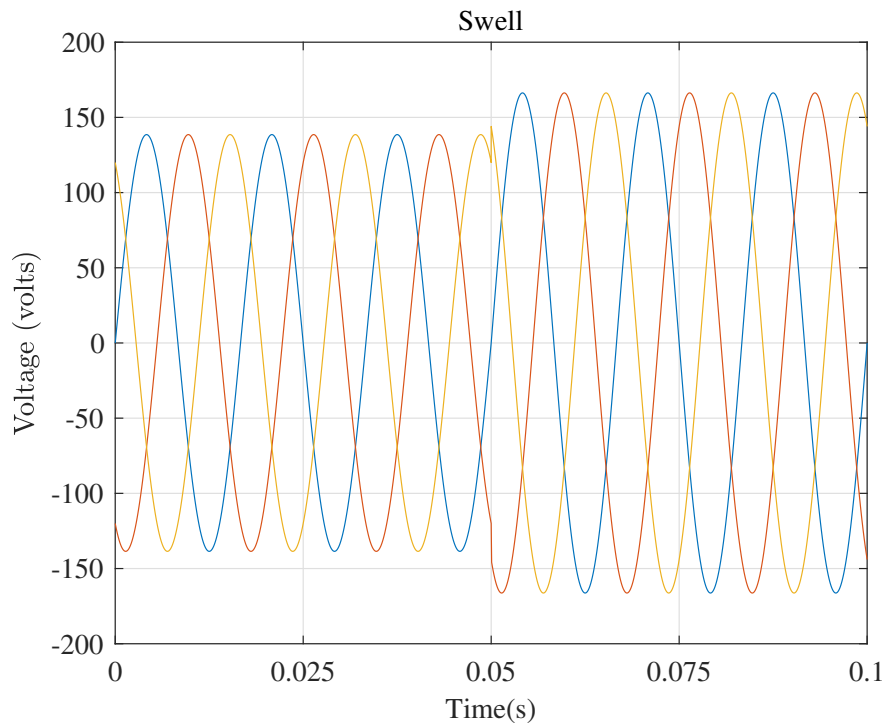


Figura 4.2: Perturbación de la señal de voltage con *Swell* 1.2 [pu]

donde I_h^2 es la sumatoria de todas las magnitudes armónicas de la corrientes (sin incluir la fundamental), I_1 la corriente a frecuencia fundamental.

Por otro lado, las corrientes distorsionadas afectan directamente a las señales de voltaje de suministro, principalmente en el punto de acoplamiento, toda vez que esta señal fluye a través de las impedancias de la fuente y líneas de distribución conectadas en estos puntos. En las Figuras 4.3 y 4.4 se puede evidenciar el efecto que tienen los armónicos producidos por los usuarios.

4.1.3. Tensiones desbalanceadas

Los sistemas eléctricos en baja tensión no se encuentran balanceados en su totalidad, es decir, los niveles de voltaje y corriente de una fuente trifásica no son idénticas en magnitud y fase, de esta manera, algunos dispositivos que dependen de un balance en la fuente de alimentación se ven afectados en su rendimiento [Yang and Ting-Yen, 2009]. Una forma de evaluar este porcentaje de desbalance es por medio del establecimiento de una relación entre la magnitud en la tensión de secuencia negativa, con respecto a la magnitud de la tensión en secuencia positiva. Es importante mencionar que este porcentaje debe mantenerse por debajo del 5% entre la fase de mayor y la de menor carga. En este sentido, la presencia de tensiones desbalanceadas se debe a la presencia de componentes de secuencia negativa en la señal de tensión de la red eléctrica. Es posible calcular el

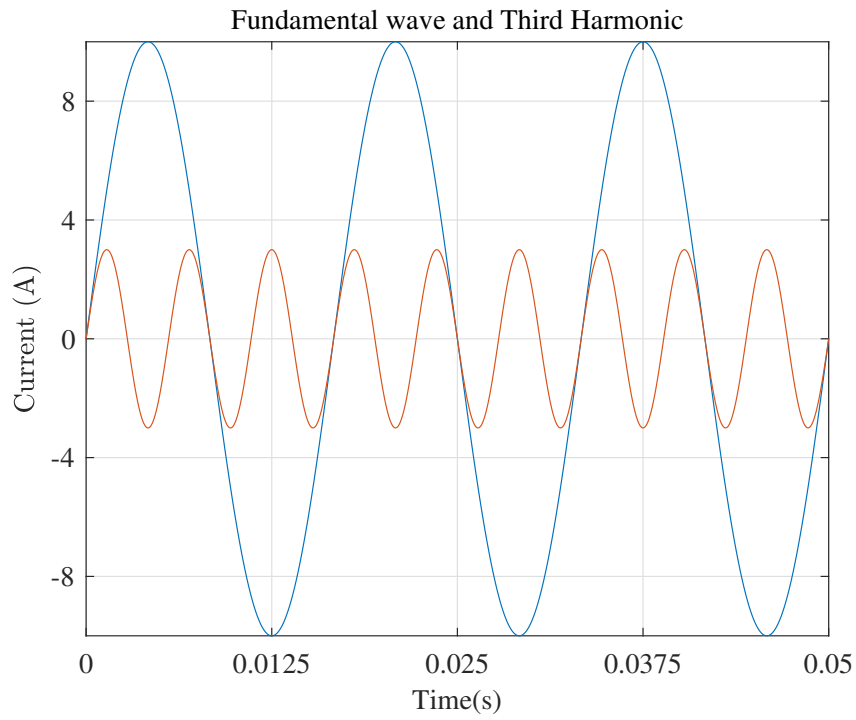


Figura 4.3: Onda fundamental con tercer armónico

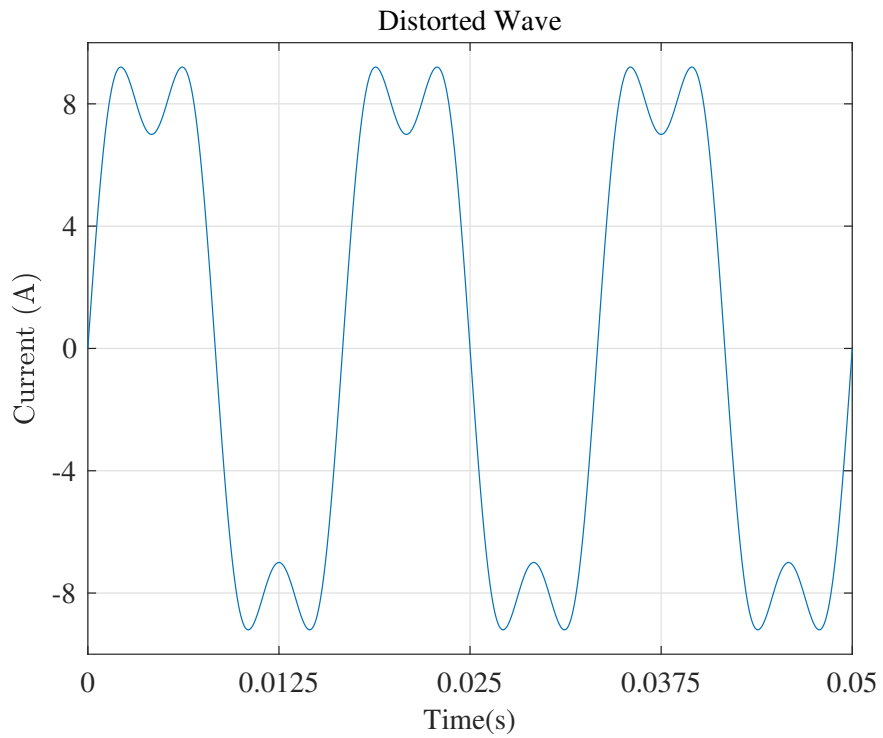


Figura 4.4: Onda distorsionada con tercer armónico

porcentaje de desbalance con la Ec. (4.2).

$$\%Desbalance = \frac{|V_{sec(-)}|}{40|V_{sec(+)}|} * 100\%, \quad (4.2)$$

donde $V_{sec(+)}$ es la componente de secuencia positiva medida en PCC, $V_{sec(-)}$ es la componente de secuencia negativa medida en PCC. En la Figura 4.5 se muestra en un ejemplo de desbalance. En el caso en que la MR experimente presencia de secuencia negativa en el punto de acoplamiento

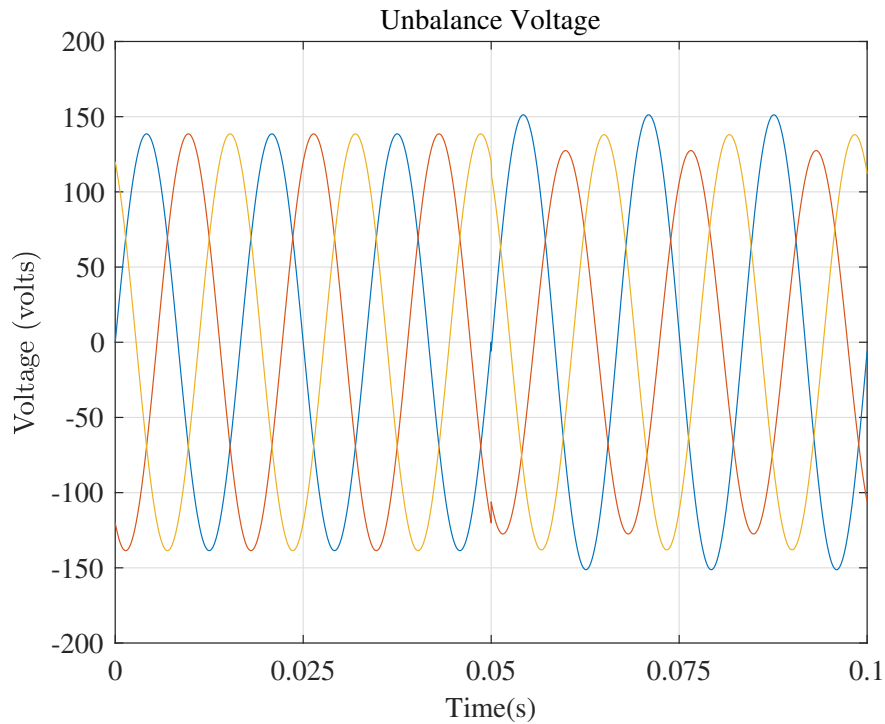


Figura 4.5: Señal de voltaje con 5% de desbalance

con la red eléctrica, los valores de potencia activa oscilarán afectando la calidad de energía que se requiere entregar. De acuerdo con la norma IEEE 1547-2003 se recomienda que la MR no debe hacer variaciones del $\pm 5\%$ de su valor nominal.

Uno de los objetivos de esta investigación es evitar que las oscilaciones producto de la secuencia negativa en la red, perturben el funcionamiento de la MR. De forma que continúe con su estado de operación normal sin tener que desconectarse del punto de acoplamiento.

Capítulo 5

Modelado de la Micro-red

Como resultado preliminar, se diseñó un prototipo de MR con una estructura basada en un convertidor CD/CA de tres niveles conectado a un filtro LCL (Inductor, Capacitor, Inductor), como en [Merchan et al., 2016]. Éste a su vez es conectado a una fuente de tensión, que para la representación monofásica del sistema. El funcionamiento de este convertidor radica en la conmutación de los interruptores que hay en su interior, activándose gracias a la secuencia de PWM (Pulse Width Modulation) regulada por una señal de control, esta secuencia se debe generar correctamente evitando posibles cortos circuitos internos en el convertidor. Es importante mencionar que la señal de control es la que indica al inversor que interruptores debe activar, para generar la señal de corriente requerida en el suministro de energía a la red pública, como se explica en la Sección 2.2.

El filtro mencionado anteriormente tiene como finalidad atenuar las señales de ruido de alta frecuencia que provee el convertidor al flujo de corriente. Puesto que los dispositivos que funcionan con señales de PWM tienden a crear ruido durante su funcionamiento. Por otra parte, se usa esta topología de filtro porque las señales de referencias del sistema son de corriente y para este caso es la variable que se desea controlar. En la literatura podemos evidenciar que este tipo de filtro es el más adecuado cuando se requiere manejar flujo de corriente, (ver Sección 2.3).

5.1. Modelo matemático de la fuente y el filtro en el marco de referencia monofásico

La Figura 5.1 muestra la topología de filtro que se va a modelar matemáticamente, y para este caso de estudio, el convertidor se asume como una fuente ideal de voltaje, obteniendo así las

siguientes ecuaciones:

$$V_{L_1} = -V_{C_1} + u \quad (5.1)$$

$$\frac{d}{dt}I_{L_1} = -\frac{1}{L_1}V_{C_1} + \frac{1}{L_1}u \quad (5.2)$$

$$V_{L_2} = -V_s + V_{C_1} \quad (5.3)$$

$$\frac{d}{dt}I_{L_2} = -\frac{1}{L_2}V_s + \frac{1}{L_2}V_{C_1} \quad (5.4)$$

$$I_{C_1} = I_{L_1} - I_{L_2} \quad (5.5)$$

$$\frac{d}{dt}V_{C_1} = \frac{1}{C_1}I_{L_1} - \frac{1}{C_1}I_{L_2} \quad (5.6)$$

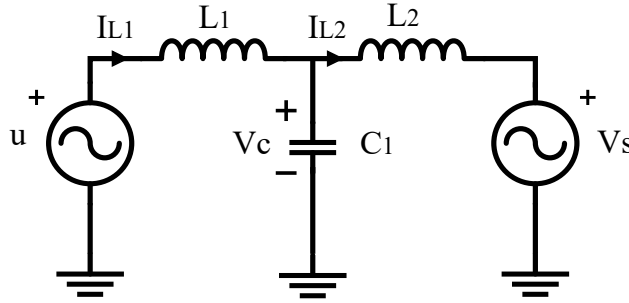


Figura 5.1: Convertidor conectado a la red eléctrica a través del filtro

De la Ec. (5.1) hasta la Ec. (5.6) se usa la representación de variables en espacio de estados, obteniendo así,

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}I_{L_1} \\ \frac{d}{dt}I_{L_2} \\ \frac{d}{dt}V_{C_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C_1 & -1/C_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ I_{L_2} \\ V_{C_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_s \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ I_{L_2} \\ V_{C_1} \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Cabe señalar que se inició con este modelo en monofásico para posteriores comparaciones con el modelo trifásico y a su vez, con el diseño de su respectivo controlador. De acuerdo con las Ec. (5.7) y (5.8), se debe conseguir un modelo en función de transferencia que describa la dinámica de la MR, para determinar la capacidad de mitigación de armónicos del filtro seleccionado. Para ello, se debe seguir la representación en variables de estados que se ilustra en la Figura 5.2. El diagrama de bloques de la figura anterior se puede representar matemáticamente por,

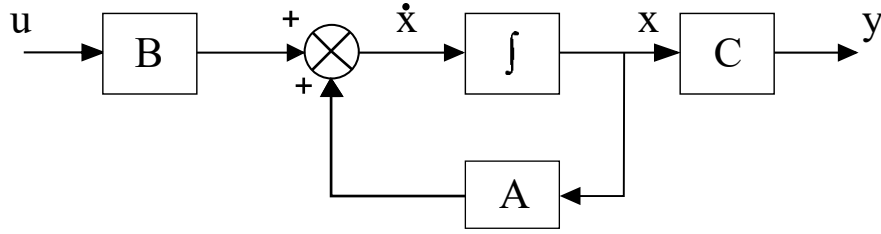


Figura 5.2: Representación en espacio de estados

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (5.9)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t), \quad (5.10)$$

$$G(s)_{ol} = C(SI - A)^{-1}B. \quad (5.11)$$

De donde se obtiene la función de transferencia del sistema,

$$G(s)_{ol} = \frac{b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_1 S + b_0}{S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0} \quad m < n \quad (5.12)$$

Además, al utilizar la selección adecuada de componentes tenemos,

$$G(s)_{ol} = \frac{1}{s^3 + \frac{L_1 + L_2}{C_1 L_1 L_2} s} \quad (5.13)$$

De la Ec. (5.13) se puede deducir que el sistema es críticamente estable utilizando el criterio de Routh Hurwitz. Para evitar cualquier tipo de inestabilidad en el sistema se hace uso de la retroalimentación de estados, con el objeto de tener manipulación sobre el polinomio característico asignado por el denominador de la función de transferencia obtenida de la Ec. (5.13), utilizando la técnica de polos dominantes, como se puede apreciar en la Ec. (5.14):

$$P(s) = (s^2 + 2\omega_n \zeta s + \omega_n^2)(s + \alpha). \quad (5.14)$$

donde ω_n es la frecuencia natural no amortiguada ($\frac{rad}{seg}$), ζ es el factor de amortiguamiento y α es el polo a ubicar arbitrariamente. Otro propósito de este análisis es graficar el diagrama de bode de la función de transferencia del filtro, con el ánimo de determinar la frecuencia de resonancia generada por el mismo y capacidad de filtrado en altas frecuencias. De la Figura 5.3, es posible deducir que la frecuencia de conmutación (ω_{sw}) del inversor es aproximadamente $62831(\frac{rad}{seg})$, en cambio la frecuencia de resonancia (ω_{res}) es de $4000(\frac{rad}{seg})$. Considerando lo mencionado, ω_{sw} se encuentra en banda de frecuencia mucho más lejana que ω_{res} , ocasionando un efecto positivo en la

mitigación de armónicos de alta frecuencia, ya que la ubicación de ω_{sw} es donde el filtro tiene una mayor capacidad de filtrado, además de evitar la excitación de ω_{res} previniendo posibles cortos en el sistema.

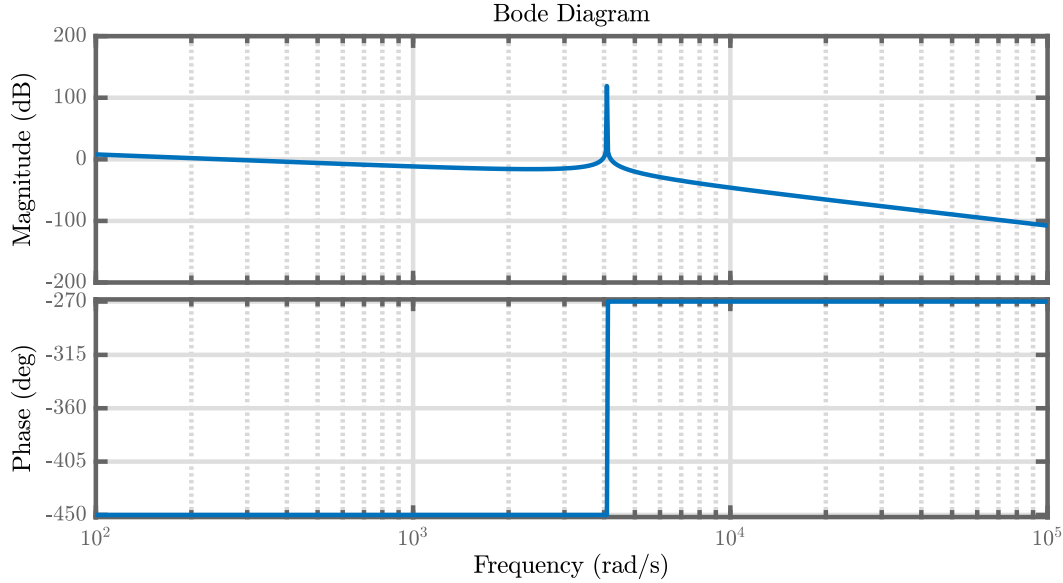


Figura 5.3: Diagrama de Bode filtro LCL

5.2. La Transformada Park

La transformada Park convierte del plano trifásico ABC (variables sinusoidales) al sistema de referencia $dq0$ (valores constantes) en régimen permanente, partiendo de una matriz de transformación dada por

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

donde ω es la velocidad angular y θ se toma del PLL de una determinada señal como referencia.

Suponiendo que ω sea constante, la transformada Park se puede expresar mediante

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t + \theta_0) & \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega \cdot t + \theta_0) & -\sin(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

En la Figura 5.4 podemos ver como la transformada Park realiza el mapeo de ejes fijos (abc) a un sistema de ejes móviles(dq), girando a una fase determinada por $\omega \cdot t + \theta_0$.

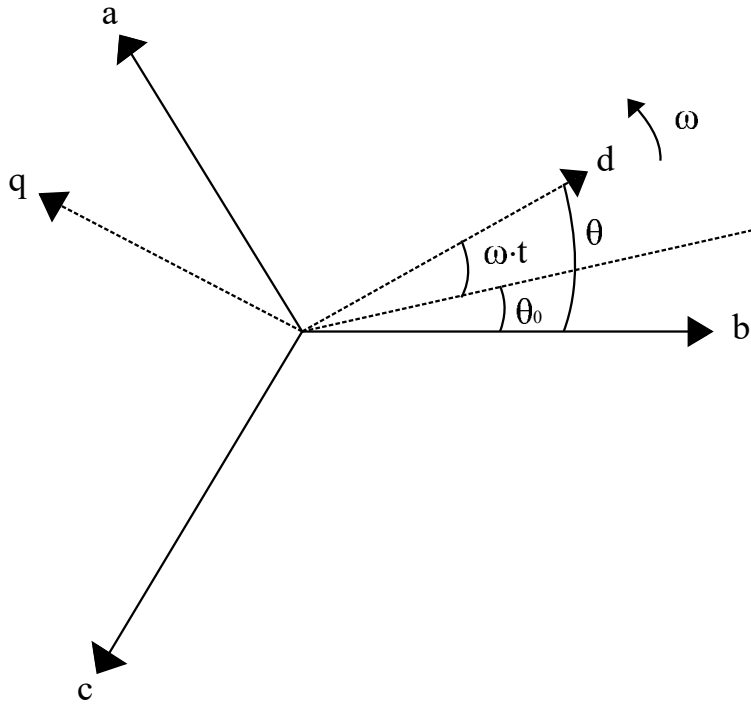


Figura 5.4: Sistema dq y trifásico

Para obtener esta fase se utiliza el algoritmo *PLL* descrito en la Sección 1.1, sobre las señales de referencia de la MR. Para obtener las componentes d y q de un sistema dado, la transformada Park se utiliza de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

De forma semejante, si se requiere un proceso inverso para conseguir los valores en el dominio abc , la transformada Park puede ser invertible para alcanzar estos valores, generando las siguientes ecuaciones:

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

5.3. Modelo trifásico de la MR y desacoplo del sistema

Siguiendo la metodología de la transformada Park desplegada en la Sección 5.2, se realiza el modelado y desacoplo del sistema de la MR en CA. Con el ánimo de simplificar el análisis del sistema y diseñar su respectivo controlador. En primera instancia se hace el equivalente de la MR trifásica obedeciendo al modelo de la Figura 5.1.

De esta forma, se repite al análisis matemático mostrado en el grupo de Ecs. (5.1) a (5.6). Sin embargo, hay que realizar un cambio de referencia de los elementos pasivos, en este caso el filtro LCL (Inductor-Capacitor-Inductor), argumentando que el sistema se modela a la frecuencia en la que opera la red, entendiéndose como marco de referencia dinámico.

A continuación se demuestra matemáticamente como se hace el cambio de referencia de los elementos pasivos.

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Se puede interpretar que V_{L_1} de la Ec. (5.1) es igual a $V_{abcL_1} = L \frac{d}{dt}(I_{abcL_1})$. Por lo tanto, empleando el concepto de transformada Park de la Ec. (5.16) tenemos

$$vd_{qL} = T(\theta)L \frac{d}{dt}(T(\theta)^{-1}Id_{qL}) \quad (5.21)$$

Con regla de la cadena en la Ec. (5.21), se obtiene

$$vd_{qL} = T(\theta)L \frac{d}{dt}(T(\theta)^{-1})Id_{qL} + T(\theta)LT(\theta)^{-1} \frac{d}{dt}(Id_{qL}). \quad (5.22)$$

Desacoplando las componentes d y q de la Ec. (5.22)

$$vd_L = -\omega LI_{qL} + L \frac{d}{dt}Id_L \quad (5.23)$$

$$vq_L = \omega LI_{dL} + L \frac{d}{dt}Iq_L \quad (5.24)$$

Al modificar la Ec. (5.1) para hacer el cambio de referencia del marco trifásico al dq y conseguir un modelo de espacio de estados (un poco simplificado), tenemos

$$\frac{d}{dt}Id_{L_1} = \omega Iq_{L_1} + \frac{ud - vd_{C_1}}{L_1} \quad (5.25)$$

$$\frac{d}{dt}Iq_{L_1} = -\omega Id_{L_1} + \frac{uq - vq_{C_1}}{L_1} \quad (5.26)$$

Es importante mencionar que para el capacitor se hace el mismo cambio de referencia con el fin de tener un sistema unificado y representable.

$$Id_{qC} = T(\theta)C \frac{d}{dt}(T(\theta)^{-1}Vdq_C) \quad (5.27)$$

$$Id_{qC} = T(\theta)C \frac{d}{dt}(T(\theta)^{-1})vdq_C + T(\theta)CT(\theta)^{-1} \frac{d}{dt}(vdq_C) \quad (5.28)$$

$$Id_C = -\omega Cvq_C + C \frac{d}{dt}vd_C \quad (5.29)$$

$$Iq_C = \omega Cvd_C + C \frac{d}{dt}vq_C \quad (5.30)$$

Entonces podemos lograr el siguiente sistema de ecuaciones alterando la Ec. (5.5) y reemplazando por las Ec. (5.29) y (5.30).

$$\frac{d}{dt}vd_C = \omega vq_C + \frac{Id_{L1} - Id_{L2}}{C} \quad (5.31)$$

$$\frac{d}{dt}vq_C = -\omega vd_C + \frac{Iq_{L1} - Iq_{L2}}{C} \quad (5.32)$$

Del mismo modo, el inductor 2 se somete al mismo procedimiento que el inductor 1, obteniendo

$$\frac{d}{dt}Id_{L2} = \omega Iq_{L2} + \frac{vd_C - V_{sd}}{L_2} \quad (5.33)$$

$$\frac{d}{dt}Iq_{L2} = -\omega Id_{L2} + \frac{vq_C - V_{sq}}{L_2} \quad (5.34)$$

Finalmente el sistema de ecuaciones compuesto por las Ecs. (5.25), (5.26), (5.31), (5.32), (5.33) y (5.34), representan a la MR en el marco de referencia dq en el siguiente esquema de espacio de estados,

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id_{L1} \\ Iq_{L1} \\ Id_{L2} \\ Iq_{L2} \\ vd_C \\ vq_C \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} Id_{L1} \\ \frac{d}{dt} Iq_{L1} \\ \frac{d}{dt} Id_{L2} \\ \frac{d}{dt} Iq_{L2} \\ \frac{d}{dt} v_{dC} \\ \frac{d}{dt} v_{qC} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 0 & \omega & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C & 0 & -1/C & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 1/C & 0 & -1/C & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id_{L1} \\ Iq_{L1} \\ Id_{L2} \\ Iq_{L2} \\ v_{dC} \\ v_{qC} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ud \\ uq \\ Vsd \\ Vsq \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.36}$$

Analizando la Ec. (5.36), se puede inferir que diseñar un controlador para la matriz resultante tiene un nivel de complejidad alto. No obstante, gracias a la propiedad de la transformada Park es posible desacoplar este sistema en dos partes, en las componentes d y q resultando

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} Id_{L1} \\ \frac{d}{dt} Id_{L2} \\ \frac{d}{dt} v_{dC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id_{L1} \\ Id_{L2} \\ v_{dC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ud + g(x) \tag{5.37}$$

$$y_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id_{L1} \\ Id_{L2} \\ v_{dC} \end{bmatrix} \tag{5.38}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} Iq_{L1} \\ \frac{d}{dt} Iq_{L2} \\ \frac{d}{dt} v_{qC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq_{L1} \\ Iq_{L2} \\ v_{qC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} uq + h(x) \tag{5.39}$$

$$y_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq_{L1} \\ Iq_{L2} \\ v_{qC} \end{bmatrix} \tag{5.40}$$

Donde $g(x)$ y $h(x)$ son las perturbaciones del sistema, y se encuentran definidas por:

$$g(x) = \begin{bmatrix} \omega & 0 & 0 \\ 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id_{L1} \\ Id_{L2} \\ vd_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} Vsd \quad (5.41)$$

$$h(x) = \begin{bmatrix} -\omega & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 0 \\ 0 & 0 & -\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq_{L1} \\ Iq_{L2} \\ vq_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} Vsq \quad (5.42)$$

Como podemos observar de las Ecs. (5.37), (5.39), (5.38) y (5.40) son equivalencias del modelo en monofásico de la MR. Una vez generado el modelo equivalente de la MR en dq, se procede al diseño del controlador de cada una de estas componentes (dq) para regular las referencias de corrientes entregadas por el sistema, y de esta forma controlar el flujo de potencia de la MR hacía la red de servicios.

5.4. Realimentación de estados

Cuando se tiene un sistema de orden superior a 2 y se utilizan métodos clásicos para obtener información de los polos del sistema, como se presenta en la Ec. (5.11), en algunas aplicaciones no es posible. Este fenómeno sucede porque al realimentar la salida no disponemos del número suficiente de parámetros para ubicar de manera independiente, todos los polos en lazo cerrado.

Para solucionar la problemática mencionada anteriormente se emplea la técnica de realimentación de estados a la parte lineal de las Ecs. 5.37 y 5.39, es decir, esta técnica se aplica a la fracción de cada una de estas ecuaciones que no depende de la frecuencia ω ni de la componente d y q que representa red eléctrica (Vsd y Vsq). Es método consiste, en primer lugar conocer todos los estados del sistema. Una vez conocidos, se retroalimentan a la entrada del sistema de la Figura 5.2, modificando la estructura de la siguiente forma: Analizando la estructura de la Figura 5.5, se puede

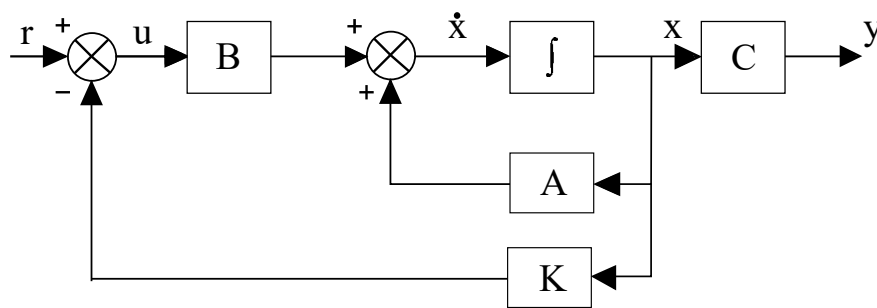


Figura 5.5: Realimentación de estados

obtener una nueva representación en variables de estado con la ayuda de las siguientes ecuaciones:

$$u(t) = r(t) - Kx(t) \quad (5.43)$$

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(r(t) - Kx(t)) \quad (5.44)$$

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) + Br(t) \quad (5.45)$$

$$y(t) = C(t)x(t) \quad (5.46)$$

Cabe destacar que esta técnica es muy usada para sistemas críticamente estables e inestables, buscando tener un mejor manejo sobre las variables que conforman el polinomio característico. Los nuevos valores de la matriz A deben tener parte real negativa para que no afecte a la estabilidad del sistema.

5.4.1. Consideraciones

- Teniendo en cuenta el concepto de controlabilidad en el sistema retroalimentado, donde K es un vector fila de constantes que pueden ser asignados arbitrariamente, siempre y cuando los polos complejos conjugados se designen en pares.
- Esta técnica solo afecta a los polos del sistema.
- La controlabilidad del sistema original es invariante al sistema retroalimentado, esta propiedad incluye ambos sistemas.
- La observabilidad del sistema original en lazo cerrado puede diferir del sistema generado por retroalimentación de estados. El tipo de compensador diseñado puede cancelar un polo o un cero, afectar esta propiedad.

En vista de las consideraciones mencionadas anteriormente y utilizando las Ecs. (5.45) y (5.46), se obtiene que:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} Id_{L1} \\ \frac{d}{dt} Id_{L2} \\ \frac{d}{dt} vd_C \end{bmatrix} &= \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K1 & K2 & K3 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} Id_{L1} \\ Id_{L2} \\ vd_C \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1/L1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_d + g(x) \end{aligned} \quad (5.47)$$

Es importante mencionar que la Ec. 5.47 es la ejemplificación de como se aplica la realimentación de estados a la componente d del sistema. De igual manera se realizó el mismo procedimiento para la componente q, resultando en una función transferencia equivalente para las componentes d y q del sistema. Se demuestra que la nueva matriz $A(t)$ se refiere a $(A - Bk)$ de la Ec. (5.45) y aplicando la Ec. (5.11), obtenemos la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{1}{s^3 + \frac{K_1}{L_1}s^2 + \frac{L_1+L_2+K_3L_2}{C_1L_1L_2}s + \frac{K_1+K_2}{C_1L_1L_2}} \quad (5.48)$$

Así, el polinomio característico de la Ec. (5.48) se representa por

$$P(s) = s^3 + \frac{K_1}{L_1}s^2 + \frac{L_1 + L_2 + K_3L_2}{C_1L_1L_2}s + \frac{K_1 + K_2}{C_1L_1L_2} \quad (5.49)$$

Con el despliegue matemático anterior e igualando las Ec. (5.14) y (5.49), se permiten calcular las constantes K_1 , K_2 y K_3 resultantes de la retroalimentación de estados, contemplando tiempo de asentamiento, factor de amortiguamiento y frecuencia natural no amortiguada (T_s , ζ , W_n), variables que influyen de forma directa en la respuesta y la estabilidad de la función de transferencia requerida.

5.5. Diseño del controlador utilizando la realimentación de estados

Una vez obtenido el modelo equivalente de la MR en el marco de referencia dq, resultado de su descomposición por medio de la transformada Park, se procede al diseño de los controladores (uno para la componente d y otro para q) que van a regular el flujo de potencia de la MR hacia la red eléctrica. Por otro lado, las componentes d y q están asociadas al flujo de potencia activa y reactiva de la MR respectivamente. Como se mencionó en la introducción de este trabajo de investigación, el método seleccionado para regular las variables del sistema fue el PI, debido a su propiedad de eliminar el error del sistema en estado estable y baja sensibilidad al ruido. La función de transferencia que describe este controlador está descrita por:

$$G_c(s) = K \frac{s + \frac{K_p}{K_i}}{s}, \quad (5.50)$$

de manera que se puede calcular la ganancia proporcional e integral que corresponden a K_p y K_i respectivamente, teniendo presentes las condiciones de ángulo y magnitud para el cálculo de las ganancias mencionadas anteriormente.

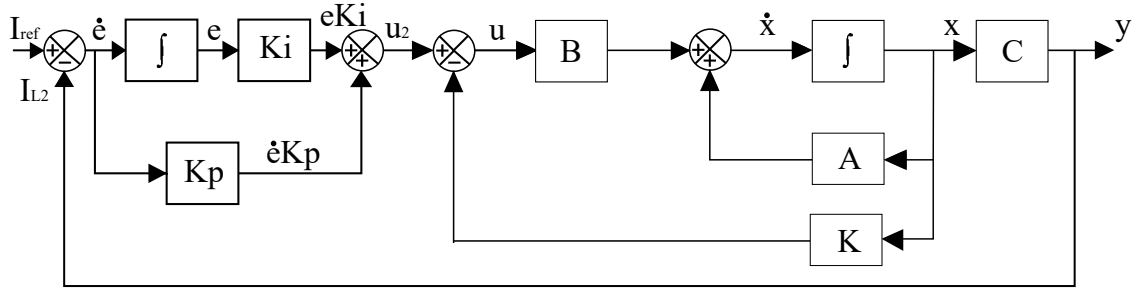


Figura 5.6: Realimentación de estados con controlador PI

En la condición de representación en espacio de estados, el controlador representa un estado adicional que se debe agregar al sistema, de tal forma que su representación en espacio de estados se rige por el esquema de la Figura 5.6 y las siguientes relaciones:

$$\dot{e} = I_{ref} - I_{L2}, \quad (5.51)$$

$$u_2 = eK_i + \dot{e}K_p, \quad (5.52)$$

$$u = u_2 + Kx(t), \quad (5.53)$$

donde \dot{e} representa el estado del controlador, I_{ref} es el set point de la corriente, I_{L2} la corriente que se requiere inyectar, K_p ganancia proporcional, K_i ganancia integral, u entrada del sistema realimentado, u_2 entrada que contiene información del controlador y K es la matriz de estados.

Al modificar la Ec. (5.2) del modelo monofásico de la MR y recordando que este modelo es similar al ejemplo en espacio de estados de las componentes dq, dependiente de la entrada u , y no alterando las Ecs. (5.4) y (5.6), se produce la siguiente representación en variables de estado:

$$\frac{d}{dt}I_{L1} = -\frac{1}{L_1}V_{C1} + \frac{1}{L_1}(eK_i + (I_{ref} - I_{L2})K_p + K_2I_{L2} + K_3V_{C1} + K_1I_{L1}) \quad (5.54)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}I_{L1} \\ \frac{d}{dt}I_{L2} \\ \frac{d}{dt}V_{C1} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1/L_1 & (K_2 - K_p)/L_1 & (K_3 - 1)/L_1 & K_i/L_1 \\ 0 & 0 & 1/L_2 & 0 \\ 1/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_p/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} I_{ref} + g(x) \quad (5.55)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ e \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

Logrando finalmente la siguiente función de transferencia que describe la dinámica del sistema completo modelado matemáticamente por:

$$G(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^4 - \frac{K_1}{L_1} s^3 + \frac{L_1 + L_2 - K_3 L_2}{C_1 L_1 L_2} s^2 + \frac{K_p - K_2 - K_1}{C_1 L_1 L_2} s + \frac{K_i}{C_1 L_1 L_2}}. \quad (5.57)$$

A partir de la Ec. (5.57) y al utilizar su denominador como polinomio característico, se iguala con la Ec. (5.58) para obtener todos los valores de K_p , K_i , K_1 , K_2 y K_3 con el método de polos dominantes, obteniendo la siguiente relación polinomial,

$$P(s) = (s^2 + 2W_n \zeta s + W_n^2)(s + \alpha)(s + \beta), \quad (5.58)$$

El objetivo es ubicar los polos dependiendo del criterio del diseñador, calculando los valores de la ganancia en estado estable (k), tiempo de levantamiento (T_r), overshoot (M_p), tiempo de asentamiento (T_s) y frecuencia natural amortiguada (ω_n), como se puede observar en el ejemplo de la Tabla 5.1. Para determinar la matriz \mathbf{K} se deben ubicar los polos del sistema en posiciones prefi-

Tabla 5.1: Parámetros para el cálculo del polinomio característico

Característica	Valor	$\zeta = 0,5$	$\zeta = 0,70$	$\zeta = 1$
Valor en estado estable	k	k	k	k
Tiempo de levantamiento	$T_r = \frac{1}{\omega_n} e^{\frac{\varphi}{\tan \varphi}}$	$\frac{1,8}{\omega_n}$	$\frac{2,2}{\omega_n}$	$\frac{2,7}{\omega_n}$
Sobrepico	$M_p = e^{\frac{-\pi \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$	16 %	4 %	0 %
Tiempo de asentamiento	$T_s \approx \frac{4}{\zeta} \omega_n$	$\frac{8}{\omega_n}$	$\frac{5,9}{\omega_n}$	$\frac{5,8}{\omega_n}$

jadas arbitrariamente en el plano complejo (valores reales o complejos conjugados), satisfaciendo condiciones de estabilidad y los parámetros k , T_r , M_p , T_s y ω_n . Esta técnica es conocida como control modal.

5.6. Optimización del control por medio de LQR (Linear Quadratic Regulator)

En esta sección se da una explicación detallada del porque se requiere abordar un problema de optimización para el diseño del controlador de la MR. Como se mencionó en la sección 5.45 y 5.5,

la integración de un control PI representa un estado adicional que se agrega al modelo matemático de la MR [Merchan et al., 2016].

Teniendo el modelo equivalente en dq de la MR se procede al cálculo de todas las variables del sistema como K_1 , K_2 , K_3 , K_p y K_i por medio de la técnica de polos dominantes. Este método consiste en igualar el polinomio característico de la función de transferencia que describe la dinámica de la MR, (ver Ec. (5.57)), con un polinomio que se ajuste a las necesidades del sistema (Tiempo de respuesta, Overshoot, Tiempo de levantamiento, etc.). Sin embargo, para dinámicas de orden mayor a 2 la configuración del polinomio empieza a tornarse compleja, (ver Ec. (5.58)), en consecuencia, debe plantearse la pregunta cuál es la posición más adecuada para los polos α y β .

Es importante resaltar la pregunta anterior, porque si se ubican polos de manera arbitraria sin ninguna pericia en la dinámica del sistema, esto puede afectar directamente al esfuerzo que debe realizar el controlador para seguir sus referencias. Para solucionar esta incógnita nos basamos en el algoritmo LQR, el cual plantea una función de costo para encontrar el balance entre el esfuerzo y el tiempo del respuesta del controlador [Murray, 2011].

Igualmente, a través de esta función de costo se calcula el vector de constantes K y la posición apropiada de los polos. Con ello se busca conseguir una dinámica balanceada en términos de energía del sistema. Matemáticamente la función objetivo que se quiere minimizar se escribe como:

$$J = \int_0^{\infty} (X^T Q X + u^T R u) dt, \quad (5.59)$$

la cual esta sujeta a la restricción de la Ec. (5.9). Además, suponiendo que $u(t) = -Kx(t)$ y $K = R^{-1}B^T S$, donde Q y R son matrices semi-definidas positivas, la componente S se transforma en la forma de la ecuación de Riccati:

$$A^T S + SA - SBR^{-1}B^T S + Q = 0. \quad (5.60)$$

resolviendo S de la Ec. (5.60) es posible determinar los valores de la matriz K y de la entrada del sistema $u(t)$. Es importante mencionar que los eigenvalores que selecciona el LQR con la realimentación de estados, deben ser negativos cumpliendo con la condición de estabilidad del sistema.

La integral de la Ec. (5.59) significa el área bajo la curva que representa del esfuerzo de controlador contra el tiempo de respuesta del mismo. Por esta razón, al elegir apropiadamente los valores de Q y R se consiguen tres posibles combinaciones; si $R \ll Q$, quiere decir una acción de control barata con una respuesta rápida; si $R \gg Q$ es un control caro para una respuesta lenta del sistema; finalmente, al variar la penalización de los estados en la matriz Q y el esfuerzo del controlador R , se logra una respuesta balanceada en el sistema.

El funcionamiento del algoritmo LQR se resume en los siguiente pasos:

- Identificar la matriz A y B en el espacio de estados.
- Seleccionar los parámetros Q y R teniendo en cuenta las características del resultado que se requiere obtener.
- Resolver la Ec. (5.60).
- Calcular los valores óptimos de la matriz K con $K = R^{-1}B^T S$.
- Elegir los valores de K en estado estable.

Con todos los aspectos mencionados en esta sección, se puede construir una solución para el problema planteado inicialmente, el cual consiste en la selección de polos para sistemas con orden mayor a 2, que implementen la técnica de polos dominantes. Utilizando la función `lqr(A,B,Q,R)` de MATLAB fue posible calcular los valores para el vector K teniendo en cuenta el problema de optimización que se requiere abordar. Es importante mencionar que para el uso de la técnica de realimentación de estados, se debe calcular una ganancia de precompensación para mejorar el error del sistema en estado estable para referencias distintas de cero, ya que sin este valor no hay control sobre la salida del sistema, generando el diagrama de bloques mostrado en la Figura 5.7. En consecuencia, se genera la siguiente función de transferencia en lazo cerrado,

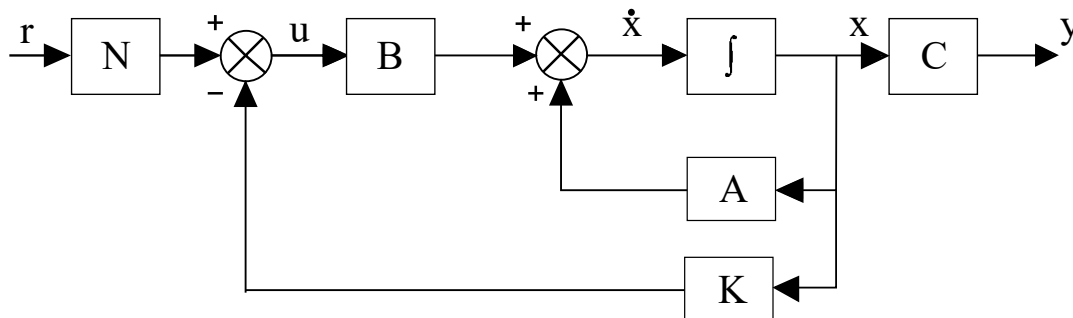


Figura 5.7: Precompensación de la realimentación de estados

$$G(s)_{cl} = N \frac{b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_1 S + b_0}{S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0} \quad m < n \quad (5.61)$$

$$G(s)_{cl} = NC[SI - (A - BK)]^{-1} B \quad (5.62)$$

Así pues, se puede conseguir el valor de la ganancia de precompensación de la Ec. (5.61) mediante,

$$y_{ss} = G(0)_{cl} = N \frac{b_0}{a_0} \quad (5.63)$$

$$N = \frac{a_0}{b_0} \quad (5.64)$$

De la Ec. (5.62), se obtiene la siguiente relación,

$$y_{ss} = -NC[SI - (A - BK)]^{-1}B = 1 \quad (5.65)$$

$$N = -\frac{1}{C[SI - (A - BK)]^{-1}B} \quad (5.66)$$

Utilizando las reglas anteriores, se adquiere el valor de la ganancia N y por ende se obtiene la respuesta al escalón del sistema realimentado con el algoritmo LQR, como se evidencia en la Figura 5.8.

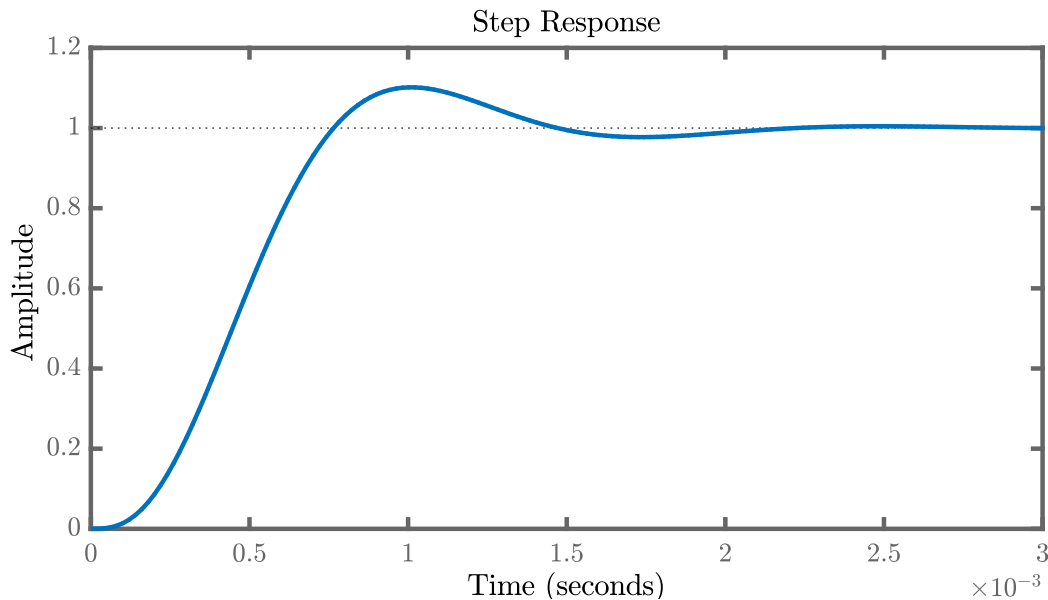


Figura 5.8: Respuesta al escalón del sistema con LQR

Utilizando dicha ganancia de pre-compensación y el algoritmo lqr se puede lograr un control similar al proporcional como se observa en la Figura 5.8. Sin embargo, este tipo de control es muy sensible al error, por este motivo se agrega el controlador PI al lazo de control de la Figura 5.7. De esta forma se alcanza un control óptimo con las propiedades del controlador PI (utilizando el lugar geométrico de la raíces), la posición más adecuada para los polos del sistema y por ende, un valor de ganancias (vector K , K_p y K_i) perfectamente equilibradas según los parámetros de diseño de la Tabla 5.1. Igualmente, se realizó una explicación profunda de todos los tópicos que se consideraron importantes en la realización de este proyecto de investigación. En el siguiente capítulo se muestran los resultados obtenidos producto de la metodología implementada en esta tesis.

Capítulo 6

Resultados

En este capítulo se presentan los resultados de las simulaciones numéricas, con el objeto de establecer el rendimiento de los controladores diseñados y la capacidad de la MR como sistema de soporte en la red eléctrica. Estas simulaciones se llevaron a cabo en el software Matlab extensión Simulink. En el mismo sentido, la MR fue expuesta a diferentes fallas propiciadas por la red de servicios con cargas balanceadas y desbalanceadas para todos los casos de estudio.

6.1. Parametrización de las simulaciones

La Tabla 6.1, muestra los valores seleccionados para topología del filtro LCL y diseño del controlador. Dichos valores fueron tomados del trabajo [Shi et al., 2016], con el propósito de comprobar si los resultados obtenidos corresponden a los requeridos por los usuarios, y en caso de mejorar algún parámetro este debe ser reportado a la comunidad científica.

Tabla 6.1: Parámetros de la MR

Parámetro	Valor numérico	Unidades
Cargas Resistivas R_{cargas}	20	[Ω]
Inductores L_i	2×10^3	[H]
Capacitores C_i	60×10^{-6}	[F]
Tiempo de asentamiento T_s	0.00185	[s]
Amortiguamiento ζ	0.5	
Sobrepico	14	[%]
Frec. Natural No Amortig. ω_n	4.2911×10^3	[rad/s]
Frecuencia	60	[Hz]

Tomando en consideración los valores de la Tabla 6.1 y siguiendo la metodología descrita en la sección 5.5, se obtienen los siguientes valores; $K_1 = -24.9513$, $K_2 = 0$ para simplificar cálculos,

$K_3 = -6.2165$, $Kp = 24,7845$ y $K_i = 6.6222 \times 10^4$.

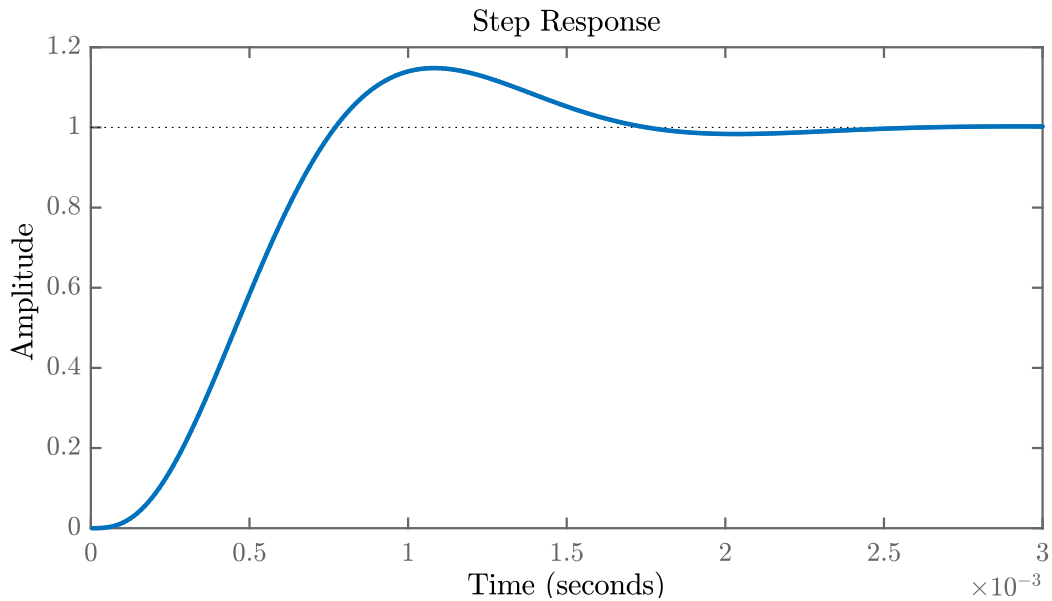


Figura 6.1: Función de transferencia de la MR con polos dominantes

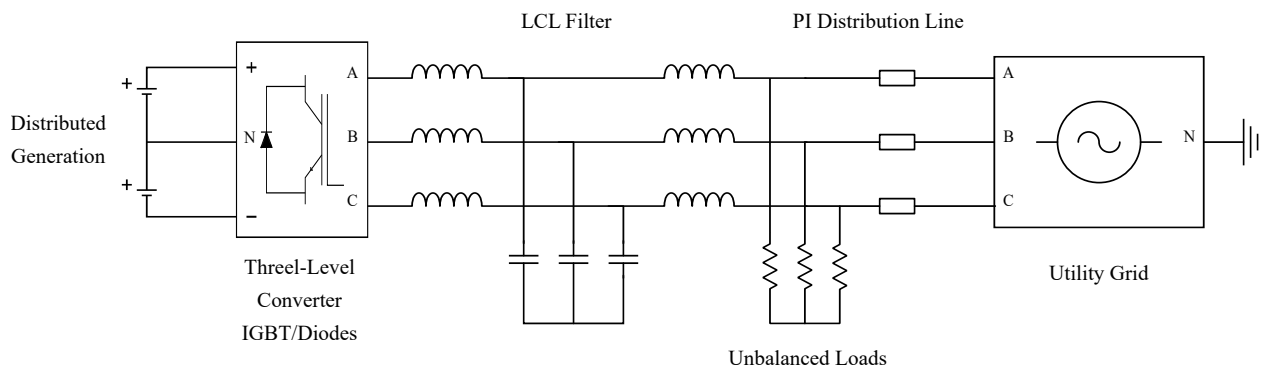


Figura 6.2: Estructura de la Micro-red

Analizando la Figura 6.1, se obtuvo que los parámetros iniciales fueron alterados por la posición de los polos α y β de la Ec. (5.58). Teniendo un overshoot de 14.8% y un $T_s = 0.00163$. La Figura 6.2 representa el modelo de MR diseñado para propósito de esta investigación, seleccionando los siguientes datos como referencia en las simulaciones; la fuente CD que conecta al convertidor equivale a 200 Volts. El convertidor implementado es un inversor trifásico de tres niveles con tecnología IGBT operando a 10 kHz. Un filtro de topología LCL y una carga resistiva con valores establecidos en la Tabla 6.1. La línea de distribución PI que conecta a la red eléctrica según la norma IEEE tal.

Por otro lado, se desea un manejo controlado de los parámetros del polinomio característico,

que se muestra en la Ec. (5.49), que a su vez se iguala con la Ec. (5.14). Al surgir la problemática de posicionar el polo α de la Ec. (5.14) aleatoriamente sin que afecte la dinámica del sistema, se calculan nuevos valores para las constantes K_1 , K_2 y K_3 . Este calculo se realiza siguiendo la metodología mencionada en la realimentación de estados y por medio del algoritmo LQR, explicado en la Sección 5.6. De esta manera y tomando los valores de la Tabla 6.1 se obtienen los siguientes valores; $K_1 = 17.8067$, $K_2 = 6.9420$ y $K_3 = 3.0687$.

En este orden de ideas, las perturbaciones pueden afectar negativamente la dinámica de la función de transferencia porque se interpretan como entradas del sistema. En muchos casos, la realimentación de estados no es suficiente para minimizar los efectos que tienen los disturbios sobre los polos del sistema, por este motivo se diseña una ley de control que contiene todas las propiedades del algoritmo LQR que garantizan un equilibrio entre el esfuerzo del controlador y la rapidez del mismo. Para lograr esto se calcula la ganancia N y los valores correspondientes de ganancia proporcional e integral a través del lugar geométrico de las raíces, teniendo en cuenta los parámetros establecidos en la Tabla 6.1.

Cabe destacar que la Figura 5.8 obedece a los parámetros establecidos en la tabla mencionada anteriormente, en comparación del método de igualación de polos que modifica la respuesta del sistema. Para $N = 24.7487$, $K_p = 0.083347$ y $K_i = 1.2693736 \times 10^3$ podemos observar una reducción sustancial en la ganancia integral, eliminando así todos los posibles inconvenientes de realizabilidad del sistema de control.

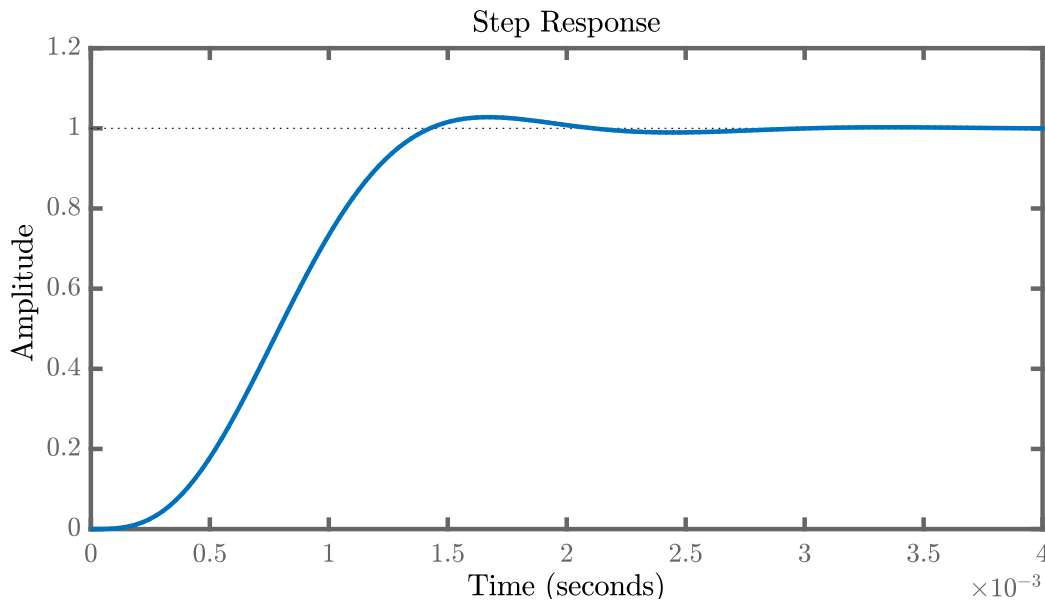


Figura 6.3: Controlador PI LQR

Por consiguiente, la Figura 6.3 sigue respondiendo al parámetro inicial de $T_s = 0.00185$ por

el uso adecuado del LQR, solucionando el inconveniente de aleatoriedad en la posición inicial de los polos y variando ligeramente el overshoot. De los resultados anteriores, se puede deducir que comparando las técnicas para calcular las respectivas ganancias del sistema para polos con valores en la escala de miles asignados arbitrariamente, en cierta medida, afecta todos los parámetros de diseño establecidos inicialmente. No se puede estimar un comportamiento deseado con el sistema de control, sin embargo al proponer una función de costo es posible alcanzar los valores de requeridos para el sistema, penalizando el tiempo de respuesta del controlador y cada uno de los estados que lo conforman.

6.2. Técnicas de control utilizadas en la simulaciones

Como punto de comparación, se puso a prueba cuál de la dos técnicas utilizadas arroja los mejores resultados en cuanto a mitigación de fallas y costo energético. A continuación se realizan pruebas de inyección de potencia activa y reactiva de ambos controladores. En la Figura 6.4 se presenta el control PI (realimentación de estados) de corriente en dq . Asimismo, la Figura 6.5 muestra la misma técnica de control de corriente en el dominio trifásico. Como resultado del

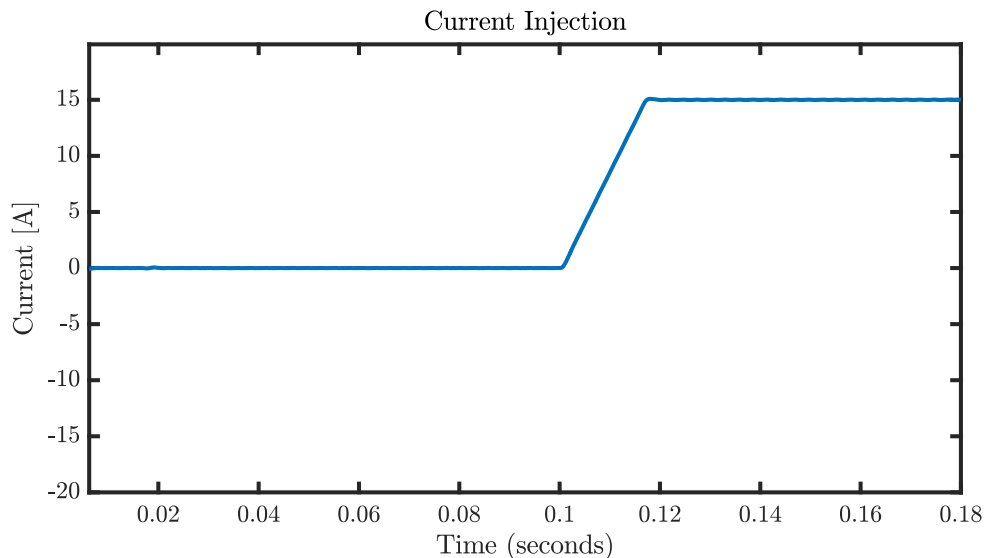


Figura 6.4: Control PI de corriente en dq

grupo de Figuras 6.4- 6.7, podemos observar que con la técnica de control derivada de los polos dominantes respecto del LQR, se generan los mismos resultados en cuanto a la respuesta al escalón unitario del sistema. Sin embargo, la técnica de LQR hace una reducción significativa en los valores de K_1 , K_2 , K_3 , K_p y K_i , además de realizar un menor esfuerzo en el controlador. Otra característica a tener en cuenta es la medición de la energía del sistema a través de una función

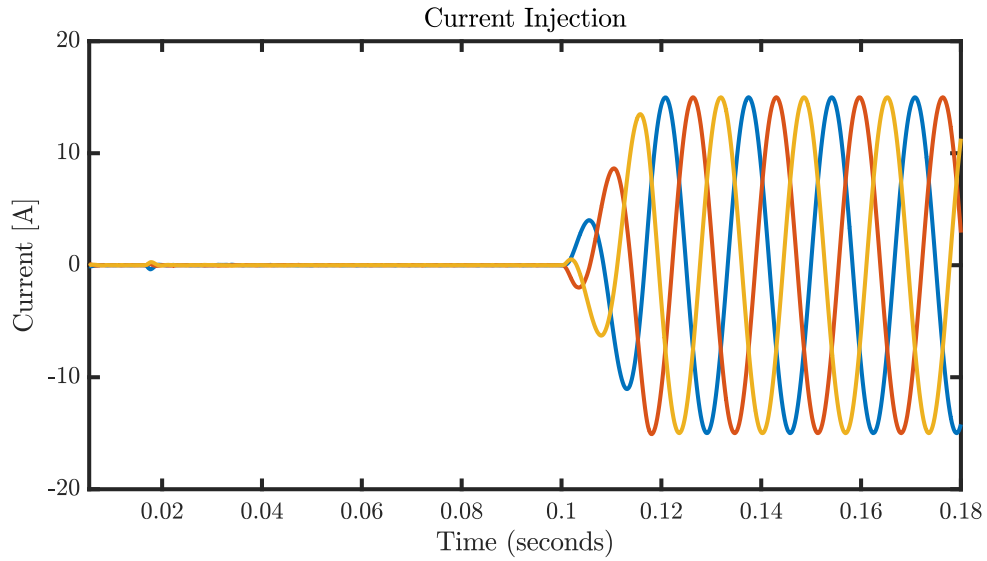


Figura 6.5: Control PI de corriente en el dominio trifásico

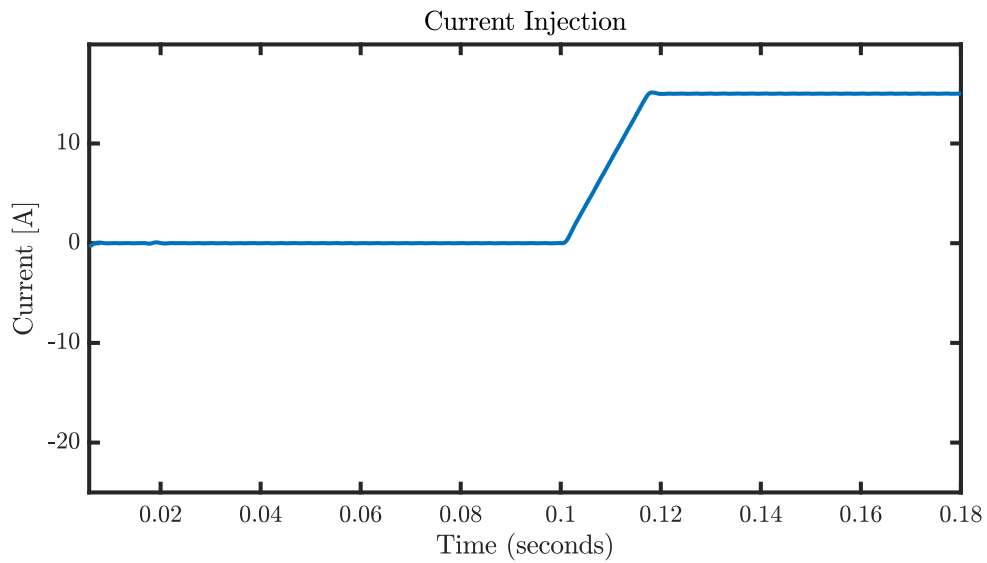


Figura 6.6: Control óptimo de corriente en el dominio dq

de potencia, dado que esta nos indica el gasto energético que supone transmitir dicha señal. Así, una señal con mayor potencia supone un gran costo de energía por parte del sistema eléctrico, por lo que potencia y energía se encuentran relacionados entre sí. Recordemos que la potencia y la energía de una señal $x(t)$ se definen respectivamente por:

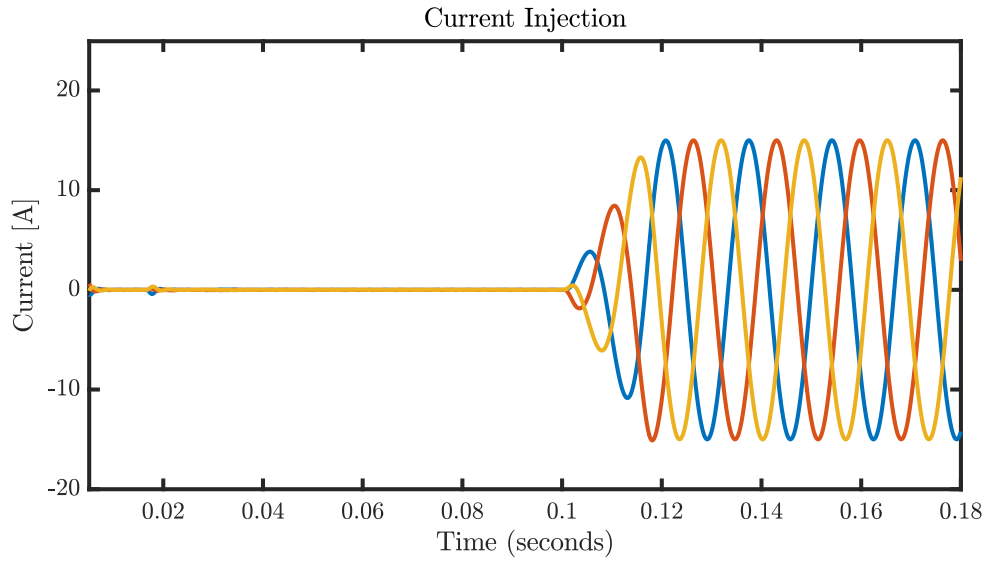


Figura 6.7: Control óptimo de corriente en el dominio trifásico

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T |x(t)|^2 dt \quad (6.1)$$

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \quad (6.2)$$

De esta forma, la señal debe ser finita y acotada para que el resultado obtenido tenga significado sometiéndose a la condición de que la amplitud de la señal es igual a cero, cuando la magnitud del tiempo sea infinito. Como la caracterización de la señal de potencia es tomada de la señal de inyección de potencia activa en el dominio dq, no es necesario hacer énfasis en la Ec. (6.1).

Aplicando el concepto de energía mencionado anteriormente a las Figuras 6.8 y 6.9 y aplicando la Ec. 6.2, obtenemos los siguientes valores de energía; para el controlador diseñado por el método de polos dominantes y realimentación de estados se tiene un valor de 0.9820 MJ, en cambio para el controlador LQR 0.9482 MJ.

Es necesario mencionar que la parametrización que se realizó para el diseño del controlador fue en valores cercanos entre los polos de ambos sistemas, con el fin de comprobar los índices de costo de energía y cumplimiento en cuanto a requerimientos del tipo de controlador (Analógico o Digital). En consecuencia, se selecciona el controlador LQR como compensador para las pruebas de mitigación de fallas de las siguientes secciones, puesto que los resultados conseguidos para las constantes que conforman el polinomio característico y el costo de energía, posicionan al LQR como la opción más viable.

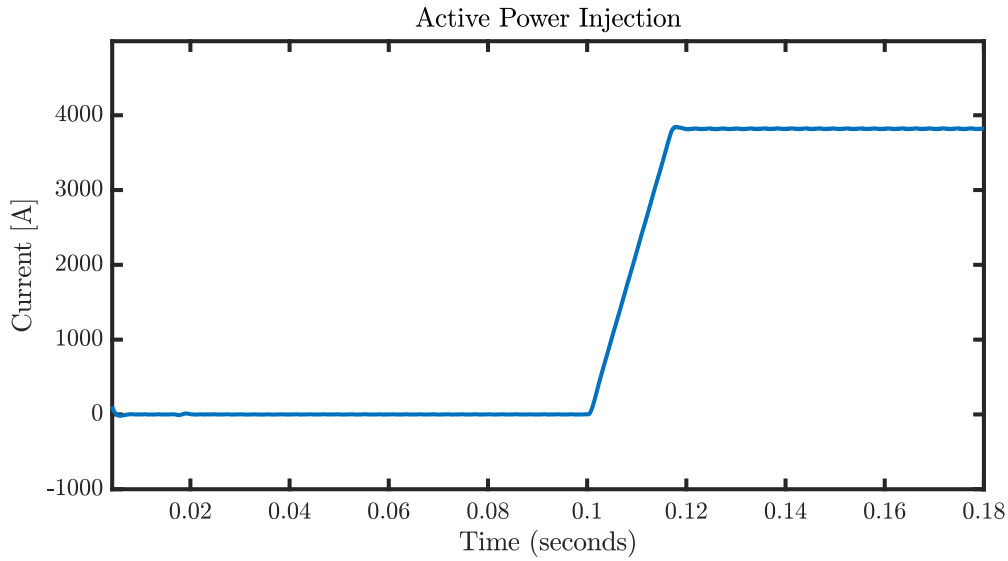


Figura 6.8: Control PI de potencia activa

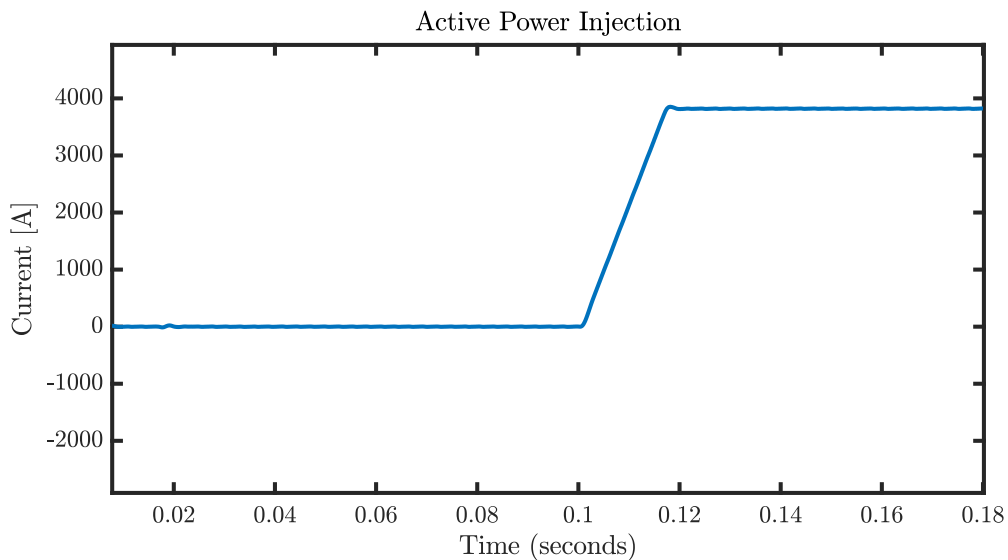


Figura 6.9: Control LQR de potencia activa

6.3. Sags y Swells en la red de servicios

En esta sección se comprueba que el controlador LQR cuenta con la capacidad de hacer funcionar al filtro como un sistema de soporte, para presencias eventuales de Sags y Swells. Estudiando la Figura 6.10 por medio de un analizador de secuencia en Simulink, se puede observar como la magnitud del voltaje en el punto de acoplamiento entre la MR y la red eléctrica, se ve afectada por una falla de tipo Swell de 1,20 -pu- (línea azul), asumiendo que el valor pico en la red son $120\sqrt{2}$. Para mitigar este tipo de falla se utiliza el concepto de potencia instantánea y el droop control pa-

ra variaciones de voltaje con respecto a la potencia reactiva que tiene que entregar o consumir la unidad generadora (ver Secciones 3.5.1 y 3.5.2). Todo esto con el objeto de modificar de manera automática la referencia de la componente q de la corriente, y así disminuir la magnitud del voltaje (línea morada) producto de la sobretensión generada (Swell). Por ello, el controlador óptimo tiene la capacidad de seguir la referencia de manera automática establecida por el droop control. En este sentido, el signo de la referencia de la componente q de la corriente es quien determina la inyección o el consumo de potencia reactiva por parte de la unidad generadora, de tal forma que con este método se mitiga la presencia de Sags y Swells en el punto de acoplamiento.

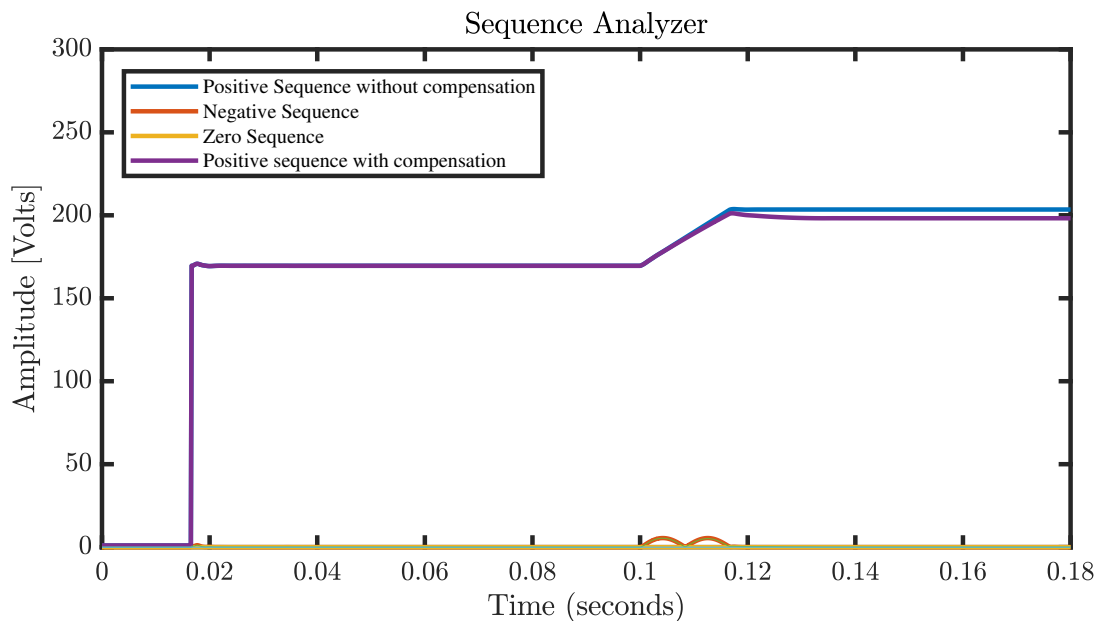


Figura 6.10: Prueba con referencia automática control LQR de un Swell de 1.20 [pu]

La Figuras 6.11 y 6.14 muestran diferentes pruebas realizadas con diferentes referencias de corriente q , para determinar que valor de voltaje sobre la magnitud de la falla puede mitigar la MR. A pesar de esto, la MR no mitiga el cien por ciento de la falla puesto que depende de la capacidad de la fuente, la cual se encuentra conectada al inversor. Semejantemente, la Figura 6.12 describe el consumo de reactivos que debe asumir la MR para tratar de disminuir el nivel de voltaje de la falla hasta su valor nominal. Como se mencionó, estos valores en VARs (Volt-Ampere Reactivo) están sujetos a la capacidad de suministro de la fuente conectada a la MR. En caso contrario, de la manipulación de la componente q del control de corriente implementado, se puede apreciar en la Figura 6.13 una compensación por parte de la MR cuando se presenta un Sag. Así entonces se establece un sistema de respaldo para el tipo de fallas que conciernen a esta sección. En la Figura 6.14, se exhiben los niveles de potencia reactiva que tiene que entregar la MR, para elevar el valor de tensión nominal de la red eléctrica.

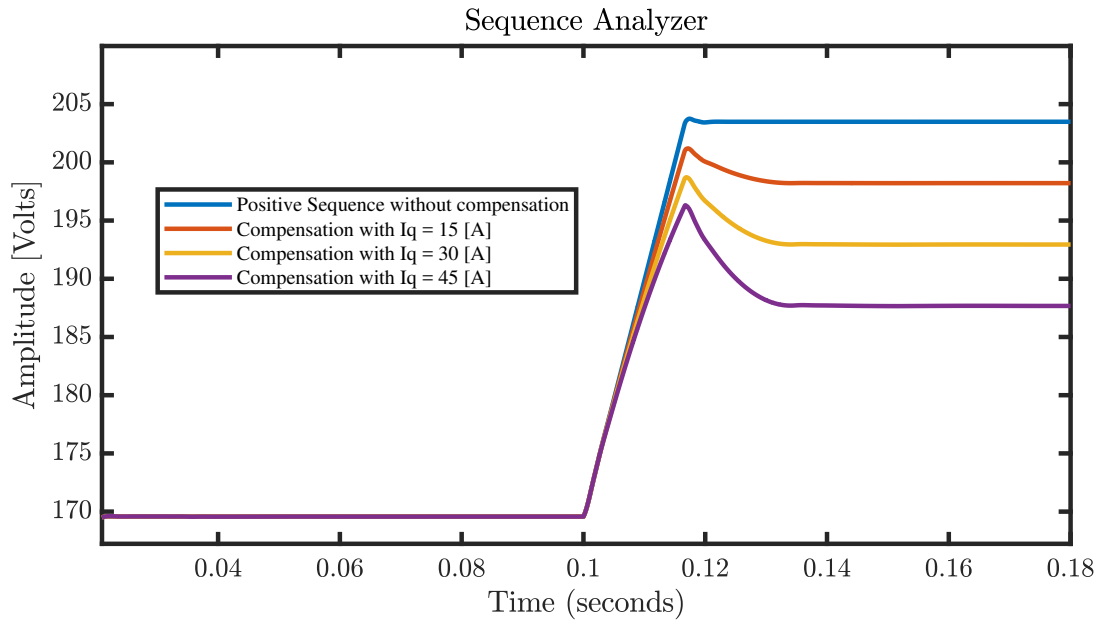


Figura 6.11: Pruebas de desempeño con diferentes referencias de la componente q para mitigar un Swell de 1.20 [pu]

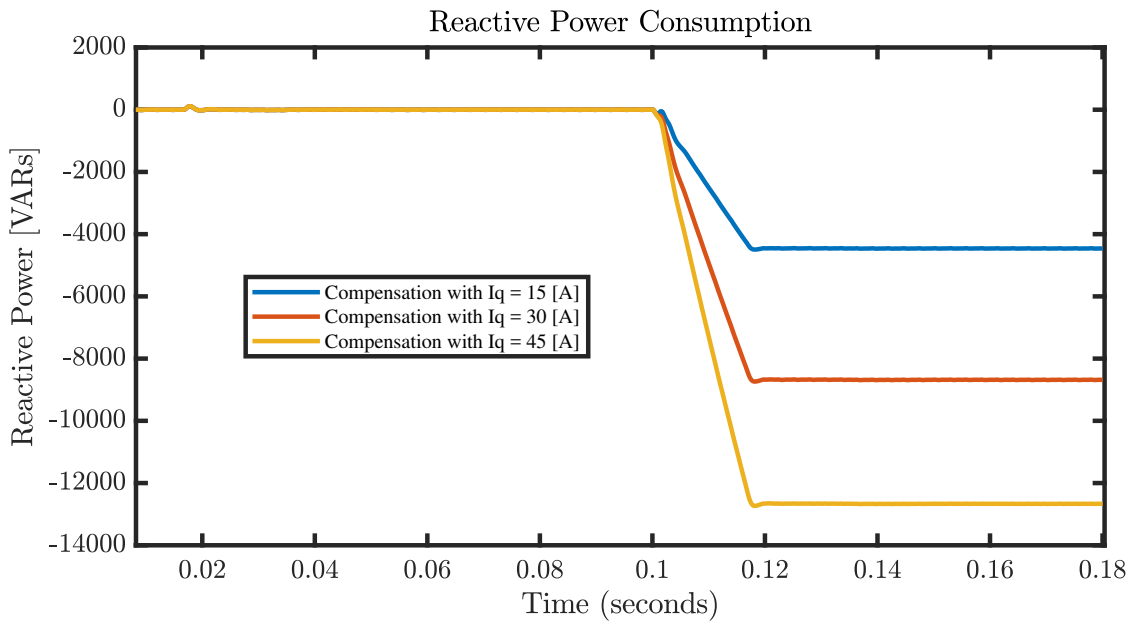


Figura 6.12: Potencia reactiva consumida por la MR para mitigación de Swell de 1.20 [pu]

Es importante mencionar que las pruebas mostradas anteriormente de rendimiento del controlador óptimo diseñado, se plantearon de acuerdo a la norma **SEMI F47-0706** según el valor de la falla en [pu] y la duración de la misma, ver Tabla 4.1, detallada en la Sección 4.1.1. De tal manera, se logró una gran respuesta por parte del controlador, al regular la inyección y consumo de potencia

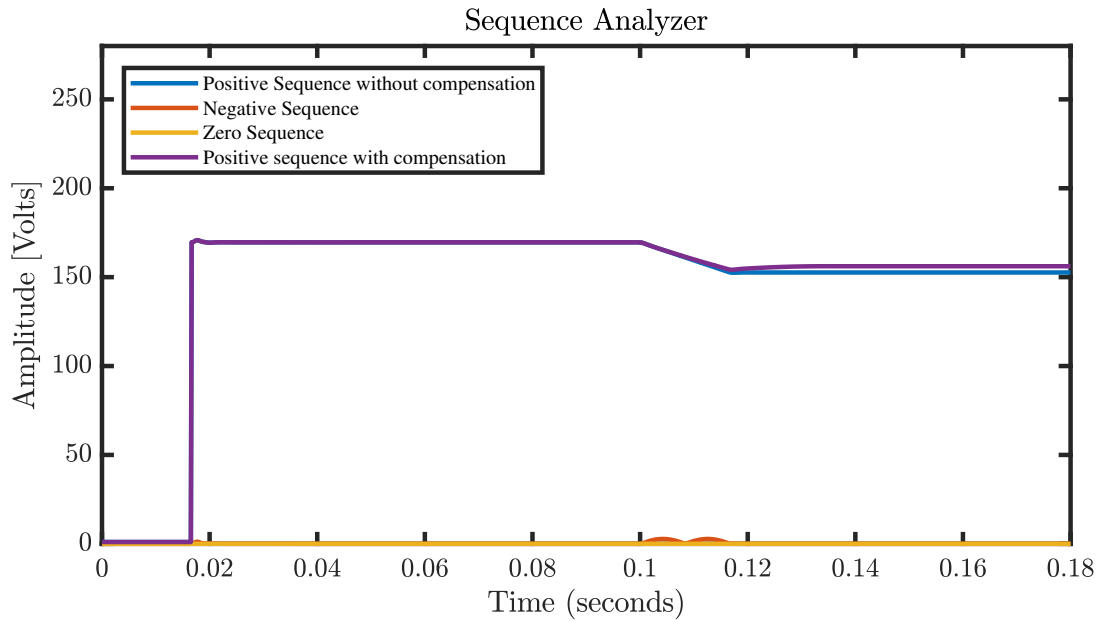


Figura 6.13: Prueba con referencia automática control LQR de un Sag de 0.90 [pu]

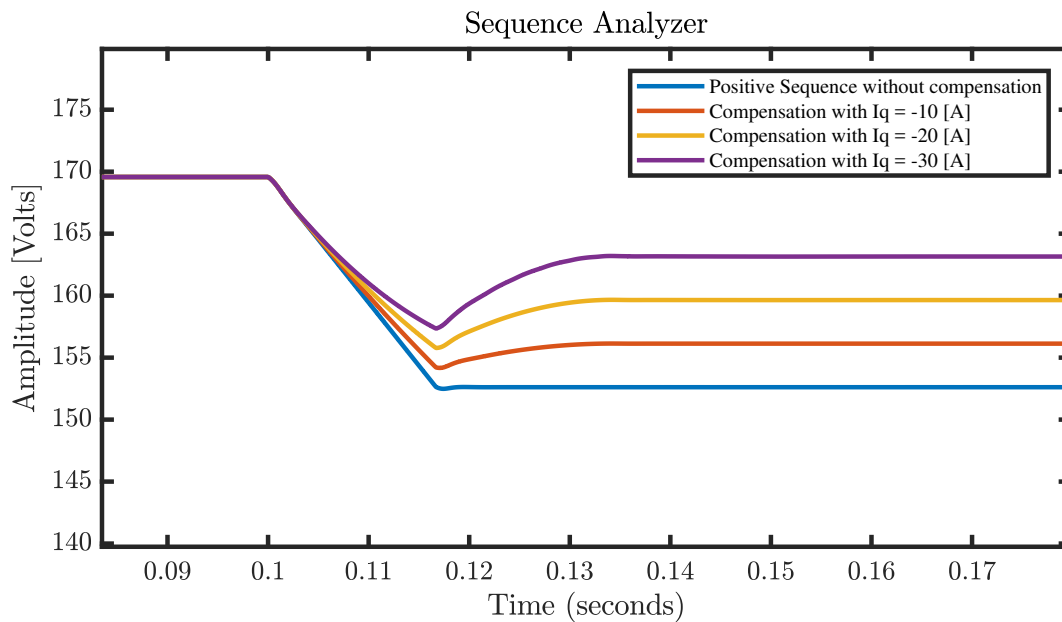


Figura 6.14: Pruebas de desempeño con diferentes referencias de la componente q para mitigar un Sag de 0.90 [pu]

reactiva, como se puede observar en las Figuras 6.12 y 6.15, según la falla que se presente. Del mismo modo, la duración de las fallas oscilan entre 50 y 60 ciclos, sabiendo que un ciclo es aproximadamente 0.01667 segundos, por lo cual el sistema propuesto cumple con los requerimientos explicados en la normativa IEEE 1547.4, que indica que al menos un DER debe dar soporte a la

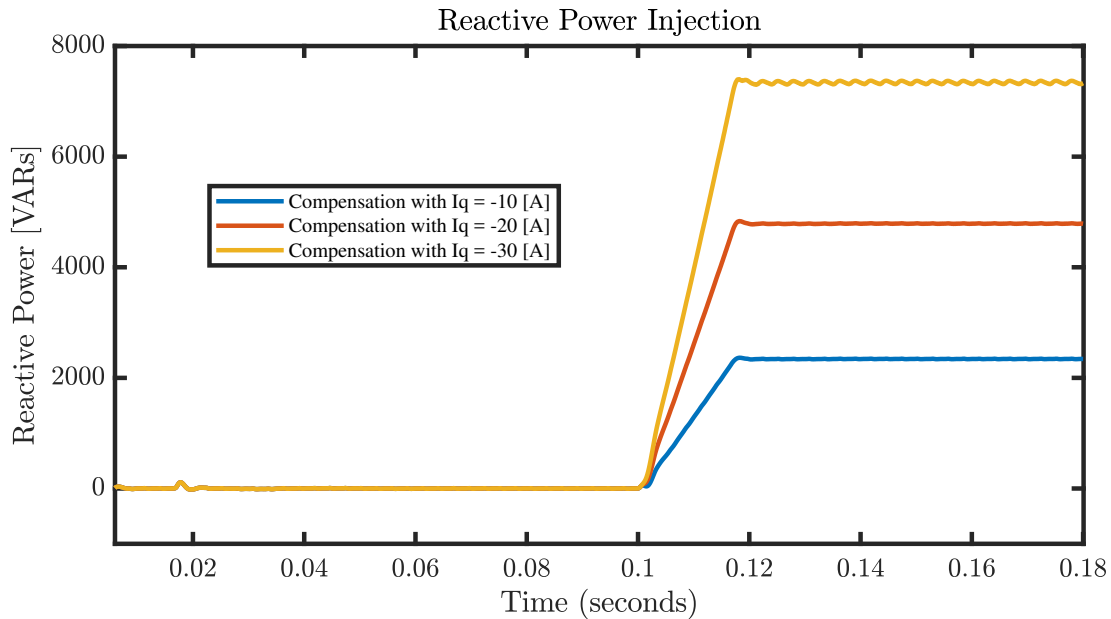


Figura 6.15: Potencia reactiva entregada por la MR para mitigación de Sag de 0.90 -pu-

regulación del voltaje de la red.

6.4. Carga desbalanceada

Teniendo en cuenta la estructura de una MR, el transformador y el *switch* de acoplamiento realizan la función de aislamiento entre la MR y la red eléctrica. Las cargas y la generación distribuida son conectadas al bus de alterna por medio de convertidores de potencia. Para este caso en particular se supone que el *switch* ubicado en el punto de acoplamiento común se encuentra cerrado, y la MR opera en modo conectado a la red. Por este motivo, el voltaje de la MR depende directamente del nivel de tensión de la red pública. Sin embargo, el desbalance se puede ocasionar principalmente por dos cuestiones; por una falla en la red eléctrica refiriéndose a un corto circuito monofásico o bifásico, que dan como resultado un desbalance en la señal de tensión trifásica perjudicando el correcto funcionamiento de la MR.

Por otra parte, las cargas desbalanceadas conectadas a la MR provocan que corrientes trifásicas desequilibradas fluyan hacia la MR. De esta forma, se generan componentes de secuencia negativa que repercuten en el porcentaje de *VUF* (Factor de Desbalance de Voltaje) establecido por la norma IEEE 1159 - 1995 para cargas sensibles. Dicho estándar decreta que el porcentaje de *VUF* para cargas desbalanceadas no debe sobrepasar el 2%. Las Figuras 6.16 y 6.17 inician con una conexión de una carga trifásica balanceada igual a $R_1 = 2\Omega$, $R_2 = 20\Omega$, $R_3 = 20\Omega$ en tres diferentes instantes, $t = 0.12s$, $t = 0.13s$ y $t = 0.14s$. Para cada una de estas pruebas corresponden diferentes referencias

de corriente, de las cuales podemos observar el esfuerzo de controlador por mantener estable el *set point* establecido en un principio, además de un funcionamiento adecuado por parte del mismo. En

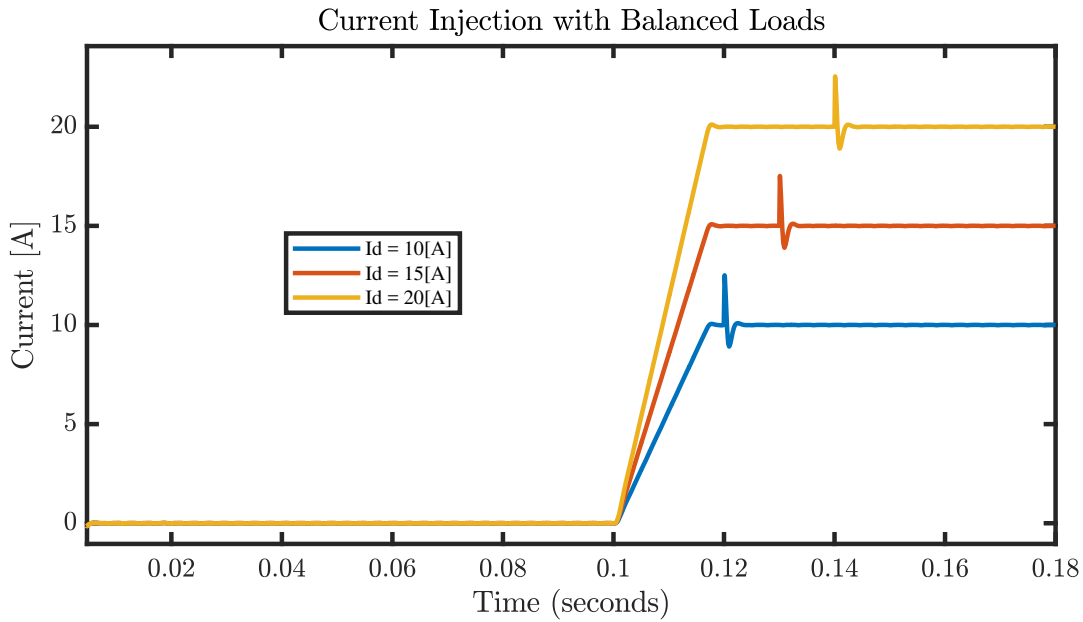


Figura 6.16: Respuesta del controlador ante una carga trifásica balanceada en *dq*

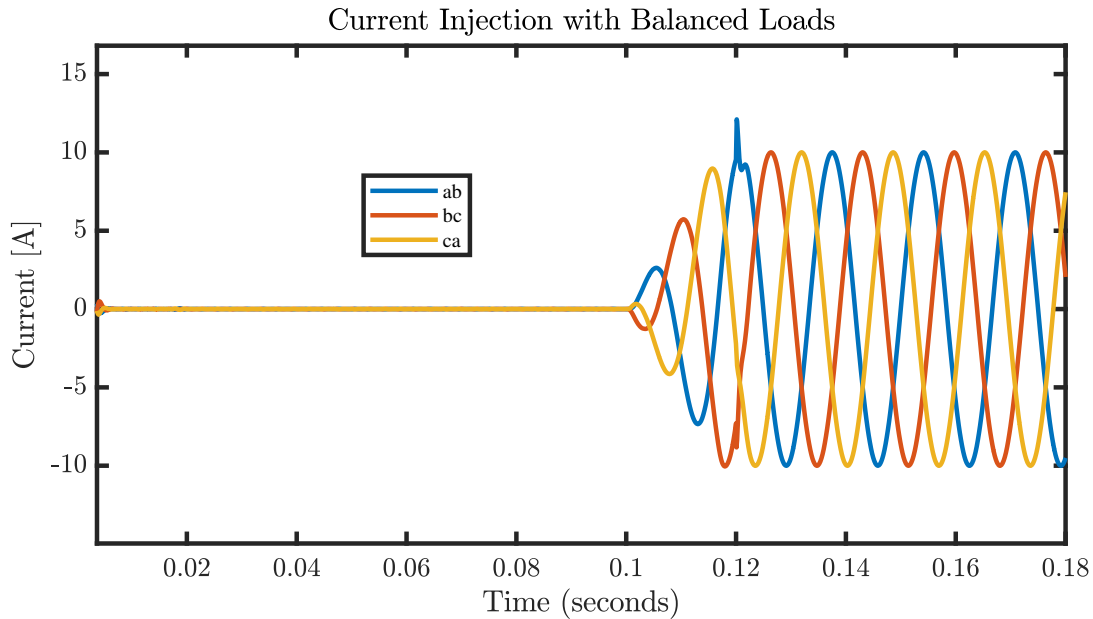


Figura 6.17: Respuesta del controlador ante una carga trifásica balanceada en *abc* con $R_1 = 20$ Ohms, $R_2 = 20$ Ohms, $R_3 = 20$ Ohms

ese orden de ideas, se ejecutaron diferentes pruebas para cargas desbalanceadas y ver el efecto que tienen sobre la inyección de corriente que realiza la MR. Para las pruebas de carga desbalanceada,

ver Figuras 6.18 y 6.19, se obtiene un promedio de porcentaje de desequilibrio VUF menor al 0.8%. Esto nos indica que el sistema diseñado para esta investigación cumple con los requerimientos de calidad energética que exige la normativa mencionada en esta sección.

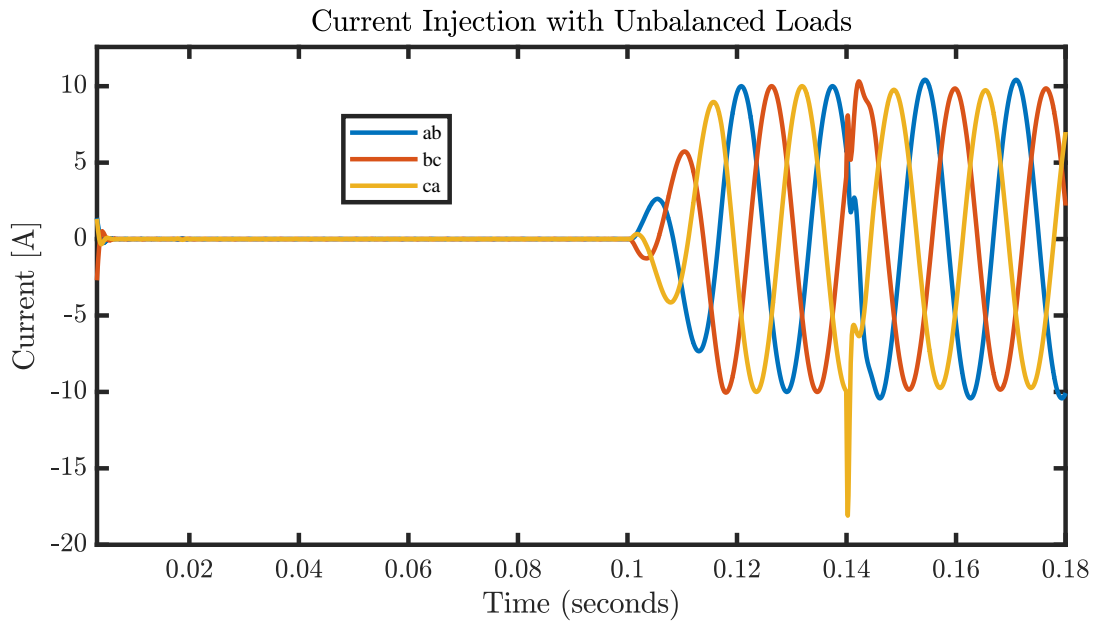


Figura 6.18: Respuesta del controlador ante una carga trifásica desbalanceada en abc con $R_1 = 20$ Ohms, $R_2 = 10$ Ohms, $R_3 = 20$ Ohms

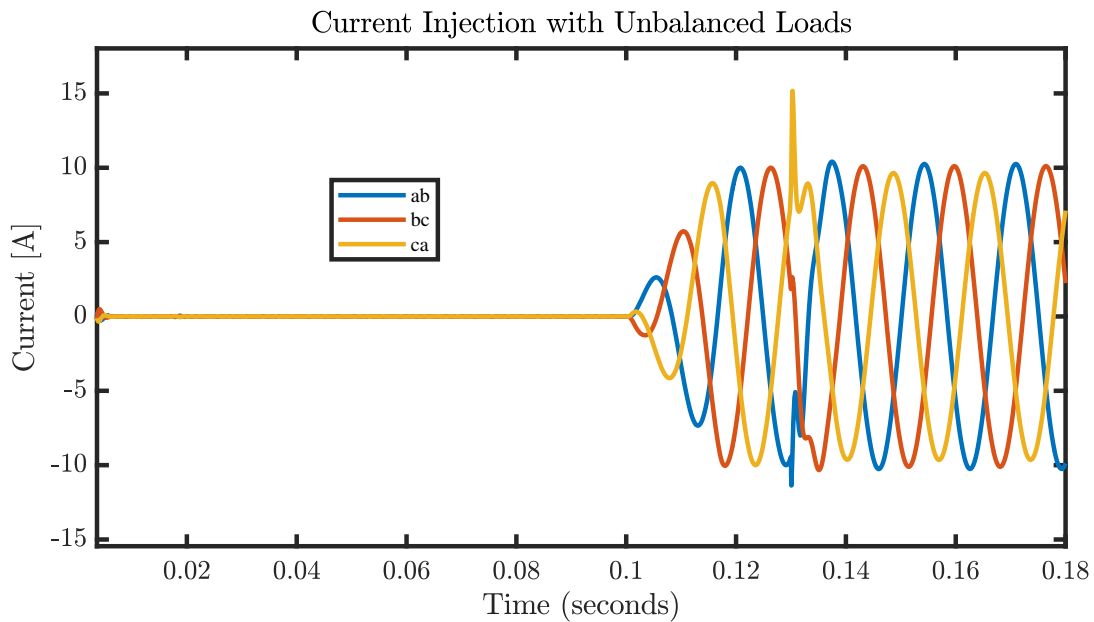


Figura 6.19: Respuesta del controlador ante una carga resistiva trifásica desbalanceada en abc con $R_1 = 20$ Ohms, $R_2 = 10$ Ohms, $R_3 = 5$ Ohms

6.5. Secuencia negativa

En esta sección se hace un paréntesis para definir el concepto de calidad de energía, con el fin de dar un enfoque específico en los resultados obtenidos a continuación. De acuerdo al trabajo [Surajit Chattopadhyay, 2011], este concepto abarca varios sub-conceptos sin establecer límites definidos, para mantener la forma de la onda casi sinusoidal de las corrientes y voltajes en la distribución energética, trabajando a una potencia y frecuencia nominal. Por tanto, se debe analizar la distorsión armónica y el desequilibrio de fase por parte de la señal de corriente inyectada hacia la red eléctrica. El estándar IEEE 1547.4-2011 sugiere al dueño de la MR que los desbalances en las señales de tensión pueden provocar daños a los DERs basados en convertidores trifásicos, al colocar corrientes altas en el bus de CD. Estas corrientes tienen efectos en las fuentes de energía conectadas al inversor (baterías y celdas de combustible), de tal modo que el *VUF* (Factor de Desbalance de Voltaje) o porcentaje de desbalance debe mantenerse en un máximo del 3%. Por esta razón, las Figuras 6.20 -6.23 se mantienen dentro del rango de operación dictaminado por la norma. Es relevante mencionar que el porcentaje de desbalance que presenta la red eléctrica también tiene la misma proporción en la MR, es decir, las señales de voltaje y corriente de la MR aparecen con el mismo porcentaje de desbalance. Por consiguiente, si el valor del *VUF* es superior al 3% la MR debe operar bajo el modo isla, cuyo desarrollo no está contemplado en los objetivos de esta investigación.

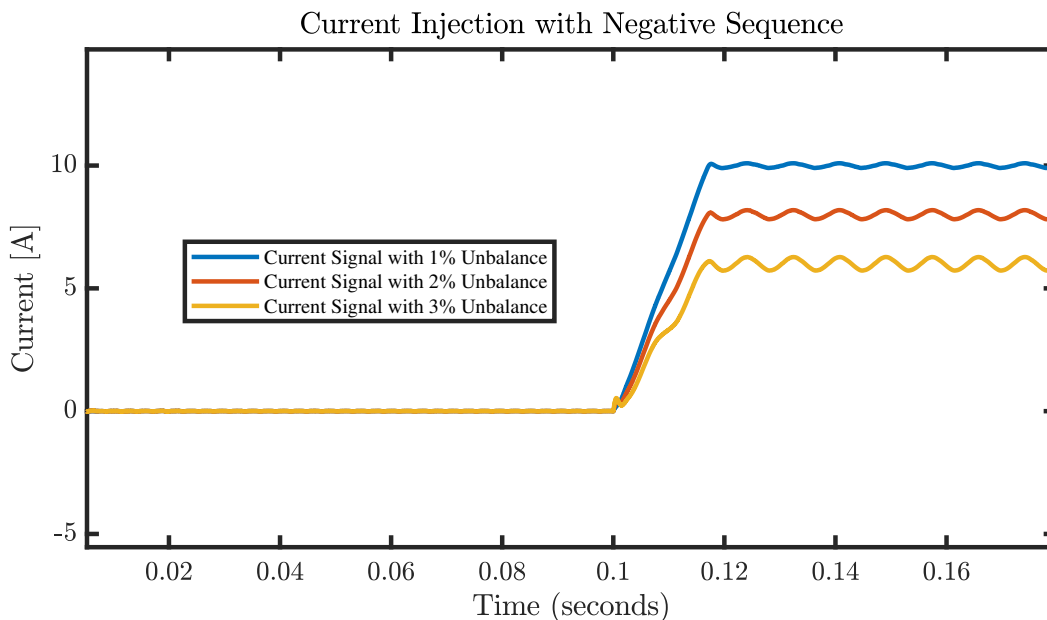


Figura 6.20: Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa en dq

De la misma manera, se puede observar en las Figuras 6.20- 6.23 que el controlador mantiene la referencia en su valor nominal debido a su robustez y rapidez del mismo, variando dicho valor en

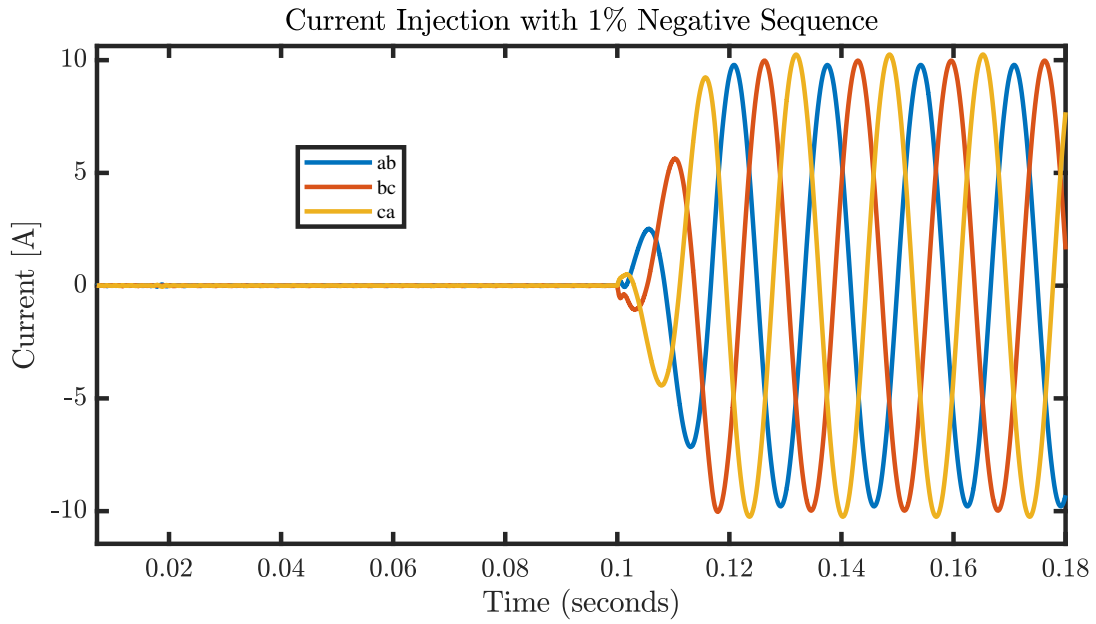


Figura 6.21: Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa de 1% en *abc*

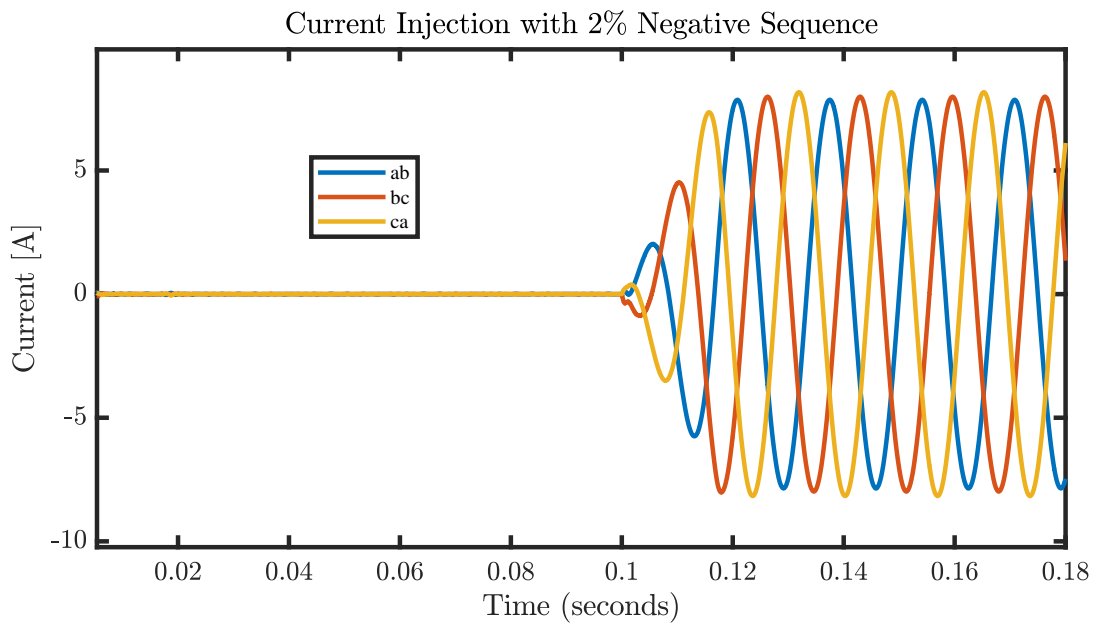


Figura 6.22: Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa de 2% en *abc*

una escala de $\pm 0.3A$. Teniendo un porcentaje de *VUF* promedio por debajo del 3% que establece la norma.

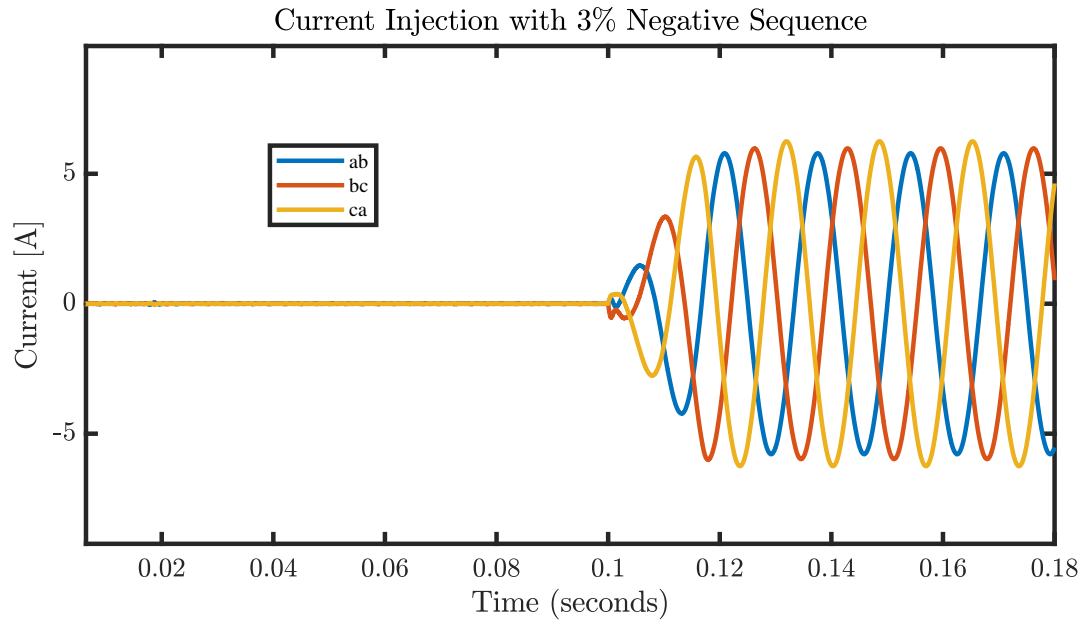


Figura 6.23: Respuesta del controlador ante presencia de secuencia negativa de 3% en *abc*

6.6. Armónicos

Según [Pasand, 2015], el uso de dispositivos no lineales basados en electrónica de potencia y el aumento de cargas sensibles, han provocado un crecimiento en el nivel de armónicos en la red eléctrica. La continua presencia de estos armónicos está deteriorando los componentes conectados a la red, tales como transformadores, motores, entre otros, además de incrementar las pérdidas de energía en el sistema. Los armónicos de alta frecuencia pueden ser mitigados por filtros pasivos (caso de estudio para esta investigación) o filtros activos. En esta sección se evidencia el cálculo del

Tabla 6.2: Estandar IEEE 1547 para el porcentaje de THD en cada componente armónica

Armónicos Individuales (orden h)	Porcentaje (%)
$h < 11$	4.0
$11 \leq h \leq 17$	2.0
$17 \leq h \leq 23$	1.5
$23 \leq h \leq 35$	0.6
$35 \leq h$	0.3

factor THD (Distorsión Armónica Total) para cada uno de los casos expuestos en el desarrollo de este capítulo, teniendo en cuenta el porcentaje de este factor que instaura la norma IEEE 1547 (Tabla 6.2). Tomando como referencia la Figura 6.24, es evidente que el *THD* de la señal de corriente es menor al 5% que exige la normativa, pero los armónicos de alta frecuencia que van del orden

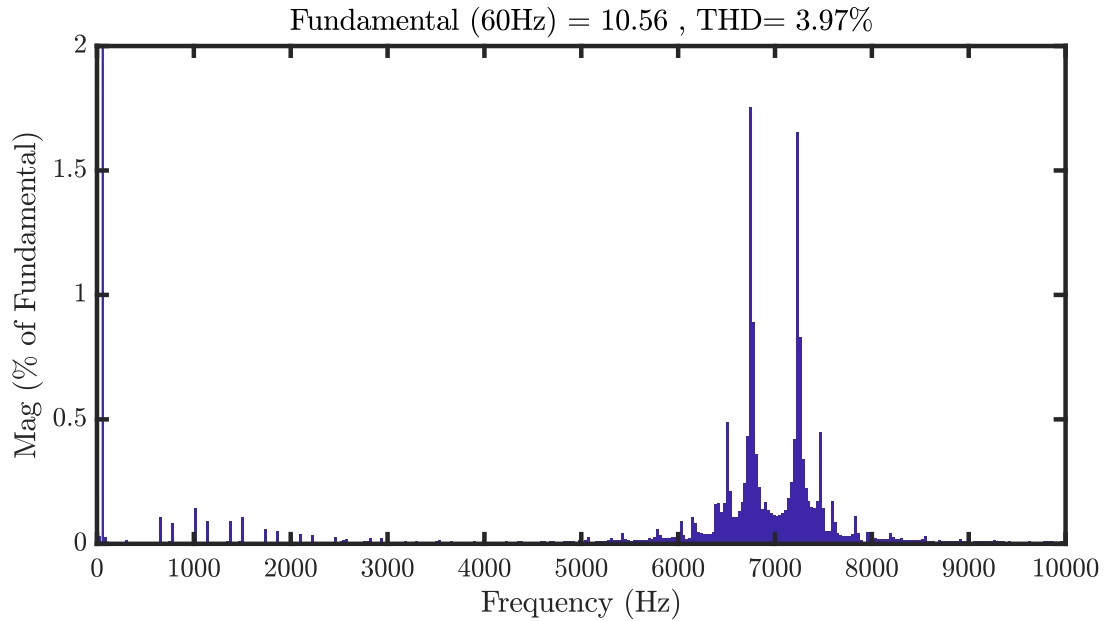


Figura 6.24: THD de la señal de corriente del inversor sin filtro

del 110 al 125, sobrepasan el umbral para armónicos mayores del orden 35 de la Tabla 6.2. Por este motivo es necesario el uso de un filtro pasivo de estructura *LCL* (Inductor - Capacitor - Inductor) para disminuir la magnitud de estos armónicos. En la Figura 6.25 se puede ver el efecto de filtrado de estos armónicos de frecuencia alta, realizando una reducción sustancial del porcentaje de *THD* de la señal de corriente inyectada a la red eléctrica. En esta sección se evaluaron todos los posibles

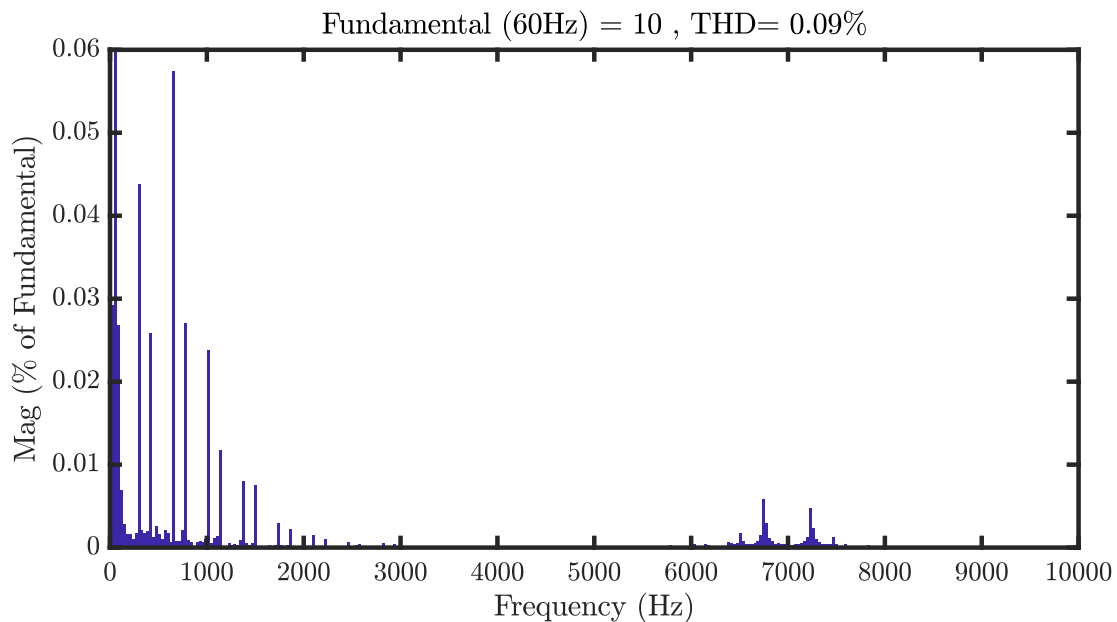


Figura 6.25: THD de la señal de corriente del inversor con filtro

casos de fallas que se pueden presentar en la red de servicios (Sags, Swells, Cargas Desbalanceadas y Secuencia Negativa), con el fin de determinar si el nivel de armónicos que inyecta la MR a través de la señal de corriente, se encuentra dentro del rango establecido por la norma IEEE 1547. Al

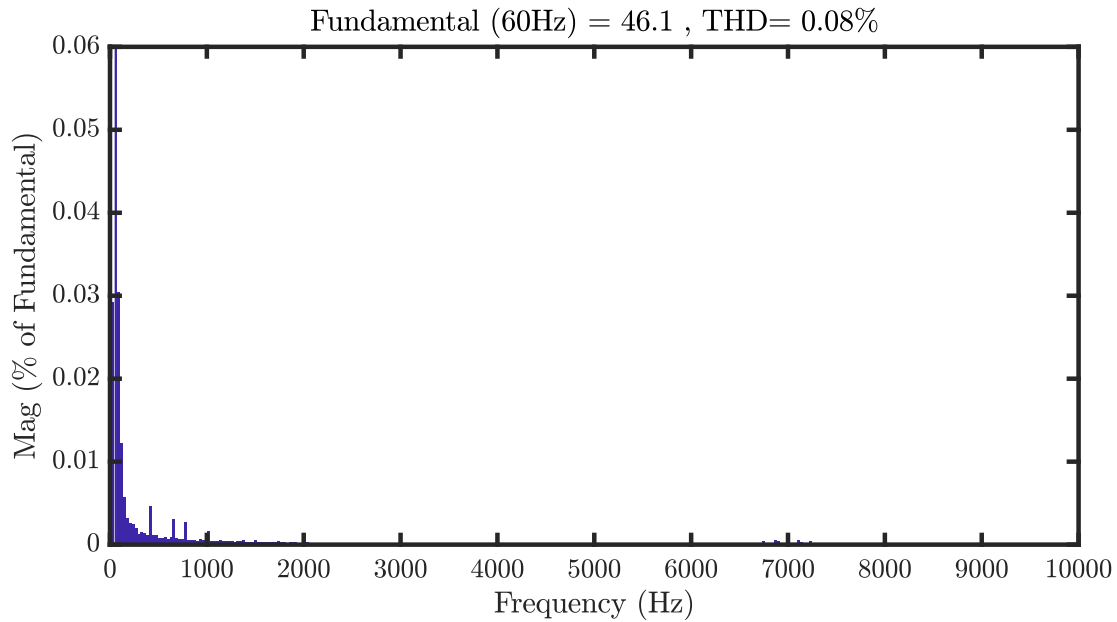


Figura 6.26: THD de la señal de corriente del inversor con filtro antes un Sag de 1.20 [pu]

analizar la Figura 6.26 referente a una falla Sag, se encuentra un porcentaje más bajo de *THD* que la Figura 6.27 perteneciente a un Swell. No obstante, sus porcentajes de magnitud hasta el orden

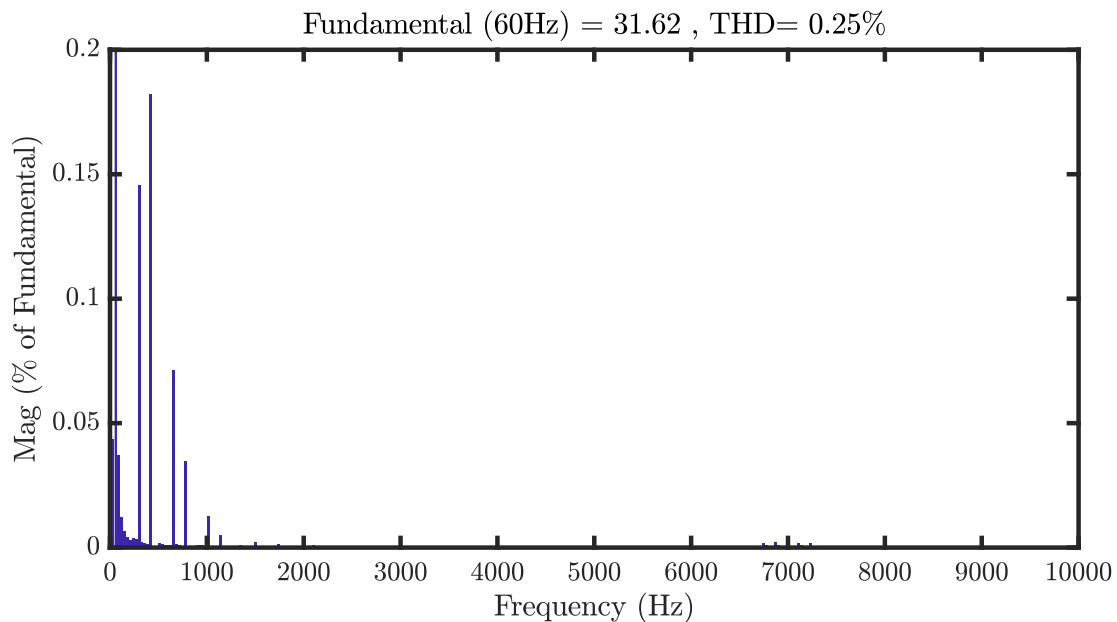


Figura 6.27: THD de la señal de corriente del inversor con filtro antes un Swell de 0.90 [pu]

armónico 20 tienen valores muy bajos, y a partir de este orden en adelante se puede considerar que estos armónicos tienen valores muy cercanos a 0. Esto significa que todo el sistema funciona correctamente y efectúa una buena labor en su etapa de filtrado. Asimismo, las Figuras 6.28 y 6.29

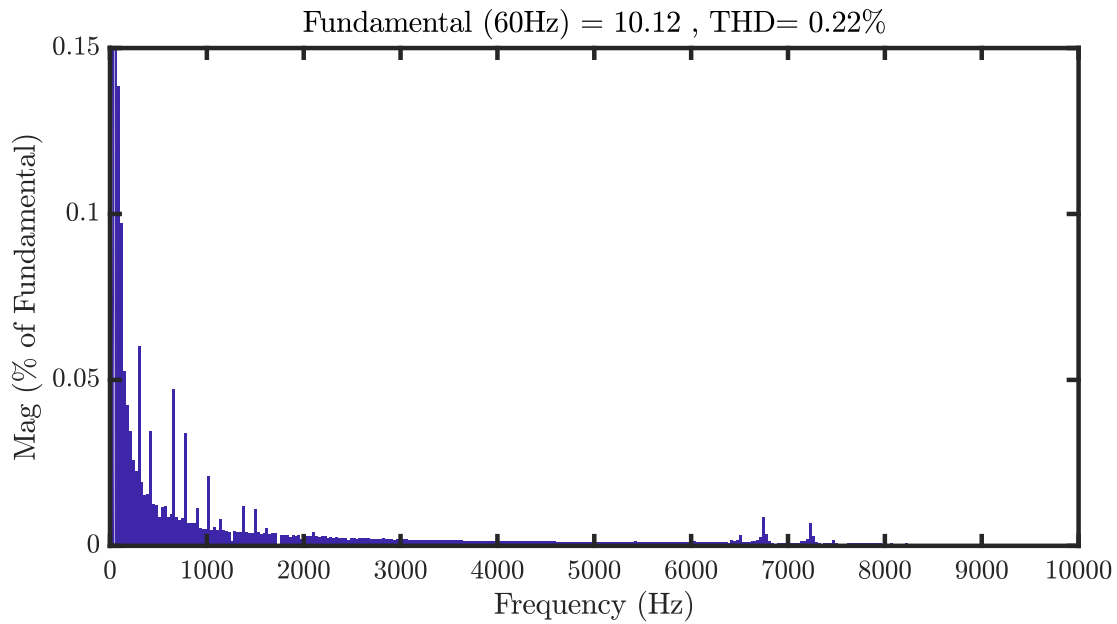


Figura 6.28: THD de la señal de corriente del inversor con filtro antes un desbalance de carga

se evaluaron en los casos más críticos en cuanto a secuencia negativa y desbalance de cargas. De

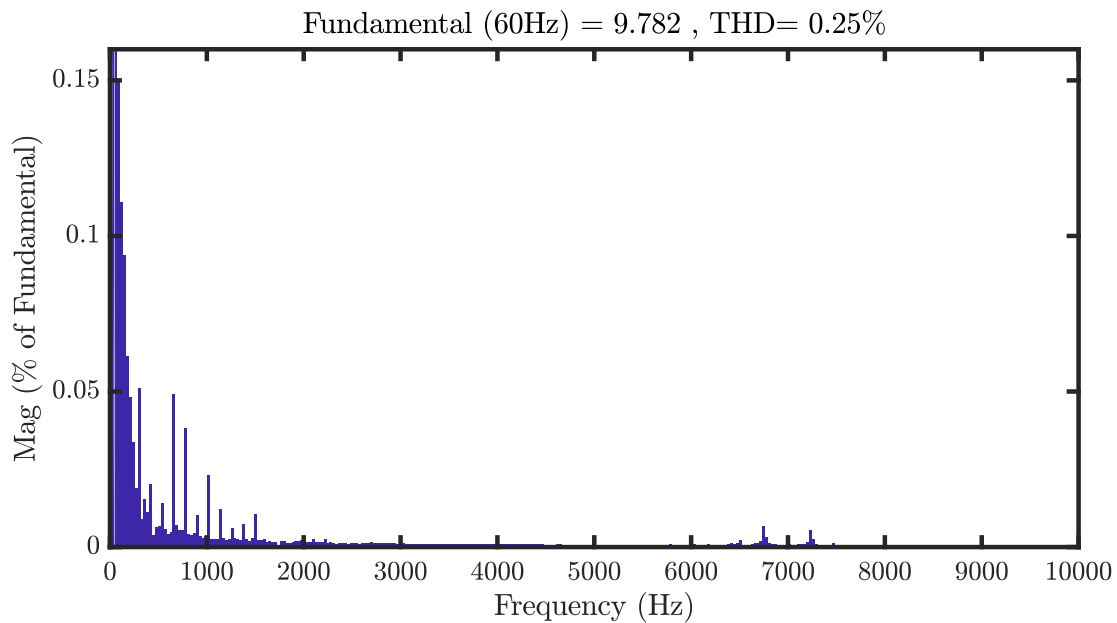


Figura 6.29: THD de la señal de corriente del inversor con filtro ante presencia de secuencia negativa

manera que se puede considerar, al igual que los casos anteriores, un comportamiento adaptativo por parte de la MR ante cualquier cualquier falla en la red, aportando una regulación del voltaje en el punto de acoplamiento entre estos dos sistemas.

Capítulo 7

Conclusiones Generales y Perspectivas

7.1. Conclusiones

Las conclusiones derivadas de este estudio se enumeran a continuación:

- C1: De acuerdo con los resultados obtenidos en la sección 6.6, se puede concluir que se realizó una adecuada selección del filtro y sus respectivos valores, al disminuir considerablemente los armónicos que se generan en frecuencias altas en la señal de corriente inyectada por el inversor. Así pues, dicha señal de corriente cumple con todos los estándares de calidad energética a que se hacen referencia del desarrollo de este trabajo de investigación.
- C2: El convertidor más apto para el sistema de MR diseñado fue el inversor de 3 niveles, ya que por su sistema de conmutación en los valores de tensión en la entrada de este dispositivo, provoca una menor distorsión en la señal de corriente que se requiere entregar. Además de presentar una menor susceptibilidad a una saturación, cuando se debe agregar un controlador muy rápido para mitigar ciertos cambios en la red eléctrica.
- C3: Conforme al modelado matemático inicial desarrollado en la sección 5.1, se estableció que la dinámica que describe la MR es críticamente estable. Por esta razón, se optó por el método de realimentación de estados para manipular el polinomio característico del sistema modelado y así calcular los parámetros que estabilizan la función de transferencia del mismo. Es importante mencionar que el inversor seleccionado se modeló como una fuente de voltaje ideal sin pérdidas, para efecto de simplificar su análisis durante el modelado de la MR.
- C4: Haciendo referencia al punto anterior, se extrapoló este análisis al dominio trifásico, donde se implementó la transformada Park, considerando que la frecuencia a la que opera la red eléctrica es de 60 Hz, y el inversor hace su conmutación a 10 KHz para convertir la señal de entrada

de CD a trifásica. Por lo cual se efectuó un análisis en el dominio dinámico contemplado por el uso de esta transformada, ver sección 5.3, permitiendo el desacoplo del sistema en las componentes dq convergiendo en una terminología semejante a la planteada para el dominio monofásico.

- C5: Según las pruebas de validación realizadas en la sección 6, se compararon 2 técnicas de control para determinar cuál de estas tiene menor costo energético, con respecto al menor esfuerzo del actuador y tiempo de establecimiento del mismo. La primera técnica consiste en el método de polos dominantes, donde se establece un polinomio característico y a partir de este se extraen todas las variables del controlador y de la MR. La segunda técnica (LQR) se trata del planteamiento de una función de costo que penaliza el esfuerzo de controlador y el tiempo de asentamiento de este, con el mismo propósito de la técnica anterior. Se parametrizaron de igual manera ambas técnicas a comparar, resultando la técnica de control LQR la de menor coste energético al igual que sus constantes K_1 , K_2 , K_3 , K_p y K_i . Presentando una acción de control perfectamente acotada al valor de la fuente de entrada.
- C6: Los resultados obtenidos fueron simulados en la herramienta Matlab/Simulink, de los cuales se puede inferir que todas las simulaciones elaboradas estuvieron acorde a los estándares de calidad de energía y regulación de MRs, mencionados en el desarrollo de este proyecto de investigación (Normas IEEE 1159, IEEE 1547, SEMI F47-0706).
- C7: Por último, el artículo donde se va reportar a la comunidad científica los resultados de esta investigación, se realizó de acuerdo a los objetivos trazados y se someterá a una revista JCR del área de estudio.

7.2. Trabajos Futuros

Referente al estado actual del trabajo que se llevó a cabo en esta investigación se proponen los siguientes trabajos futuros que nos permitan avanzar en el estado del arte,

- Diseñar y analizar los valores más adecuados para la topología de filtro implementada y ver sus efectos en la señal de corriente inyectada mediante una herramienta de optimización.
- Plantear un controlador fraccionario y ver que ventajas representativas se reflejan en la dinámica del sistema.
- Validar los resultados obtenidos por medio de pruebas experimentales.

- Proponer una simulación híbrida de la MR diseñada frente a un esquema real de una red eléctrica, para evaluar la viabilidad de este proyecto.

Bibliografía

- [Ackermann et al., 2001] Ackermann, T., Andersson, G., and Söder, L. (2001). Distributed generation: A definition. *Electric Power Systems Research*, 57(3):195–204.
- [Amiryar and Pullen, 2017] Amiryar, M. E. and Pullen, K. R. (2017). A review of flywheel energy storage system technologies and their applications. *Applied Sciences*, 7(3).
- [Banerjee, 1993] Banerjee, B. B. (1993). Control and Reduction of Terminal Voltage Total Harmonic Distortion (THD) in a Hybrid Series Active and Parallel Passive Filter System. In *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*.
- [Banerji et al., 2013] Banerji, A., Sen, D., Bera, A. K., Ray, D., Paul, D., Bhakat, A., and Biswas, S. K. (2013). Microgrid: A review. *2013 IEEE Global Humanitarian Technology Conference: South Asia Satellite, GHTC-SAS 2013*, pages 27–35.
- [Blaabjerg et al., 2006] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., and Timbus, A. V. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5):1398–1409.
- [Bobrowska-Rafal et al., 2011] Bobrowska-Rafal, M., Rafal, K., Jasinski, M., and Kazmierkowski, M. (2011). Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters - a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 59.
- [Chauhan et al., 2015] Chauhan, R. K., Rajpurohit, B. S., Hebner, R. E., Singh, S. N., and Longatt, F. M. G. (2015). Design and analysis of pid and fuzzy-pid controller for voltage control of dc microgrid. In *2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, pages 1–6.
- [DOE, 2012] DOE (2012). Summary report: 2012 DOE microgrid workshop. *U.S. Department of Energy*, pages 1–33.
- [Driesen and Katiraei, 2008] Driesen, J. and Katiraei, F. (2008). Design for distributed energy resources. *IEEE Power and Energy Magazine*, 6(3):30–40.

- [EREN, 2002] EREN (2002). Using Distributed Energy Resources Energy Resources : A How-To How do I know if DER systems are the right. In *Federal Energy Management Program*, number May.
- [F. Patarroyo-Montenegro et al., 2018] F. Patarroyo-Montenegro, J., E. Salazar-Duque, J., and Andrade, F. (2018). Lqr controller with optimal reference tracking for inverter-based generators on islanded-mode microgrids. In *IEEE ANDESCON 2018*, pages 1–5.
- [Gamit and Vyas, 2018] Gamit, B. R. and Vyas, S. R. (2018). Harmonic Elimination in Three Phase System By Means of a Shunt Active Filter. pages 580–586.
- [Geographic, 2019] Geographic, N. (2019). Fuel cells. *Clean and reliable, fuel cells also offer the benefit of being portable.*
- [Golestan and Guerrero, 2015] Golestan, S. and Guerrero, J. M. (2015). Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3):1679–1682.
- [Green and Prodanović, 2007] Green, T. and Prodanović, M. (2007). Control of inverter-based micro-grids. *Electric Power Systems Research*, 77(9):1204 – 1213. Distributed Generation.
- [Guerrero et al., 2011] Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., de Vicuna, L. G., and Castilla, M. (2011). Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):158–172.
- [Han et al., 2016] Han, H., Hou, X., Yang, J., Wu, J., Su, M., and Guerrero, J. M. (2016). Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 7(1):200–215.
- [Hirsch et al., 2018] Hirsch, A., Parag, Y., and Guerrero, J. (2018). Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 90(March):402–411.
- [Johnson, 2016] Johnson, D. (2016). Issues of power quality in electrical systems. *International Journal of Energy and Power Engineering*, 5:148.
- [Kahlane et al., 2014] Kahlane, A. E. W. H., Hassaine, L., and Kherchi, M. (2014). LCL filter design for photovoltaic grid connected systems. *Third international seminar on new and renewable energies*, 8(2):227–232.

- [Katiraei et al., 2008] Katiraei, F., Iravani, R., Hatziargyriou, N., and Dimeas, A. (2008). Microgrids management. *IEEE Power and Energy Magazine*, 6(3):54–65.
- [Kim et al., 2010] Kim, H.-M., Kinoshita, T., Lim, Y., and Kim, T.-H. (2010). *Bankruptcy Problem Approach to Load-Shedding in Agent-Based Microgrid Operation*, volume 78, pages 621–628.
- [Knowles, 2013] Knowles, M. (2013). Through-life management of electric vehicles. *Procedia CIRP*, 11:260–265.
- [Kumar Choudhary et al., 2017] Kumar Choudhary, N., Mohanty, S., and Kumar Singh, R. (2017). Power management in microgrid: Analysis in grid connected and islanded mode of operation. *International Journal of Applied Power Engineering (IJAPE)*, 6:163.
- [Liserre et al., 2001] Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2001). Design and control of an Lcl-filter based three-phase active rectifier. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, volume 1, pages 299–307 vol.1.
- [Lotfollahzade et al., 2013] Lotfollahzade, M., Akbarimajid, A., and Javidan, J. (2013). Design LQR and PID Controller for Optimal Load Sharing of an Electrical Microgrid. *International Research Journal of Applied and Basic Sciences*, 4(3):704–712.
- [Maneesh, 2015] Maneesh (2015). Frequency control of a microgrid by using pi controller. In *2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*, pages 1–5.
- [Mendonça, 2009] Mendonça, M. (2009). Feed -in tariffs: accelerating the deployment of renewable energy: Routledge.
- [Merchan et al., 2016] Merchan, L. R., Garcia, J. M. L., Pizano-Martinez, A., Zamora-Cardenas, E. A., Estrada-Garcia, H. J., and Razo-Vargas, L. C. (2016). Output filter control for matrix converter in synchronous applications. In *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pages 1–7.
- [Mohan et al., 2003] Mohan, N., Underland, T., and Robbins, W. (2003). *Power Electronics - Converters, Applications, and Design John Wiley & Sons, Inc.*
- [Mohd et al., 2010] Mohd, A., Ortjohann, E., Morton, D., and Omari, O. (2010). Review of control techniques for inverters parallel operation. *Electric Power Systems Research*, 80(12):1477 – 1487.

- [Mohd. Zin et al., 2013] Mohd. Zin, A., Naderipour, A., and Tavalae, J. (2013). Control active power filter for improving power quality in the micro-grid. *International Journal of Engineering Research & Technology*, 2(8):2249–2253.
- [Mousazadeh Mousavi et al., 2017] Mousazadeh Mousavi, S. Y., Jalilian, A., Savaghebi, M., and Guerrero, J. (2017). Flexible compensation of voltage and current unbalance and harmonics in microgrids. *Energies*, 10:1568.
- [Murray, 2011] Murray, R. M. (2011). LQR Control. *California Institute of Technology*.
- [P. Padhi and Nimje, 2012] P. Padhi, R. P. and Nimje, A. A. (2012). Distributed generation: Impacts and cost analysis. *Special Issue of International Journal of Power System Operation and Energy Management*, 1.
- [Parfomak, 2012] Parfomak, P. (2012). Energy storage for power grids and electric transportation: A technology assessment. *Energy Storage Technologies for Power Grids and Electric Transportation*, pages 1–127.
- [Parhizi et al., 2015] Parhizi, S., Lotfi, H., Khodaei, A., and Bahramirad, S. (2015). State of the art in research on microgrids: A review. *IEEE Access*, 3:890–925.
- [Paridah et al., 2016] Paridah, M., Moradbak, A., Mohamed, A., Abdulwahab taiwo Owolabi, F., Asniza, M., and Abdul Khalid, S. H. (2016). We are IntechOpen , the world ’s leading publisher of Open Access books Built by scientists , for scientists TOP 1 %. *Intech*, i(tourism):13.
- [Pasand, 2015] Pasand, M. M. S. (2015). Harmonic Aggregation Techniques. *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 3(5):117–120.
- [Raju et al., 2013] Raju, N. I., Islam, M. S., and Uddin, A. (2013). Sinusoidal pwm signal generation technique for three phase voltage source inverter with analog circuit & simulation of pwm inverter for standalone load & micro-grid system. *International Journal of Renewable Energy Research*, 3:647–658.
- [Rocabert et al., 2012] Rocabert, J., Luna, A., Blaabjerg, F., and Rodríguez, P. (2012). Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4734–4749.
- [Savaghebi et al., 2012] Savaghebi, M., Jalilian, A., Vasquez, J. C., and Guerrero, J. M. (2012). Secondary control for voltage quality enhancement in microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(4):1893–1902.

- [Schiffer et al., 2014] Schiffer, J., Ortega, R., Astolfi, A., Raisch, J., and Sezi, T. (2014). Conditions for stability of droop-controlled inverter-based microgrids. *Automatica*, 50(10):2457 – 2469.
- [Shan et al., 2012] Shan, W. C., Lin, L. X., Li, G., and Wei, L. Y. (2012). A seamless operation mode transition control strategy for a microgrid based on master-slave control. In *Proceedings of the 31st Chinese Control Conference*, pages 6768–6775.
- [Shen et al., 2010] Shen, G., Zhu, X., Zhang, J., and Xu, D. (2010). A new feedback method for pr current control of lcl-filter-based grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6):2033–2041.
- [Shi et al., 2016] Shi, H., Zhuo, F., Yi, H., and Geng, Z. (2016). Control strategy for microgrid under three-phase unbalance condition. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 4(1):94–102.
- [Surajit Chattopadhyay, 2011] Surajit Chattopadhyay, Madhuchhanda Mitra, S. S. (2011). Electric Power Quality. *Electric Power Quality*, 1.
- [Tayab et al., 2017] Tayab, U. B., Roslan, M. A. B., Hwai, L. J., and Kashif, M. (2017). A review of droop control techniques for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76:717 – 727.
- [Teodorescu et al., 2006] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., and Chiang Loh, P. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, 153:750 – 762.
- [Vandoorn et al., 2013] Vandoorn, T., Kooning, J., Meersman, B., and Vandeveld, L. (2013). Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces. *RENEWABLE & SUSTAINABLE ENERGY REVIEWS*, 19:613–628.
- [Watanabe et al., 2010] Watanabe, E. H., Aredes, M., Afonso, J. L., Pinto, J. G., Monteiro, L. F. C., and Akagi, H. (2010). Instantaneous p–q power theory for control of compensators in micro-grids. In *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, pages 17–26.
- [Yagnik and Solanki, 2017] Yagnik, U. P. and Solanki, M. D. (2017). Comparison of l, lc and lcl filter for grid connected converter. In *International Conference on Trends in Electronics and Informatics ICEI 2017*, pages 455–458.

- [Yang and Ting-Yen, 2009] Yang, Chwngh-an, T.-H. C. and Ting-Yen, H. (2009). Case Studies of the Impact of Voltage Imbalance on Power Distribution Systems and Equipment. *International Conference on Applied Computer and Applied Computational Science*, 8(1):461–465.
- [Yunqing Pei et al., 2004] Yunqing Pei, Guibin Jiang, Xu Yang, and Zhaoan Wang (2004). Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed ac power systems and ups. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, volume 3, pages 2050–2053 Vol.3.