



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Maestría

**Diseño y Control de un Inversor Interconectado a Red
con Soporte de Voltaje y Función de Filtrado Activo**

presentada por

Ing. Luis Ignacio Martínez Caballero

como requisito para la obtención del grado de
**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Jesús Darío Mina Antonio

Codirector de tesis

Dr. Humberto Raúl Jiménez Grajales

Cuernavaca, Morelos, México. Octubre de 2021.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ing. Electrónica

Cuernavaca, Mor.,
No. de Oficio:
Asunto:

27/octubre/2021

DIE/172/2021

**Aceptación de documento
de tesis**

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes del Comité Tutorial del C. Ing. Luis Ignacio Martínez Caballero, con número de control M19CE037 de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "Diseño y Control de un Inversor Interconectado a Red con Soporte de Voltaje y Función de Filtrado Activo" y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jesús Darío Mina Antonio
Doctor en Ingeniería
Cédula profesional 6094069

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Humberto Raúl Jiménez Grajales
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 9526501

REVISOR 1

Dr. Mario Ponce Silva
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 3516427

REVISOR 2

Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 3581040

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor.,

No. de Oficio:

Asunto:

09/noviembre/2021

SAC/132/2021

Autorización de
impresión de tesis

LUIS IGNACIO MARTÍNEZ CABALLERO
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRONICA
PRESENTE

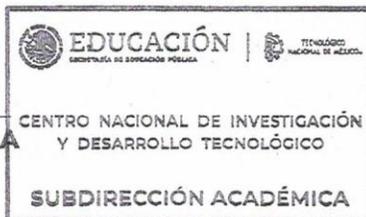
Por este conducto tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Diseño y Control de un Inversor Interconectado a Red con Soporte de Voltaje y Función de Filtrado Activo", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

"Excelencia en Educación Tecnológica"
"Educación Tecnológica al Servicio de México"

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



C.c.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Expediente
CMAZ/CHC



cenidet
Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico



Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490,
Cuernavaca, Morelos Tel. (01) 777 3 62 77 73, ext. 4104,
e-mail: acad_cenidet@tecnm.mx
www.tecnm.mx | www.cenidet.tecnm.mx



DEDICATORIA

A mi familia por su apoyo incondicional.

*A Vanesa, definitivamente no me hubiera aventurado
a dar este paso sin ti, por todo el tiempo que estuviste y por
alentarme todos los días, eres una gran mujer.*

AGRADECIMIENTOS

A mi director de tesis el Dr. Jesús Darío Mina Antonio, valoro mucho el tiempo y esfuerzo (que definitivamente no son pocos) que dedica en el ámbito académico, y también aprecio el tiempo que comparte de manera personal, le agradezco todo el apoyo durante este tiempo. Desde luego también a mi codirector el Dr. Humberto Raúl Jiménez Grajales por sus observaciones y por encontrar un espacio para mí e incluirme en las actividades que contribuyen a mi formación profesional.

A mi comité revisor integrado por el Dr. Carlos Aguilar Castillo y el Dr. Mario Ponce Silva, por sus observaciones y el apoyo brindado no solo para el desarrollo de este trabajo, también por el conocimiento compartido durante sus clases, aprecio la vocación que tienen para que como estudiantes aprendamos de la manera más adecuada.

A mis padres Luisa y Nacho, y a mis hermanos Víctor y Gaby, sé que siempre cuento con ustedes.

A Vanesa, por tu apoyo incondicional, por aguantarme cuando ni yo lo hacía y por hacerme creer en mí, siempre te lo voy a agradecer. No terminaría de decir cada una de las razones por las que te agradezco: el tiempo, las palabras, “las cositas pequeñas” y los ánimos, los que fueron de lejos y los de cerca. También un agradecimiento especial a tu familia a las MV y a Tere, después de tantos años se hicieron una familia más para mí y desde luego que parte de este trabajo es gracias a ellas.

A mi amiga Yunuen, por seguir aquí y brindarme su apoyo, sus consejos y su tiempo.

A Daniel Márquez y Javier Ramírez que me impulsaron a iniciar y desarrollarme como profesionista, aunque no sea una persona que se comunique seguido, siempre los llevo en la memoria y les estoy agradecido.

Y como no, al buen Josesito, gracias amigo por que junto al Dr. Calzada (a quien también le agradezco) me animaste a seguir el camino de la investigación, como tú dijiste: sé que vas a llegar lejos.

Al CONACYT por la beca brindada para realizar mis estudios y al TecNM por facilitar las instalaciones.

A toda la comunidad del CENIDET que hace posible la formación de más estudiantes, a la Lic. Lorena Ruiz Ramirez y a la Lic. Maria del Rocio Salazar Ruiz por el apoyo con los trámites. Finalmente, a todos los docentes que tuve el placer de conocer: Dra. Susana, Dr. Arau, Mtro. Alfredo, al Dr. Jarniel, Dr. Ricardo Eliú, Dr. Rodolfo y finalmente al Dr. Jesús Aguayo por su forma particular de hacernos aprender, animarnos durante su clase y por sus consejos extra académicos para el grupo.

De todos se puede aprender, a aquellas personas que han dejado una marca en mí les agradezco porque intento reflejar lo bueno que recibí de ustedes.

Resumen

Los sistemas de generación distribuida se definen como aquellos sistemas que cumplen con la función de generación de energía eléctrica, se encuentran cerca del usuario y la fuente generadora comúnmente es una fuente de energía renovable. En sus inicios, los sistemas de generación distribuida tenían sólo como propósito la inyección de potencia activa a la red eléctrica y a medida que se incrementó la instalación de los mismos, se notaron también algunos problemas que están asociados a la alta penetración de los mismos, por ejemplo, las fluctuaciones de voltaje que se deben a los cambios en los flujos de potencia, estos últimos están asociados a la intermitencia de las fuentes no renovables de energía. Por otra parte, en un sistema de generación distribuida no sólo se tiene la conexión a la red eléctrica, también se tienen conectadas cargas en el punto de conexión común. Actualmente la mayoría de las cargas son no lineales y demandan corrientes armónicas que comúnmente son suministradas por la red.

Nuevas regulaciones surgieron con la finalidad de que no solo la red sea la encargada de aliviar estos problemas, sino que ahora también se demandan funciones auxiliares que deben ser ejecutadas por el sistema de generación distribuida para así aprovechar sus capacidades y contribuir con la mejora de la calidad de la energía. Actualmente el estándar IEEE 1547-2018 demanda la función auxiliar de soporte de tensión utilizando el modo de operación voltaje-potencia reactiva. Por otro lado, aunque la función de filtrado activo no es obligatoria, un sistema de generación distribuida se puede aprovechar para desempeñar esta tarea.

Para desarrollar estas funciones auxiliares, además de una adecuada selección de la topología de la etapa de conversión, se debe desarrollar un controlador adecuado. En este trabajo se aborda el diseño de un sistema conformado por un inversor trifásico fuente de voltaje con un filtro LCL a la salida y que se conecta a la red mediante una impedancia que se emula con una rama RL, además se incluye la conexión de una carga no lineal, específicamente un rectificador trifásico no controlado. El sistema propuesto tiene la capacidad de ejecutar la tarea de inyección de potencia activa, y también se cumple con dos funciones auxiliares. Una es el soporte de tensión de acuerdo al modo de operación voltaje-potencia reactiva descrito en el estándar IEEE 1547-2018, y la otra función auxiliar es la de filtrado activo que consiste en suministrar las corrientes armónicas demandadas por la carga no lineal.

El diseño del esquema de control aborda dos componentes principales: el algoritmo de generación de referencias que depende de la función que se quiera desempeñar; y por otro lado, el subsistema que se encarga del seguimiento de referencias que está conformado por un compensador PID y un elemento de prealimentación para mitigar los efectos del voltaje del punto de conexión común sobre el sistema.

Para validar el funcionamiento del sistema ante diferentes escenarios de operación se realizaron pruebas de simulación en condiciones balanceadas, desbalanceadas, y también se plantean escenarios donde las funciones auxiliares se desempeñan de manera independiente y también de manera simultánea. Finalmente se evalúa el sistema en situaciones donde se tienen cambios en la potencia activa disponible.

Abstract

Distributed generation systems are defined as power generation systems that are located near the end user and commonly the energy generation source is a renewable. In the beginning, the distributed generation systems were mainly designed to deliver active power to the grid, as the installation of these systems increased, some problems related to the high penetration were noticed, for example, voltage fluctuations due to changes in power flow which is an inherent characteristic of the renewable energy source. On the other hand, a distributed generation system is not only connected to the grid, but there are also loads present at the point of common coupling, nowadays the vast majority of the loads are nonlinear in nature, demanding harmonic currents that are supplied by the grid.

New standards emerged in order to demand that not only the grid should perform support functions but also take advantage of the capabilities of the distributed generation systems, demanding ancillary services that contribute with the power quality improvement. Currently the IEEE 1547-2018 standard demands the voltage support function through the voltage-reactive power operation mode. Even though the active power filtering function is not mandatory; a distributed generation system can be used to perform this task.

In order to perform these ancillary services, additional to the selection of an appropriate topology of the power conversion stage, a controller has to be designed. In this work the design of a voltage source inverter with an LCL output filter coupled to the grid through an RL branch to emulate the grid impedance and also, a non-linear load is considered, specifically a not controlled three-phase rectifier. The proposed system is capable to perform active power injection and two support functions. One is the voltage support function according to the voltage-reactive power operation mode described on IEEE 1547-2018 standard, and the other support function is the active power filtering which is intended to supply the harmonic currents demanded by the non-linear load.

The design of the control scheme comprises two main parts: the current reference generation algorithm which depends on the function that the system has to perform; and on the other hand, the subsystem designed to perform the reference tracking which is made up of a PID compensator and a feed-forward element to mitigate the effects of the voltage at the point of common coupling over the system

To validate the performance of the system under different scenarios, simulation tests were carried out considering balanced and unbalanced conditions. Situations where the ancillary services are performed individually and simultaneously were also considered. Finally, the system is validated considering changes in the availability of active power.

Contenido

Resumen.....	I
Abstract.....	II
Lista de Figuras.....	V
Lista de Tablas.....	VIII
Acrónimos.....	IX
CAPÍTULO 1. Introducción.....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Problemática.....	2
1.2.1. Problemas con la inclusión de generación distribuida.....	2
1.2.2. Los inversores con funciones auxiliares en la GD.....	2
1.2.3. Regulación de tensión.....	3
1.2.4. Filtrado activo.....	5
1.2.5. Normativa de Interconexión en México.....	6
1.3. Estado del Arte.....	7
1.3.1. Estrategias de control para la regulación de tensión.....	7
1.3.2. Estrategias de control para filtrado activo.....	8
1.4. Propuesta de solución.....	10
1.5. Objetivos.....	12
1.5.1. Objetivo general.....	12
1.5.2. Objetivos específicos.....	12
1.6. Alcances y limitaciones.....	12
CAPÍTULO 2. Diseño del inversor y del esquema de control.....	14
2.1. Diseño y modelado de la etapa de potencia.....	14
2.1.1. Dimensionamiento del inversor.....	14
2.1.2. Diseño del filtro LCL.....	16
2.1.3. Modelado del sistema.....	20
2.2. Diseño del esquema de control.....	23
2.2.1. Generación de referencias para soporte de tensión.....	23
2.2.2. Generación de referencias para filtrado activo.....	26
2.2.3. Diseño del controlador PID y Prealimentación.....	28

CAPÍTULO 3. Pruebas de simulación.....	33
3.1. Pruebas en condiciones balanceadas	33
3.1.1. Soporte de tensión.....	33
3.1.2. Filtrado Activo	35
3.1.3. Soporte de tensión y filtrado activo	37
3.2. Pruebas en condiciones desbalanceadas.....	39
3.2.1. Soporte de tensión.....	39
3.2.2. Filtrado Activo	41
3.2.3. Soporte de tensión y filtrado activo	44
3.3. Pruebas ante cambios de Potencia Activa disponible	48
3.3.1. Soporte de tensión.....	48
3.3.2. Soporte de tensión y filtrado activo	50
CAPÍTULO 4. Discusión de resultados.....	54
4.1. Evaluación de desempeño de la función de filtrado activo	54
4.2. Evaluación de desempeño de la función de soporte de tensión	56
CAPÍTULO 5. Conclusiones y trabajos futuros	57
5.1. Conclusiones	57
5.2. Trabajos futuros.....	58
Referencias.....	60
ANEXO I. Demostración de generación de referencias de corriente para soporte de tensión	63
ANEXO II. Desempeño del filtro LCL.....	67

Lista de Figuras

Figura 1.1. Diagrama de conexión en el punto de conexión común.	3
Figura 1.2. Curva volt-var.	5
Figura 1.3. Diagrama de propuesta de solución.	11
Figura 2.1. Diagrama para análisis de capacitores de enlace.	14
Figura 2.2. Diagrama simplificado de inversor con filtro LCL conectado a red.	17
Figura 2.3. Diagrama de Bode del filtro LCL.	19
Figura 2.4. Espectro de Fourier.	20
Figura 2.5. Diagrama para el análisis de una rama del sistema.	20
Figura 2.6. Formas de onda de modulación SPWM y voltaje de inversor.	21
Figura 2.7. Circuito promediado a la frecuencia de conmutación para modelado del sistema.	22
Figura 2.8. Curva volt-var.	23
Figura 2.9. Generación de Q de referencia.	24
Figura 2.10. Diagrama de señales de voltaje desfasadas.	24
Figura 2.11. Simulación de generación de referencias para soporte de tensión.	26
Figura 2.12. Respuesta en frecuencia de filtro rechaza banda.	27
Figura 2.13. Resultados de generación de corrientes de referencia para filtrado activo.	28
Figura 2.14. Diagrama de generación de referencias.	28
Figura 2.15. Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto.	29
Figura 2.16. Esquema de control propuesto con compensador y retroalimentación.	29
Figura 2.17. Diagrama en lazo cerrado sin dinámica de $v_{pcc,a}$	30
Figura 2.18. Comparación de respuesta al escalón del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado.	31
Figura 2.19. Respuesta en frecuencia de lazo abierto, compensador PID y ganancia de lazo.	31
Figura 2.20. Desempeño del controlador.	32
Figura 3.1. Diagrama de escenario de pruebas.	33
Figura 3.2. Formas de onda de voltaje en el PCC y corriente de red durante soporte de tensión.	34
Figura 3.3. Referencias y seguimiento de P y Q durante prueba de soporte de tensión.	34
Figura 3.4. Voltajes rms en el PCC durante prueba de soporte de tensión.	35
Figura 3.5. Formas de onda de corriente.	35
Figura 3.6. Espectro de Fourier de corriente de red de fase A.	36
Figura 3.7. Formas de onda de voltaje en el PCC.	36
Figura 3.8. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A.	36
Figura 3.9. Formas de onda de corriente durante soporte de tensión y filtrado activo.	37

Figura 3.10. Voltajes rms durante soporte de tensión y filtrado activo.	38
Figura 3.11. Espectro de Fourier de corriente de red.....	38
Figura 3.12. Formas de onda de voltaje en el PCC durante soporte de tensión y filtrado activo en condiciones balanceadas.	38
Figura 3.13. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A.....	39
Figura 3.14. Corrientes a la salida del filtro LCL.....	40
Figura 3.15. Referencias y seguimiento de P y Q durante soporte de tensión en condiciones desbalanceadas.....	40
Figura 3.16. Voltajes rms por fase durante soporte de tensión en condiciones desbalanceadas.	40
Figura 3.17. Formas de onda de corriente durante prueba de filtrado activo en condiciones desbalanceadas.....	41
Figura 3.18. Espectros de Fourier de corriente de red de fase A.	42
Figura 3.19. Espectros de Fourier de corriente de red de fase B.	42
Figura 3.20. Espectros de Fourier de corriente de red de fase C.	42
Figura 3.21. Formas de onda de voltaje en el PCC durante filtrado activo en condiciones desbalanceadas.	43
Figura 3.22. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A.....	43
Figura 3.23. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase B.....	43
Figura 3.24. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase C.	44
Figura 3.25. Formas de onda de corriente durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas.	45
Figura 3.26. Voltajes durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo.	45
Figura 3.27. Espectro de Fourier de corriente de red de fase A.....	46
Figura 3.28. Espectro de Fourier de corriente de red de fase B.	46
Figura 3.29. Espectro de Fourier de corriente de red de fase C.	46
Figura 3.30. Formas de onda de voltaje en el PCC durante soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas.	47
Figura 3.31. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A.....	47
Figura 3.32. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase B.	47
Figura 3.33. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase C.	48
Figura 3.34. Formas de onda de corriente a la salida de filtro.	49
Figura 3.35. Voltajes rms en el PCC.....	49
Figura 3.36. Referencias y seguimiento de P y Q para soporte de tensión con cambio de potencia activa.	49
Figura 3.37. Voltajes rms en el PCC durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo con cambio de P.....	50
Figura 3.38. Formas de onda de corriente durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas y con cambio de P.	51

Figura 3.39. Espectro de Fourier de corriente de red de fase A.....	51
Figura 3.40. Espectro de Fourier de corriente de red de fase B.....	52
Figura 3.41. Espectro de Fourier de corriente de red de fase C.....	52
Figura 3.42. Formas de onda de voltaje en el PCC durante prueba con cambios de potencia activa.	52
Figura 3.43. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A.....	53
Figura 3.44. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase B.....	53
Figura 3.45. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase C.....	53

Lista de Tablas

Tabla 1.1. Configuraciones de la curva volt-var en el estándar IEEE 1547-2018.	4
Tabla 1.2. Tensiones eléctricas de acuerdo a NMX-J-098-ANCE-2014.	6
Tabla 2.1. Parámetros para cálculo de capacitor de enlace.....	16
Tabla 2.2. Valores de componentes del filtro LCL.	19
Tabla 2.3. Parámetros de la curva volt-var.....	23
Tabla 2.4. Parámetros de filtro rechaza banda.....	27
Tabla 2.5. Parámetros obtenidos del sistema en lazo cerrado.....	32
Tabla 3.1. Valores de impedancia de red y voltajes para cada fase durante prueba de soporte de tensión en condiciones desbalanceadas.	39
Tabla 3.2. Valores de voltaje y Q de referencia en prueba de soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas.	45
Tabla 4.1. Límites de distorsión de corriente para sistemas de 120 V a 69 kV.	54
Tabla 4.2. TDD de corriente de red para condiciones balanceadas y desbalanceadas.	55
Tabla 4.3. TDD de corriente de red para escenarios con cambio de potencia activa disponible.....	55
Tabla 4.4. Resultados de THD de voltaje en el PCC.....	55
Tabla 4.5. Resultados de referencia y salida de Q del filtro durante soporte de tensión.....	56
Tabla 4.6. Resultados de referencias y salida de Q del filtro durante soporte de tensión y filtrado activo.	56

Acrónimos

SGD	Sistema de Generación Distribuida
PCC	Punto de Conexión Común
UPS	Fuente de Poder Ininterrumpible (Uninterruptible Power Supply)
CRE	Comisión Reguladora de Energía
ANCE	Asociación de Normalización y Certificación
PLL	Lazo de Enganche de Fase (Phase Locked-Loop)
PWM	Modulación por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation)
SPWM	Modulación Senoidal por Ancho de Pulso (Sinusoidal Pulse Width Modulation)
FRB	Filtro Rechaza Banda
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
TDD	Distorsión Total de Demanda (Total Demand Distortion)
THD	Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion)
LVRT	Resistencia a caída de tensión (Low Voltage Ride Through)
HVRT	Resistencia a sobretensión (High Voltage Ride Through)

CAPÍTULO 1. Introducción

1.1. Introducción

La forma convencional en la que se realiza la generación de energía es de manera centralizada, para después distribuir la electricidad hacia los usuarios finales, en este proceso se sabe que se tienen altos porcentajes de pérdidas solo por la distribución de energía. En este sentido, los Sistemas de Generación Distribuida (SGD) surgen, entre otros propósitos, como una alternativa viable para solventar problemas como las pérdidas por distribución. En general, existen beneficios con la inclusión de los SGD en la red eléctrica, estos beneficios pueden ser económicos, técnicos y ambientales [1]. La disminución de pérdidas y la reducción de costos de instalación, servicios de operación y mantenimiento, representan mejoras en el ámbito económico [2]. Las mejoras en el aspecto técnico [3] están dadas por factores como la facilidad de instalación y la posibilidad de brindar servicios auxiliares. Finalmente, la reducción en el uso del espacio, el uso de fuentes renovables y la menor emisión de gases de efecto invernadero son los beneficios encontrados en materia ambiental [4, 5].

No obstante, con el incremento del número de SGD instalados, también se han manifestado efectos negativos en la red eléctrica, de los que destacan: fluctuaciones de voltaje, asociadas al incremento de potencia que fluye en la red eléctrica y distorsión armónica, provocada por cargas no lineales y el incremento de SGD donde la inyección de armónicos puede deberse a la conmutación, al número de inversores conectados y/o a las variaciones de la fuente primaria de energía [6]. Así, a fin de continuar aprovechando los beneficios asociados a los SGD y en la búsqueda de que tomen un rol activo en su interacción con la red eléctrica para contribuir en la mejora de la calidad de la energía, no solamente se han actualizado normas que establecen las directrices en la operación de SGD interconectados a la red eléctrica [7]; sino que, además, existen propuestas de diseño de SGD con funciones auxiliares inherentes al mismo.

Si bien en sus inicios, los SGD estaban diseñados únicamente para inyectar potencia activa (P), los fenómenos de intermitencia de la fuente de generación, motivaron el manejo también de potencia reactiva (Q). Sin embargo, ante fenómenos como las caídas de tensión en los Puntos de Conexión Común (PCC) donde se interconectan los SGD, asociados a las condiciones de impedancia de red, y que entonces limitan las capacidades de inyección de un SGD, ahora la regulación de tensión es una función auxiliar obligatoria que se apoya en el manejo de P y Q. Situación similar ocurre con la demanda de armónicos de corriente de las cargas no lineales en diversos puntos que, si solo es provista por la red eléctrica, detona otros problemas en la misma y, por lo tanto, también es conveniente que un SGD contribuya para aliviar a la red.

1.2. Problemática

1.2.1. Problemas con la inclusión de generación distribuida.

El crecimiento de los SGD ha detonado algunos problemas en la red eléctrica [8-11] que se describen a continuación:

a) Pérdidas en el sistema: Están dadas en función de la corriente que fluye en la línea y la resistencia asociada a la misma, al modificar el flujo de energía en la red, cambia la corriente que fluye en la línea y, por lo tanto, las pérdidas cambian. Algunos escenarios de operación del SGD pueden incrementar las pérdidas, por ejemplo, cuando se inyecta más energía de la que el sistema es capaz de soportar, o cuando existe falta de planeación en el tamaño y ubicación del SGD [11].

b) Limitación de flexibilidad operativa: La penetración de los SGD aumenta la complejidad del sistema y, por lo tanto, la identificación de fallas y solución de problemas se vuelve complicada. Algunos sistemas de distribución son radiales y en este caso cuando un SGD provoca un problema en la línea de distribución se requiere que una parte del sistema sea aislado.

c) Caídas de voltaje: Para el funcionamiento de los aparatos eléctricos se debe suministrar la magnitud adecuada de voltaje. Cuando la energía suministrada por la red disminuye, también disminuye la corriente, provocando caídas de tensión; y cuando la energía entregada excede la demanda de la carga, se produce sobretensión. Estas fluctuaciones de voltaje pueden causar estrés eléctrico, desgaste y daño permanente en los equipos.

d) Distorsión armónica: La conmutación a altas frecuencias puede producir contenido armónico, la inyección de armónicos de corriente puede distorsionar la forma de onda de voltaje que se puede propagar a través de la red eléctrica. Otro escenario que se debe prevenir es la resonancia puesto que pequeñas distorsiones de voltaje pueden provocar grandes armónicos de corriente.

En general los problemas descritos anteriormente tienen efectos adversos en el desempeño del sistema eléctrico, pueden provocar daños en el equipo conectado, sobrecalentar transformadores y aumentar las pérdidas en el sistema [12, 13], ésta degradada calidad de la energía genera costos adicionales para los distribuidores de la red eléctrica y los usuarios de la misma [14].

1.2.2. Los inversores con funciones auxiliares en la GD

Generalmente los servicios auxiliares son suministrados por la central de generación; sin embargo, debido a los cambios en las normas de interconexión como la IEEE 1547-2018 [15], ha sido necesaria la inclusión de funciones adicionales en los inversores. En el caso de inversores para sistemas fotovoltaicos, por ejemplo, ante condiciones de intermitencia de la radiación solar, tanto a lo largo del año y aún durante el día, se tienen momentos en los que solo se aprovecha un 30% de su capacidad, no obstante, el 70% restante puede ser aprovechado para proveer servicios auxiliares [16].

A diferencia de contar con múltiples dispositivos que realizan tareas individuales, los inversores multifuncionales tienen la ventaja de reducir espacio y costo por el hecho de integrar diferentes funcionalidades en un mismo dispositivo.

1.2.3. Regulación de tensión

El manejo de la potencia reactiva por parte de un SGD es un servicio auxiliar importante ya que puede reducir el consumo de potencia reactiva de la red, además, la absorción o inyección de potencia reactiva permite el soporte de voltaje en el PCC. La Figura 1.1 muestra un diagrama simplificado de la conexión de un sistema de generación distribuida y la red eléctrica. De acuerdo a (1.1) la impedancia asociada a la red eléctrica (Z_g), está conformada por resistencia (R_g) y reactancia (X_g). En la ecuación (1.2), se denota que las variables que determinan el voltaje en el PCC (v_{pcc}) son: la potencia activa (P), la potencia reactiva (Q), R_g y X_g así como el voltaje de la red (v_g).

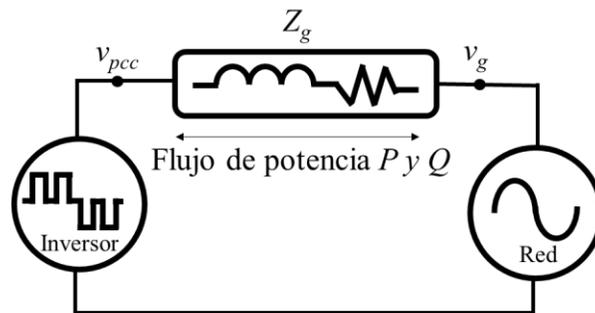


Figura 1.1. Diagrama de conexión en el punto de conexión común.

$$Z_g = R_g + X_g \quad (1.1)$$

$$v_{pcc} = \frac{R_g \cdot P + X_g \cdot Q}{v_g} + v_g \quad (1.2)$$

La normativa que se aborda entorno al soporte de tensión es la norma IEEE 1547-2018. De acuerdo a la norma, el SGD debe tener la capacidad de regular el voltaje del PCC a través de cambios en la potencia reactiva. Existen cuatro modos de operación mutuamente excluyentes para cubrir este requerimiento, en este trabajo se aborda el modo de operación voltaje-potencia reactiva. La norma establece que cuando el sistema esté funcionando bajo este modo de operación, se debe controlar la potencia reactiva como función del voltaje en el punto de conexión común siguiendo una función lineal por partes que se denomina curva volt-var y se muestra en la Figura 1.2.

Los parámetros de configuración de esta curva se realizan en función de la Categoría del sistema, que puede ser Categoría A o Categoría B. Se definen como Categoría A aquellos SGD que tienen capacidades mínimas de desempeño y los niveles de penetración en el sistema de distribución son bajos. La Categoría B engloba aquellos sistemas que además de cumplir con los requerimientos dentro de la Categoría A desempeñan funciones suplementarias necesarias para la integración con el sistema de distribución donde los niveles de penetración son mayores y la entrega de potencia está sujeta a variaciones grandes y frecuentes. En la Tabla 1.1 se muestran los parámetros de configuración posibles de la curva volt-var dependiendo del tipo de categoría.

Tabla 1.1. Configuraciones de la curva volt-var en el estándar IEEE 1547-2018.

Parámetros de voltaje-potencia reactiva	Configuración predeterminada		Rango de configuración permitida	
	Categoría A	Categoría B	Mínimo	Máximo
V_{Ref}	V_N	V_N	$0.95 V_N$	$1.05 V_N$
V_2	V_N	$V_{Ref}-0.02 V_N$	Categoría A: V_{Ref} Categoría B: $V_{Ref}-0.03 V_N$	V_{Ref}
Q_2	0	0	100% de la capacidad de potencia reactiva, absorción	100% de la capacidad de potencia reactiva, inyección
V_3	V_N	$V_{Ref}+0.02 V_N$	V_{Ref}	Categoría A: V_{Ref} Categoría B: $V_{Ref}+0.03 V_N$
Q_3	0	0	100% de la capacidad de potencia reactiva, absorción	100% de la capacidad de potencia reactiva, inyección
V_1	$0.9 V_N$	$V_{Ref}-0.08 V_N$	$V_{Ref}-0.18 V_N$	$V_2-0.02 V_N$
Q_1	25% de la capacidad de potencia aparente, inyección	44% de la capacidad de potencia aparente, inyección	0	100% de la capacidad de potencia reactiva, inyección
V_4	$1.1 V_N$	$V_{Ref} + 0.08 V_N$	$V_{Ref}-0.18 V_N$	$V_{Ref}+0.18 V_N$
Q_4	25% de la capacidad de potencia aparente, absorción	44 % de la capacidad de potencia aparente, absorción	100% de la capacidad de potencia reactiva, absorción	0
Tiempo de respuesta en lazo abierto	10 s	5 s	1 s	90 s

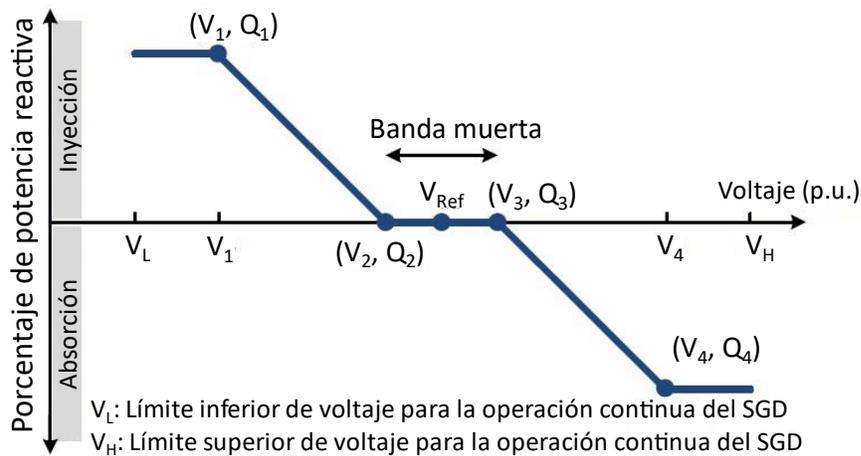


Figura 1.2. Curva volt-var.

1.2.4. Filtrado activo

Las frecuencias armónicas son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la señal entregada por la red eléctrica. Una de las causas principales de la aparición de contenido armónico en el PCC son las cargas no lineales, entre las más comunes se encuentran: fuentes de alimentación conmutadas, fuentes de poder ininterrumpible (UPS), lámparas LED y cargadores de vehículos eléctricos [17]. Algunas de las consecuencias derivadas del contenido armónico son las siguientes:

- Degradación de transformadores.
- Mal funcionamiento de interruptores de seguridad.
- Pérdidas en los motores de inducción.
- Sobre calentamiento en transformadores.
- Pérdidas en la red
- Disminución de la calidad de la energía.

Otra de las tareas auxiliares que pueden realizar los inversores es la compensación de armónicos de corriente [16]. Esta tarea consiste en cancelar o reducir la distorsión armónica demandada a la red eléctrica, permitiendo al inversor funcionar como un filtro activo y mejorar la calidad de la energía. Para que un inversor multifuncional sea capaz de cumplir con su tarea principal, que es entregar energía al sistema, y además dar funciones de soporte, es necesario, además de un dimensionamiento adecuado del mismo, llevar a cabo el correspondiente diseño de los controladores que permitan lograr dichas funciones.

El manejo de armónicos en un sistema eléctrico es considerado una responsabilidad en conjunto que incluye tanto a los usuarios finales como a los operadores de red. La norma IEEE 519-2014 establece los límites recomendados de armónicos tanto para voltaje como para corriente. Se asume que, limitando los armónicos de corriente demandados por el usuario, los niveles de distorsión de

voltaje se pueden mantener debajo de los límites armónicos recomendados. Los límites armónicos establecidos en la norma son solo aplicables al punto de conexión común y no deben ser utilizados en partes individuales del sistema.

1.2.5. Normativa de Interconexión en México

En México la “CRE-RES/119/2012” [18], es la resolución por la que la Comisión Reguladora de Energía (CRE), expide las reglas generales de interconexión al sistema eléctrico nacional para generadores o permisionarios con fuentes de energías renovables o cogeneración eficiente. En esta norma se establecen los requerimientos técnicos, administrativos y legales para la interconexión al sistema de las instalaciones de generadores con fuentes de energía renovables o cogeneración eficiente, mediante los cuales el suministrador mantiene al sistema operando con seguridad, confiabilidad y competitividad. Para este trabajo se toman como base los requerimientos técnicos correspondientes a la generación en pequeña escala que corresponde a una capacidad menor o igual a 30 kW y con una tensión menor a 1 kV. Respecto a los niveles de tensión se hace mención a la norma NMX-J-098-ANCE.1999, aunque ésta pasó a ser reemplazada por la NMX-J-098-ANCE 2014 [19]. En la Tabla 1.2 se muestran las tensiones eléctricas normalizadas según el nivel de tensión.

Por otro lado, para esta escala de generación, solo se establecen los límites de distorsión armónica para el voltaje, que se establece como un máximo de 8% para la distorsión armónica total y como máximo un 6% para cada armónico individual. Se considera hasta el armónico 50 y solo se medirán los armónicos individuales en caso de que se exceda la distorsión armónica total.

Tabla 1.2. Tensiones eléctricas de acuerdo a NMX-J-098-ANCE-2014.

Clasificación	Tensión eléctrica nominal del sistema		
	1 fase 3 hilos	3 fases 3 hilos	3 fases 4 hilos
Baja tensión (V)	120/240	480	208/120 220/127 480/227
Media tensión (kV)	-	4.16 13.8 23.0 34.5	13.8/7.97 23.0/13.28 34.5/19.92
Alta tensión (kV)	-	69 85 115 138 161 230	-
Extra alta tensión (kV)	-	400	-

1.3. Estado del Arte

1.3.1. Estrategias de control para la regulación de tensión

Dentro de las estrategias para la regulación de tensión, una de las más comunes es la que consiste en regular el flujo de Q para brindar soporte de tensión. Otras alternativas también proponen el recorte en el suministro de potencia activa para mitigar los niveles de sobre tensión.

En [20], se utiliza una curva volt-var, que se establece de manera arbitraria para obtener la referencia de Q y proveer el soporte de tensión. Para el lazo de corriente se utiliza un controlador PI para cada una de las componentes (dq). Cabe mencionar que se da prioridad a la inyección de potencia activa, es decir, Q se limita en función de P y la potencia aparente nominal. Se incluye además un modelo de pequeña señal para estudiar la estabilidad del inversor en su intercambio de potencia reactiva con la red.

El esquema abordado en [22], también utiliza una curva volt-var que se toma de la norma IEEE-1547-2018 para generar la referencia de Q. Sin embargo, aquí se da prioridad al soporte de tensión y la referencia de P se obtiene en función de la potencia aparente y la Q que se desea manejar. Los controladores utilizados para el lazo de corriente son PI para cada una de las componentes (dq).

En [21] la referencia de Q se obtiene a partir de una curva volt-var que está definida en el estándar IEC 61850-90-7. Por otro lado, la referencia de P se establece en función de Q y de la potencia aparente. En caso de sobretensión y que el manejo de Q no sea suficiente para dar el soporte necesario, se propone un recorte de P. El lazo de corriente utiliza controladores resonantes y una característica importante del trabajo es que plantea la operación de varios sistemas donde se distribuyen los esfuerzos para el soporte de tensión.

En [23] se propone un sistema cuyo objetivo es regular el voltaje en el PCC, sin el uso de una curva tipo volt-var. En este caso se propone limitar el voltaje a una banda de tolerancia especificada y el soporte de tensión se realiza haciendo un manejo mínimo de Q, donde el objetivo es llevar al voltaje a los límites de tolerancia. El esquema de control propuesto para el lazo de corriente es de tipo predictivo.

En [24], se presenta una estrategia que permite brindar soporte de tensión tanto en condiciones balanceadas como desbalanceadas mediante el manejo de Q. La referencia de Q se obtiene en función del voltaje en el PCC, de acuerdo a lo establecido por el código de red alemán; la referencia de P se obtiene en función de la potencia aparente y Q. Para lograr el soporte de tensión en condiciones desbalanceadas se propone el uso del marco de referencia $\alpha\beta$ y la descomposición de secuencias. El seguimiento de las referencias de corriente se realiza utilizando controladores PR (Proporcional Resonante). Como característica notable se incluye un algoritmo que mantiene la corriente de salida acotada.

Otra alternativa que plantea el soporte de tensión de manera independiente para cada fase se presenta en [25]. En este trabajo la referencia de corriente asociada a Q se obtiene de acuerdo a lo establecido en el código de red alemán, y la componente de corriente asociada a P se obtiene en función de la corriente máxima que se puede entregar. Por otro lado, en la generación de

referencias de corriente se incluye un mecanismo que minimiza la componente de secuencia cero. Para el lazo de corriente se utilizan controladores PR.

El trabajo presentado en [26] utiliza el marco de referencia $\alpha\beta$ y las referencias de corriente se obtienen a partir de la teoría de potencia instantánea, en conjunto con la descomposición de secuencias para brindar soporte en condiciones desbalanceadas. Las referencias de P y Q se obtienen planteando un problema de optimización que tiene dos objetivos: brindar el máximo soporte de tensión e inyectar la máxima corriente permitida. Para el lazo de corriente se utilizan controladores resonantes.

En [27] se plantea un lazo de control predictivo de potencia. En este caso el objetivo de control es regular P y Q a la salida del inversor. El sistema puede proveer soporte de tensión de dos maneras: ya sea utilizando P para dicho propósito o ajustando Q. En este sistema se considera la conexión de una carga lineal en el PCC.

En [28] se plantea un esquema de control que brinda soporte de tensión de manera independiente para cada fase. El valor de P se utiliza para regular el bus de CD, y, por otro lado, dependiendo del voltaje en el PCC, se genera una referencia de Q que mantiene el voltaje en el valor nominal. Las referencias de corriente se obtienen a partir de la teoría de potencia instantánea y para el seguimiento de estas corrientes se utiliza un controlador por histéresis.

En el caso de sistemas trifásicos, una de las soluciones que se encuentran en la literatura, para condiciones balanceadas, es el uso de los marcos de referencia $\alpha\beta$ o dq , ya que simplifican el manejo de tres variables senoidales a dos variables. Debido a que en el marco de referencia dq se manejan referencias en CD, es común el uso de controladores PI, aunque también se tienen alternativas más novedosas que utilizan el control predictivo, pero la principal desventaja que presentan es respecto a la frecuencia de conmutación, que no se asegura que sea constante. Respecto al uso del marco de referencia $\alpha\beta$, ya que las referencias son de tipo senoidal, el lazo de corriente está conformado por controladores resonantes. Respecto a estas propuestas las diferencias radican en el tipo de controlador utilizado y/o en la generación de referencias de P y Q, que se establecen de acuerdo a una normativa o de acuerdo a objetivos en conjunto. Por otro lado, las propuestas que se encuentran en la literatura para dar soporte de voltaje en condiciones balanceadas se pueden abordar de dos maneras, realizando la separación de secuencias en los marcos de referencias antes mencionados o haciendo el manejo independiente de corrientes para cada fase A, B y C.

1.3.2. Estrategias de control para filtrado activo

Como se mencionó anteriormente la compensación de armónicos es un servicio auxiliar que brinda una mejora en la calidad de la energía. El filtrado activo consiste en la tarea de cancelar los armónicos de corriente que son demandados por la carga y que producen distorsión armónica en el PCC. El principio de funcionamiento se basa en que el inversor del sistema se modela como una

fuentes de corriente en paralelo con la carga y la red, suministrando la corriente armónica que demanda la carga.

En [29] se reporta un filtro activo de corriente monofásico de 1 kW, implementado de manera experimental en un inversor fotovoltaico interconectado, donde se utiliza un control adaptativo implementado con electrónica analógica para generar la referencia, cuya velocidad de respuesta de control fue muy satisfactoria ante escalones de carga no lineal abruptos; así como su robusta inmunidad al ruido pese a la frecuencia de conmutación variable (histéresis a dos niveles) y su interacción con la red eléctrica. De acuerdo con [30] los métodos de control para compensación de armónicos se tienen dos ramas principales:

- **Métodos de filtrado activo:** Los filtros activos pueden tener una configuración en serie para eliminar armónicos de voltaje o en paralelo con la finalidad de eliminar armónicos de corriente, dentro de esta rama se tienen dos variantes:

1) Control basado en la generación de referencias: El desempeño de los métodos de filtrado activo está determinado por la generación de referencias que se puede hacer en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. Los esquemas más comunes para generación de referencias consisten en la derivación instantánea de señales de compensación obtenidas a través de los voltajes y corrientes medidos. En sistemas trifásicos uno de los métodos más usados para generar las referencias de corrientes armónicas de compensación es la teoría de potencia instantánea [31].

2) Método de control directo de potencia (DPC) [32]: Con este método se calculan los valores instantáneos de potencia activa y reactiva usando las señales de voltaje y corriente, y se comparan en controladores por histéresis, con el objetivo de mantener un balance entre la potencia suministrada por la fuente y el filtro y la potencia consumida por la carga. Este método tiene la ventaja de no necesitar un lazo de control interno con transformaciones coordinadas o desacoplamiento de componentes reactivas y activas de corriente. La principal desventaja de este método es la dependencia de la frecuencia de conmutación, pero puede ser solventada haciendo uso de otros tipos de modulación.

- **Métodos basados en impedancias virtuales:** Una impedancia virtual puede emular el efecto de una impedancia física sin la necesidad de conectar un componente real en el sistema. Se puede emular el comportamiento inductivo y el comportamiento resistivo. El uso de impedancias virtuales se realiza con dos objetivos: A la frecuencia fundamental para controlar el flujo de energía; a frecuencias armónicas con el fin de realizar compensación de armónicos. Este método tiene tres variantes:

1) Método de control por corriente (CCM) [33]: Para lograr la compensación de armónicos en el PCC, se configuran los controladores de modo que el SGD sea visto como una resistencia a las frecuencias armónicas sintonizadas. De este modo la red provee principalmente la componente fundamental. Este método es el más usado para sistemas interconectados a la red.

2) Método de control por voltaje (VCM) [34]: Es un método raramente usado para compensación de armónicos, sin embargo, tiene el potencial de ser apto para modo aislado (donde el CCM no es viable) y modo interconectado a la red. Generalmente este método es más usado en el modo de operación aislado.

3) Método de control híbrido (HCM) [35, 36]: Dentro de las ventajas de este método se tiene un control en lazo cerrado de la componente fundamental de voltaje y las componentes armónicas de corriente. Se tiene la ventaja de poder realizar la compensación de armónicos sin necesidad de separar las componentes armónicas. Finalmente, el SGD puede operar entre modo interconectado a la red o modo aislado.

Respecto a las soluciones encontradas, la principal diferencia radica en cómo se obtienen las componentes armónicas que se desean compensar. Por otro lado, una de las alternativas para la obtención de las referencias de corriente es la teoría de potencia instantánea, pero con este método también es necesario separar las componentes oscilantes de las de CD, y, además, este método está limitado a condiciones balanceadas. Otra de las características que se tienen en común, de acuerdo a lo revisado en la literatura, es el uso de controladores resonantes, donde es necesario un controlador para cada componente armónica, siendo que el seguimiento de estas componentes estará limitado por el número de controladores resonantes que se tengan.

1.4. Propuesta de solución

El proyecto a desarrollar se enfoca en el estudio del controlador de un inversor trifásico que cumpla con funciones de soporte a la red. Se aborda el diseño y simulación de un inversor que permita el manejo de potencia activa, el soporte de tensión y la compensación de armónicos, donde éstas dos últimas son funciones de soporte para la mejora de la calidad de la energía. En la Figura 1.3 se muestra un esquema general de la propuesta de solución, los elementos que la conforman se describen a continuación.

- **Bus de CD:** Estará formado por una fuente de voltaje de CD y dos capacitores de enlace en paralelo que permiten emular dos fuentes de voltaje simétricas. La regulación del bus de CD queda fuera del alcance de este proyecto.
- **Inversor:** Es el dispositivo que permite la conversión de CD a CA, y es el enlace entre la fuente de CD y el filtro; para este trabajo se utilizará un inversor trifásico.
- **Filtro:** Es el sistema que sirve como acoplamiento entre la salida del inversor y el PCC. Además, es una interfaz que permite la inyección de corriente hacia la red, y atenúa las componentes armónicas de alta frecuencia del inversor.
- **Carga:** Es el elemento necesario para la demanda de corrientes armónicas de la red, la carga que se pretende utilizar es un rectificador trifásico no controlado.
- **Impedancia de red:** Es una característica propia de la red y también clave en el desarrollo de este trabajo pues es el elemento que hace notar las variaciones en la tensión debido a los flujos de potencia.

- **Controlador:** Es la parte medular que se pretende desarrollar y tiene la tarea de coordinar las funciones de entrega de potencia activa, regulación de tensión y compensación de armónicos, es importante mencionar que se busca un controlador que sea menos sensible a la perturbación causada por el voltaje en el PCC y que pueda desempeñar sus funciones en un escenario de condiciones desbalanceadas.

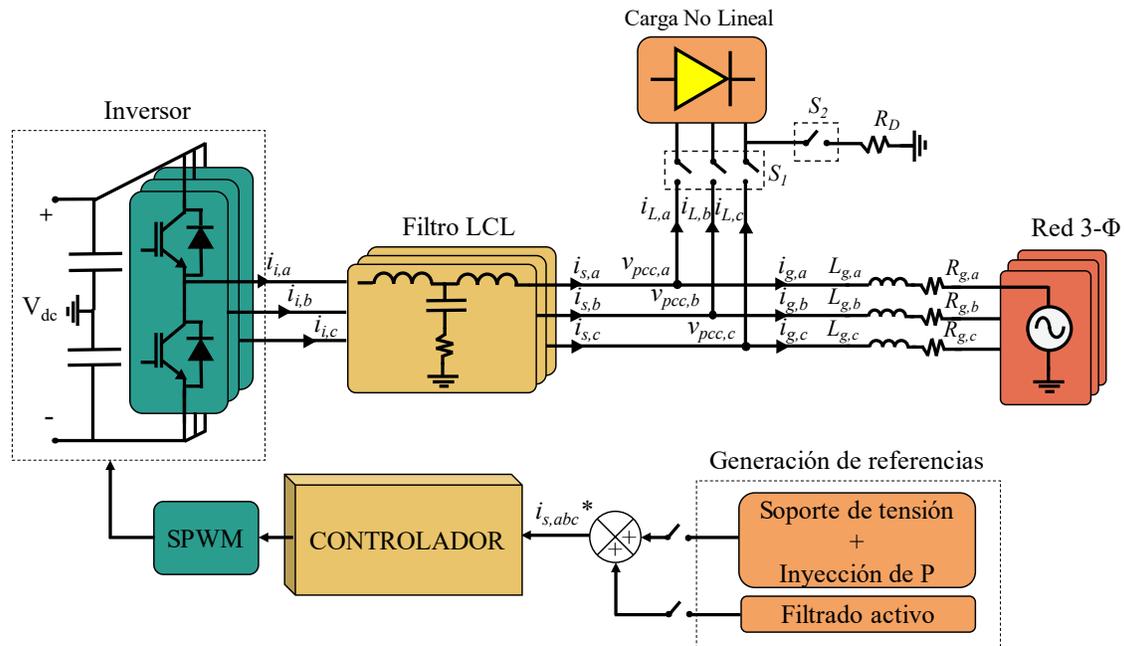


Figura 1.3. Diagrama de propuesta de solución.

Las consideraciones que se tomaron para el diseño del sistema fueron las siguientes:

- Abordar un sistema trifásico.
- Utilizar un filtro para atenuar las componentes armónicas que se presentan a la frecuencia de conmutación, en este caso se opta por un filtro LCL con amortiguamiento pasivo.
- Se desea utilizar una modulación donde la frecuencia de conmutación sea fija para que la implementación del filtro sea congruente.
- Se utiliza una carga no lineal, pues se desean compensar los armónicos de corriente generados por la misma.
- Las funciones de soporte de tensión y filtrado activo, se abordarán de manera independiente para cada fase, posibilitando la operación del sistema ante condiciones de desbalance.

Las funciones de soporte se plantean mediante la generación de referencias, por separado, de corrientes asociadas a cada función de soporte. Para brindar la función de soporte de tensión, se hará tomando en cuenta el modo de operación voltaje-potencia reactiva del estándar IEEE 1547-2018, donde se establece la cantidad de Q a manejar en función del voltaje a través de la curva volt-var. Además, se da prioridad a esta función y la cantidad de P se determina en función de la potencia aparente del sistema. El soporte de tensión se pretende hacer de manera independiente para cada fase, posibilitando la operación del sistema en condiciones desbalanceadas. Por lo tanto, se elige el mecanismo de referencias de [28], donde se utiliza el marco de referencia abc , y se

genera una referencia de corriente a la frecuencia fundamental, que incluye la información de Q para soporte de tensión y P que se obtiene de la potencia aparente nominal.

Para cumplir con la función de filtrado activo, es necesario generar las referencias de corrientes armónicas que son demandadas por la carga no lineal. Por lo tanto, se elige utilizar un filtro rechaza banda en la corriente de carga, además, para poder operar de manera independiente cada fase del sistema, se utiliza un filtro para cada una de las fases. Finalmente, las referencias de corriente para cada función de soporte se sumarán para conformar la referencia global de corriente del controlador.

Para el seguimiento de referencias se plantea un esquema de control de corriente para cada fase, que incluye un término de realimentación donde se utiliza un compensador PID; y también se incluye un término de prealimentación cuyo propósito es mitigar los efectos del voltaje en el PCC sobre el sistema, ya que como se verá en el desarrollo del trabajo, aunque el compensador PID provee atenuación del efecto del voltaje del PCC a bajas frecuencias, no es suficiente para lograr un seguimiento satisfactorio de la referencia de corriente.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Diseñar los controladores que permitan a un inversor trifásico interconectado a red, llevar a cabo su función básica de controlar el flujo de potencia activa, y desempeñar las funciones auxiliares de compensación de armónicos de corriente demandados por la carga y la regulación de voltaje en el punto de conexión común.

1.5.2. Objetivos específicos

- Seleccionar y diseñar el inversor, así como el filtro de acoplamiento a la red.
- Seleccionar y diseñar el controlador del sistema, con el fin de brindar las funciones auxiliares bajo escenarios de condiciones desbalanceadas.
- Disminuir el contenido armónico de la corriente de red mediante la función de filtrado activo.
- Proveer soporte mediante la regulación de tensión atendiendo el estándar IEEE 1547-2018.

1.6. Alcances y limitaciones

Esta tesis tiene como alcance diseñar y evaluar un controlador para un inversor trifásico con capacidad de 1.2 kVA. El caso de estudio comprende un inversor trifásico de cuatro hilos fuente de voltaje con un filtro LCL con amortiguamiento pasivo a la salida, y que se conecta con la red a través de una rama RL cuyo propósito es emular la impedancia de red. Además, se incluye la

conexión de un rectificador trifásico no controlado en el PCC, para demandar corrientes armónicas. El sistema es capaz de realizar inyección de potencia activa, la función de soporte de tensión y la función de filtrado activo. Cabe señalar que el control del bus de CD queda fuera del alcance de este trabajo.

Respecto a la función de soporte de tensión, se considera que, con base a la norma IEEE 1547-2018 el sistema en cuestión es Categoría B y, por lo tanto, la máxima potencia reactiva que puede manejar el sistema es de 528 var (44% de la potencia aparente). Por otra parte, respecto a la parte inductiva de la impedancia de red se elige de 1 mH para todas las pruebas a realizar, con estos valores se espera que se pueda dar un soporte de voltaje máximo de $\pm 1.2\%$ respecto al valor nominal de voltaje en el PCC que es de 127 V. Es importante mencionar que se puede operar cada fase de manera independiente, de manera que el sistema pueda operar en condiciones desbalanceadas.

Las pruebas de simulación del sistema se hacen mediante el software MATLAB/SIMULINK y se consideran diferentes escenarios. Se somete al sistema a operar en situaciones balanceadas y situaciones desbalanceadas, para las últimas se considera que la parte resistiva de la impedancia de red de una de las fases es diferente y también se tiene un desbalance en la carga. Se consideran también escenarios de operación donde el sistema desempeña las funciones de manera simultánea o de manera independiente.

CAPÍTULO 2. Diseño del inversor y del esquema de control

2.1. Diseño y modelado de la etapa de potencia

2.1.1. Dimensionamiento del inversor

Uno de los elementos que se debe seleccionar para el inversor es el bus de CD: donde se deben determinar dos parámetros: el voltaje del bus, y el tamaño el capacitor de enlace. De acuerdo a los métodos encontrados en la literatura, en algunos casos se propone la realización de pruebas experimentales para determinar el tamaño óptimo del capacitor, sin embargo, este método resulta laborioso y costoso. Por otro lado, resulta más conveniente seleccionar el capacitor de enlace mediante un enfoque analítico como se describe en [37].

El voltaje del bus de CD determina cual es el voltaje máximo de CA que se tendrá a la salida y que por lo menos debe ser igual al de red. Por otro lado, el voltaje del bus se sobredimensiona por factores como variaciones en el voltaje de red que y las caídas de tensión debido al filtro. Se determina el voltaje del bus de CD utilizando (2.1), tomando en cuenta el voltaje entre fases de la red eléctrica V_f .

$$V_{CD} = 1.45\sqrt{2} \cdot V_f \quad (2.1)$$

Reemplazando el valor de V_f , que en este caso es de 220 Vrms, resulta:

$$V_{CD} = 1.45\sqrt{2} \cdot 220 = 451.13 \quad (2.2)$$

Finalmente, se elige un valor de voltaje del bus de 450 V. Una vez seleccionado el voltaje se procede a calcular el tamaño del capacitor de enlace. En la Figura 2.1a se muestra un diagrama de una de las ramas del inversor. Si se considera que el voltaje en el bus de CD es constante y que la corriente a la salida del inversor $i_{i,a}$ tiene una componente predominante senoidal a la frecuencia de red, se puede realizar un modelo simplificado que se muestra en la Figura 2.1b.

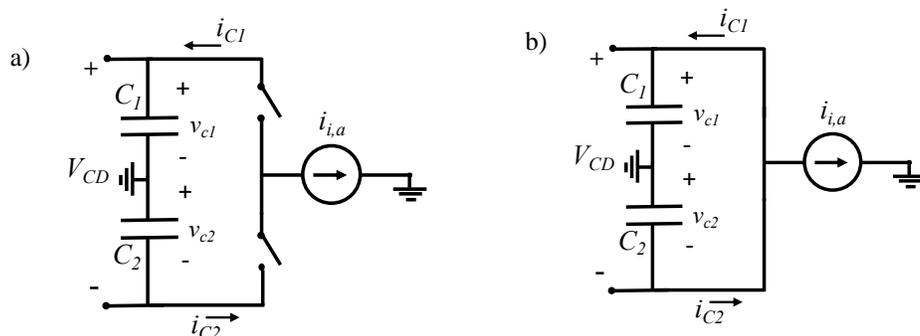


Figura 2.1. Diagrama para análisis de capacitores de enlace. a) Modelo completo. b) Modelo simplificado

Se considera que la corriente $i_{i,a}$ está dada por:

$$i_{i,a} = I_a \text{sen}(\omega_g t + \phi_a) \quad (2.3)$$

El voltaje en los capacitores C_1 y C_2 está dado por las ecuaciones (2.4) y (2.5), respectivamente.

$$v_{c1} = \frac{V_{CD}}{2} + \hat{f}(t) \quad (2.4)$$

$$v_{c2} = \frac{V_{CD}}{2} - \hat{f}(t) \quad (2.5)$$

Donde $\hat{f}(t)$ es una variación pequeña en el voltaje del capacitor y de este modo se cumple que:

$$V_{CD} = v_{c1} + v_{c2} \quad (2.6)$$

La corriente en cada capacitor está dada por:

$$i_{c1} = C_1 \frac{d}{dt} v_{c1} \quad (2.7)$$

$$i_{c2} = C_2 \frac{d}{dt} v_{c2} \quad (2.8)$$

Reemplazando (2.4) y (2.5) en (2.7) y (2.8), respectivamente y derivando se obtiene:

$$i_{c1} = C_1 \hat{f}'(t) \quad (2.9)$$

$$i_{c2} = -C_2 \hat{f}'(t) \quad (2.10)$$

La suma de corrientes resulta:

$$i_{i,a} = i_{c2} - i_{c1} \quad (2.11)$$

Considerando que C_1 y C_2 son iguales y reemplazando (2.3), (2.9) y (2.10) en (2.11) se obtiene:

$$I_a \text{sen}(\omega_g t + \phi_a) = -2C\hat{f}'(t) \quad (2.12)$$

Para cumplir esta igualdad se tiene que:

$$\hat{f}(t) = \Delta v \cos(\omega_g t + \phi_f) \quad (2.13)$$

Por lo tanto:

$$\hat{f}'(t) = -\omega_g \Delta v \text{sen}(\omega_g t + \phi_f) \quad (2.14)$$

Donde Δv es la magnitud de la variación de voltaje en cada capacitor. Reemplazando (2.14) en (2.12) se obtiene:

$$I_a \text{sen}(\omega_g t + \phi_a) = 2C \cdot \omega_g \Delta v \text{sen}(\omega_g t + \phi_f) \quad (2.15)$$

Igualando las magnitudes de (2.15) y despejando el valor de C resulta.

$$C = \frac{I_a}{2 \cdot \omega_g \Delta v} \quad (2.16)$$

Donde I_a es la máxima magnitud que se espera de la componente fundamental de corriente a la salida del inversor; ω_g es la frecuencia angular de la red y Δv es la magnitud de la variación de voltaje en el capacitor que en este caso se establece como un 5% de la mitad del voltaje V_{CD} . En la Tabla 2.1 se muestran los valores de los parámetros utilizados para calcular el capacitor de enlace.

Tabla 2.1. Parámetros para cálculo de capacitor de enlace.

Parámetros	Valor
ω_g	$2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$
I_a	15 A
Δv	11.25 V

Reemplazando los valores de la Tabla 2.1 en (2.16) resulta:

$$C = \frac{15}{11.25 \cdot 4\pi \cdot 60} = 1768 \mu\text{F} \quad (2.17)$$

El valor comercial más cercano encontrado es de 1780 uF que se selecciona como valor para cada capacitor.

2.1.2. Diseño del filtro LCL

En la Figura 2.2 se muestra un diagrama simplificado de la conexión entre el inversor y la red con un filtro de acoplamiento LCL con amortiguamiento pasivo. Los elementos que conforman al filtro son: inductor lado inversor (L_1), inductor lado red (L_2), capacitor (C_f) y la resistencia de amortiguamiento (R_f).

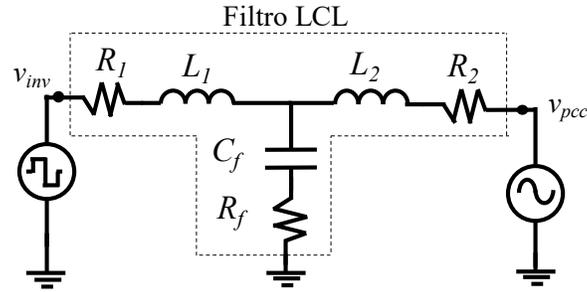


Figura 2.2. Diagrama simplificado de inversor con filtro LCL conectado a red.

En la literatura se encuentran dos enfoques para el diseño del filtro LCL. Uno está orientado a la disminución de los armónicos de corriente debidos a la frecuencia de conmutación [38]; y el segundo enfoque corresponde al diseño del filtro para aplicaciones de filtrado activo [39], donde se busca minimizar el tamaño del inductor para lograr cambios de corriente en menor tiempo. En este trabajo se utiliza el enfoque a la disminución de armónicos a la frecuencia de conmutación.

Los datos necesarios para el cálculo del filtro LCL son los siguientes: V_g (voltaje rms entre fases), P_n (potencia activa nominal), f_g (frecuencia de red) y S_n (potencia aparente nominal).

Primero se calcula una impedancia base (Z_b) con la siguiente fórmula:

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} \quad (2.18)$$

Se establece un límite máximo del inductor total L_{TMAX} que corresponde a la suma de los dos inductores del filtro. A menor valor del inductor, se logra mayor rapidez y, por otro lado, las pérdidas y las caídas de tensión en el filtro se hacen menores a la frecuencia fundamental.

$$L_{TMAX} = 10\% \cdot \frac{Z_b}{2\pi \cdot f_g} \quad (2.19)$$

Durante el ciclo de encendido durante el periodo de conmutación T_s el voltaje en el inductor está dado por:

$$\frac{L_1 \Delta i}{DT_s} = \frac{V_{CD}}{2} - v_c \quad (2.20)$$

Durante el ciclo de apagado el voltaje en el inductor L_1 está dado por:

$$-\frac{L_1 \Delta i}{(1-D)T_s} = -\frac{V_{dc}}{2} - v_c \quad (2.21)$$

Utilizando (2.20) y (2.21) se obtiene:

$$\Delta i = \frac{T_s \left(\frac{V_{dc}^2}{4} - v_c^2 \right)}{V_{dc} \cdot L_1} \quad (2.22)$$

Considerando que el voltaje del capacitor tiene una componente a la frecuencia fundamental, de (2.22) se puede notar que el valor de Δi es máximo cuando v_c es igual a cero, y se establece el valor mínimo del inductor del lado inversor mínimo ($L_{1\min}$) como:

$$L_{1\min} = \frac{V_{DC}}{4 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{\max}} \quad (2.23)$$

Donde Δi_{\max} es el porcentaje de rizo de corriente que se recomienda sea menor al 25% de la corriente nominal máxima (I_r) y se calcula con (2.24)

$$I_r = \frac{\sqrt{2} \cdot S_n}{\sqrt{3} \cdot V_g} \quad (2.24)$$

Un valor mayor en el capacitor se ve reflejado en mayores pérdidas en el filtro, por lo tanto, el valor de capacitor se limita a un 5% de la impedancia base y se calcula con (2.25).

$$C_f = 5\% \cdot \frac{1}{Z_b \cdot 2\pi \cdot f_g} \quad (2.25)$$

La frecuencia de resonancia (f_{res}), debe ser mayor a 10 veces f_g y menor que la mitad de la frecuencia de conmutación (f_{sw}), y se calcula con la siguiente fórmula:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \quad (2.26)$$

La relación entre la corriente a la salida del filtro (i_s) y la corriente del lado inversor (i_i) a la frecuencia de conmutación f_{sw} se sugiere que sea menor a 0.2 y está dada por la siguiente desigualdad:

$$\frac{i_s(f_{sw})}{i_i(f_{sw})} = \frac{1}{|1 + (L_2 / L_1)(1 - L_1 \cdot C_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{sw})^2)|} < 0.2 \quad (2.27)$$

Para evitar los problemas de resonancia, la solución más simple consiste en colocar una resistencia (R_f) en serie con el capacitor del filtro. La resistencia de amortiguamiento se elige utilizando (2.28). Es importante mencionar que a medida que se incrementa el valor de R_f las pérdidas en esta rama incrementan, sin embargo, la corriente que circula a través de esta rama es pequeña. En el Anexo II se encuentran pruebas del desempeño del filtro LCL, donde también se muestran las pérdidas en la resistencia de amortiguamiento.

$$R_f \geq \frac{1}{3 \cdot 2\pi \cdot f_{res} \cdot C_f} \quad (2.28)$$

Es importante mencionar que, a menor valor total del inductor, el desempeño del seguimiento de referencias de corriente es mejor, pero con un tamaño menor de inductor se desplaza la frecuencia de corte del filtro LCL, y por lo tanto, se logra una menor atenuación de las componentes armónicas producidas por el inversor a la frecuencia de conmutación. En la Figura 2.3 se muestra el diagrama de Bode del diseño del filtro LCL y en la Tabla 2.2 se muestran los valores obtenidos en el diseño del filtro.

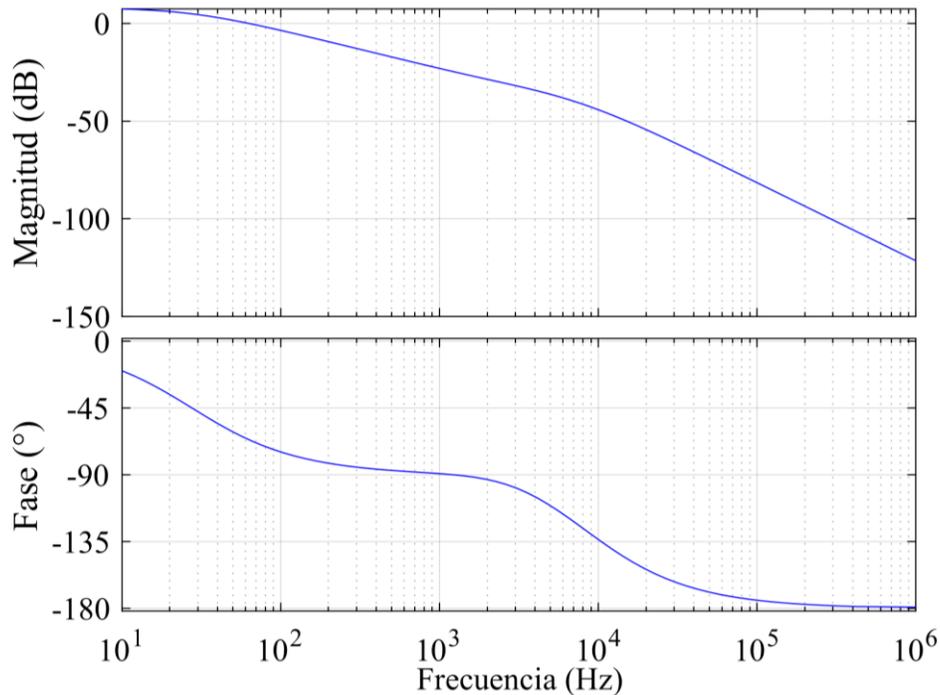


Figura 2.3. Diagrama de Bode del filtro LCL.

Tabla 2.2. Valores de componentes del filtro LCL.

Componente	Valor
L_1	2 mH
L_2	0.3 mH
C_f	3 μ F
R_f	20 Ω
f_{res}	5.86 kHz
f_{sw}	40 kHz

Una vez obtenidos los parámetros del filtro LCL, se procede a hacer una simulación del desempeño del mismo, utilizando modulación SPWM y conectando a la salida una carga resistiva. En la Figura 2.4a se muestra el espectro de Fourier del voltaje a la entrada del filtro y en la Figura 2.4b se muestra el espectro de Fourier del voltaje a la salida del filtro.

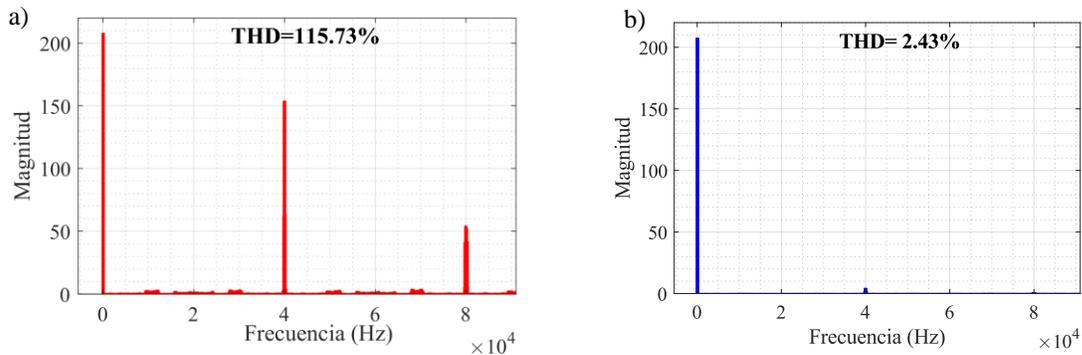


Figura 2.4. Espectro de Fourier. a) Voltaje de entrada del filtro. b) Voltaje a la salida del filtro.

2.1.3. Modelado del sistema

Se procede a realizar el modelado y el diseño del controlador para el sistema. Se pretende realizar el manejo de corriente para cada fase independientemente, por lo que el modelado del sistema se hace para una fase. El diagrama de una de las ramas del inversor se muestra en la Figura 2.5.

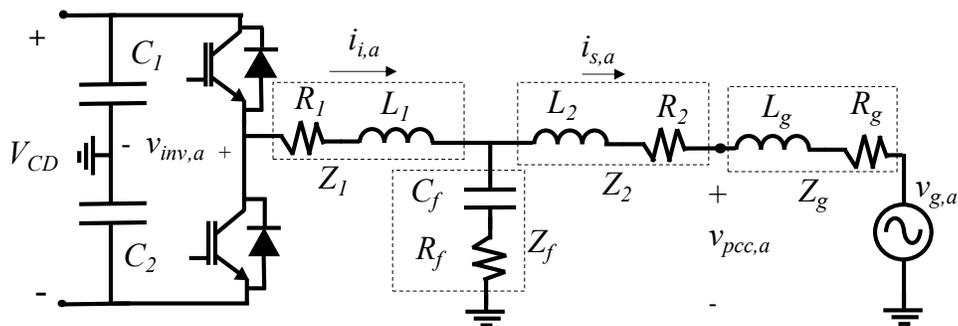


Figura 2.5. Diagrama para el análisis de una rama del sistema.

Primero se procede a analizar el voltaje del inversor $v_{inv,a}$. Se asume que el voltaje en los capacitores del bus de CD, C_1 y C_2 se divide a la mitad, en caso de que el interruptor superior se encuentre encendido, el voltaje $v_{inv,a}$ con respecto a tierra es igual a $V_{CD}/2$, en caso de que el interruptor inferior se encuentre activado, el voltaje $v_{inv,a}$ con respecto a tierra es igual a $-V_{CD}/2$. Para este trabajo se utiliza la modulación SPWM. En la Figura 2.6 se muestran las gráficas de la modulación, en color azul se muestra la señal portadora que es una triangular a la frecuencia de conmutación deseada, y en color rojo se muestra la señal moduladora v_m . Se muestra también en color verde la gráfica del voltaje $v_{inv,a}$.

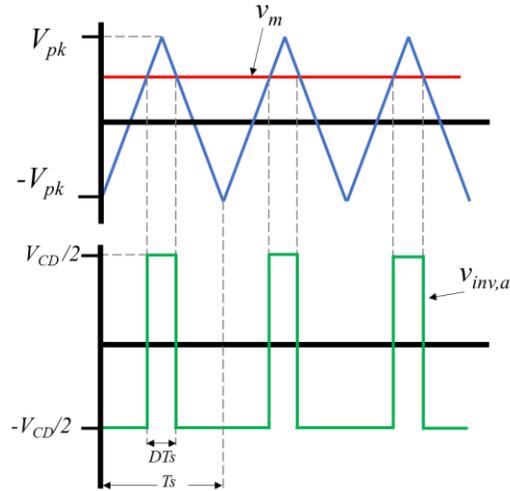


Figura 2.6. Formas de onda de modulación SPWM y voltaje de inversor.

Si se considera que el voltaje de la señal moduladora es constante durante un ciclo de la señal portadora, se obtiene una relación entre el ciclo de trabajo, la señal moduladora y el voltaje pico de la moduladora, que está dada por:

$$D = \frac{v_m}{2V_{pk}} + \frac{1}{2} \quad (2.29)$$

Se puede obtener el voltaje promedio del inversor durante un periodo de conmutación y está dado por:

$$\bar{v}_{inv,a} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{inv,a}(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \left[\frac{V_{CD}}{2} D \cdot T_s - \frac{V_{CD}}{2} (1-D) \cdot T_s \right] \quad (2.30)$$

Reemplazando (2.29) en (2.30) y simplificando, se obtiene:

$$\bar{v}_{inv,a} = \frac{V_{CD}}{2} \cdot \frac{v_m}{V_{pk}} \quad (2.31)$$

En este trabajo se escoge el valor de V_{pk} igual a uno. Cabe mencionar que la acción de control en el sistema es el voltaje del inversor y es resultado de la comparación entre la portadora y la moduladora, por lo tanto, si se desea obtener un valor de voltaje promedio en el inversor durante un ciclo de conmutación se debe hacer a través del valor de la moduladora. De (2.31) se puede despejar el voltaje de la moduladora y se obtiene:

$$v_m = \bar{v}_{inv,a} \cdot \frac{2}{V_{CD}} \quad (2.32)$$

Finalmente, para el análisis de las funciones de transferencia, se modela al inversor como una fuente de voltaje, cuyo valor corresponde al valor promedio durante un ciclo de conmutación. El voltaje en el PCC también se modela como una fuente de voltaje que introduce una perturbación en el sistema. La variable que se desea controlar es la corriente a la salida del filtro denotada por $i_{s,a}$, además, para simplificar el análisis se utilizan impedancias como se muestra en la Figura 2.7.

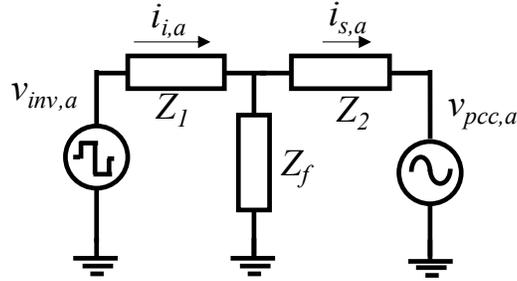


Figura 2.7. Circuito promediado a la frecuencia de conmutación para modelado del sistema.

Donde:

$$Z_1 = sL_1 + R_1 \quad (2.33)$$

$$Z_2 = sL_2 + R_2 \quad (2.34)$$

$$Z_f = \frac{sC_f R_f + 1}{sC_f} \quad (2.35)$$

Primero se obtiene la función de transferencia entre $i_{s,a}$ y $v_{inv,a}$, cortocircuitando $v_{pcc,a}$, y se obtiene:

$$\frac{i_{s,a}(s)}{v_{inv,a}(s)} = G_{vin}(s) = \frac{Z_f}{Z_2(Z_1 + Z_f) + Z_1 \cdot Z_f} \quad (2.36)$$

Desarrollando se obtiene:

$$G_{vin}(s) = \frac{sR_f C_f + 1}{s^3 L_2 L_1 C_f + s^2 C_f (L_2 (R_1 + R_f) + L_1 (R_2 + R_f)) + s(L_1 + L_2 + C_f (R_1 (R_2 + R_f) + R_2 R_f)) + R_1 + R_2} \quad (2.37)$$

Luego se obtiene la función de transferencia entre $i_{s,a}$ y $v_{pcc,a}$, cortocircuitando $v_{inv,a}$. Y se obtiene:

$$\frac{i_{s,a}(s)}{v_{pcc,a}(s)} = G_{vg}(s) = -\frac{Z_1 + Z_f}{Z_2(Z_1 + Z_f) + Z_1 \cdot Z_f} \quad (2.38)$$

Desarrollando:

$$G_{vg}(s) = \frac{-(s^2 L_1 C_f + s \cdot C_f (R_f + R_1) + 1)}{s^3 L_2 L_1 C_f + s^2 C_f (L_2 (R_1 + R_f) + L_1 (R_2 + R_f)) + s(L_1 + L_2 + C_f (R_1 (R_2 + R_f) + R_2 R_f)) + R_1 + R_2} \quad (2.39)$$

La corriente $i_{s,a}(s)$ está dada por:

$$i_{s,a}(s) = G_{vin}(s) \cdot v_{inv,a}(s) + G_{vg}(s) \cdot v_{pcc,a}(s) \quad (2.40)$$

2.2. Diseño del esquema de control

2.2.1. Generación de referencias para soporte de tensión

De acuerdo a lo abordado en la sección 1.4. se atenderá el modo de operación voltaje-potencia reactiva de la norma IEEE 1547-2018 donde se define una función lineal por partes, donde la potencia reactiva es función del voltaje en el PCC, y es conocida como la curva volt-var (Figura 2.8). Los niveles de tensión y de potencia reactiva de la curva volt-var se configuraron suponiendo que el SGD es de categoría B. Los valores de la curva volt-var están definidos en la Tabla 2.3.

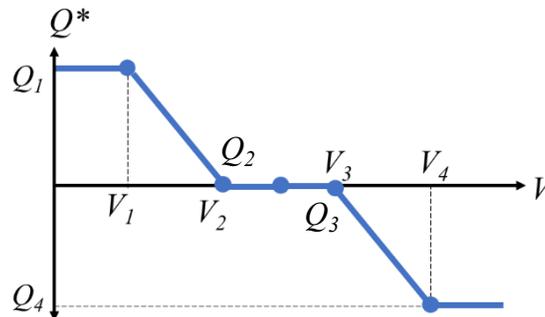


Figura 2.8. Curva volt-var.

Tabla 2.3. Parámetros de la curva volt-var.

Parámetros de curva volt-var	Valores
Q_1	528 var
Q_2	0
Q_3	0
Q_4	-528 var
V_1	121.92 V
V_2	124.46 V
V_3	129.54 V
V_4	132.08 V

Es importante mencionar que el soporte de tensión y la inyección de P se hace de manera independiente para cada fase y, por lo tanto, las referencias de corriente se generan para cada una de las fases. Como primer paso se obtiene un valor de Q para cada uno de los voltajes en el PCC y se utilizan tres curvas volt-var que están configuradas de acuerdo a los valores de la Tabla 2.3. De este modo, se obtienen tres valores de Q de referencia: Q_a^* , Q_b^* y Q_c^* en función de los niveles de tensión en el PCC en cada fase, como se muestra en la Figura 2.9.

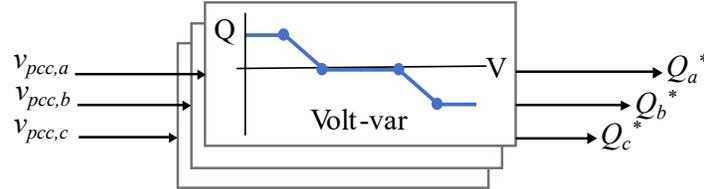


Figura 2.9. Generación de Q de referencia.

Una vez generada la referencia de Q para cada fase, se obtiene una referencia de potencia activa para cada fase (P_{abc}^*) mediante (2.41), donde S , es la capacidad de potencia aparente para cada fase y que, para este caso, se considera que es igual para todas las fases.

$$\begin{bmatrix} P_a^* \\ P_b^* \\ P_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{S^2 - Q_a^{*2}} \\ \sqrt{S^2 - Q_b^{*2}} \\ \sqrt{S^2 - Q_c^{*2}} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Con P_{abc}^* , Q_{abc}^* y la información del voltaje en el PCC para cada fase se debe generar la corriente de referencia correspondiente y, por lo tanto, se utiliza el método descrito en [28]. Para obtener las referencias de manera independiente es necesario producir dos formas de onda de voltaje desfasadas a 120° y 240° a partir del voltaje medido en cada fase. En este trabajo, la obtención de señales desfasadas se hace realizando un retraso de la señal de voltaje medido en el PCC de cada fase. De este modo, se tienen en total nueve señales de voltaje, de las cuales, tres son medidas en el PCC y las seis restantes se obtienen a partir de los desfases de la señal medida como se ilustra en la Figura 2.10. Los voltajes medidos en el PCC son $v_{pcc,a}$, para la fase A, $v_{pcc,b}$, para la fase b, y $v_{pcc,c}$, para la fase C. Por otro lado, los voltajes obtenidos mediante desfase son: $v_{pcc,a,120^\circ}$ y $v_{pcc,a,240^\circ}$, a partir de $v_{pcc,a}$; $v_{pcc,b,120^\circ}$ y $v_{pcc,b,240^\circ}$, a partir de $v_{pcc,b}$; y $v_{pcc,c,120^\circ}$ y $v_{pcc,c,240^\circ}$, a partir de $v_{pcc,c}$.

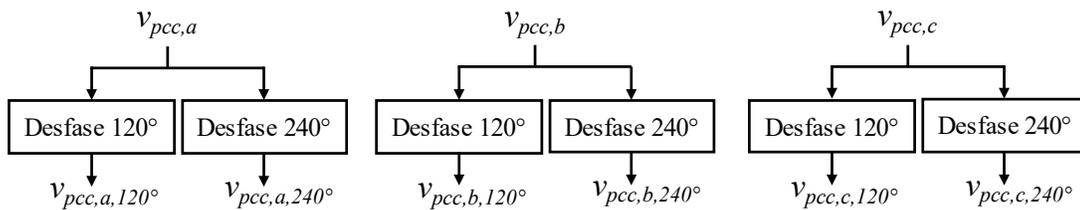


Figura 2.10. Diagrama de señales de voltaje desfasadas.

Una vez que se tienen los voltajes medidos y sus respectivos desfases se utiliza la teoría de potencia instantánea para la generación de referencias de corriente. De acuerdo con [31], la transformación de Clarke invariante en potencia para la fase A está dada por (2.42); para la fase B por (2.43); y para la fase C por (2.44).

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha,a} \\ v_{\beta,a} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pcc,a} \\ v_{pcc,a,120^\circ} \\ v_{pcc,a,240^\circ} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha,b} \\ v_{\beta,b} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pcc,b} \\ v_{pcc,b,120^\circ} \\ v_{pcc,b,240^\circ} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha,c} \\ v_{\beta,c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pcc,c} \\ v_{pcc,c,120^\circ} \\ v_{pcc,c,240^\circ} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

El procedimiento utilizado para generar la referencia de corriente asociada al voltaje de una fase y los valores de P y Q de la misma fase se detalla en el Anexo I. Para el caso de la fase A, la corriente de referencia que tiene como propósito el soporte de tensión y la inyección de P está dada por:

$$i_{v,a}^* = 3\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{v_{\alpha,a} \cdot P_a^* - v_{\beta,a} \cdot Q_a^*}{v_{\alpha,a}^2 + v_{\beta,a}^2} \quad (2.45)$$

Para la obtención de referencias de corriente, asociadas al soporte de tensión e inyección de P de las fases B ($i_{v,b}^*$) y C ($i_{v,c}^*$), se sigue el mismo procedimiento que se muestra en el Anexo I, utilizando la información del voltaje en el PCC y las potencias activa y reactiva asociadas a cada fase, para finalmente obtener las ecuaciones (2.46) y (2.47).

$$i_{v,b}^* = 3\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{v_{\alpha,b} \cdot P_b^* - v_{\beta,b} \cdot Q_b^*}{v_{\alpha,b}^2 + v_{\beta,b}^2} \quad (2.46)$$

$$i_{v,c}^* = 3\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{v_{\alpha,c} \cdot P_c^* - v_{\beta,c} \cdot Q_c^*}{v_{\alpha,c}^2 + v_{\beta,c}^2} \quad (2.47)$$

A continuación, se muestran los resultados obtenidos del mecanismo de generación de referencias de corriente para el propósito de soporte de tensión e inyección de potencia activa. En la Figura 2.11a están los voltajes en el PCC. En la Figura 2.11b se muestran las referencias de Q

obtenidas de acuerdo a la curva volt-var, y en la Figura 2.11c se muestran las corrientes de referencia generadas. En $t=0.1$ s se presenta un cambio de voltaje para la fase C; y en $t=0.0116$ s se tiene una variación de voltaje de la fase B, lo cual genera una referencia de Q para cada fase. Dicha referencia se genera después de un ciclo de red del cambio en el voltaje de fase, ya que para generarla se utiliza el valor rms del voltaje en el PCC que se actualiza cada ciclo de red. Al mismo tiempo se nota el cambio en las referencias de corriente de las fases B y C.

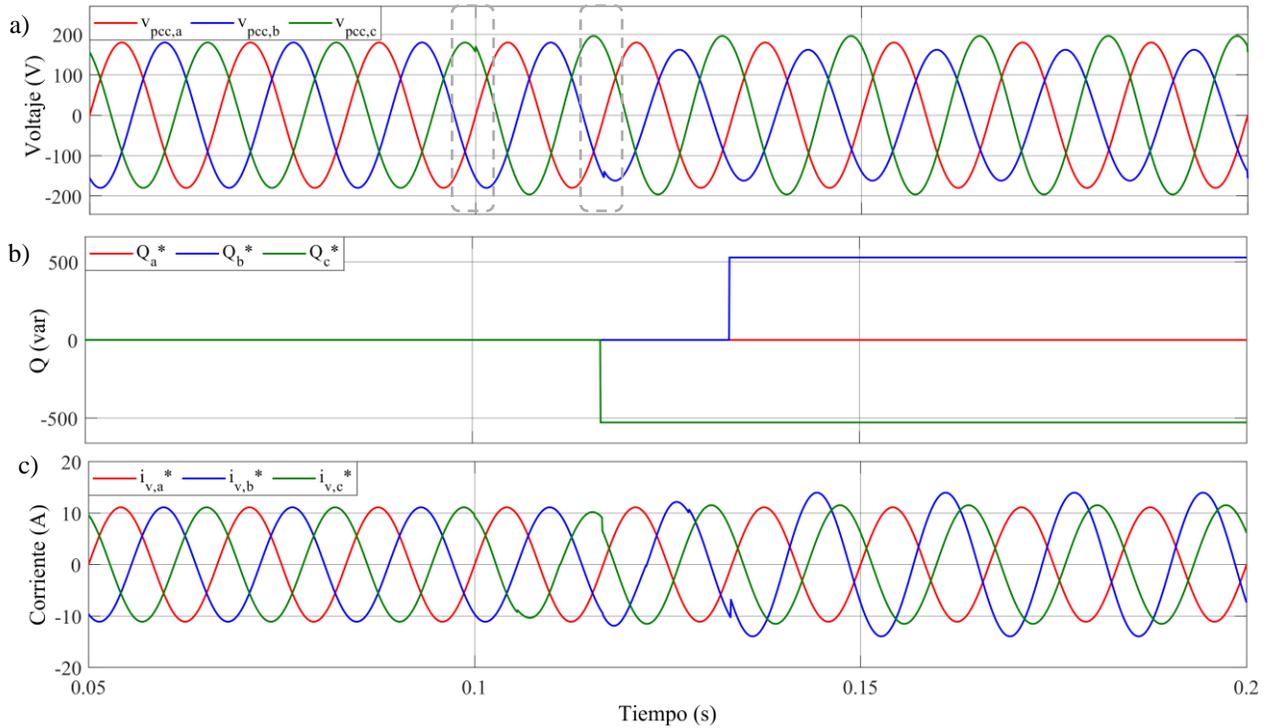


Figura 2.11. Simulación de generación de referencias para soporte de tensión. a) Voltajes en el PCC. b) Referencias de potencia reactiva. c) Referencias de corriente por fase.

2.2.2. Generación de referencias para filtrado activo

Para el propósito de filtrado activo, las referencias de corriente armónica ($i_{h,abc}^*$) se generan utilizando un filtro rechaza-banda (FRB) en la corriente de carga ($i_{L,abc}$), con la finalidad de atenuar la componente fundamental de la corriente demandada por el rectificador trifásico y obtener solo las componentes armónicas de corriente. Las referencias de corriente para filtrado activo también se obtienen de manera independiente para cada fase, es decir, se utilizan tres filtros uno para cada fase del rectificador. La ecuación (2.48) describe la función de transferencia $F(s)$ del filtro rechaza banda.

$$F(s) = k \cdot \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \omega_b \cdot s + \omega_o^2} \quad (2.48)$$

Donde k es la ganancia de la función de transferencia, ω_b es el ancho de la banda que se desea en rad/s y ω_o es la frecuencia en rad/s, a la que se desea que se encuentre la banda de atenuación. En este caso se desea atenuar la componente fundamental que es de 60 Hz que corresponde a un valor de 376.991 rad/s. De manera ideal, los armónicos de corriente demandados por la carga inician en el quinto armónico que corresponde a un valor de 1885 rad/s. Es importante hacer esta consideración ya que el valor de ω_b puede afectar en magnitud y fase las frecuencias armónicas que se desean obtener del filtro rechaza banda. En este caso se elige un ancho de banda de 20 Hz y de este modo la magnitud que se obtiene del quinto armónico es del 99.7% del valor de entrada. En la Tabla 2.4 se muestran los parámetros utilizados para el filtro rechaza banda, en la Figura 2.12 se muestra la respuesta en frecuencia de (2.48).

Tabla 2.4. Parámetros de filtro rechaza banda.

Parámetros	Valor
k	1
ω_b	125.66
ω_o	376.991

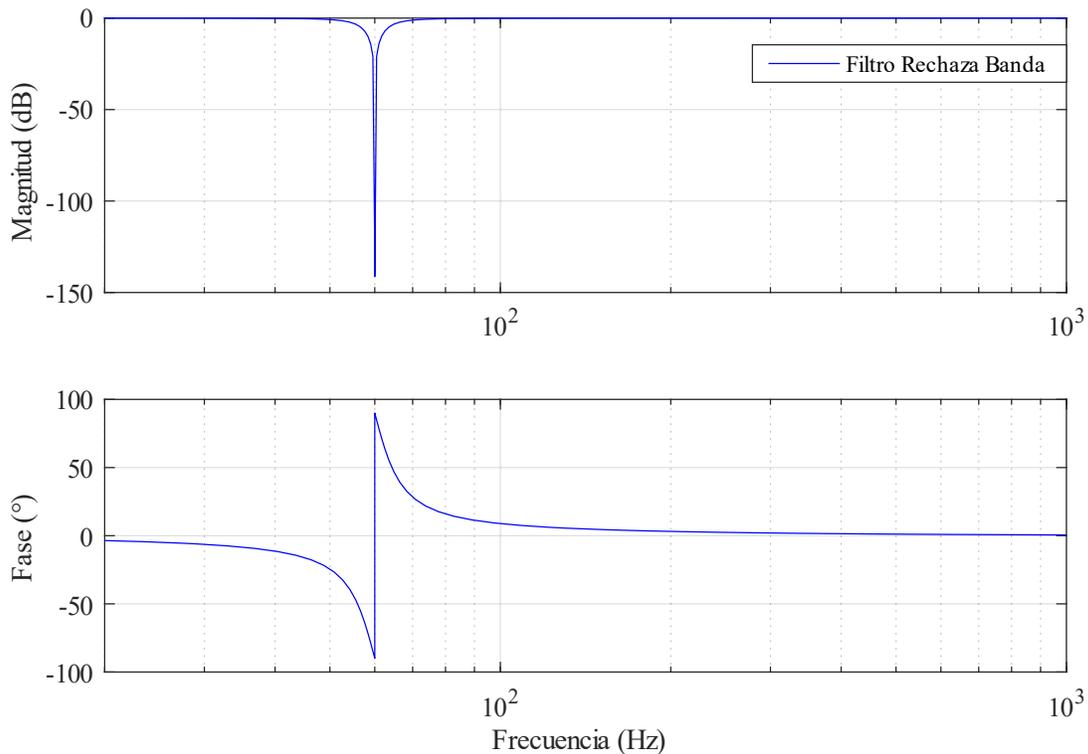


Figura 2.12. Respuesta en frecuencia de filtro rechaza banda.

En la Figura 2.13 se muestran los resultados obtenidos de la generación de referencias de filtrado activo para la fase A. En rojo se muestra la corriente de la fase A del rectificador trifásico, y en azul se muestra la corriente a la salida del FRB.

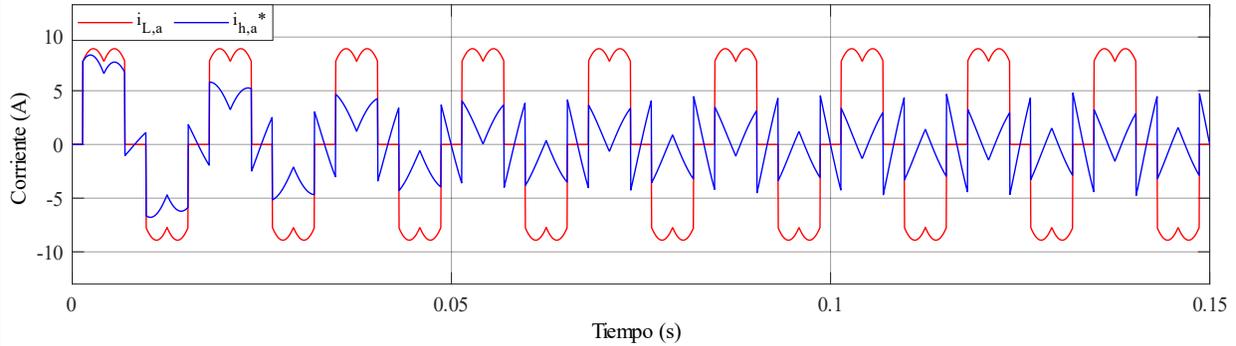


Figura 2.13. Resultados de generación de corrientes de referencia para filtrado activo.

Finalmente, cuando se desea cumplir con las dos funciones auxiliares, la referencia de corriente total a la salida del filtro ($i_{s,abc}^*$) se obtiene de sumar $i_{v,abc}^*$ e $i_{h,abc}^*$. En la Figura 2.14 se muestra un diagrama de la generación de referencias de corriente.

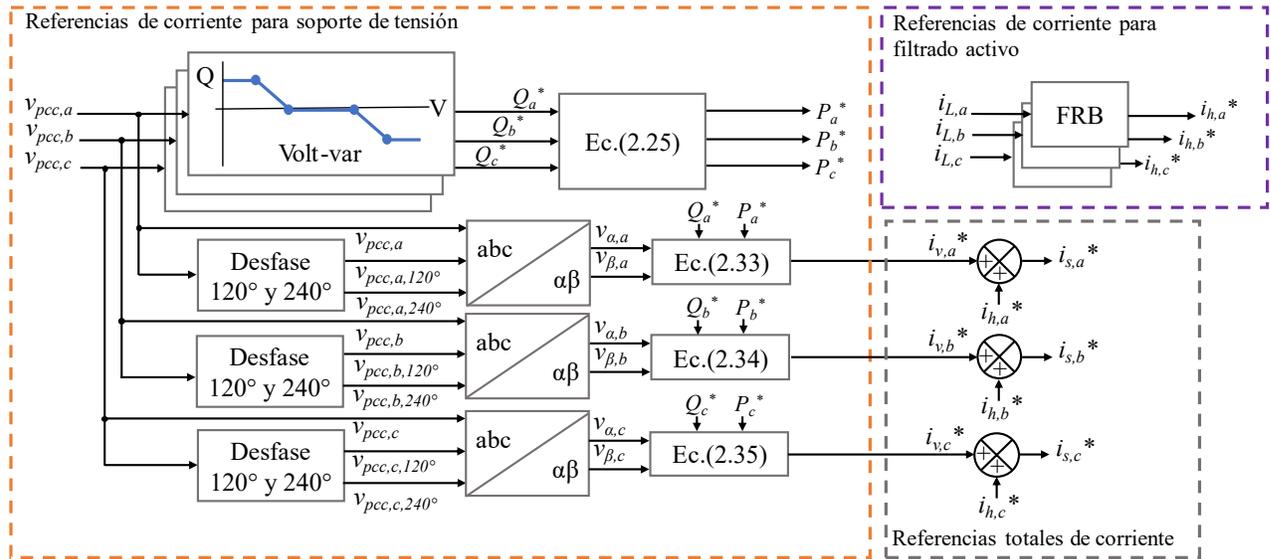


Figura 2.14. Diagrama de generación de referencias.

2.2.3. Diseño del controlador PID y Prealimentación

El desarrollo del controlador se realiza para una fase en este caso la fase A. Sin embargo, es importante mencionar que este procedimiento se repite ya que se utiliza un controlador para cada una de las fases. Retomando la ecuación (2.40), se puede llevar a una representación de diagrama de bloques que se muestra en la Figura 2.15. En este sistema se puede identificar que una entrada

es el voltaje del inversor $v_{inv,a}$, que puede ser controlado a través de la conmutación. Por otro lado, el voltaje en el punto de conexión común $v_{pcc,a}$, se puede considerar como una perturbación presente en el sistema e influye en la dinámica del mismo.

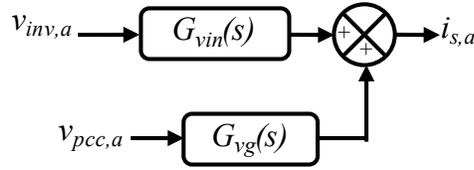


Figura 2.15. Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto.

Dadas las características antes mencionadas del sistema, se propone un esquema de control para regular la corriente a la salida del filtro ($i_{s,a}$), que se muestra en la Figura 2.15, donde, la función de transferencia del compensador que permite el control es $G_c(s)$, y además, se puede añadir un esquema de prealimentación donde se utiliza una función de transferencia $C_a(s)$ para mitigar los efectos de la perturbación. La representación del sistema con su respectivo esquema de control se muestra en la Figura 2.16.

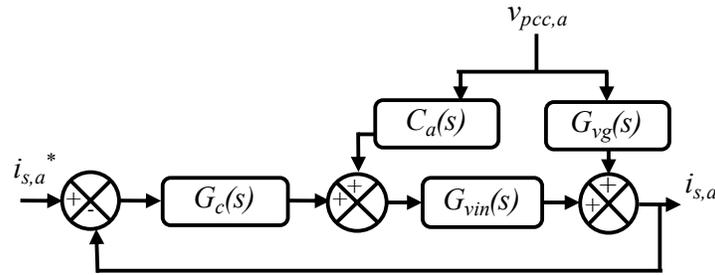


Figura 2.16. Esquema de control propuesto con compensador y retroalimentación.

Para obtener la función de transferencia $C_a(s)$ que permita el rechazo de la perturbación $v_{pcc,a}$, se analiza el caso en que la corriente de referencia ($i_{s,a}^*$) y la corriente $i_{s,a}$ son cero y solo está presente la perturbación $v_{pcc,a}$. Bajo estas condiciones, del diagrama de la Figura 2.16 se obtiene la siguiente ecuación:

$$v_{pcc,a} \cdot C_a(s)G_{vin}(s) + v_{pcc,a} \cdot G_{vg}(s) = 0 \quad (2.49)$$

Se despeja el valor de $C_a(s)$ y se obtiene:

$$C_a(s) = -\frac{G_{vg}(s)}{G_{vin}(s)} = \frac{Z_1 + Z_f}{Z_f} = \frac{s^2 L_1 C_f + s \cdot C_f (R_f + R_1) + 1}{s \cdot C_f R_f + 1} \quad (2.50)$$

Si se desarrolla (2.50) mediante fracciones parciales se obtiene:

$$C_a(s) = s \frac{L_1}{R_f} + \frac{s(C_f(R_1 + R_f) - L_1/R_f)}{s \cdot C_f R_f + 1} \quad (2.51)$$

Como compensador $G_c(s)$ se utilizó un controlador PID, para hacer la sintonización de este controlador se asume que la perturbación provocada por $v_{pcc,a}$ es mitigada por el término $C_a(s)$, y por lo tanto solo influye la dinámica del inversor que corresponde a la función de transferencia $G_{vin}(s)$, como se muestra en la Figura 2.17

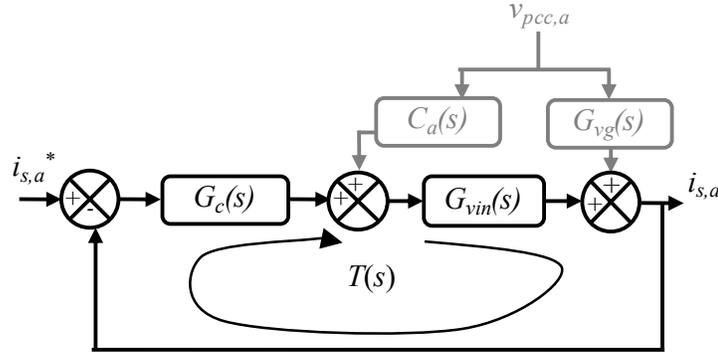


Figura 2.17. Diagrama en lazo cerrado sin dinámica de $v_{pcc,a}$

Si se hace el análisis de la función de transferencia entre $i_{s,a}$ e $i_{s,a}^*$, y considerando que $v_{pcc,a}$ es igual a cero, se obtiene:

$$\frac{i_{s,a}}{i_{s,a}^*} = \frac{G_c(s) \cdot G_{vin}(s)}{1 + G_c(s) \cdot G_{vin}(s)} \quad (2.52)$$

Se define la ganancia de lazo $T(s)$ como:

$$T(s) = G_c(s) \cdot G_{vin}(s) \quad (2.53)$$

Y reemplazando (2.53) en (2.52) resulta:

$$\frac{i_{s,a}}{i_{s,a}^*} = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (2.54)$$

Debido a que es necesario seguir referencias con cambios abruptos, el enfoque utilizado para la sintonización del controlador PID es la respuesta al escalón en lazo cerrado. Para ello el primer objetivo planteado para el desempeño del controlador es el tiempo de asentamiento. En la Figura 2.13 se puede observar, en color azul, la forma de onda de armónicos demandados por la carga donde se puede ver que durante un ciclo de red se tienen seis divisiones de la forma de onda, cada división tiene una duración aproximada de 2.7 ms. Se pretende alcanzar la referencia en un tiempo menor al 10% de duración de cada división (0.27 ms) por lo que se propone un tiempo de asentamiento de 0.2 ms. La sintonización del controlador se hizo mediante la herramienta PID

Tuner de MATLAB por lo que una vez establecido el objetivo de tiempo de asentamiento se buscó el menor sobretiro posible que resulta en un 10.4%. En la Figura 2.18 se muestra la comparación de la respuesta al escalón del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado. En la Tabla 2.5 se muestran los parámetros del sistema en lazo cerrado.

En la Figura 2.19 se muestra la respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto, que corresponde a la función de transferencia $G_{vin}(s)$, la función de transferencia del compensador PID y la función de transferencia de la ganancia de lazo $T(s)$.

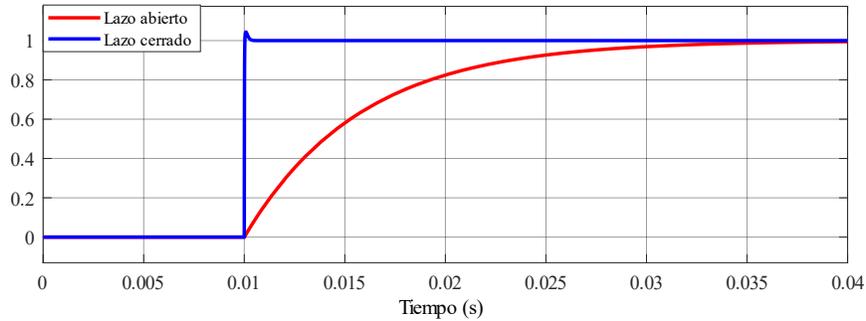


Figura 2.18. Comparación de respuesta al escalón del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado.

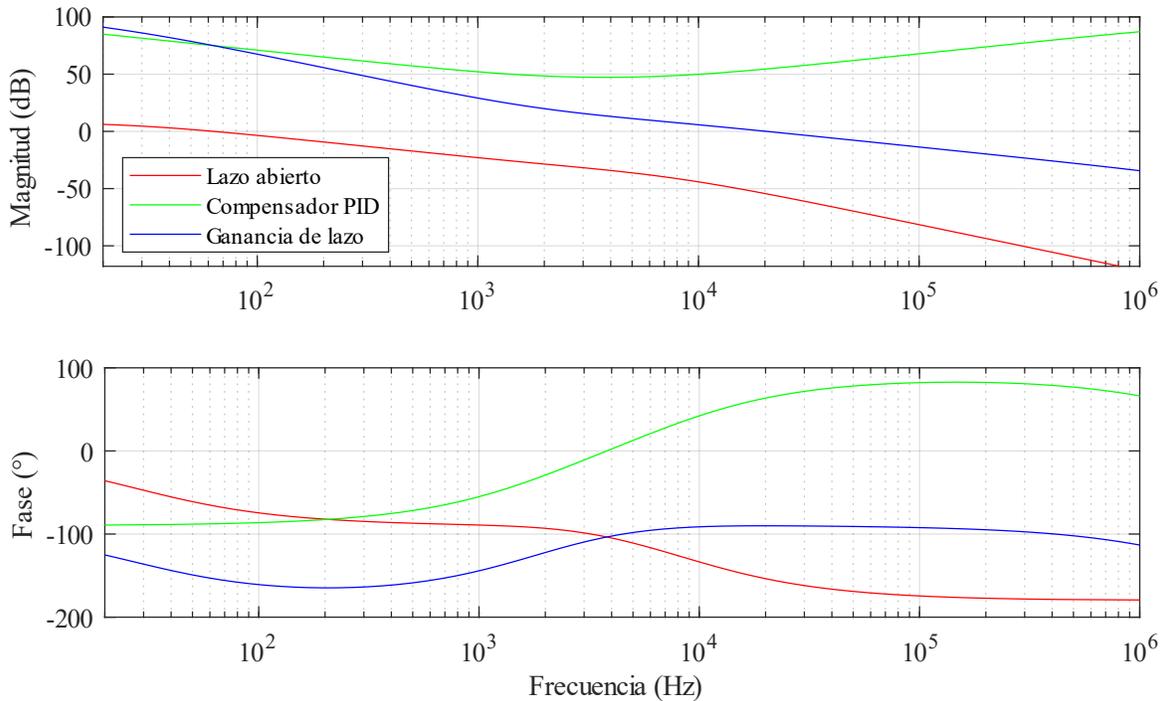


Figura 2.19. Respuesta en frecuencia de lazo abierto, compensador PID y ganancia de lazo.

Tabla 2.5. Parámetros obtenidos del sistema en lazo cerrado.

Parámetros obtenidos en lazo cerrado	Valor
Tiempo de asentamiento	0.191 ms
Sobretiro	10.4%
Margen de ganancia	72°
Margen de fase	Infinito

Una vez que se obtiene el término de prealimentación y se realiza la sintonización del controlador PID, se procede a realizar una prueba para comparar el desempeño del controlador cuando no se incluye el término de prealimentación. La prueba se describe a continuación, se considera un escenario donde no se conecta el rectificador trifásico y se activa una referencia de 10 A en el instante de $t=0.05$. En la Figura 2.20a se muestra el resultado del seguimiento de la referencia de corriente cuando no se cuenta con el término de prealimentación, donde se puede notar que el efecto del voltaje del PCC se encuentra presente, causando una diferencia notable entre la corriente de referencia y la corriente a la salida. Por otro lado, en la Figura 2.20b se muestran los resultados del seguimiento de referencias cuando se cuenta con el término de prealimentación, donde se puede notar que no existen diferencias significativas entre ambas, logrando mitigar el efecto causado por el voltaje en el PCC.

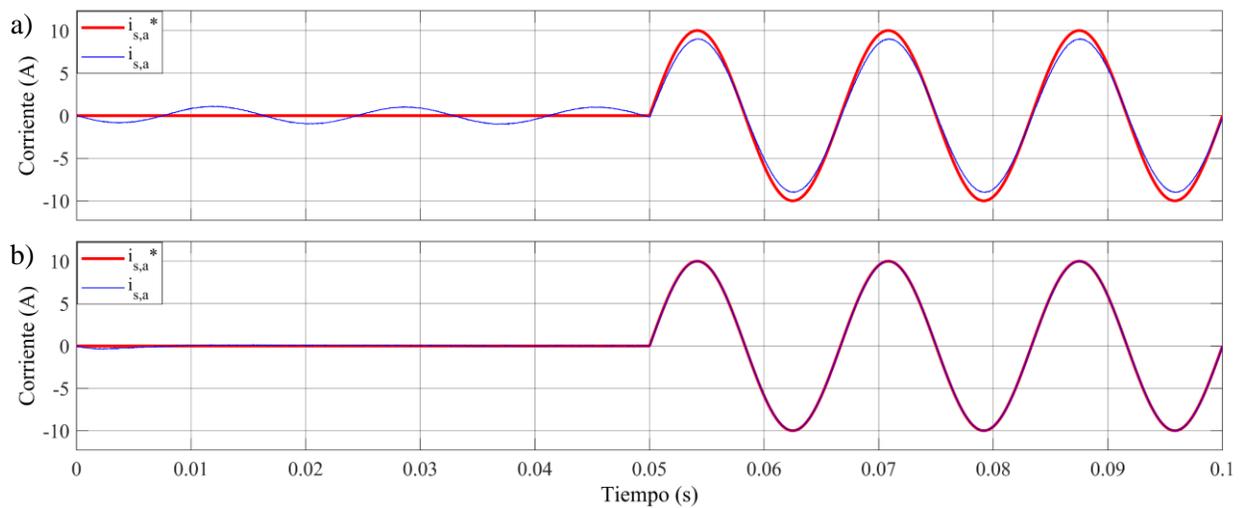


Figura 2.20. Desempeño del controlador. a) Sin término de prealimentación. b) Con término de prealimentación.

CAPÍTULO 3. Pruebas de simulación

En esta sección se describen las pruebas de simulación realizadas, se abordan tres secciones y en cada sección se evalúan diferentes escenarios de desempeño de las funciones auxiliares, se evalúan de manera individual las funciones de soporte de tensión y de filtrado activo y también se plantea un escenario donde se desempeñan ambas funciones simultáneamente. Primero se muestran los resultados bajo condiciones balanceadas, donde se considera que los valores de impedancia de red son los mismos para cada fase. Como segunda parte se muestran las pruebas bajo condiciones desbalanceadas, que se refieren a escenarios en los cuales los valores de impedancia de red son diferentes para alguna de las fases, o en una rama de la carga se tiene un desbalance. Finalmente, se muestran pruebas del sistema en un escenario donde cambia la potencia activa disponible. Para cada una de las pruebas se describe el escenario específico de simulación. En la Figura 3.1 se muestra un diagrama del sistema a simular, el interruptor S_1 se utiliza para realizar la conexión del rectificador trifásico dependiendo del escenario de prueba, mientras que el interruptor S_2 se utiliza para crear una situación de desbalance de la carga, donde la resistencia R_D tiene un valor de 100Ω .

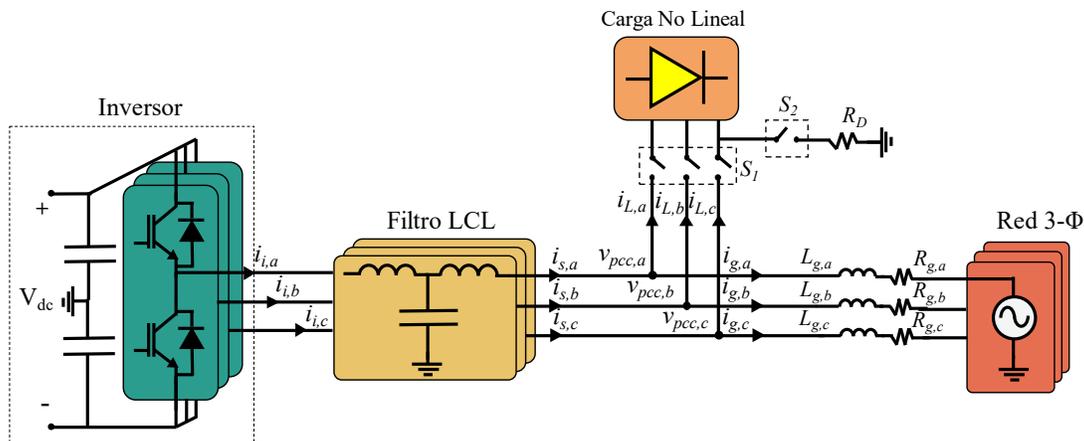


Figura 3.1. Diagrama de escenario de pruebas.

3.1. Pruebas en condiciones balanceadas

3.1.1. Soporte de tensión

La primera prueba consiste en evaluar la función de soporte de tensión. En este sentido es importante recordar que el voltaje en el PCC se ve afectado por los flujos de potencia, el valor de la impedancia de red y el voltaje del generador. A continuación, se describe el escenario de evaluación propuesto y las limitaciones del mismo. Para emular la impedancia de red se utiliza una rama RL para cada fase; para la parte resistiva se elige un valor de 0.725Ω y para la parte inductiva se elige un valor de 1 mH . De este modo, la máxima variación de tensión que se puede tener con inyección de P de 1 kW , es de $\pm 5.7 \text{ V}$ y la variación que se puede lograr con la máxima

cantidad de potencia reactiva (528 var) es de ± 1.57 V. En [40] se estudia un sistema donde la impedancia de red toma dos valores diferentes, la parte resistiva es de 0.5Ω y 1.1Ω , mientras que para la parte inductiva se proponen los valores de 0.397 mH y 0.981 mH. Como primer escenario para evaluar la función de soporte de tensión de manera independiente, no se hace la conexión del rectificador, es decir, de acuerdo al diagrama de la Figura 3.1 los interruptores S_1 y S_2 están abiertos.

Las diferentes etapas del escenario de prueba son las siguientes. En 0.05 s se activa la inyección de P de 1 kW produciendo un aumento de tensión llegando a un valor de 132.59 V, en el instante de 0.1 s se activa la función de soporte de tensión donde la demanda de potencia reactiva es de 528 var y se logra que la tensión se estabilice en un valor de 130.93 V. En la Figura 3.2 se muestran las formas de onda de voltaje del PCC y la corriente de red de la fase A. En la Figura 3.3 se muestran las referencias y el seguimiento de P y Q para cada fase, y finalmente en la Figura 3.4 se muestran los voltajes rms de las tres fases en el PCC.

Cabe mencionar que la medida en que se logran mitigar las variaciones de tensión depende de los valores de impedancia y también de la potencia que puede manejar el inversor, siendo que, para mayores capacidades se puede notar un efecto mayor en la regulación de voltaje. Cabe mencionar que la THD del voltaje en el PCC es de 3.34% .

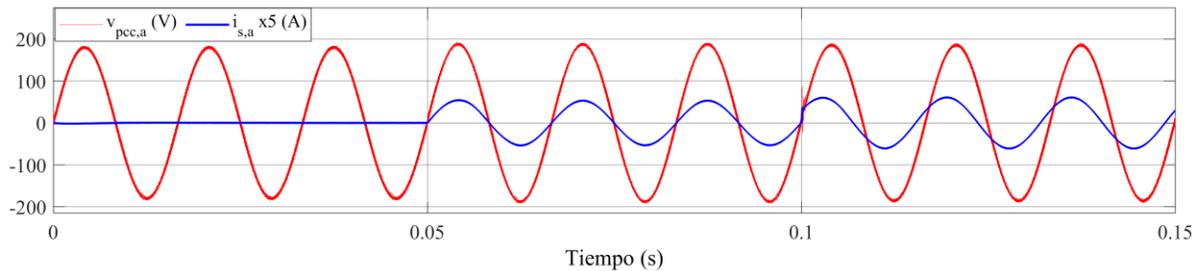


Figura 3.2. Formas de onda de voltaje en el PCC y corriente de red durante soporte de tensión.

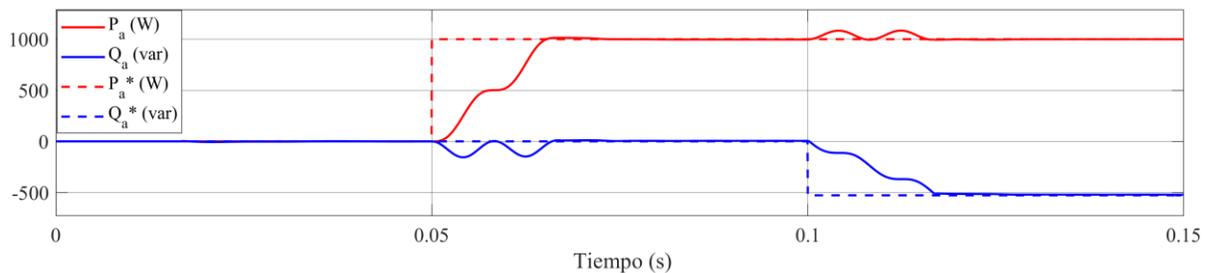


Figura 3.3. Referencias y seguimiento de P y Q durante prueba de soporte de tensión.

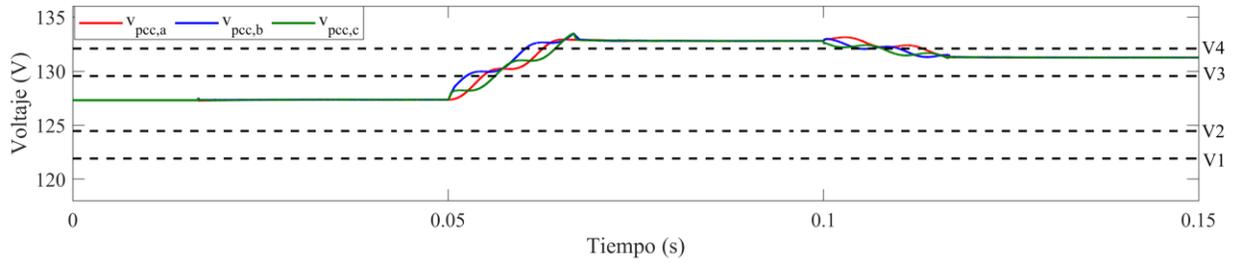


Figura 3.4. Voltajes rms en el PCC durante prueba de soporte de tensión.

3.1.2. Filtrado Activo

Para las pruebas de filtrado activo se mantienen los valores de impedancia de red de la prueba anterior y se realiza la conexión del rectificador trifásico, es decir, el interruptor S_I está cerrado. El inversor no se activa hasta el instante de 0.05 s cuando se inicia con la función de filtrado activo. La Figura 3.5a muestra la corriente de la carga para las tres fases, la Figura 3.5b muestra la corriente a la salida del filtro LCL y la Figura 3.5c muestra la corriente de red, donde se puede notar que a partir de 0.05 s la forma de onda es predominantemente senoidal.

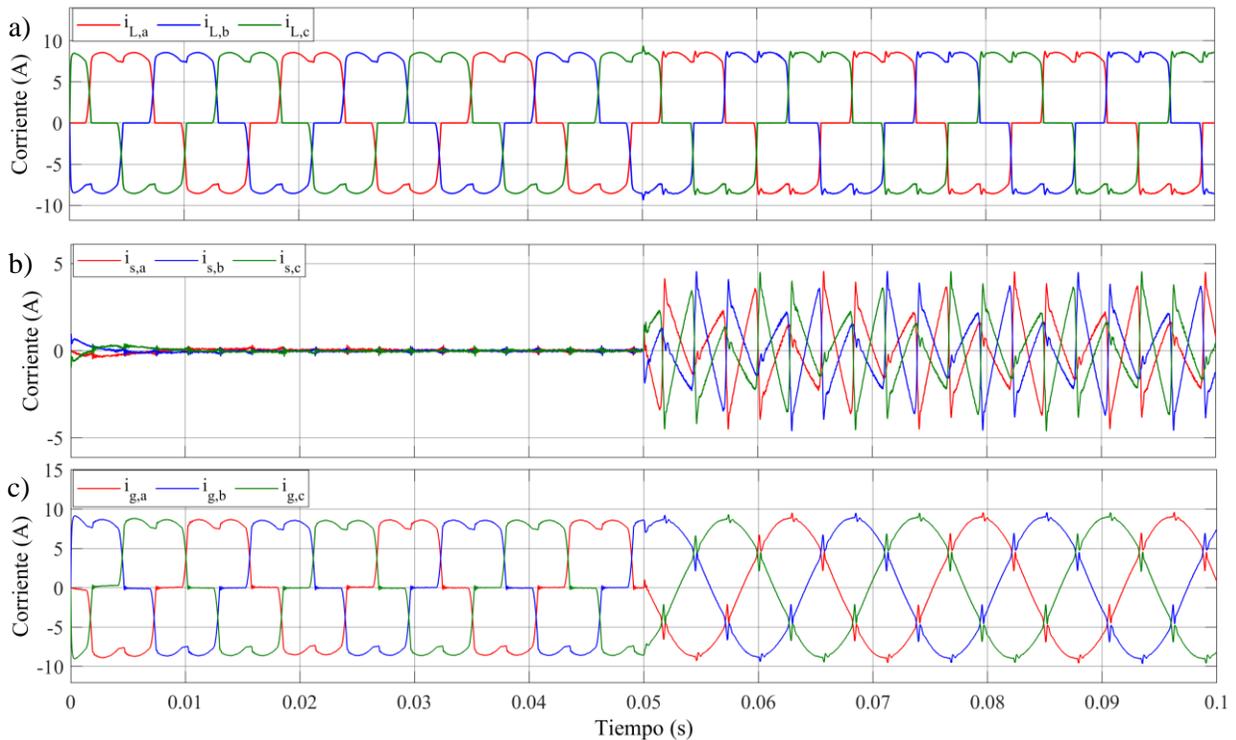


Figura 3.5. Formas de onda de corriente. a) Corriente de rectificador. b) Corriente a la salida del filtro. c) Corriente de red.

El espectro de Fourier de la corriente de red antes de activar la función de filtrado activo se muestra en la Figura 3.6a y en la Figura 3.6b se muestra el espectro de Fourier de la corriente de

red después de activar la función de filtrado activo. En la Figura 3.7, se muestran las formas de onda de voltaje en el PCC y en la Figura 3.8a se muestra el espectro de Fourier del voltaje en el PCC de la fase A antes de activar la función de filtrado activo y en la Figura 3.8b se muestra el espectro de Fourier de voltaje en el PCC después de activar la función de filtrado activo.

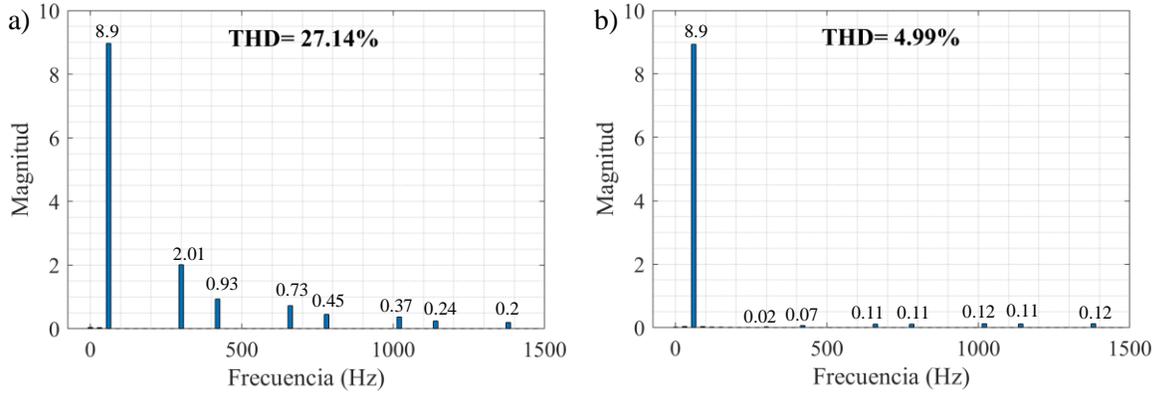


Figura 3.6. Espectro de Fourier de corriente de red de fase A. a) Antes de filtrado activo. b) Después de filtrado activo.

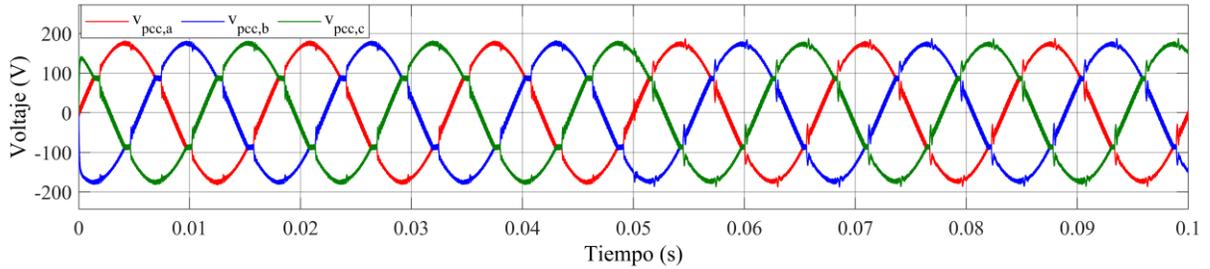


Figura 3.7. Formas de onda de voltaje en el PCC.

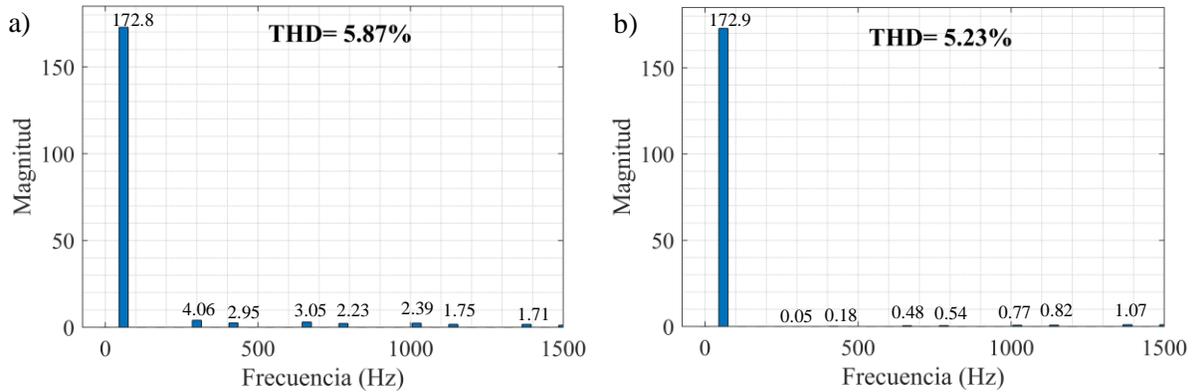


Figura 3.8. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A. a) En el intervalo de 0 a 0.05 s. b) En el intervalo de 0.05 s a 0.1s.

3.1.3. Soporte de tensión y filtrado activo

El escenario de prueba se describe a continuación. Antes de 0.05 s el inversor está desactivado y debido a la conexión del rectificador trifásico el voltaje en el PCC es de 122.68 V, luego en 0.05 s se activa la función de soporte de tensión, donde se demanda un manejo de potencia reactiva de 372 var y se logra aumentar el voltaje del PCC a 123.7 V. Finalmente, en 0.1 s también se activa la función de filtrado activo. La Figura 3.9a muestra las formas de onda de la carga, la Figura 3.9b muestra las formas de onda de la corriente a la salida del filtro y finalmente la Figura 3.9c muestra las formas de onda de corriente de red. En la Figura 3.10 se muestra el perfil de voltaje de las tres fases durante este escenario de prueba.

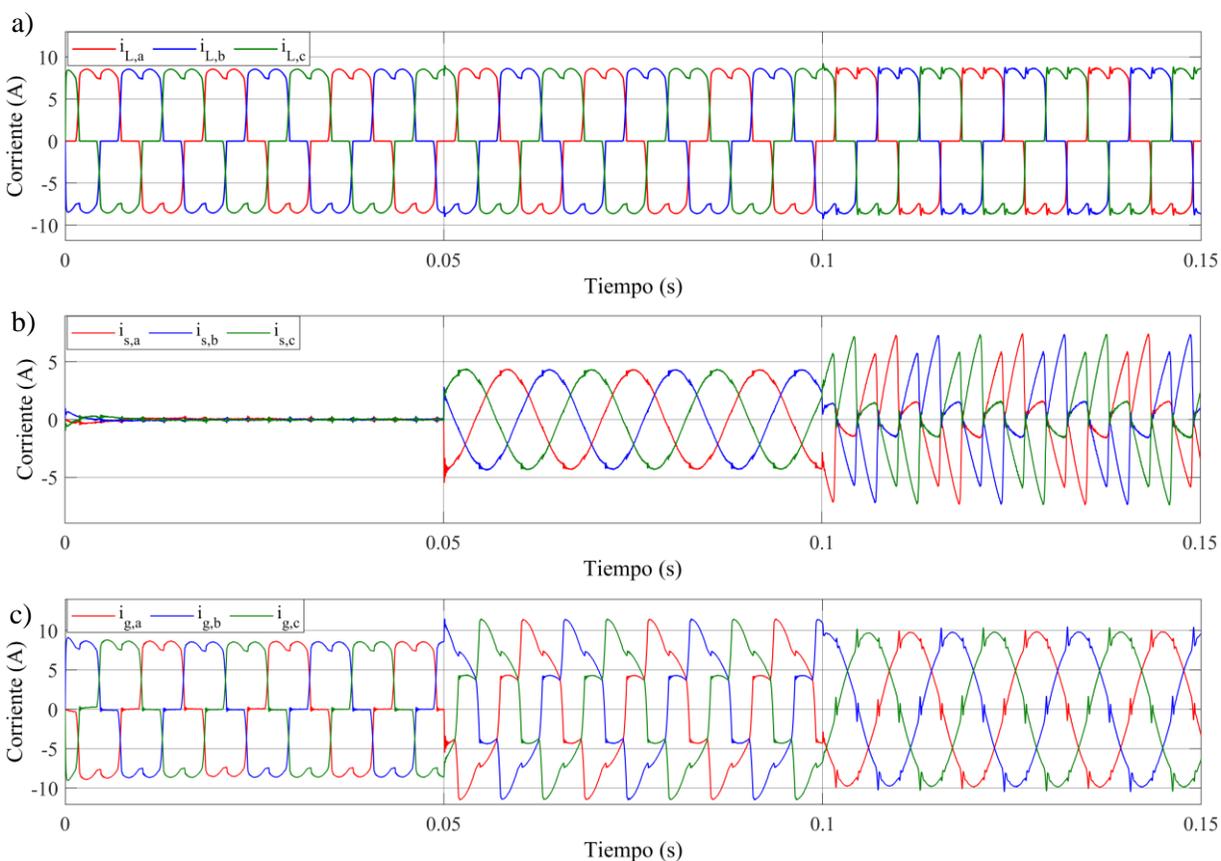


Figura 3.9. Formas de onda de corriente durante soporte de tensión y filtrado activo. a) Corriente de carga. b) Corriente a la salida del filtro. c) Corriente de red.

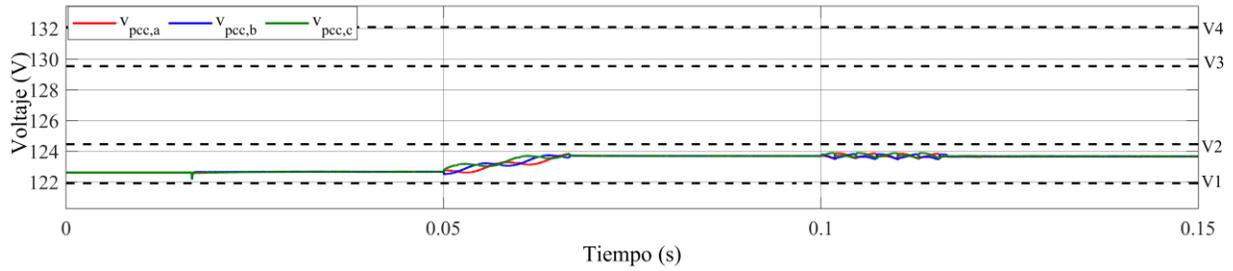


Figura 3.10. Voltajes rms durante soporte de tensión y filtrado activo.

El espectro de Fourier de la corriente de red durante el intervalo de 0.05 s a 0.1 s donde solo se activa la función de soporte de tensión se muestra en la Figura 3.11a. En la Figura 3.11b se muestra el espectro de Fourier de la corriente de red después de activar la función de filtrado activo que corresponde al intervalo de 0.1 s a 0.15 s. En la Figura 3.12 se muestran las formas de onda de voltaje en el PCC. Además, en la Figura 3.13a se muestra el espectro de Fourier del voltaje en el PCC durante el intervalo de 0.05 s a 0.1 s donde solo se activa la función de soporte de tensión se muestra y, en la Figura 3.13b se muestra el espectro de Fourier del voltaje en el PCC después de activar la función de filtrado activo que corresponde al intervalo de 0.1 s a 0.15 s.

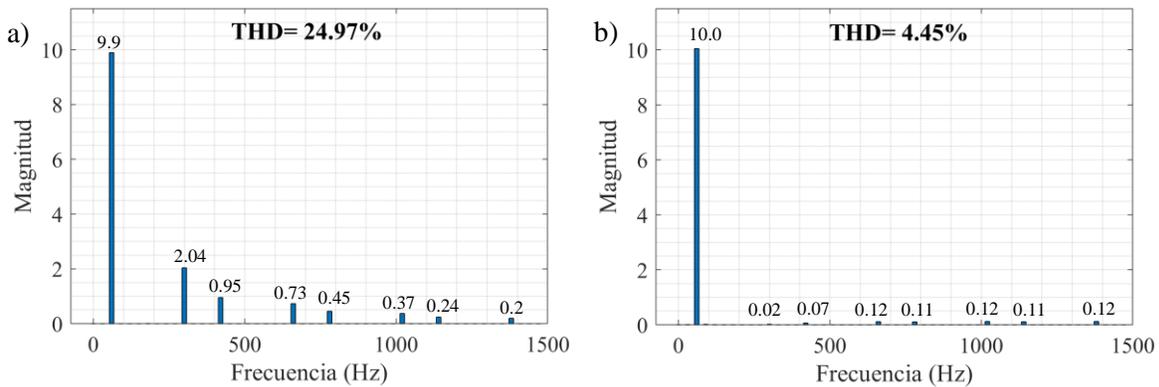


Figura 3.11. Espectro de Fourier de corriente de red. a) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s. b) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s.

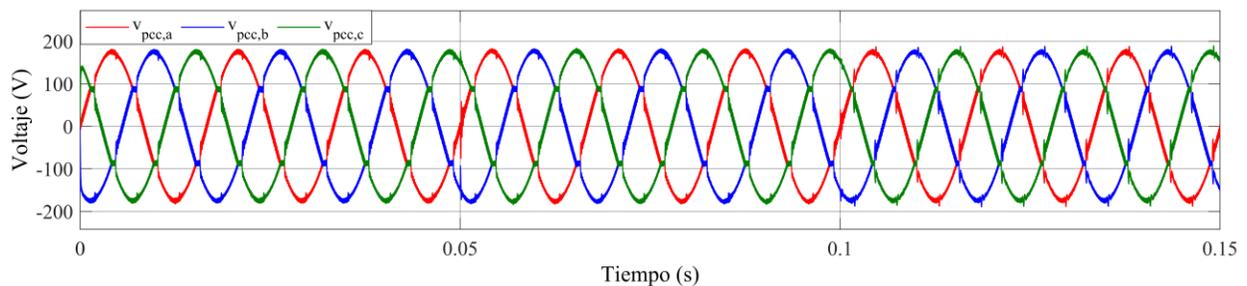


Figura 3.12. Formas de onda de voltaje en el PCC durante soporte de tensión y filtrado activo en condiciones balanceadas.

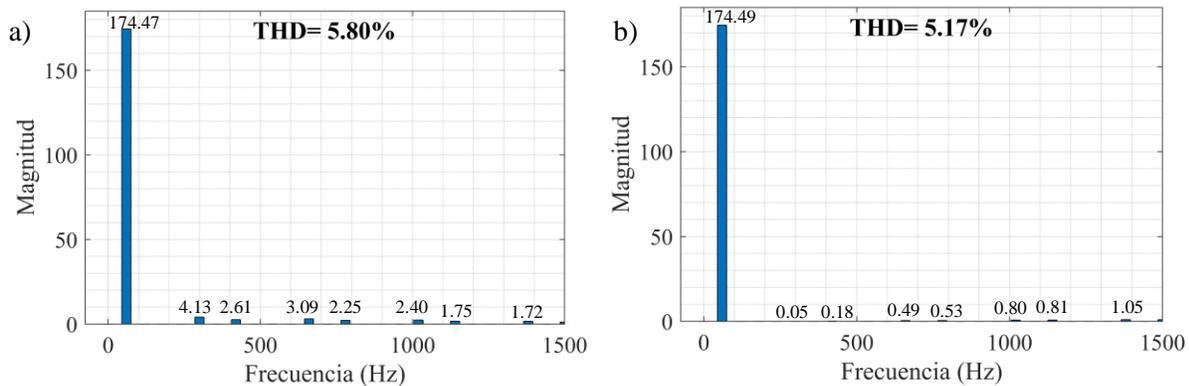


Figura 3.13. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A. a) En el intervalo de 0.05 s a 0.1 s. b) Intervalo de 0.1 s a 0.15s.

3.2. Pruebas en condiciones desbalanceadas

3.2.1. Soporte de tensión

Para esta prueba el rectificador trifásico se encuentra desconectado. Cabe mencionar que se cambia el valor resistivo de la impedancia de red de la fase B ($R_{g,b}$) a 0.2Ω , y para las fases A y C el valor se mantiene en 0.725Ω , se elige esta condición para que cuando el inversor realice la inyección de P, se produzca una situación de desbalance en los voltajes del PCC. El escenario de prueba se describe a continuación. El inversor inicia con la inyección de P (1 kW) en 0.05 segundos y se produce una condición de sobretensión en las tres fases, pero de diferente magnitud. Luego en 0.1 segundos se activa la función de soporte de tensión. La Figura 3.14 muestra las formas de onda de corriente a la salida del filtro LCL para las tres fases. En la Tabla 3.1 se muestran los valores de impedancia de red para cada fase, así como los niveles de tensión durante los diferentes intervalos de tiempo de la prueba. En la Figura 3.16 se muestran los voltajes de cada una de las fases, donde para la fase B el voltaje se mantiene dentro de la banda muerta de la curva volt-var y, por lo tanto, no es necesario el manejo de Q. Por otro lado, para las fases A y C se demanda un manejo de potencia reactiva de 528 var. Las referencias y el seguimiento de P y Q se muestran en la Figura 3.15a, Figura 3.15b, y Figura 3.15c para las fases A, B y C, respectivamente.

Tabla 3.1. Valores de impedancia de red y voltajes para cada fase durante prueba de soporte de tensión en condiciones desbalanceadas.

Fase	Impedancia de red		Voltaje rms (V)		
	R_g	L_g	$0 < t \leq 0.05$	$0.05 < t \leq 0.1$	$0.1 < t \leq 0.15$
A	0.725Ω	1 mH	127	132.46	130.94
B	0.2Ω		127	128.27	128.27
C	0.725Ω		127	132.46	130.94

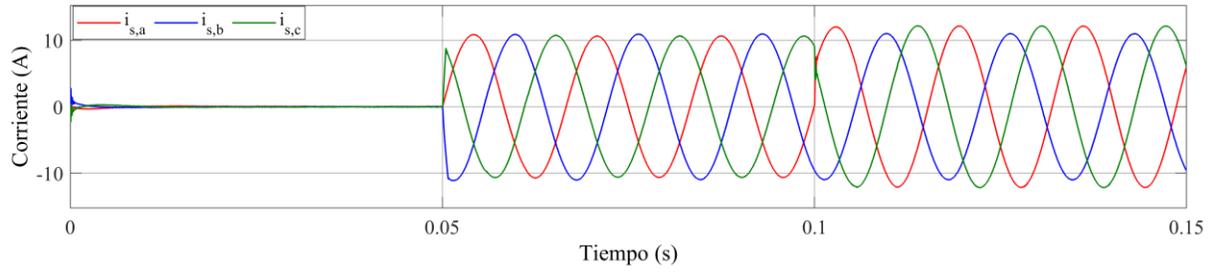


Figura 3.14. Corrientes a la salida del filtro LCL.

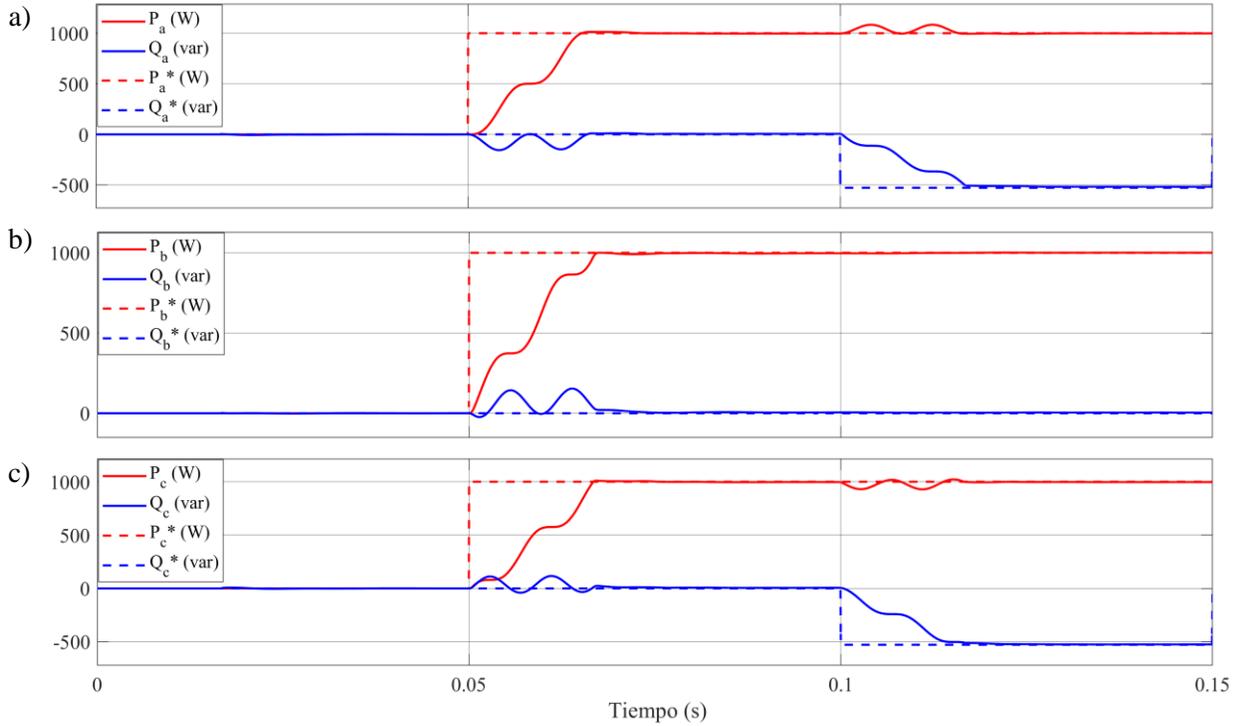


Figura 3.15. Referencias y seguimiento de P y Q durante soporte de tensión en condiciones desbalanceadas. a) Fase A. b) Fase B. c) Fase C.

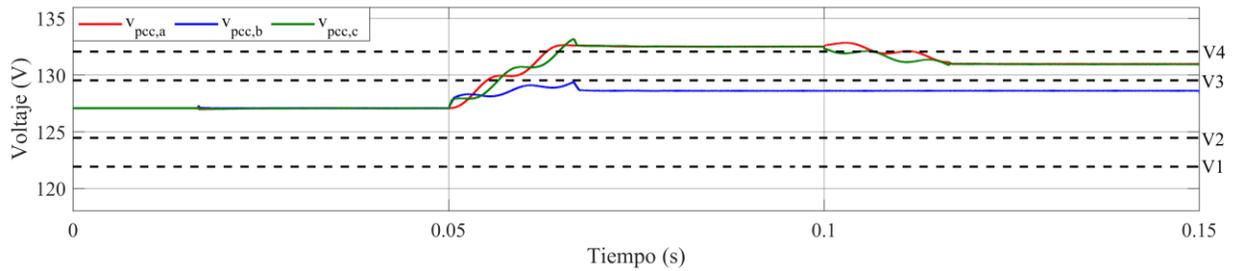


Figura 3.16. Voltajes rms por fase durante soporte de tensión en condiciones desbalanceadas.

3.2.2. Filtrado Activo

En esta prueba el escenario de operación consiste en evaluar la función de filtrado activo durante condiciones desbalanceadas, para ello se mantienen los valores de impedancia de red que se encuentran en la Tabla 3.1 y, además, se encuentra activado el interruptor S_2 de modo que la demanda de corriente de la fase C del rectificador sea diferente a las fases restantes. Durante el intervalo de 0 a 0.05 segundos el inversor no se encuentra operando y en el instante de 0.05 segundos se activa la función de filtrado activo, de modo que el inversor inyecta los armónicos de corriente demandados por la carga. En la Figura 3.17a se muestra la corriente de la carga donde se puede notar que la forma de onda de corriente $i_{L,c}$ es diferente a la de las otras fases. En la Figura 3.17b se muestra la corriente a la salida del filtro. En la Figura 3.17c se muestra la corriente de red. Los espectros de Fourier de la corriente de red de la fase A, antes y después de compensación se muestran en la Figura 3.18a y la Figura 3.18b, respectivamente. Los espectros de Fourier de la corriente de red de la fase B, se muestran en la Figura 3.19a (antes de filtrado activo) y en la Figura 3.19b (después de filtrado activo). El espectro de Fourier de la corriente de red de la fase C se muestra en la Figura 3.20a para el intervalo de 0 a 0.05 s y en la Figura 3.20b para el intervalo de 0.05 s a 0.1 s.

Las formas de onda de voltaje en el PCC se muestran en la Figura 3.21. Los espectros de Fourier del voltaje en el PCC de la fase A, antes y después de compensación de armónicos se muestran en la Figura 3.22a y la Figura 3.22b. Para la fase B se muestran en la Figura 3.23a y la Figura 3.23b y para la fase C se muestran en la Figura 3.24a y la Figura 3.24b.

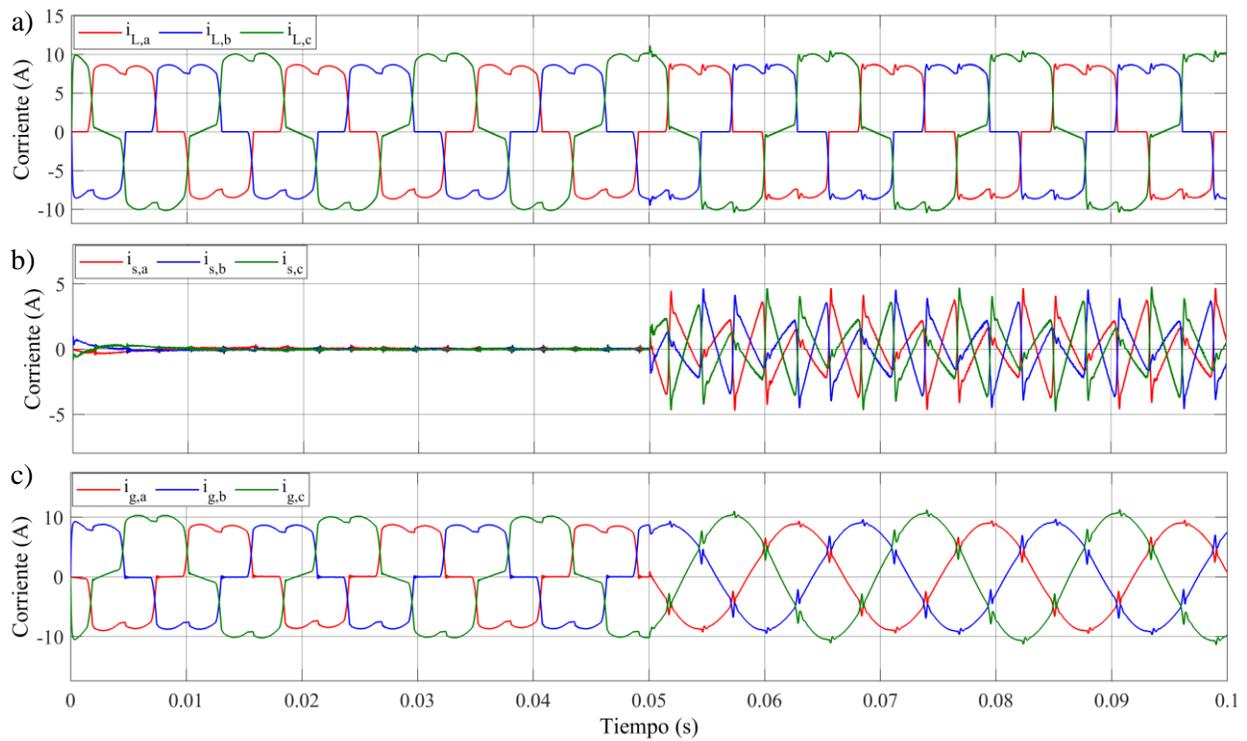


Figura 3.17. Formas de onda de corriente durante prueba de filtrado activo en condiciones desbalanceadas. a) Carga. b) Salida del filtro. c) Red.

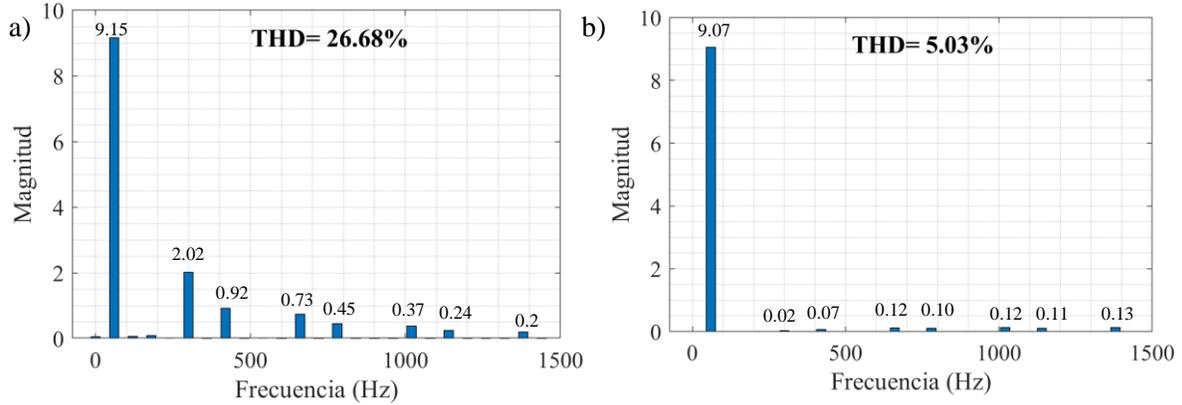


Figura 3.18. Espectros de Fourier de corriente de red de fase A. a) Antes de filtrado activo. b) Después de filtrado activo.

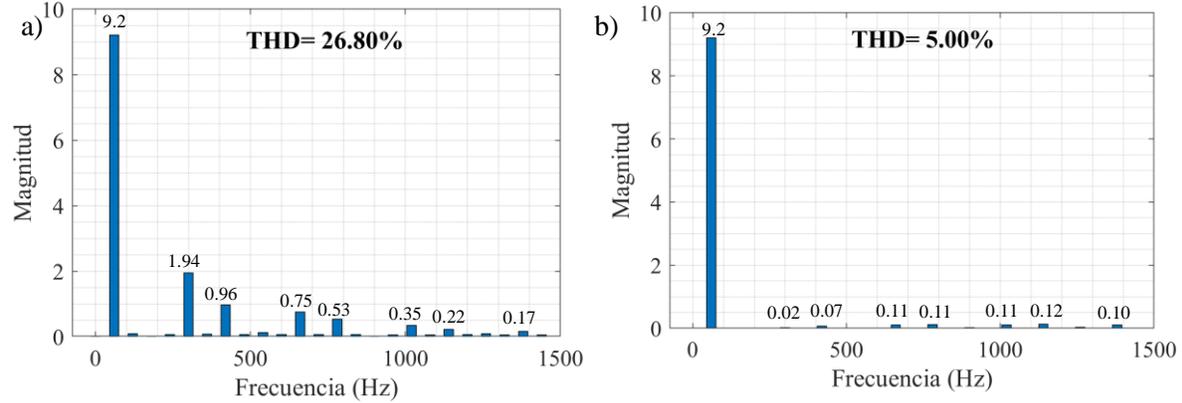


Figura 3.19. Espectros de Fourier de corriente de red de fase B. a) Antes de filtrado activo. b) Después de filtrado activo.

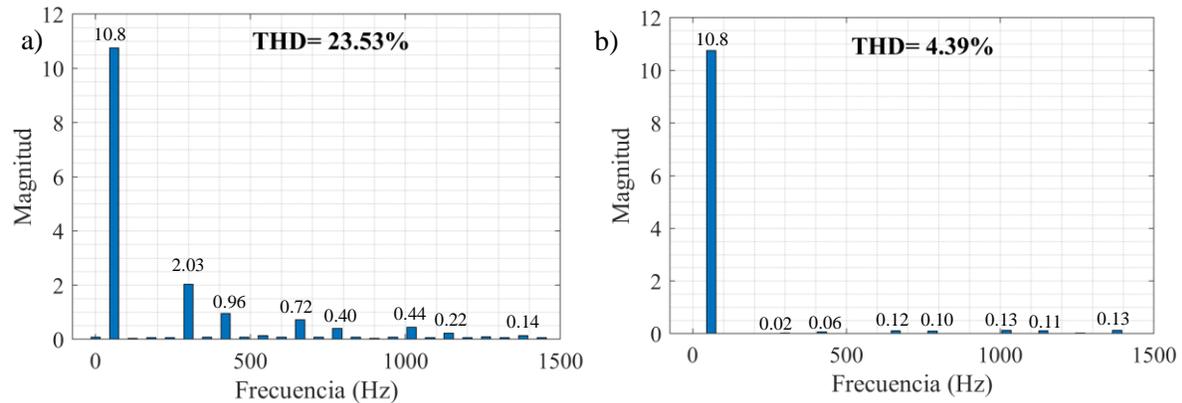


Figura 3.20. Espectros de Fourier de corriente de red de fase C. a) Antes de filtrado activo. b) Después de filtrado activo.

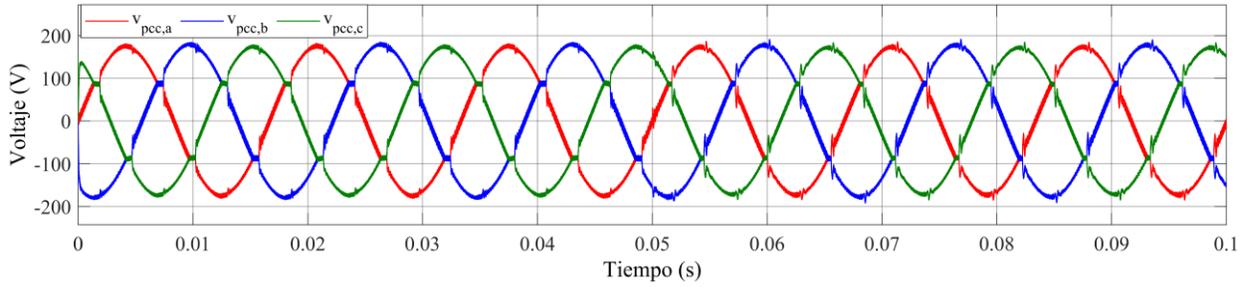


Figura 3.21. Formas de onda de voltaje en el PCC durante filtrado activo en condiciones desbalanceadas.

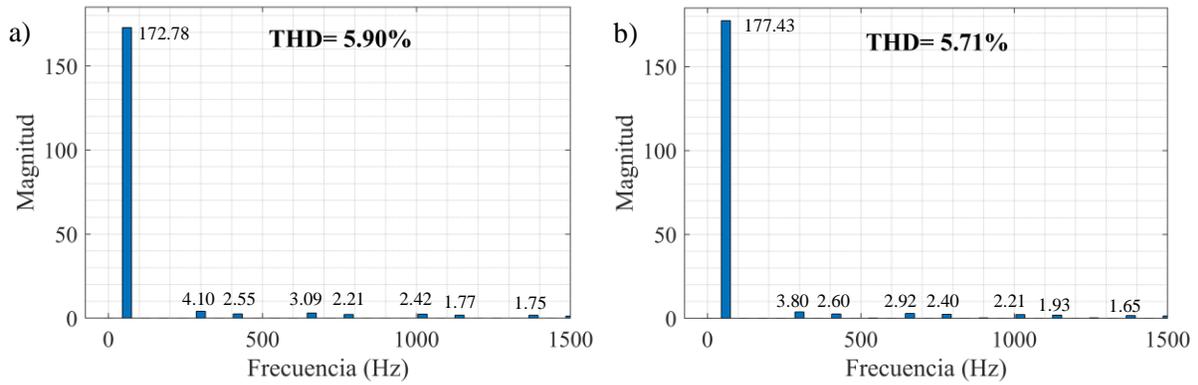


Figura 3.22. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A. a) Intervalo de 0.0 s a 0.05 s. b) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s.

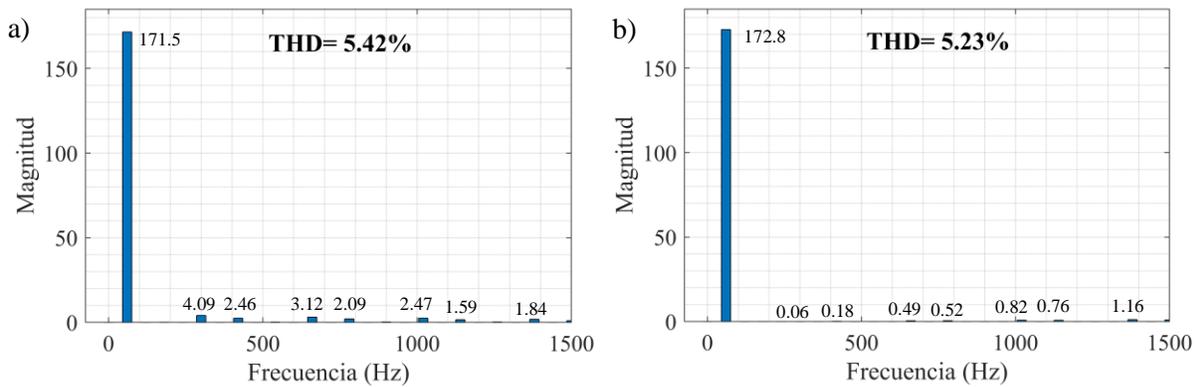


Figura 3.23. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase B. a) Intervalo de 0.0 s a 0.05 s. b) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s.

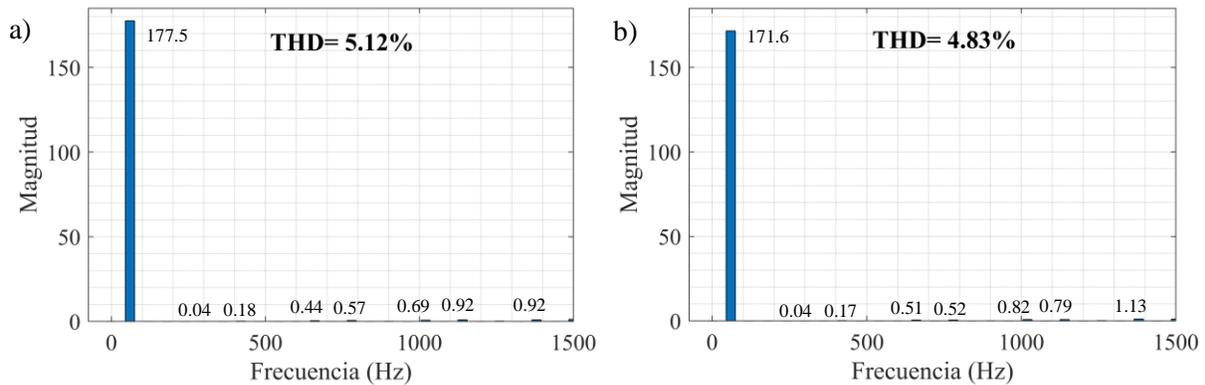


Figura 3.24. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase C. a) Intervalo de 0.0 s a 0.05 s. b) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s.

3.2.3. Soporte de tensión y filtrado activo

Para este escenario de pruebas se mantienen los valores de impedancia de la Tabla 3.1 y se activa el interruptor S_2 , para crear una condición de desbalance en la carga. Cabe mencionar que debido al valor de impedancia de red de la fase B, el voltaje en el PCC se encuentra en el rango de la banda muerta de la curva volt-var por lo que no es necesario realizar manejo de potencia reactiva para esta fase. En el instante 0.05 s se activa la función de soporte de voltaje y en 0.1 s se activa la función de filtrado activo. En la Figura 3.25a se muestran las formas de onda de la corriente de carga, donde se puede notar que la forma de onda de la fase C es diferente a la de las fases restantes. La Figura 3.25b muestra las corrientes a la salida del filtro, y en la Figura 3.25c se observan las corrientes de red. En la Figura 3.26 se muestran los voltajes rms del PCC para cada una de las fases, donde se puede notar que solo para las fases A y C es necesario desempeñar la función de soporte de tensión. En la Tabla 3.2 se resumen los valores de voltaje durante los distintos intervalos de tiempo, así como los valores de referencia de Q dados por la curva volt-var. Los espectros de Fourier de la corriente de red de la fase A, antes y después de compensación de armónicos se muestran en la Figura 3.27a y la Figura 3.27b. Para la fase B se muestran en la Figura 3.28a y la Figura 3.28b y para la fase C se muestran en la Figura 3.29a y la Figura 3.29b. Por otro lado, en la Figura 3.30 se muestran las formas de onda de voltaje en el PCC. Los espectros de Fourier del voltaje en el PCC de la fase A, se muestran en la Figura 3.31a (antes de filtrado activo) y en la Figura 3.31b (después de filtrado activo). El espectro de Fourier de la corriente de red de la fase B se muestra en la Figura 3.32a para el intervalo de 0 a 0.05 s y en la Figura 3.32b para el intervalo de 0.05 s a 0.1 s. Los espectros de Fourier de la corriente de red de la fase C, antes y después de compensación se muestran en la Figura 3.33a y la Figura 3.33b, respectivamente.

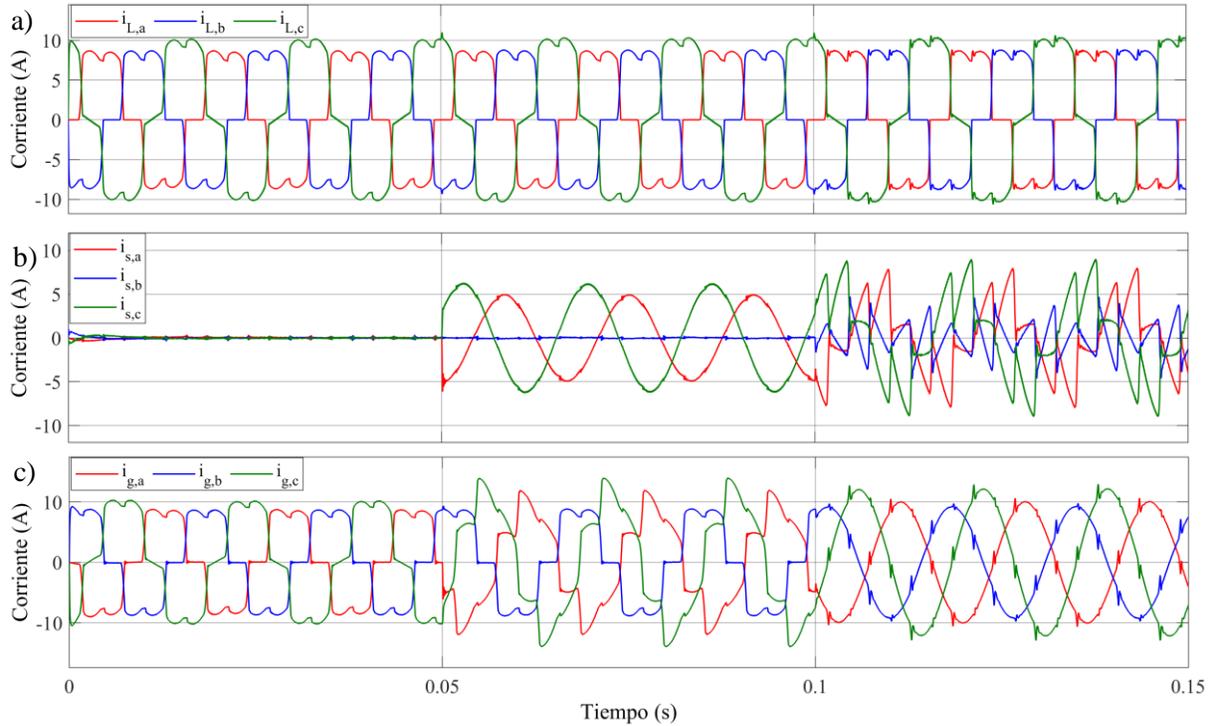


Figura 3.25. Formas de onda de corriente durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas. a) Carga. b) Salida del filtro. c) Red

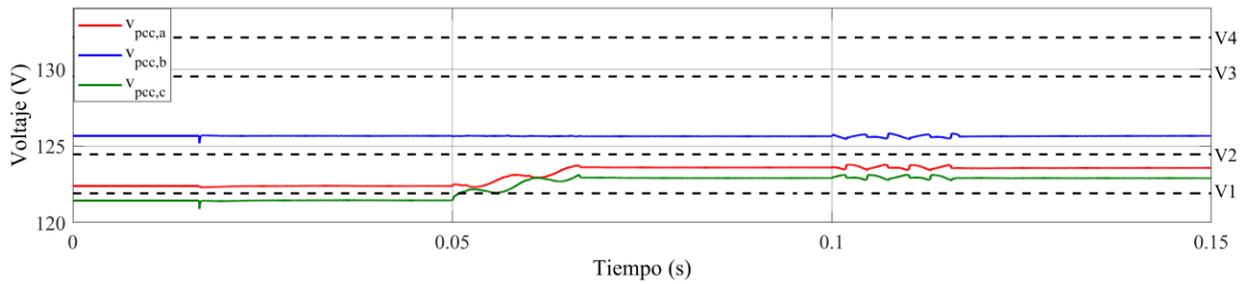


Figura 3.26. Voltajes durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo.

Tabla 3.2. Valores de voltaje y Q de referencia en prueba de soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas.

Fase	Voltaje (V)			Q de referencia (var)
	$0 < t \leq 0.05$	$0.05 \text{ s} < t \leq 0.1 \text{ s}$	$0.1 \text{ s} < t \leq 0.15 \text{ s}$	
A	122.48	123.57	123.57	427
B	125.6	125.6	125.6	0
C	121.41	122.94	122.94	528

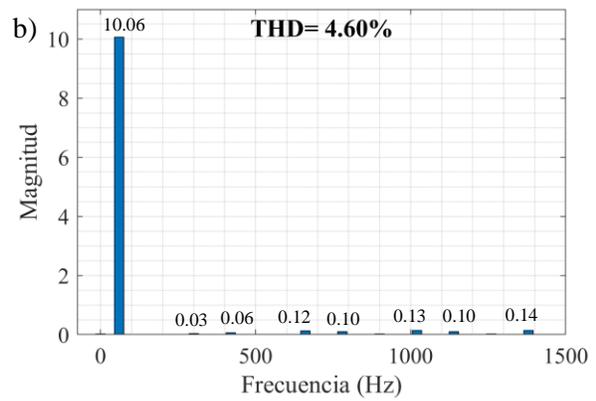
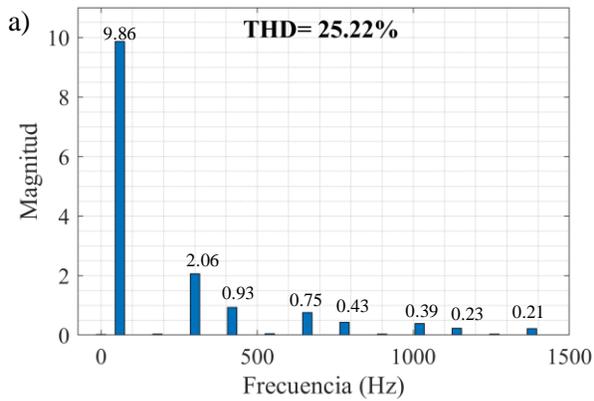


Figura 3.27. Espectro de Fourier de corriente de red de fase A. a) De 0.05 a 0.1 s. b) De 0.1 a 0.15 s.

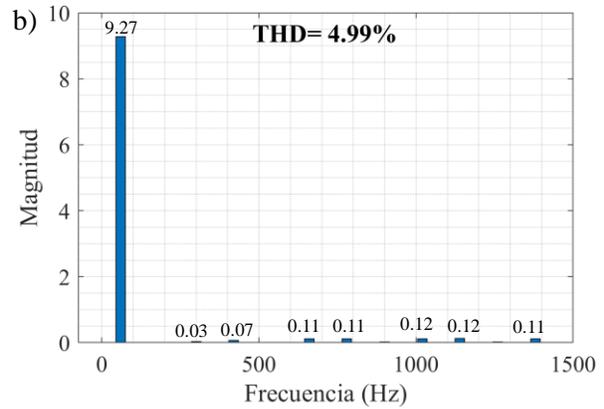
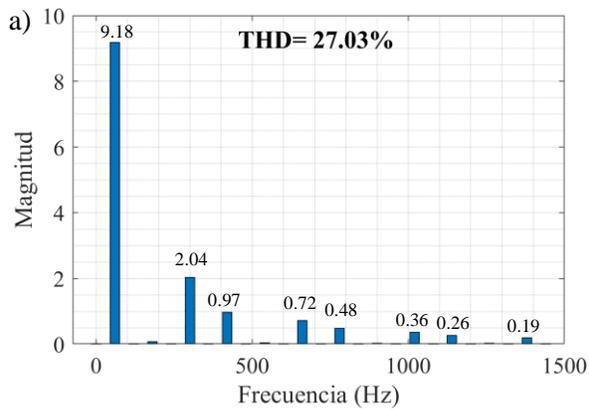


Figura 3.28. Espectro de Fourier de corriente de red de fase B. a) De 0.05 a 0.1 s. b) De 0.1 a 0.15 s.

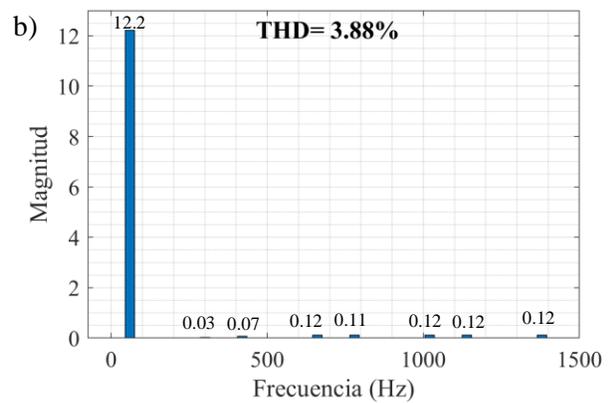
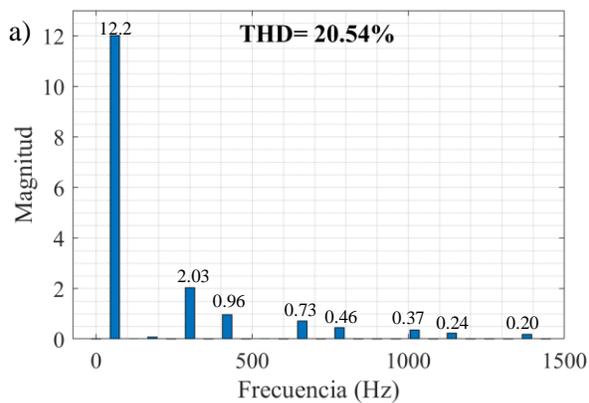


Figura 3.29. Espectro de Fourier de corriente de red de fase C. a) De 0.05 a 0.1 s. b) De 0.1 a 0.15 s.

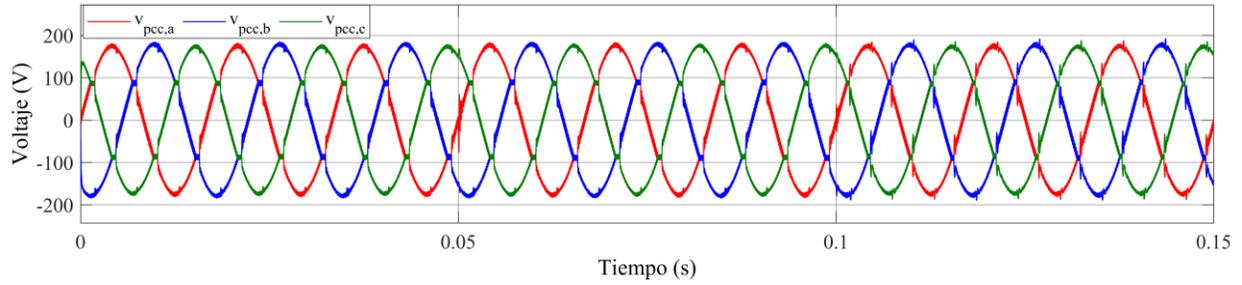


Figura 3.30. Formas de onda de voltaje en el PCC durante soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas.

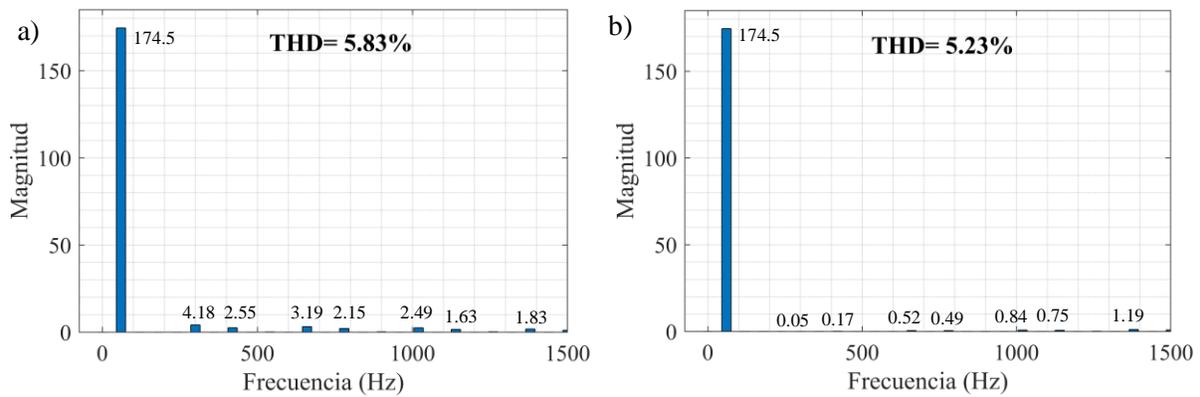


Figura 3.31. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A. a) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s. b) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s.

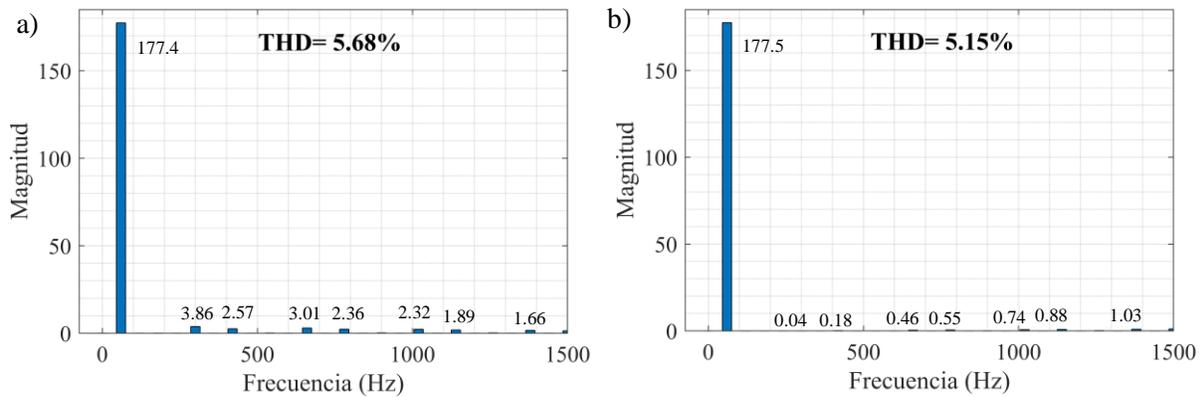


Figura 3.32. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase B. a) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s. b) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s.

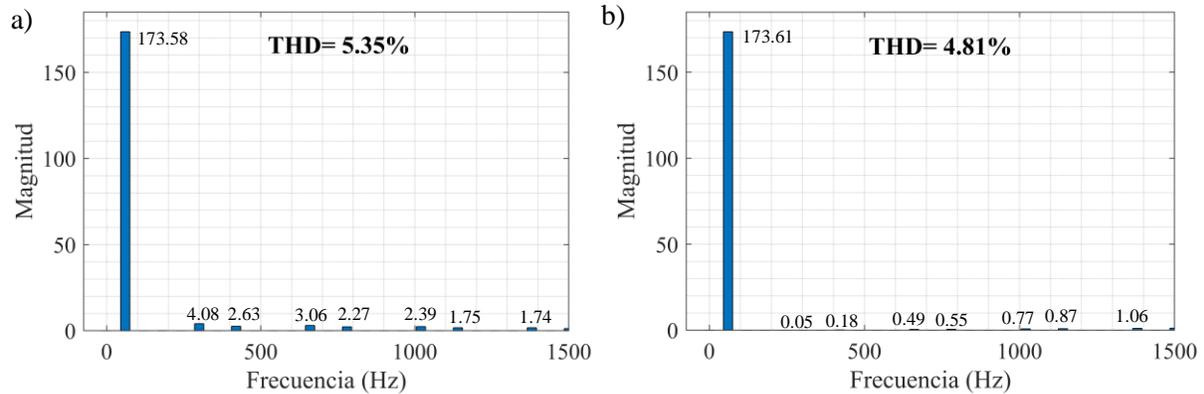


Figura 3.33. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase C. a) Intervalo de 0.05 s a 0.1 s. b) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s.

3.3. Pruebas ante cambios de Potencia Activa disponible

El propósito de esta sección es revisar el desempeño de las funciones auxiliares ante cambios en la potencia activa disponible en el inversor, primero se revisará de manera independiente el soporte de tensión, y finalmente las dos funciones auxiliares en conjunto.

3.3.1. Soporte de tensión

Para este escenario de pruebas se mantienen los valores de impedancia de la Tabla 3.1 (condición de desbalance en la impedancia de la red), además el rectificador trifásico se encuentra desconectado. El procedimiento de prueba es el siguiente: a partir de 0.05 s se activa el inversor y se realiza la inyección de P (1 kW) provocando un incremento de tensión en el PCC, para las fases A y C, hasta un valor de 132.46 V, entrando a la zona de máxima demanda de potencia reactiva de la curva volt-var. Por otro lado, para la fase B, aunque se tiene un aumento en la tensión en el PCC, ésta se encuentra en la banda muerta de la curva volt-var. En el instante de $t=0.1$ s se activa la función de soporte de tensión y, debido al voltaje en el PCC, se demanda un manejo de Q de 528 var, logrando una disminución de tensión en el PCC logrando un valor de 130.94 V. Una vez que se estabiliza el voltaje en el instante de 0.15 s se limita la cantidad de P disponible a 500 W. En la Figura 3.34 se muestran las formas de onda la corriente a la salida del filtro LCL para las tres fases. En la Figura 3.35 se muestran los voltajes en el PCC. En la Figura 3.36a se muestran las referencias, y el seguimiento de P y Q para la fase A. En la Figura 3.36b y en la Figura 3.36c se muestran las referencias y el seguimiento de P y Q, para las fases B y C, respectivamente.

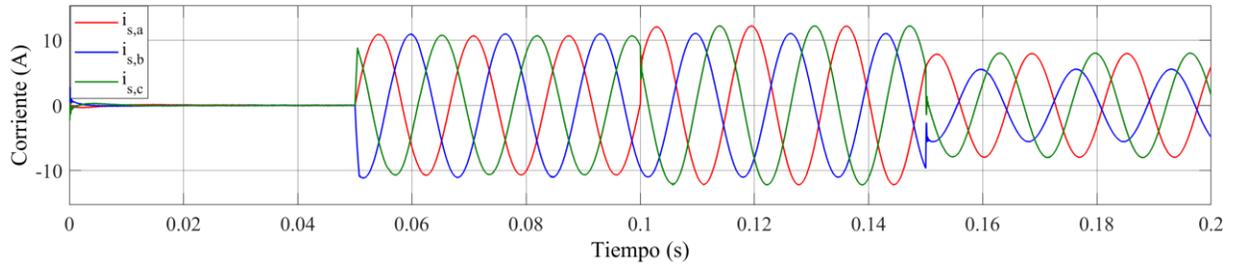


Figura 3.34. Formas de onda de corriente a la salida de filtro.

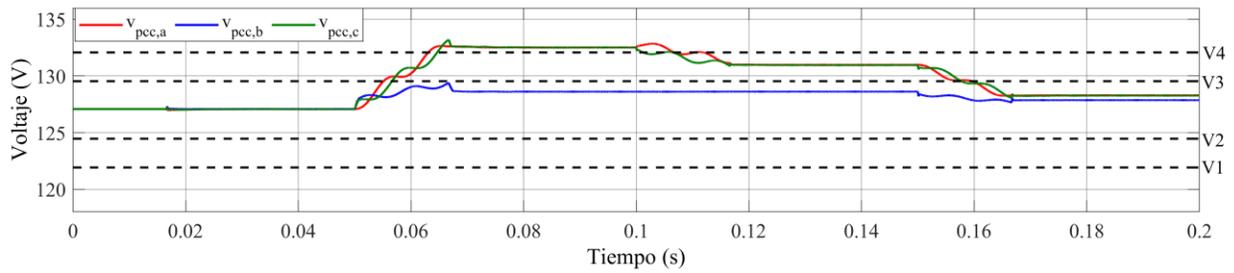


Figura 3.35. Voltajes rms en el PCC.

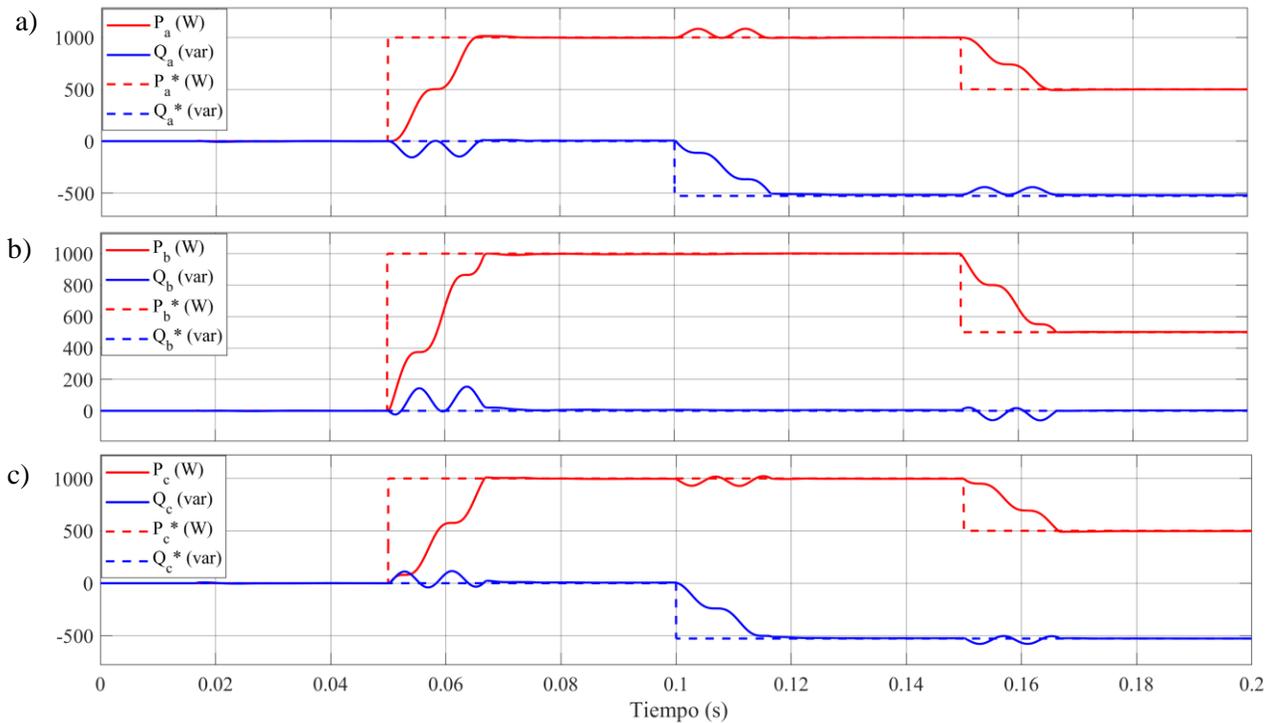


Figura 3.36. Referencias y seguimiento de P y Q para soporte de tensión con cambio de potencia activa. a) Fase A. b) Fase B. c) Fase C.

3.3.2. Soporte de tensión y filtrado activo

El siguiente escenario de prueba consiste en evaluar el desempeño de ambas funciones auxiliares y además someter el sistema a un cambio de P disponible; para la prueba se conecta el rectificador trifásico, y los valores de impedancia de red son los mostrados en la Tabla 3.1 (condición de desbalance de la impedancia de red); y también se activa el interruptor S_2 para crear una situación de desbalance en la carga. Los pasos que se siguieron para realizar la prueba se describen a continuación. El inversor se encuentra desactivado hasta 0.05 segundos. Debido a que el flujo de corriente por la impedancia de red es desde la red hacia el rectificador, se produce una caída de tensión para las tres fases. En el instante de 0.05 s se activa el soporte de tensión, donde solo para las fases A y C se demanda manejo Q. En el instante de 0.1 s se inicia la inyección de P (500 W). Como último paso en el instante de 0.15 s se activa la función de filtrado activo. En la Figura 3.37 se muestran los voltajes rms en el PCC durante la prueba. La Figura 3.38a muestra las formas de onda de la corriente de carga. Las formas de onda de la corriente a la salida del filtro LCL se muestran en la Figura 3.38b, y las formas de onda de corriente de red se muestran en la Figura 3.38c. Los espectros de Fourier de la corriente de red durante el intervalo de 0.1 s a 0.15 s para la fase A se muestra en la Figura 3.39a; para la fase B en la Figura 3.40a; y para la fase C en la Figura 3.41a. Los espectros de Fourier de la corriente de red para el intervalo de 0.15 s a 0.2 s; que corresponde al tiempo donde se realiza el filtrado activo, se muestran en la Figura 3.39b para la fase A; en la Figura 3.40b para la fase B; y en la Figura 3.41b para la fase C.

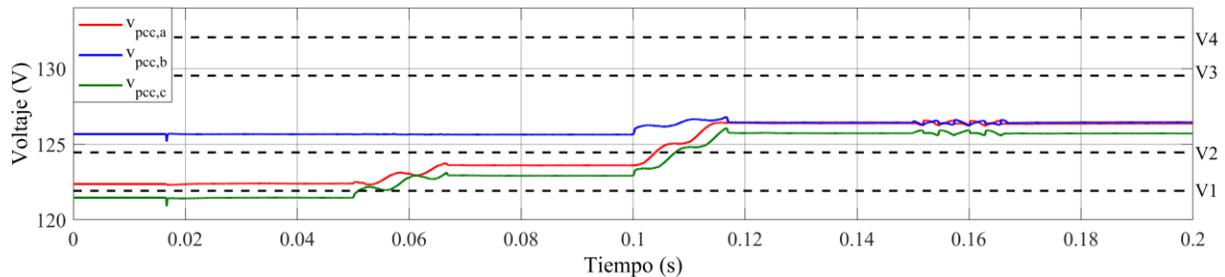


Figura 3.37. Voltajes rms en el PCC durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo con cambio de P.

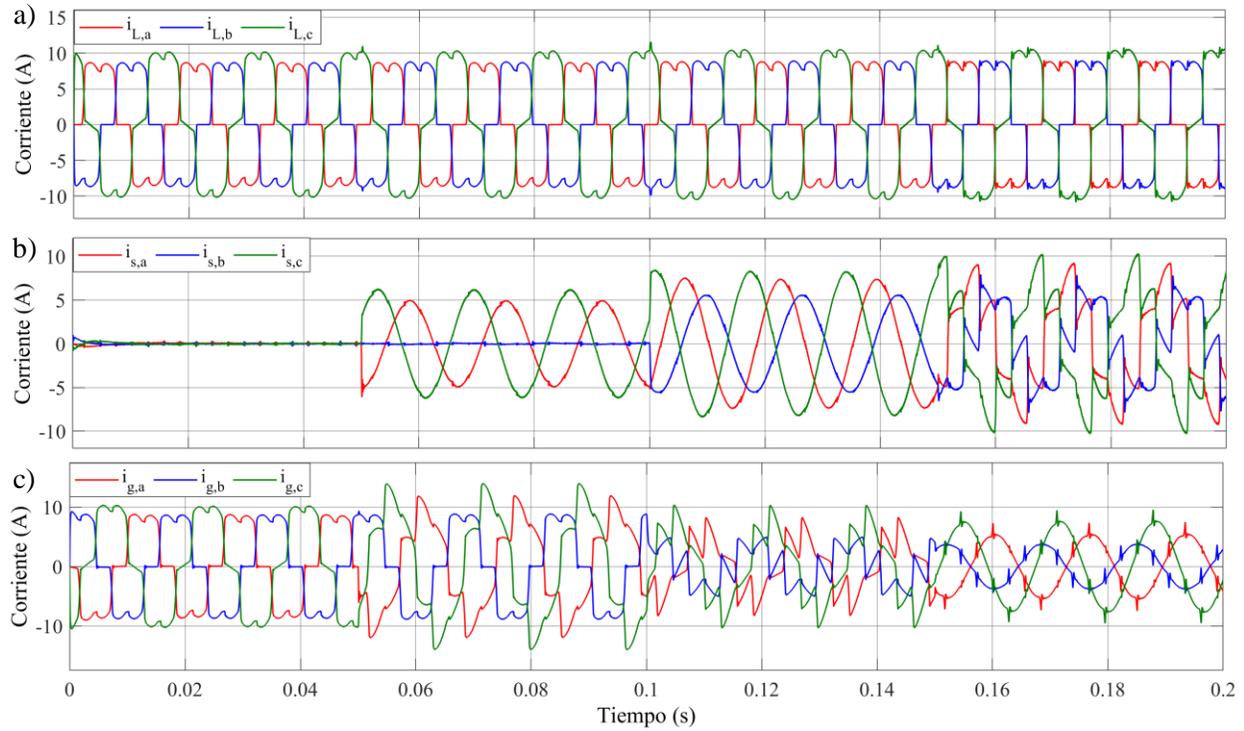


Figura 3.38. Formas de onda de corriente durante prueba de soporte de tensión y filtrado activo en condiciones desbalanceadas y con cambio de P. a) Carga. b) Salida del filtro. c) Red.

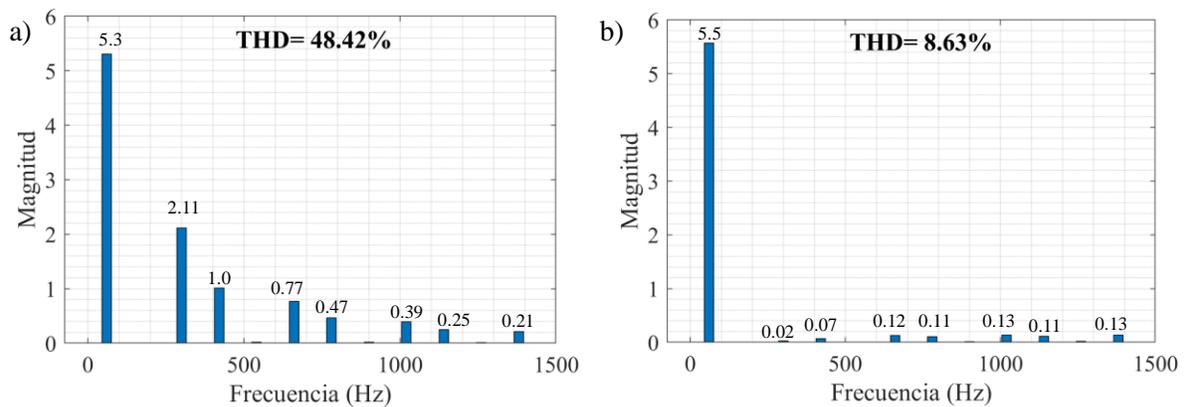


Figura 3.39. Espectro de Fourier de corriente de red de fase A. a) Durante 0.1s a 0.15 s. b) Durante 0.15 s a 0.2 s

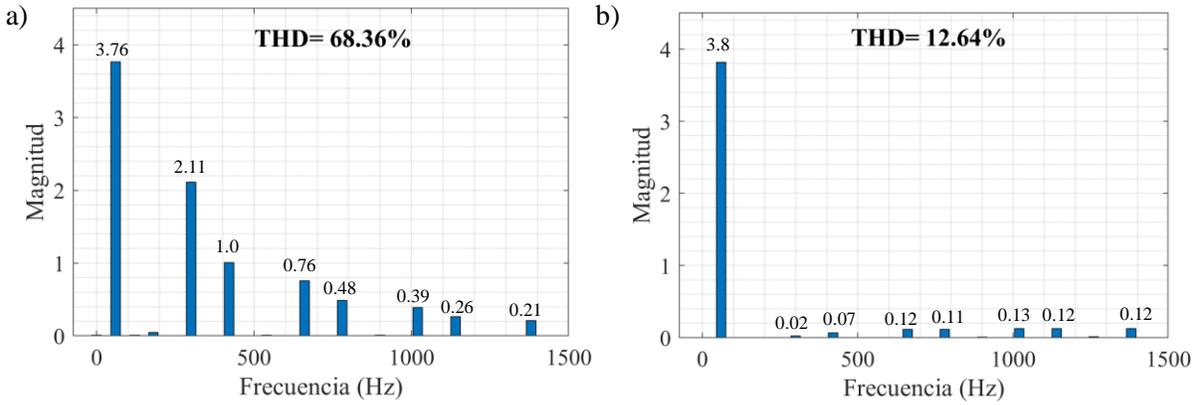


Figura 3.40. Espectro de Fourier de corriente de red de fase B. a) Durante 0.1s a 0.15 s. b) Durante 0.15 s a 0.2 s

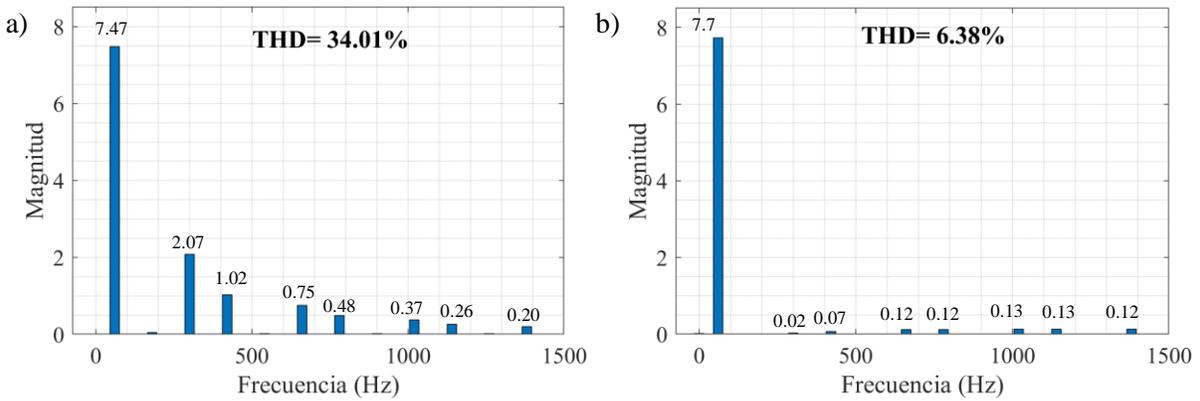


Figura 3.41. Espectro de Fourier de corriente de red de fase C. a) Durante 0.1s a 0.15 s. b) Durante 0.15 s a 0.2 s

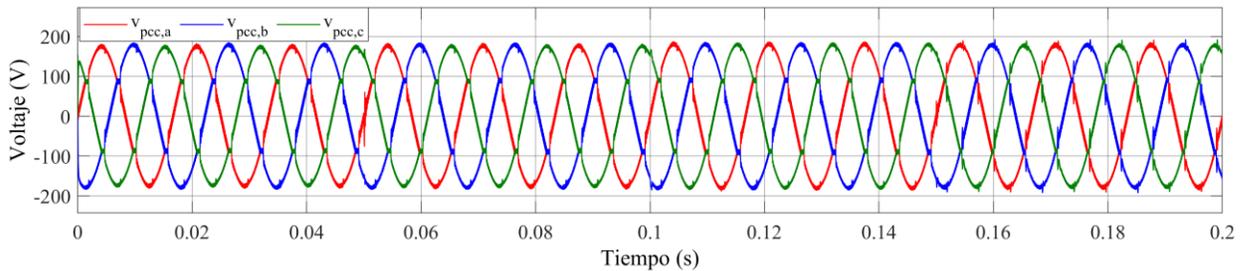


Figura 3.42. Formas de onda de voltaje en el PCC durante prueba con cambios de potencia activa.

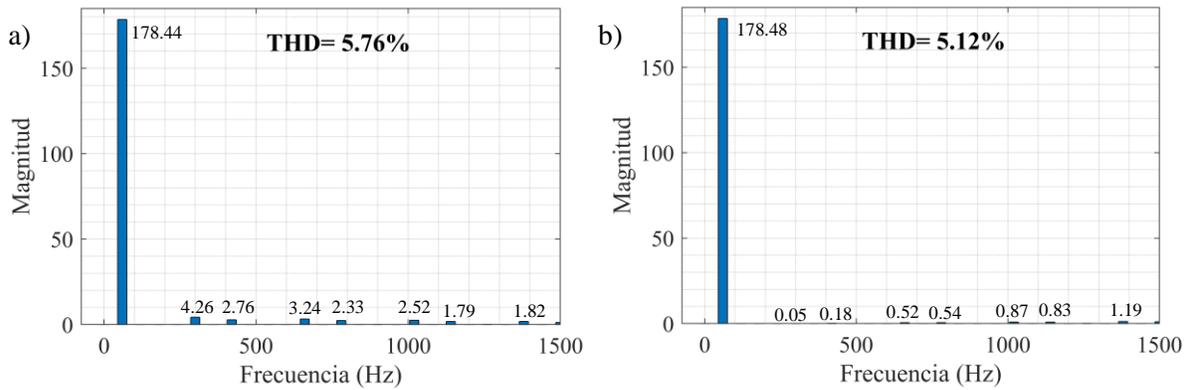


Figura 3.43. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase A. a) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s. b) Intervalo de 0.15 s a 0.2 s.

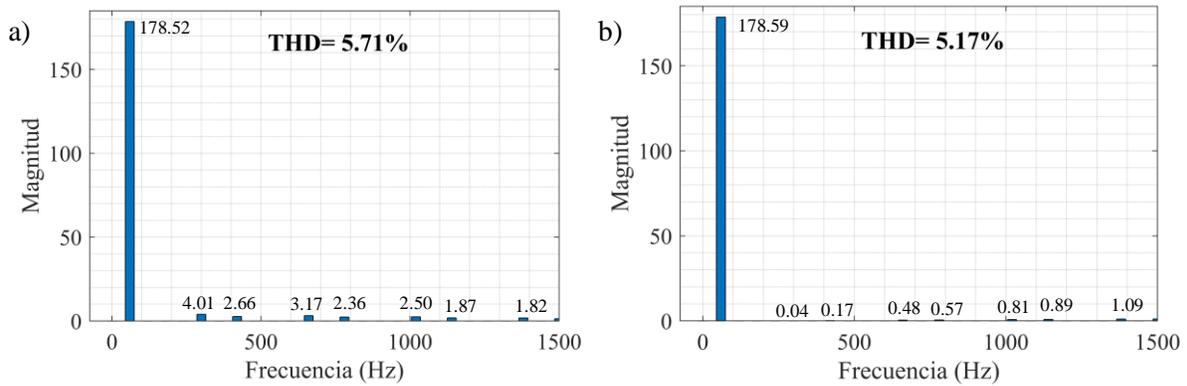


Figura 3.44. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase B. a) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s. b) Intervalo de 0.15 s a 0.2 s.

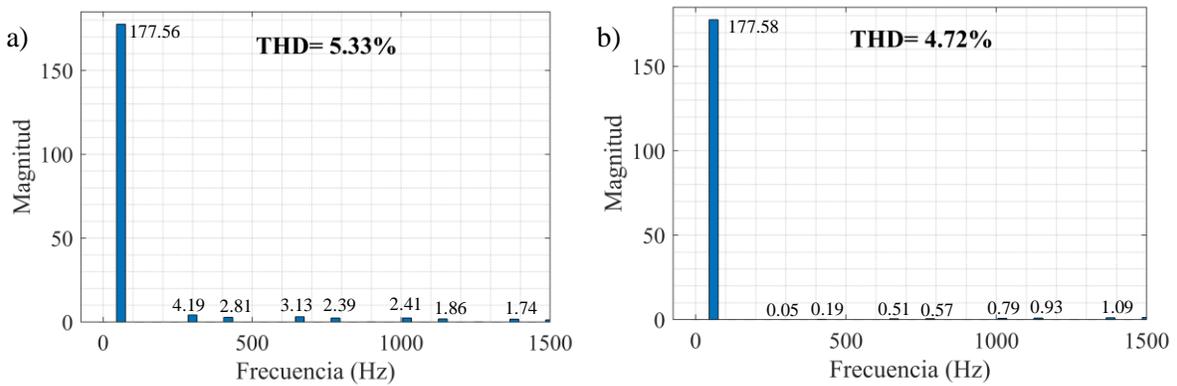


Figura 3.45. Espectro de Fourier de voltaje en el PCC de fase C. a) Intervalo de 0.1 s a 0.15 s. b) Intervalo de 0.15 s a 0.2 s.

CAPÍTULO 4. Discusión de resultados

4.1. Evaluación de desempeño de la función de filtrado activo

En relación al desempeño del filtrado activo en condiciones balanceadas y desbalanceadas, se hará una comparación tomando como base en la norma IEEE 519-2014, donde se describen los límites de distorsión armónica de corriente de red, donde se indica la Distorsión de Demanda Total (TDD) de corriente ; y es la relación del contenido armónico (considerando hasta la componente armónica número 50 sin incluir interarmónicos) en relación a la corriente máxima demandada (I_L), que se define como la componente fundamental de la corriente demandada por la carga en condiciones normales de operación. La fórmula que describe la TDD se muestra en la ecuación (4.1)

$$TDD_1 = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{50} I_i^2}}{I_L} \quad (4.1)$$

Donde I_i corresponde a cada una de las componentes armónicas de corriente. De acuerdo a la norma, la ventana de medición debe de ser de 12 ciclos, de este modo, se tienen disponibles las componentes a cada cinco Hz, y la magnitud de la componente armónica a considerar (I_i), es la suma de la frecuencia central (60 Hz, 120 Hz, 180 Hz, etc.) y las dos componentes adyacentes de 5 Hz, por ejemplo, la magnitud de la componente de 120 Hz (I_2), será la suma de las componentes de 115 Hz, 120 Hz y 125 Hz. En la Tabla 4.1 se muestran los límites de distorsión de corriente para sistemas de 120 V a 69 kV.

Tabla 4.1. Límites de distorsión de corriente para sistemas de 120 V a 69 kV.

Distorsión máxima de corriente como porcentaje de I_L						
Orden de armónicos individuales						
I_{SC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

En la Tabla 4.2 se muestran los resultados obtenidos de TDD para los distintos escenarios de prueba, durante el intervalo donde se realiza el filtrado activo. Es importante mencionar que, de acuerdo a la norma, los límites de TDD de corriente se establecen según la relación entre la corriente máxima de carga (I_L) y la corriente máxima de corto circuito en el PCC (I_{SC}). En la Tabla 4.3 se muestran los resultados de TDD para el escenario de soporte de tensión y filtrado activo cuando se produce un cambio de potencia activa disponible como se abordó en la sección 3.3.2.

Tabla 4.2. TDD de corriente de red para condiciones balanceadas y desbalanceadas.

Condiciones	Balanceadas						Desbalanceadas					
	Filtrado activo			Soporte de tensión y filtrado activo			Filtrado activo			Soporte de tensión y filtrado activo		
Fase	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
TDD de corriente de red (%)	4.63	4.64	4.63	4.68	4.67	4.65	4.66	4.60	4.09	4.73	4.63	4.08

Tabla 4.3. TDD de corriente de red para escenarios con cambio de potencia activa disponible.

Condiciones	Desbalanceadas con cambio de potencia activa disponible					
Escenario de prueba	Soporte de tensión y filtrado activo					
Fase	A		B		C	
TDD de corriente de red (%)	4.79		4.74		4.15	

De los resultados obtenidos se puede notar que, independientemente del escenario de operación se cumple con los límites de TDD establecidos por la norma, donde la restricción más estricta corresponde a un máximo de 5%, aunque cabe señalar que el valor máximo de TDD alcanzado es de 4.79% y se encuentra cerca del límite establecido por la norma.

Por otro lado, en la norma IEEE 1459-2014 se establecen los límites máximos de distorsión armónica de la tensión en el PCC. Se establece que, para sistemas con tensión menor o igual a 1 kV, el límite de distorsión armónica total es de 8%. En la Tabla 4.4 se muestran los resultados obtenidos de THD en tensión y se puede notar que se cumple con los límites establecidos tanto antes de ejecutar las funciones auxiliares, como después de hacerlo.

Tabla 4.4. Resultados de THD de voltaje en el PCC.

Condiciones	Balanceadas		Desbalanceadas						Desbalanceadas con cambio de P.		
	FA	ST y FA*	Filtrado Activo			Soporte de tensión y filtrado activo			Soporte de tensión y filtrado activo		
Fase	A	A	A	B	C	A	B	C	A	B	C
THD de voltaje (%) antes	5.87	5.8	5.9	5.42	5.12	5.83	5.68	5.35	5.76	5.71	5.33
THD de voltaje (%) después	5.23	5.17	5.71	5.23	4.83	5.23	5.15	4.81	5.12	5.17	4.72

*FA: Filtrado activo, ST: Soporte de Tensión.

4.2. Evaluación de desempeño de la función de soporte de tensión

El desempeño de la función de soporte de tensión se evaluará tomando como base el estándar IEEE 1547-2018, se realiza una comparación de las referencias de potencia reactiva dadas y la diferencia encontrada a la salida, cabe mencionar que las mediciones de potencia en condiciones desbalanceadas se realizan para cada una de las fases y además, dichas mediciones se realizarán tomando como base el estándar IEEE 1459-2010, específicamente, se considera la definición de potencia reactiva fundamental, que corresponde a la componente asociada a la frecuencia fundamental de voltaje y corriente, aún en situaciones no senoidales.

En la Tabla 4.5 se muestra la comparación entre la consigna de Q de acuerdo a la curva volt-var y la Q a la salida del filtro, en escenarios donde solo se desempeña la función de soporte de tensión. En la Tabla 4.6 también se hace la misma comparación, pero se considera el escenario en el que se desempeñan ambas funciones auxiliares. Es importante recordar que las mediciones de potencia reactiva, corresponden a la potencia reactiva fundamental que se describe en el estándar IEEE 1459-2010.

Tabla 4.5. Resultados de referencia y salida de Q del filtro durante soporte de tensión.

Escenario	Soporte de tensión						
	Balanceadas	Desbalanceadas			Cambio de P disponible		
Fase	A	A	B	C	A	B	C
Q de referencia (var)	-528	-528	0	-528	-528	0	-528
Q salida del filtro (var)	-521.7	-523.4	4.25	-524.6	-525.6	1.96	-527.7
Error (var)	6.3	4.3	4.25	3.4	2.4	1.96	0.3

Tabla 4.6. Resultados de referencias y salida de Q del filtro durante soporte de tensión y filtrado activo.

Escenario	Soporte de tensión y filtrado activo						
	Balanceadas	Desbalanceadas			Cambio de P disponible		
Fase	A	A	B	C	A	B	C
Q de referencia (var)	427.5	428.2	0	528	428.2	0	528
Q salida del filtro (var)	425.5	426.8	3.5	532	424.9	1.7	530.7
Error (var)	2	1.4	3.5	4	3.3	1.7	2.7

CAPÍTULO 5. Conclusiones y trabajos futuros

5.1. Conclusiones

En este trabajo se diseñó y simuló un sistema conformado por un inversor trifásico interconectado a red, con un filtro LCL a la salida, donde se incluye una rama RL para emular la impedancia de red; así como la conexión de un rectificador trifásico no controlado como carga no lineal para la demanda de corrientes armónicas. El sistema se diseñó con la finalidad de suministrar potencia activa y, además, brindar dos funciones auxiliares. Estas son: el soporte de tensión de acuerdo al modo de operación voltaje-potencia reactiva del estándar IEEE 1547-2018, y la función de filtrado activo; es decir, la inyección de armónicos de corriente demandados por la carga no lineal.

Respecto al diseño del filtro LCL el enfoque convencional consiste en atenuar las componentes armónicas que se presentan a la frecuencia de conmutación, pues se considera un escenario de operación donde la corriente de salida del filtro es una onda senoidal a la frecuencia fundamental. Sin embargo, para este trabajo se considera la función de filtrado activo; para este propósito se deben suministrar formas de onda de corriente con pendientes abruptas. Para sintetizar corrientes con pendientes abruptas a la salida del filtro es necesario disminuir el tamaño total del inductor, sin embargo, esto desplaza la frecuencia de corte del filtro y disminuye la capacidad de atenuación de las componentes armónicas a la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, existe un compromiso entre la atenuación que logra el filtro y la capacidad del seguimiento de referencias, considerando específicamente el escenario de filtrado activo.

Es importante mencionar que la parte inductiva de la impedancia de la red, afecta en la dinámica del sistema. Si la parte inductiva aumenta, los cambios de corriente abruptos presentes en la forma de onda de corriente del rectificador trifásico disminuyen. En consecuencia, esta disminución de la razón de cambio de corriente facilita el seguimiento de las referencias, específicamente para la función de filtrado activo. Por otro lado, aunque las componentes a la frecuencia de conmutación son pequeñas, la reactancia asociada a la parte inductiva es proporcional a la frecuencia y, por lo tanto, la distorsión del voltaje en el PCC incrementa a medida que aumenta la parte inductiva de la impedancia de red, esta distorsión afecta a los subsistemas de generación de referencias y al controlador.

El objetivo entonces, es realizar la inyección de potencia activa y desempeñar dos funciones auxiliares. Por lo tanto, la generación de referencias no es tan sencilla. Por un lado, se tiene la generación de referencias de corriente a frecuencias armónicas para la función de filtrado activo y, por otro lado, se necesita una referencia de una componente a la frecuencia fundamental que cumple con el propósito de soporte de tensión e inyección de potencia activa. Ya que este último mecanismo de generación de referencias se hace con la teoría de potencia instantánea, los cambios de potencia activa disponible se ven reflejados de manera inmediata en la referencia. Sin embargo, al depender de la emulación de dos fases de voltaje a partir de una medida se tiene la limitación de la respuesta a cambios de voltaje después de que transcurren dos terceras partes del ciclo de red.

Por otro lado, si el voltaje medido está distorsionado, se ve reflejado en la generación de una referencia de corriente distorsionada no deseada.

La propuesta del esquema de control para el seguimiento de referencias, se conforma de dos componentes principales. En primer lugar, se tiene un término de prealimentación que tiene como objetivo mitigar los efectos del voltaje en el PCC que se considera como una perturbación medible y donde implícitamente se considera la impedancia de la red. Este término de prealimentación incluye una derivada, y si se producen cambios instantáneos en el voltaje del PCC o distorsiones significativas, se traduce en derivadas grandes que afectan el desempeño de este elemento. En segundo lugar, se tiene un elemento de realimentación que corresponde a un compensador PID que se sintoniza tomando en cuenta la respuesta al escalón y el modelo del sistema. Aunque no se incluye la impedancia de red para el desarrollo del modelo, se toma el voltaje en el PCC que implícitamente incluye este elemento.

Las pruebas de simulación se hicieron bajo condiciones balanceadas y desbalanceadas, y también se consideraron escenarios donde las funciones de soporte se ejecutan de manera independiente y de manera simultánea. Respecto a la función de soporte de tensión, cabe mencionar que, ya sea que se ejecute de manera independiente o en conjunto con la función de filtrado activo, no se ve afectado su desempeño. Por otro lado, la diferencia máxima que se produce entre la referencia de potencia reactiva de acuerdo a la curva volt-var y la potencia reactiva a la salida es de 6.3 var en un escenario de soporte de tensión en condiciones balanceadas. La función de filtrado activo se evaluó con respecto al estándar IEEE-519 cuyo límite más estricto en cuanto a TDD es de 5%. Los resultados obtenidos de TDD (ver sección 4.1) van desde el 4.08% hasta el 4.79% y se puede apreciar que esta función tiene un desempeño similar independientemente del escenario de operación.

5.2. Trabajos futuros

La principal actividad que queda como trabajo futuro es la implementación del prototipo y la validación del funcionamiento del mismo de manera experimental, ya que este trabajo se tuvo que limitar a simulación, debido a la contingencia sanitaria por el COVID-19.

Por otro lado, una de las principales desventajas del sistema es el uso del amortiguamiento pasivo para el filtro LCL, ya que la resistencia que se utiliza para este propósito es un elemento que ocasiona pérdidas en el sistema, disminuyendo su eficiencia. Por lo tanto, un campo de oportunidad para mejorar el trabajo consiste en implementar una alternativa, como lo es el amortiguamiento activo, que no utiliza elementos disipativos y de este modo se pueden disminuir las pérdidas en el sistema.

Otra de las limitaciones del trabajo es que se asume que el bus de CD es constante y no se estudia la integración con una fuente de energía como pueden ser los paneles solares. En este sentido otra área de oportunidad para ampliar los alcances del trabajo es la inclusión de una fuente generadora y una etapa CD-CD, y esto a su vez se puede aprovechar para incluir la regulación del flujo de potencia entre la fuente de generación y la salida del sistema.

Respecto al modelado del sistema, sería conveniente desarrollar e incluir un modelo del rectificador trifásico no controlado, ya que en este trabajo se incluye para las simulaciones, pero no se cuenta con un modelo del mismo.

Otra de las áreas de oportunidad está relacionada al estudio del desempeño de controladores no lineales, y la comparación del desempeño de los mismos con la alternativa presentada en este trabajo.

En este trabajo se incluye la función de soporte de tensión de acuerdo al modo de operación voltaje-potencia reactiva del estándar IEEE 1547-2018. Sin embargo, este estándar tiene otros modos de operación relacionados con la regulación de flujos de potencia y también tiene otras funciones auxiliares que no se incluyen en este trabajo, pero que son necesarias cuando se trata de sistemas de generación distribuida interconectados a red como pueden ser: detección de aislamiento, y funciones de operación ante condiciones anormales como lo son los requerimientos LVRT (Low Voltage Ride Through, por sus siglas en inglés) y HVRT (High Voltage Ride Through, por sus siglas en inglés).

Referencias

- [1] T. Adefarati and R. C. Bansal, "Integration of renewable distributed generators into the distribution system: a review," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 7, pp. 873-884, 2016.
- [2] T. Adefarati, R. C. Bansal, and J. J. Justo, "Reliability and economic evaluation of a microgrid power system," *Energy Procedia*, vol. 142, pp. 43-48, 2017.
- [3] S. M. J. A. Momoh, R. Saint "Centralized and Decentralized Generated Power Systems-A Comparison Approach Future Grid Initiative White Paper," *PSERC*, Washington D.C., USA, White Paper, 2012.
- [4] D. Akinyele and Y. Levron, "The Environmental Impact of Distributed Energy Resources (DERs)" in *Modern Electric Power Systems, IEEE Smart Grid Newsletter*, 2017.
- [5] A. G. Tsikalakis and N. D. Hatziargyriou, "Environmental benefits of distributed generation with and without emissions trading," *Energy Policy*, vol. 35, no. 6, pp. 3395-3409, 2007.
- [6] R. O. Anurangi, A. S. Rodrigo, and U. Jayatunga, "Effects of high levels of harmonic penetration in distribution networks with photovoltaic inverters," in *2017 IEEE International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, 2017, pp. 1-6.
- [7] L. Schwartzfeger, D. Santos-Martin, A. Wood, N. Watson, and A. Miller, "Review of Distributed Generation Interconnection Standards," in *Proceedings of the EEA Conference & Exhibition 2014*, Auckland, New Zealand, 18–20. 2014.
- [8] L. I. Dulău, M. Abrudean, and D. Bică, "Effects of Distributed Generation on Electric Power Systems," *Procedia Technology*, vol. 12, pp. 681-686, 2014.
- [9] G. S. Elbasuony, S. H. E. Abdel Aleem, A. M. Ibrahim, and A. M. Sharaf, "A unified index for power quality evaluation in distributed generation systems," *Energy*, vol. 149, pp. 607-622, 2018.
- [10] P. Khetrupal, "Distributed Generation: A Critical Review of Technologies, Grid Integration Issues, Growth Drivers and Potential Benefits," *International Journal of Renewable Energy Development*, vol. 9, pp. 189-205, 2020.
- [11] R. Vieira, M. I. Guerra, and S. Bandeira, "Analysis of the Power Quality of a Grid-Connected Photovoltaic System," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 18, no. 04, pp. 714-721, 2020.
- [12] G. A. Quiroga, H. Kagan, J. C. C. Amasifen, C. F. M. Almeida, and E. Vicentini, "Evaluation of distributed generation impacts on distribution networks under different penetration scenarios," in *2015 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM)*, 2015, pp. 136-141.
- [13] M. Wei, "Impact of Distributed Generation on Power System," *Applied Mechanics and Materials*, vol. 543-547, pp. 681-684, 2014.
- [14] A. Pierno, L. P. Di Noia, and L. Rubino, "Ancillary services provided by PV power plants," *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies*, vol. 15, pp. 57-76, 01/01 2016.
- [15] "IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces," *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1-138, 2018.

- [16] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, and H. A. Pereira, "Ancillary services provided by photovoltaic inverters: Single and three phase control strategies," *Computers & Electrical Engineering*, vol. 70, pp. 102-121, 2018.
- [17] J. P. Srividhya, D. Sivakumar, and T. Shanmathi, "A Review on causes, effects, and detection techniques of harmonics in the power system," in *2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, 2016, pp. 680-686.
- [18] Comisión Reguladora de Energía "Resolución RES/119/2012", 2018.
- [19] Asociación de Normalización y Certificación, "NMX-J-098-2014", 2014.
- [20] M. Fazeli, J. B. Ekanayake, P. M. Holland, and P. Iqic, "Exploiting PV Inverters to Support Local Voltage—A Small-Signal Model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 2, pp. 453-462, 2014.
- [21] S. Y. Mousazadeh Mousavi, A. Jalilian, M. Savaghebi, and J. M. Guerrero, "Coordinated control of multifunctional inverters for voltage support and harmonic compensation in a grid-connected microgrid," *Electric Power Systems Research*, vol. 155, pp. 254-264, 2018.
- [22] M. Sabido, "Desarrollo de la Función Volt-Var como Función de Soporte de Voltaje para un Inversor Interconectado a la Red Eléctrica," Tesis de maestría, Departamento de Ingeniería Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, 2019.
- [23] J. Chhor and C. Sourkounis, "Optimal voltage control strategy for grid-feeding power converters in AC microgrids," *Electric Power Systems Research*, vol. 176, p. 105945, 2019.
- [24] A. G. Paspatis and G. C. Konstantopoulos, "Voltage Support under Grid Faults with Inherent Current Limitation for Three-Phase Droop-Controlled Inverters. ," *Energies* vol. 12, 6, pp. 997. 2019.
- [25] M. Mirhosseini, J. Pou, and V. G. Agelidis, "Individual Phase Current Control With the Capability to Avoid Overvoltage in Grid-Connected Photovoltaic Power Plants Under Unbalanced Voltage Sags," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5346-5351, 2015.
- [26] A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, L. G. d. Vicuña, and R. Guzman, "Positive and Negative Sequence Control Strategies to Maximize the Voltage Support in Resistive–Inductive Grids During Grid Faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 5362-5373, 2018.
- [27] Y. Shan, J. Hu, and J. M. Guerrero, "A Model Predictive Power Control Method for PV and Energy Storage Systems With Voltage Support Capability," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 2, pp. 1018-1029, 2020.
- [28] M. Ghorbani, A. Mosallanejad, and S. Mohamadian, "A new method to point of common coupling voltage control in distribution grid-connected photovoltaic systems," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 28, no. 2, p. e2491, 2018/02/01 2018.
- [29] H. R. Jiménez, "Sistema de Cogeneración con Funciones de Filtro Activo Integradas," Tesis de maestría, Departamento de Ingeniería Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, 2002.
- [30] X. Liang and C. A.-B.-. Karim, "Harmonics and Mitigation Techniques Through Advanced Control in Grid-Connected Renewable Energy Sources: A Review," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3100-3111, 2018.
- [31] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 2 ed. 2017, p. 472.

- [32] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 6, pp. 657-666, 2010.
- [33] J. He, Y. W. Li, X. Wang, and F. Blaabjerg, "An improved current control scheme for grid-connected DG unit based distribution system harmonic compensation," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 986-991.
- [34] J. He, Y. W. Li, and M. S. Munir, "A Flexible Harmonic Control Approach Through Voltage-Controlled DG-Grid Interfacing Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 444-455, 2012.
- [35] J. He and Y. W. Li, "Hybrid Voltage and Current Control Approach for DG-Grid Interfacing Converters With LCL filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 1797-1809, 2013.
- [36] T. Wang, H. Nian, Z. Q. Zhu, L. Ding, and B. Zhou, "Flexible Compensation Strategy for Voltage Source Converter Under Unbalanced and Harmonic Condition Based on a Hybrid Virtual Impedance Method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7656-7673, 2018.
- [37] C. Lam, C. Xiao-Xi, M. Wong, and Y. Han, "Minimum DC-link voltage design of three-phase four-wire active power filters," in *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2012, pp. 1-5.
- [38] M. B. Saïd-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhodja, and E. Monmasson, "Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 130, pp. 181-193, 2016.
- [39] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, and F. Blaabjerg, "Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1443-1452, 2012.
- [40] D. K. Alves, R. L. A. Ribeiro, F. B. Costa and T. O. A. Rocha, "Real-Time Wavelet-Based Grid Impedance Estimation Method," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp. 8263-8265, 2019.

ANEXO I. Demostración de generación de referencias de corriente para soporte de tensión

En el procedimiento de generación de referencias elegido se emula un sistema trifásico, por cada uno de los voltajes de fase, por ejemplo, para la fase A se tienen los siguientes voltajes:

$$v_{pcc,a} = \sqrt{2}V \sin(\omega t)$$

$$v_{pcc,a,120^\circ} = \sqrt{2}V \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{pcc,a,240^\circ} = \sqrt{2}V \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Y sus respectivas corrientes que serán las referencias, se asume que para un sistema balanceado están dadas por:

$$i_{v,a} = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \phi)$$

$$i_{v,a,120^\circ} = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_{v,a,240^\circ} = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right)$$

La potencia activa de un sistema trifásico se define como:

$$P_{3\phi} = 3VI \cos(\phi) \quad (I.1)$$

La potencia reactiva de un sistema trifásico se define como:

$$Q_{3\phi} = 3VI \sin(\phi) \quad (I.2)$$

La transformadas de Clarke para voltaje y corriente están dadas por (I.3) y (I.4), respectivamente:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha,a} \\ v_{\beta,a} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pcc,a} \\ v_{pcc,a,120^\circ} \\ v_{pcc,a,240^\circ} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,a} \\ i_{\beta,a} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{v,a} \\ i_{v,a,120^\circ} \\ i_{v,a,240^\circ} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Se definen los valores de p y q en (I.5)

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha,a} & v_{\beta,a} \\ -v_{\beta,a} & v_{\alpha,a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha,a} \\ i_{\beta,a} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Desarrollando (I.5) resulta:

$$p = v_{\alpha,a} \cdot i_{\alpha,a} + v_{\beta,a} \cdot i_{\beta,a} \quad (\text{I.6})$$

$$q = v_{\alpha,a} \cdot i_{\beta,a} - v_{\beta,a} \cdot i_{\alpha,a} \quad (\text{I.7})$$

Desarrollando (I.6):

$$\begin{aligned} p &= \frac{2}{3} \left[\left(v_{pcc,a} - \frac{1}{2} v_{pcc,a,120^\circ} - \frac{1}{2} v_{pcc,a,240^\circ} \right) \cdot \left(i_{v,a} - \frac{1}{2} i_{v,a,120^\circ} - \frac{1}{2} i_{v,a,240^\circ} \right) + \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} v_{pcc,a,120^\circ} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{pcc,a,240^\circ} \right) \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{v,a,120^\circ} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{v,a,240^\circ} \right) \right] \\ &= \frac{4}{3} \left[\left(V \sin(\omega t) - \frac{V \sin(\omega t - 2\pi/3)}{2} - \frac{V \sin(\omega t + 2\pi/3)}{2} \right) \left(I \sin(\omega t - \phi) - \frac{I \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3)}{2} - \frac{I \sin(\omega t - \phi + 2\pi/3)}{2} \right) \right] + \\ &+ \frac{4}{3} \left[\left(-\frac{\sqrt{3}V \sin(\omega t - 2\pi/3)}{2} + \frac{\sqrt{3}V \sin(\omega t + 2\pi/3)}{2} \right) \left(-\frac{\sqrt{3}I \sin(\omega t - 2\pi/3)}{2} + \frac{\sqrt{3}I \sin(\omega t + 2\pi/3)}{2} \right) \right] = \\ &= 3VI [\sin(\omega t) \sin(\omega t - \phi) + \cos(\omega t) \cos(\omega t - \phi)] = \\ &= 3VI [\sin(\omega t) (\sin(\omega t) \cos(\phi) - \sin(\phi) \cos(\omega t)) + \cos(\omega t) (\cos(\omega t) \cos(\phi) + \sin(\omega t) \sin(\phi))] = \\ &= 3VI [\sin^2(\omega t) \cos(\phi) - \sin(\phi) \sin(\omega t) \cos(\omega t) + \cos^2(\omega t) \cos(\phi) + \cos(\omega t) \sin(\omega t) \sin(\phi)] = \\ &= 3VI \cos(\phi) \end{aligned}$$

Por lo tanto

$$p = P_{3\phi} = 3VI \cos(\phi) \quad (\text{I.8})$$

Desarrollando (I.7) se obtiene:

$$\begin{aligned}
q &= \frac{2}{3} \left[\left(v_{pcc,a} - \frac{1}{2} v_{pcc,a,120^\circ} - \frac{1}{2} v_{pcc,a,240^\circ} \right) \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{v,a,120^\circ} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{v,a,240^\circ} \right) - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} v_{pcc,a,120^\circ} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{pcc,a,240^\circ} \right) \cdot \left(i_{v,a} - \frac{1}{2} i_{v,a,120^\circ} - \frac{1}{2} i_{v,a,240^\circ} \right) \right] = \\
&= \frac{4}{3} \left[\left(V \sin(\omega t) - \frac{V \sin(\omega t - 2\pi/3)}{2} - \frac{V \sin(\omega t + 2\pi/3)}{2} \right) \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}I \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3)}{2} + \frac{\sqrt{3}I \sin(\omega t - \phi + 2\pi/3)}{2} \right) \right] - \\
&- \frac{4}{3} \left[\left(-\frac{\sqrt{3}V \sin(\omega t - 2\pi/3)}{2} + \frac{\sqrt{3}V \sin(\omega t + 2\pi/3)}{2} \right) \cdot \left(I \sin(\omega t - \phi) - \frac{I \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3)}{2} - \frac{I \sin(\omega t - \phi + 2\pi/3)}{2} \right) \right] \\
&= \frac{4}{3} VI \left(\frac{3}{2} \sin(\omega t) \right) \left(\frac{3}{2} \cos(\omega t - \phi) \right) - \frac{4}{3} VI \left(\frac{3}{2} \cos(\omega t) \right) \left(\frac{3}{2} \sin(\omega t - \phi) \right) = \\
&= 3VI [\sin(\omega t)(\cos(\omega t) \cos(\phi) + \sin(\omega t) \sin(\phi)) - \cos(\omega t)(\sin(\omega t) \cos(\phi) - \sin(\phi) \cos(\omega t))] = \\
&= 3VI [\sin(\omega t) \cos(\omega t) \cos(\phi) + \sin^2(\omega t) \sin(\phi) - \cos(\omega t) \sin(\omega t) \cos(\phi) + \sin(\phi) \cos^2(\omega t)] = \\
&= 3VI \sin(\phi)
\end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$q = Q_{3\phi} = 3VI \sin(\phi) \quad (I.9)$$

Para los propósitos de esta tesis se desea manejar de manera independiente la potencias para cada fase. En este caso, las definiciones de potencia activa (P_a) y potencia reactiva (Q_a) en condiciones senoidales para la fase A están dadas por:

$$P_a = VI \cos(\phi) \quad (I.10)$$

$$Q_a = VI \sin(\phi) \quad (I.11)$$

Reemplazando (I.10) y (I.11) en (I.7) y (I.9), respectivamente se obtiene:

$$p = P_{3\phi} = 3P_a \quad (I.12)$$

$$q = Q_{3\phi} = 3Q_a \quad (I.13)$$

Sustituyendo (I.12) y (I.13) en (I.5) se pueden relacionar las potencias de un sistema monofásico con el voltaje y corriente del sistema trifásico emulado y se obtiene:

$$\begin{bmatrix} 3P_a \\ 3Q_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha,a} & v_{\beta,a} \\ -v_{\beta,a} & v_{\alpha,a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha,a} \\ i_{\beta,a} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Despejando $i_{\alpha,a}$ e $i_{\beta,a}$ de (I.14) resulta:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,a} \\ i_{\beta,a} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha,a}^2 + v_{\beta,a}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha,a} & -v_{\beta,a} \\ v_{\beta,a} & v_{\alpha,a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3P_a \\ 3Q_a \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

La transformada inversa de Clarke se define por (I.16)

$$\begin{bmatrix} i_{v,a} \\ i_{v,a,120^\circ} \\ i_{v,a,240^\circ} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha,a} \\ i_{\beta,a} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Reemplazando (I.15) en (I.16) y reordenando resulta:

$$\begin{bmatrix} i_{v,a} \\ i_{v,a,120^\circ} \\ i_{v,a,240^\circ} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \frac{3}{v_{\alpha,a}^2 + v_{\beta,a}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha,a} & -v_{\beta,a} \\ v_{\beta,a} & v_{\alpha,a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_a \\ Q_a \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Es importante mencionar que para este caso sólo se desea la corriente de la fase A $i_{v,a}$, que corresponde al voltaje medido en la fase A y con la información de P y Q de la misma fase y tomando de (I.17) se obtiene:

$$i_{v,a} = 3\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{v_{\alpha,a} \cdot P_a - v_{\beta,a} \cdot Q_a}{v_{\alpha,a}^2 + v_{\beta,a}^2} \quad (\text{I.18})$$

ANEXO II. Desempeño del filtro LCL

En este apartado se pretende mostrar el desempeño del filtro LCL. Se revisará la capacidad de atenuación de armónicos en el filtro, así como los flujos de potencia que existen a la entrada y la salida del filtro LCL y las pérdidas debidas a la resistencia de amortiguamiento.

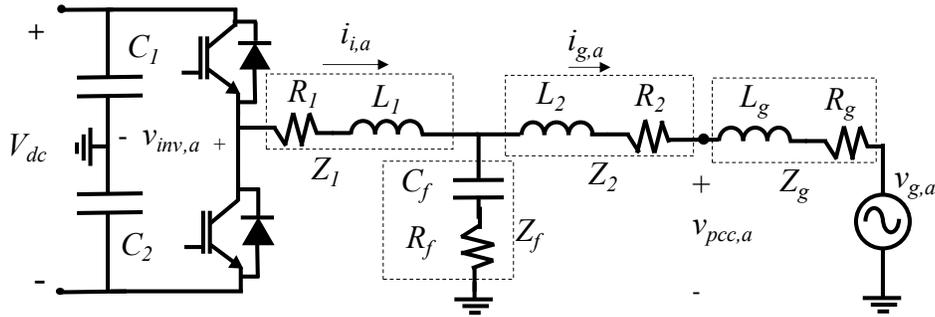


Figura II. 1. Diagrama de pruebas de desempeño de filtro LCL.

Las pruebas realizadas se hacen en lazo cerrado y se propone como referencia de corriente a la salida del filtro una señal senoidal con una amplitud de 10 A con los respectivos $\pm 120^\circ$ para cada una de las fases. En la Figura II.2a se muestran las formas de onda de corriente a la entrada del filtro. En la Figura II.2b se muestran las formas de onda de corriente que circulan a la salida del filtro y finalmente, la Figura II.2c muestra las formas de onda de corriente que circulan por el capacitor C_f .

Por otro lado, también se muestran los espectros de Fourier. En la Figura II.3a se muestra el espectro del voltaje del inversor. En la Figura II.3b el de la corriente a la entrada del filtro. En la Figura II.3c el de la corriente a la salida del filtro. La Figura II.3d muestra el espectro de la corriente que circula por el capacitor. Finalmente, el espectro del voltaje en el PCC se muestra en la Figura II.3e.

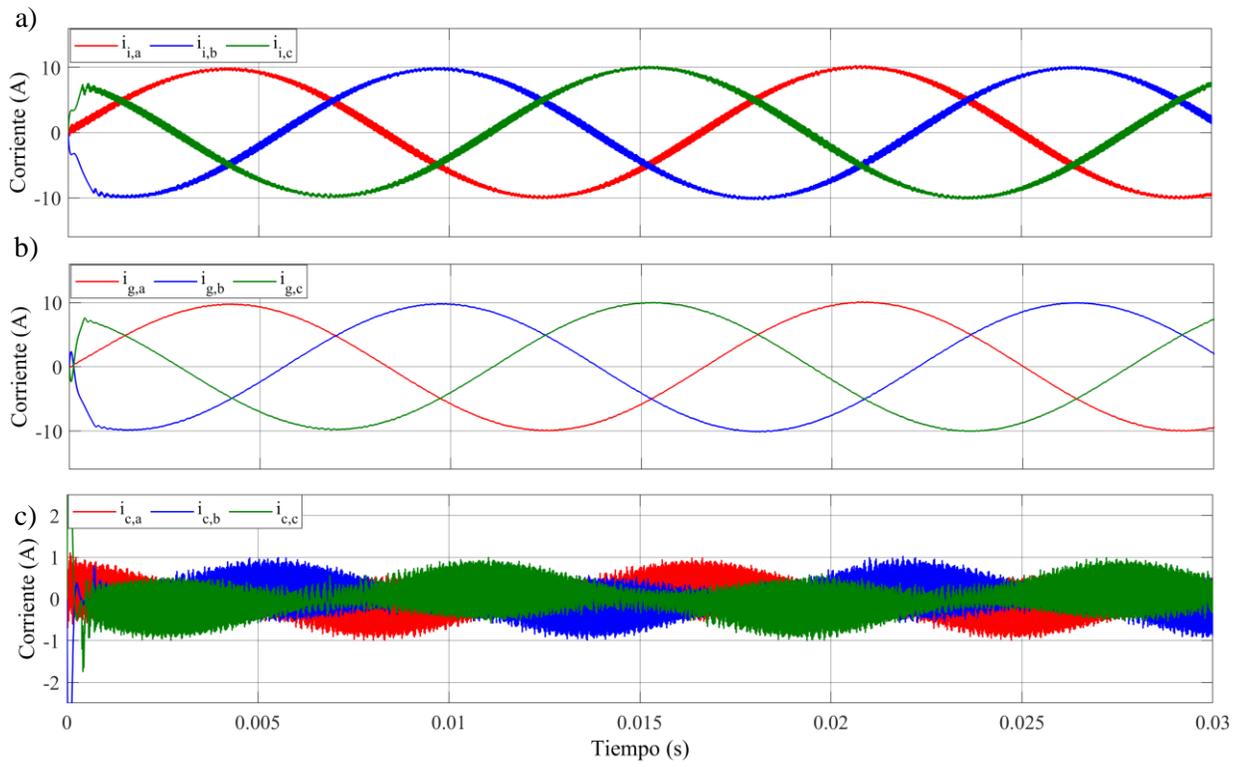


Figura II. 2. Corrientes del filtro LCL. a) Corriente a la entrada. b) Corriente a la salida. c) Corriente en el capacitor.

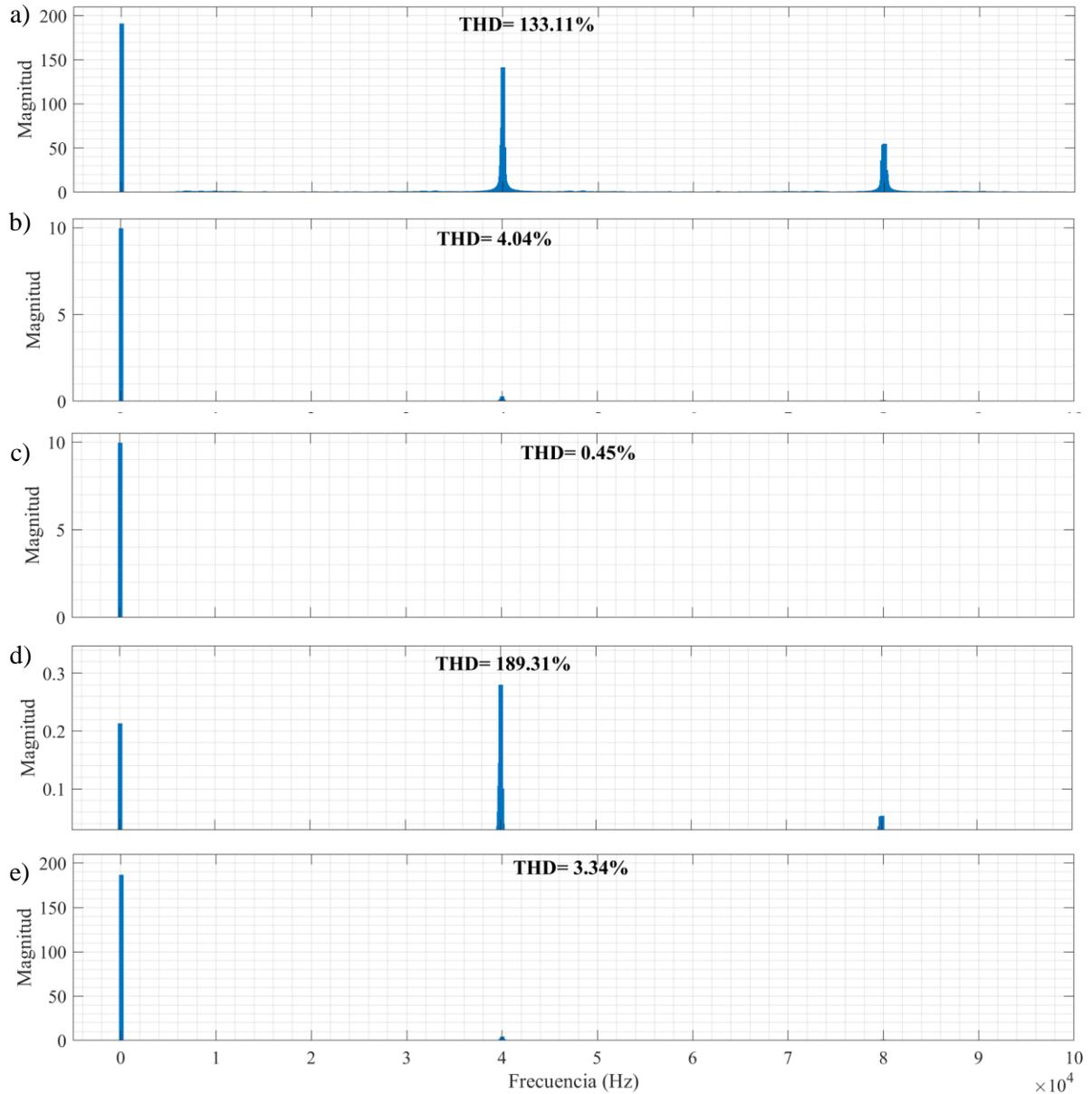


Figura II. 3. Espectros de Fourier de prueba de desempeño de filtro LCL. a) Voltaje del inversor. b) Corriente de entrada. c) Corriente a la salida. d) Corriente en el capacitor. e) Voltaje en el PCC.

La siguiente serie de pruebas consiste en revisar el flujo de potencias del filtro LCL. Se hará la revisión del flujo de potencia para una sola fase. El cálculo de potencias se hace tomando como base el estándar IEEE 1459-2010. De acuerdo a la norma IEEE 1459-2010 el voltaje y corriente de una fase en situaciones no senoidales, tienen la siguiente fórmula:

$$v = v_1 + v_H \quad (\text{II.1})$$

$$i = i_1 + i_H \quad (\text{II.2})$$

Donde:

$$v_1 = \sqrt{2} \cdot V_1 \sin(\omega t - \alpha_1) \quad (\text{II.3})$$

$$i_1 = \sqrt{2} \cdot I_1 \sin(\omega t - \beta_1) \quad (\text{II.4})$$

$$v_H = V_o + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (\text{II.5})$$

$$i_H = I_o + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (\text{II.6})$$

La potencia instantánea está definida por (II.7)

$$p = v \cdot i \quad (\text{II.7})$$

La potencia activa está dada por (II.8)

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p dt \quad (\text{II.8})$$

La potencia activa se puede dividir en potencia activa fundamental (P_1) y potencia activa armónica no fundamental (P_H) como se muestra en (II.9). Por otro lado, P_1 se calcula con (II.10).

$$P = P_1 + P_H \quad (\text{II.9})$$

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_1 \cdot i_1 dt = V_1 \cdot I_1 \cos \theta_1 \quad (\text{II.10})$$

Donde

$$\theta_1 = \beta_1 - \alpha_1 \quad (\text{II.11})$$

Para la potencia reactiva se define la componente fundamental (Q_1) como:

$$Q_1 = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_1 \left[\int_{\tau} v_1 dt \right] dt = V_1 \cdot I_1 \sin \theta_1 \quad (\text{II.12})$$

En la Figura II.4 a se muestran las formas de onda de voltaje y corriente a la entrada del filtro. En la Figura II.4b se muestran las formas de onda de voltaje y corriente a la salida del filtro LCL. En la Figura II.4c se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de la resistencia de amortiguamiento. Además, se muestran las formas de onda de potencia instantánea para la fase A. En la Figura II.5a se muestra la potencia a la entrada del filtro. En la Figura II.5b se muestra la potencia a la salida del filtro y en la Figura II.5c se muestra la forma de onda de potencia consumida

por la resistencia de amortiguamiento. En la Tabla II. 1 se muestran los valores obtenidos de potencia activa y reactiva fundamentales, y también los valores de armónicos de potencia activa que se calcularon conforme a la norma IEEE 1459-2010.

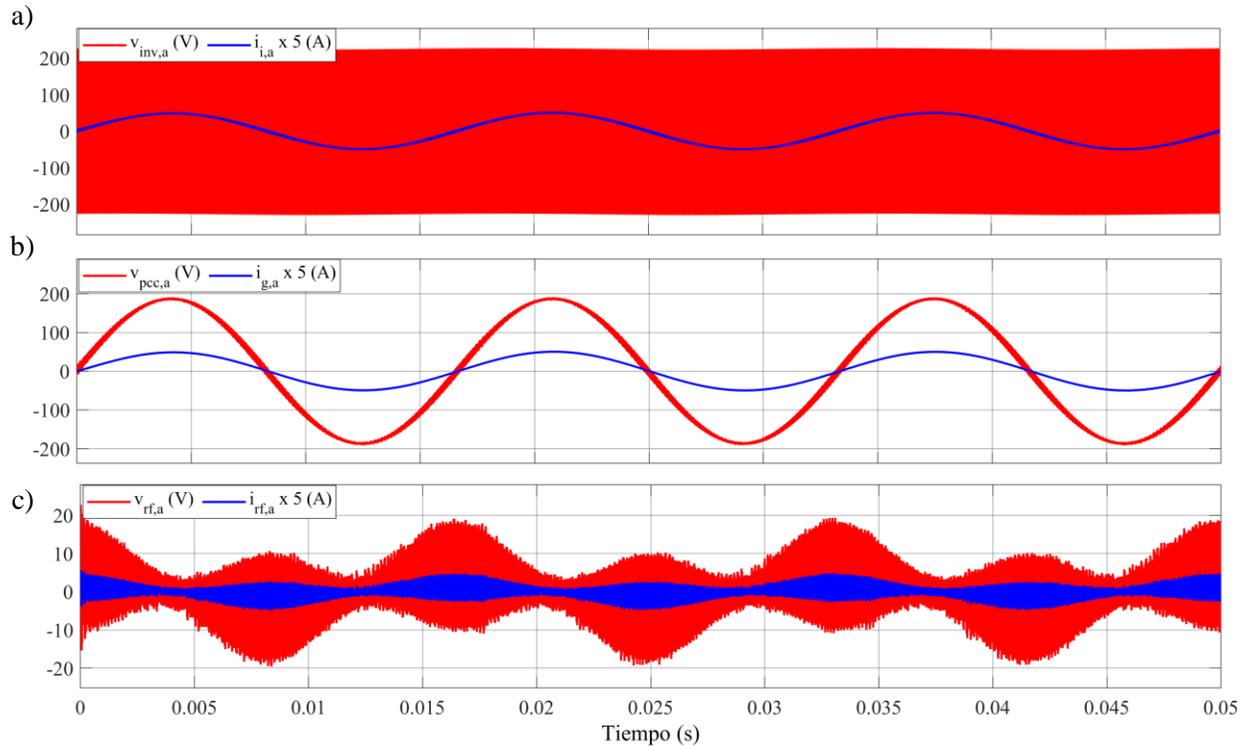


Figura II. 4. Formas de onda de voltaje y corriente para fase A. a) A la entrada del filtro. b) A la salida del filtro. c) En la resistencia de amortiguamiento.

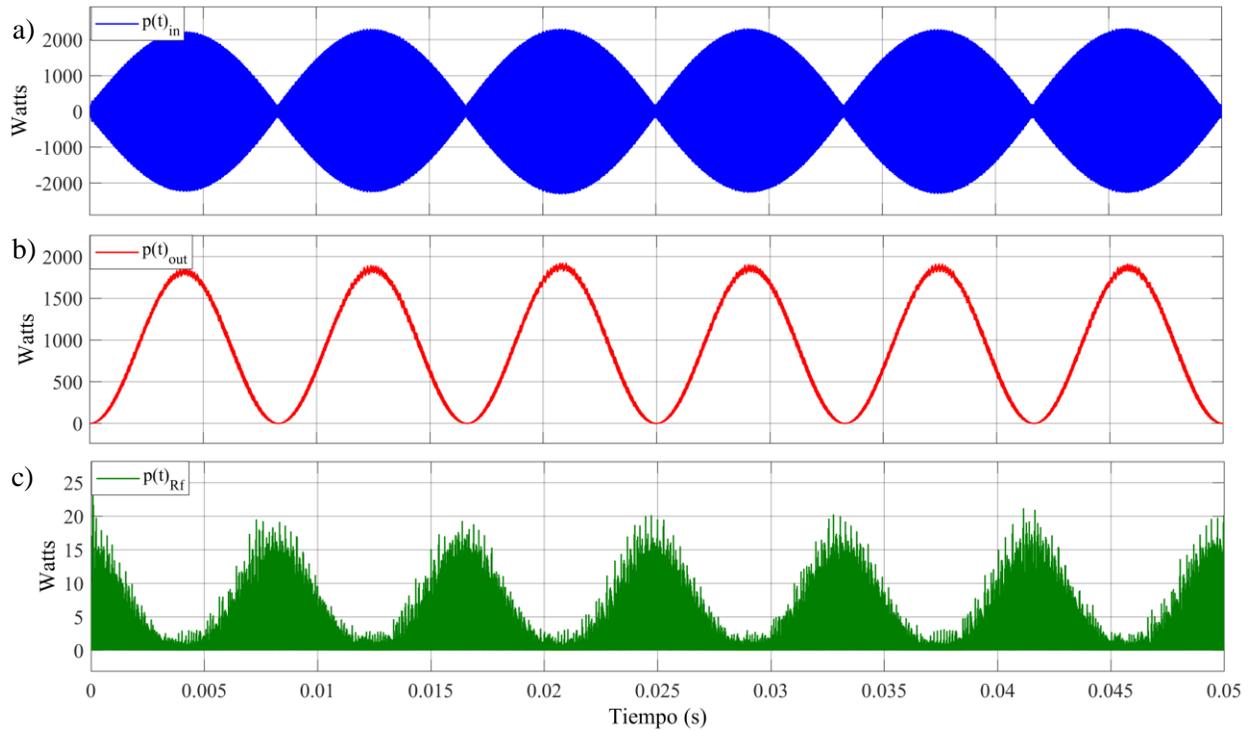


Figura II. 5. Potencia instantánea del filtro LCL. a) Potencia a la entrada del filtro. b) Potencia a la salida del filtro. c) Potencia en resistencia de amortiguamiento.

Tabla II. 1. Flujos de potencia en el filtro LCL.

Potencia Señal	P (W)	P_1 (W)	P_H (W)	Q_1 (var)
$p_{in}(t)$	929.361	929.35	0.011	23.04
$p_{out}(t)$	951.537	949.62	1.917	45.185
$p_{rf}(t)$	2.084	0.456	1.628	0

A continuación, se muestran los resultados obtenidos de los cálculos de potencia, considerando el escenario de operación abordado en la sección 3.1.2, que corresponde a la función de filtrado activo. En la Figura II. 6a se muestran las formas de onda de voltaje y corriente a la entrada del filtro, en la Figura II. 6b se muestran las formas de onda de voltaje y corriente a la salida del filtro. Las formas de onda de voltaje y corriente en la resistencia de amortiguamiento se muestran en la Figura II. 6c. Además, se muestran las formas de onda de la potencia instantánea a la entrada del filtro en la Figura II. 7a, a la salida del filtro en la Figura II. 7b y de la resistencia de amortiguamiento en la Figura II. 7c. Finalmente, en la Tabla II. 2 se muestran los resultados de los flujos de potencia del filtro LCL durante la función de filtrado activo.

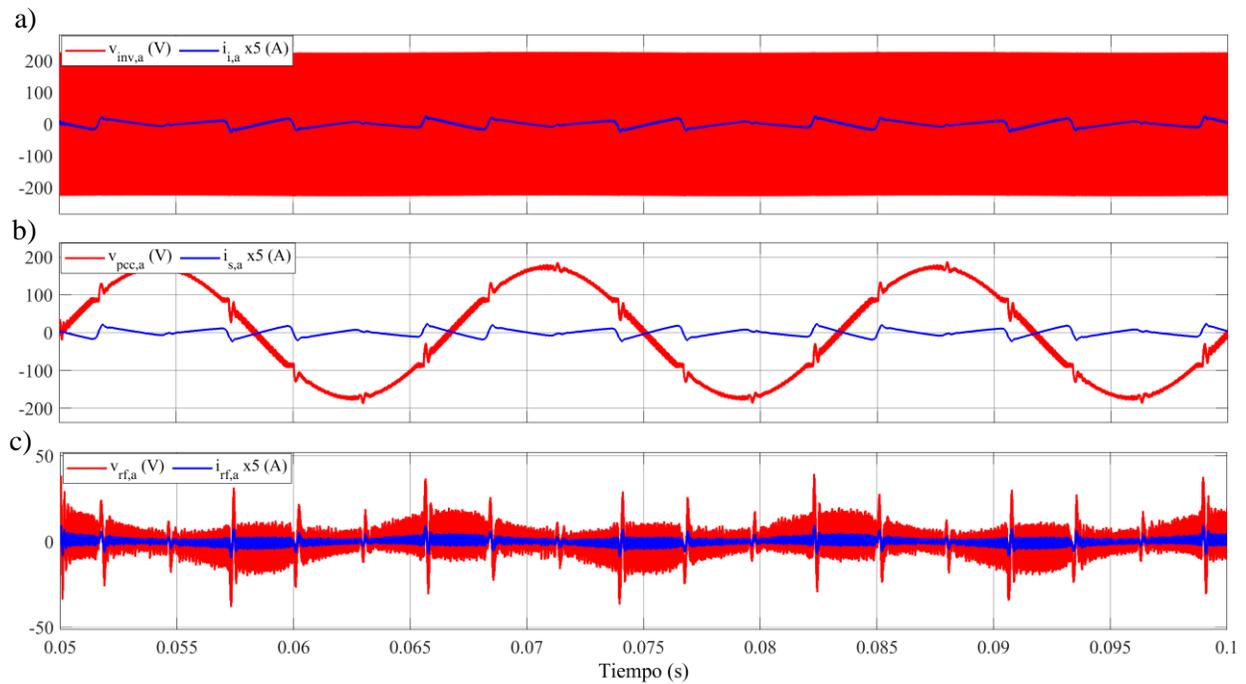


Figura II. 6. Formas de onda de voltaje y corriente para fase A durante filtrado activo. a) A la entrada del filtro. b) A la salida del filtro. c) En la resistencia de amortiguamiento.

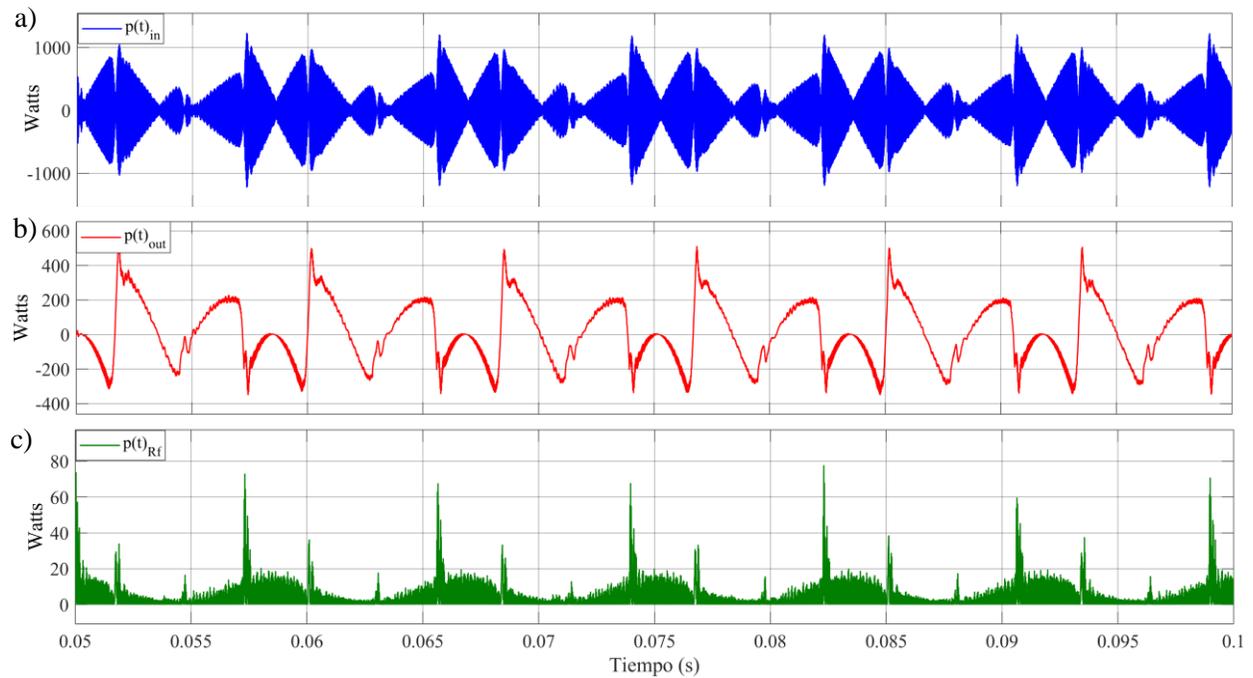


Figura II. 7. Potencia instantánea del filtro LCL durante filtrado activo. a) Potencia a la entrada del filtro. b) Potencia a la salida del filtro. c) Potencia en resistencia de amortiguamiento.

Tabla II. 2. Flujos de potencia en el filtro LCL durante filtrado activo.

Señal \ Potencia	P (W)	P ₁ (W)	P _H (W)	Q ₁ (var)
p _{in} (t)	10.95	-1.29	12.24	-16.66
p _{out} (t)	6.37	-1.70	8.07	0.22
p _{rf} (t)	2.93	0.38	2.55	0