



Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Maestría

**Convertidor CD-CA conectado a la red eléctrica con
funciones de mejora**

presentada por

Ing. Ma. Del Carmen Toledo Pérez

como requisito para la obtención del grado de

**Maestra en Ciencias de Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Abraham Claudio Sánchez

Co director de tesis

Dr. Luis Gerardo Vela Valdés

Cuernavaca, Morelos, México. Febrero de 2022.

Cuernavaca, Mor., 01/febrero/2022
No. de Oficio: DIE/052/2022
Asunto: Aceptación de documentos de tesis

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial de la **C. Ing. Ma. Del Carmen Toledo Pérez**, con número de control **M19CE046** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "**Convertidor CD-CA Conectado a la Red Eléctrica con Funciones de Mejora**" 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. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7675050

CODIRECTOR DE TESIS



Dr. Luis Gerardo Vela Valdés
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9968714

REVISOR 1



Dr. Jesús Aguayo Alquicira
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4706315

REVISOR 2



Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9526506

C.p. Lic. Silvia del Carmen Ortiz Fuentes- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente

MPS/rr.



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

02/febrero/2022
SAC/34/2022
Autorización de
impresión de tesis

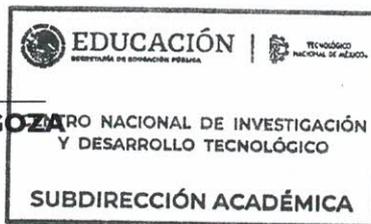
**MA. DEL CARMEN TOLEDO PÉREZ
CANDIDATA AL GRADO DE MAESTRA EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE**

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Convertidor CD-CA Conectado a la Red Eléctrica con Funciones de Mejora", 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. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares
Departamento de Comunicación y Eventos
Departamento de Recursos Materiales
CMAZ/CHG



Contenido

Contenido	1
<i>Dedicatoria</i>	3
<i>Agradecimientos</i>	4
Resumen	5
Abstract	6
Lista de figuras	7
Lista de tablas	9
Abreviaturas y acrónimos.....	10
Capítulo 1. Introducción	11
1.1. Antecedentes	11
1.2 Inversor trifásico	12
1.3 Estado del arte	15
1.3.1 Calidad de la energía	15
1.3.2 Clases de armónicos	16
1.3.3 Teorías para la estimación de potencia activa y reactiva instantáneas	17
1.3.4 Comparación de las teorías	21
1.4 Planteamiento del problema	28
1.5 Propuesta de solución	29
1.6 Objetivos	29
1.6.1 Objetivo general	29
1.6.2 Objetivos específicos	29
1.7 Justificación	30
1.8 Alcances y limitaciones	30
Capítulo 2. Análisis y diseño del convertidor CD-CA bidireccional	31
2.1 Modelo del convertidor CD-CA	31
2.2 Modelo de Park	33
2.3 Elementos resistivos	34
2.4 Elementos inductivos	34
2.5 Elementos capacitivos	35

2.6	Transformación al marco de referencia dq	36
2.7	Diseño del filtro LCL	38
2.8	Procedimiento de diseño	41
2.9	Inductor: lado del inversor	42
2.10	Inductor: lado de la red eléctrica	43
2.11	Resistencia de amortiguamiento	43
2.12	Restricciones de diseño	44
	Capítulo 3. Diseño, simulación y resultados	46
3.1	Diseño y análisis de la topología	46
3.2	Desarrollo del filtro LCL	46
3.3	Funcionamiento del controlador	48
3.4	Simulación y resultados	51
	Capítulo 4. Conclusiones	66
4.1	Conclusión	66
4.2	Conclusión general	66
4.3	Conclusiones de comparativa	67
4.4	Aportación del trabajo de tesis	67
4.5	Trabajos a futuro	67
	Referencias	68
	Anexo A: Convertidor con y sin resistencia de amortiguamiento	70

Dedicatoria

Al creador de todas las cosas, el que me ha dado fortaleza para continuar cuando a punto de caer he estado, por darme siempre fuerzas para continuar en lo adverso, por guiarme en el sendero de lo sensato y darme sabiduría en las situaciones difíciles, por ello y muchas cosas más, con toda la humildad que mi corazón puede emanar, primeramente, mi dedicación es a Dios.

A mi esposo, la ayuda que me has brindado ha sido de suma importancia, has estado a mi lado inclusive en situaciones tormentosas, siempre apoyándome. No ha sido nada sencillo culminar esta etapa, sin embargo, tu motivación, confianza, fé y sobre todo tu ayuda incondicional han hecho posible esto.

A mi hijo, mi gran orgullo, que sin duda alguna ha sido mi mayor motivación y el motor de mi día a día. Mi felicidad y mi mayor ilusión por quien esforzarme.

A mis padres que han sido mi soporte en cada momento, por brindarme su apoyo incondicional y ayudarme en cada paso de mi vida, gracias por ser mis guías.

A mis hermanas, que siempre me han brindado su apoyo y me han alentado a seguir adelante.

Agradecimientos

A mi director de Tesis, Dr. Abraham Claudio Sánchez por permitirme trabajar bajo su asesoría, por su orientación, paciencia, consejos y apoyo brindado.

A mi codirector de tesis, Dr. Luis Gerardo Vela Valdez por su colaboración en el desarrollo del trabajo de tesis.

A mis revisores de tesis, Dr. Jesús Aguayo Alquicira y Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez, por sus valiosos comentarios, orientación y tiempo dedicado a la revisión del trabajo de tesis.

A mis amigos del CENIDET por los grandiosos momentos que vivimos juntos.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado.

Al Tecnológico Nacional de México (TecNM) y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico brindado, el cual ha sido esencial para la realización del presente trabajo, muchas gracias.

Resumen

En este trabajo de tesis se presenta el diseño y la utilización de un controlador sintetizado a partir del sistema en el marco de referencia dq , de un inversor trifásico en conexión a una red eléctrica, con el objetivo de realizar el seguimiento de trayectorias variantes en el tiempo de potencia activa y reactiva, para así poder controlar el flujo de potencia entre la red eléctrica y el bus de corriente directa.

Se añade al trabajo la inclusión de un filtro LCL entre el inversor y la red de corriente alterna con el propósito de reducir el nivel de contenido armónico en las señales de voltajes y corrientes a niveles aceptables, la metodología para el filtro LCL está basada en la literatura existente para la reducción de armónicos.

Para la validación de la metodología se realizó una simulación en MatLab SIMULINK, en donde se logró obtener un control independiente para la potencia activa y reactiva, bajo condiciones normales y también bajo la presencia de perturbaciones.

Abstract

This thesis work presents the design and use of a controller synthesized from the system in the dq reference frame, of a three-phase inverter in connection to a power grid, with the objective of tracking time-varying trajectories of active and reactive power, in order to control the power flow between the power grid and the direct current bus.

The inclusion of an LCL filter between the inverter and the AC grid is added to the work with the purpose of reducing the level of harmonic content in the voltage and current signals to acceptable levels, the methodology for the LCL filter is based on the existing literature for harmonic reduction.

For the validation of the methodology, a simulation was performed in MatLab SIMULINK, where it was possible to obtain an independent control for active and reactive power, under normal conditions and also under the presence of disturbances.

Lista de figuras

Figura 1. Diagrama general de un inversor conectado a la red.....	12
Figura 2. Vectores instantáneos de tensión y corriente en la teoría PQ.....	19
Figura 3. Posición de los vectores espaciales [23].....	23
Figura 4. Estados de los interruptores.....	25
Figura 5. 12 estados de conmutación.....	25
Figura 6. Cálculo del tiempo para el vector espacial [23]	26
Figura 7. Disposición en un periodo de conmutación del vector espacial en el primer sector [23].	27
Figura 8. Inversor con filtro LCL.....	31
Figura 9. Modelo promediado.....	32
Figura 10. Circuito equivalente del filtro LCL armónico h	40
Figura 11. Filtro LCL con resistencia de amortiguamiento	44
Figura 12. Estructura básica de un PLL [22].....	49
Figura 13. Esquema de control.....	50
Figura 14. Generador de pulsos para el inversor	51
Figura 15. Señales PWM.....	52
Figura 16. Diagrama del inversor trifásico en MATLAB.....	52
Figura 17. Voltajes y corrientes del inversor en fase	53
Figura 18. Controles asignados para potencia activa y reactiva	54
Figura 19. Escalones para potencia activa y reactiva	55
Figura 20. Voltaje y corriente correspondiente a escalones	55
Figura 21. Potencia reactiva	56
Figura 22. Señales de referencia y PLL	57
Figura 23. Respuesta de potencia activa al escalón	¡Error! Marcador no definido.
Figura 24. Respuesta del voltaje en las tres fases inyectando potencia activa con escalón.....	58
Figura 25. Respuesta de potencia reactiva al escalón.....	58
Figura 26. Respuesta del voltaje en las tres fases inyectando potencia reactiva con escalón .	58
Figura 27. Inyección de armónicos.....	59
Figura 28. Señal senoidal.....	59
Figura 29. Señal con alto contenido armónico.....	60
Figura 30. Prueba 1, armónicos en las tres fases	62

Figura 31. Análisis de THD	62
Figura 32. Análisis de THD para la prueba 2.....	63
Figura 33. THD con y sin compensación	64
Figura 34. Resultados de compensación	64
Figura 35. Inyección de armónicos hasta 0.25 en potencia activa, en .3 segundos compensación con inyección de potencia reactiva.....	65
Figura 36. Efecto en la corriente de la fuente de CD causado por (a) potencia activa (b) potencia reactiva	65

Lista de tablas

Tabla 1. Comparación entre MOSFET e IGBT [8]	14
Tabla 2. Ventajas y limitaciones de los interruptores	14
Tabla 3. Comparación de las teorías	21
Tabla 4. Distorsión regulada.....	40
Tabla 5. Distorsión máxima [31].....	40
Tabla 6. Parámetros de diseño [38].....	46
Tabla 7. Valores obtenidos para el filtro LCL.....	48
Tabla 8. armónicos con base en la norma UNE-EN 50160	60
Tabla 9. Porcentaje de armónicos para pruebas.....	61

Abreviaturas y acrónimos

CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
FP	Factor de potencia
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistors (Transistor Bipolar de Puerta Aislada)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulación por ancho de pulso)
BJT	Transistor de Unión Bipolar
SVPWM	Space Vector Pulse Wide Modulation (Modulación Con Vector Espacial)
Hz	Hertz
F _{sw}	Frecuencia de conmutación
V _g	Voltaje de fase
P _n	Potencia nominal
V _n	Voltaje RMS entre fases
RMS	Root Medium Square (Raíz Cuadrática Media)
F _g	Frecuencia de red

Capítulo 1. Introducción

Este capítulo tiene como objetivo servir de introducción a esta tesis. Durante su desarrollo se expondrán el contexto, el alcance, objetivos y estructura general de la presente investigación.

- El contexto constará de una descripción del marco en el que se desarrolla el propósito de la tesis, de modo que sirva para entender el contexto en el que se ha planteado este tema de investigación.
- En el apartado referente al alcance se definirán los límites del objeto de la investigación.
- En lo referente a los objetivos, se especificarán aquellos de carácter general que se pretenden alcanzar a lo largo de la tesis.

1.1. Antecedentes

En los últimos años se ha tenido un incremento en el uso de las energías renovables para la generación de energía eléctrica, entre estas se encuentran la energía solar, la energía eólica y la energía generada por celdas de hidrógeno [1, 2]. Lo anterior es debido a la necesidad de reducir la generación de electricidad mediante el uso de combustibles fósiles y la creciente demanda de electricidad [2]. Actualmente los sistemas de generación de energías renovables son ampliamente estudiados y se están desarrollando nuevas tecnologías aplicadas a este tipo de generación de energía eléctrica. Los sistemas autónomos de generación de energía eléctrica a partir de energías renovables pueden proporcionar voltajes de corriente alterna para aplicaciones domésticas e industriales en sistemas de generación distribuida, ya que la generación no se centraliza en un sitio en específico [3, 4]. La generación distribuida de energía a partir de fuentes renovables provee una mejor calidad de voltaje y más confiabilidad para suministrarse a industrias que requieren servicio ininterrumpido [4].

La generación de electricidad a partir de energías renovables ha provocado el incremento en la aplicación de los dispositivos de electrónica de potencia conectados a la red eléctrica. Los convertidores conformados por dispositivos de electrónica de potencia más utilizados en la generación de potencia activa a la red son los convertidores CD-CA trifásicos también conocidos como inversores trifásicos, los cuales están conformados por seis transistores que normalmente son dispositivos IGBT o MOSFET [5].

La conexión se realiza colocando una impedancia entre el inversor y la red eléctrica,

típicamente lo que suele conectarse es un reactor, también conocido como filtro L, aunque también hay filtros LC y filtros LCL para interconexión con la red [6]. La impedancia es el elemento que permite aplicar un control de corriente y además tiene la función de filtro de corriente, es decir que existe un filtraje de armónicos provocados por la señal PWM de tensión generada por el inversor, de esta manera la señal de corriente que es inyectada a la red tendrá un porcentaje bajo de distorsión armónica [7].

La compensación de potencia reactiva desempeña un papel importante en la planificación y explotación de los sistemas eléctricos. Su objetivo principal consiste en proporcionar una colocación apropiada de los dispositivos compensadores. Entre las posibles consecuencias de un bajo factor de potencia en los sistemas eléctricos se tiene el funcionamiento inadecuado de las máquinas y el aumento de las pérdidas, lo que se traduce en una reducción de la disponibilidad y eficiencia del sistema.

En la Figura 1, se presenta un esquema general con las partes necesarias para la interconexión de un sistema de generación con la red eléctrica.

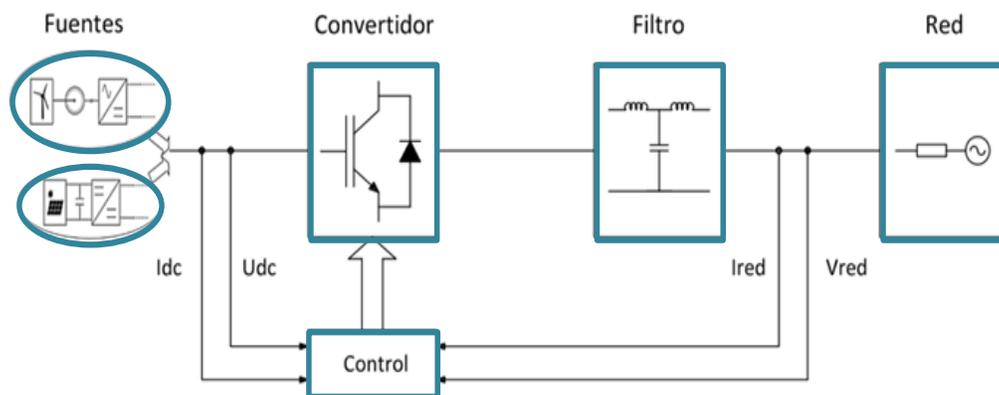


Figura 1. Diagrama general de un inversor conectado a la red

Las partes mostradas en la Figura 1, se describen a continuación cada una de ellas.

1.2 Inversor trifásico

El Inversor Trifásico es un dispositivo utilizado para convertir una corriente continua en una corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseadas [8]. En aplicaciones de potencia baja se pueden aceptar voltajes de onda cuadrada o cuasi-cuadrada; en cambio, para aplicaciones en alta y media potencia se requieren formas de onda senoidal con poca distorsión [8].

Los inversores tienen una utilización en una gran cantidad de aplicaciones, como en sistemas de alimentación, variadores de frecuencia, control de motores, entre otras.

El método más extendido para efectuar el control de los dispositivos semiconductores de un circuito inversor de potencia es la conmutación basada en la modulación por ancho de pulso [9].

Dispositivos de conmutación

1.2.1 Mosfet de Potencia.

El MOSFET es un dispositivo de potencia controlado por voltaje el cual requiere de una corriente pequeña de entrada [8].

Algunas de las características principales para estos dispositivos son la alta velocidad de conmutación, la impedancia alta a la entrada, los tiempos de conmutación se evalúan en nanosegundos, lo que representa bajas pérdidas de conmutación y poca energía de entrada.

Las aplicaciones para los MOSFET son muy variadas, se pueden utilizar para convertidores de baja potencia y alta frecuencia de conmutación, un problema para este tipo de dispositivos son las descargas electrostáticas y requieren de un cuidado especial en su manejo [8].

Los MOSFET se pueden catalogar como decrementales e incrementales. Cada tipo de MOSFET presenta dos clases de canales, canal n y canal p. Los tres terminales de este semiconductor son Compuerta, Drenaje y Fuente [8] [9].

1.2.2 IGBT

Los IGBT combinan las ventajas de los BJT y los MOSFET. Tienen una alta impedancia de entrada como los MOSFET, bajas pérdidas de conmutación [9], y, además, pocas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT [8]. No presenta problemas de segunda avalancha, como estos últimos. Por la estructura y el diseño del dispositivo, se controla la resistencia equivalente de drenaje a fuente (R_{ds}), para que se comporte como la de un BJT.

Un IGBT es un semiconductor controlado por voltaje, parecido a un MOSFET, comparte algunas características con estos, como son: picos de corriente, facilidad de excitación de compuerta (disparo), capacidad, sensibilidad y robustez. Además, requiere de un circuito de control muy simple.

El rendimiento de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET; pero, en forma inherente, el IGBT es más rápido que un BJT. Las desventajas del IGBT,

frente al MOSFET, es que su velocidad de conmutación es menor y su precio es mayor [8].

A continuación, se resume las características más importantes de los dos dispositivos de potencia planteados:

Tabla 1. Comparación entre MOSFET e IGBT [8]

Dispositivo	Variable de control	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Especificación Máxima de voltaje V_s	Especificación Máxima de corriente I_s
MOSFET	Voltaje	Continua	Alta (100kHz)	1 kV $S_s = V_s \cdot I_s$ $S_s = 0.1 \text{ mVA}$	150 A $S_s = V_s \cdot I_s$ $S_s = 0.1 \text{ mVA}$
IGBT	Voltaje	Continua	Media (20kHz)	3.5 kV $S_s = V_s \cdot I_s$ $S_s = 1.5 \text{ mVA}$	2 kA $S_s = V_s \cdot I_s$ $S_s = 1.5 \text{ mVA}$

Tabla 2. Ventajas y limitaciones de los interruptores

Tipo de interruptor	Ventajas	Limitaciones
MOSFET	Alta velocidad de conmutación. Bajas pérdidas en conmutación.	Hasta 10 V de caída de voltaje Baja capacidad de voltaje en estado apagado Unipolar
IGBT	Bajo voltaje en estado de encendido. Alta capacidad de voltaje.	Menor velocidad de conmutación.

Con base en las Tablas 1 y 2, y considerando que el sistema se diseñó a 100 kVA, empleando la modulación SVPWM el dispositivo elegido es el IGBT ya que presenta una alta capacidad de voltaje, pero sobre todo por permitir la bidireccionalidad del sistema.

1.3 Estado del arte

1.3.1 Calidad de la energía

En la actualidad existen diversos procesos en los cuales se emplean cargas críticas, como son computadoras, equipo médico en hospitales, aplicaciones militares, procesos de automatización industrial, entre otras. Este tipo de cargas son denominadas críticas ya que necesitan de una tensión de alimentación de alta calidad, libre de perturbaciones, con el fin de que no alteren o modifiquen su operación y permanezcan funcionando correcta e ininterrumpidamente [10].

Existen diversos tipos de perturbaciones que se presentan en la red eléctrica y que contribuyen a reducir sus índices de calidad. Entre los tipos de perturbaciones conocidos se encuentran los ruidos en modo diferencial y en modo común, variaciones lentas de tensión, parpadeo, micro cortes, cortes largos, distorsión armónica, variaciones de frecuencia y desbalances [10, 11].

La proliferación de cargas no lineales es un factor significativo que contribuye a la degradación en la calidad de la energía eléctrica en sistemas de transmisión y distribución de potencia [11]. Estas cargas no lineales pueden ser equipos electrónicos, los cuales tienen una etapa rectificadora: hornos de arco, fuentes de alimentación, balastos electrónicos, controladores de motores del rango de watts a megawatts, cargadores de baterías y controles de ángulo de disparo, por mencionar algunas.

Un solo rectificador de diodos de baja potencia produce bajos niveles de corrientes armónicas. Sin embargo, múltiples rectificadores de baja potencia en conjunto pueden inyectar un alto contenido armónico en los sistemas de distribución. De forma notable, los armónicos de corriente producidos por cargas no lineales se ha vuelto un problema serio en muchos países debido a la proliferación de cargas de baja potencia de uso residencial [12].

Adicionalmente, la distorsión armónica tiene otros efectos, incluyendo el sobrecalentamiento de los componentes del sistema de distribución, con su consiguiente acortamiento de vida, oscilaciones mecánicas en generadores y motores, defectos sobre el aislamiento, bajo desempeño de sistemas de comunicación y comportamiento impredecible de sistemas de protección.

1.3.2 Clases de armónicos

Una señal periódica de cualquier aspecto puede ser representada por series de Fourier [13]. Mediante estas series la señal es descompuesta en la suma de un término fundamental más una serie de armónicos. Para México la componente fundamental en el sistema eléctrico es una señal senoidal de 60 Hz, y los armónicos son términos senoidales de frecuencia múltiplos de la fundamental, por ejemplo; 120 Hz, 180 Hz, 240 Hz, etc. La suma de todos los términos armónicos senoidales de distintas frecuencias más el fundamental da como resultado la señal original.

La fundamental es la componente habitual que debe existir en un sistema eléctrico. La aparición de armónicos se debe a las cargas no lineales conectadas al sistema. Dependiendo de cuándo y cómo aparezcan éstos en los sistemas eléctricos, los armónicos reciben la siguiente clasificación: armónicos característicos, no característicos e interarmónicos, descritos a continuación.

- Armónicos característicos

Son armónicos enteros de número impar, por ejemplo; 3,5,7,9, etc. En un sistema trifásico de tres hilos balanceado en el cual se instalan cargas trifásicas no lineales, además de la frecuencia fundamental, se generan corrientes armónicas. Por ejemplo, en un rectificador de seis pulsos se generan los armónicos 5, 7, 11, 13, etc. Por otra parte, cuando los voltajes de suministro del sistema de potencia están desbalanceados o cuando hay saturación en los transformadores, los armónicos múltiplos de 3 son generados.

- Armónicos no característicos

Los armónicos no característicos a su vez se dividen en dos tipos: armónicos de grado par y armónicos no enteros.

- Armónicos de grado par

Son los armónicos de número par 2,4,6,8... que son de frecuencias múltiplos enteros de doble de la fundamental. Los armónicos de grado par se presentan si una señal no tiene simetría de media onda. Esto suele ocurrir cuando hay asimetría en los ángulos de disparo de rectificadores controlados, por lo que su aparición no es normal.

- Armónicos no enteros

Estos pueden aparecer tanto en aplicaciones de baja como en alta tensión. Este tipo de armónicos son principalmente generados por cargas que producen corrientes no periódicas y fueron por primera vez observados en sistemas con las siguientes cargas; cicloconvertidores, hornos de arco, rectificadores asimétricos, motores de inducción,

entre otras. En realidad, estos armónicos son múltiplos de la frecuencia de operación del inversor. Estos armónicos son de baja magnitud y se generan en partes de bandas laterales de acuerdo a la siguiente expresión [14].

$$f_{BL} = 6f_0 \pm f_1 \dots (1)$$

Donde:

f_{BL} = frecuencia del armónico de banda lateral.

f_0 = frecuencia de salida del inversor.

f_1 = frecuencia de línea de CA.

- Interarmónicos

Este es otro nombre que se le suele dar en la literatura a los armónicos no característicos de número no entero y de frecuencia mayor que la fundamental. Los interarmónicos se presentan en convertidores CA-CD seguidos por otra etapa que vuelve a generar CA a partir de CD. Para frecuencias no enteras por debajo de la fundamental es utilizado el término de subarmónicos.

1.3.3 Teorías para la estimación de potencia activa y reactiva instantáneas

A pesar de que la tensión, la corriente y la potencia activa se pueden definir en condiciones no senoidales, no pasa lo mismo con la potencia reactiva, su definición no es muy clara. La medida de potencia reactiva es importante para el control de tensión en sistemas de distribución. Para la aplicación de filtros activos, son más importantes las teorías en el dominio del tiempo, ya que manejan cálculos instantáneos. Por tanto, las teorías en el dominio de la frecuencia no se consideran en este trabajo de tesis.

La primera teoría sobre potencia no activa fue formulada por Budeanu y Fryze en las décadas de 1920 y 1930 [15]. Para ese tiempo la gran mayoría de procesos de generación y el uso de la energía eléctrica involucraban formas de onda puramente senoidales y periódicas. No fue hasta 1970 que varias teorías fueron desarrolladas cuando el uso masivo de convertidores electrónicos de potencia obligó a darle importancia a profundizar el tema [14] [15].

Algunas de las teorías más importantes para el cálculo de potencia reactiva se muestran a continuación.

- Potencia inductiva y capacitiva

Kusters y Moore extendieron la descomposición de Fryze para formas de onda periódicas no senoidales en 1979, basados en la idea de que la corriente no activa podría ser compensada o no utilizando elementos pasivos. En su teoría razonaron que la corriente inductiva (capacitiva) podría ser completamente compensada añadiendo un capacitor (inductor) en paralelo (serie) con la carga. Esta teoría es válida solamente para aplicaciones monofásicas donde se considera la compensación a través de componentes pasivos. La definición, así como la de Fryze, depende de valores promedio o eficaces sobre un periodo de tiempo y no se presta para la compensación instantánea en tiempo real.

- Método FBD

Depenbrock extendió la definición de la descomposición de la potencia de la potencia y corriente no activas de Fryze a un sistema polifásico con m fases [13]. En esta teoría se definieron los conceptos de potencia, conductancia y corriente de potencia colectivas instantáneas y las corrientes de fase instantáneas. Se vio que la corriente no activa podría compensarse teóricamente sin retardo de tiempo. Pero esta compensación de corrientes no activas era posible solo bajo condiciones de estado estable ya que las corrientes de variación dependen de valores promedio en el tiempo de potencia y de voltaje. Por lo tanto, para propósitos de compensación del método FBD puede ser aplicando un sistema periódico polifásico y en estado estable.

- Formas de onda no periódicas

En 1988, Enslin y Van Wyk generalizaron los principios de Fryze del dominio del tiempo a formas de onda no periódicas monofásicas descomponiendo la potencia no activa en una componente reactiva y una componente instantánea inactiva [15]. Con la transformación de Hilbert del voltaje, definieron una corriente reactiva instantánea. La teoría solo es aplicable a sistemas monofásicos, y como involucra valores promedio no es efectiva para aplicarla en tiempo real.

- Corrientes ortogonales instantáneas

Rosseto y Tenti propusieron una extensión a sistemas polifásicos usando valores instantáneos [16]. Usando la misma definición de Fryze, se definió la corriente no activa instantánea, también se formularon expresiones para la potencia activa instantánea, potencia reactiva instantánea y potencia aparente instantánea. Esta teoría aparenta ser cierta de manera instantánea y no está limitada a formas de onda periódicas, sin embargo, no hay técnicas de compensación en la literatura usando esta teoría.

- Teoría PQ

Akagi introdujo un concepto original en 1983 siendo la teoría PQ [17]. La idea es aplicar esta teoría a sistemas trifásicos de tres hilos (a-b-c) para mapearlo en un plano de dos fases (α - β) y un eje reactivo ortogonal, como se observa en la Figura 2.

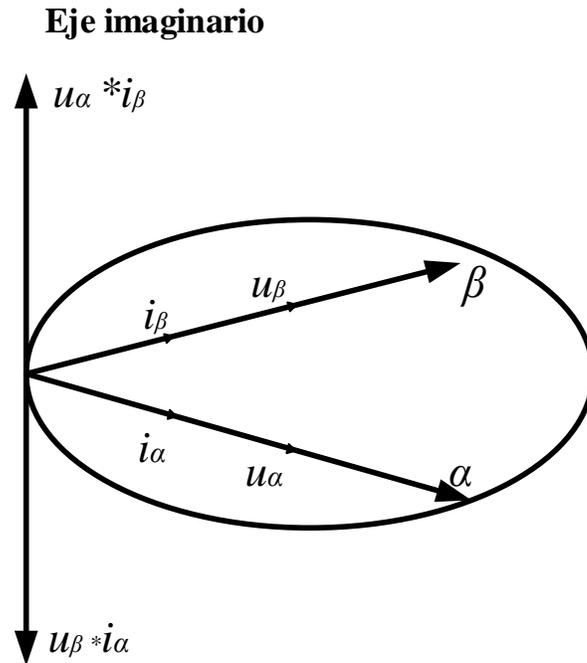


Figura 2. Vectores instantáneos de tensión y corriente en la teoría PQ

La teoría PQ transforma las mediciones de voltaje y corriente a partir del uso de matrices de transformación; se define la potencia activa instantánea de Park y la potencia instantánea de secuencia cero. Se introduce el concepto de potencia imaginaria instantánea como vector espacial q en el eje imaginario perpendicular al plano coordenado real α - β , está compuesto por la suma de los productos de los voltajes y corrientes en ejes ortogonales. Esto significa que q no puede dimensionarse en W, VA o VAR.

Para fuentes de voltaje simétricas, la magnitud del vector q es igual a la potencia no activa trifásica.

- Potencia de Park, Teoría DQ

Esta teoría también es conocida como marco de referencia síncrono [18], se deriva de la Transformación de Park, aunque el método DQ fue desarrollado por Bhattacharya [18], Ferrero y Superti-furga generalizaron la teoría al basarla en definiciones de

potencia [19]. Ellos definieron la potencia no activa de una manera distinta a la de Akagi, al usar la transformación de Park sobre las tensiones y corrientes de fase.

En un sistema trifásico, se transforma la tensión y corrientes instantáneas en vectores de Park de tensión y corriente, tal como la teoría PQ. Entonces se define la potencia compleja instantánea de Park compuesta por una potencia real y una imaginaria, estableciendo que la potencia instantánea es la suma algebraica de la potencia de secuencia cero y la potencia de Park.

La principal característica de la teoría es el mapeo de las señales fundamentales en una componente CD, siendo más sencillo aplicar control sobre ellas. Otra característica importante es no es necesario calcular potencias para llevar a cabo una compensación, solo es necesario medir la variable que se quiere compensar, en tensión o corriente, además el uso de esta teoría permite el estudio de sistemas bajo casi cualquier posible condición de trabajo como asimetría, transitorios, desbalance y distorsión armónica.

- Generalización de la teoría PQ a sistemas polifásicos

En 1992 Willems generalizó la teoría PQ de Akagi de sistemas trifásicos a sistemas polifásicos [20]. Para un sistema eléctrico con m fases, Willems representó las corrientes y voltajes instantáneos en vectores. Todos los términos tratados son instantáneos, esta teoría permite la compensación sin dispositivos de almacenamiento de energía.

- Coordenadas polares

Nabae y Tanaka propusieron un nuevo método para calcular la corriente y potencias activa y no activa para sistemas trifásicos de tres hilos basándose en vectores espaciales instantáneos con coordenadas polares [21].

La técnica es similar a la teoría PQ excepto que las corrientes activan y no activa pueden calcularse a partir de los vectores espaciales de voltaje instantáneo u y corriente i en lugar de calcular las potencias primero, restringida solo a sistemas trifásicos.

- Potencia reactiva instantánea generalizada y potencia no activa generalizada

Peng la propuso considerando que las componentes de secuencia cero contribuyen a la potencia activa y no activa [22], Peng expresó el voltaje y la corriente de un sistema trifásico como vectores de espacio instantáneos, definió la potencia activa instantánea como el producto interno de estos vectores. Por otra parte, se define el vector de potencia no activa instantánea q como el producto cruz del vector de voltaje y el vector de corriente y su magnitud como la potencia no activa instantánea q . Se definió el vector de corriente activa instantánea. Esta teoría también aplica para sistemas no balanceados y trifásicos de cuatro hilos que tienen componentes de secuencia cero.

1.3.4 Comparación de las teorías

Debido a que las cargas no lineales continúan proliferando en sistemas de distribución eléctricos, las teorías de potencia no activan crecen cada vez más en importancia en aplicaciones tales como compensación de potencia no activan, identificación de armónicos que introduce una carga y atenuación de distorsión armónica de tensión y/o corriente.

Las teorías que involucran solamente cálculos con valores promedio no son efectivas para aplicarlas a filtros activos, ya que para esto se necesitan cálculos instantáneos. Además, se pretende en sistemas trifásicos. Por lo tanto, las teorías enfocadas en ese tipo de cálculos quedan descartadas, por otro lado, la teoría de coordenadas polares expuesta por Nabae, a pesar de poder aplicarse a sistemas trifásicos y de forma instantánea, los cálculos involucrados son complejos y difíciles de implementar ya que ameritan el uso de variable compleja para su estimación instantánea.

Tabla 3. Comparación de las teorías

Teoría	Monofásica	Trifásica	Polifásica	Promedio	Instantánea
Potencia inductiva y capacitiva	X			X	
Método FBD			X	X	
Formas de onda no periódicas	X			X	
Coordenadas ortogonales instantáneas			X		X
Teoría PQ		X			X
Teoría DQ		X			X
Teoría PQ polifásica			X		X
Coordenadas polares		X			X
Potencia reactiva instantánea generalizado					X

Las teorías más prometedoras para la aplicación de filtros activos son la PQ, DQ y las teorías de Peng.

Una desventaja de la teoría PQ es tener que medir tanto los voltajes como las corrientes de fase, y es a partir de estas que se obtienen las potencias activas y reactivas, para después volver a descomponer mediante un filtrado las corrientes reactivas, por otro lado, la teoría DQ sólo necesita una de las dos variables a compensar, incluyendo a esto que la teoría PQ no tiene resultados satisfactorios bajo sistemas desbalanceados.

Alguna de las ventajas de la teoría DQ es que las componentes fundamentales de una variable se mapean como una constante, mientras que para la teoría PQ esta

información sigue siendo una senoidal de 60 Hz y es por esto que se necesitan las dos variables para convertir a CD desde el voltaje y la corriente obtenidas.

Las teorías de Peng son consideradas como generalizaciones de la teoría PQ de Akagi para sistemas polifásicos, se consideran similares a la teoría PQ aplicada a sistemas trifásicos.

Resulta claro que la teoría DQ presenta varias ventajas sobre las demás teorías y se reporta como la más efectiva en sistemas desbalanceados y bajo la presencia de armónicos [15, 19]. Por lo tanto, este trabajo de tesis se enfoca en la utilización de la teoría DQ.

También es importante definir la técnica de modulación a utilizar por lo tanto a continuación se muestra una comparativa con las diferentes técnicas de modulación.

1.4.5 Modulación por Ancho de Pulso (PWM).

La técnica de modulación por ancho de pulso está basada en una comparación de dos señales, una moduladora y una de referencia la cual es la señal repetitiva o portadora, una vez comparadas estas dos señales se obtiene una señal cuadrada con un ancho de pulso variable en función de las señales comparadas.

Cuando el voltaje en la entrada de CD es fijo en el inversor y no se puede controlar, es necesario obtener un voltaje de salida en CA variable, haciendo una variación en la ganancia del inversor, esto se puede dar gracias a la modulación. Los más comunes son: único ancho de pulso, modulación de múltiples pulsos, SPWM y MSPWM [8].

1.4.6 Modulación por Ancho de Pulso del Vector Espacial (SVPWM).

Esta técnica consiste en la aplicación de los vectores espaciales en tiempos determinados y también en un orden determinado, de acuerdo al vector de referencia que se busque, para así conseguir en la señal de salida la menor cantidad de armónicos posibles.

La técnica sustituye a todo el sistema trifásico por solo un vector de referencia, siendo en este vector en donde queda reflejada la frecuencia en su velocidad de giro con el paso del tiempo, lo que permite emplear este vector para los regímenes estacionarios y dinámicos de los sistemas.

En la Figura 3, se observan las distintas posiciones para el vector espacial en un plano α - β , representando los diferentes estados de conmutación para el inversor trifásico.

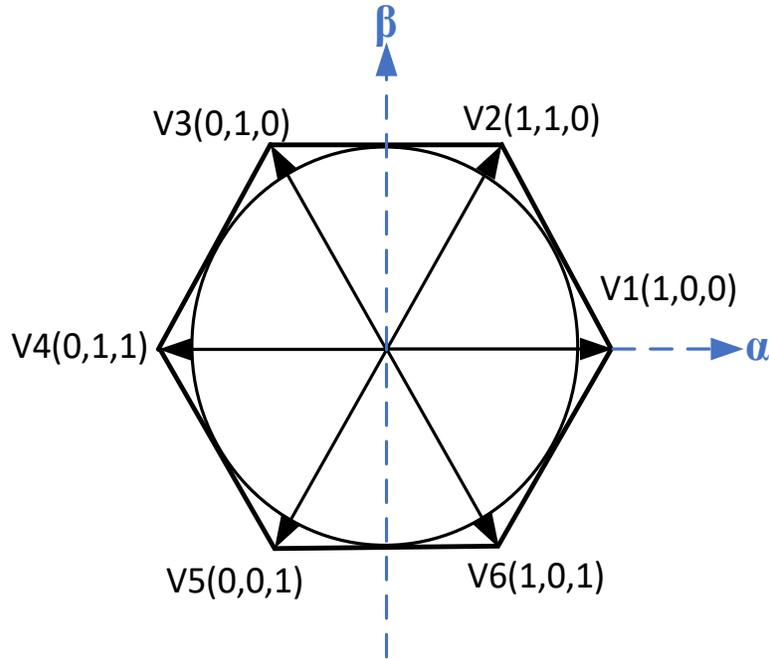


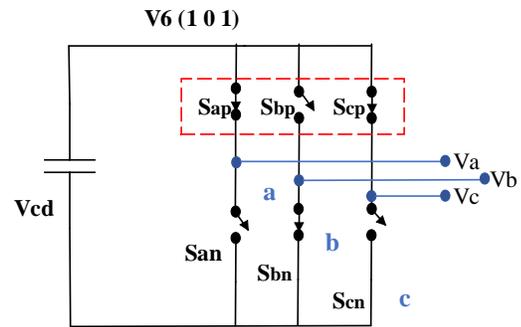
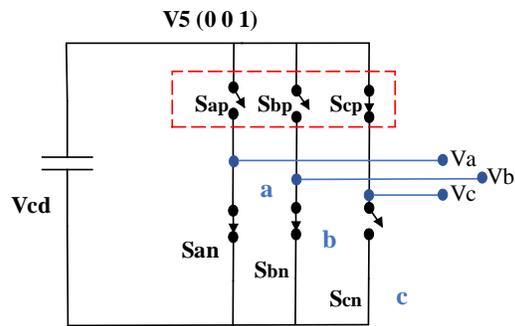
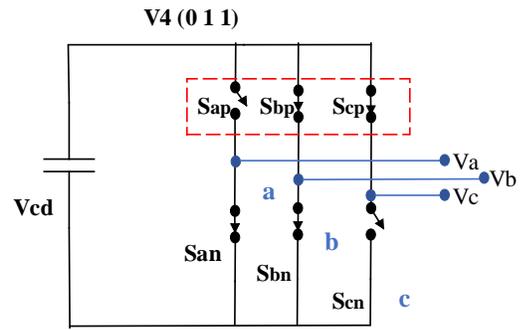
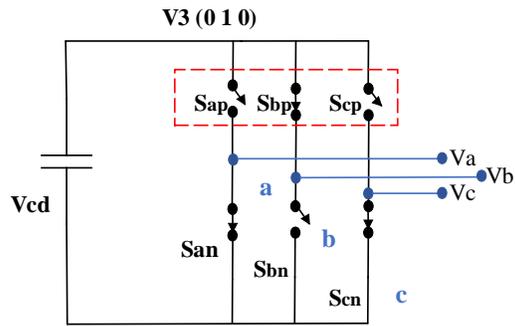
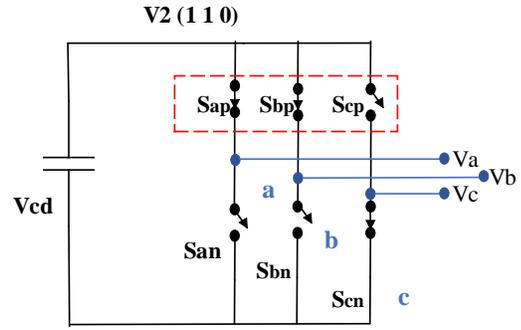
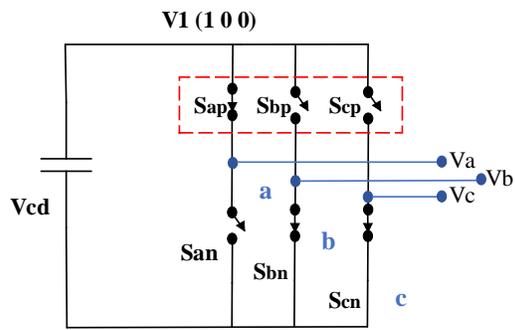
Figura 3. Posición de los vectores espaciales [23]

En la Figura 3, se observa que los extremos de cada vector forman un hexágono, los extremos representan un vector activo, el valor nulo se representa en el centro del plano, los vectores que genera el inversor trifásico son estos ocho vectores llamados directores, generados por los 6 interruptores y son fijos al plano.

La energía transferida entre la fuente de alimentación y la carga se representan por los 6 vectores activos que son las combinaciones posibles, las otras dos combinaciones son para cuando el inversor no tiene intercambio de energía y están dados por los vectores nulos.

Cada vector activo está desfasado 60° entre sí y con el mismo módulo de $\left(\left(\frac{2}{3}\right) * V_{dc}\right)$.

La acción para los vectores nulos solo funcionará cuando se agregue un espacio de tiempo de no conducción, en otras palabras, cuando sea necesario reducir el tiempo de acción de un vector activo se introduce un vector nulo, a continuación, se presentan los estados de conmutación del inversor trifásico y cada vector que representa, cada interruptor cerrado se representa con “1” y “0” para cuando está abierto.



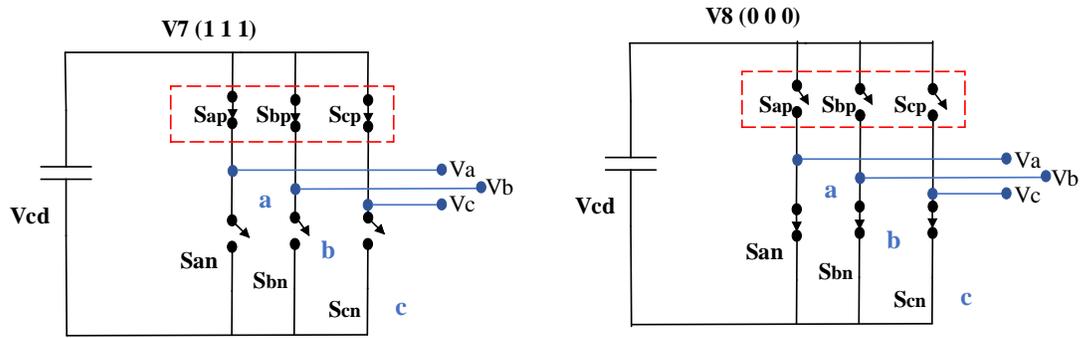


Figura 4. Estados de los interruptores

En la Figura 4, se observan los 8 estados de conmutación posibles de un inversor trifásico, el estado de los interruptores superiores representa los estados de conmutación del inversor.

Se define como sector al área encerrada entre dos vectores adyacentes dentro del hexágono, teniendo 6 sectores en total, los vectores intermedios se encuentran entre dos vectores directores.

En la Figura 5, se muestran los 6 vectores intermedios y los directores.

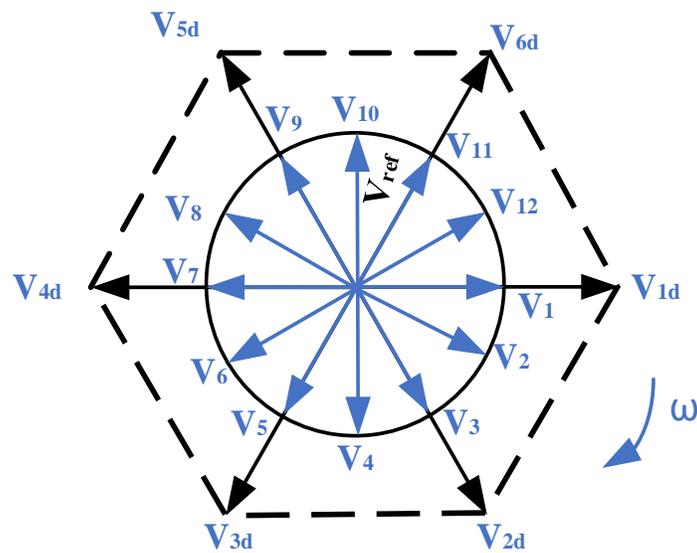


Figura 5. 12 estados de conmutación

El vector de referencia gira en el plano complejo y va de un vector de conmutación al que sigue, entonces entre más vectores de conmutación se generen para tener entre los vectores directores, será más senoidal la onda en la salida y con esto una menor cantidad de distorsión armónica.

Para que exista una menor distorsión armónica el vector de referencia tiene que conmutar entre un vector nulo y dos vectores directores adyacentes por un periodo de conmutación logrando con esto un nuevo vector llamado vector intermedio. El cálculo de los tiempos para la aplicación de los vectores directores se muestra en la Figura 6.

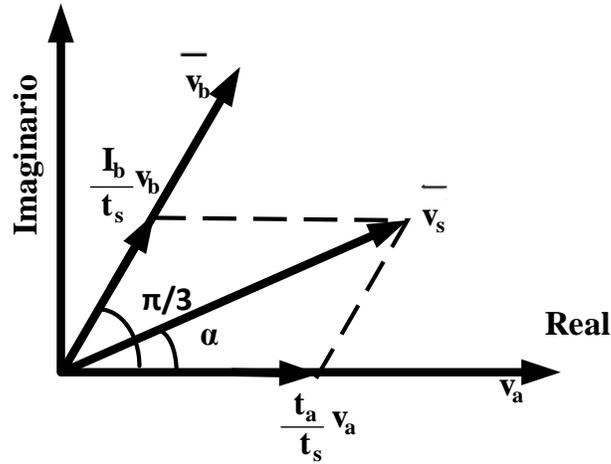


Figura 6. Cálculo del tiempo para el vector espacial [23]

La Figura 6, representa la posición de los diferentes vectores espaciales directores adyacentes y el vector de referencia en el primer sector. Por lo que los vectores espaciales adyacentes y del vector nulo, según la Figura 6, son:

$$t_a = \frac{|\bar{V}_s^*| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{|\bar{V}_a| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \dots (2)$$

$$t_b = \frac{|\bar{V}_s^*| \sin(\alpha)}{|\bar{V}_b| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \dots (3)$$

$$t_0 = t_s - t_b - t_a \dots (4)$$

$$|\bar{V}_a| = |\bar{V}_b| = \frac{2}{3} V_{cd} \dots (5)$$

Donde:

t_0 = tiempo de aplicación del vector nulo

t_a = tiempo de aplicación del vector director activo V_a

t_b = tiempo de aplicación del vector director activo V_b

t_s = período de conmutación (tiempo de aplicación del vector de referencia) y el tiempo total necesario para generar un vector intermedio.

Para fijar una frecuencia de conmutación y un buen desempeño en cuanto a contenido armónico en la modulación SVPWM, las ramas del inversor deben de cambiar solo una vez su estado en un periodo de conmutación lo cual provoca obtener un vector intermedio por periodo.

Para lograr este óptimo desempeño primero se tiene que aplicar un vector de estado cero durante $\frac{1}{4}$ del total de su tiempo (t_0), continuando de dos vectores directores adyacentes los cuales son aplicados durante la mitad del tiempo de aplicación (t_a y t_b), una vez terminando se vuelve a aplicar el vector cero durante $\frac{1}{4}$ del total del tiempo en que se aplicó. Esto en medio periodo de conmutación (t_s). Para la siguiente mitad del periodo de conmutación se aplica el “espejo” de la primera mitad.

Siendo el total del periodo de conmutación (t_s) se divide en siete partes, logrando con esto un SVPWM simétrico que presenta una menor distorsión en la salida.

En la Figura 7, se presenta la formación del vector intermedio el cual se logra a través de la conmutación de los vectores adyacentes y directores y también el vector cero en el sector I.

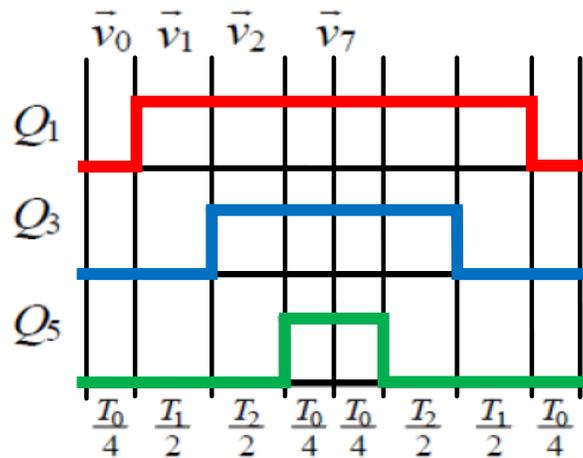


Figura 7. Disposición en un periodo de conmutación del vector espacial en el primer sector [23].

Considerando que α es el ángulo que corresponde a la ubicación de cada vector intermedio a generar gracias a la referencia del vector en cada sector, es necesario hacer una fijación previa en el número de vectores intermedios que se abordarán para obtener la señal senoidal de salida, lo que ayuda a ubicarlos en un plano complejo.

Para poder obtener un vector intermedio, se debe realizar en el inversor una serie de conmutaciones, lo cual provoca una mayor pérdida de conmutación por una frecuencia de conmutación alta debida a la gran cantidad de conmutaciones necesarias.

De acuerdo con esto, los criterios a considerar se contraponen, ya que por un lado, el objetivo es reducir cualquier tipo de pérdidas en el sistema, hablando en un caso específico a las pérdidas por conmutación, reduciendo el número de conmutaciones, y por el otro, la reducción en el contenido armónico que se obtendría con una mayor frecuencia de conmutación que la fundamental, es entonces que se debe lograr un compromiso entre estos dos criterios para así obtener una señal adecuada a la salida sin comprometer ninguna de las dos consideraciones.

1.4 Planteamiento del problema

Con el aumento constante de las cargas no lineales conectadas a la red de alimentación aparecen muchos problemas de distorsión armónica, pérdida de eficiencia del sistema de potencia. inyección de potencia activa y reactiva, así como la implementación de un corrector de factor de potencia.

Las cargas no lineales conectadas a la red a pesar de ser alimentadas con un voltaje senoidal absorben corrientes que no son sinusoidales, las cuales forman perturbaciones en las señales eléctricas que afectan tanto al sistema mismo como a otros usuarios conectados [24].

Entre sus efectos sobre el sistema de potencia se pueden mencionar los armónicos que deterioran el perfil de voltaje, afectan la alimentación de las cargas conectadas, ocasionan pérdidas en los conductores, debilitan la regulación de voltaje y disminuyen la vida útil de plantas y transformadores.

Los armónicos también pueden ocasionar errores de disparo a los tiristores en equipos convertidores, inexactitudes en las mediciones, y falsos disparos en los dispositivos de protección; adicionalmente pueden llegar a representar problemas de inyección de ruido en circuitos de comunicación cercanos a los circuitos de potencia y afectar nocivamente el desempeño de algunos equipos propios de los consumidores [25].

Un déficit no compensado de potencia reactiva en las redes, que no es provisto por parte de los generadores, ocasiona disminución en la capacidad de transmisión de

potencia activa por la red, lo cual aumenta las pérdidas y al mismo tiempo genera caídas de tensión.

Lo mencionado anteriormente son problemas presentes en el suministro de la energía eléctrica con cargas conectadas a la red, ante la presencia de estas circunstancias no es posible mantener un óptimo funcionamiento de la red eléctrica, para lograr esto se han propuesto alternativas que involucran el control de potencia activa y reactiva.

1.5 Propuesta de solución

De acuerdo a las topologías investigadas en el estado del arte y también a los problemas mostrados, es fácil darse cuenta que la calidad de energía se ve afectada de diversas maneras, siendo el objetivo de este trabajo mejorar aspectos relacionados con la calidad de la energía, empleando un convertidor CD-CA trifásico bidireccional para el control de la potencia activa y reactiva, para lograr tener un óptimo rendimiento en presencia de cargas no lineales, así como la utilización de un filtro LCL para mejorar el contenido armónico en condiciones de inestabilidad en la red, utilizando una modulación por espacios vectoriales.

Por ello en el presente trabajo se propone brindar soporte a la red eléctrica mediante el control de potencia activa y reactiva que se refleja en la carga del sistema.

1.6 Objetivos

1.6.1 Objetivo general

Diseñar y simular un convertidor CD-CA conectado a red con funciones de mejora de la energía eléctrica

1.6.2 Objetivos específicos

- Diseñar y simular una topología CD-CA que integre funciones de mejorar a la red eléctrica.
- Constatar mediante simulación la transferencia de energía con las funciones de potencia activa y reactiva.
- Validar el funcionamiento del sistema del convertidor CD-CA interconectado a red mediante simulación, en el software Simulink/Matlab.
- Redactar un artículo con los resultados obtenidos.

1.7 Justificación

El interés por desarrollar esquemas que ayuden a mantener la calidad de la energía en la red eléctrica ha traído consigo el reto de conocer a fondo las causas que limitan esta calidad requerida y las estrategias adoptadas para mejorarla. Por esta razón, a partir del análisis del sistema propuesto y la comparativa de teorías implementadas para este tipo de sistemas se pretende identificar las ventajas de un sistema bidireccional.

1.8 Alcances y limitaciones

Este trabajo de tesis tiene como alcance diseñar y simular un convertidor CA-CD trifásico para poder controlar la potencia activa y reactiva desde una referencia manipulable, las pruebas se realizaron en Simulink con pruebas con inyección de armónicos y respuesta ante el cambio de las variables seleccionadas.

El inversor se diseñó a 100kW, se utilizaron elementos ideales en la simulación, sin considerar pérdidas.

Capítulo 2. Análisis y diseño del convertidor CD-CA bidireccional

En este segundo capítulo se describe el diseño del convertidor bidireccional, así como los componentes que conforman tal convertidor, las funciones y las técnicas que se usaron para lograr que el convertidor cumpla con el funcionamiento propuesto.

De igual forma las características del filtro, su diseño y funcionalidad.

2.1 Modelo del convertidor CD-CA

El modelo promediado es un circuito topológicamente equivalente del modelo conmutado, para poder analizarlo es más simple. La idea de un modelo promediado consiste en separar la red de conmutación de los elementos invariantes en el tiempo y encontrar un modelo promediado para esta red de conmutación.

Para obtener un modelo promediado completo es incluir a los elementos invariantes. Así se sustituyen los dispositivos de conmutación por fuentes dependientes, siendo el valor de estas fuentes el valor promedio de la señal en un ciclo de conmutación.

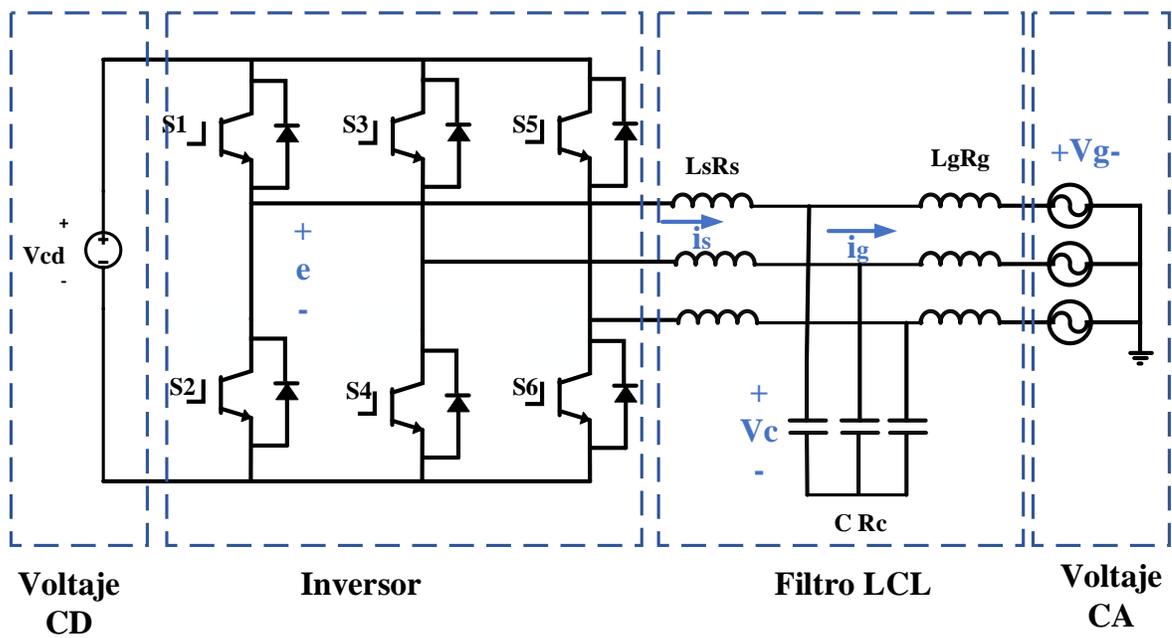


Figura 8. Inversor con filtro LCL

Para validar el modelo se debe cumplir la condición de que la frecuencia de la señal fundamental sea baja con respecto a la de conmutación

Esto corresponde con el requisito de un nivel bajo de rizado en la señal fundamental, de manera que sea posible considerar el promedio constante durante un ciclo de conmutación [23]. Dado que la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores es lo suficientemente alta, respecto a la fundamental es conveniente representar este modelo de forma promediado como se muestra a continuación.

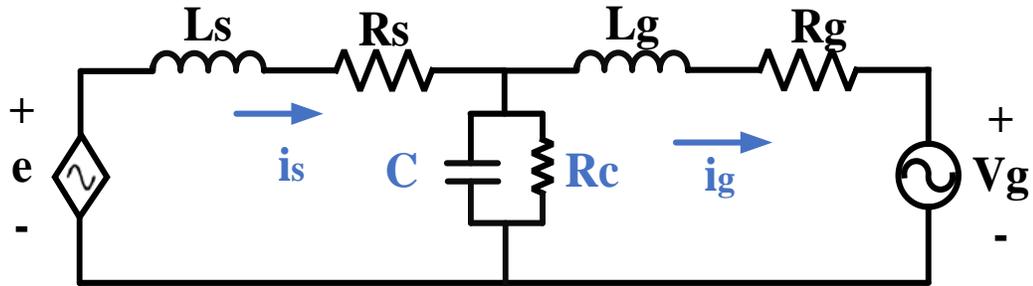


Figura 9. Modelo promediado

Aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff al modelo de la Figura 9, se obtiene un conjunto de 3 ecuaciones en cada fase, para así poder representar las tres variables de interés, que son, corriente a la salida del inversor i_s , corriente inyectada a la red eléctrica i_g , voltaje en el capacitor V_c .

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s} e - \frac{R_s}{L_s} i_s - \frac{1}{L_s} V_c \dots (6)$$

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{R_g}{L_g} i_g + \frac{1}{L_g} V_c - \frac{1}{L_g} V_g \dots (7)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_s - \frac{1}{R_c C} V_c - \frac{1}{C} i_g \dots (8)$$

Donde;

L_s representa al inductor del lado del inversor con una resistencia interna R_s .

L_g es la inductancia del lado de la red con su resistencia interna R_g .

C y R_c son el capacitor con su resistencia paralelo.

e es la entrada de control.

V_g es el voltaje fase a neutro en la red eléctrica.

Existen alternativas que permiten transformar el sistema en uno equivalente para así facilitar el análisis y el control. El marco de referencia $dq0$, presentado en [26], permite representar vectores sinusoidales como valores constantes de régimen permanente en un marco de referencia ortonormal giratorio (\mathcal{R}^3), y no como vectores giratorios en un plano.

2.2 Modelo de Park

La principal ventaja de la representación en el Modelo de Park es reducir la complejidad.

Con esta representación en lugar de tener señales sinusoidales, se tienen señales constantes y una reducción en el orden del sistema, siempre y cuando se tenga un voltaje abc sin desbalance y con simetría entre las tres fases.

Un cambio de variables que formula una transformación de un sistema trifásico al marco $dq0$, se expresa como;

$$f_{dq0} = K * f_{abc} \dots (9)$$

La matriz de transformación K es;

$$K = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2*\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2*\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2*\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2*\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \dots (10)$$

Algunas transformaciones se pueden obtener en función del valor de k que se elija. En el caso de que $k = \frac{3}{2}$, los valores de voltaje y corriente se mantienen invariantes, sin embargo, la potencia no permanece invariante. Entonces la relación de potencia entre el marco abc y $dq0$ está definida por;

$$P_{dq0} = \frac{3}{2} P_{abc} \dots (11)$$

Como el sistema se considera simétrico y balanceado, la componente cero siempre será nula, la matriz de transformación y su matriz inversa se definen como;

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2*\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2*\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2*\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2*\pi}{3}) \end{bmatrix} \dots (12)$$

$$K^{-1} = \frac{3}{2} K^T \dots (13)$$

De este modo el producto de la matriz de transformación y transformación inversa será igual a la matriz identidad I ;

$$I = KK^{-1} \dots (14)$$

A continuación, se presenta el modelo para los elementos del filtro.

2.3 Elementos resistivos

El voltaje de un elemento resistivo para un sistema trifásico está definido por la siguiente expresión;

$$V_{abc} = ri_{abc} \dots (15)$$

En coordenadas dq0 quedaría;

$$V_{dq0} = KKK^{-1}i_{dq0} \dots (16)$$

Considerando un sistema trifásico, en cuyas fases una carga resistiva r se encuentra distribuida de manera balanceada;

$$R = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \dots (17)$$

Entonces $KKK^{-1} = R(KK^{-1} = R)$, y la expresión se reescribe;

$$v_{dq0} = Ri_{dq0} \dots (18)$$

2.4 Elementos inductivos

En un sistema trifásico, el voltaje para un elemento inductivo se define como;

$$v_{abc} = L \frac{d}{dt} i_{abc} \dots (19)$$

Considerando la misma inductancia para cada fase;

$$L = \begin{bmatrix} L1 & 0 & 0 \\ 0 & L1 & 0 \\ 0 & 0 & L1 \end{bmatrix} \dots (20)$$

Un voltaje en el marco de referencia $dq0$ se expresa;

$$v_{dq0} = LK \frac{d}{dt} K^{-1} i_{dq0} \dots (21)$$

Desarrollando la derivada del producto la expresión se reescribe;

$$v_{dq0} = LKK^{-1} \frac{d}{dt} i_{dq0} + LK \frac{d}{dt} K^{-1} i_{dq0} \dots (22)$$

Donde;

$$K^{-1} = w \begin{bmatrix} -\text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta - \frac{2*\pi}{3}) & \text{cos}(\theta - \frac{2*\pi}{3}) & 0 \\ -\text{sen}(\theta + \frac{2*\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2*\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \dots (23)$$

$$KK^{-1} = I \dots (24)$$

Al aplicar identidades trigonométricas, el producto de la matriz de transformación y la derivada de transformación inversa, se expresa;

$$K \frac{d}{dt} K^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & w & 0 \\ -w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (25)$$

La ecuación que describe el voltaje de un elemento inductivo, en el marco $dq0$;

$$v_{dq0} = L \frac{d}{dt} i_{dq0} + \begin{bmatrix} 0 & w & 0 \\ -w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{dq0} \dots (26)$$

2.5 Elementos capacitivos

La corriente para un sistema trifásico a través de un capacitor es la siguiente;

$$i_{abc} = C \frac{d}{dt} v_{abc} \dots (27)$$

Considerando que en cada fase existe el mismo valor de capacitancia.

$$C = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \dots (28)$$

La corriente para un capacitor en el marco de referencia $dq0$;

$$i_{dq0} = CK \frac{d}{dt} K^{-1} v_{dq0} \dots (29)$$

Desarrollando la derivada;

$$i_{dq0} = CKK^{-1} \frac{d}{dt} v_{dq0} + CK \frac{d}{dt} K^{-1} v_{dq0} \dots (30)$$

Dado que $KK^{-1} = I$ se obtiene la corriente a través de un elemento capacitivo;

$$i_{dq0} = C \frac{d}{dt} v_{dq0} + \begin{bmatrix} 0 & w & 0 \\ -w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} v_{dq0} \dots (31)$$

2.6 Transformación al marco de referencia dq

De las ecuaciones (18), (26) y (31) la representación del modelo promediado en el marco de referencia $dq0$.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \frac{1}{L_s} e_d - \frac{1}{L_s} V_{cd} + w i_{sq} \dots (32)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \frac{1}{L_s} e_q - \frac{1}{L_s} V_{cq} + w i_{sd} \dots (33)$$

$$\frac{di_{gd}}{dt} = -\frac{R_g}{L_g} i_{gd} + \frac{1}{L_s} v_{cd} - \frac{1}{L_g} V_{gd} + w i_{gq} \dots (34)$$

$$\frac{di_{gd}}{dt} = -\frac{R_g}{L_g} i_{gq} + \frac{1}{L_s} v_{cd} - \frac{1}{L_g} V_{gd} + w i_{gq} \dots (35)$$

$$\frac{dV_{cd}}{dt} = -\frac{1}{R_c C} V_{cd} + \frac{1}{C} v_{cd} + \frac{1}{C} I_{sd} - w V_{cq} \dots (36)$$

$$\frac{dV_{cq}}{dt} = -\frac{1}{R_c C} V_{cq} + \frac{1}{C} v_{sq} + \frac{1}{C} I_{gq} - w V_{cd} \dots (37)$$

En donde:

i_{sd}, i_{gd}, V_{cd} y V_{gd} representan las componentes directas de los voltajes y corrientes.

i_{sq}, I_{gq}, V_{cq} y V_{gq} representa la cuadratura de los componentes de voltaje y corriente.

L_s, L_g y C representa los inductores y el capacitor.

R_s, R_g y R_c las respectivas resistencias internas.

w la velocidad angular.

Las variables correspondientes al voltaje en la red eléctrica, se pueden considerar como perturbaciones conocidas, entonces se pueden incluir como parte del sistema.

Entonces las expresiones serán nulas;

$$\frac{dV_{gd}}{dt} = 0$$

.....(38)

$$\frac{dV_{gq}}{dt} = 0$$

Con condiciones iniciales $V_{gd}(0) = V_p$, $V_{gq}(0) = 0$, con V_p el valor pico o amplitud del voltaje de fase.

Una de las principales ventajas de esta transformación, para fines de control es la disminución del esfuerzo en la reducción del orden del sistema representado en el marco abc con doce ecuaciones a solo ocho en el marco $dq0$.

Para el sistema descrito por las ecuaciones (32-23) y (38) se puede representar en la forma estándar como se muestra a continuación;

$$\dot{x} = Ax + Bu \dots\dots(39)$$

$$y = C(x)x \dots\dots(40)$$

En donde;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_s} & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_a}{L_s} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_a}{L_s} & \omega & \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_a}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{R_s C} & \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -\omega & -\frac{1}{R_s C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots(41)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \dots (42)$$

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{gd} \quad i_{gq} \quad V_{cd} \quad V_{cq} \quad V_{gd} \quad V_{gq}] \dots (43)$$

$$u = [e_d \quad e_q]^T \dots (44)$$

Dado que el objetivo principal es el control de la potencia activa y reactiva inyectadas a la red, el vector de salidas está definido como;

$$y = \begin{bmatrix} P_A \\ Q_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq}) \\ \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gq} - v_{gq}i_{gd}) \end{bmatrix} \dots (45)$$

En donde:

P_A y Q_R son la potencia activa y reactiva respectivamente.

Es a partir de la definición de potencia en el marco de referencia $dq0$, que se define el vector C , tal que $y=Cx$;

$$C_{(x)} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & V_{gd} & V_{gq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & V_{gq} & -V_{gd} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (46)$$

2.7 Diseño del filtro LCL

Con la finalidad de suministrar potencia a la red eléctrica, es necesario cumplir con los requisitos de calidad de la energía, siendo algunos de los principales el factor de potencia, voltajes y corrientes armónicas, eficiencia, entre otros.

Los armónicos causados por los dispositivos de conmutación son el principal factor causante de problemas.

Normalmente los filtros L han sido utilizados entre el convertidor y la red eléctrica, con el fin de suprimir los armónicos en el voltaje y la corriente, sin embargo, en

aplicaciones de alta potencia, con el fin de atenuar correctamente los armónicos un simple inductor sería muy costoso debido al gran valor de inductancia necesario, que además resultaría en una alta caída de voltaje en el inductor, y en una respuesta dinámica lenta.

En comparación con un filtro L , un LCL resulta ser más efectivo debido a su mejor desempeño cuando a una respuesta dinámica se trata, tiene también mayor capacidad para el filtrado de armónicos de alto orden [27], así como un menor tamaño de los inductores y esto da como resultado un menor costo en este tipo de arreglo.

Algunos problemas que presenta el trabajar con un filtro LCL es la estabilidad debido al circuito resonante, presente en la rama Lg en paralelo con C [28], es aquí en donde existe una determinada frecuencia que presenta el fenómeno de resonancia, es aquí cuando la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva, y la impedancia resultante es igual a la resistencia interna (R_s y R_g) de los elementos.

Al ser la impedancia un valor mínimo la corriente tomará un valor máximo.

Existen además restricciones en cuanto a distorsión armónica en voltajes y corrientes, potencia reactiva absorbida por el capacitor, potencia disipada, entre otras que deben tomarse en cuenta para lograr llevar a cabo una reducción efectiva de los armónicos y evitar problemas de estabilidad debido a la parte LC del circuito

Las causas principales de la distorsión armónica en el voltaje de salida del inversor son; la clase de modulación utilizada, no linealidades a la salida del filtro, tiempo muerto, entre otras [29].

A continuación, se muestran los indicadores de distorsión armónica para voltaje y corriente.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V^2(h)}}{V(1)} \dots (47)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I^2(h)}}{I(1)} \dots (48)$$

En donde;

$V(h)$, $I(h)$ representan la magnitud del armónico de orden h . El valor máximo aceptable de distorsión está regulado por estándares tales como IEEE-519 e IEEE-1547 [30], como se muestra a continuación.

Tabla 4. Distorsión regulada

Voltaje	Armónico individual (%)	Distorsión armónica total (%)
120 V-1kV	5	8
1kV-69kV	3	5
69kV-161kV	1.5	2.5
161kV en adelante	1	1.5

Tabla 5. Distorsión máxima [31]

		Distorsión máxima en la corriente (%iL) (120V-69kV)				
Impares	Orden	$3 \leq h \leq 11$	$11 \leq h \leq 17$	$17 \leq h \leq 23$	$23 \leq h \leq 35$	$35 \leq h \leq 50$
	Límite	4	2	1.5	0.6	0.3
Pares	Orden	$2 \leq h \leq 10$	$10 \leq h \leq 16$	$16 \leq h \leq 22$	$22 \leq h \leq 34$	$34 \leq h \leq 50$
	Límite	1	0.5	0.375	0.15	0.075

Valores dados en % de la magnitud a la frecuencia fundamental.

El objetivo principal del filtro, es reducir los armónicos de alto orden generados por los elementos de conmutación [32]. La Figura 10, muestra el circuito equivalente por fase para los armónicos, considerando distorsión armónica nula en el voltaje de la red y despreciando los efectos de la resistencia interna de los inductores y el capacitor.

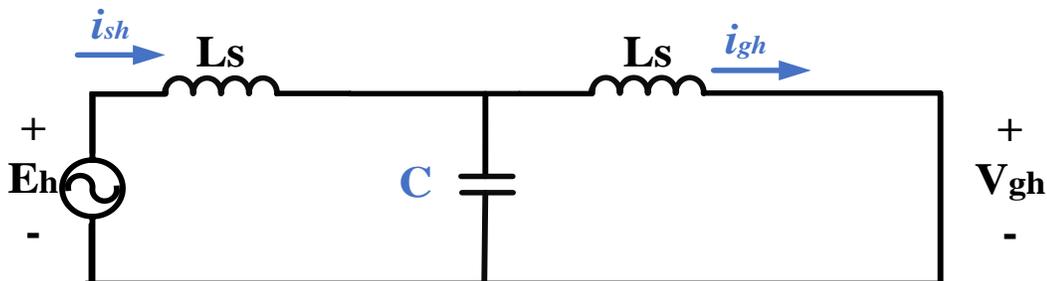


Figura 10. Circuito equivalente del filtro LCL armónico h .

En donde;

E_h , V_{gh} , i_{sh} , i_{gh} son los voltajes y corrientes en el filtro al armónico h .

Teniendo en cuenta estas consideraciones, se deducen las siguientes expresiones;

$$\frac{i_{gh}(S)}{E_h(S)} = \frac{\frac{1}{L_g C}}{s L_s (S^2 + \frac{L_s + L_g}{L_s L_g C})} \dots (49)$$

$$\frac{i_{sh}(S)}{E_h(S)} = \frac{S^2 + \frac{1}{L_g C}}{s L_s (S^2 + \frac{L_s + L_g}{L_s L_g C})} \dots (50)$$

$$\frac{i_{gh}(S)}{E_h(S)} = \frac{\frac{1}{LgC}}{S^2 + \frac{1}{LsC}} \dots (51)$$

Para frecuencias altas, tal como la frecuencia de conmutación (f_{sw}) la ecuación (50) es aproximadamente;

$$\frac{i_{sh}(S)}{E_h(S)} \approx \frac{1}{SLs} \dots (52)$$

De este modo las ecuaciones (49) y (52) se reescribe;

$$\frac{i_{sh}(S)}{E_h(S)} \approx \frac{\frac{1}{LgC}}{S^2 + \frac{Ls+Lg}{LsLgC}} \dots (53)$$

Esto representa la relación aproximada, entre la corriente de salida (i_{gh}) y la corriente de entrada al filtro (i_{sh}), para un armónico de orden h.

Generalmente, el máximo orden armónico regulado por los estándares correspondientes para sistemas que operan a 60 Hz es el 50vo armónico, es decir 3000 Hz, sin embargo, en este sistema resulta de interés atenuar los armónicos que son generados a la frecuencia de conmutación del inversor, que típicamente es un valor superior.

2.8 Procedimiento de diseño

En el procedimiento de diseño, se parte del conocimiento de los parámetros de operación del sistema, potencia nominal del sistema (P_n), la frecuencia de conmutación del convertidor (f_{sw}), el voltaje de fase a neutro en la red (V_g) y la frecuencia fundamental de la red (f), como valores base, a partir de los cuales se calculan: impedancia base, inductancia base y capacitancia base como a continuación;

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} \dots (54)$$

$$L_b = \frac{Z_b^2}{2\pi f_g} \dots (55)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_g Z_b} \dots (56)$$

Donde;

Z_b es la impedancia base.

L_b es la inductancia base.

C_b es la capacitancia base.

2.9 Inductor: lado del inversor

El inductor del lado del convertidor es diseñado a fin de reducir el rizado en el corriente generado por el inversor, de manera sería deseable tener una inductancia de gran valor a la salida del inversor, con tal de tener un mínimo rizado en la corriente, pero esto significaría un costo elevado, de modo que es necesario elegir un valor conservador del inductor teniendo como objetivo realizar una atenuación en el rizado de la corriente entre 10% y 30% [33].

Valores más altos incrementarían la frecuencia de resonancia hasta un valor cercano a la frecuencia de conmutación mientras que a valores bajos decrecería un valor cercano a la frecuencia fundamental. Resulta necesario conocer el valor máximo que toma el rizado en un periodo completo de la onda de corriente a la salida del inversor, a fin de seleccionar adecuadamente el inductor.

En [34] se presenta un análisis Volt/segundo para el cálculo del rizado de la corriente en un inversor trifásico de dos niveles en donde la magnitud máxima de pico a pico del rizado (ΔI_{max}), está dada por;

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}L_s f_{sw}} m \dots (57)$$

En donde;

V_{dc} es el voltaje de corriente directa aplicado al inversor, f_g es la frecuencia fundamental y m es la modulación de amplitud, la cual puede tomar un valor máximo de $m = 2/3$ cuando se utiliza modulación por vector espacial, como es el caso. Despejando para L_s de la ecuación anterior es posible obtener una expresión que permite calcular el valor mínimo de la inductancia como;

$$L_s = \frac{V_{dc}}{3\sqrt{3}\Delta I_{max} f_{sw}} \dots (58)$$

En donde ΔI_{max} está definida como un porcentaje de la constante de atenuación (K_s) siendo este valor entre 0.10 y 0.20 y son usados frecuentemente en diseño de filtros industriales a fin de optimizar costo, atenuación y pérdidas [35].

$$\Delta I_{max, K_s} = k_s \frac{P_n \sqrt{2}}{3V_g} \dots (59)$$

Cuando L_s es suficientemente grande, la atenuación del rizado de la corriente es aceptable y las pérdidas en el sistema no se incrementan considerablemente, es decir el sistema es básicamente constante en términos de eficiencia, hasta un cierto valor óptimo de inductancia, más allá de ese punto el rizado en la corriente y las pérdidas no

disminuyen de manera significativa, pero el tamaño y el costo se incrementan. Mientras que a valores mucho menores el rizado y las pérdidas se incrementan considerablemente.

2.10 Inductor: lado de la red eléctrica

El inductor del lado de la red, es seleccionado a fin de atenuar la distorsión armónica en los límites establecidos en los estándares de calidad.

El factor de atenuación (K_g) expresa la relación entre el rizado de la corriente inyectada a la red (i_s) y el rizado de la corriente a la salida del inversor (i_s), para la frecuencia angular de conmutación (ω_{sw}) se deduce como;

$$K_g = \frac{\frac{1}{L_s C}}{\frac{L_s + L_g}{L_s L_g C} - \omega_{sw}^2} \dots (60)$$

Para calcular el valor de la de la inductancia se despeja L_g en función del valor calculado L_s , C, el factor de atenuación seleccionado K_g y la frecuencia de conmutación f_{sw} queda;

$$L_g = \frac{\frac{1 - K_g}{K_g}}{\omega_{sw}^2 C - \frac{1}{L_s}} \dots (61)$$

Es importante limitar el valor máximo de inductancia combinada ($L_s + L_g$) a utilizar, con la finalidad que la dinámica del sistema no se vea afectada, como sucedería con un filtro L y también minimizar la caída de tensión a la frecuencia fundamental.

En [36] se sugiere que el valor máximo de inductancia combinada no exceda el 10% del valor de la inductancia base L_b ;

$$L_s + L_g \leq 0.1 L_b \dots (62)$$

Si esto no se cumple sería necesario un valor más elevado de voltaje de CD aplicado al inversor para garantizar control de la corriente y esto incrementará las pérdidas por conmutación.

2.11 Resistencia de amortiguamiento

Con la finalidad de evitar problemas de resonancia e inestabilidad, se aplican técnicas de amortiguamiento pasivo, tal como utilizar una resistencia en serie con el capacitor. El valor de esta resistencia debe ser seleccionado tomando en consideración la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia, de manera que las pérdidas de potencia no sean tan elevadas.

La Figura 11, muestra una fase del filtro LCL incluyendo una resistencia de amortiguamiento R en serie con el capacitor, sin considerar la resistencia interna de los elementos del filtro, para un armónico de orden h. Y su función de transferencia, que relaciona corriente inyectada a la red y voltaje a la salida del convertidor esta expresada como:

$$\frac{i_{sh}(s)}{E_h(s)} = \frac{RC_s + 1}{L_S L_g C_s^3 + RC(L_S + L_g)S^2 + (L_S + L_g)S} \dots (63)$$

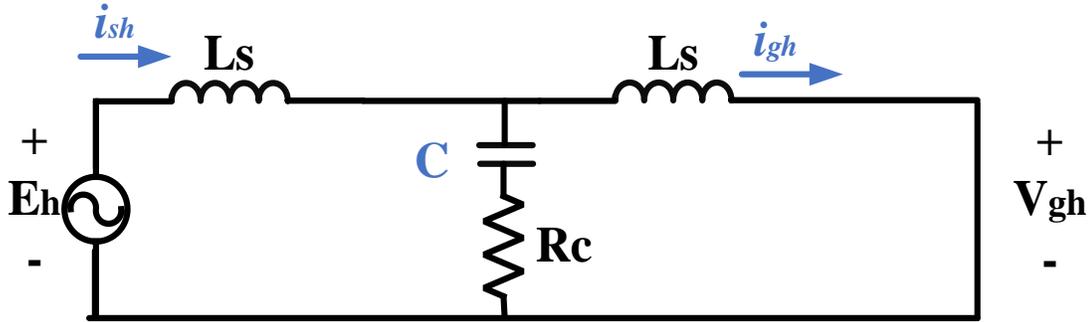


Figura 11. Filtro LCL con resistencia de amortiguamiento

La resistencia seleccionada debe ser de un valor no demasiado grande a fin de que las pérdidas no sean elevadas, ni demasiado bajo que pueda causar problemas de resonancia. En [36] se sugiere que el valor de la resistencia sea elegido tal que las pérdidas no excedan el 1% del valor de la potencia activa nominal, es decir;

$$R \leq \frac{1}{\omega_{res}C} \dots (64)$$

$$P_d = 3R \sum_n (i_{sh} - i_{gh})^2 \dots (65)$$

Donde;

R es el valor de la resistencia de amortiguamiento.

P_d representa las pérdidas de potencia calculadas.

2.12 Restricciones de diseño

Una vez que los diferentes parámetros del filtro han sido seleccionados, es necesario verificar que se cumple con las restricciones ya mencionadas, en cuanto a potencia reactiva absorbida, inductancia total y pérdidas por resistencia de amortiguamiento. Adicionalmente, se debe verificar que la frecuencia de resonancia, la cual se deduce a partir de la siguiente expresión;

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_s + L_g}{L_s L_g C}} \dots (66)$$

Se encuentra dentro del siguiente rango;

$$10f_g < f_{res} < \frac{1}{2}f_{sw} \dots (67)$$

Con la finalidad de evitar problemas de resonancia e inestabilidad. Finalmente, dependiendo de la aplicación, es posible imponer algunas restricciones adicionales en cuanto a distorsión armónica en voltajes y corrientes, factor de potencia, eficiencia o respuesta dinámica, etc.

Capítulo 3. Diseño, simulación y resultados

En este capítulo se muestra la simulación que se hizo para realizar las pruebas pertinentes y los resultados obtenidos a partir del protocolo de pruebas.

3.1 Diseño y análisis de la topología

Una vez conocidas las condiciones necesarias para cumplir con el objetivo de mantener la calidad de la energía, a continuación, se muestran los parámetros que se usaron en el sistema general del convertidor CD-CA trifásico bidireccional usado para la realización de la tesis, mostrado en la Figura 8, tomando en cuenta los requerimientos establecidos para la interconexión e interoperabilidad de recursos energéticos distribuidos con interfaces de sistemas de energía eléctrica asociados [37].

Tabla 6. Parámetros de diseño [38]

Parámetro	Valor
Voltaje rms entre fases	$V_{ff} = 415 V_{rms}$
Voltaje de Bus de CD	800 Vcd
Potencia del inversor.	$S_n = 100 kVA$
Voltaje pico de línea a línea	$V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 415 V$
Frecuencia de conmutación	$F_{sw} = 10 kHz$

3.2 Desarrollo del filtro LCL

El filtro LCL se caracteriza por agregar dinámica al sistema que se interconecta con la red eléctrica, además de reducir la distorsión armónica en las corrientes producidas por la operación del inversor, en donde los IGBT conmutan a alta frecuencia mediante la técnica de modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial (SVPWM). Los valores de los parámetros del filtro LCL se establecen de acuerdo con el flujo de potencia activa nominal en el sistema, el voltaje entre líneas de la red eléctrica y la frecuencia de conmutación de los IGBT.

Los datos necesarios U_n (voltaje RMS entre fases), P_n (Potencia nominal), f_g (frecuencia de red)

1. Cálculo de impedancia base Z_b

$$Z_b = \frac{U_n^2}{P_n} \qquad Z_b = \frac{415^2}{100000}$$

$$Z_b = 1.72 \, \Omega$$

2. Cálculo de inductancia total máxima L_{TMAX}

$$L_{TMAX} = 10\% \frac{Z_b}{2\pi f_g} \qquad L_{TMAX} = 10\% \frac{1.72}{2\pi 60}$$

$$L_{TMAX} = 0.45 \, \text{mH}$$

3. Cálculo del inductor mínimo del lado inversor

$$L_{i_{min}} = \frac{V_{dc}}{6 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{max}} \qquad L_{i_{min}} = \frac{800}{6 \cdot 10000 \cdot 0.1}$$

$$L_{i_{min}} = 0.133 \, \text{H}$$

4. Cálculo del capacitor

$$C_f = \frac{5\%}{Z_b \cdot 2\pi \cdot f_g} \qquad C_f = \frac{5\%}{3.4445 \cdot 2\pi \cdot 60}$$

$$C_f = 77 \times 10^{-6} \, \text{F}$$

5. La frecuencia de resonancia (f_{res}) debe ser 10 veces mayor a la frecuencia de red, y menos de la mitad de la frecuencia de conmutación (f_{sw}).

$$10f_g \leq f_{res} \leq f_{sw}/2$$

Calculada de la siguiente forma

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}}$$

$$f_{res} = 1000 \, \text{Hz}$$

6. La relación entre la corriente del lado de la red (i_g) y la corriente del lado del inversor (i_i) a la frecuencia de conmutación f_{sw} , se sugiere que sea menor a 0.2 y está dada por la siguiente ecuación.

$$\omega_{res} = 2\pi \cdot f_{res} = 2\pi * 1000 = 6283.18Z \quad 0 \cdot \omega_g \leq \omega_{res} \leq 0.5\omega_{sw}$$

$$L_i = \frac{r+1}{C_f \cdot \omega_{res}^2 \cdot r} = 1.469 \times 10^{-3} \quad L_g = r \cdot L_i = 1.21910 \times 10^{-3}$$

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i_i(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_i \cdot C_f \cdot \omega_{sw}^2)|} = 0.00000805 < 0.02$$

7. Finalmente se calcula la resistencia de amortiguamiento mediante la siguiente fórmula.

$$R_d \geq \frac{1}{3 \cdot 2\pi \cdot f_{res} \cdot C_f}$$

La Tabla 7, muestra los valores obtenidos para el filtro LCL teniendo en cuenta las consideraciones previamente mencionadas.

Tabla 7. Valores obtenidos para el filtro LCL

Componente	Valor
L_i	1.47 mH
L_g	1.22mH
R_d	1.5 Ω
C_f	38 μF
f_{res}	1000 Hz

3.3 Funcionamiento del controlador

Una de las partes esenciales de la conexión de un inversor, ya sea monofásico o trifásico a la red de distribución eléctrica es la correcta sincronización con la red. La complejidad de esta función se debe a que la red eléctrica es un sistema dinámico que sufre cambios constantes como conexiones y desconexiones de carga, posibles fallos causados por eventos naturales como rayos o caída de árboles, así como por los errores operativos. La sincronización es fundamental para la integración entre el convertidor de potencia con todas las demás fuentes de energía que están conectadas a la red eléctrica [22, 27, 28].

Para realizar esta sincronización se utiliza una técnica comúnmente vista en convertidores de potencia conectados a la red, llamado *phase-locked-loop (PLL)* “bucle de bloqueo de fase”. Esta técnica consiste en sintonizar un oscilador interno que permanece en fase con una señal externa mediante algún tipo de sistema de bucle cerrado que retroalimenta la salida, para garantizar la sincronización de ambos [22].

La estructura de un *PLL* básico puede verse en la Figura 12. El primer bloque llamado Detector de Fase (*PD*), tiene la función de generar un error entre las fases de la señal de salida del PLL ($v\theta$), y la señal de entrada (v).

El segundo bloque denominado LF normalmente es un compensador proporcional integral (*PI*) o un filtro pasa bajas (FPB) de primer orden, que tiene la función de atenuar las componentes alternadas de alta frecuencia que son agregadas por el detector de fase. El tercer y último bloque llamada “Oscilador de Control de Voltaje” (*VCO*) realiza la generación de una señal para sincronizar con la señal de entrada, para seguir recibiendo la señal generada por *LF* la cual realiza el ajuste para la sincronización de las señales [22]. La salida del *LF* puede considerarse como una velocidad de ajuste angular del sistema (ω_c),

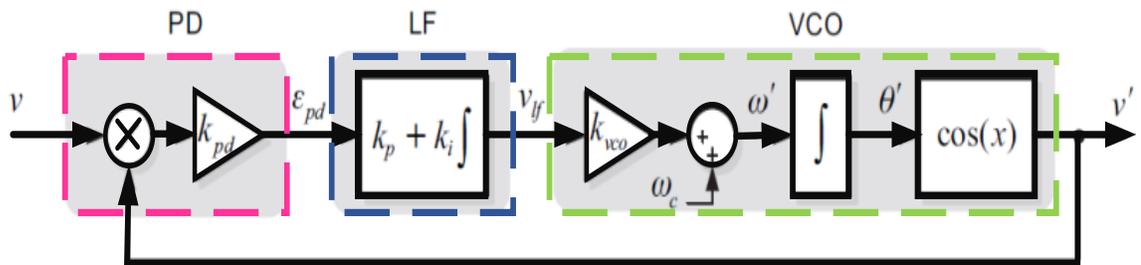


Figura 12. Estructura básica de un PLL [22]

A continuación, se presenta el esquema de control completo para el inversor conectado a red, incluyendo la utilización del PLL para la sincronización con la red eléctrica.

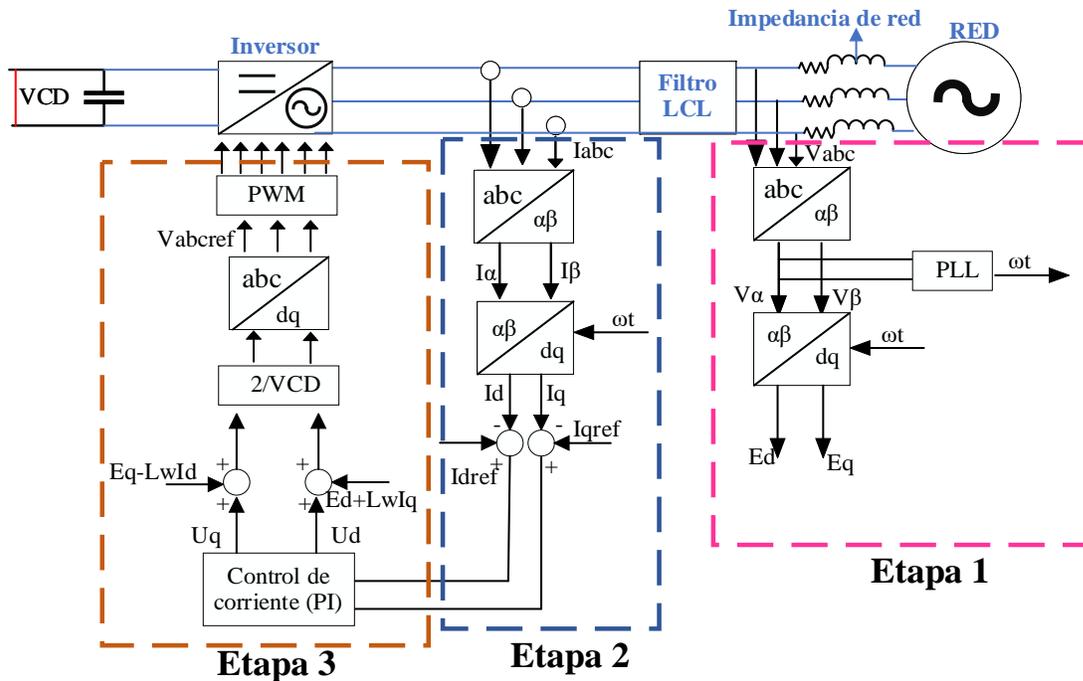


Figura 13. Esquema de control

El funcionamiento del esquema de control mostrado en la Figura 13, se divide en 3 etapas principales. La red eléctrica para fines de simulación quedó definida gracias al módulo establecido por SIMULINK, ya que se define el voltaje RMS entre fases, así como la frecuencia y la resistencia de carga.

La etapa 1, muestra un muestreo de voltajes representado por V_{abc} , estos voltajes que se encuentran en componentes en el dominio del tiempo entran a una transformación, llamada transformada de Clarke ($abc - \alpha\beta$), obteniendo así solo dos componentes de un marco estacionario ortogonal ($\alpha\beta$), posteriormente en estos valores se conecta el controlador PLL, una vez que se tienen los voltajes trifásicos en solo dos componentes se lleva a cabo la transformación de Park ($\alpha\beta-dq$), esta transformada convierte ahora las dos componentes $\alpha\beta$ a un marco rotatorio ortogonal con la inclusión del ωt generado en el PLL, obteniendo así la referencia deseada cuando se inyecte ya sea potencia activa o reactiva, en esencia el PLL es utilizado para generar una señal de referencia misma que se usará para la implementación del controlador de corriente cuando existe la necesidad de enviar potencia activa, generando así la misma señal de referencia para la potencia reactiva pero esta con un desfase de 90° .

La implementación de estas dos transformadas consecutivamente se realiza para convertir la forma de onda de tensión de CA en señales de CD, así mismo sucede con la corriente, es por ello que en la etapa 2 se realizan las mismas transformadas, pero ahora con las corrientes I_{abc} , estas referencias son necesarias para implementar el controlador, posteriormente se recurren a los mismos pasos de transformación

obteniendo así la corriente activa (I_d) y la corriente reactiva (I_q), a estas corrientes se le restan las corrientes de referencia para encontrar el error, después se envía al controlador PI situado en la etapa 3 para encontrar los voltajes U_d y U_q .

U_d se suma con $E_d + L\omega I_q$ para obtener V_d donde ω es la frecuencia de red, y L es el inductor del filtro, de igual manera U_q se suma con $E_q - L\omega I_d$ para obtener V_q , finalmente se realiza la transformación $dq-abc$ para poder obtener el voltaje para cada fase (V_{abc}) de referencia para el generador de pulsos PWM, mismo que se conecta al inversor para iniciar el ciclo de funcionamiento.

3.4 Simulación y resultados

La simulación del sistema se realizó en *MATLAB simulink*, para el desarrollo de la simulación se partió por el inversor trifásico, la Figura 14, representa el generador de pulsos conectado a los interruptores del inversor.

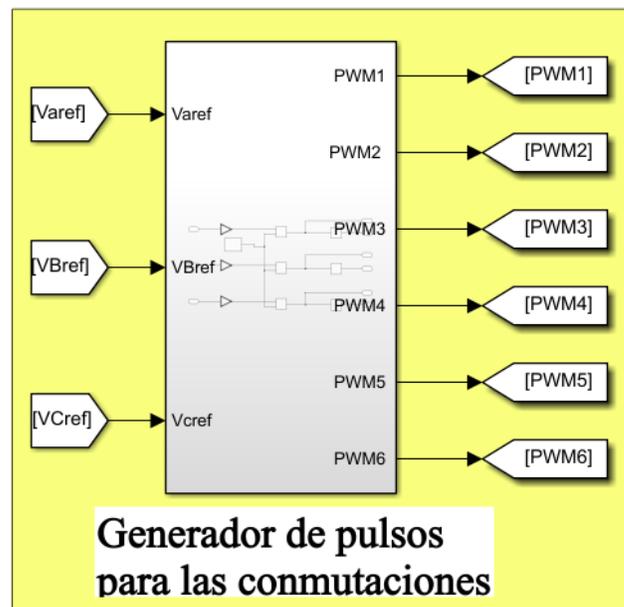


Figura 14. Generador de pulsos para el inversor

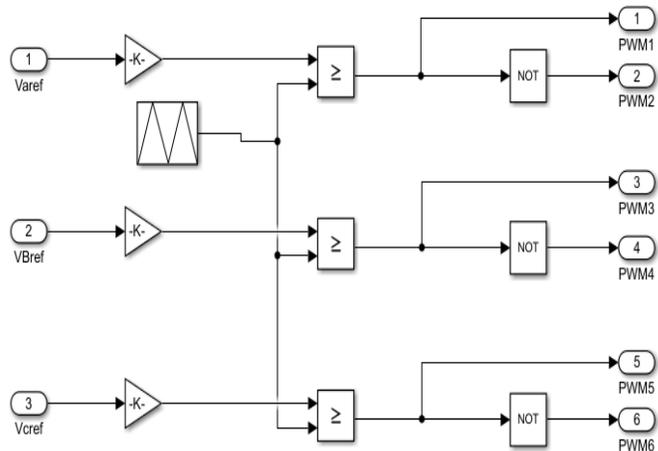


Figura 15. Señales PWM

El sistema de la Figura 15, recibe tres señales de referencia (*Varef*, *VBref*, *VCref*) las cuales ayudan a que los interruptores trabajen en el momento requerido, para ello se utiliza un generador de onda triangular que fue diseñada a 10 khz obteniendo así a la salida 6 pulsos PWM, mismos que son inyectados al inversor.

La Figura 16, representa el inversor trifásico con las señales del generador de pulsos.

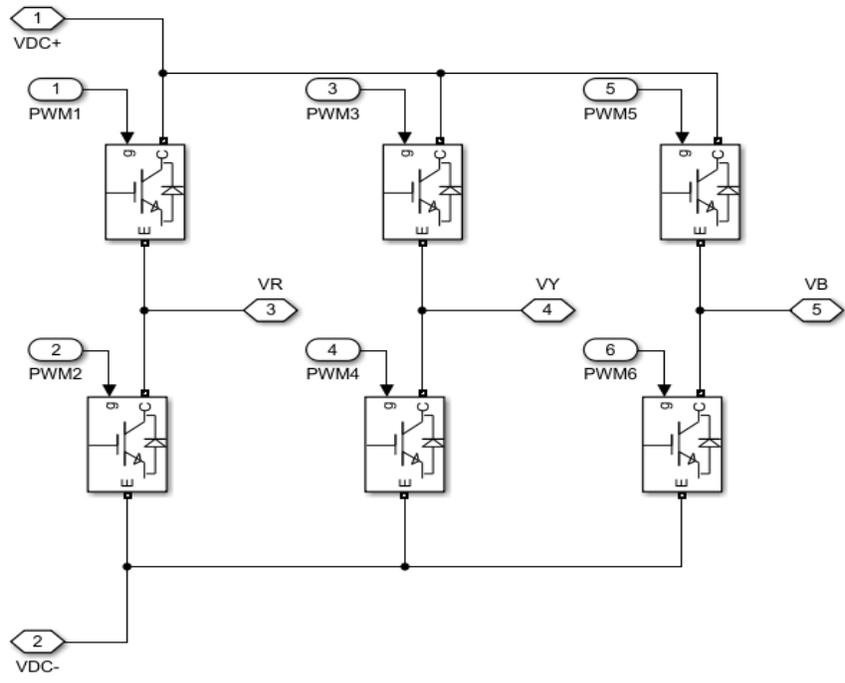


Figura 16. Diagrama del inversor trifásico en MATLAB

En la Figura 16. Se muestran las señales de entrada (*PWM1-PWM6*), así como los voltajes de salida provocados por los interruptores (*VR*, *VY*, *VB*).

Para validar el funcionamiento del inversor se realizó la medición de estos voltajes y también de las corrientes en cada fase de salida.

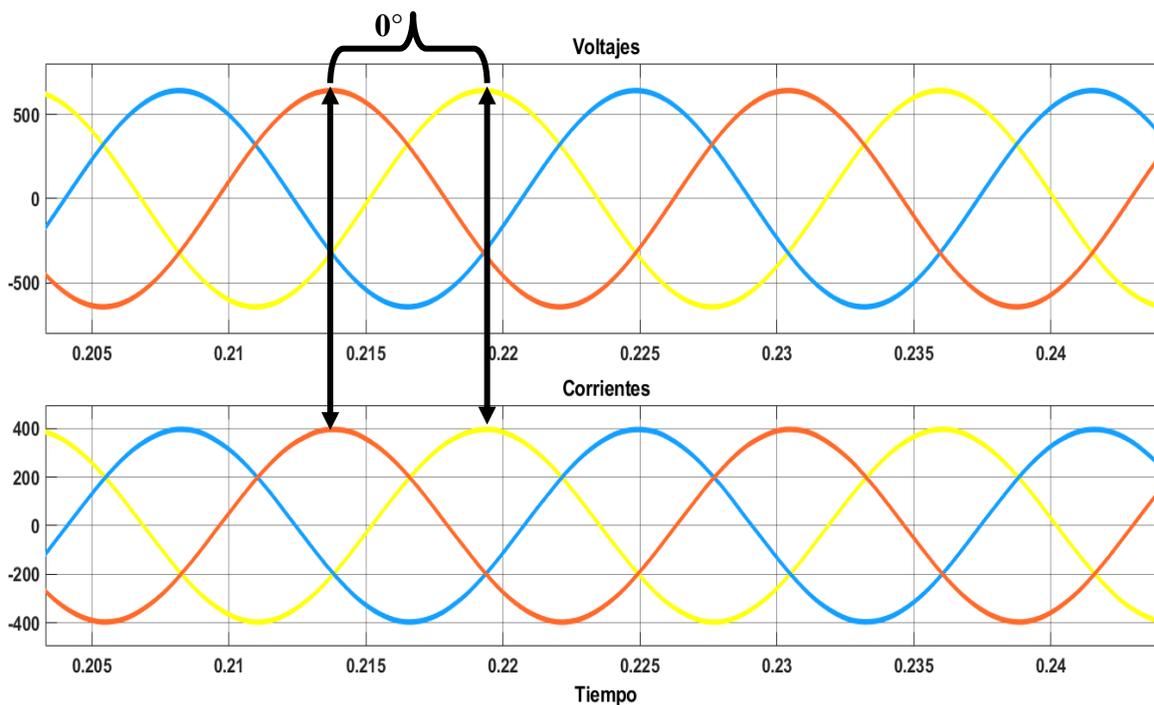


Figura 17. Voltajes y corrientes del inversor en fase

El objetivo principal de este trabajo radica en tener un control tanto en la potencia activa como reactiva para mantener la calidad necesaria en la red eléctrica.

A continuación, se presenta el control designado en simulación para el control de ambas potencias, teniendo en cuenta las referencias generadas desde el PLL, incluyendo escalones para así poder observar el cambio deseado en cada una de las potencias.

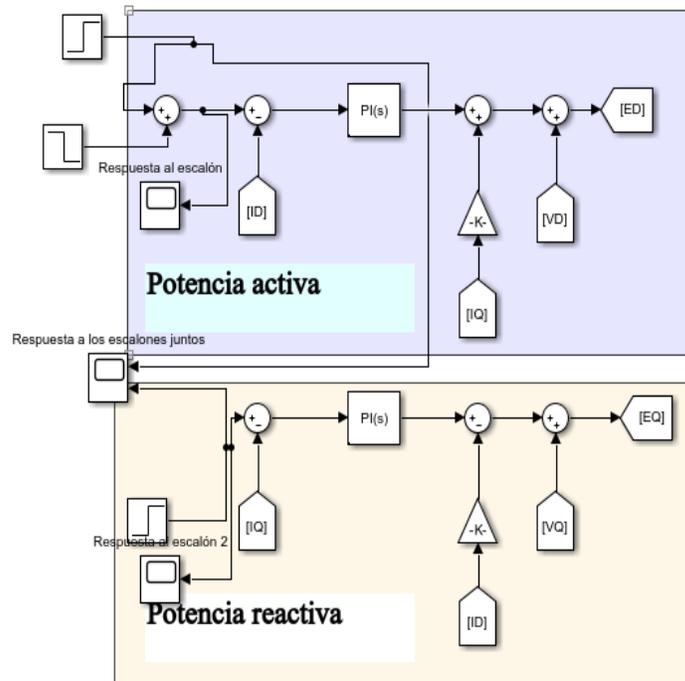


Figura 18. Controles asignados para potencia activa y reactiva

En la Figura 18, se muestra la generación de ED y EQ que son las referencias que controlan la inyección de potencia activa y reactiva, siendo necesario obtener las referencias de voltaje y corriente activa y reactiva, a continuación, se presenta el comportamiento de los escalones seleccionados.

Para la comprobación de los escalones se presentan a continuación las señales obtenidas utilizando las referencias para potencia activa y reactiva.

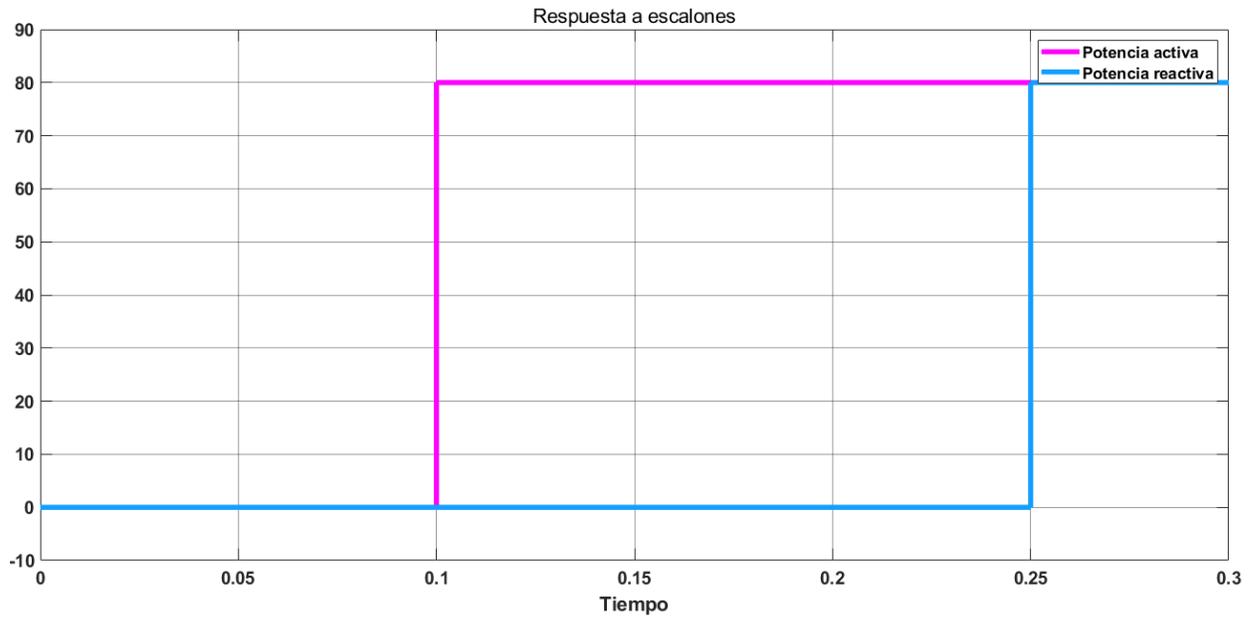


Figura 19. Escalones para potencia activa y reactiva

La Figura 19, muestra señales de referencia en corriente (escalones) para potencia activa, en rosa y potencia reactiva en azul. El escalón de potencia activa es inyectada en el instante (0.1-0.25) segundos y el escalón de potencia reactiva a partir de (0.25 s).

La Figura 20, presenta el voltaje y la corriente de la fase A, observando el funcionamiento del escalón inyectado como una señal de corriente, utilizando la compensación de potencia activa hasta 0.25 segundos y es en este punto en donde se inyecta la potencia reactiva, mostrando como el sistema en este tiempo puede compensar dicha potencia.

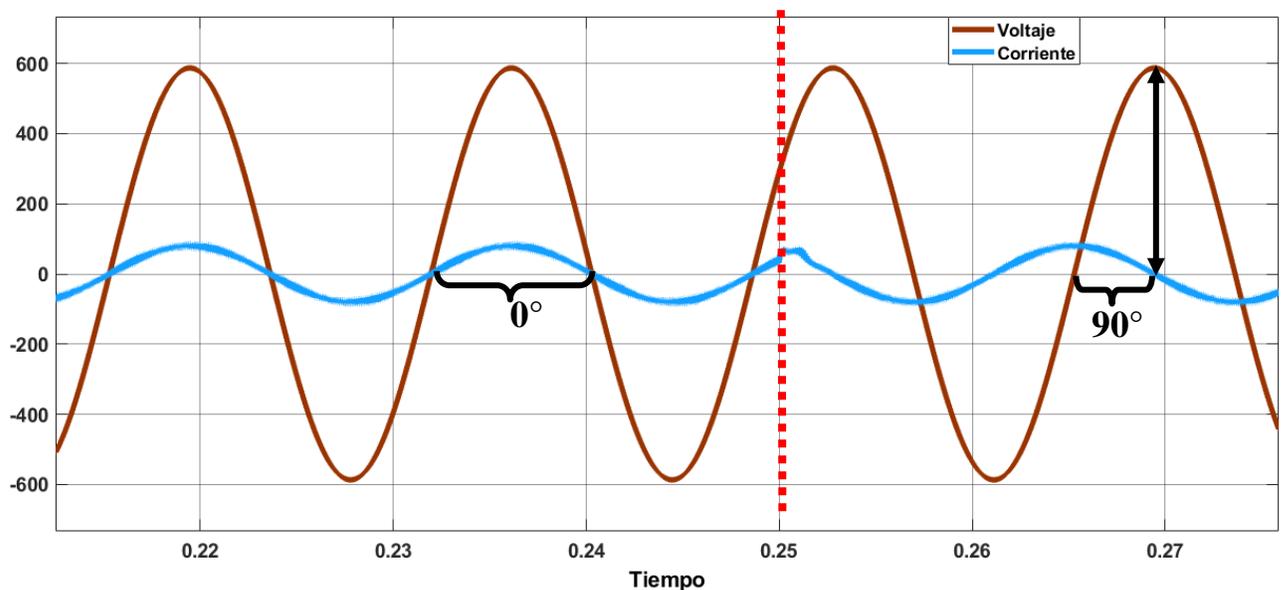


Figura 20. Voltaje y corriente correspondiente a escalones

Una vez validado el funcionamiento de los escalones, hasta el segundo 0.25 se inicia la inyección de la potencia reactiva, por lo que a continuación se muestra solo la señal correspondiente a la potencia reactiva.

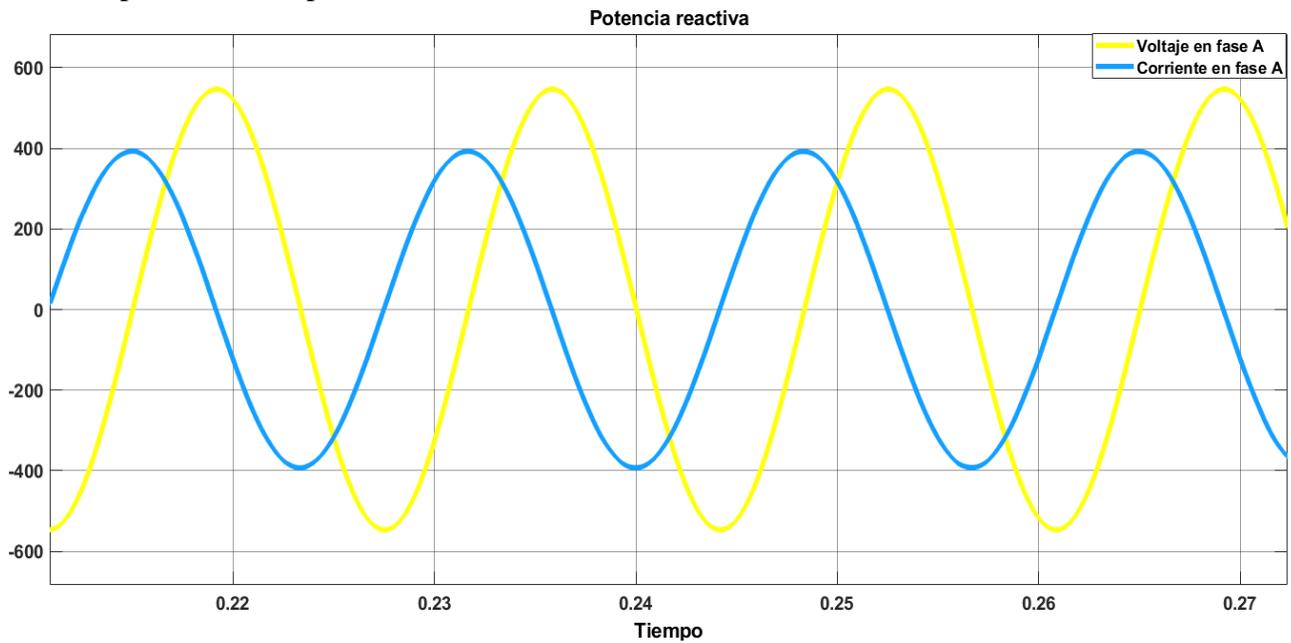
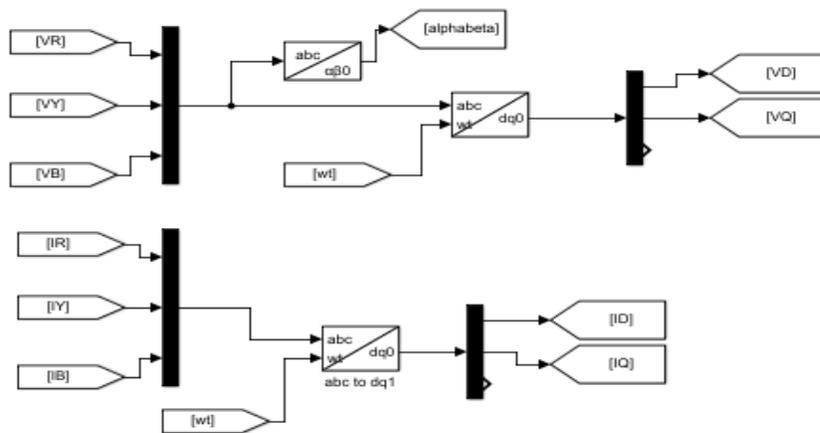


Figura 21. Potencia reactiva

El control en simulación tanto para la potencia activa como para la reactiva se presenta a continuación.



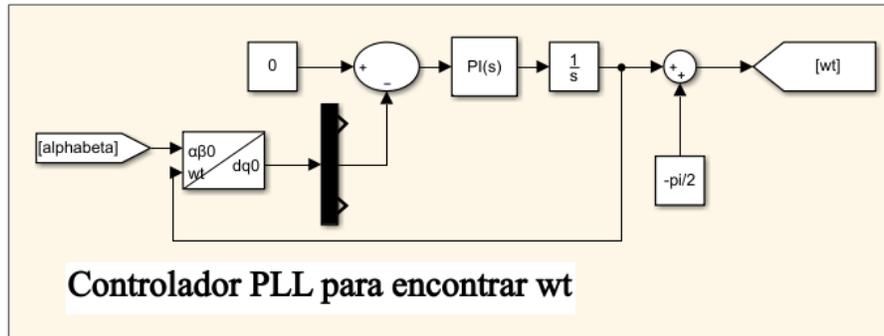
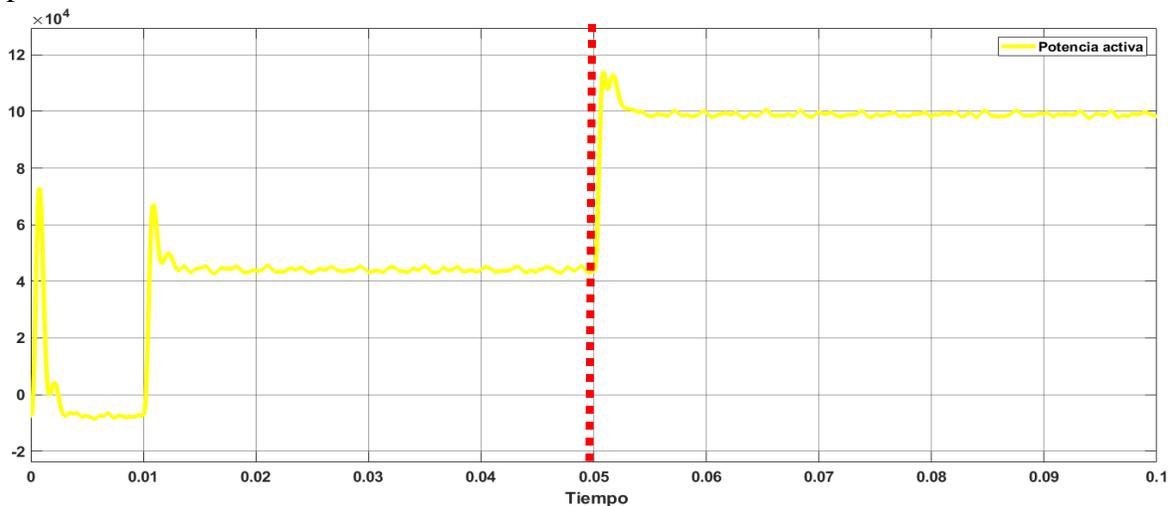


Figura 22. Señales de referencia y PLL

La Figura 22, muestra la obtención de las señales necesarias para el control de la potencia activa y reactiva, desde el censado de los voltajes y las corrientes, teniendo gracias al PLL el ángulo de desfase entre estas señales y así poder modificar mediante una constante si se desea inyectar potencia activa o reactiva.

Los escalones previamente mostrados también se utilizaron para poder observar si el cambio de la potencia reactiva se hacía también en magnitud, es decir se utilizaron los escalones solo en la potencia activa para visualizar el incremento seleccionado, ya que la constante para cualquier potencia puede ser modificada y con ella la cantidad de potencia suministrada.



Una vez validado el funcionamiento del cambio de magnitud de la potencia reactiva, la Figura 23, representa el cambio de magnitud en las 3 fases.

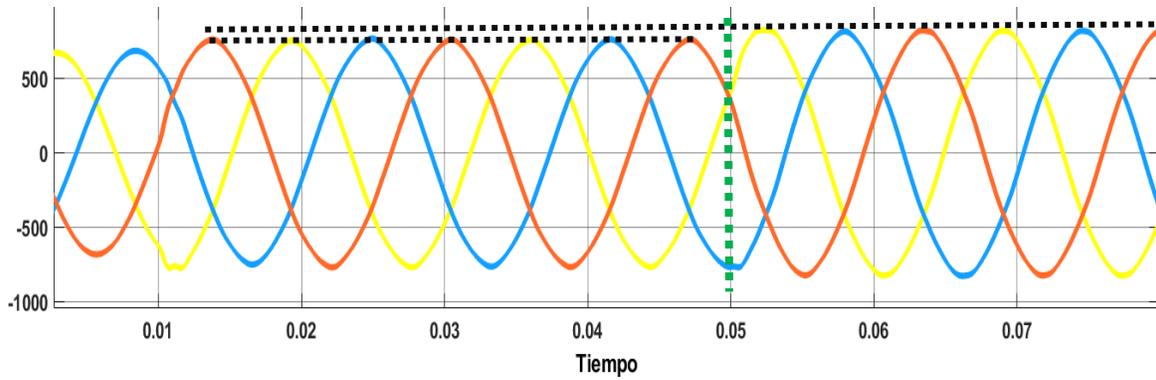


Figura 23. Respuesta del voltaje en las tres fases inyectando potencia activa con escalón

De igual forma es importante hacer lo mismo para la potencia reactiva ya que de esto implica poder controlar la bidireccionalidad del inversor, siendo muy importante para este trabajo.

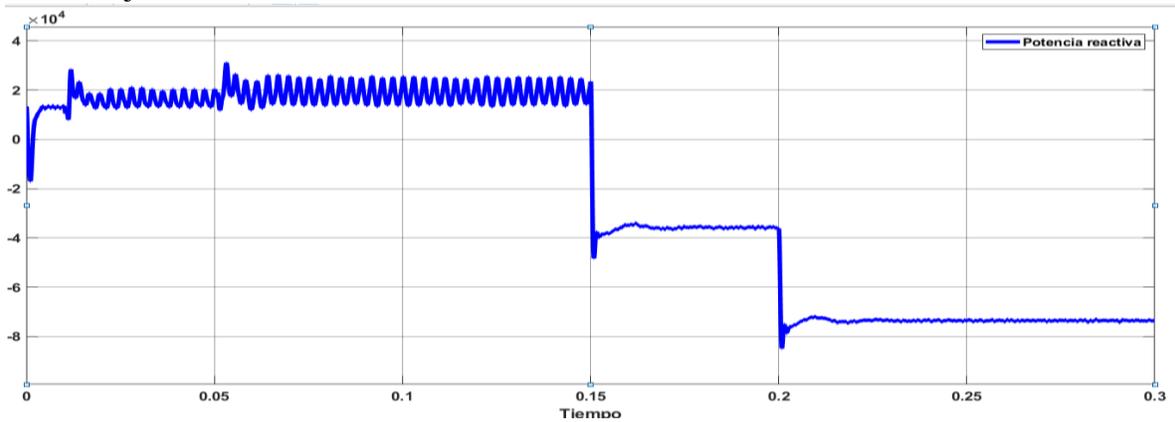


Figura 23. Respuesta de potencia reactiva al escalón

Cuando se añaden los escalones a la potencia reactiva, el control también reacciona a los cambios de magnitud por lo que se puede elegir la cantidad de potencia activa y reactiva que se desea inyectar.

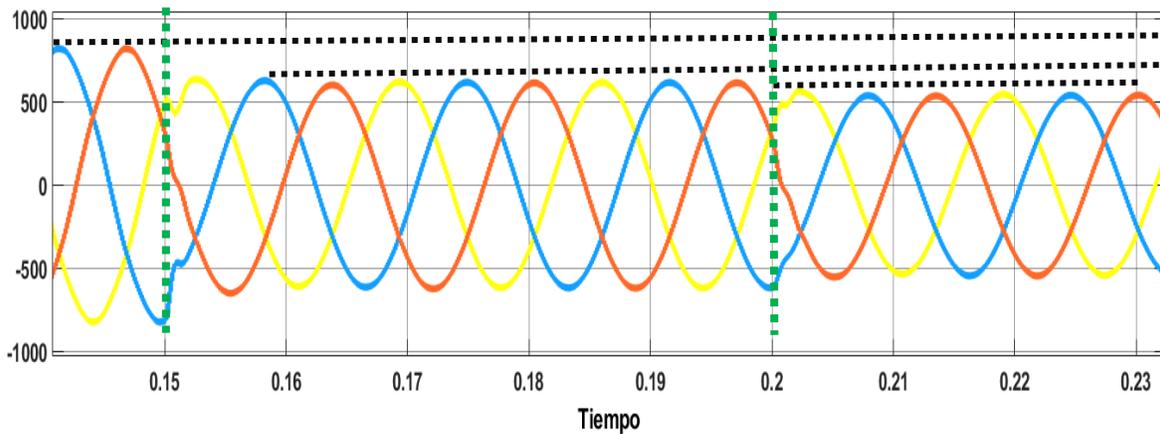


Figura 24. Respuesta del voltaje en las tres fases inyectando potencia reactiva con escalón

La Figura 24, muestra el cambio de magnitud en la potencia reactiva, haciendo la modificación en cada fase, continuando simétrico y balanceado.

La compensación de potencia se da gracias al control, sin embargo, los elementos que influyen en la red son muy variados, un ejemplo de estos son los armónicos, por lo que también es importante realizar la compensación de las potencias cuando existe la presencia de estos.

La inyección de armónicos se realizó en el punto de conexión común con la red eléctrica, como lo muestra el esquema de la Figura 25.

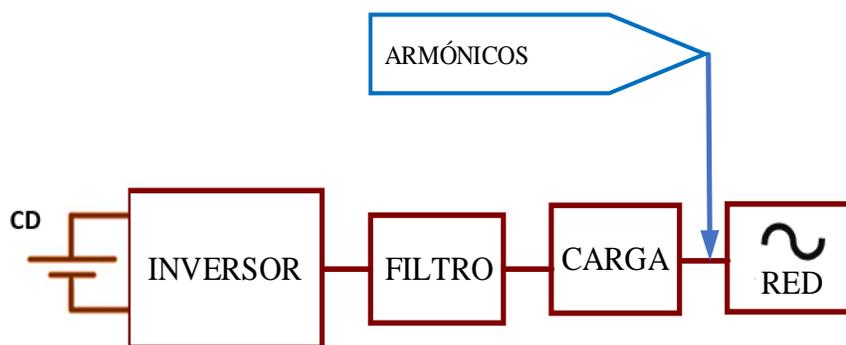


Figura 25. Inyección de armónicos

La Figura 26, muestra una señal sin distorsión armónica, siendo ideal, sin embargo, la red eléctrica no funciona así, por lo que es importante considerar señales con distorsión para comprobar la compensación del control para el sistema.

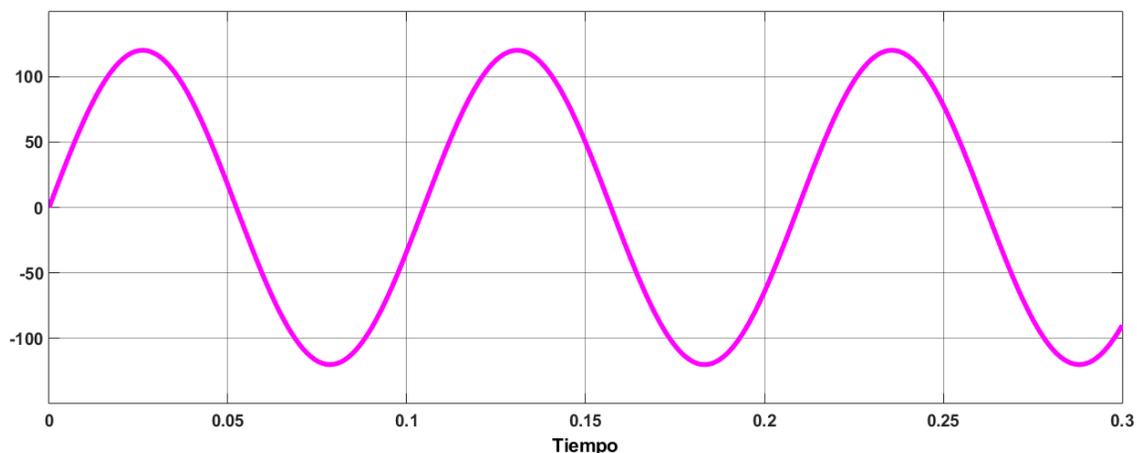


Figura 26. Señal senoidal

La Figura 27, muestra una señal con un alto contenido armónico, el cual puede ser provocado por diversas causas, un ejemplo de esto es tener conectada a la red eléctrica una carga no lineal.

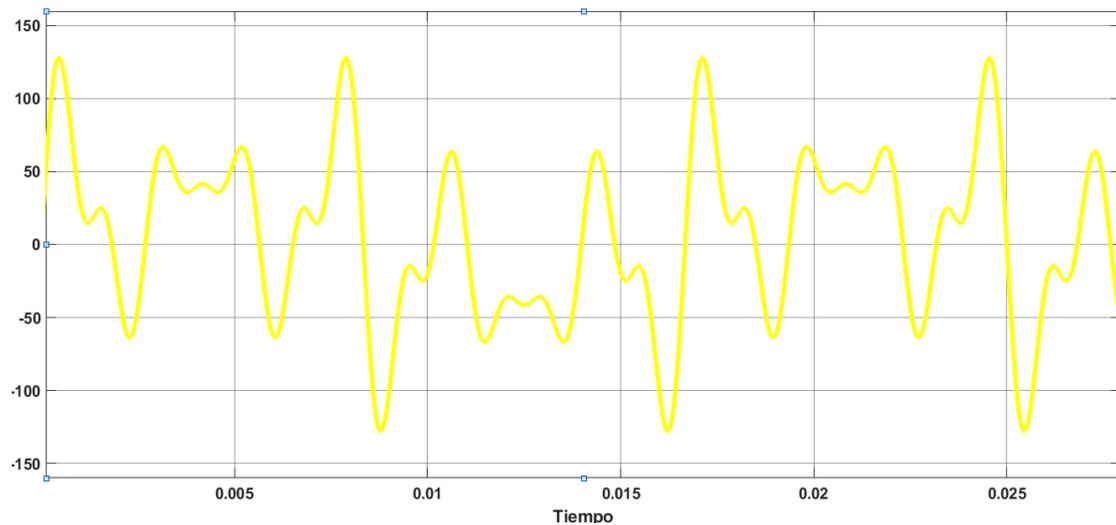


Figura 27. Señal con alto contenido armónico

Para poder determinar la cantidad correcta de armónicos que se van a inyectar a la red eléctrica se tomaron los estándares de la norma UNE-EN 50160, la cual regula las “Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución”, aprobada por CENELEC en 1994, define las características principales que debe tener la tensión suministrada por una red general de distribución en baja y media tensión.

Tabla 8. armónicos con base en la norma UNE-EN 50160

Armónicos impares			
No múltiplos de 3		Múltiplos de 3	
Orden h	Voltaje armónico (%)	Orden h	Voltaje armónico (%)
5	6	3	5
7	5	9	1.5
11	3.5	15	0.3
13	3	21	0.2
17	2		
19	1.5		

23	1.5		
25	1.5		

La Tabla 8. Muestra los índices máximos permitidos para la red eléctrica por lo que en las pruebas al sistema se superaron esos límites para observar el comportamiento de la compensación en un panorama con armónicos inyectados a la red.

La Tabla 9, muestra las pruebas hechas para la validación del sistema, en donde para la prueba 1 se hizo con armónicos desde el 13% y para la prueba 2 desde 9%.

Tabla 9. Porcentaje de armónicos para pruebas

Armónicos			
Pruebas de inyección		Voltaje fundamental (415 V)	
Prueba 1 (%)	Prueba 2 (%)	Voltaje	Voltaje
13	9	49.8	33.2
11	7	41.5	29.05
9	4.5	29.05	18.675
7	4	24.9	16.6
5	3	16.6	12.45
3	2.5	12.45	10.375
3	2.5	12.45	10.375
3	2.5	12.45	10.375

Los valores de estas pruebas fueron simulados para obtener una señal con distorsión y así poder comprobar que el sistema es capaz de compensar los armónicos en la red, la Figura 28, representa la distorsión en cada fase.

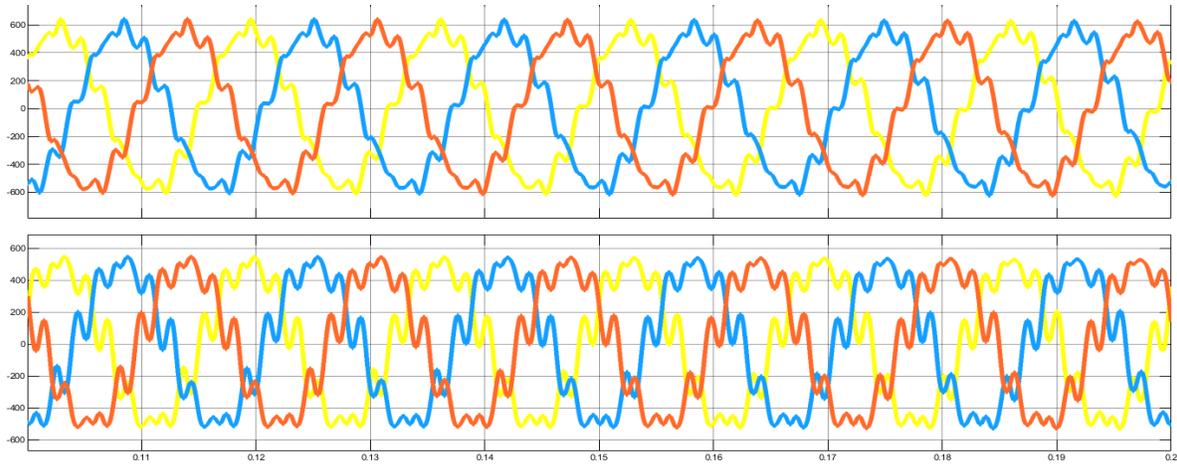


Figura 28. Prueba 1, armónicos en las tres fases

A estas señales se les realizó un análisis de THD, con esto se comprueba que este tipo de señales con alto contenido armónico está por arriba de los estándares requeridos.

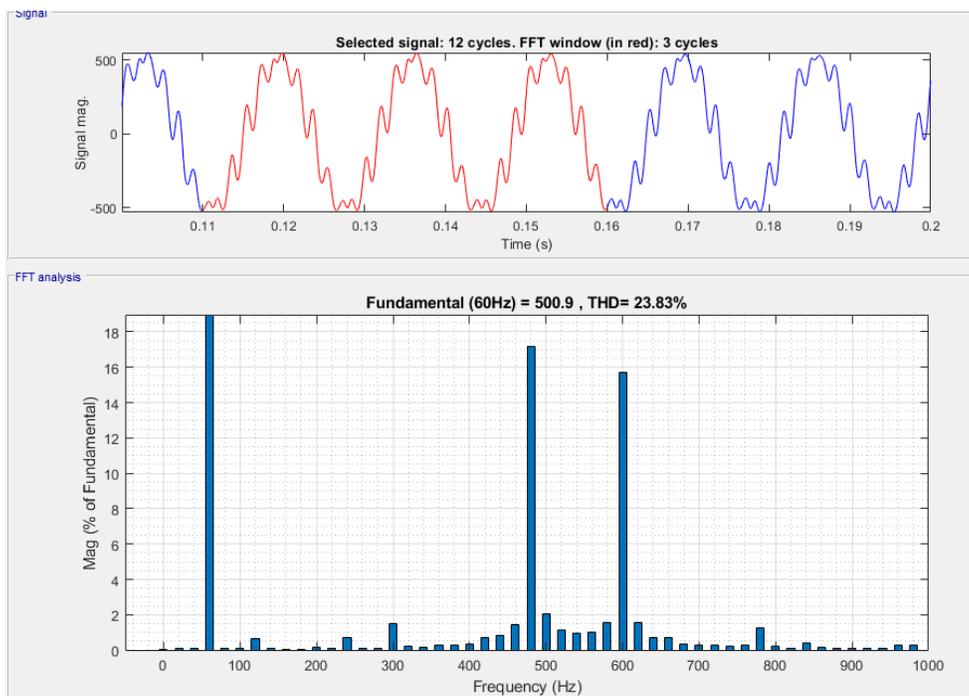


Figura 29. Análisis de THD

La Figura 29, muestra el resultado de THD para la prueba 1, en donde el contenido armónico es de 23.83%.

Este análisis se realizó para la prueba 2 el cual se muestra en la Figura 30.

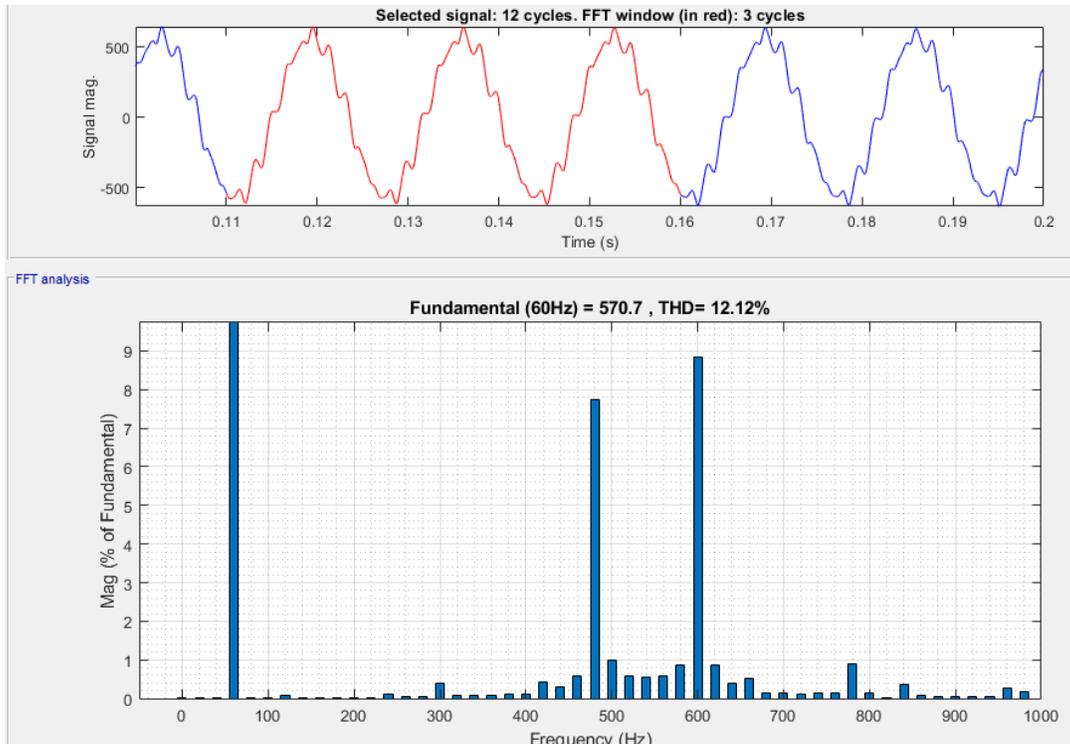
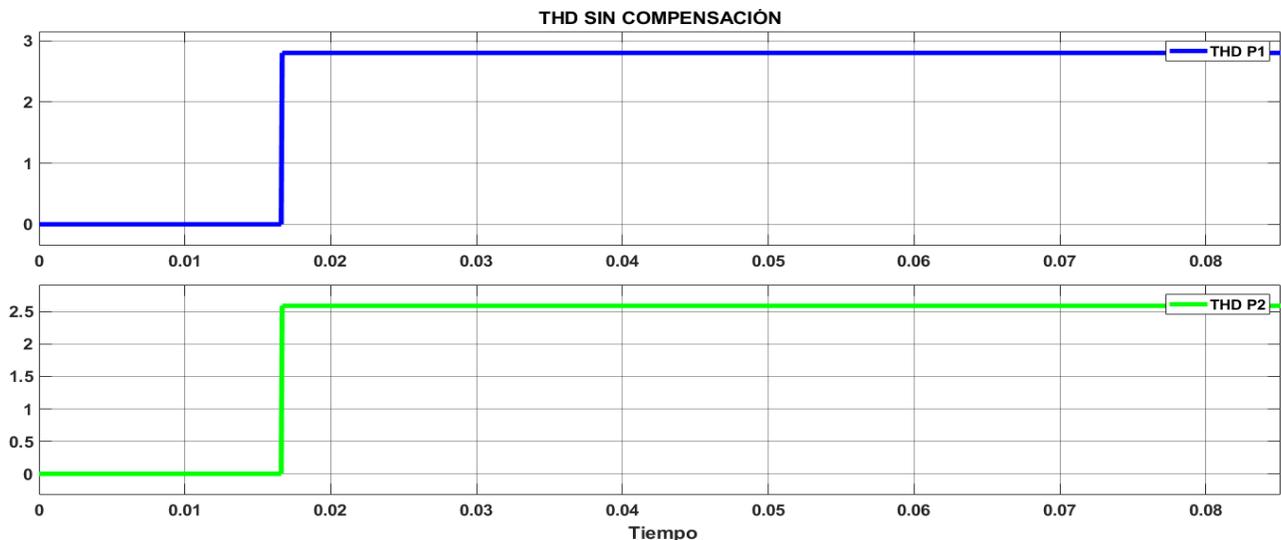


Figura 30. Análisis de THD para la prueba 2

Para la segunda prueba agregando un alto contenido armónico se obtuvo una THD de 12.12%, que a pesar de utilizar valores más pequeños que la prueba 1, siguen sobrepasando los estándares requeridos, por lo que ambas pruebas sirven para poder cotejar el correcto funcionamiento del sistema, compensando también la inyección de estas cargas.

A continuación, se presentan los resultados de THD para las pruebas con y sin compensación, determinando así el correcto funcionamiento del sistema, ya que de tener una THD de 28% pasó a ser únicamente de 11%.



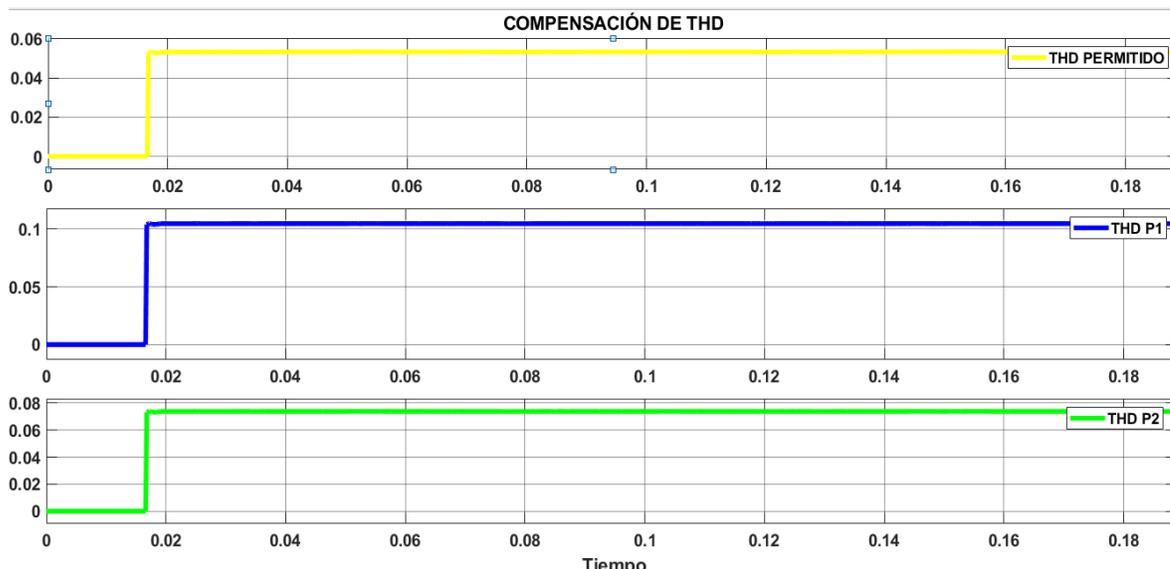


Figura 31. THD con y sin compensación

Para poder visualizar de una manera más fácil los resultados obtenidos se presenta el siguiente gráfico para todas las pruebas.

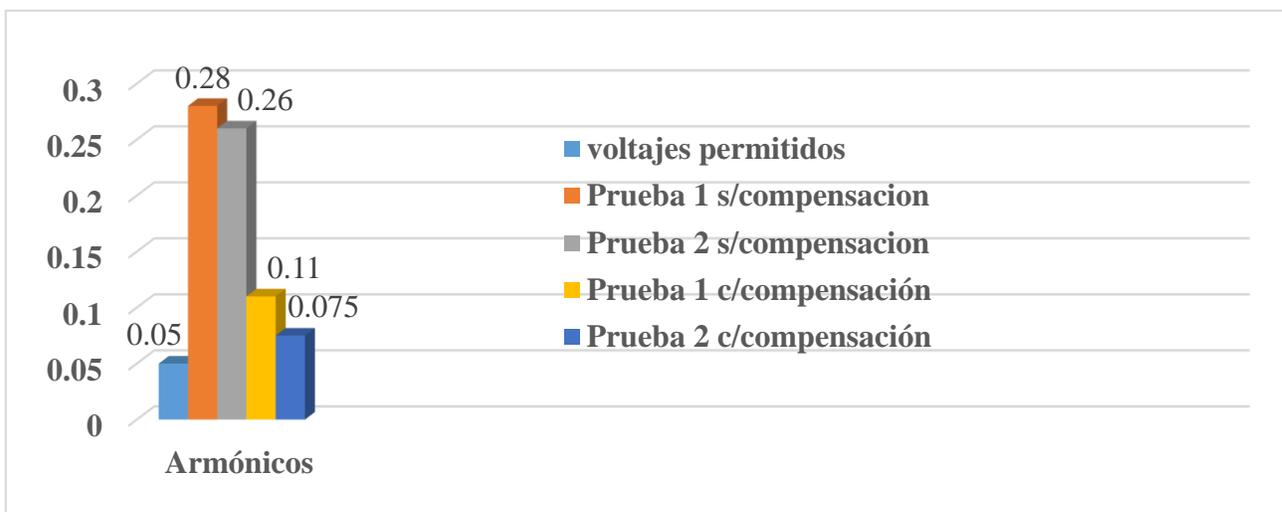


Figura 32. Resultados de compensación

Otra parte importante es comprobar cómo se comporta el sistema con la inyección de estas cargas no lineales cuando se hace el cambio de compensación, es decir de potencia activa a reactiva, por lo que la siguiente imagen representa este cambio de potencia en un tiempo establecido de 0.25 segundos.

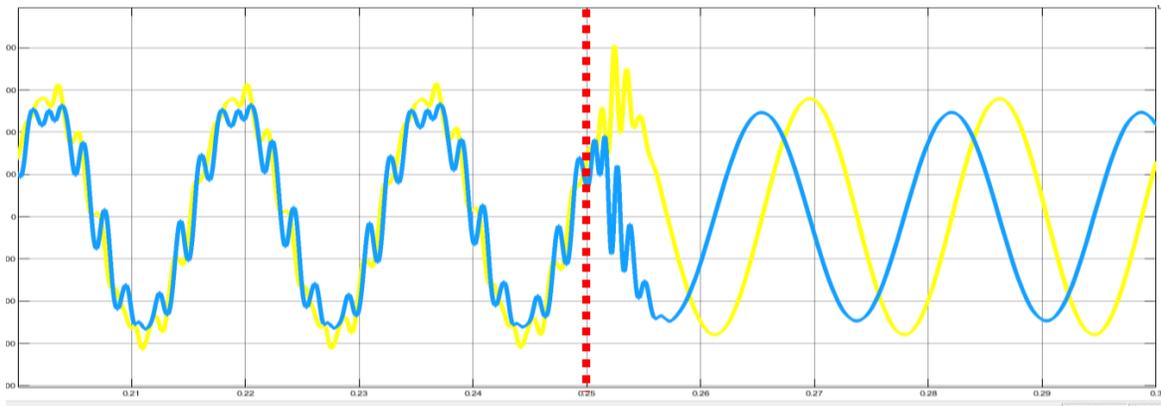


Figura 33. Inyección de armónicos hasta 0.25 en potencia activa, en .3 segundos compensación con inyección de potencia reactiva

Finalmente, una vez comprobado este comportamiento, uno de los objetivos de este trabajo fue el desarrollo de un sistema bidireccional, por lo que la última prueba se enfoca en la demostración de esta bidireccionalidad dada por el mismo control usado mediante las compensaciones de potencia.

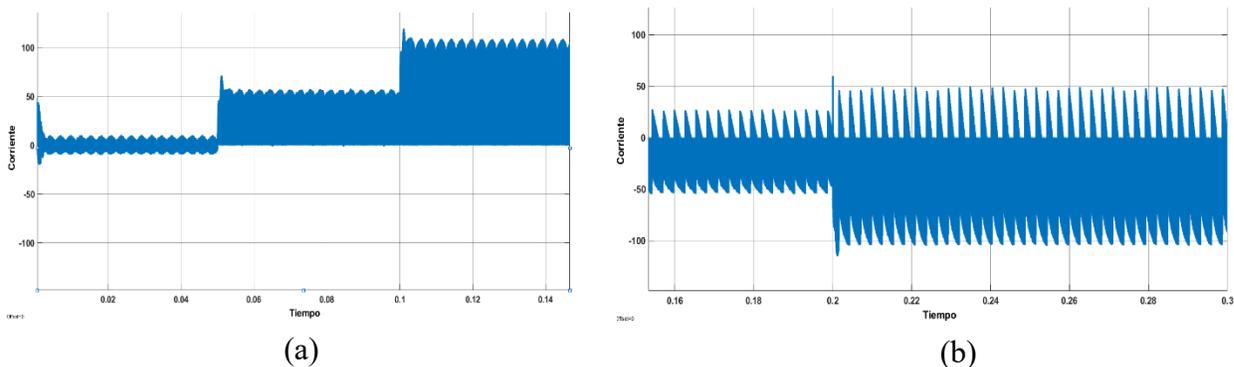


Figura 34. Efecto en la corriente de la fuente de CD causado por (a) potencia activa (b) potencia reactiva

La Figura 34, se midió con la finalidad de verificar la bidireccionalidad el sistema en donde gracias a un conjunto de escalones se pudo dar un tiempo para la inyección de potencia activa y potencia reactiva, observando que cuando la potencia es activa es decir que va de la fuente a la red la corriente es positiva, y cuando se inyecta potencia reactiva la corriente se comporta de manera negativa debido a que es esta potencia la que regresa a la fuente de CD o a algún sistema de almacenamiento.

Capítulo 4. Conclusiones

4.1 Conclusión

El trabajo de tesis logró cumplir con el objetivo de diseñar y simular un convertidor CD-CA conectado a red para brindar acciones de soporte a la energía eléctrica.

También se lograron alcanzar los objetivos específicos que fueron: diseñar y simular una topología CD-CA con control de potencia activa y reactiva, constatar mediante simulación la óptima transferencia de energía con la red eléctrica ante presencia de perturbaciones y finalmente se validó todo mediante simulación.

4.2 Conclusión general

La motivación de este trabajo proviene de la necesidad de obtener calidad en la energía, ya que en la actualidad existen diversos procesos en los cuales se emplean cargas críticas, como son computadoras, equipo médico en hospitales, aplicaciones militares, procesos de automatización industrial, entre otras. Este tipo de cargas son denominadas críticas ya que necesitan de una tensión de alimentación de alta calidad, libre de perturbaciones, con el fin de que no alteren o modifiquen su operación y permanezcan funcionando correcta e ininterrumpidamente, por esto mismo se necesita de un sistema conectado a la red con control de potencia activa y reactiva, así como generar una bidireccionalidad de potencia, para así poder garantizar la calidad requerida en la energía.

Una parte que también influye mucho es el contenido armónico el cual tiene otros severos efectos, incluyendo el sobrecalentamiento de los componentes del sistema de distribución, con su consiguiente acortamiento de vida, oscilaciones mecánicas en generadores y motores, defectos sobre el aislamiento, bajo desempeño de sistemas de comunicación y comportamiento impredecible de sistemas de protección, por lo que contar con una compensación de este tipo de perturbaciones es muy importante.

A partir de los datos obtenidos en la simulación, se concluyen los siguientes puntos:

- Es posible tener un control de potencia activa y reactiva desde una generación de referencia gracias al control utilizado.
- La compensación de las potencias funciona con valores distintos sin perder el ángulo de desfase requerido.
- El sistema presenta la bidireccionalidad requerida para esta aplicación.
- El sistema compensa correctamente la introducción de cargas no lineales con valores por arriba de los establecidos en la norma UNE-EN 50160.

4.3 Conclusiones de comparativa

Los resultados permiten visualizar las acciones de mejora implementadas en el convertidor CD-CA, el poder controlar la potencia activa y reactiva, ofrecer soporte al cambio de cargas, así como a la inyección de armónicos hace a este sistema tener grandes ventajas a los trabajos reportados, ya que la finalidad de tener un sistema bidireccional permite incluirlo en varias aplicaciones.

4.4 Aportación del trabajo de tesis

El objetivo de esta tesis fue diseñar un convertidor CD-CA bidireccional logrando con esto verificar el funcionamiento del control dq , para la compensación de potencia activa y reactiva, con el diseño de un filtro LCL para la atenuación de armónicos y obtener un sistema funcionando correctamente para la compensación de potencias desde la generación de una referencia establecida.

4.5 Trabajos a futuro

Debido a los resultados obtenidos en simulación, los trabajos a futuro se enumeran a continuación:

- Estudio a fondo de los controladores necesarios para la generación y establecimiento de referencias para potencia activa y reactiva.
- Implementar el esquema completo desde la etapa de CD.
- Aplicar la misma arquitectura a una aplicación con almacenamiento en la etapa de CD.

Referencias

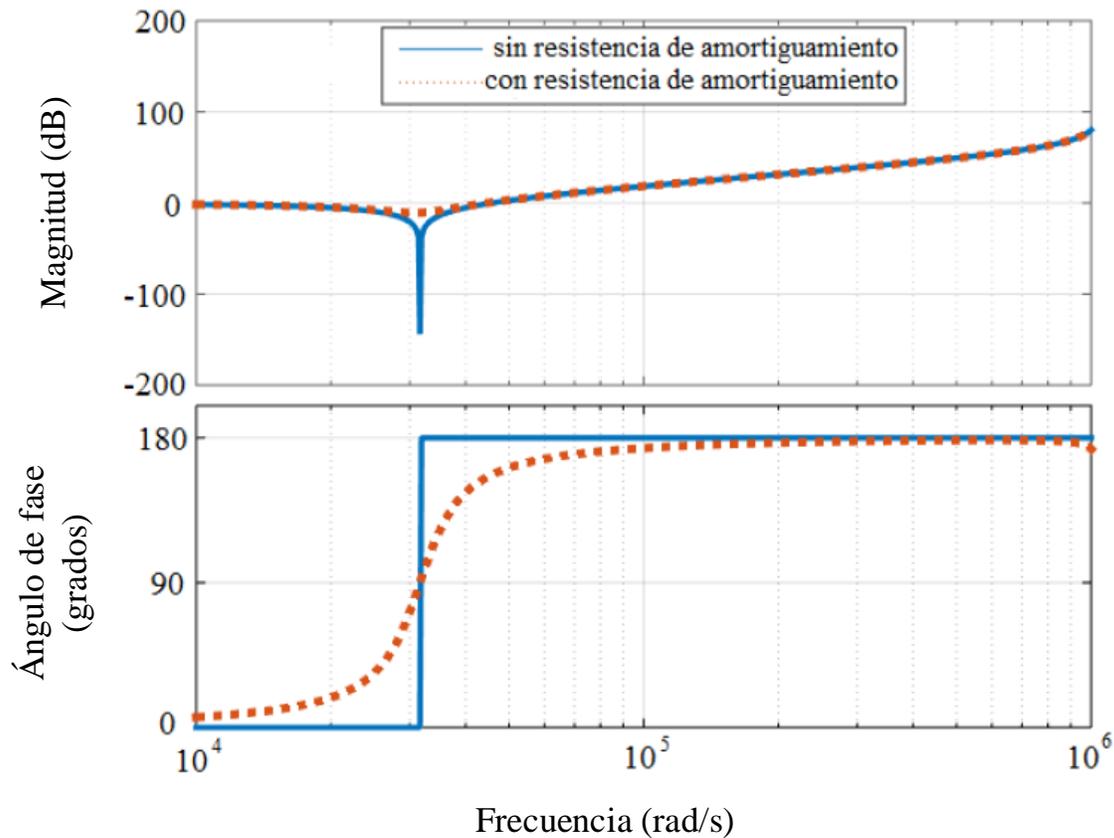
- [1] J. G. Velasco, *Energías renovables*. Reverte, 2009.
- [2] S. R. J. P. o. t. I. Bull, "Renewable energy today and tomorrow," vol. 89, no. 8, pp. 1216-1226, 2001.
- [3] R. C. Dugan and T. E. J. I. i. a. m. Mcdermott, "Distributed generation," vol. 8, no. 2, pp. 19-25, 2002.
- [4] J. Driesen and R. Belmans, "Distributed generation: challenges and possible solutions," in *2006 IEEE power engineering society general meeting*, 2006, p. 8 pp.: IEEE.
- [5] C. A. Torres, D. Murillo, and C. R. J. S. e. t. PATIÑO, "Diseño y construcción de un inversor trifásico," vol. 14, no. 40, pp. 37-42, 2008.
- [6] R. A. Fantino, "Estrategias de control para convertidores electrónicos de potencia que utilizan filtros LCL," 2018.
- [7] D. Murillo-Yarce, A. Alzate-Gómez, and A. J. T. Escobar-Mejía, "Análisis comparativo del control predictivo de corriente en convertidores VSI empleados en la conexión a red de energías renovables," vol. 21, no. 41, pp. 45-62, 2018.
- [8] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [9] D. W. Hart, Vuelapluma, and A. B. Bautista, *Electrónica de potencia*. Prentice Hall Madrid, España, 2001.
- [10] A. R. Gustavo, "Filtro Activo Serie Trifásico para compensación de Armónicos de Tensión," Tesis de Maestría, CENIDET, Cuernavaca-Morelos, 2000.
- [11] J. A. P. L. de Guevara, "Desarrollo de un filtro activo serie monofásico para compensación de armónicos de tensión en sistemas eléctricos de baja tensión," JA Pérez Ladrón de Guevara, 2001.
- [12] H. J. I. t. o. i. a. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, 1996.
- [13] M. J. I. t. o. p. s. Depenbrock, "The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations," vol. 8, no. 2, pp. 381-387, 1993.
- [14] J. D. J. I. S. Arcila, "Armónicos en sistemas eléctricos," pp. 1-26, 2010.
- [15] L. M. Tolbert and T. G. Habetler, "Comparison of time-based nonactive power definitions for active filtering," in *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000 (Cat. No. 00TH8529)*, 2000, pp. 73-79: IEEE.
- [16] L. Rossetto and P. J. E. T. o. E. P. Tenti, "Evaluation of instantaneous power terms in multi-phase systems: techniques and application to power-conditioning equipment," vol. 4, no. 6, pp. 469-474, 1994.
- [17] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. J. I. T. o. i. a. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," no. 3, pp. 625-630, 1984.
- [18] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system," in *IAS'95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, 1995, vol. 3, pp. 2531-2540: IEEE.
- [19] A. Ferrero, G. J. I. T. o. I. Superti-Furga, and Measurement, "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions," vol. 40, no. 3, pp. 568-577, 1991.
- [20] J. L. J. I. T. o. i. Willems and measurement, "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations," vol. 41, no. 4, pp. 523-527, 1992.
- [21] A. Nabae and T. J. I. T. o. P. D. Tanaka, "A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits," vol. 11, no. 3, pp. 1238-1243, 1996.

- [22] F. Z. Peng, J.-S. J. I. t. o. i. Lai, and measurement, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems," vol. 45, no. 1, pp. 293-297, 1996.
- [23] J. P. S. Hidalgo Salinas, "Diseño y simulación de un inversor trifásico de 0.5 kW aplicando la técnica de modulación de ancho de pulso de vector espacial," 2011.
- [24] S. Ramírez Castaño and E. A. J. I. E. Cano Plata, "Calidad del Servicio de energía eléctrica," 2006.
- [25] V. C. Sánchez, "Control de un convertidor DC-AC para la integración de generación distribuida a la red eléctrica en condición de desbalance," Universidad Tecnológica de Pereira. Facultad de Ingenierías Eléctrica ..., 2016.
- [26] R. H. J. T. o. t. A. I. o. E. E. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," vol. 48, no. 3, pp. 716-727, 1929.
- [27] F. Liu, X. Zha, Y. Zhou, and S. Duan, "Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009, pp. 2174-2177: IEEE.
- [28] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)*, 2001, vol. 1, pp. 299-307: IEEE.
- [29] N. He *et al.*, "Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter," vol. 28, no. 6, pp. 2785-2797, 2012.
- [30] S. Khalid, B. J. I. J. o. A. i. E. Dwivedi, and Technology, "Power quality issues, problems, standards & their effects in industry with corrective means," vol. 1, no. 2, p. 1, 2011.
- [31] B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, *Power quality: problems and mitigation techniques*. John Wiley & Sons, 2014.
- [32] K. Lee *et al.*, "Improved performance of the modified Hodge test with MacConkey agar for screening carbapenemase-producing Gram-negative bacilli," vol. 83, no. 2, pp. 149-152, 2010.
- [33] M.-Y. Park, M.-H. Chi, J.-H. Park, H.-G. Kim, T.-W. Chun, and E.-C. Nho, "LCL-filter design for grid-connected PCS using total harmonic distortion and ripple attenuation factor," in *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-*, 2010, pp. 1688-1694: IEEE.
- [34] G. Grandi, J. Loncarski, and O. J. I. T. o. I. E. Dordevic, "Analysis and comparison of peak-to-peak current ripple in two-level and multilevel PWM inverters," vol. 62, no. 5, pp. 2721-2730, 2014.
- [35] Y. Jiao and F. C. J. I. T. o. P. E. Lee, "LCL filter design and inductor current ripple analysis for a three-level NPC grid interface converter," vol. 30, no. 9, pp. 4659-4668, 2014.
- [36] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhodja, E. J. M. Monmasson, and C. i. Simulation, "Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters," vol. 130, pp. 181-193, 2016.
- [37] D. Mora, C. Núñez, N. Visairo, J. Segundo, and E. J. E. Camargo, "Control for three-phase LCL-filter PWM rectifier with BESS-oriented application," vol. 12, no. 21, p. 4093, 2019.
- [38] D. G. Photovoltaics and E. J. I. S. Storage, "IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces," pp. 1547-2018, 2018.

Anexo A: Convertidor con y sin resistencia de amortiguamiento.

Las gráficas de bode muestran la respuesta a la frecuencia para el filtro LCL con y sin resistencia de amortiguamiento, eliminando con la resistencia el sobreimpulso que presenta en la ganancia a la frecuencia de resonancia y suaviza la respuesta en general.

Por lo que las gráficas se muestran como una comprobación de la importancia de agregar una resistencia de amortiguamiento al sistema.



La resonancia seleccionada debe ser de un valor que no sea tan alto a fin de que las pérdidas no sean elevadas, tampoco demasiado bajo que pueda causar problemas de resonancia.