



Universidad Católica de Santa María

Facultad de Ciencias e Ingenierías Físicas y Formales

Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica

**Diseño y simulación de un filtro activo de potencia en paralelo con
acoplamiento LCLC para la atenuación de armónicos en sistemas eléctricos
de baja y media tensión**

Tesis presentada por:

Tejada Ramirez, Edson Fabrizio

ORCID: 0009-0004-4444-1577

para optar el Título Profesional de Ingeniero Electrónico con Especialidad en
Telecomunicaciones

Asesor (a):

Mg. Valdivieso Herrera, Diana Isabel

ORCID: 0009-0008-2496-9445

Arequipa - Perú

2026

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

INGENIERIA ELECTRONICA

CON ESPECIALIDAD EN TELECOMUNICACIONES

TITULACIÓN CON TESIS

DICTAMEN APROBACIÓN DE BORRADOR

Arequipa, 08 de Abril del 2026

Dictamen: 011941-C-EPIE-2026

Visto el borrador del expediente 011941, presentado por:

2015240651 - TEJADA RAMIREZ EDSON FABRIZIO

Titulado:

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN PARALELO CON
ACOPLAMIENTO LCLC PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE
BAJA Y MEDIA TENSIÓN**

Nuestro dictamen es:

APROBADO

Título Profesional/Título de Segunda Especialidad/Grado Académico a optar:

**INGENIERO ELECTRONICO CON ESPECIALIDAD EN
TELECOMUNICACIONES**

**29715414 - COAGUILA GOMEZ RONALD PERCING
DICTAMINADOR**



**29410027 - SULLA TORRES RAUL RICARDO
DICTAMINADOR**



**29565731 - COPA PINEDA JUAN CARLOS
DICTAMINADOR**



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN PARALELO CON ACOPLAMIENTO LCLC PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE BAJA Y MEDIA TENSIÓN

INFORME DE ORIGINALIDAD

10%	8%	2%	8%
INDICE DE SIMILITUD	FUENTES DE INTERNET	PUBLICACIONES	TRABAJOS DEL ESTUDIANTE

FUENTES PRIMARIAS

1	Submitted to Universidad Nacional San Antonio Abad del Cusco	3%
	Trabajo del estudiante	
2	Submitted to Universidad Católica de Santa María	2%
	Trabajo del estudiante	
3	Submitted to unsaac	2%
	Trabajo del estudiante	
4	pirhua.udep.edu.pe	1%
	Fuente de Internet	
5	sedici.unlp.edu.ar	1%
	Fuente de Internet	
6	hdl.handle.net	1%
	Fuente de Internet	
7	repositorio.ucsm.edu.pe	1%
	Fuente de Internet	

Excluir citas	Apagado	Excluir coincidencias	< 1%
Excluir bibliografía	Apagado		

Dedicatoria

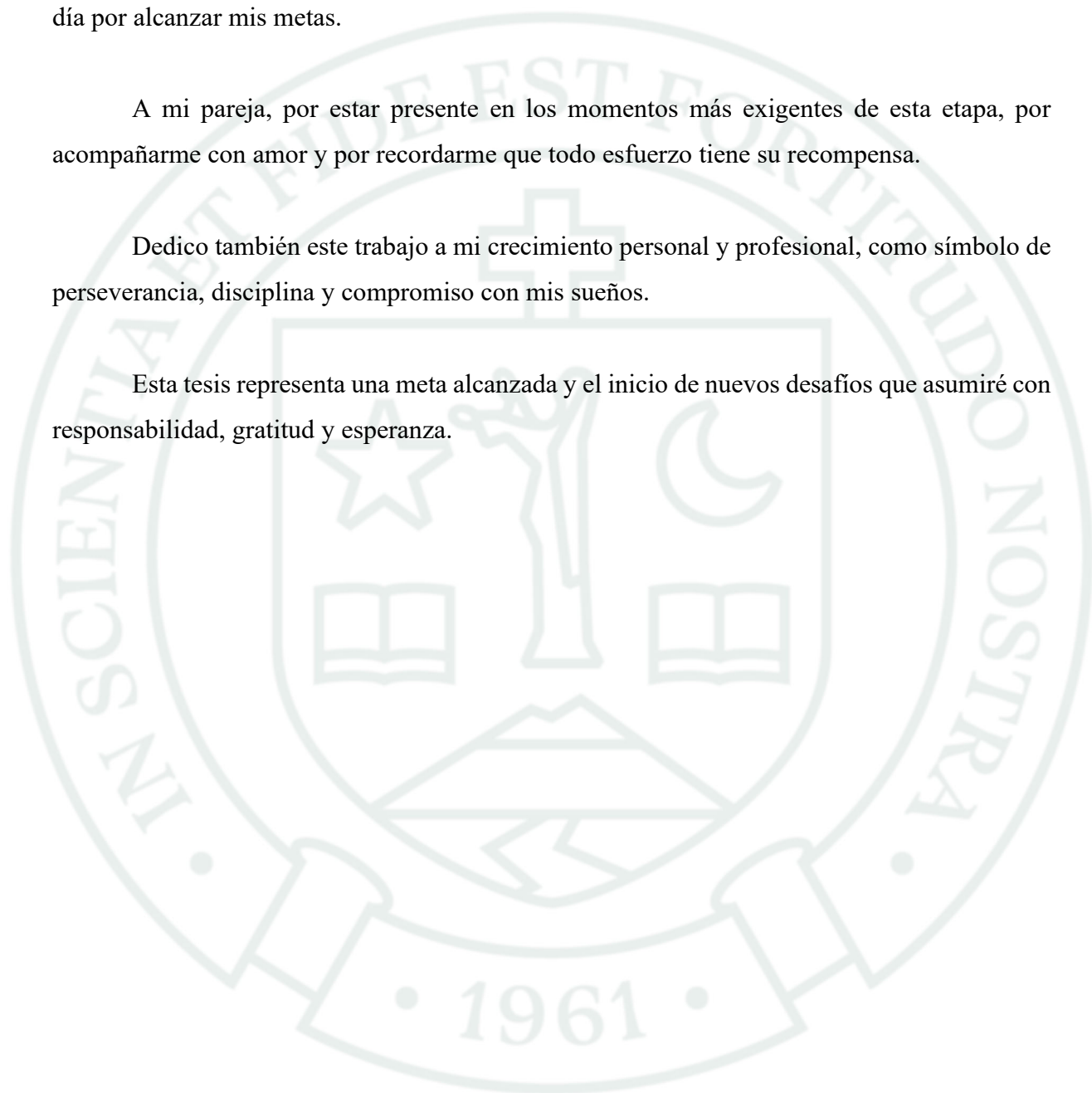
A quienes han sido mi impulso en este camino.

A mi familia, por ser el motivo que me inspira a seguir creciendo y a esforzarme cada día por alcanzar mis metas.

A mi pareja, por estar presente en los momentos más exigentes de esta etapa, por acompañarme con amor y por recordarme que todo esfuerzo tiene su recompensa.

Dedico también este trabajo a mi crecimiento personal y profesional, como símbolo de perseverancia, disciplina y compromiso con mis sueños.

Esta tesis representa una meta alcanzada y el inicio de nuevos desafíos que asumiré con responsabilidad, gratitud y esperanza.



Agradecimientos

Agradezco en primer lugar a Dios, por brindarme la fortaleza, sabiduría y perseverancia necesarias para culminar esta etapa tan importante de mi formación profesional.

A mi familia, por su apoyo incondicional, comprensión y motivación constante durante todo este proceso. Su confianza en mí ha sido una fuente fundamental de impulso para seguir adelante, incluso en los momentos más difíciles.

A mi pareja, por su amor, paciencia, comprensión y apoyo constante durante el desarrollo de esta tesis. Gracias por acompañarme en cada etapa de este proceso, por motivarme a seguir adelante y por estar presente en los momentos de dificultad y esfuerzo.

A mis docentes y asesores, por compartir sus conocimientos, orientación y experiencia, los cuales fueron esenciales para el desarrollo de la presente investigación. Sus recomendaciones y aportes contribuyeron significativamente a mejorar la calidad de este trabajo.

Asimismo, expreso mi agradecimiento a la Universidad Católica de Santa María, por brindarme la formación académica y las herramientas necesarias para mi crecimiento profesional como futuro ingeniero electrónico.

Finalmente, agradezco a todas las personas que, de una u otra manera, contribuyeron al desarrollo de esta tesis, ya sea mediante su apoyo, consejos, tiempo o palabras de aliento.

A todos ellos, mi más sincero agradecimiento.

RESUMEN

La investigación estudia la problemática asociada a las distorsiones armónicas presentes en sistemas eléctricos de baja y media tensión, originadas principalmente por cargas no lineales. El propósito central consiste en diseñar y simular un filtro activo de potencia en paralelo con acoplamiento LCLC, orientado a optimizar la calidad de la energía mediante la reducción de armónicos. Para lograr dicho propósito, se desarrollaron distintas simulaciones en Simulink/MATLAB, evaluando el desempeño del filtro activo de potencia. Las transformadas de Park y Clarke fueron empleadas para examinar los armónicos y plantear el control de corriente. El diseño del filtro consideró un inversor trifásico conectado a un filtro LCLC y un sistema PLL, con el fin de garantizar una sincronización apropiada del filtro con la red eléctrica. Asimismo, se aplicó la modulación por ancho de pulso (PWM) mediante comparación con una portadora triangular, con el propósito de regular las señales de conmutación del inversor y controlar la corriente de compensación inyectada al sistema. Los resultados alcanzados en las simulaciones evidenciaron que el filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC disminuye de manera considerable la distorsión armónica total (THD). Antes de aplicar el filtro, el THD fue de 33.86%, mientras que, luego de su implementación, se redujo a 1.23%, lo cual representa una mejora del 96.37% en la calidad de la energía eléctrica. De forma específica, los armónicos de mayor incidencia, como el quinto, séptimo y undécimo, disminuyeron de 26.38% a 0.66%, de 18.42% a 0.59% y de 10.33% a 0.63%, respectivamente, alcanzando reducciones de hasta 97.50%, 96.80% y 93.90%. En síntesis, el diseño y simulación del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC evidenciaron ser una alternativa eficiente y flexible para reducir armónicos en sistemas eléctricos de baja y media tensión. Las evaluaciones efectuadas en el entorno de Simulink/MATLAB demostraron una disminución importante de la distorsión armónica total (THD), cumpliendo con los criterios definidos por la norma IEEE 519.

Palabras Clave: Armónicos, Control de Corriente, Filtro Activo

ABSTRACT

This research examines the issues associated with harmonic distortions in low- and medium-voltage electrical systems, which are primarily caused by nonlinear loads. The main objective is to design and simulate an active power filter in parallel with LCLC coupling, aimed at optimizing power quality by reducing harmonics. To achieve this goal, various simulations were developed in Simulink/MATLAB to evaluate the performance of the active power filter. The Park and Clarke transforms were used to analyze the harmonics and design the current control. The filter design incorporated a three-phase inverter connected to an LCLC filter and a PLL system to ensure proper synchronization of the filter with the power grid. Additionally, pulse width modulation (PWM) based on hysteresis current was applied to precisely regulate the inverter's output currents. The results obtained from the simulations demonstrated that the active power filter with LCLC coupling significantly reduces total harmonic distortion (THD). Before applying the filter, the THD was 33.86%, while after its implementation, it was reduced to 1.23%, representing a 96.37% improvement in power quality. Specifically, the most prevalent harmonics such as the 5th, 7th, and 11th decreased from 26.38% to 0.66%, from 18.42% to 0.59%, and from 10.33% to 0.63%, respectively, achieving reductions of up to 97.50%, 96.80%, and 93.90%. In summary, the design and simulation of the LCLC-coupled active power filter proved to be an efficient and flexible alternative for reducing harmonics in low- and medium-voltage electrical systems. The evaluations performed in the Simulink/MATLAB environment demonstrated a significant reduction in total harmonic distortion (THD), meeting the criteria defined by the IEEE 519 standard.

Keywords: Harmonics, Current Control, Active Filter

ÍNDICE GENERAL

DEDICATORIA

AGRADECIMIENTOS

RESUMEN

ABSTRACT

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I: GENERALIDADES	2
1.1 Identificación del Problema	2
1.2 Descripción del problema	3
1.3 Objetivos.....	4
1.3.1 Objetivo General.....	4
1.3.2 Objetivos Específicos	4
1.4 Variables	5
1.4.1 Variable Independiente.....	5
1.4.2 Variables Dependiente.....	5
1.5 Alcances.....	5
CAPÍTULO II: MARCO TEÓRICO	7
2.1 Antecedentes de la investigación.....	7
2.1.1 Antecedentes Nacionales	7
2.1.2 Antecedentes Internacionales	8
2.2 Bases Teóricas	10
2.2.1 Calidad de la energía	10
2.2.2 Distorsiones armónicas.....	11
2.2.3 Filtros eléctricos para mitigar armónicos	20
2.2.4 Acoplamiento de Filtros	25
2.2.5 Métodos de Compensación de Armónicos	27
2.2.6 Estrategia de Control en los armónicos	35
2.2.7 Inversores Trifásicos.....	39
2.2.8 PLL (Phase-Locked Loop)	40
CAPÍTULO III: DESARROLLO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA	42
3.1 Esquema general del filtro activo de potencia.....	42
3.1.1 Sistema Trifásico	47
3.1.2 Diseño de las Cargas No Lineales	49

3.1.3 Diseño de ingeniería del filtro activo de potencia	52
3.1.4 Diseño del PLL (Phase-Locked Loop)	73
3.1.5 Generación de señales PWM mediante comparación con portadora triangular	75
3.2 Evaluación del comportamiento del sistema sin Filtro Activo de Potencia	78
3.2.1 Corriente de línea – IL sin el Filtro Activo de Potencia	78
3.2.2 Corriente de Referencia – IS sin el Filtro Activo de Potencia.....	80
3.2.3 Corriente de Compensación – IC sin el Filtro Activo de Potencia.....	84
3.3 Evaluación del comportamiento del sistema con Filtro Activo de Potencia	85
3.3.1 Corriente de línea – IL con el Filtro Activo de Potencia	85
3.3.2 Corriente de Compensación– IC con el Filtro Activo de Potencia.....	86
3.3.3 Corriente de Referencia – IS con el Filtro Activo de Potencia.....	87
CAPÍTULO IV: RESULTADOS Y DISCUSIÓN	92
4.1 Análisis de Resultados	92
4.1.1 Representación armónica sin el Filtro Diseñado	92
4.1.2 Representación armónica con el Filtro Diseñado	97
4.2 Simulación de escenarios con cargas reales	102
4.2.1 Escenarios en Baja Tensión	102
4.2.2 Escenarios en Media Tensión	106
4.2.3 Justificación del Límite de Simulación hasta 5 kV	114
4.3 Análisis económico.....	115
4.3.1 Componentes Electrónicos Principales.....	115
4.3.2 Equipamiento de Control y Medición.....	116
4.3.3 Desglose de Costos por Servicios y Mano de Obra Técnica	117
4.3.4 Resumen General del Presupuesto.....	118
4.4 Discusión	119
CONCLUSIONES	122
RECOMENDACIONES.....	124
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	125
ANEXOS	129

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 <i>Onda sinusoidal</i>	14
Figura 2 <i>Filtro activo en Paralelo - Shunt</i>	22
Figura 3 <i>Filtro activo en serie</i>	23
Figura 4 <i>Filtro activo serie- Paralelo</i>	23
Figura 5 <i>Filtro Activo en Serie con la Línea</i>	24
Figura 6 <i>Filtro Activo Paralelo al Filtro Pasivo</i>	25
Figura 7 <i>Compensación del filtro activo de potencia mediante el método de la teoría p-q</i>	33
Figura 8 <i>Modulación PWM</i>	39
Figura 9 <i>Inversor trifásico para la etapa de Potencia del filtro activo</i>	40
Figura 10 <i>Circuito de conexión usando el PLL 4046</i>	41
Figura 11 <i>Esquema de filtro activo de potencia acoplado al sistema trifásico</i>	43
Figura 12 <i>Diseño del sistema trifásico</i>	49
Figura 13 <i>Cargas no lineales</i>	49
Figura 14 <i>Diseño del filtro pasa bajas Butterworth</i>	64
Figura 15 <i>Inversor Trifásico</i>	68
Figura 15 <i>Filtro LCLC</i>	68
Figura 16 <i>Inversor trifásico acoplado con filtro LCLC</i>	70
Figura 17 <i>Esquema general de la transforma de Clarke</i>	71
Figura 18 <i>Configuración abc-dq</i>	72
Figura 19 <i>Transformada inversa de Park</i>	73
Figura 20 <i>Esquema del PLL</i>	75
Figura 21 <i>Diseño del PLL en Simulink</i>	75
Figura 22 <i>Modulación PWM para el control del inversor trifásico</i>	76
Figura 23 <i>Señal PWM</i>	78
Figura 24 <i>Corriente de Línea sin el Filtro</i>	79
Figura 25 <i>Corriente de Referencia sin el Filtro</i>	80
Figura 26 <i>Cantidad de THD sin filtro activo en la corriente de referencia</i>	81
Figura 27 <i>FFT Analyzer en la Corriente de referencia</i>	83
Figura 28 <i>Corriente de Compensación sin el Filtro</i>	84
Figura 29 <i>Corriente de Línea con el Filtro</i>	85
Figura 30 <i>Corriente de Compensación con el Filtro</i>	86

Figura 31 <i>Corriente de Referencia con el Filtro</i>	88
Figura 32 <i>Corriente de Referencia sin filtro y con filtro activo de potencia</i>	89
Figura 33 <i>Cantidad de THD con filtro activo en la corriente de referencia</i>	89
Figura 34 <i>FFT Analyzer en la Corriente de referencia con el Filtro Activo de Potencia</i>	91
Figura 35 <i>Principales armónicos presentes en la red</i>	94
Figura 36 <i>Mitigación de armónicos presentes en la red</i>	100
Figura 37 <i>Nivel de THD en el escenario con carga de 220V (Baja Tensión)</i>	103
Figura 38 <i>Nivel de THD en el escenario con carga de 400V (Baja Tensión)</i>	105
Figura 39 <i>Nivel de THD en el escenario con carga de 1KV (Media Tensión)</i>	107
Figura 40 <i>Pico de amplitud (V) de la red trifásica</i>	110
Figura 41 <i>Carga de motor de 20 HP inyectada</i>	111
Figura 42 <i>Nivel de THD en el escenario con carga de 5KV (Media Tensión) sin filtro</i>	112
Figura 43 <i>Nivel de THD en el escenario con carga de 5KV (Media Tensión) con filtro</i>	113

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 <i>Consecuencias de los armónicos en los componentes eléctricos</i>	11
Tabla 2 <i>Niveles de armónicos según norma EN50160 y norma IEE519</i>	12
Tabla 3 <i>Norma IEEE 519-1992 - límites de distorsión de corriente</i>	18
Tabla 4 <i>Norma IEEE 519-1992 - límites de distorsión de voltaje</i>	18
Tabla 5 <i>Variaciones del indicador de calidad de tensión</i>	19
Tabla 6 <i>Nivel de distorsión armónica (THD) vs la tensión nominal</i>	19
Tabla 7 <i>Parámetros de diseño</i>	54
Tabla 8 <i>Justificación de los armónicos filtrados</i>	66
Tabla 9 <i>Parámetros de muestreo y análisis de la Señal sin el Filtro Diseñado</i>	92
Tabla 10 <i>Porcentaje de armónicos en la red sin acoplamiento de Filtro</i>	93
Tabla 11 <i>Comparación de los armónicos con los Límites de distorsión de corriente</i>	95
Tabla 12 <i>Justificación de los armónicos seleccionados para la compensación</i>	97
Tabla 13 <i>Parámetros de muestreo y análisis de la Señal con el Filtro Diseñado</i>	97
Tabla 14 <i>Porcentaje de armónicos en la red con acoplamiento de Filtro</i>	98
Tabla 15 <i>Comparación de armónicos mitigados con los Límites de distorsión de corriente</i>	101
Tabla 16 <i>Armónicos mitigados en distribución eléctrica con carga de 220V</i>	103
Tabla 17 <i>Armónicos mitigados en distribución eléctrica con carga de 400V</i>	106
Tabla 18 <i>Armónicos mitigados en distribución eléctrica con carga de 1KV</i>	108
Tabla 19 <i>Costos de componentes electrónicos para el diseño del filtro activo de potencia</i> .	115
Tabla 20 <i>Costos de equipamiento de control y medición para el filtro activo de potencia</i> ..	116
Tabla 21 <i>Costos por servicios técnicos y mano de obra</i>	117
Tabla 22 <i>Resumen general de los costos del proyecto</i>	118
Tabla 23 <i>Comparativa de precios entre filtros comerciales y el filtro diseñado</i>	118
Tabla 24 <i>Enlaces de adquisición de componentes para el filtro activo de potencia</i>	119

ÍNDICE DE ANEXOS

Anexo 1. Matriz de Consistencia	129
Anexo 2. Identificación de componentes armónicas en escenarios operativos reales	131



INTRODUCCIÓN

La presente investigación se enfoca en la mitigación de distorsiones armónicas en sistemas eléctricos de baja y media tensión, un problema que afecta la calidad, eficiencia y estabilidad de estos sistemas. Estas distorsiones, generadas por cargas no lineales como dispositivos electrónicos y equipos industriales, deterioran el rendimiento de los equipos eléctricos, aumentan las pérdidas de transmisión, interfieren con sistemas de comunicación y pueden desestabilizar la red eléctrica. Mitigar eficazmente estos armónicos es crucial para asegurar el funcionamiento óptimo y la fiabilidad de las infraestructuras eléctricas, especialmente con la creciente integración de tecnologías avanzadas y fuentes de energía renovable.

La investigación está estructurada para abordar esta problemática mediante el diseño y la simulación de un filtro activo de potencia en paralelo con acoplamiento LCLC. El filtro propuesto se diseñará para mejorar la calidad de la energía mediante la atenuación de armónicos, aplicando transformaciones de Park y Clarke para analizar los armónicos en los sistemas. Este diseño incluye un inversor trifásico con acoplamiento LCLC y un sistema de seguimiento de fase (PLL) para asegurar la sincronización con la red eléctrica. La implementación de una técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular permitirá controlar la conmutación del inversor trifásico y regular la corriente de compensación requerida para la atenuación de armónicos. Las simulaciones se realizarán en Simulink/MATLAB para evaluar el rendimiento del diseño en condiciones controladas. El método empleado en el trabajo incluye varias etapas. Inicialmente, se diseñará el circuito del filtro activo de potencia en paralelo. Luego, se llevarán a cabo simulaciones detalladas del comportamiento del filtro utilizando Simulink/MATLAB. Estas simulaciones permitirán predecir la respuesta del filtro bajo diversas condiciones operativas, optimizando el diseño antes de cualquier implementación física o pruebas de campo. Se aplicarán las transformaciones de Park y Clarke para convertir señales trifásicas a un sistema de coordenadas más manejable, facilitando el análisis de armónicos. La técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular y el sistema PLL se implementarán para asegurar una compensación armónica precisa y dinámica. El PLL permitirá sincronizar el filtro activo con la red eléctrica, mientras que la modulación PWM generará las señales de conmutación necesarias para regular la corriente de compensación inyectada por el inversor, contribuyendo a mejorar la estabilidad y calidad de la energía del sistema.

CAPÍTULO I: GENERALIDADES

1.1 Identificación del Problema

La evolución de las tecnologías electrónicas y su integración en la vida cotidiana han traído consigo desafíos significativos para la calidad de la energía en los sistemas eléctricos, especialmente en lo que respecta a la presencia de armónicos. Estos componentes, frecuencias múltiples de la señal fundamental, no solo son un efecto secundario inevitable de los dispositivos electrónicos modernos, sino que también comprometen la eficiencia y estabilidad de los sistemas de energía. La necesidad de atenuar los armónicos ha llevado al desarrollo de soluciones avanzadas como los Filtros Activos de Potencia (APF), diseñados para mitigar armónicos, compensar la potencia reactiva y equilibrar la corriente en los sistemas de distribución eléctrica (Bagi et al., 2020). Los armónicos generados por dispositivos electrónicos, como ordenadores personales, sistemas de alimentación ininterrumpida y variadores de frecuencia, distorsionan la corriente de la red debido a sus cargas no lineales, que transmiten corriente en impulsos cortos y bruscos. Esta distorsión armónica total afecta negativamente no solo a la eficiencia energética sino también a la fiabilidad de los sistemas eléctricos, lo que hace imperativo encontrar soluciones efectivas para su mitigación. La introducción de APF en el sistema de distribución ha demostrado ser una estrategia eficaz para la supresión de armónicos, compensación de potencia reactiva y equilibrio de la corriente de red, destacando su importancia en la infraestructura eléctrica actual (Sangita et al., 2023).

El problema que se aborda en esta investigación surge de la creciente prevalencia de distorsiones armónicas en las redes eléctricas de baja y media tensión, fenómeno que compromete significativamente la calidad, eficiencia y estabilidad de los sistemas eléctricos. Estas distorsiones, conocidas como armónicos, son generadas mayormente por la expansión de cargas no lineales tales como dispositivos electrónicos y equipos industriales que utilizan tecnologías de conversión de energía. Los armónicos inducen una serie de efectos adversos, incluyendo el deterioro del rendimiento de los equipos eléctricos, el aumento en las pérdidas de transmisión, la interferencia con sistemas de comunicación y, potencialmente, la desestabilización de toda la red eléctrica. La capacidad para mitigar eficazmente estos armónicos es, por lo tanto, de vital importancia para asegurar el funcionamiento óptimo y la fiabilidad de las infraestructuras eléctricas en el contexto de una creciente dependencia de la tecnología avanzada y la integración de fuentes de energía renovable.

Es por ello que el filtro LCLC, en particular, se presenta como una mejora significativa sobre las configuraciones de filtro tradicionales, como L o LC, gracias a su capacidad para asegurar una corriente de salida más suave del APF, mejorando así el rendimiento dinámico del sistema al disminuir la inductancia requerida (Muhlethaler et al., 2013). Al incorporar tanto inductores adicionales como condensadores en su diseño, el filtro LCLC logra una reducción significativa de la inductancia requerida. Este aspecto es fundamental porque disminuye la reactancia del sistema, facilitando una mayor eficacia en la atenuación de armónicos y permitiendo una respuesta más ágil y controlada ante fluctuaciones o perturbaciones en la red eléctrica. La búsqueda de soluciones efectivas para la mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de baja y media tensión es, por lo tanto, un área de interés crítico para investigadores y profesionales del sector. La continua evolución en el diseño y control de APF basados en filtros LCLC representa un paso adelante en la mejora de la calidad de la energía, abordando uno de los problemas más significativos en la distribución de energía eléctrica.

1.2 Descripción del problema

La problemática que se aborda en esta investigación está profundamente arraigada en los efectos nocivos de las distorsiones armónicas en las redes eléctricas, particularmente en entornos de baja y media tensión. Estas distorsiones, o armónicos, generadas predominantemente por una amplia gama de cargas no lineales desde equipos electrónicos avanzados hasta sistemas industriales que utilizan convertidores de energía, representan un desafío técnico significativo con implicaciones directas en la eficiencia, seguridad y sostenibilidad de los sistemas eléctricos (Khalid et al., 2015).

El problema radica en que los armónicos deterioran la calidad de la energía eléctrica, provocando una serie de consecuencias adversas. Entre ellas, la reducción de la vida útil de los equipos eléctricos debido al sobrecalentamiento, el incremento en las pérdidas de energía, la posibilidad de fallos operativos y la interferencia en sistemas de comunicación. Además, la presencia de armónicos puede llevar a la resonancia en ciertas partes del sistema, exacerbando aún más los problemas y potencialmente comprometiendo la estabilidad de toda la red eléctrica. Este problema se ha intensificado con la creciente integración de tecnologías basadas en energías renovables y la transición hacia sistemas de energía más descentralizados, los cuales introducen dinámicas de carga adicionales que pueden agravar la generación de armónicos. La mitigación eficaz de estas distorsiones se convierte, por tanto, en un requisito indispensable

para el mantenimiento de la calidad de la energía y la operación confiable de los sistemas eléctricos.

Las soluciones convencionales, como los filtros pasivos, aunque útiles, enfrentan limitaciones en términos de adaptabilidad y eficacia frente a la variabilidad y la complejidad de las fuentes de armónicos actuales. La necesidad de una solución más flexible, eficiente y capaz de responder dinámicamente a las fluctuaciones en las condiciones de carga es evidente. En este contexto, la propuesta de implementar sistemas de filtrado activo de potencia, especialmente aquellos con acoplamiento LCLC, se perfila como una alternativa prometedora. Estos sistemas ofrecen la posibilidad de una atenuación de armónicos más efectiva y una integración más fluida en las redes eléctricas existentes.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Diseñar y simular un Filtro Activo en paralelo con conexión LCLC para mejorar la calidad de energía en sistemas de baja y media tensión, atenuando los armónicos de 5°, 7° y 11° orden, reduciendo el THD en un 95% según la norma IEEE 519.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Aplicar la Transformación de Park (D-Q) y la Transformación de Clarke para identificar y analizar armónicos en sistemas de baja y media tensión.
- Diseñar un inversor trifásico con acoplamiento LCLC, como componente central del Filtro Activo de Potencia en paralelo para una compensación eficaz de armónicos.
- Implementar una técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular, con el propósito de controlar la conmutación del inversor trifásico y regular la corriente de compensación requerida para la mitigación de armónicos.
- Desarrollar un sistema de seguimiento de fase (PLL) para sincronizar el filtro LCLC con la red eléctrica, optimizando la atenuación de armónicos.
- Simular el diseño y funcionamiento del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC en Simulink/MATLAB, verificando su eficacia en la reducción del THD en un 95% según la norma IEEE 519.

1.4 Variables

1.4.1 Variable Independiente

Filtro activo de potencia en paralelo con acoplamiento LCLC.

Indicadores:

- Filtro LCLC acoplado con un inversor trifásico.
- Eficiencia del filtro
- Modulación PWM mediante comparación con portadora triangular.

1.4.2 Variables Dependiente

Atenuación de armónicos en los sistemas eléctricos de baja y media tensión.

Indicadores:

- Porcentaje de reducción de THD
- Cumplimiento de Normativas de evaluación de armónicos.

1.5 Alcances

- La investigación se enfocará en el diseño teórico y la simulación del filtro activo de potencia, utilizando herramientas como MATLAB para validar la eficacia del diseño en la atenuación de armónicos.
- Se llevará a cabo un análisis detallado de los armónicos presentes en sistemas eléctricos de baja y media tensión, utilizando la Transformación de Park (D-Q) y la Transformación de Clarke, para identificar las frecuencias específicas que el filtro debe atenuar.
- Se diseñará y optimizará un inversor trifásico con acoplamiento LCLC como parte central del filtro, buscando maximizar la eficiencia en la compensación de armónicos.
- Se desarrollará e implementará una técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular para generar las señales de conmutación del inversor trifásico, permitiendo regular la corriente de compensación y mejorar la capacidad del filtro activo para atenuar los armónicos presentes en el sistema.

- El proyecto se simulará debido a la falta de recursos técnicos y económicos para implementar físicamente el filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC, ya que su construcción requiere componentes especializados, infraestructura adecuada y sistemas de control avanzados, cuya adquisición y manejo exceden el alcance y presupuesto de la investigación.
- Se diseñará un sistema de seguimiento de fase (PLL) para asegurar la sincronización adecuada del filtro con la red eléctrica, lo cual es crucial para la atenuación efectiva de armónicos.
- El estudio evaluará cómo el filtro diseñado mejora la calidad de la energía en términos de reducción de la distorsión armónica total y su impacto en la estabilidad y eficiencia de la red eléctrica.

CAPÍTULO II: MARCO TEÓRICO

2.1 Antecedentes de la investigación

2.1.1 Antecedentes Nacionales

Ocaña y Ortiz (2023), en su tesis *“Estudio y simulación del uso de un filtro activo para la mitigación de armónicos de corriente en sistemas eléctricos”*, plantearon como objetivo central desarrollar y simular un filtro activo destinado a reducir los efectos de los armónicos en sistemas eléctricos, contribuyendo así a la mejora de la calidad de la energía. Mediante el uso de Simulink de MATLAB, se representó el sistema eléctrico y se simuló el desempeño del filtro activo bajo distintas condiciones de carga. La metodología aplicada comprendió la toma de datos de corriente y tensión, el cálculo de la corriente de compensación ideal mediante un generador de referencia, así como la modulación de dicha corriente empleando PWM con un inversor basado en transistores IGBT. Los resultados evidenciaron una disminución considerable en los índices de distorsión armónica total (THDi), cumpliendo con las disposiciones de la IEEE y la normativa peruana, y alcanzando reducciones de distorsión entre el 70 % y 90 %. Asimismo, el filtro activo demostró un desempeño adecuado frente a variaciones repentinas de carga, con un tiempo de respuesta aproximado de 15 ms, confirmando su efectividad en la optimización de la calidad energética del sistema eléctrico.

Davila y Perez (2023) en su tesis *“Propuestas de sistemas de filtros armónicos para mejorar la calidad de energía en un parque eólico de La Libertad”*, abordó la mejora de la calidad de energía en parques eólicos mediante el diseño y análisis de sistemas de filtros armónicos. Se exploraron los fundamentos teóricos, diseño y selección de distintos tipos de filtros, utilizando simulaciones en MATLAB/Simulink para evaluar su eficacia. La metodología incluyó análisis de datos y simulación de escenarios variados en el parque eólico. Los resultados demostraron que los filtros armónicos son efectivos en reducir los niveles de distorsión armónica total (THDi), mejorando significativamente la calidad de la energía. Se obtuvieron reducciones en el THDi: el filtro amortiguado simple disminuyó de 11.99% a 4.9%, el filtro pasa alto de 11.99% a 5.1%, y el filtro tipo C de 11.99% a 2.5%. Este estudio brinda lineamientos útiles para el diseño y selección de sistemas de filtros armónicos, planteando una alternativa significativa para reducir los efectos de los armónicos en parques eólicos.

Collana (2020) en su tesis *“Diseño de un filtro activo de potencia tipo Shunt Inversor de tres niveles basados en el método de detección de corriente de referencia síncrona y un controlador multinivel de Histéresis de corriente para la compensación de corrientes armónicas para la aplicación de una pala eléctrica minera P&H 4100XPC DC”*, abordó el problema de la contaminación armónica en la industria minera, específicamente en las palas P&H 4100XPC DC, causada por cargas no lineales. En la investigación se compararon los filtros pasivos, ya empleados en este tipo de palas, con filtros activos planteados como una alternativa para reducir los armónicos y corregir el factor de potencia. A través del estudio de los parámetros de los filtros pasivos, conforme al estándar IEEE Std 1531-2003, y la evaluación de la Distorsión Armónica Total (THD) y la Distorsión de Demanda Total (TDD), utilizando equipos como el Eaton Power Quality Xpert Meter 8000, se determinó la existencia de contaminación armónica. Posteriormente, se eligió una topología de inversor de fuente de tensión de tres niveles para el filtro activo, aplicando un método de detección de corriente de referencia síncrona (SRC) y un controlador de histéresis multibanda. Los resultados comprobaron la capacidad del filtro activo para compensar corrientes armónicas, tanto en régimen permanente como en condiciones transitorias, mediante el ajuste del inductor de acoplamiento y la capacitancia del bus DC. En consecuencia, se evidenció una alternativa eficaz para mejorar la calidad de la energía en aplicaciones mineras.

2.1.2 Antecedentes Internacionales

Díaz (2023) en su tesis *“Simulación de filtro activo shunt para aplicaciones en baja y media tensión en plataforma PLECS”*, tuvo como propósito principal realizar simulaciones de un filtro activo shunt orientado a sistemas de baja y media tensión, evaluando topologías tipo puente de Graetz y NPC mediante el empleo del simulador PLECS versión 4.7.3. La selección de PLECS se justificó por la disminución de los tiempos de ejecución de las simulaciones frente a otras plataformas. La metodología comprendió la caracterización de cada topología a partir de simulaciones del convertidor aislado, seguida de la configuración de un esquema de compensación del filtro activo shunt en tres fases: generación de referencias de corriente, elección de los elementos del circuito de potencia y ajuste de los lazos de control. Los resultados evidenciaron una reducción efectiva de las armónicas de corriente en el sistema eléctrico. Finalmente, se concluyó que PLECS constituye una herramienta eficiente para simular y evaluar filtros activos shunt, aportando a la mejora del factor de potencia y al control del voltaje.

Llunitaxi et al. (2022) en su artículo *“Hybrid Active Power Filter (APF) with Photovoltaic Generation integration for Voltage Profile Improvement”*, se centraron en diseñar e implementar un Filtro Activo de Potencia (APF) híbrido para corregir los niveles de voltaje afectados por la integración de generación fotovoltaica en la red eléctrica. Utilizando la técnica de control de modulación por vector espacial y probando el diseño en el sistema IEEE de 13 barras mediante MATLAB/Simulink, se logró una notable reducción de armónicos de corriente y voltaje. Los resultados evidenciaron una disminución significativa en el Índice de Distorsión Armónica (THD) para las tres fases, alineándose con las normas IEEE 519 e ISO 61000, y demostrando la efectividad del APF en la mejora del perfil de voltaje, la reducción de perturbaciones de carga y una mejor compensación de armónicos. Adicionalmente, la implementación de la estrategia de Seguimiento del Máximo Punto de Potencia (MPPT) permitió la operación óptima del arreglo fotovoltaico, extrayendo aproximadamente 100 kW de potencia y alcanzando los parámetros de diseño del convertidor DC-DC, asegurando un control eficiente del inversor y la generación de un voltaje de salida en corriente alterna de 480V (L-L RMS).

Ponce (2020) en su tesis *“Construcción de un filtro LCL monofásico para una estación de pruebas en la carrera de ingeniería en mantenimiento eléctrico”*, se centró en la construcción de un filtro LCL para filtrar señales armónicas generadas por inversores conectados a la red eléctrica, en respuesta a la creciente utilización de estos dispositivos. Se exploraron las ventajas del filtro LCL en comparación con las topologías L y LC. Para su diseño, se consideraron parámetros eléctricos tanto de la red como del inversor, tales como tensión, frecuencia, frecuencia de conmutación, corriente máxima y voltaje de salida. El cálculo de los elementos del filtro, incluyendo capacitores e inductancias, se sustentó en la impedancia de Thévenin y en el estudio de polos y ceros. Asimismo, la elección del núcleo de ferrita tomó en cuenta la corriente máxima y la frecuencia de conmutación, con el propósito de evitar la saturación. Los resultados demostraron que el filtro LCL presenta un desempeño adecuado para atenuar señales de alta frecuencia; sin embargo, no reduce las señales de baja frecuencia, lo cual resulta conveniente para conservar la forma de onda del inversor. Este resultado confirma la efectividad del filtro LCL en el proceso de filtrado de armónicos.

2.2 Bases Teóricas

2.2.1 Calidad de la energía

La calidad de la energía eléctrica se define como el estándar de rendimiento que debe cumplir el suministro eléctrico, el cual generalmente se proporciona en forma de corriente alterna. Este estándar se refiere a la presencia de un voltaje periódico y una onda sinusoidal en la corriente con frecuencias estables. Por tanto, una deficiente calidad de la energía se evidencia por alteraciones en los parámetros de voltaje, corriente y frecuencia, causando daños y fallos en los componentes del sistema eléctrico (Jurado y Marín, 2017). Los deterioros en la calidad de la energía pueden ser resultado de factores externos, como fenómenos atmosféricos o cortocircuitos causados por condiciones ambientales, los cuales ocurren esporádicamente y contra los que se suelen instalar dispositivos de protección en el sistema eléctrico.

Por otro lado, los factores internos derivan de la operación de dispositivos dentro del sistema, tales como la conmutación electrónica y el encendido de motores o equipos que funcionan a base de pulsos, generando corrientes no sinusoidales con una ocurrencia más frecuente. La calidad de la energía es crucial en sistemas que alimentan diversas cargas, desde aplicaciones residenciales hasta industriales, incluyendo equipos como controladores lógicos programables (PLC), unidades de accionamiento de velocidad variable (ASD), rectificadores, inversores y máquinas de control numérico computarizado (CNC) (Rodríguez, 2017).

Tal como señalan Jurado y Marín (2017), para comprender el impacto de las perturbaciones eléctricas en la calidad del suministro, es importante distinguir los niveles de tensión presentes en los sistemas de distribución. En este contexto, se identifican dos rangos relevantes para la presente investigación:

- A. Baja tensión:** corresponde a valores de voltaje que no superan los 1.000 V (1 kV) en corriente alterna. Este nivel es característico de redes de distribución secundaria utilizadas en viviendas, comercios, oficinas y pequeños talleres. Las variaciones o distorsiones en este rango suelen afectar dispositivos electrónicos, electrodomésticos y sistemas de iluminación.
- B. Media tensión:** abarca el intervalo comprendido entre 1 kV y 36 kV, siendo común en redes de distribución primaria, plantas industriales, centros de transformación y

subestaciones. Las alteraciones en la calidad de energía en este nivel pueden perjudicar el funcionamiento de motores de gran potencia, maquinaria automatizada y equipos industriales que requieren condiciones estables para operar con eficiencia.

2.2.2 *Distorsiones armónicas*

La conceptualización de armónicos se basa en el teorema de Fourier, el cual postula que, bajo ciertas condiciones analíticas, es posible descomponer una función en una serie de funciones sinusoidales. En este contexto, la función principal se caracteriza por tener una frecuencia y período específicos, mientras que las demás son consideradas como funciones sinusoidales adicionales (Paladines, 2022).

La tabla 1 ilustra los componentes principales presentes en un sistema eléctrico de potencia y cómo podrían experimentar deterioro si no se realiza un análisis y corrección adecuados. En este contexto, la implementación de filtros híbridos se presenta como una medida preventiva importante. Con el tiempo, las deficiencias no abordadas podrían conducir a fallas que afecten el rendimiento del sistema o incluso lo hagan inoperable.

Tabla 1

Consecuencias de los armónicos en los componentes eléctricos

Componente	Efectos
Conductor	Incremento de temperatura y activación de disparos de protección.
Condensador	Sobrecalentamiento, deterioro anticipado y posible daño del componente.
Transformador	Calentamiento excesivo de los devanados, reducción del rendimiento y necesidad de sobredimensionamiento.
Motores	Elevación térmica en los devanados, desalineación o excentricidad del eje, vibraciones y desgaste progresivo del bobinado.
Grupo electrógeno	Dificultades de sincronización y variaciones durante su operación.
Medición y control	Lecturas incorrectas de magnitudes eléctricas y alteraciones en equipos sensibles.

Nota. Extraído de (Paladines, 2022).

Las frecuencias que corresponden a múltiplos de la frecuencia fundamental se denominan armónicos. La distorsión armónica ocurre cuando la corriente o el voltaje experimentan alteraciones, desviando la forma de onda sinusoidal hacia picos o fluctuaciones inusuales. Este fenómeno puede ser provocado por diversos factores, incluidos los arranques de motores, cortocircuitos, descargas atmosféricas o la conmutación de capacitores. Según

Rodríguez (2017), en los sistemas eléctricos es común encontrar señales con bajas distorsiones, las cuales generalmente no comprometen el funcionamiento de los equipos. Existen normativas que definen límites de distorsión aceptables, basados en los niveles de tensión y su impacto en el sistema eléctrico. Por ello, es crucial identificar una forma de onda ideal que se ajuste a los valores especificados para un rango determinado, asegurando su periodicidad y estabilidad con el fin de minimizar los problemas asociados a la distorsión armónica. A diferencia de las cargas lineales, que no generan distorsión armónica, las cargas no lineales pueden introducir distorsión al fluir a través de la red eléctrica, afectando así el voltaje en el sistema de potencia, como indica Paladines (2022).

Tabla 2
Niveles de armónicos según norma EN50160 y norma IEE519

Parámetro	En 50160	IEEE 519
% THD	8%	8%
3er armónico	5%	5%
5to armónico	6%	5%
7mo armónico	5%	5%
9no armónico	1.5%	5%
11avo armónico	3.5%	5%

Nota. Extraído de (Paladines, 2022).

La Tabla 2 muestra la importancia de adherirse a normativas específicas relacionadas con los armónicos para evitar riesgos en el sistema eléctrico. Estas normas establecen niveles y porcentajes admisibles de armónicos, como se detalla en la tabla.

2.2.2.1 Producción de distorsiones armónicas

Los armónicos constituyen una forma de distorsión que surge principalmente a través de las cargas no lineales. Para diferenciar entre cargas lineales y no lineales, se entiende por carga lineal aquella que, al ser alimentada con un voltaje sinusoidal, produce un flujo de corriente igualmente sinusoidal, manteniendo una impedancia constante frente a un voltaje sinusoidal en estado estacionario. Ejemplos típicos de cargas lineales incluyen bombillas incandescentes y motores eléctricos que no operan mediante convertidores electrónicos. Por otro lado, las cargas no lineales, al recibir un voltaje sinusoidal, no generan un flujo de corriente sinusoidal y su impedancia varía a lo largo del ciclo completo en el que se aplica dicho voltaje. Entre los dispositivos eléctricos que contribuyen a la generación de armónicos se encuentran

los convertidores estáticos empleando dispositivos de conmutación tales como diodos y tiristores, que modifican la forma de onda de la corriente en la red. Otros aparatos como cargadores de baterías, computadoras, televisores y dispositivos alimentados por corriente alternan, que requieren convertir esta a corriente continua para su funcionamiento, también promueven la inyección de armónicos en el sistema (Palomino y Mendoza, 2018).

Las cargas no lineales tradicionales se caracterizan por producir corrientes parásitas sin necesidad de recurrir a dispositivos de la electrónica de potencia. Entre estas cargas, se destacan los transformadores, cuya corriente resultante se debe a la curva de saturación de su componente magnetizante, un elemento crucial por razones económicas. Además, se incluyen dispositivos como los aires acondicionados y las lámparas fluorescentes. Las corrientes en estos equipos son el resultado de sus procesos internos (Alvarado y Ramírez, 2010).

2.2.2.2 Mediciones de distorsiones armónicas

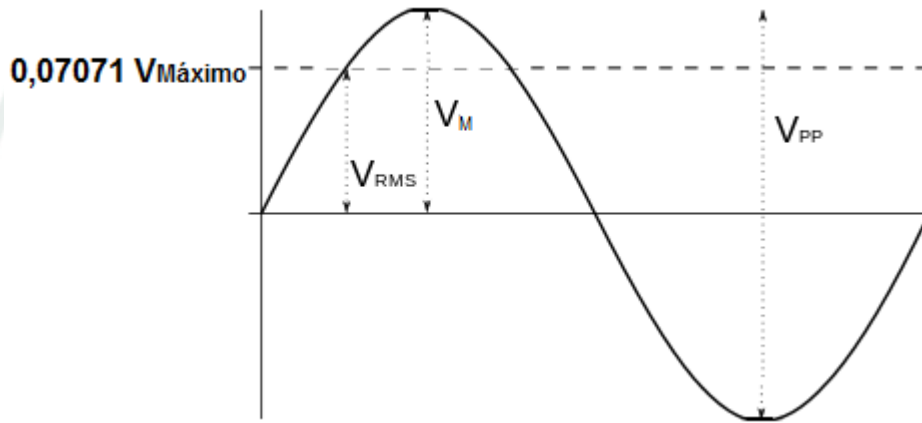
Las ondas afectadas por armónicos dejan de ser sinusoidales, transformándose en ondas periódicas no sinusoidales. Estas variaciones dependen tanto de la magnitud como del desfase de los armónicos presentes. Siendo señales periódicas, se pueden descomponer mediante el uso de las Series de Fourier, lo que facilita la obtención de una representación matemática de la señal basada en su componente fundamental. El método de Fourier se emplea extensivamente para el análisis y procesamiento de señales continuas, permitiendo descomponer una señal periódica en una suma de señales sinusoidales, basándose en sus magnitudes y frecuencias. Al identificar cada componente armónico, tanto en magnitud como en fase, es posible cuantificar su impacto sobre la señal fundamental y desarrollar métricas para evaluar la contaminación armónica en sistemas eléctricos (Astorga, 2014).

A. Valor RMS (Root Mean Square o Valor Cuadrático Medio): Se refiere al valor cuadrático medio de una onda sinusoidal. Se calcula tomando la raíz cuadrada del promedio de los cuadrados de todos los valores instantáneos de voltaje a lo largo del tiempo. Este cálculo es aplicable tanto para señales de voltaje como de corriente. Representa la potencia equivalente que una corriente continua tendría para producir el mismo efecto térmico en un resistor. Sin especificar la figura, el valor RMS de una onda sinusoidal puede ser visualizado o representado matemáticamente para voltaje y corriente, y se encuentra detallado en fórmulas específicas para cada uno.

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h=\infty} V_{h,rms}^2}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h=\infty} I_{h,rms}^2}$$

Figura 1
Onda sinusoidal



Nota. Adaptado de (Astorga, 2014).

B. Distorsión armónica total: Conocida por sus siglas en inglés como THD (Total Harmonic Distortion), es un indicador que mide la presencia y el impacto de armónicos en los sistemas eléctricos. Este parámetro evalúa el grado de distorsión en la tensión o corriente, originada por los armónicos, comparándola de manera matemática con una onda sinusoidal ideal (Astorga, 2014).

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} V_{h,rms}^2}}{V_{f,rms}} \times 100$$

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} I_{h,rms}^2}}{I_{f,rms}} \times 100$$

2.2.2.3 Perturbaciones eléctricas

La red eléctrica de baja tensión muestra una forma de onda de voltaje que puede alterarse por distintos factores, entre ellos fallas en líneas y transformadores, operaciones de maniobra y descargas atmosféricas. Asimismo, los usuarios conectan a la red cargas variables que pueden cambiar la forma de onda de tensión, generando disminuciones de voltaje permanentes o momentáneas, distorsiones armónicas y otras irregularidades, mediante inyecciones de corriente al encender equipos y sobretensiones al desconectarlos. Además, las fallas en las cargas pueden ocasionar consumos inestables y cortocircuitos, por lo que se requiere el uso de sistemas de protección que permitan evitar interferencias en la red (Paja, 2023). Estas perturbaciones pueden clasificarse en dos grupos principales:

A. Perturbaciones Aleatorias: Estas son causadas por componentes de la red como líneas, transformadores y cables, o por instalaciones internas, resultando típicamente en caídas temporales de tensión e interrupciones breves en ciertas zonas.

B. Perturbaciones Estacionarias: Son alteraciones de carácter permanente y, por lo general, se originan por la operación continua de determinados equipos dentro de las instalaciones.

Desde una perspectiva práctica y comercial, la calidad de la energía eléctrica se evalúa considerando tres aspectos, tanto para la empresa suministradora como para el usuario:

- La permanencia del suministro de tensión, es decir, la ausencia de cortes eléctricos.
- Las fluctuaciones lentas del voltaje.
- Otras alteraciones que puedan presentarse en la red.

C. Perturbaciones Transitorias: Constituyen un problema relevante para la calidad energética, debido a que pueden afectar o deteriorar los equipos conectados a la red. Por su corta duración y elevada frecuencia, resultan complejas de identificar, por lo que requieren supervisión detallada y medidas de control o protección en tiempo real.

2.2.2.4 Indicadores de distorsión armónica en voltaje y corriente

Distorsión existente en las ondas de corriente y tensión a causa de armónicas se evalúan en base a determinadas variables indicadoras:

- **Factor de potencia:** En sistemas eléctricos sin armónicas, el factor de potencia se identifica como “ $\cos \varphi$ ”, representando la relación entre la potencia activa (P) y la potencia aparente (S_1) (Paja, 2023, pág. 35).

$$FP = \cos \varphi = \frac{P}{S_1}$$

En presencia de armónicas, esta relación se calcula entre la potencia activa total y la potencia aparente fundamental (Paja, 2023, pág. 35).

$$FP_{Total} = \frac{P}{S_1} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2}}$$

Además, se introduce la potencia reactiva fundamental Q_1 y la potencia de distorsión (D) para entender mejor la distorsión armónica

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q_1^2)}$$

Para diferenciar la posición angular y su impacto, se utilizan el factor de potencia (FP) y el factor de potencia total FP_{total} , mostrando las diferencias en magnitudes y ecuaciones (Paja, 2023, pág. 35).

El factor de potencia de distorsión se determina a través de la relación del factor de potencia total FP_{total} equivalente al factor de potencia (FP) multiplicado por el factor de potencia de distorsión $FP_{distorsión}$.

$$FP_{total} = FP \times FP_{distorsión}$$

El $FP_{distorsión}$ tiene la siguiente relación:

$$FP_{distorsión} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THDI}{100}\right)^2}}$$

A. Factor de Cresta: Este factor indica que, para señales sinusoidales, el valor es de $\sqrt{2}$, sin embargo, en presencia de armónicas (señales no sinusoidales), este valor puede variar, siendo mayor o menor a $\sqrt{2}$ con un rango excepcional que varía entre 1.5 y 5. Esto se relaciona con el pico de corriente (I_m) o de la tensión (V_m) respecto a sus valores RMS (Paja, 2023, pág. 36).

$$k = \frac{I_m}{I_{RMS}} \quad \text{ó} \quad k = \frac{V_m}{V_{RMS}}$$

B. Potencia activa: En señales armónicas, se calcula sumando las potencias activas correspondientes a tensiones e intensidades del mismo orden. Los componentes armónicos se identifican al descomponer la tensión y la intensidad (Paja, 2023, pág. 36).

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \varphi_h$$

Donde, φ_h es el desfase para los armónicos de orden h que se encuentra entre la onda de tensión y la corriente.

C. Potencia reactiva: Se representa con el símbolo Q y se refiere a su componente fundamental

$$Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1$$

D. Distorsión armónica total (THD): Se considera hasta el orden 50 en los armónicos, evaluando la relación de RMS entre todos los componentes de una señal con armónicos. Se utiliza para medir el nivel de contaminación armónica en el sistema, aplicando fórmulas específicas para tensión e intensidad

Tensión:

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \times 100\%$$

Intensidad:

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \times 100\%$$

Cuando se conoce el valor eficaz la distorsión de tensión se representa de la siguiente forma:

$$THD_V = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_1}\right)^2 - 1} \times 100\%$$

2.2.2.5 Estándares para el control de armónicos

A. Normatividad Internacional: En el contexto internacional, el sector de la energía eléctrica ha orientado sus esfuerzos hacia la aplicación de reformas y disposiciones normativas destinadas a uniformizar y regular sus actividades. Este proceso se ha desarrollado mediante la creación de diversos organismos reguladores a nivel mundial, entre ellos el IEEE, Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, y la IEC, Comisión Electrotécnica Internacional. Sus objetivos comprenden la normalización y regulación del sector mediante estándares como IEEE 519-1992, IEEE 1159 e IEC 61000-4.

B. IEEE 519-1992: Norma que realiza recomendaciones prácticas y requerimientos para el control de armónicos y compensación de reactivos en sistemas de potencia eléctrica determinando los límites máximos permisibles para estas perturbaciones (Rodríguez, 2001).

Tabla 3

Norma IEEE 519-1992 - límites de distorsión de corriente

Icc/IL	< 11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	h ≥ 35	TDD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 - 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 - 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 - 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Nota. Límites de distorsión de corriente de la Norma IEEE519-1992. Fuente (Rodríguez, 2001).

Tabla 4

Norma IEEE 519-1992 - límites de distorsión de voltaje

Voltaje de la barra en el PC	Distorsión de armónicos individuales (%)	Distorsión del voltaje total THD (%)
Hasta 69 kV	3	5
Desde 69 kV hasta 161 kV	1,5	2,5
Desde 161 kV en adelante	1	1,5

Nota. Límites de distorsión de voltaje de la Norma IEEE519-1992. Fuente (Rodríguez, 2001).

C. Normatividad Nacional: En el ámbito nacional, la supervisión del sector eléctrico está a cargo del Organismo Supervisor de la Inversión en Energía y Minería (OSINERGMIN), entidad encargada de establecer las disposiciones y criterios técnicos que orientan el funcionamiento del sector. Entre las regulaciones más relevantes se encuentran las Normas Técnicas para la Interconexión y Conectividad en la Red Eléctrica Nacional, así como las Normas Técnicas relacionadas con la Seguridad en la Prestación del Servicio Eléctrico. Asimismo, el Ministerio de Energía y Minas ha aprobado la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos.

D. Normas Técnicas para la Interconexión y la Conectividad en la Red Eléctrica Nacional:

Normativa de Calidad para Servicios Eléctricos

Esta normativa establece los requisitos mínimos de calidad aplicables a los servicios eléctricos, incluyendo también el servicio de alumbrado público. Además, precisa las obligaciones de las empresas eléctricas y de los usuarios, dentro del marco regulatorio establecido por la Ley de Concesiones Eléctricas, aprobada mediante el Decreto Ley N.º 25844.

Tabla 5

Variaciones del indicador de calidad de tensión

Indicador ΔV_p (%)	Todo Servicio Ap	Red Sec. Rural* Ap
$5,0 < \Delta V_p \leq 7,5$	1	NA
$7,5 < \Delta V_p $	$2 + (\Delta V_p - 7,5)$	NA
$7,5 < \Delta V_p \leq 10,0$	NA	1
$10,0 < \Delta V_p $	NA	$2 + (\Delta V_p - 10)$

Nota. Norma Técnica De Calidad De Servicios Eléctricos IEEE

A continuación, se muestra la Tolerancia de Distorsión Armónica

Tabla 6

Nivel de distorsión armónica (THD) vs la tensión nominal

Orden (n) de la armónica o THD	Tolerancia V_i (%) para tensiones mayores a 60 kV	Tolerancia V_i (%) para tensiones menores o iguales a 60 kV
Armónicas impares no múltiplos de 3		

5	2,0	6,0
7	2,0	5,0
11	1,5	3,5
13	1,5	3,0
17	1,0	2,0
19	1,0	1,5
23	0,7	1,5
25	0,7	1,5
Mayores de 25	$0,1 + 2,5/n$	$0,2 + 12,5/n$
Armónicas impares múltiplos de 3		
3	1,5	5,0
9	1,0	1,5
15	0,3	0,3
21	0,2	0,2
Mayores de 21	0,2	0,2
Pares		
2	1,5	2,0
4	1,0	1,0
6	0,5	0,5
8	0,2	0,5
10	0,2	0,5
12	0,2	0,2
Mayores de 12	0,2	0,2
THD	3	8

Nota. Información extraída de la Norma Técnica De Calidad De Servicios Eléctricos IEEE

2.2.3 Filtros eléctricos para mitigar armónicos

2.2.3.1 Filtro de tipo pasivo

Se les llama filtros pasivos porque están formados por componentes como resistencias, condensadores, bobinas e incluso transformadores, lo que les permite ser clasificados como filtros RLC, en referencia a estos elementos pasivos. Históricamente, fueron los primeros en ser desarrollados, especialmente en el siglo XX, cuando los componentes activos eran menos relevantes debido a su alto costo. Los filtros pasivos se destacan en aplicaciones de alta frecuencia y potencia, con el propósito de suprimir ciertas frecuencias no deseadas. Esto se logra seleccionando una frecuencia específica, conocida como frecuencia de corte para los filtros pasa bajo y pasa alto, y una frecuencia central para los filtros pasa banda y rechaza banda (Hernandez, 2020).

A. Filtros Pasa Bajo: Este tipo de filtro se caracteriza por permitir el paso de frecuencias bajas mientras atenúa las altas. Utiliza una configuración simple de un circuito RC, donde una resistencia en serie y un condensador en paralelo a la fuente trabajan para reducir la tensión en las frecuencias superiores a la de corte (Palomino y Mendoza, 2018).

- B. Filtros Pasa Alto:** Los filtros pasa alto facilitan el paso de frecuencias altas y atenúan las bajas. Este filtro se compone de un circuito RC diseñado para permitir frecuencias que superan la de corte, mientras bloquea o reduce las inferiores (Palomino y Mendoza, 2018).
- C. Filtros Pasa Banda:** Estos filtros permiten el paso de un rango específico de frecuencias, atenuando las señales fuera de este intervalo. Se pueden construir combinando un filtro pasa alto y un pasa bajo en serie, definiendo así un rango de frecuencias permitidas conocido como el ancho de banda, determinado por la diferencia entre las dos frecuencias de corte (Palomino y Mendoza, 2018).
- D. Filtros Rechaza Banda:** A diferencia de los filtros pasa banda, los filtros rechaza banda bloquean un rango específico de frecuencias mientras permiten el paso del resto. Son útiles para eliminar señales de ruido, ya que atenúan frecuencias específicas no deseadas (Hernandez, 2020). Este tipo de filtro tiende a utilizar una cantidad mayor de componentes para su efectividad.

2.2.3.2 Filtros Activos

Los filtros activos se caracterizan por incorporar componentes activos como los amplificadores operacionales (OPAMPs) y similares. Estos filtros destacan por su tamaño reducido y ligereza, alta capacidad de aislamiento, lo que les permite manejar señales débiles gracias a la amplificación que aplican a la señal de entrada, proporcionándoles una ganancia y una alta impedancia de entrada. Son esenciales en sistemas de control donde interactúan con circuitos de medición para corriente y tensión, generando una señal de referencia para la creación de señales de compensación (Reyes et al., 2010).

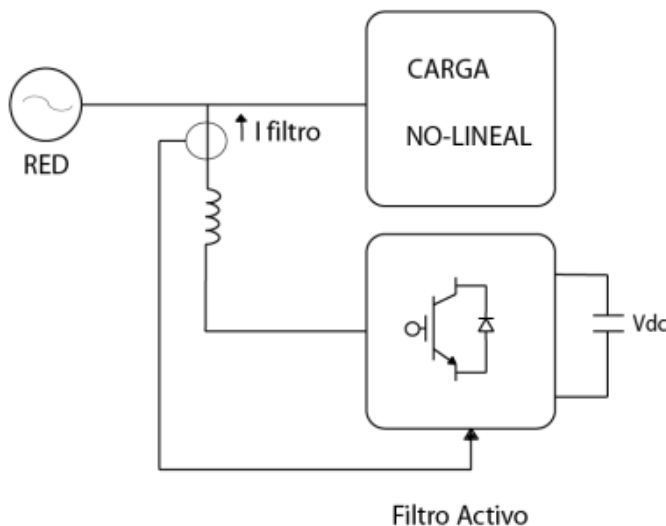
Estos filtros pueden instalarse en paralelo con la carga o en serie en la línea, y están diseñados principalmente para mitigar los problemas de distorsión causados por los componentes activos en el circuito. Logran esto inyectando corriente o tensión desfasada 180° respecto a las señales armónicas, funcionando, así como fuentes de corriente o voltaje. Los filtros activos incluyen un condensador acoplado al convertidor, actuando como un almacén de corriente directa para su inyección posterior (Reyes et al., 2010).

Los filtros activos se clasifican según su configuración en:

- A. Filtro Activo Paralelo (Shunt):** Absorbe las corrientes armónicas generadas por cargas no lineales, evitando su paso a la red y compensando la potencia reactiva y de distorsión al actuar como fuente de corriente. Es uno de los más utilizados por su capacidad para mitigar armónicos, corregir el factor de potencia, equilibrar corrientes de línea en cargas desbalanceadas y prevenir la propagación de armónicos por resonancia (Casilimas, 2016).

Figura 2

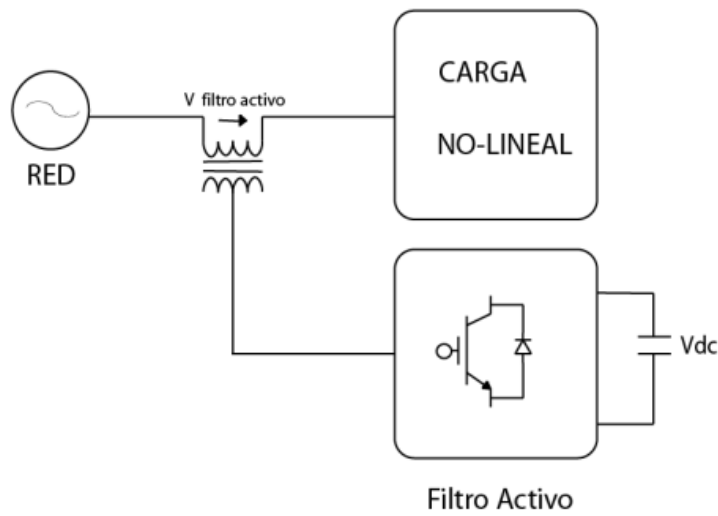
Filtro activo en Paralelo - Shunt



Nota. Extraído de (Casilimas, 2016).

- B. Filtro Activo en Serie:** Utiliza un transformador de acoplamiento para conectarse en serie con el generador y la carga, compensando las corrientes armónicas mediante una tensión de compensación. Es ideal para cargas que generan armónicas de voltaje o provienen de la red de alimentación, actuando sobre la tensión que genera las corrientes armónicas y funcionando como una impedancia variable que se anula ante la componente fundamental de la red, evitando así que las señales armónicas alcancen la carga (Casilimas, 2016).

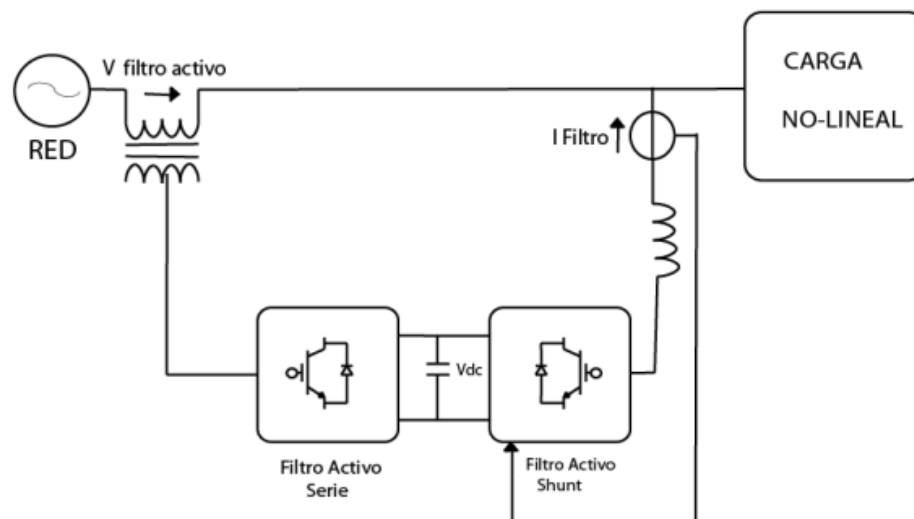
Figura 3
Filtro activo en serie



Nota. Extraído de (Casilimas, 2016).

C. Filtro Activo Serie-Paralelo: Combina las ventajas de los filtros activos en serie y paralelo, donde el condensador energético es compartido. El filtro en serie se coloca cerca de la red para regular la tensión de línea y compensar variaciones de voltaje, mientras que el filtro paralelo (Shunt) compensa los armónicos de corriente y la potencia reactiva, conectándose directamente con la carga. Esta configuración se destaca por su capacidad de protección contra cortocircuitos en el lado de la carga (Casilimas, 2016).

Figura 4
Filtro activo serie- Paralelo



Nota. Extraído de (Casilimas, 2016).

2.2.3.3 Filtros Híbridos

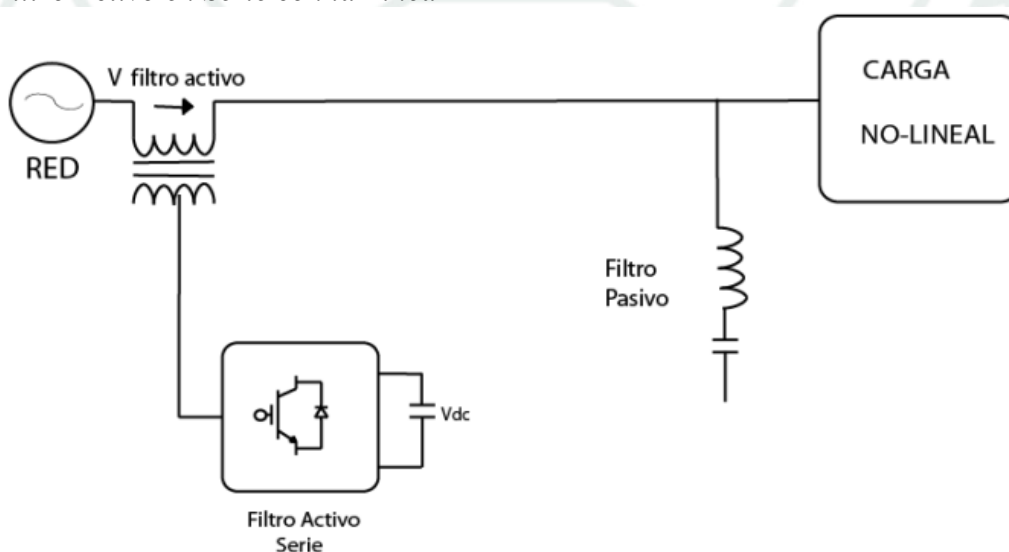
Este tipo de filtro recibe su nombre porque combina un filtro pasivo y un filtro activo para lograr una eliminación de armónicos más eficaz. Los filtros híbridos ofrecen una amplia gama de configuraciones debido a la versatilidad en la colocación del componente activo respecto al pasivo, lo que les confiere una notable capacidad para adaptarse a las necesidades cambiantes de la red eléctrica. Estos filtros se distinguen por su alta capacidad de filtrado a un costo menor en comparación con los filtros activos puros, ya que el filtro pasivo, situado en primera instancia, maneja la mayor parte de las corrientes armónicas, dejando solo las corrientes residuales al filtro activo (Casilimas, 2016).

Se dividen en:

- A. Filtro Activo en Serie con la Línea:** En esta configuración, el filtro activo se instala en serie con la línea mediante un transformador elevador, mientras que el filtro pasivo se conecta en paralelo próximo a la carga. Bajo esta disposición, el filtro activo funciona como una impedancia variable, presentando una alta oposición frente a los armónicos y una impedancia nula para la señal principal. Debido a que el filtro pasivo se ubica más cerca de la carga, este logra eliminar gran parte de los armónicos, reduciendo la exigencia sobre el filtro activo y disminuyendo los costos del sistema (Casilimas, 2016).

Figura 5

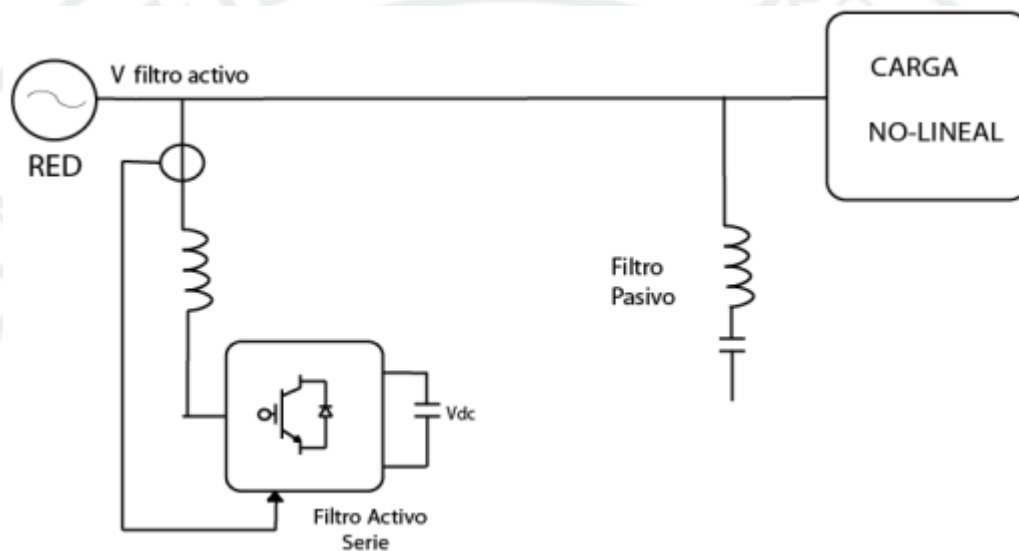
Filtro Activo en Serie con la Línea



Nota. Extraído de (Casilimas, 2016).

B. Filtro Activo Paralelo al Filtro Pasivo: En este arreglo, el filtro pasivo se encarga de los armónicos de baja frecuencia y se coloca más cerca de la carga, seguido por el filtro activo que funciona como una fuente de corriente, inyectando corriente al sistema para eliminar armónicos de alta frecuencia que el filtro pasivo no pudo compensar (Casilimas, 2016).

Figura 6
Filtro Activo Paralelo al Filtro Pasivo



Nota. Extraído de (Casilimas, 2016).

2.2.4 Acoplamiento de Filtros

El acoplamiento de filtros es la interconexión de dos o más etapas de filtrado para mejorar las características globales de un sistema, como la selectividad y la atenuación de señales no deseadas. Este tipo de conexión permite ajustar de manera más precisa la respuesta en frecuencia, logrando una transición más suave entre la banda pasante y la banda de atenuación. Dependiendo del diseño del filtro, el acoplamiento puede minimizar la distorsión de la señal y mejorar la eficiencia del sistema. Los circuitos acoplados también son esenciales para aplicaciones en las que se requiere una mayor ganancia o estabilidad en frecuencias específicas (Porrás et al., 2018). A continuación, se definen los tipos de acoplamiento de filtros pensados en la presente investigación:

2.2.4.1 Acoplamiento de Filtro LC

El acoplamiento LC es una configuración de red resonante formada por la combinación de un inductor (L) y un condensador (C). Esta estructura es utilizada para sintonizar o filtrar señales en una frecuencia específica, gracias al fenómeno de resonancia que se produce cuando la reactancia inductiva y capacitiva se igualan. Es una de las configuraciones más comunes en aplicaciones de radiofrecuencia y sintonización, donde es necesario seleccionar una frecuencia precisa o rechazar otras frecuencias. Este tipo de acoplamiento también puede emplearse para mejorar la eficiencia de la transferencia de energía entre diferentes partes del circuito, minimizando las pérdidas por disipación (Porras et al., 2018).

Características:

- **Sintonización precisa:** La resonancia en el acoplamiento LC permite seleccionar frecuencias con alta exactitud.
- **Simplicidad de diseño:** Los filtros LC son relativamente simples de diseñar y construir, lo que los hace ideales para una amplia variedad de aplicaciones.
- **Baja pérdida:** Esta configuración ofrece bajas pérdidas en comparación con otros tipos de filtros, mejorando la eficiencia energética del sistema.

Ventajas:

- **Alta selectividad:** Permite la selección de una frecuencia específica con gran precisión.
- **Optimización de la transferencia de energía:** Facilita una eficiente transferencia de energía entre etapas del circuito.
- **Respuesta rápida:** Ofrece una respuesta más rápida a los cambios en las señales, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia.

2.2.4.2 Acoplamiento de Filtro LCLC

El acoplamiento LCLC es una versión extendida del acoplamiento LC, que incorpora múltiples etapas resonantes en serie. Esta configuración está diseñada para mejorar la selectividad y la capacidad de atenuación de señales fuera de la banda pasante. El uso de varias secciones LC proporciona una mayor precisión en el control de la respuesta en frecuencia, permitiendo la creación de filtros más complejos y efectivos. Los filtros LCLC son utilizados en sistemas de comunicaciones y procesamiento de señales, donde es fundamental mantener la

integridad de la señal mientras se minimizan las interferencias y el ruido no deseado (Porras et al., 2018).

Características:

- **Mayor complejidad:** A diferencia del acoplamiento LC, esta configuración implica la combinación de múltiples resonadores, lo que permite un control más fino de las características de filtrado.
- **Mejora en la atenuación fuera de la banda:** La configuración LCLC permite una mejor atenuación de las señales fuera de la banda de paso, lo que mejora la calidad del filtrado.
- **Mayor estabilidad:** Gracias a la inclusión de varias etapas, se logra una mayor estabilidad en la respuesta del filtro.

Ventajas:

- **Alta capacidad de rechazo de frecuencias no deseadas:** Mejora la atenuación fuera de banda, lo que es crucial para aplicaciones sensibles a interferencias.
- **Mayor precisión:** Permite un control más detallado sobre la respuesta en frecuencia del filtro.
- **Filtrado de alta calidad:** Gracias a la mayor selectividad, es posible filtrar señales con un alto grado de precisión, lo que es ideal para sistemas de comunicaciones avanzadas.

2.2.5 Métodos de Compensación de Armónicos

Hay varios enfoques disponibles para abordar la compensación de armónicos, incluyendo la Teoría Cruzada, la Teoría P-Q-R, la Teoría Id-Iq, la Teoría Vd-Vq, entre otros. En esta investigación, se opta por emplear la transformación de Park y la transformación de Clarke para desarrollar el controlador correspondiente.

2.2.5.1 Transformación de Park o D-Q

La transformación de Park, también denominada transformada D-Q, constituye una herramienta utilizada en el estudio y control de sistemas eléctricos trifásicos. Fue planteada inicialmente por R. H. Park en 1929 y permite simplificar el análisis de las máquinas eléctricas, al convertir las corrientes y tensiones trifásicas del sistema abc en un sistema de referencia

rotativo denominado DQ-0. Su principal aporte consiste en transformar señales sinusoidales variables en el tiempo en componentes de corriente o tensión continua, es decir, valores constantes dentro del sistema de referencia DQ, lo que facilita el control y la evaluación en régimen estacionario. Asimismo, la transformación de Park convierte los componentes a-b-c de un sistema trifásico en un sistema de referencia dq0. Su finalidad es expresar las magnitudes sinusoidales variables del sistema trifásico como valores constantes en el sistema dq0 durante el régimen permanente. El vector que representa las variables en el nuevo sistema de referencia $[X_r]$ se obtiene al multiplicar el vector de coordenadas trifásicas $[x]$ por la matriz de transformación $[T]$, tal como se muestra en la expresión correspondiente.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [X_r] = [T] \cdot [X] = [T] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

La expresión de la matriz de transformación $[T]$ se muestra de la siguiente forma

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Donde θ es el ángulo de la referencia rotativa en los ejes D-Q

$$\theta = \int_0^t (\omega \cdot t) \cdot dt + \theta_0$$

Donde:

ω = velocidad angular de la referencia D-Q

θ_0 = ángulo inicial de la referencia D-Q

Cuando la velocidad angular ω es constante, la transformación de Park se puede expresar de la siguiente forma:

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

Una de las aplicaciones más importantes de la transformación de Park se encuentra en el control de motores eléctricos, principalmente en motores de corriente alterna (AC) y en sistemas de control vectorial. En motores de inducción o síncronos, esta transformación permite diseñar controladores dentro de un sistema de referencia giratorio, sincronizado con el campo magnético del rotor, lo que simplifica la aplicación de estrategias como el control orientado al campo (FOC, por sus siglas en inglés). En el control FOC, la corriente del eje d, conocida como corriente directa, se relaciona con el flujo magnético del rotor, mientras que la corriente del eje q, llamada corriente de cuadratura, se vincula con la generación del par motor. Al conservar estable la corriente d y regular la corriente q, se logra un manejo más exacto del par del motor, favoreciendo el desempeño y la eficiencia del sistema.

El uso de la transformación de Park presenta los siguientes beneficios y ventajas:

- La transformación de Park convierte señales sinusoidales que varían en el tiempo en valores constantes, lo que facilita el diseño de controladores y el análisis de sistemas eléctricos en estado estacionario.
- Es fundamental en el control de máquinas eléctricas, donde permite la implementación de estrategias avanzadas como el control vectorial.

- En sistemas trifásicos, facilita la eliminación de los componentes homopolares y permite trabajar únicamente con los componentes directos y de cuadratura, mejorando la precisión del control y la estabilidad del sistema.

2.2.5.2 Transformación de Clarke

Utilizando la teoría p-q, se pueden determinar las corrientes y voltajes del filtro activo para una carga no lineal utilizando las potencias activa y reactiva. Este proceso se lleva a cabo mediante un sistema fijo utilizando el método de la transformación de Clarke.

$$\{\alpha, \beta, 0\} = T\{a, b, c\}$$

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

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

La transformación inversa de Clarke se representa de la siguiente manera:

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

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$

Los ejes $(\alpha, \beta, 0)$ corresponden a ejes perpendiculares entre sí, mientras que los ejes (a, b, c) se encuentran fijos en el plano y separados a una distancia angular de $(2\pi/3)$. La eliminación de la corriente (I_0) y del voltaje (V_0) puede realizarse cuando se emplea un sistema trifásico de tres conductores, sin presencia de conductor neutro, siempre que el sistema opere en condiciones equilibradas. De esta manera, se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

Las potencias instantáneas $p(t)$, $p_0(t)$ y $q(t)$ están compuestas de dos formas:

- **Componente constante:** Se obtiene mediante el cálculo de la integral promedio del valor instantáneo.
- **Componente variable en el tiempo:** Presenta un promedio temporal igual a cero.

De esta manera, la potencia instantánea $p(t)$ se puede representar como:

$$p(t) = P + \tilde{p}(t)$$

Donde:

P : valor promedio.

$\tilde{p}$: componente variable.

Al descomponer la potencia instantánea en secuencia cero, se expresa como:

$$p_0(t) = P_0 + \tilde{p}_0(t)$$

La potencia imaginaria instantánea se representa de la siguiente manera:

$$q(t) = Q + \tilde{q}(t)$$

Donde:

Q : valor promedio.

$\tilde{q}(t)$: componente variable.

Para una carga general, la potencia puede formularse de la siguiente forma:

$$p_{L0}(t) = P_{L0} + \tilde{p}_{L0}(t)$$

$$p_L(t) = P_L + \tilde{p}_L(t)$$

$$q_L(t) = Q_L + \tilde{q}_L(t)$$

Cuando $q(t) = 0$, el cálculo de la potencia se expresa como:

$$p_S(t) = P_L + \tilde{p}_{L0}(t)$$

Al suministrar la potencia restante mediante la compensación en serie, se tiene:

$$p_{C0}(t) = -\tilde{p}_{L0}(t) \quad p_C(t) = -\tilde{p}_{L0}(t) \quad q_{CL}(t) = -Q_L - \tilde{q}_L(t) = -\tilde{q}_L(t)$$

Representación en forma matricial

$$\begin{bmatrix} p_{C0}(t) \\ p_C(t) \\ q_{CL}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{p}_{L0}(t) \\ -\tilde{p}_{L0}(t) \\ -\tilde{q}_L(t) \end{bmatrix}$$

Para determinar el vector de tensión $V_{C0\alpha\beta}$ debe estar en coordenadas $0\alpha\beta$ y se reemplaza de la siguiente forma:

$$V_{C0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{C0} \\ V_{C\alpha} \\ V_{C\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0^{2T} / i_0^2 \\ i_{\alpha\beta}^T / i_{\alpha\beta}^2 \\ i_{\alpha\beta}^T \perp / i_{\alpha\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_{L0}(t) \\ -\tilde{p}_{L0}(t) \\ -\tilde{q}_L(t) \end{bmatrix}$$

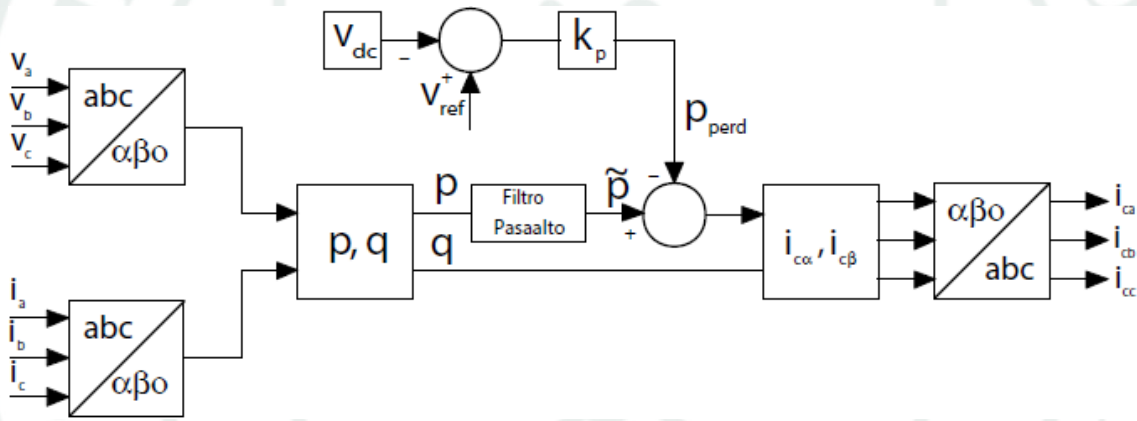
La transformación inversa permite obtener las componentes del vector de tensión expresadas en coordenadas de fase:

$$V_c = \begin{bmatrix} V_{Ca} \\ V_{Cb} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C0} \\ V_{C\alpha} \\ V_{C\beta} \end{bmatrix}$$

A partir del algoritmo establecido para la transformación inversa del vector de tensión, es posible determinar las componentes del voltaje compensado, tal como se presenta en la figura siguiente:

Figura 7

Compensación del filtro activo de potencia mediante el método de la teoría p-q



Nota. Extraído de (Alzate et al., 2016)

A continuación, se presentan los beneficios y ventajas de la transformación de Clarke:

- A. La Transformación de Clarke permite proyectar las señales trifásicas originales (abc) en un sistema bidimensional ($\alpha\beta$), lo que simplifica significativamente el análisis y el control de los sistemas eléctricos trifásicos. En lugar de tratar con tres señales que varían sinusoidalmente en el tiempo, el sistema de referencia ortogonal $\alpha\beta$ permite representar estas señales en un plano estacionario bidimensional, eliminando las dependencias temporales complejas. Esta transformación es particularmente útil en aplicaciones de control, ya que facilita el diseño de algoritmos de control digital, mejorando la velocidad y precisión en los cálculos, lo que es crítico en sistemas en tiempo real como inversores y controladores de motores (Tupiza et al., 2022).

- B. En los sistemas trifásicos equilibrados o de tres hilos, uno de los beneficios clave de la Transformación de Clarke es la eliminación de la componente de secuencia cero (V_0 o I_0), que representa las corrientes o tensiones homopolares asociadas a desequilibrios o fallas en el sistema. Al transformar las señales trifásicas al plano α - β , la componente homopolar puede ser ignorada o eliminada completamente en sistemas sin conductor neutro, simplificando aún más el análisis del sistema (Tupiza et al., 2022).
- C. La Transformación de Clarke juega un papel esencial en la mejora de la calidad de la energía eléctrica al facilitar el diseño y la implementación de filtros activos de potencia. Los filtros activos utilizan la transformada α - β para calcular y generar corrientes de compensación en tiempo real, lo que ayuda a eliminar armónicos no deseados y compensar desequilibrios en la red eléctrica. En sistemas con cargas no lineales, como convertidores de frecuencia, rectificadores o dispositivos electrónicos de potencia, los armónicos pueden generar pérdidas significativas y reducir la eficiencia del sistema. El uso de la Transformación de Clarke permite identificar las corrientes armónicas en el plano α - β y aplicar técnicas de control basadas en la teoría de potencia instantánea (pq) para neutralizar los armónicos y mejorar la calidad del suministro eléctrico. Este proceso, al ser más eficiente en términos computacionales, es ideal para aplicaciones en tiempo real que requieren una respuesta rápida y una alta precisión en la compensación de armónicos (Tupiza et al., 2022).
- D. Los inversores trifásicos son ampliamente utilizados en sistemas de energía renovable (como la energía solar y eólica) y en aplicaciones industriales para convertir corriente continua (DC) en corriente alterna (AC) trifásica. La Transformación de Clarke facilita el control de estos inversores al convertir las señales de corriente o tensión trifásicas en componentes más manejables en el plano α - β . Esta transformación es fundamental en el diseño de controladores para inversores, permitiendo estrategias de control avanzadas como el control de corriente en el eje de referencia estacionario, lo que simplifica el seguimiento de la corriente y la generación de la señal de referencia necesaria para el inversor. De este modo, se logra una mayor precisión en la entrega de potencia, minimizando los armónicos y asegurando un mejor rendimiento del inversor, especialmente en condiciones de carga variable (Tupiza et al., 2022).

2.2.6 Estrategia de Control en los armónicos

La compensación de armónicos en sistemas eléctricos trifásicos se puede realizar mediante diversas metodologías, cada una con sus características, ventajas operativas y condiciones específicas de aplicación. De acuerdo con Porras et al. (2018) los métodos más representativos utilizados en el diseño de filtros activos son los siguientes:

- A. Teoría P-Q (Potencia Instantánea):** Introducida por Akagi, esta teoría permite descomponer la potencia trifásica en componentes activa, reactiva y de secuencia cero. Opera en el plano estacionario $\alpha\text{-}\beta$ mediante la transformada de Clarke. Su implementación es común en filtros activos conectados en paralelo, ya que facilita la obtención de las corrientes de compensación instantánea.
- B. Teoría DQ (Transformación de Park):** Transforma señales trifásicas variables (abc) en señales de referencia continua en el plano rotacional d-q. Esta conversión permite un control más estable y preciso en condiciones estacionarias. Es ampliamente aplicada en controladores de máquinas eléctricas y sistemas de compensación síncrona.
- C. Teoría ID - IQ:** Utiliza un sistema de referencia síncrona para descomponer las corrientes en componentes directas (id) y cuadratura (iq). Su estructura permite una mayor selectividad de armónicos y es útil para mejorar la respuesta dinámica del controlador.
- D. Teoría Vd -Vq:** Similar a la ID-IQ, pero orientada a componentes de tensión. Requiere el uso de técnicas de sincronización como PLL. Es empleada para compensaciones asociadas al comportamiento del voltaje en el dominio d-q.
- E. Teoría P – Q - R:** Variante extendida de la teoría P-Q que incorpora la componente de secuencia cero (R). Es apropiada para sistemas desequilibrados o con presencia de conductor neutro. Permite una mayor adaptación en redes con cargas asimétricas.
- F. Control por corriente de referencia síncrona (SRC):** Genera una señal de referencia basada en la extracción de la componente fundamental. Se considera para casos donde se busca alta linealidad en la señal de compensación, manteniendo una buena relación con la señal original.
- G. Técnicas de filtrado digital (por filtros Notch o pasa banda):** Permiten eliminar frecuencias específicas asociadas a armónicos. Aunque pueden ser efectivos, presentan limitaciones en condiciones variables o sistemas que requieren respuesta en tiempo real.

Para el desarrollo de esta investigación se eligió el uso combinado de la transformada de Clarke y la transformada de Park, debido a su eficacia en la representación matemática y control de señales trifásicas:

- La transformada de Clarke permite convertir señales trifásicas a un plano estacionario α - β , donde se facilita el análisis de potencias activa y reactiva bajo el enfoque de la teoría P-Q. Al proyectar el sistema en un espacio bidimensional, se simplifica la identificación de componentes armónicas y la generación de señales de compensación.
- La transformada de Park, por su parte, realiza una conversión al sistema rotatorio d-q, donde las señales sinusoidales se vuelven constantes en estado estacionario. Esto mejora el comportamiento del controlador, facilitando el diseño de estrategias de regulación en lazo cerrado, especialmente en aplicaciones que operan sincronizadas con la red eléctrica.

Esta estrategia de control se emplea como un enfoque algorítmico para descomponer las potencias reactiva y activa, aplicando la teoría P-Q, con el objetivo de avanzar en la creación de componentes de matriz para determinar los voltajes de compensación (Alzate et al., 2016).

En el desarrollo de esta estrategia de control, se presentará un algoritmo utilizando el filtro activo de potencia en paralelo, basado en la expresión de la corriente y tensión que se muestra a continuación.

$$v_{L(a,b,c)} = \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix}; \quad i_{S(a,b,c)} = \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix}$$

Donde:

$v_{L(a,b,c)}$: Vector de tensión en carga

$i_{S(a,b,c)}$: Vector de corriente

La transformada de Clarke $(a, b, c) = T(\alpha, \beta, 0)$ se emplea para transformar el vector de tensión y el vector de corriente desde un sistema estacionario a un sistema rotatorio.

$$v_{L(\alpha,\beta,0)} = [T] \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{L\alpha} \\ v_{L\beta} \\ v_{L0} \end{bmatrix}; \quad i_{S(\alpha,\beta,0)} = [T] \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix}$$

Donde $[T]$ es la transformada de Clarke

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La potencia activa se calcula como el producto punto entre el vector de corriente y el vector de voltaje, según la siguiente formulación.

$$p = v_{L(\alpha,\beta,0)} \cdot i_{S(\alpha,\beta,0)}$$

La potencia reactiva se calcula como el producto cruz entre el vector de corriente y el vector de voltaje, según la siguiente formulación.

$$q = v_{L(\alpha,\beta,0)} \times i_{S(\alpha,\beta,0)}$$

Donde:

p : potencia activa

q : potencia reactiva

En un sistema trifásico equilibrado, tanto el voltaje como la corriente de secuencia son cero.

$$\begin{aligned} V_a + V_b + V_c &= 0 & i_a + i_b + i_c &= 0 \\ V_{L0} = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) &= 0 & i_{L0} = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) &= 0 \end{aligned}$$

La potencia activa y reactiva pueden ser representadas de la siguiente manera:

$$p = V_{L\alpha}i_{S\alpha} + V_{L\beta}i_{S\beta}; \quad q = \begin{bmatrix} |0| \\ |0| \\ \begin{vmatrix} V_{L\alpha} & V_{L\beta} \\ i_{S\alpha} & i_{S\beta} \end{vmatrix} \end{bmatrix}$$

El vector de tensión en la potencia activa

$$v_{p(\alpha,\beta,0)} = \frac{p}{i_{s(\alpha,\beta,0)}}$$

El vector de tensión en la potencia reactiva

$$v_{q(\alpha,\beta,0)} = \frac{q}{i_{s(\alpha,\beta,0)}}$$

Vector de tensión de acuerdo a las potencias activa y reactiva

$$v_{L(\alpha,\beta,0)} = v_{p(\alpha,\beta,0)} + v_{q(\alpha,\beta,0)}$$

Una vez que se ha determinado el vector de tensión, se procede a calcular la tensión de compensación mediante la aplicación de la transformada inversa de Clarke.

$$v_{c(a,b,c)} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} v_{c(\alpha)} \\ v_{c(\beta)} \\ v_{c(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c(a)} \\ v_{c(b)} \\ v_{c(c)} \end{bmatrix}$$

$$[T]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

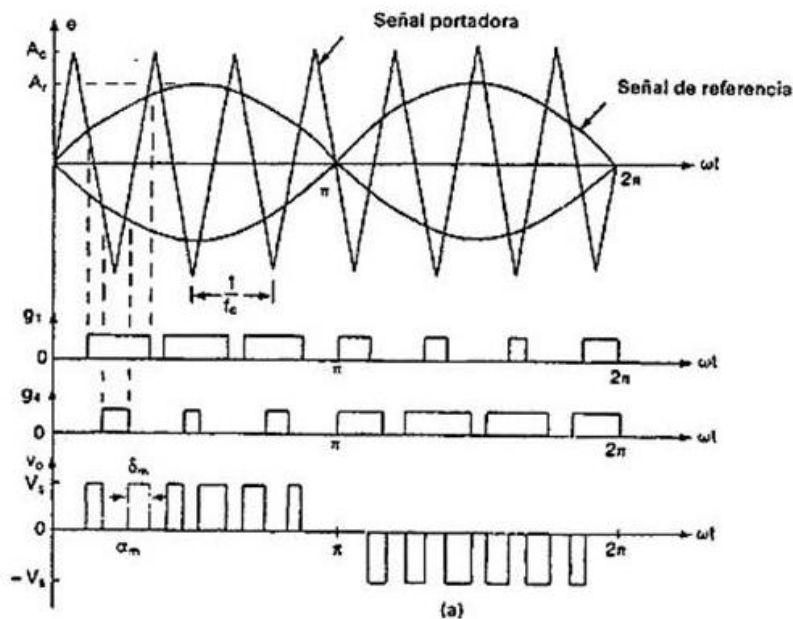
Donde:

$v_{c(a,b,c)}$: Tensión de compensación de referencia en coordenadas (a, b, c)

$[T]^{-1}$: Transformada inversa de Clarke.

La estrategia de control PWM en este proyecto se utiliza como una señal de control para activar o desactivar un IGBT integrado en un inversor que opera de manera sincronizada con la red eléctrica.

Figura 8
Modulación PWM



Nota. Extraído de (Rodríguez, 2017)

La señal de referencia de compensación (senoidal) se compara con la señal portadora (diente de sierra), lo que genera pulsos en la disposición de la fase. Estos pulsos son referenciados mediante el voltaje en la señal PWM, que se conecta con la corriente de compensación para regular los armónicos presentes en la red eléctrica.

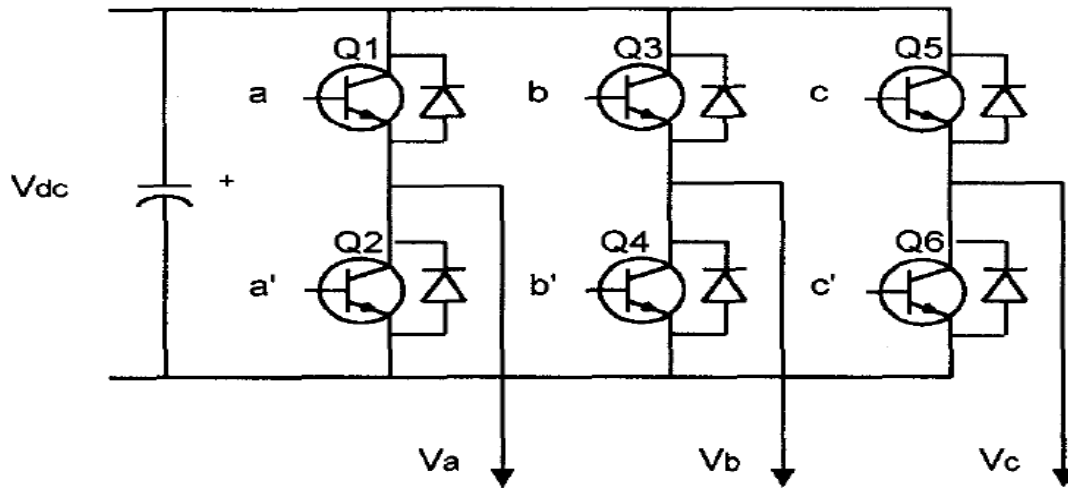
2.2.7 Inversores Trifásicos

El inversor trifásico es un dispositivo empleado para transformar energía en corriente continua (Vdc) hacia corriente alterna trifásica (V_a , V_b , V_c), útil para aplicar las corrientes de corrección generadas por el filtro activo en las tres líneas del sistema eléctrico.

La Figura 9 representa un inversor con arquitectura de puente completo, conformado por seis transistores IGBT (Q1 a Q6) distribuidos en tres ramales. Cada ramal está vinculado a una fase del sistema trifásico (a, b, c) y contiene dos IGBT colocados en serie: uno en la parte superior y otro en la inferior. Estos interruptores se accionan de forma alternada para evitar una conexión directa entre los extremos positivo y negativo de la fuente.

Figura 9

Inversor trifásico para la etapa de Potencia del filtro activo



Nota. Extraído de (Rodríguez, 2017)

Cada transistor cuenta con un diodo de conducción inversa instalado en antiparalelo, lo que permite el paso de corriente cuando el interruptor está desactivado, principalmente ante cargas de tipo inductivo. Esta disposición garantiza que el flujo de corriente no se interrumpa durante los instantes de conmutación. El funcionamiento del inversor se basa en señales de modulación por ancho de pulso (PWM), las cuales regulan los intervalos de encendido y apagado de cada interruptor para generar las salidas V_a , V_b y V_c . A través de este método de modulación, se controla el perfil de la corriente suministrada, ajustándola a las exigencias de compensación de distorsiones armónicas (Rodríguez, 2017). Esta topología se implementa frecuentemente en sistemas de regulación de energía, como en filtros activos, controladores de velocidad para motores y equipos de conversión conectados a redes eléctricas.

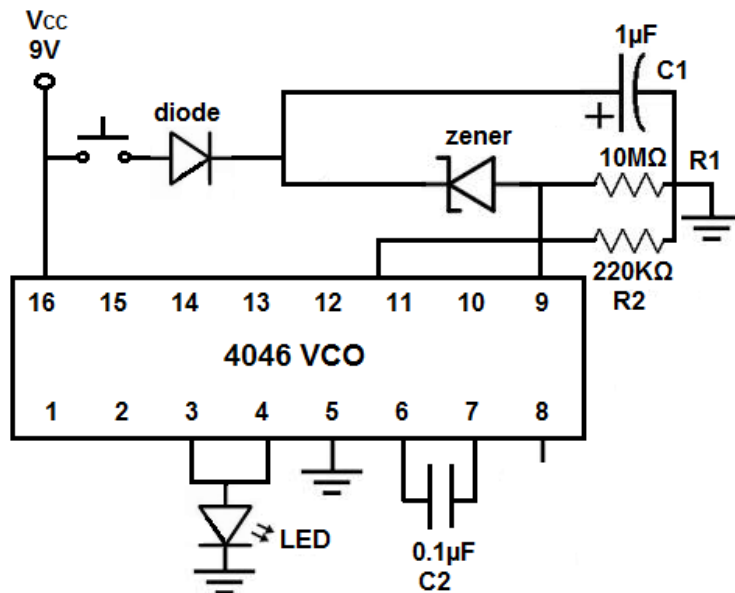
2.2.8 PLL (Phase-Locked Loop)

El PLL (Phase-Locked Loop), también conocido como lazo de enganche de fase, es un sistema electrónico empleado para ajustar la frecuencia y el ángulo de fase de una señal de salida en relación con una señal de referencia. En la configuración del filtro activo de potencia, el PLL facilita que el sistema se mantenga alineado con la frecuencia de la red eléctrica, lo que permite una compensación eficiente de los armónicos (Paja, 2023). La Figura 10 presenta un diagrama de conexión representativo usando el circuito integrado CD4046, el cual incorpora un oscilador dependiente de voltaje (VCO) y bloques internos de detección de fase. Este

circuito opera con una fuente de alimentación de 9V, estabilizada a través de un diodo zener y protegida por un diodo rectificador estándar.

Figura 10

Circuito de conexión usando el PLL 4046



Nota. Tomado de (Paja, 2023).

El VCO (Voltage Controlled Oscillator) genera una señal cuya frecuencia depende del voltaje aplicado. Los componentes R1, R2 y C1 determinan la frecuencia de oscilación del VCO. El condensador C2 está conectado para estabilizar la operación del sistema. El PLL compara la señal generada por el VCO con una señal externa (como la de la red eléctrica) mediante uno de sus detectores de fase. A partir de esta comparación, el PLL ajusta automáticamente la frecuencia del VCO para igualar la de la señal de entrada, manteniendo una relación constante de fase. Esta característica lo convierte en una herramienta adecuada para el seguimiento y control de señales periódicas.

CAPÍTULO III: DESARROLLO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

3.1 Esquema general del filtro activo de potencia

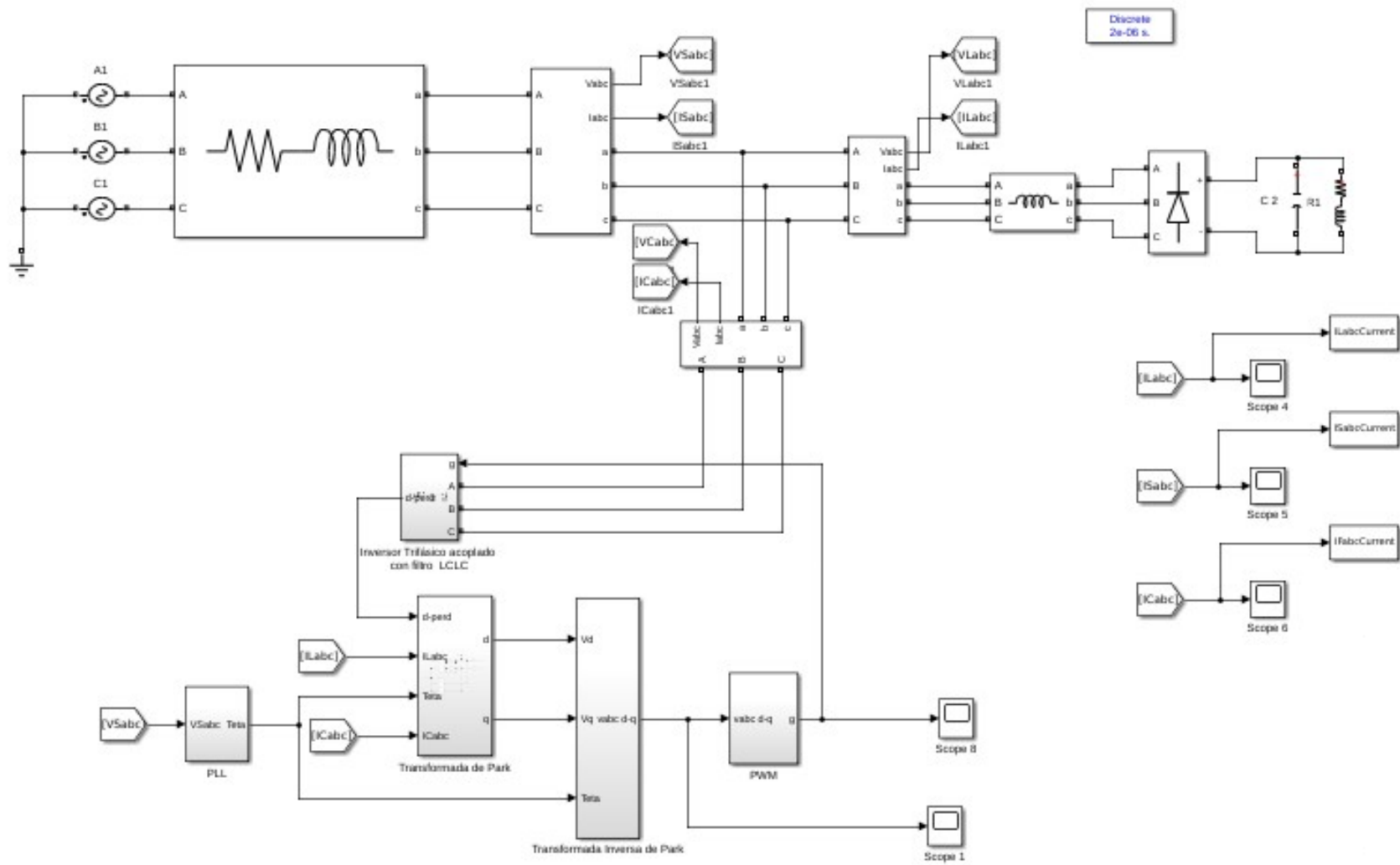
El diseño del filtro activo de potencia trifásico desarrollado para mejorar la calidad de la energía en sistemas con cargas no lineales se estructuró a partir de la identificación de los elementos requeridos para detectar, calcular y compensar las corrientes armónicas inyectadas en la red. La Figura 11 presenta el esquema general del sistema modelado en Simulink.

La necesidad de cada bloque surge de las funciones que deben cumplirse para asegurar una compensación efectiva. El proceso inicia con la simulación de una fuente trifásica conectada a un sistema de cargas no lineales, que genera una distorsión en las formas de onda de corriente. A partir de esta distorsión, se determinó la necesidad de incluir medidores de voltaje y corriente (VS_{abc} , IS_{abc} , etc.), para monitorear las señales que se utilizarán como entradas en los algoritmos de transformación y control. Posteriormente, se incorporó un bloque PLL (Phase-Locked Loop), cuyo propósito es extraer la frecuencia y el ángulo de fase de la tensión de red, necesarios para ejecutar la Transformada de Park, la cual convierte las señales trifásicas abc en componentes estacionarias $d - q$. Esta transformación permite operar en un sistema de referencia rotatorio, facilitando el cálculo de las corrientes de compensación. Con las variables transformadas, se implementó una lógica de control que genera una señal de referencia de compensación, procesada mediante una modulación PWM, la cual define los pulsos de control que se enviarán al inversor trifásico acoplado con el filtro LCLC. Este inversor es responsable de inyectar la corriente compensatoria en la red.

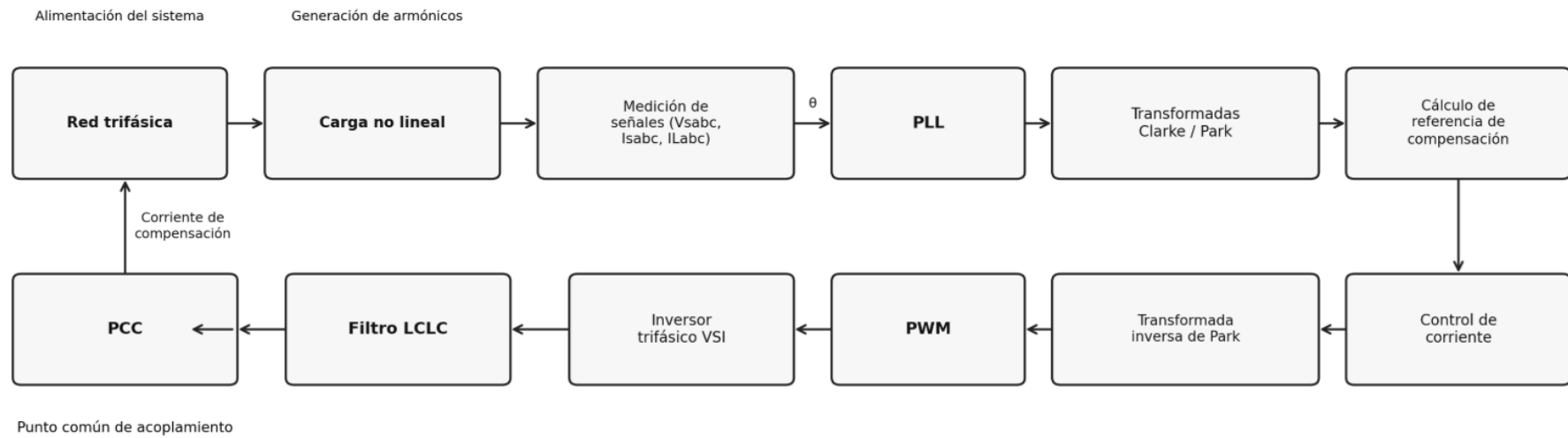
El filtro LCLC fue seleccionado tras un análisis comparativo con configuraciones LC y LCL, optándose por esta topología por su capacidad para suavizar la corriente de salida del inversor, reducir la distorsión y mantener una mayor estabilidad en condiciones de operación variable. Los valores de inductancias, capacitancias y resistencias se determinaron considerando la frecuencia de operación, el nivel de distorsión armónica esperado y la impedancia del sistema. Finalmente, el sistema incluye bloques de medición y visualización (Scopes) que permiten analizar el comportamiento de las variables clave, como la corriente de línea (IL_{abc}), corriente de carga (IC_{abc}) y corriente de fuente (IS_{abc}), antes y después de aplicar el filtro activo.

Figura 11

Esquema de filtro activo de potencia acoplado al sistema trifásico



Nota. Elaboración Propia



Nota. Elaboración Propia

A continuación, se detalla el procedimiento:

A. Sistema Trifásico:

El sistema inicia con una fuente trifásica balanceada, representada por tres generadores sinusoidales desfasados 120° entre sí. Esta fuente suministra energía eléctrica al sistema de prueba y emula las condiciones típicas de una red de distribución eléctrica convencional. Su inclusión permite analizar la interacción entre las señales de red y las perturbaciones generadas por cargas no lineales.

B. Cargas No Lineales:

Las cargas no lineales están modeladas mediante un conjunto compuesto por diodos, resistencias e inductancias, simulando el comportamiento típico de rectificadores y dispositivos electrónicos industriales. Estas cargas deforman la forma de onda de corriente al absorber energía en pulsos irregulares, lo que genera distorsiones armónicas que deben ser identificadas y corregidas mediante el filtro activo de potencia.

C. Esquema del Filtro Activo:

- **PLL (Phase-Locked Loop) y Transformada de Clarke:**

El bloque PLL se encarga de extraer el ángulo de fase y la frecuencia de la red a partir de la señal de voltaje de entrada. Esta información es esencial para sincronizar el sistema de control con la red eléctrica. Posteriormente, la transformada de Clarke convierte las señales trifásicas (a, b, c) en componentes ortogonales (α, β) , reduciendo la complejidad del análisis y facilitando la aplicación de estrategias de control en el dominio estacionario.

- **Transformada de Park:**

La transformada de Park convierte las señales del sistema de dos ejes (α, β) en un sistema de coordenadas de referencia rotante (d, q) . En esta etapa, se diseñaron filtros pasa bajas Butterworth para filtrar las componentes de alta frecuencia y obtener las componentes fundamentales de corriente.

- **Configuración ABC-DQ:**

Este bloque representa la secuencia completa de transformación desde el sistema trifásico (a, b, c) hasta el sistema rotacional (d, q) . Esta configuración permite que el sistema de control opere sobre magnitudes constantes en lugar de variables sinusoidales, facilitando la generación precisa de señales de compensación.

- **Transformada Inversa de Park:**

Una vez calculadas las señales de referencia de compensación en el marco (d, q) , se aplica la transformada inversa de Park para retornar al plano (α, β) , y luego la transformada inversa de Clarke para reconstruir las señales en el dominio trifásico original (a, b, c) . Este proceso es indispensable para que las señales generadas por el controlador puedan ser interpretadas por el inversor como señales de tensión de referencia.

D. Generación de señales PWM mediante comparación con portadora triangular:

La generación de las señales de disparo del inversor trifásico se lleva a cabo mediante una estrategia de modulación PWM por comparación con portadora triangular. Para ello, las señales de referencia obtenidas a partir del sistema de control son comparadas con una señal portadora G , generada a una frecuencia de conmutación de 5 kHz. Cuando la señal de referencia es mayor o igual que la portadora, el comparador entrega un estado lógico alto, activando el interruptor superior de la rama correspondiente; en caso contrario, se genera un estado lógico bajo y se activa el interruptor complementario mediante una compuerta NOT. De esta manera, se obtienen las seis señales de disparo requeridas para el inversor, permitiendo regular la corriente de compensación destinada a la atenuación de armónicos.

E. Inversor Trifásico Acoplado con Filtro LCLC:

El inversor trifásico, controlado por la señal PWM, genera las corrientes de compensación necesarias para cancelar los armónicos inyectados por las cargas no lineales. Está acoplado a un filtro de tipo LCLC, el cual suaviza la señal de salida, reduciendo las componentes de alta frecuencia producidas por la conmutación. Esta configuración fue seleccionada por su mejor desempeño frente a los filtros LC y LCL convencionales, debido a su menor requerimiento de inductancia y mayor capacidad de atenuación en un amplio rango de frecuencias. Los valores de los componentes pasivos fueron definidos considerando el THD inicial del sistema, el rango de armónicos predominantes (5°, 7° y 11°) y la frecuencia de conmutación del inversor.

F. Monitoreo y Visualización:

Se incluyen varios bloques de monitoreo y visualización (Scope) para observar las señales de corriente y voltaje en diferentes puntos del sistema. Esto permite verificar el correcto funcionamiento del filtro activo de potencia y realizar ajustes si es necesario.

3.1.1 Sistema Trifásico

El diseño del sistema trifásico de entrada se desarrolló con el objetivo de proporcionar una alimentación estable y continua a un sistema con carga no lineal. Este sistema se basa en una fuente de voltaje trifásica balanceada, compuesta por tres señales sinusoidales (una por fase), desfasadas 120 grados eléctricamente entre sí. A esto se le incorpora una impedancia serie formada por una resistencia y una inductancia que representa la carga conectada al sistema.

A continuación, se detallan las ecuaciones utilizadas para definir cada fase del sistema:

- **Fase A:**

$$A = V_a(t) = \sqrt{2}V\sin\omega t = \sqrt{2} \cdot 480\sin(2\pi \cdot 60t)$$

Esta ecuación representa la forma de onda sinusoidal de la fase A con un voltaje de pico de $\sqrt{2} \cdot 480$ voltios y una frecuencia de 60 Hz.

- **Fase B:**

$$B = V_b(t) = \sqrt{2}V\sin(\omega t + 120^\circ) = \sqrt{2} \cdot 480\sin(2\pi \cdot 60t + 120)$$

La fase B está desfasada 120 grados con respecto a la fase A, lo que asegura que las tres fases estén balanceadas y desplazadas uniformemente.

- **Fase C:**

$$C = V_c(t) = \sqrt{2}V\sin(\omega t + 240^\circ) = \sqrt{2} \cdot 480\sin(2\pi \cdot 60t + 240)$$

La fase C está desfasada 240 grados con respecto a la fase A, completando así el sistema trifásico.

Impedancia: La carga conectada al sistema trifásico se modela utilizando una combinación de resistencia (R) e inductancia (L), lo que se conoce como una carga RL. Los valores de impedancia se calcularon como sigue:

- **Resistencia (R):**

$$R = 0.58\Omega$$

Este valor fue determinado con base en un análisis comparativo de impedancias equivalentes de equipos industriales típicos, tales como hornos, motores y convertidores, los cuales presentan una componente resistiva asociada al consumo real de potencia activa. Además, este valor permite mantener una relación adecuada con la tensión del sistema (480 V) y una corriente representativa para fines de simulación, en el orden de 20 - 30 A.

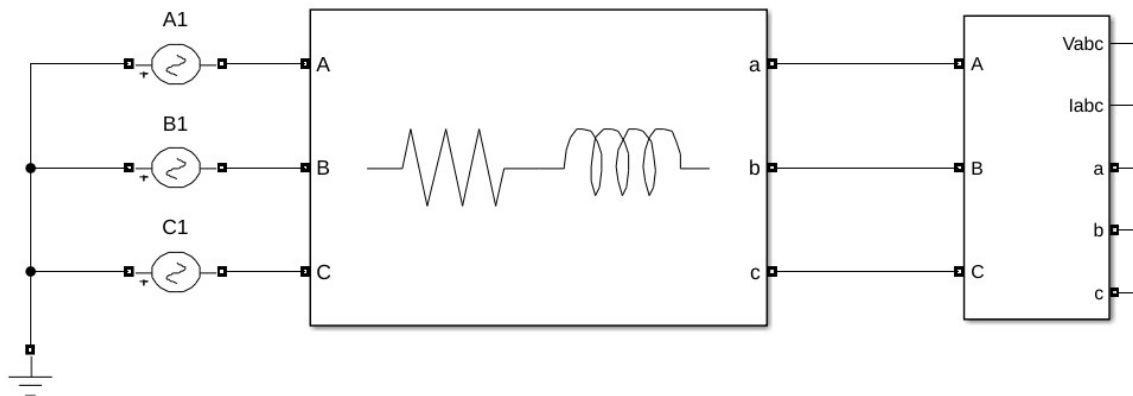
- **Inductancia (L):**

$$L = 1.6 \times 10^{-7}H$$

Este valor refleja la componente reactiva de la carga, asociada a efectos de almacenamiento de energía en campos magnéticos, comunes en motores y transformadores. La inductancia fue seleccionada de forma que se generen corrientes distorsionadas con contenido armónico visible, sin llegar a niveles inestables. También se buscó asegurar una constante de tiempo razonable para observar los efectos de conmutación en el análisis dinámico del filtro activo. La inductancia representa la parte reactiva de la carga, que almacena energía en forma de campo magnético. Este diseño asegura que el sistema trifásico de entrada proporcione una forma de onda sinusoidal equilibrada y que las cargas no lineales conectadas puedan ser monitoreadas y compensadas adecuadamente para mejorar la calidad de energía (Ver Figura 12).

Figura 12

Diseño del sistema trifásico



Nota. Elaboración Propia

3.1.2 Diseño de las Cargas No Lineales

La carga no lineal del sistema se diseñó mediante un rectificador trifásico de diodos conectado a una carga en corriente continua. Esta configuración fue seleccionada porque representa el comportamiento típico de equipos electrónicos de potencia, como rectificadores industriales, variadores de velocidad y fuentes de alimentación, los cuales absorben corriente de manera no sinusoidal desde la red.

Para una red trifásica de $480V_{rms}$ y 60 Hz, el voltaje promedio de salida del rectificador trifásico se calcula como:

$$V_{DC} = 1.35V_{LL}$$

$$V_{DC} = 1.35(480) = 648V$$

Considerando una corriente de carga aproximada de 25 A, la resistencia equivalente del lado DC se determina mediante:

$$R_{DC} = \frac{V_{DC}}{I_{DC}}$$

$$R_{DC} = \frac{648}{25} = 25.92\Omega$$

Por lo tanto, se selecciona una resistencia equivalente aproximada de 26Ω .

La potencia consumida por la carga es:

$$P_{DC} = V_{DC}I_{DC}$$

$$P_{DC} = 648(25) = 16200W$$

$$P_{DC} = 16.2kW$$

La corriente de línea aproximada en el lado AC se calcula mediante:

$$I_L = \frac{P_{DC}}{\sqrt{3}V_{LL}FP}$$

Asumiendo un factor de potencia de 0.9:

$$I_L = \frac{16200}{\sqrt{3}(480)(0.9)}$$

$$I_L = 21.65A$$

Además, al tratarse de un rectificador trifásico de seis pulsos, la frecuencia de rizado del lado DC es:

$$f_{rizado} = 6f$$

$$f_{rizado} = 6(60) = 360Hz$$

Si se considera un rizado máximo del 5 % en el voltaje DC:

$$\Delta V_{DC} = 0.05(648)$$

$$\Delta V_{DC} = 32.4V$$

El capacitor de filtrado se calcula como:

$$C = \frac{I_{DC}}{f_{rizado}\Delta V_{DC}}$$

$$C = \frac{25}{360(32.4)}$$

$$C = 0.00214F$$

$$C \approx 2200\mu F$$

Adicionalmente, se considera una bobina en serie con la carga DC para reducir el rizado de corriente. Para el diseño se permite un rizado máximo del 5 % de la corriente DC:

$$\Delta I_{DC} = 0.05I_{DC}$$

$$\Delta I_{DC} = 0.05(25) = 1.25A$$

La inductancia de suavizado se calcula mediante:

$$L_{DC} = \frac{\Delta V_{DC}}{2\pi f_{rizado} \Delta I_{DC}}$$

$$L_{DC} = \frac{32.4}{2\pi(360)(1.25)}$$

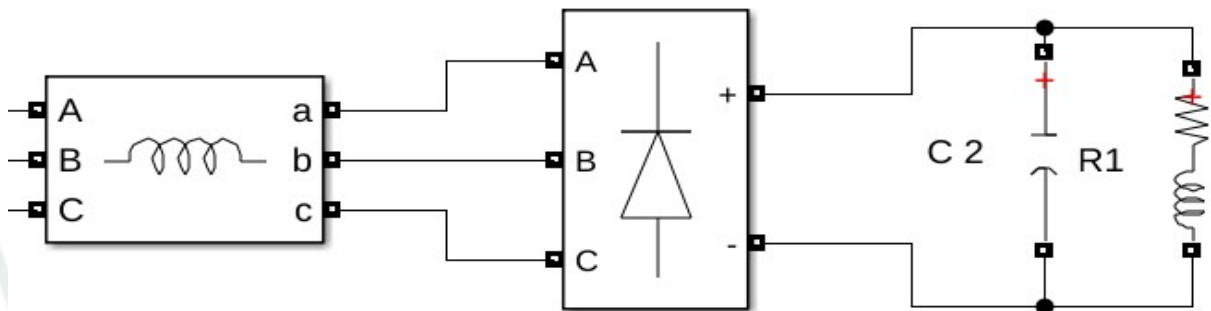
$$L_{DC} = 0.01146H$$

$$L_{DC} \approx 12mH$$

Por lo tanto, la carga no lineal queda representada por un rectificador trifásico de diodos con una resistencia equivalente de aproximadamente 26Ω , un capacitor de filtrado de $2200\mu F$ y una bobina de suavizado de $12mH$. Esta configuración genera corrientes pulsantes en la entrada trifásica, produciendo armónicos característicos de orden $6k \pm 1$, principalmente el 5.º, 7.º, 11.º y 13.º armónico, los cuales permiten evaluar el desempeño del filtro activo de potencia propuesto.

Figura 13

Cargas no lineales



Nota. Elaboración Propia

A continuación, se presenta una descripción general de las cargas no lineales basada en el diseño realizado (Ver Figura 13).

A. Entrada Trifásica:

Las señales de entrada A, B y C representan las tres fases de un sistema trifásico. Estas señales se conectan a una carga no lineal.

B. Carga No Lineal (Rectificador de Diodos):

- La primera parte de la carga no lineal está representada por una combinación de inductancias conectadas a las tres fases. Estas inductancias simbolizan una carga inductiva que forma parte del sistema.
- La siguiente etapa muestra un rectificador de diodos trifásico. Este componente es crucial en muchas aplicaciones industriales y comerciales, donde se convierte la corriente alterna (CA) en corriente continua (CC). Un rectificador de diodos toma las tres fases de CA y las rectifica para producir una salida de CC.

C. Circuito de Filtrado:

Después del rectificador de diodos, la señal pasa a través de un circuito de filtrado que generalmente consiste en un capacitor (C2) y una resistencia (R1) en paralelo. Este filtro se utilizó para suavizar la señal de CC, eliminando las ondulaciones y proporcionando una salida de voltaje más estable.

3.1.3 Diseño de ingeniería del filtro activo de potencia

El diseño del filtro activo de potencia se desarrolló considerando la forma de conexión en paralelo, la presencia de cargas no lineales y la necesidad de inyectar una corriente de compensación que reduzca la distorsión armónica de la red. Para ello, se definieron los criterios eléctricos del sistema, la topología del inversor, el acoplamiento LCLC, el método de control y los parámetros empleados en la simulación.

3.1.3.1 Criterios de diseño del sistema

El sistema se planteó a partir de una red trifásica de 60 Hz, conectada a cargas no lineales que generan corrientes no sinusoidales. El diseño se orientó a reducir la distorsión armónica total y a disminuir principalmente los armónicos de quinto, séptimo y undécimo orden, debido a que presentaron las mayores magnitudes en el análisis espectral inicial.

Para definir el filtro activo se tomaron en cuenta los siguientes criterios de diseño:

- a) La compensación se realizó mediante un filtro activo de potencia en paralelo, conectado en el punto común de acoplamiento con la red.
- b) La corriente de compensación se generó mediante un inversor trifásico controlado por señales PWM.
- c) El acoplamiento LCLC se empleó para suavizar la corriente generada por el inversor y reducir las componentes de alta frecuencia asociadas a la conmutación.

- d) El sistema de control utilizó las transformaciones de Clarke y Park para trabajar con las variables de corriente en un sistema de referencia más adecuado para el cálculo de la compensación.
- e) La sincronización con la red se realizó mediante un PLL, el cual proporcionó el ángulo de fase requerido para las transformaciones y el control del inversor.
- f) La validación se efectuó mediante simulación en Simulink/MATLAB, comparando el THD antes y después de la conexión del filtro.

3.1.3.2 Selección de la topología en paralelo

Se seleccionó una topología de filtro activo en paralelo porque permite compensar las corrientes armónicas generadas por la carga sin modificar la conexión principal entre la fuente y el sistema eléctrico. En esta configuración, el filtro mide las corrientes distorsionadas, calcula la corriente de referencia y genera una corriente de compensación en sentido opuesto a los componentes armónicos. De esta manera, la corriente entregada por la fuente se aproxima a una forma sinusoidal.

La conexión en paralelo también permite que el filtro actúe sobre cargas variables, ya que el inversor puede ajustar la corriente inyectada de acuerdo con el contenido armónico detectado. Por este motivo, esta configuración resulta adecuada para sistemas de baja y media tensión con presencia de rectificadores, variadores, cargas electrónicas y otros equipos no lineales.

3.1.3.3 Diseño del inversor trifásico

El inversor trifásico se consideró como la etapa de potencia encargada de generar la corriente de compensación. Su estructura se compuso por tres ramas de conmutación, una para cada fase del sistema, controladas mediante seis señales PWM complementarias. La alimentación del inversor se representó mediante un bus de corriente continua, mientras que la salida se conectó al sistema eléctrico a través del filtro LCLC.

El funcionamiento del inversor se basó en la comparación entre las señales de referencia y una portadora triangular. Cuando la señal de referencia superó a la portadora, se activó el interruptor superior de la rama correspondiente; en caso contrario, se activó el interruptor complementario. Esta lógica permitió regular la forma de la corriente inyectada y ajustar la compensación armónica en cada fase.

Para evitar conmutaciones no controladas, las señales del inversor se definieron de manera complementaria entre los interruptores superiores e inferiores. Así, cada rama del inversor operó como una etapa de conversión controlada, permitiendo que la corriente generada siga la referencia calculada por el sistema de control.

3.1.3.4 Diseño del acoplamiento LCLC

El acoplamiento LCLC se ubicó entre la salida del inversor trifásico y el punto común de conexión con la red. Su función fue reducir el rizado de corriente generado por la conmutación del inversor, limitar las variaciones rápidas de corriente y evitar que las componentes de alta frecuencia pasen directamente al sistema eléctrico.

La etapa LCLC se planteó como una mejora frente a configuraciones simples de acoplamiento, ya que combina inductancias y capacitancias para aumentar la atenuación fuera de la frecuencia fundamental. En el diseño, las inductancias limitaron la tasa de cambio de corriente, mientras que las capacitancias contribuyeron al filtrado de componentes de alta frecuencia. La resistencia asociada permitió amortiguar la respuesta del filtro y reducir el riesgo de resonancias no deseadas.

En términos de funcionamiento, el inversor genera una corriente modulada, el filtro LCLC suaviza dicha señal y la corriente resultante se inyecta en la red para compensar los armónicos de la carga. Esta secuencia permite que la fuente suministre una corriente con menor distorsión armónica.

3.1.3.5 Parámetros eléctricos utilizados en el diseño

Los valores empleados en la simulación se definieron considerando la frecuencia de la red, la frecuencia de conmutación del inversor y la ubicación de la frecuencia de resonancia del filtro. La frecuencia de resonancia se ubicó por encima de la frecuencia fundamental y por debajo de la frecuencia de conmutación, con el fin de evitar interferencias con la señal principal y reducir las componentes asociadas al proceso de conmutación.

Tabla 7

Parámetros de diseño

Parámetro	Símbolo	Valor empleado	Criterio de uso
-----------	---------	----------------	-----------------

Frecuencia fundamental de la red	f	60 Hz	Frecuencia base del sistema trifásico
Frecuencia de corte del filtro de control	fc	60 Hz	Extracción de la componente fundamental en coordenadas d-q
Frecuencia de conmutación PWM	fs	5000 Hz	Generación de señales de disparo del inversor
Inductancia de acoplamiento	L	1×10^{-3} H	Limitación del rizado de corriente
Capacitancia de filtrado	C	25.3×10^{-6} F	Atenuación de componentes de alta frecuencia
Resistencia de amortiguamiento	R	10 ohm	Reducción de oscilaciones en la rama de filtrado
Topología de conexión	-	Filtro activo en paralelo	Compensación de corrientes armónicas de carga

Nota. Elaboración propia

Estos parámetros permitieron representar el comportamiento del filtro dentro del entorno de simulación y establecer una relación directa entre la etapa de potencia, el acoplamiento LCLC y el sistema de control.

3.1.3.6 Diseño del controlador PI para la regulación del bus DC

El controlador PI tiene como finalidad mantener estable el voltaje del bus de corriente continua del filtro activo de potencia. Durante la operación del inversor existen pérdidas asociadas a los dispositivos semiconductores, a la conmutación, a los elementos pasivos y a la transferencia de energía durante la compensación de armónicos. Estas pérdidas pueden producir variaciones en la energía almacenada en el capacitor del bus DC y, en consecuencia, modificar el voltaje Vdc.

1. Objetivo del controlador PI

El error de control se define como la diferencia entre el voltaje de referencia del bus DC y el voltaje medido:

$$e(t) = V_{dc}^* - V_{dc}(t)$$

La señal de error ingresa al controlador PI. La acción proporcional permite responder rápidamente ante cambios del voltaje, mientras que la acción integral elimina el error en régimen permanente.

$$C(s) = K_p + K_i/s = (K_p \cdot s + K_i)/s$$

La salida del controlador modifica principalmente la referencia de corriente activa I_d^* . Cuando el voltaje del bus DC disminuye, el PI incrementa la componente activa solicitada a la red para recuperar la energía del capacitor y restablecer el voltaje de referencia.

2. Parámetros considerados

Para el sistema desarrollado se consideran los siguientes parámetros principales:

Voltaje trifásico de línea: $V_{LL-rms} = 480$ V.

Frecuencia de la red: $f = 60$ Hz.

Voltaje de referencia del bus DC: $V_{dc}^* = 700$ V.

Capacitancia aproximada del bus DC: $C_{dc} = 2200$ μ F.

Frecuencia de conmutación del inversor: 5 kHz.

Carga no lineal principal: rectificador trifásico de diodos.

Para una red trifásica de 480 V, el voltaje promedio aproximado a la salida de un rectificador trifásico de seis pulsos se expresa como:

$$V_{DC} = 1.35 \cdot V_{LL-rms} = 1.35(480) = 648 \text{ V}$$

Considerando una corriente aproximada de 25 A en el lado DC:

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} = 648(25) = 16.2 \text{ kW}$$

3. Modelo dinámico simplificado del bus DC

La energía almacenada en el capacitor del bus DC está dada por:

$$E = (1/2) \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}^2$$

La variación de esta energía depende de la potencia neta que ingresa o sale del bus DC. De forma simplificada:

$$P_C = C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot dV_{dc}/dt$$

Al linealizar la dinámica alrededor del punto de operación y expresar la relación entre la acción de control y la variación del voltaje, el bus DC puede aproximarse mediante una planta de tipo integrador:

$$G(s) = K/s$$

Para los parámetros utilizados en el diseño se empleó la aproximación:

$$G(s) = 539.86/s$$

La presencia del término $1/s$ se debe a que el capacitor integra la diferencia de potencia: una diferencia sostenida de potencia produce una variación acumulativa de energía y, por tanto, una variación progresiva del voltaje.

4. Obtención de la ecuación característica

El controlador PI se expresa como:

$$C(s) = (K_p \cdot s + K_i)/s$$

La función de transferencia en lazo abierto resulta:

$$L(s) = C(s)G(s) = 539.86(K_p \cdot s + K_i)/s^2$$

Para un sistema con realimentación negativa, la ecuación característica se obtiene de $1 + L(s) = 0$:

$$s^2 + 539.86 \cdot K_p \cdot s + 539.86 \cdot K_i = 0$$

5. Comparación con un sistema estándar de segundo orden

La ecuación característica estándar de un sistema de segundo orden es:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2 = 0$$

La ecuación obtenida para el sistema controlado tiene la misma estructura. Por ello, se pueden igualar sus coeficientes con el objetivo de seleccionar directamente las ganancias K_p y K_i a partir del amortiguamiento y de la rapidez deseada.

6. Selección del amortiguamiento y frecuencia natural

Se selecciona un factor de amortiguamiento:

$$\zeta = 0.46$$

Este valor representa un compromiso adecuado entre rapidez y amortiguamiento. Para el diseño del lazo externo de voltaje se adopta una frecuencia natural de 20 Hz, inferior a la dinámica rápida del lazo interno de corriente y muy inferior a la frecuencia de conmutación de 5 kHz.

$$f_n = 20 \text{ Hz}$$

$$\omega_n = 2\pi f_n = 2\pi(20) = 125.66 \text{ rad/s}$$

7. Cálculo de las ganancias del controlador

Igualando los coeficientes de ambas ecuaciones características:

$$539.86 \cdot K_p = 2\zeta\omega_n$$

$$539.86 \cdot K_i = \omega_n^2$$

Por tanto:

$$K_p = (2\zeta\omega_n)/539.86$$

$$K_i = \omega_n^2/539.86$$

Sustituyendo $\zeta = 0.46$ y $\omega_n = 125.66 \text{ rad/s}$:

$$K_p = [2(0.707)(125.66)]/539.86 \approx 0.329$$

$$K_i = (125.66)^2/539.86 \approx 29.25$$

El controlador PI diseñado queda:

$$PI(s) = 0.329 + 29.25/s$$

$$K_p = 0.329 \quad K_i = 29.25 \quad K_d = 0$$

Debido a que $K_d = 0$, el controlador empleado corresponde a un controlador PI y no a un PID completo.

8. Verificación mediante la ecuación característica

Sustituyendo las ganancias calculadas:

$$s^2 + 539.86(0.329)s + 539.86(29.25) = 0$$

$$s^2 + 177.6s + 15791 \approx 0$$

Los polos correspondientes son aproximadamente:

$$s_{1,2} \approx -88.85 \pm j88.9$$

Como ambos polos poseen parte real negativa, el sistema es estable. Al tratarse de polos complejos conjugados, la respuesta es subamortiguada y puede presentar sobreimpulso durante el régimen transitorio.

9. Validación en MATLAB

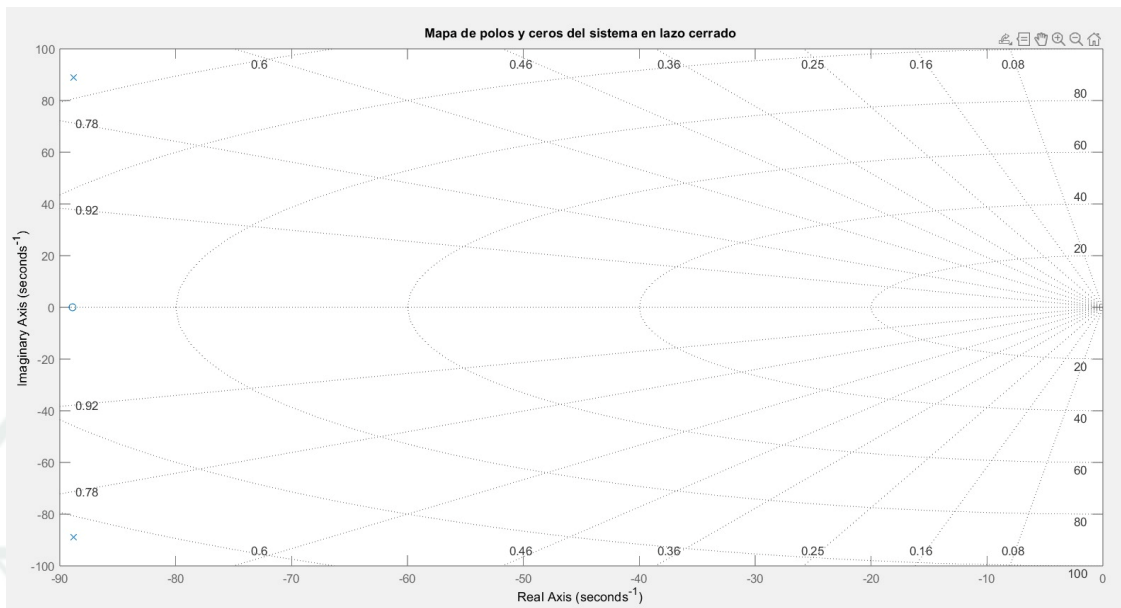
Después del cálculo analítico de K_p y K_i , el diseño se valida en MATLAB mediante el mapa de polos y ceros, la respuesta al escalón unitario y la respuesta temporal del voltaje del bus DC.

9.1 Mapa de polos y ceros

En la figura 14 se observan los polos complejos conjugados aproximadamente en $-88.85 \pm j88.9$. Su parte real negativa confirma la estabilidad del sistema, mientras que su componente imaginaria explica la presencia de un comportamiento oscilatorio amortiguado durante el transitorio.

Figura 14

Mapa de polos y ceros del sistema en lazo cerrado.



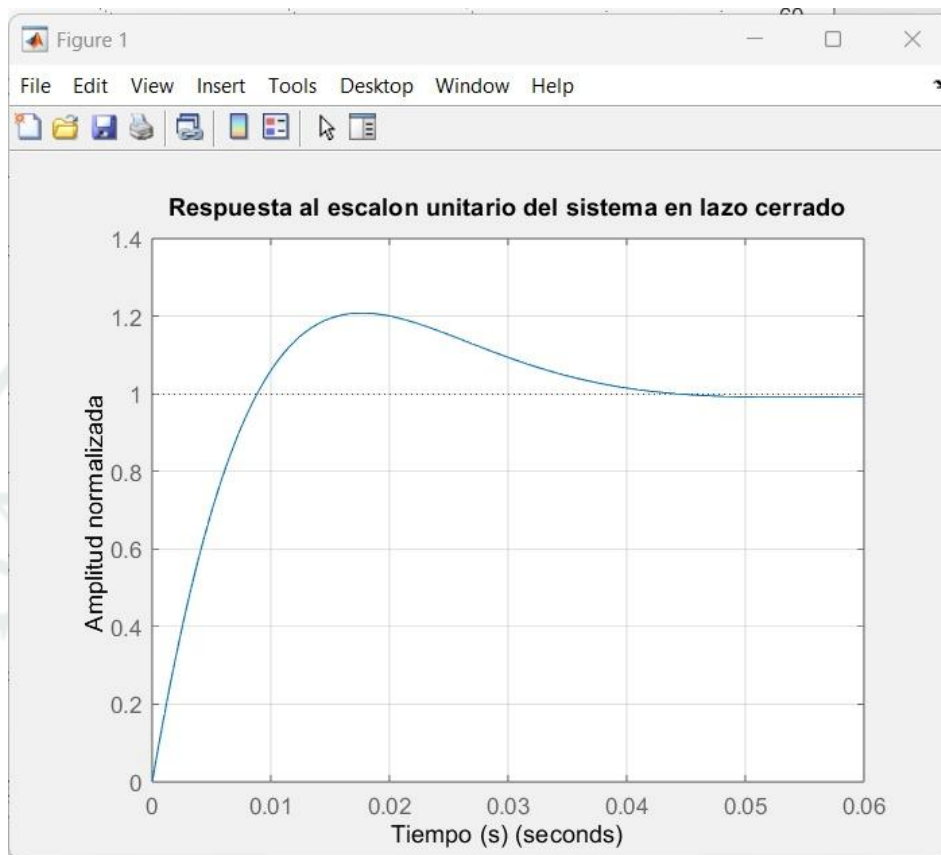
Nota elaboración propia

9.2 Respuesta al escalón unitario

La respuesta parte desde cero, supera temporalmente el valor unitario y finalmente converge hacia 1. La curva muestra visualmente un sobreimpulso cercano al 20 % y una estabilización aproximada alrededor de 0.05 a 0.06 s. Este resultado debe interpretarse como la respuesta del modelo completo utilizado en MATLAB; por ello, puede diferir del sobreimpulso ideal asociado únicamente al valor $\zeta = 0.46$.

Figura 15

Respuesta al escalón unitario del sistema en lazo cerrado.



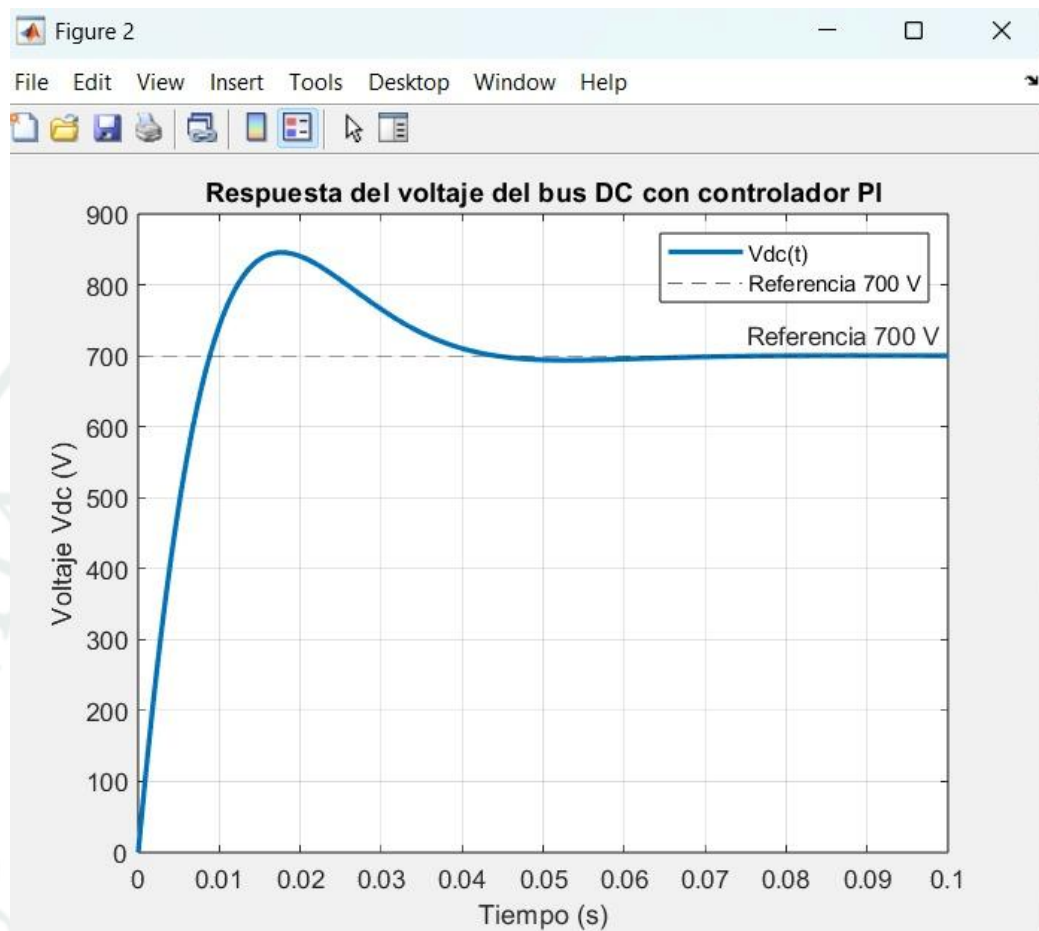
Nota elaboración propia

9.3 Respuesta del voltaje del bus DC

La respuesta muestra que el voltaje aumenta rápidamente hasta superar temporalmente la referencia, alcanzando aproximadamente entre 840 y 850 V. Después del sobreimpulso, el controlador reduce progresivamente el error y el voltaje converge hacia los 700 V. La acción proporcional proporciona rapidez, mientras que la acción integral elimina el error permanente.

Figura 16

Respuesta del voltaje del bus DC con controlador PI y referencia de 700 V.



Nota elaboración propia

3.1.3.7 Diseño del filtro pasa bajas Butterworth

Para el desarrollo del sistema de control del filtro activo de potencia, se requiere implementar un filtro pasa bajas que permita separar la componente fundamental de la señal y reducir la influencia de las componentes armónicas de mayor frecuencia. Para este propósito, se selecciona un filtro Butterworth, debido a que presenta una respuesta plana en la banda de paso, evitando ondulaciones significativas en la señal útil.

El filtro Butterworth es adecuado para aplicaciones de control porque permite conservar la forma de la señal fundamental, mientras atenúa progresivamente las componentes de frecuencia superiores. En este caso, el filtro se utiliza dentro de la etapa de procesamiento de señales del controlador, específicamente después de la transformación de las variables eléctricas al sistema de referencia correspondiente.

El diseño se realiza considerando un filtro pasa bajas de cuarto orden. Un filtro de cuarto orden puede obtenerse mediante la conexión en cascada de dos etapas de segundo orden. Cada etapa contribuye a mejorar la capacidad de atenuación del filtro, logrando una pendiente de caída mayor después de la frecuencia de corte.

La función principal del filtro pasa bajas Butterworth es permitir el paso de la componente de baja frecuencia asociada a la señal fundamental y atenuar las componentes armónicas generadas por la carga no lineal. De esta manera, el controlador puede identificar con mayor precisión la parte de la señal que debe ser compensada por el inversor trifásico.

El filtro se configura con los siguientes parámetros:

Método de diseño: Butterworth

Tipo de filtro: Pasa bajas

Orden del filtro: $n = 4$

Frecuencia angular de corte: $\omega_c = 30\pi \text{ rad/s}$

La frecuencia angular de corte se relaciona con la frecuencia en hertz mediante:

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

Despejando:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

Sustituyendo el valor seleccionado:

$$f_c = \frac{30\pi}{2\pi}$$

$$f_c = 15 \text{ Hz}$$

Por lo tanto, el filtro diseñado corresponde a un filtro Butterworth pasa bajas de cuarto orden con una frecuencia de corte de 15 Hz.

La función de transferencia general de un filtro Butterworth de cuarto orden se expresa como:

$$H(s) = \frac{\omega_c^4}{s^4 + 2.6131\omega_c s^3 + 3.4142\omega_c^2 s^2 + 2.6131\omega_c^3 s + \omega_c^4}$$

Donde:

$$\omega_c = 30\pi = 94.2478 \text{ rad/s}$$

Calculando las potencias de la frecuencia angular:

$$\omega_c^2 = 8882.64$$

$$\omega_c^3 = 837091.46$$

$$\omega_c^4 = 78859786.74$$

Reemplazando en la ecuación general, se obtiene:

$$H(s) = \frac{78859786.74}{s^4 + 246.28s^3 + 30325.31s^2 + 2187360.45s + 78859786.74}$$

Esta función de transferencia representa el comportamiento del filtro pasa bajas Butterworth de cuarto orden configurado en el bloque Analog Filter Design de Simulink.

Desde el punto de vista estructural, el filtro puede representarse como dos filtros de segundo orden conectados en cascada:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$$

Donde cada etapa tiene la forma:

$$H(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2}$$

Para un filtro Butterworth de cuarto orden, los factores de calidad de cada etapa son:

$$Q_1 = 0.5412$$

$$Q_2 = 1.3065$$

Por lo tanto, la primera etapa queda definida como:

$$H_1(s) = \frac{8882.64}{s^2 + 174.15s + 8882.64}$$

Y la segunda etapa como:

$$H_2(s) = \frac{8882.64}{s^2 + 72.13s + 8882.64}$$

Finalmente, la conexión en cascada de ambas etapas permite obtener el filtro Butterworth pasa bajas de cuarto orden requerido para la etapa de control.

Se debe considerar que, al seleccionar una frecuencia de corte de 15 Hz, el filtro atenúa las señales cuya frecuencia sea superior a este valor. Por ello, si el objetivo del filtro es conservar directamente la componente fundamental de una red eléctrica de 60 Hz, sería necesario ajustar la frecuencia de corte a:

$$f_c = 60 \text{ Hz}$$

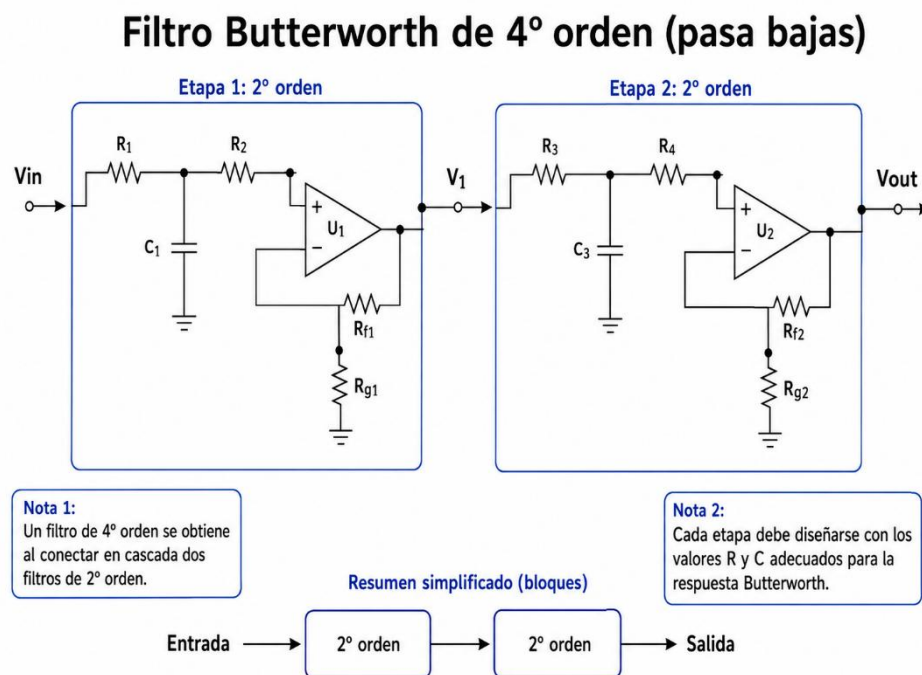
$$\omega_c = 2\pi(60)$$

$$\omega_c = 120\pi \text{ rad/s}$$

Sin embargo, para el caso configurado en la simulación, el valor ingresado de $30\pi \text{ rad/s}$ corresponde a una frecuencia de corte de 15 Hz, por lo que su aplicación debe justificarse de acuerdo con la señal específica que se desea filtrar dentro del sistema de control.

Figura 17

Diseño del filtro pasa bajas Butterworth



Nota. Elaboración Propia

3.1.3.8 Diseño del bus DC

Con base en la potencia consumida por la carga no lineal, se dimensionó el bus DC del filtro activo de potencia. Para una red trifásica de $480V_{rms}$, el rectificador trifásico de diodos

entrega un voltaje promedio aproximado de 648V. Al considerar una resistencia de carga de 10Ω , se obtiene una corriente continua de 64.8A y una potencia de carga de 41.99kW.

A partir del análisis armónico sin filtro, se obtuvo una corriente fundamental de 55.3A_{rms} y un THD de 33.86%, por lo que la corriente armónica equivalente a compensar fue de 18.72A. Con este valor, la potencia aparente de compensación requerida por el filtro activo fue de 15.56kVA, equivalente al 37.06% de la potencia de la carga no lineal.

El voltaje del bus DC se seleccionó considerando la capacidad del inversor para inyectar corriente hacia la red. Para un índice de modulación de 0.9, se obtuvo un voltaje mínimo de 871.46V, por lo que se seleccionó un valor de referencia de 900V. Este valor permite que el inversor opere dentro de la zona lineal de modulación PWM, evitando saturación.

El bus DC no entrega la potencia total de la carga, sino que sostiene principalmente las pérdidas del inversor, del filtro LCLC y de los elementos de conmutación. Considerando pérdidas del 5 % de la potencia aparente compensada, se obtuvo una potencia activa estimada de 778.23W, equivalente al 1.85% de la potencia de la carga. Con un rizado permitido del 5 %, la capacitancia mínima calculada fue de 328μF. Aplicando un margen de seguridad, se seleccionó un condensador comercial de 1000μF, capaz de almacenar aproximadamente 405J a 900V.

De esta manera, el bus DC queda dimensionado en función de la carga no lineal y de la corriente armónica que debe compensar el filtro activo, garantizando la estabilidad del inversor y la correcta generación de la corriente de compensación.

3.1.3.9 Cálculo de las frecuencias de diseño

La frecuencia de corte del filtro de control se obtuvo a partir de la frecuencia angular configurada en la etapa de filtrado:

$$\omega_p = 120 \times \pi \text{ rad/s}$$

$$\omega_p = 2 \times \pi \times f_c$$

$$f_c = \omega_p / (2 \times \pi)$$

$$f_c = (120 \times \pi) / (2 \times \pi) = 60 \text{ Hz}$$

La frecuencia de conmutación se calculó a partir del periodo configurado en la portadora triangular del PWM:

$$T = 1/5000 \text{ s}$$

$$f_s = 1/T = 5000 \text{ Hz}$$

Para la etapa de acoplamiento se verificó la frecuencia de resonancia de la rama LC equivalente:

$$f_r = 1/(2 \times \pi \times \sqrt{L \times C})$$

$$f_r = 1/(2 \times \pi \times \sqrt{(1 \times 10^{-3}) \times (25.3 \times 10^{-6})}) = 1000.60 \text{ Hz}$$

$$f_{RC} = 1/(2 \times \pi \times R \times C)$$

$$f_{RC} = 1/(2 \times \pi \times (10) \times (25.3 \times 10^{-6})) = 629.07 \text{ Hz}$$

El valor de resonancia calculado se encuentra por encima de la frecuencia fundamental de 60 Hz y por debajo de la frecuencia de conmutación de 5000 Hz. Esta ubicación permite que el filtro no afecte la componente principal de la red y, al mismo tiempo, reduzca las componentes de mayor frecuencia generadas por el inversor.

La selección de los armónicos de quinto, séptimo y undécimo orden se realizó a partir del análisis espectral del sistema sin filtro. Estos componentes presentaron las mayores magnitudes individuales y superaron los límites de distorsión armónica establecidos como referencia para el análisis. Debido a ello, el diseño del filtro activo se orientó a reducir estos armónicos y, con ello, disminuir el THD total del sistema. Considerando una frecuencia fundamental de 60 Hz, las frecuencias asociadas a los armónicos seleccionados fueron las siguientes:

Tabla 8

Justificación de los armónicos filtrados

Armónico	Frecuencia asociada	Magnitud sin filtro	Criterio de selección
5.º orden	300 Hz	26.38 %	Mayor componente armónica detectada
7.º orden	420 Hz	18.42 %	Componente elevada dentro del espectro
11.º orden	660 Hz	10.33 %	Supera el límite considerado para su rango

Nota. Elaboración propia

Los armónicos seleccionados son característicos en sistemas trifásicos con cargas no lineales, especialmente cuando existen rectificadores y etapas de conversión electrónica. El quinto armónico tiene secuencia negativa, por lo que puede producir efectos no deseados en motores y equipos rotativos; el séptimo armónico tiene secuencia positiva y contribuye al

calentamiento y a la distorsión de corriente; mientras que el undécimo armónico, aunque menor que los anteriores, también aporta al incremento del THD. Por esta razón, la compensación se centró en estos componentes sin dejar de evaluar el comportamiento general de la señal mediante el THD.

3.1.3.10 Implementación del inversor trifásico con acoplamiento LCLC en Simulink

El inversor trifásico se implementó como la etapa encargada de convertir la tensión del bus de corriente continua en señales alternas trifásicas controladas. En el modelo desarrollado, esta etapa trabaja junto con el filtro LCLC para generar la corriente de compensación que será inyectada al sistema eléctrico. A continuación, se describe su funcionamiento dentro de la simulación.

A) Etapa de Conversión de CC a CA:

Condensador de Almacenamiento (C1): La energía en forma de CC se almacena inicialmente en un condensador (C1), que actúa como un estabilizador de voltaje, proporcionando una fuente de energía constante para el inversor.

Puente Inversor: El inversor trifásico está compuesto por una serie de transistores (IGBTs o MOSFETs) dispuestos en una configuración de puente. Cada rama del puente está asociada a una fase del sistema trifásico (A, B, C). Los transistores son controlados por una señal de modulación por ancho de pulso (PWM) generada por el controlador, lo que permite la conmutación rápida y precisa de los transistores para crear las formas de onda de CA.

B) Modulación por Ancho de Pulso (PWM):

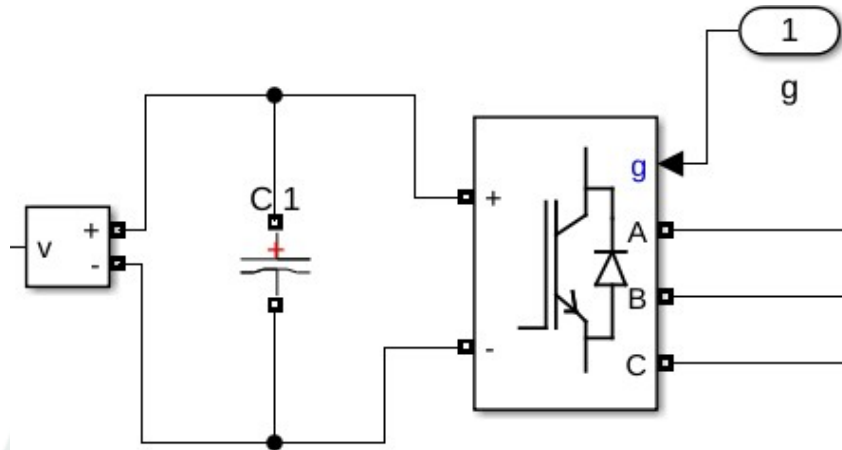
Controlador PID: Un controlador PID ajusta la señal de referencia en función de la retroalimentación del sistema, asegurando que la salida de CA tenga la frecuencia y amplitud deseadas. La señal de error ($D - perd$) se procesa a través del controlador PID para mantener el voltaje de salida V_{dc} constante (Ver Figura 14).

Generación de PWM: La señal de PWM se genera comparando la señal de referencia con una onda triangular de alta frecuencia, determinando los instantes de conmutación

de los transistores del puente inversor, esto se explica de forma más detallada en procesos posterior.

Figura 18

Inversor Trifásico

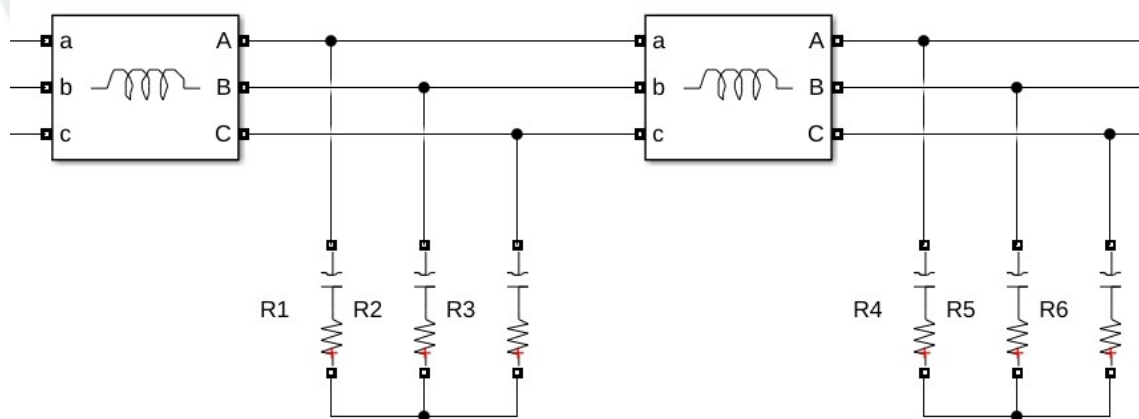


Nota. Elaboración Propia

El filtro LCLC se utiliza para suavizar la salida del inversor trifásico, eliminando las componentes de alta frecuencia y mejorando la calidad de la forma de onda de CA. Este filtro se compone de inductores y capacitores dispuestos en una configuración específica para maximizar la atenuación de armónicos.

Figura 19

Filtro LCLC



Nota. Elaboración Propia

- Los inductores en serie con cada fase del inversor ayudan a limitar la tasa de cambio de corriente (di/dt), reduciendo las corrientes armónicas y las interferencias electromagnéticas (EMI).
- Los capacitores están conectados en paralelo con las resistencias de carga (R1, R2, R3, R4, R5, R6), formando circuitos resonantes con los inductores. Estos capacitores actúan como filtros pasa bajas, eliminando las componentes de alta frecuencia de la señal de salida del inversor (Ver Figura 15).

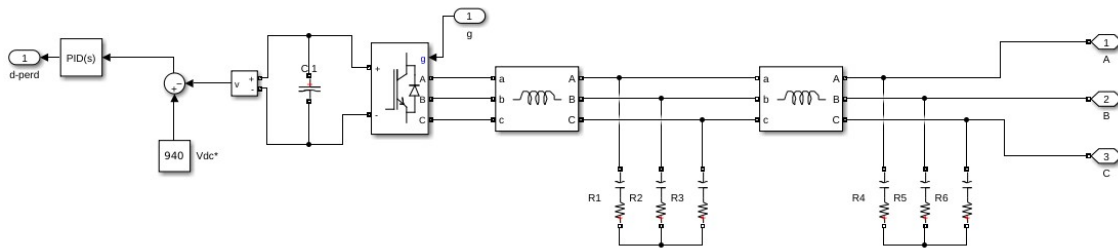
El funcionamiento conjunto del inversor trifásico y el filtro LCLC asegura una conversión eficiente y de alta calidad de la corriente continua a corriente alterna trifásica. A continuación, se describe el flujo de energía y las etapas de filtración:

- La energía en forma de CC almacenada en el condensador C1 es convertida a CA trifásica mediante el puente inversor controlado por señales PWM generadas por el controlador PID.
- Las inductancias L1, L2, y L3 en cada fase limitan las corrientes armónicas iniciales generadas por el proceso de conmutación en el inversor.
- Los capacitores C2, C3, C4, C5, C6, y C7, en combinación con las resistencias y las inductancias adicionales, forman circuitos resonantes que atenúan las componentes de alta frecuencia, suavizando la forma de onda de salida.
- La señal de CA trifásica resultante, después de pasar por el filtro LCLC, es una forma de onda de alta calidad con mínimas distorsiones armónicas, lista para ser utilizada en aplicaciones industriales o inyectada en la red eléctrica.

La combinación de un inversor trifásico con un filtro LCLC permite una conversión de energía eficiente y mejora significativamente la calidad de la energía suministrada, reduciendo las distorsiones armónicas, el esquema general se puede apreciar en la Figura 16.

Figura 20

Inversor trifásico acoplado con filtro LCLC



Nota. Elaboración Propia

3.1.3.11 Transformada de Clarke e Inversa de Clarke

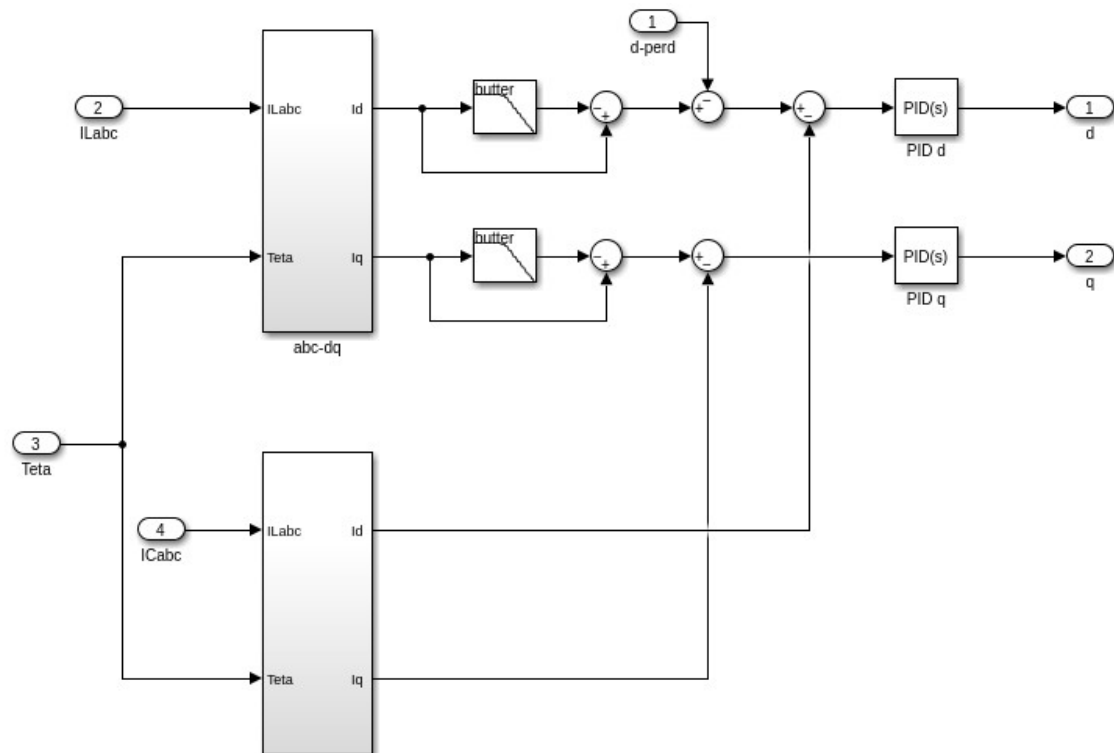
En el diseño de un filtro activo de potencia para mejorar la calidad de energía en sistemas eléctricos con cargas no lineales, la transformada de Clarke y su inversa son herramientas esenciales. Estas transformaciones permiten convertir señales trifásicas a un sistema bidimensional más manejable y viceversa, facilitando así el análisis y control del sistema. A continuación, se describe cómo se aplican estas transformadas en el diseño y operación de un filtro activo de potencia.

Transformada de Clarke

La transformada de Clarke convierte las señales de voltaje y corriente trifásicas (a, b, c) en componentes bidimensionales (α, β). Esto simplifica el análisis y control del sistema, permitiendo manejar las señales en un marco de referencia estacionario (Ver Figura 17).

Figura 21

Esquema general de la transforma de Clarke



Nota. Elaboración Propia

En la Figura 18 se muestra la configuración de la transformación *abc-dq*, que es una técnica utilizada para convertir señales trifásicas (*a, b, c*) en componentes de un sistema de coordenadas rotatorias (*dq*). Este sistema de referencia rotatorio se alinea con la frecuencia angular del sistema, permitiendo una simplificación en el control de las variables eléctricas.

Las corrientes en el sistema *dq* (I_d e I_q) se obtienen mediante las siguientes ecuaciones:

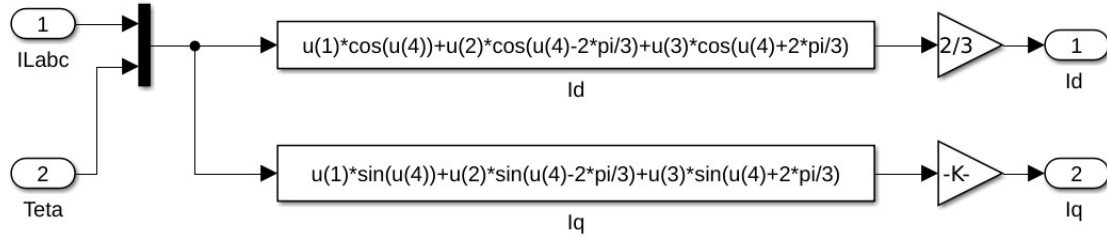
$$i_a = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta$$

$$i_b = i_d \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - i_q \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_c = i_d \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - i_q \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Figura 22

Configuración abc-dq



Nota. Elaboración Propia

En la Figura 18, se puede observar el diagrama de bloques que implementa la transformación *abc-dq* en un entorno de simulación. A continuación, se detallan los componentes y su funcionamiento:

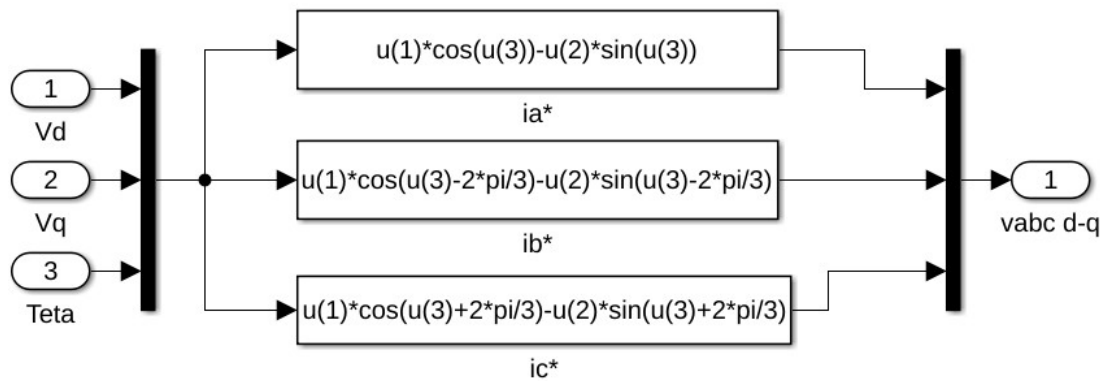
- La señal de entrada $ILabc$ representa las corrientes en el sistema trifásico.
- La señal de entrada θ representa el ángulo de referencia del sistema rotatorio, que generalmente se obtiene de un PLL (Phase-Locked Loop) sincronizado con la frecuencia de la red.
- Las componentes resultantes (I_d e I_q) se escalan por un factor de $\frac{2}{3}$ para normalizar las señales transformadas, obteniendo las corrientes en el sistema dq.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$

Utilizando la matriz se configura la transformada para acoplarla al sistema inverso, como se aprecia en la Figura 17 y 19.

Figura 23

Transformada inversa de Park



Nota. Elaboración Propia

3.1.4 Diseño del PLL (Phase-Locked Loop)

En el diseño de un filtro activo de potencia, la sincronización precisa con la red eléctrica es esencial para garantizar que las señales de corrección se apliquen correctamente y se minimicen las distorsiones armónicas. Un PLL (Phase-Locked Loop) es una herramienta crítica para lograr esta sincronización. El PLL se utiliza para obtener una referencia precisa de fase y frecuencia de la señal de la red. Esto es fundamental para alinear correctamente las señales de control generadas por el filtro activo con las señales de la red, permitiendo una compensación efectiva de las corrientes armónicas. A continuación, se detalla el uso del PLL en combinación con la transformación de Clarke en el diseño del filtro activo de potencia.

Las señales de voltaje trifásicas de la red se miden y se transforman usando la transformación de Clarke, como se muestra en la siguiente matriz, indicando cómo se implementa esta transformación en Simulink.

$$[T] = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

- El PLL genera un ángulo de referencia (θ) que sigue la fase de la red eléctrica. Este ángulo es crucial para transformar las señales a coordenadas dq y sincronizar el control del filtro activo con la red.
- En el diagrama, el controlador ajusta el ángulo θ para minimizar el error (ϵ) entre la señal de referencia V_d y la componente V_d obtenida del sistema.

- El controlador dentro del PLL ajusta continuamente la frecuencia y fase para mantener θ alineado con la señal de la red. Esto asegura que las señales de control generadas por el filtro activo estén siempre en fase con las señales de la red.

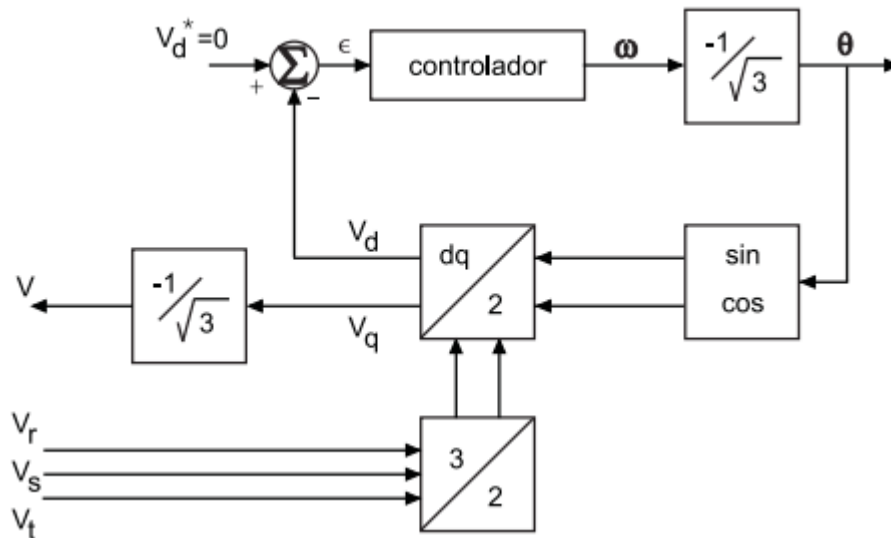
Integración del PLL con el Filtro Activo de Potencia

- Las corrientes trifásicas (I_{abc}) se miden y se transforman a componentes dq utilizando la transformación de Clarke e inversa, con el ángulo θ proporcionado por el PLL. Esto se muestra en el diagrama de Simulink donde las corrientes I_{abc} se transforman a I_d e I_q .
- Las componentes I_d e I_q se utilizan en los controladores PID para ajustar las señales de referencia y minimizar las distorsiones. El ángulo θ asegura que estas componentes estén correctamente alineadas con la red, facilitando un control preciso.
- Las señales ajustadas en coordenadas dq se transforman de nuevo a coordenadas $\alpha\beta$ y luego a abc utilizando la transformada inversa de Clarke. Estas señales corregidas se aplican al sistema para compensar las corrientes armónicas.

La figura 20 de la transformación de Clarke muestra cómo las señales trifásicas se convierten en componentes $\alpha\beta$. Esta transformación es esencial para el funcionamiento del PLL y la sincronización del filtro activo de potencia con la red. El diagrama de Simulink de la Figura 19 ilustra este proceso:

- **Entrada V_{abc} :** Señales de voltaje trifásicas.
- **Multiplicadores y Sumadores:** Implementan la matriz de transformación para obtener V_α y V_β .
- **Salida $V_{\alpha\beta}$:** Componentes de dos ejes utilizadas por el PLL para generar el ángulo θ .

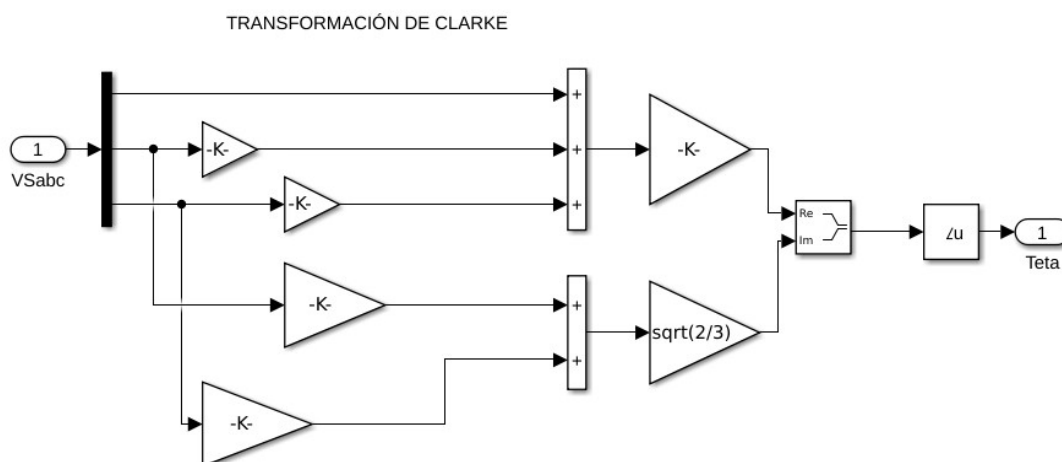
Figura 24
Esquema del PLL



Nota. Tomado de (Alzate et al., 2016)

En el diagrama de Simulink, se observa la implementación de la transformación de Clarke y su integración con el PLL para el control de un filtro activo de potencia.

Figura 25
Diseño del PLL en Simulink



Nota. Elaboración Propia

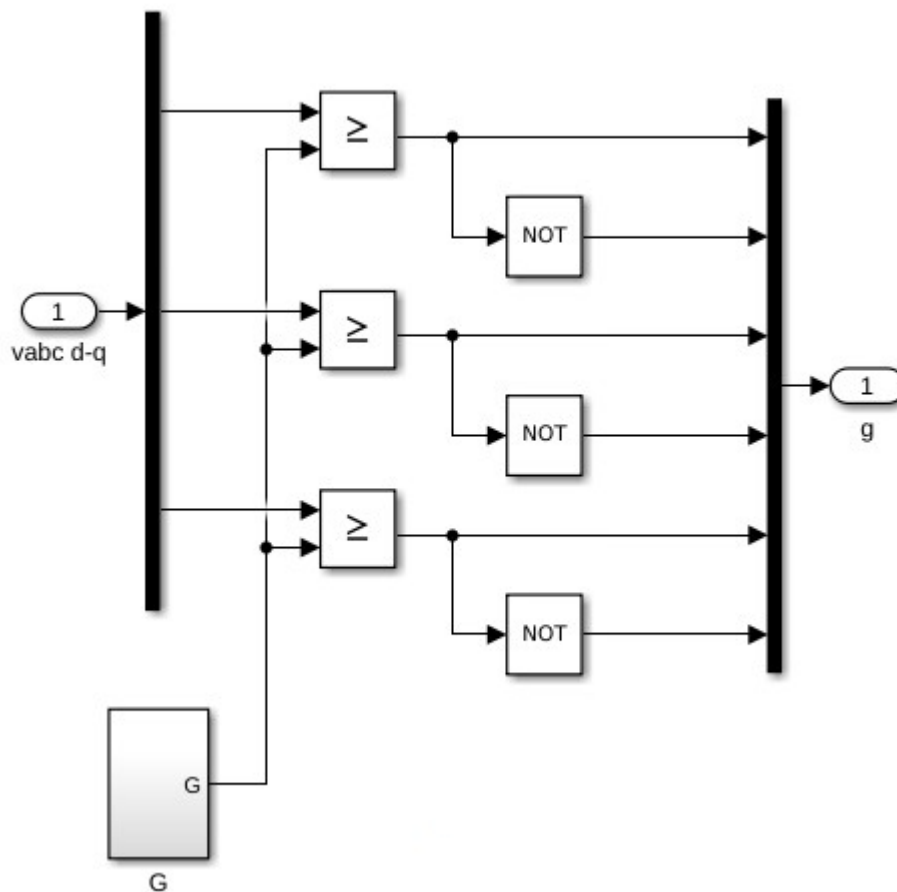
3.1.5 Generación de señales PWM mediante comparación con portadora triangular

En el diseño del filtro activo de potencia, la generación de las señales de disparo del inversor trifásico se realiza mediante una técnica de modulación por ancho de pulso (PWM)

basada en la comparación entre las señales de referencia y una portadora triangular. Esta estrategia permite controlar el encendido y apagado de los IGBT del inversor, regulando la corriente de compensación que será inyectada al sistema eléctrico. De esta manera, el filtro activo puede suministrar una corriente compensadora adecuada para contrarrestar las componentes armónicas generadas por la carga no lineal, mejorando la forma de onda de la corriente de red y reduciendo la distorsión armónica total. A continuación, se detalla la aplicación de la modulación PWM mediante comparación con portadora triangular en el diseño del filtro activo de potencia, de acuerdo con los bloques implementados en la simulación.

Figura 26

Modulación PWM para el control del inversor trifásico



Nota. Elaboración Propia

La técnica de modulación por ancho de pulso, conocida como PWM, se utiliza para generar las señales de disparo necesarias para el control del inversor trifásico. En esta implementación, la modulación se realiza mediante la comparación entre las señales de referencia obtenidas del sistema de control y una señal portadora triangular G . Cuando la señal de referencia es mayor

o igual que la portadora, el comparador genera un estado lógico alto; cuando la referencia es menor que la portadora, se genera un estado lógico bajo.

En la Figura 22 se muestra el diagrama de bloques utilizado para la generación de las señales PWM. Estas señales permiten controlar el encendido y apagado de los IGBT del inversor, regulando la corriente de compensación que será inyectada por el filtro activo para atenuar los armónicos presentes en el sistema eléctrico.

Los principales componentes y su funcionamiento son los siguientes:

A. Entrada de Corrientes de Referencia ($I_{abc\ d-q}$):

- Las señales de corriente de referencia $I_{abc\ d-q}$ se obtienen de la transformación de Clarke y la teoría p-q. Estas señales representan las corrientes deseadas que el filtro activo debe inyectar en el sistema para compensar las distorsiones.

B. Señal portadora triangular G:

- La señal G actúa como portadora de alta frecuencia para la modulación PWM. Esta portadora se genera a partir de un bloque de pulsos configurado a una frecuencia de conmutación de 5 kHz, el cual es procesado mediante integración y ganancias de escala para obtener una señal triangular.

C. Comparadores PWM ($\geq$):

- Los comparadores evalúan constantemente la relación entre cada señal de referencia y la portadora triangular G. Si la referencia es mayor o igual que la portadora, la salida del comparador toma el valor lógico de 1, activando el interruptor superior de la rama correspondiente del inversor.

D. Compuertas lógicas NOT:

- Las compuertas NOT generan las señales complementarias para los interruptores inferiores del inversor. De esta manera, cuando el interruptor superior se encuentra activado, el interruptor inferior permanece desactivado, y viceversa.

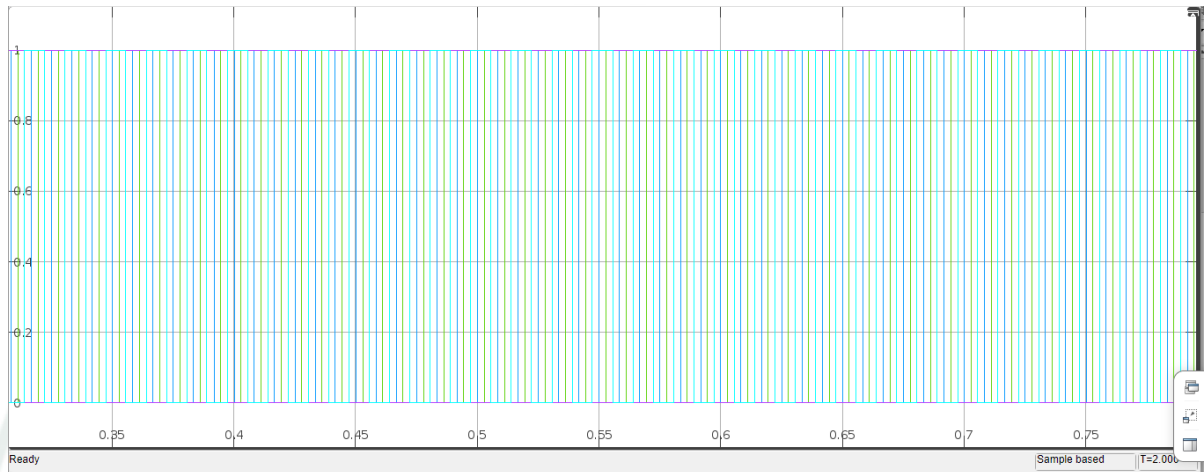
E. Generación de señales PWM:

- Las salidas de los comparadores y sus señales complementarias conforman las seis señales de disparo requeridas para el inversor trifásico. Estas señales permiten controlar

la conmutación de los IGBT y regular la corriente de compensación inyectada por el filtro activo, contribuyendo a la reducción de la distorsión armónica.

Figura 27

Señal PWM



Nota. Elaboración Propia

3.2 Evaluación del comportamiento del sistema sin Filtro Activo de Potencia

El estudio de un sistema eléctrico sin incorporar un filtro activo de potencia permite establecer una base de comparación para comprender las mejoras y beneficios que puede aportar dicho filtro. En este escenario, se analizan las características del sistema y los problemas frecuentes relacionados con las cargas no lineales y las distorsiones armónicas. Un sistema eléctrico trifásico convencional sin filtro activo de potencia está conformado por una fuente de alimentación trifásica, cargas lineales y no lineales, además de los elementos pasivos requeridos para su operación. Las cargas no lineales, tales como rectificadores, dispositivos electrónicos de potencia y motores de velocidad variable, constituyen fuentes habituales de distorsión armónica. Por ello, se evalúa la cantidad de armónicos presentes en la red sin la incorporación de un filtro activo de potencia.

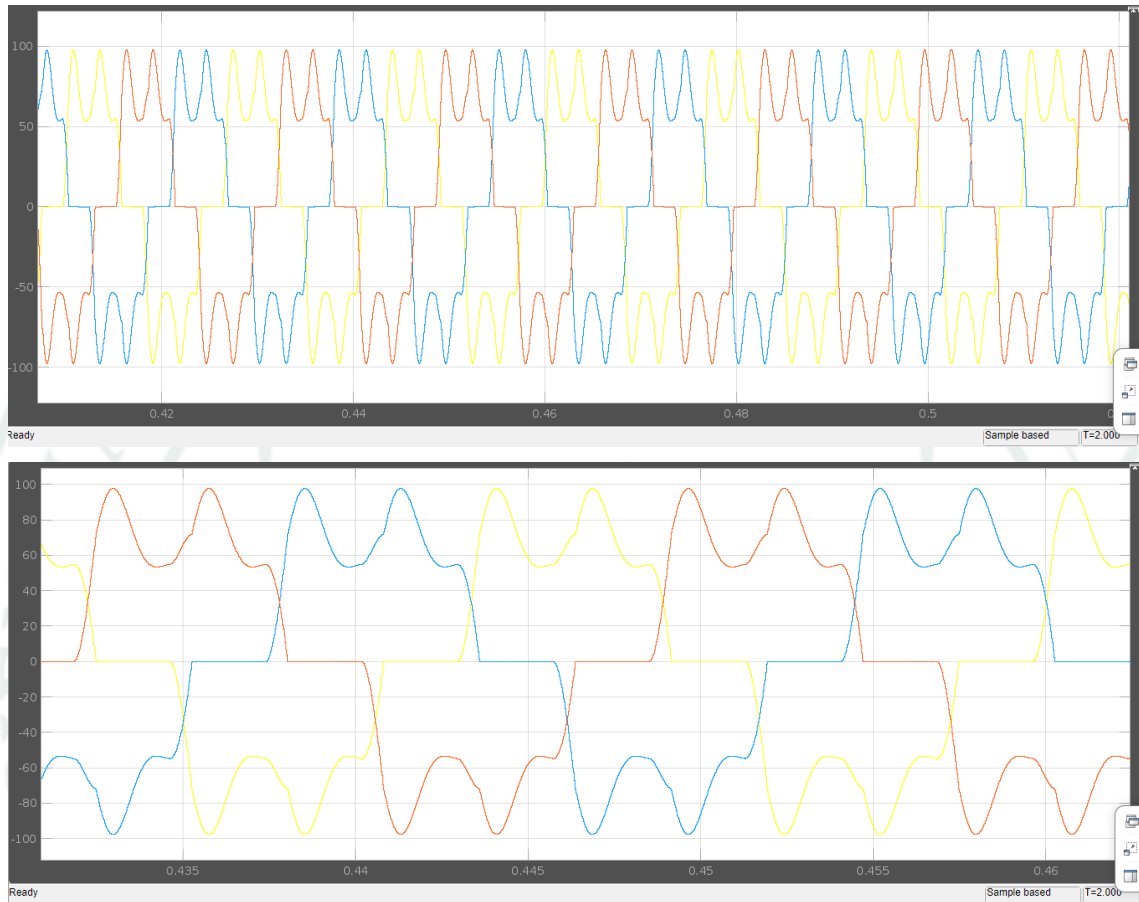
3.2.1 Corriente de línea – I_L sin el Filtro Activo de Potencia

En el estudio de un sistema eléctrico que no incorpora un filtro activo de potencia, resulta importante analizar las corrientes de línea (I_L), ya que permiten identificar la forma en que las cargas no lineales influyen en la calidad de la energía. En ese sentido, la Figura 24

presenta el comportamiento de la corriente de línea en el sistema operando sin la aplicación del filtro activo de potencia.

Figura 28

Corriente de Línea sin el Filtro



Nota. Elaboración Propia

De la Figura 24 se observa que:

- Las corrientes de línea no presentan una forma sinusoidal pura. Las distorsiones indican que las corrientes contienen múltiples frecuencias armónicas, lo que es típico en sistemas con cargas no lineales como rectificadores y dispositivos electrónicos de potencia.
- Las formas de onda muestran picos y valles abruptos, característicos de la presencia de armónicos de alta frecuencia. Estos armónicos son generados por las cargas no lineales y resultan en corrientes que difieren significativamente de la forma sinusoidal fundamental.

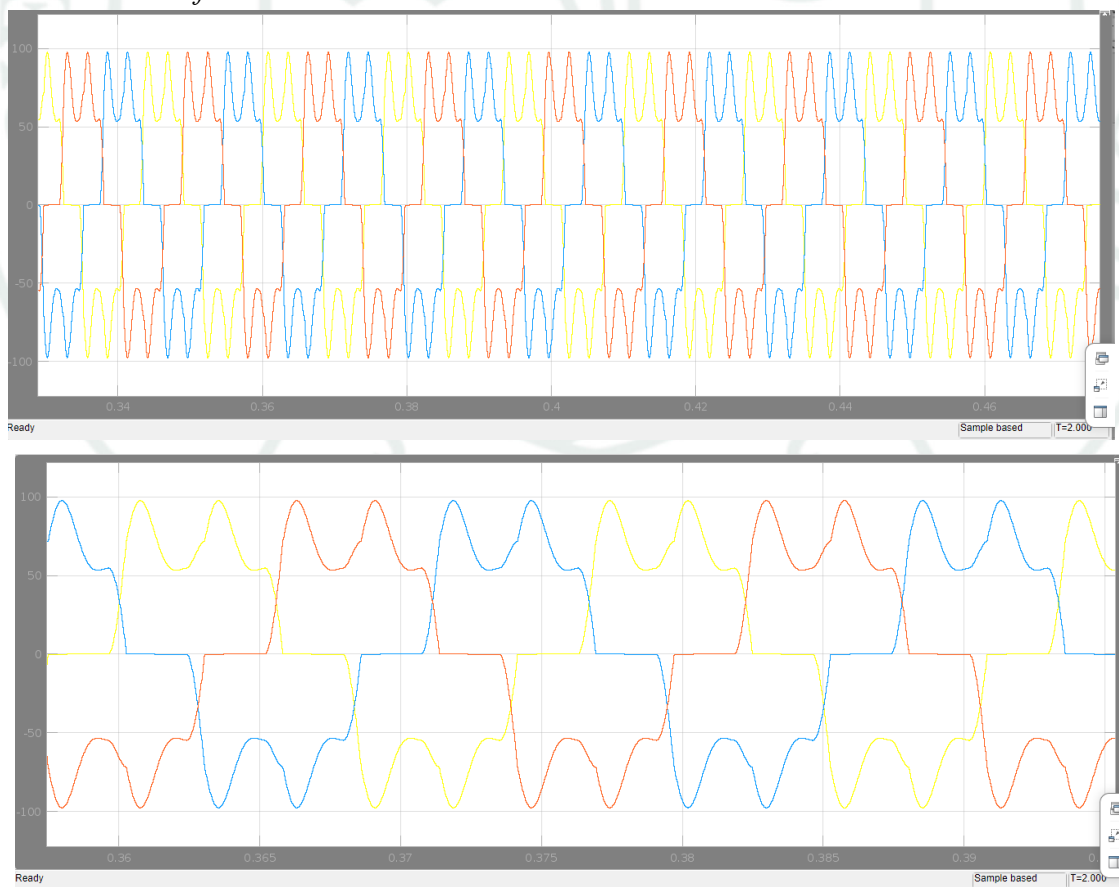
- Las distorsiones observadas son una consecuencia directa de las cargas no lineales conectadas al sistema. Estas cargas, al no consumir corriente de manera lineal respecto al voltaje de alimentación, introducen armónicos que distorsionan la forma de la corriente.
- La calidad de la energía se ve comprometida debido a la presencia de estas corrientes armónicas. Los armónicos pueden causar una serie de problemas en el sistema eléctrico, incluyendo calentamiento excesivo de los conductores y equipos, resonancias, reducción del factor de potencia y posibles fallos en los equipos electrónicos sensibles.

3.2.2 Corriente de Referencia – IS sin el Filtro Activo de Potencia

En la Figura 25 las corrientes de referencia en las tres fases a lo largo de un periodo de tiempo extendido muestran distorsiones significativas en las formas de onda, indicando la presencia de armónicos introducidos por las cargas no lineales.

Figura 29

Corriente de Referencia sin el Filtro



Nota. Elaboración Propia

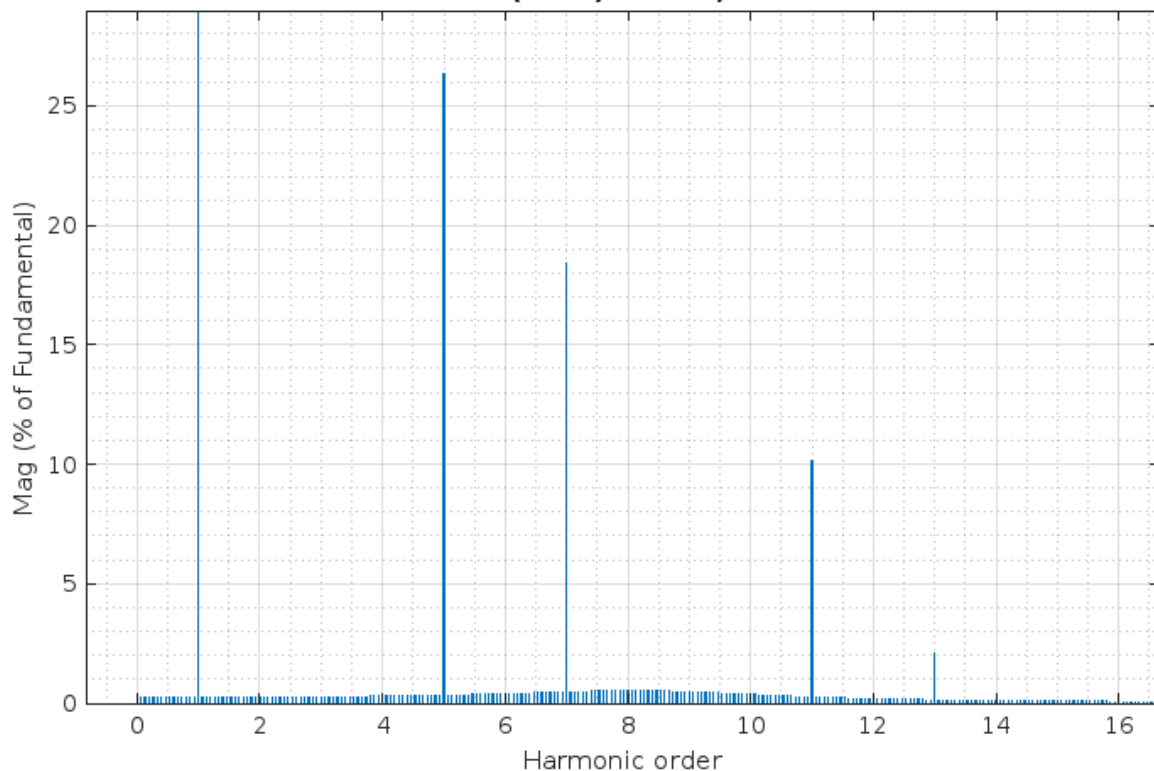
Las formas de onda muestran picos y valles abruptos, característicos de la presencia de armónicos de alta frecuencia. Estos armónicos son generados por las cargas no lineales y resultan en corrientes que difieren significativamente de la forma sinusoidal fundamental. Las distorsiones observadas son una consecuencia directa de las cargas no lineales conectadas al sistema. Estas cargas, al no consumir corriente de manera lineal respecto al voltaje de alimentación, introducen armónicos que distorsionan la forma de la corriente.

La figura 25 muestra el espectro armónico de la corriente de referencia en un sistema sin filtro activo de potencia. El gráfico presenta la magnitud de los armónicos en porcentaje respecto a la componente fundamental (60 Hz), junto con el valor de la distorsión armónica total (THD).

Figura 30

Cantidad de THD sin filtro activo en la corriente de referencia

Fundamental (60Hz) = 78.1 , THD= 34.18%



Nota. Elaboración Propia

A. Análisis del Espectro Armónico

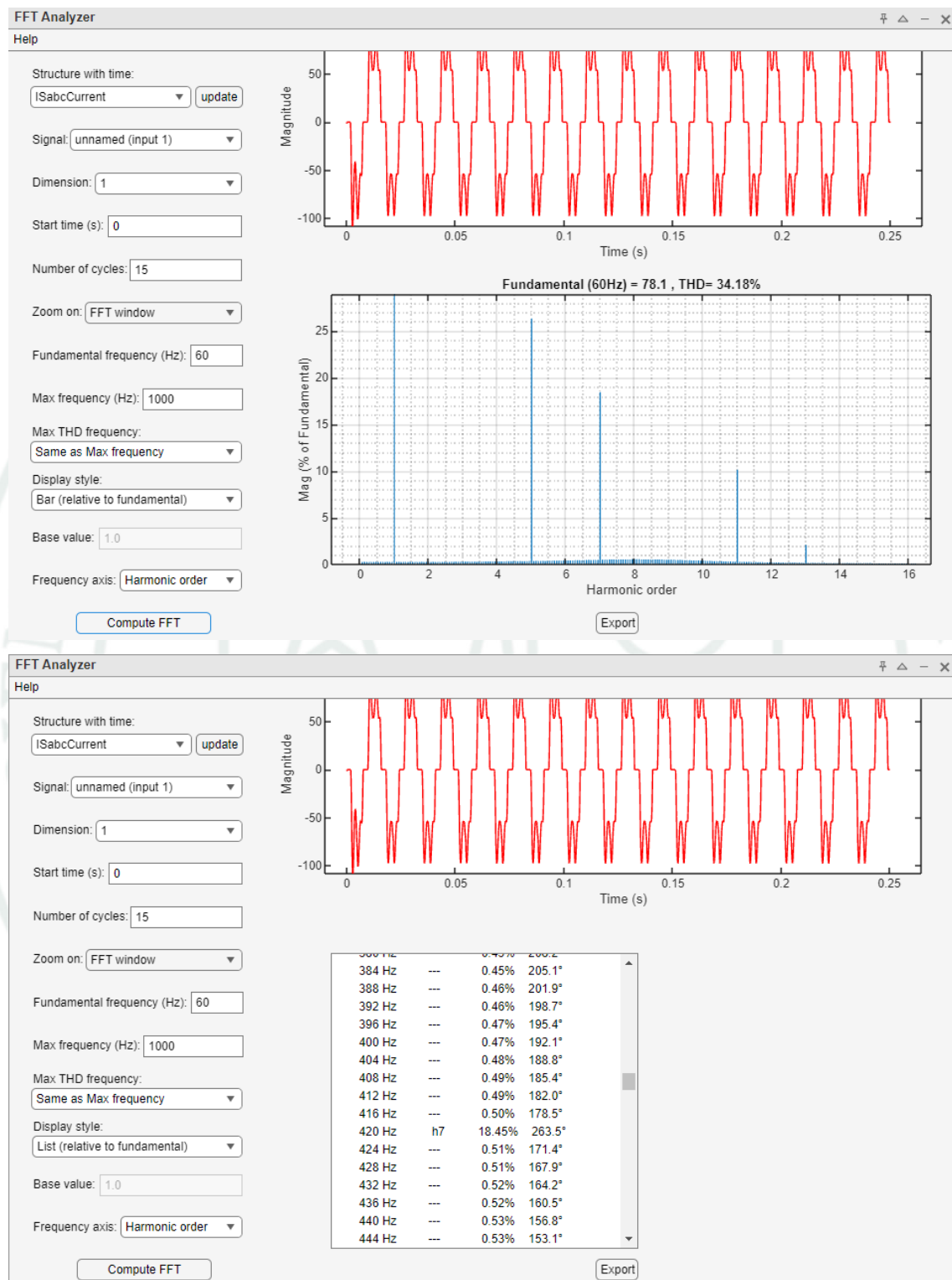
- La componente fundamental de la corriente tiene una magnitud de 78.1, lo que establece la base para comparar los armónicos. En sistemas balanceados y sin distorsiones, la mayoría de la corriente estaría contenida en esta frecuencia fundamental.
- El valor de THD es del 34.18%, lo cual es considerablemente alto. Un THD alto indica que una proporción significativa de la corriente está compuesta por armónicos en lugar de la componente fundamental. Esto sugiere una calidad de energía deficiente y un alto grado de distorsión en la corriente.
- Los picos en el espectro indican la presencia de armónicos de varios órdenes. Los armónicos más prominentes observados son:
 - **5to armónico:** Aproximadamente el 26% de la magnitud de la fundamental.
 - **7mo armónico:** Aproximadamente el 18% de la magnitud de la fundamental.
 - **11mo armónico:** Aproximadamente el 10% de la magnitud de la fundamental.
 - **13er armónico:** Menor pero aún presente alrededor de 2%.

B. Efectos de los Armónicos:

- La presencia de armónicos, especialmente de orden impar como el 3ro, 5to y 7mo, indica que el sistema está sometido a cargas no lineales que introducen estas distorsiones. Estos armónicos pueden causar varios problemas en el sistema eléctrico:
 - **Calentamiento excesivo:** Los armónicos aumentan las pérdidas en conductores y transformadores debido al calentamiento adicional.
 - **Interferencia electromagnética (EMI):** Los armónicos pueden interferir con el funcionamiento de equipos electrónicos sensibles.
 - **Reducción del factor de potencia:** Un alto contenido armónico reduce el factor de potencia, haciendo que el sistema sea menos eficiente y aumentando los costos operativos.
- Un THD del 34.18% es indicativo de una calidad de energía pobre. Las normas típicas, como la IEEE 519, recomiendan mantener el THD por debajo del 5% en sistemas de distribución para evitar problemas de rendimiento y fiabilidad en los equipos conectados.

Figura 31

FFT Analyzer en la Corriente de referencia



Nota. Elaboración Propia

3.2.3 Corriente de Compensación – IC sin el Filtro Activo de Potencia

En un sistema eléctrico que no dispone de un filtro activo de potencia, no existe corriente de compensación (IC), debido a que no se cuenta con un elemento encargado de producir y aplicar dicha corriente de corrección. La Figura 26 evidencia de manera clara esta ausencia de corriente de compensación en el sistema, lo cual pone en manifiesto la conveniencia de incorporar un filtro activo de potencia para elevar la calidad de la energía.

Figura 32

Corriente de Compensación sin el Filtro



Nota. Elaboración Propia

La figura 26 muestra la gráfica de la corriente de compensación en un sistema sin filtro activo de potencia. La línea plana a lo largo del eje cero en la figura indica que no se genera ni se inyecta corriente de compensación en el sistema. Esto es esperado en un sistema sin filtro activo de potencia, ya que no hay ningún mecanismo implementado para producir esta corriente.

De la Figura 26 se desprenden las siguientes interpretaciones:

- Al no existir corriente de compensación, las distorsiones armónicas generadas por las cargas no lineales no son atenuadas, lo que ocasiona un deterioro en la calidad de la energía. En consecuencia, las corrientes armónicas permanecen dentro del sistema y producen efectos como sobrecalentamiento, interferencias electromagnéticas y disminución del factor de potencia.
- La falta de corriente de compensación pone en evidencia la conveniencia de incorporar un filtro activo de potencia. Este dispositivo permitiría producir la corriente

compensadora requerida para reducir las distorsiones armónicas y elevar la calidad de la energía eléctrica.

- En sistemas que operan con cargas no lineales, la forma de onda de la corriente se altera por la presencia de componentes armónicas. Cuando no se dispone de un filtro activo de potencia, dichas alteraciones no son corregidas y continúan afectando el desempeño del sistema eléctrico.
- La ausencia de corriente de compensación observada en la figura constituye una señal de que el sistema no está realizando una mitigación de las distorsiones armónicas. Esto se traduce en una calidad de energía deficiente, reflejada en la presencia de armónicos tanto en las corrientes de línea como en las corrientes de referencia.

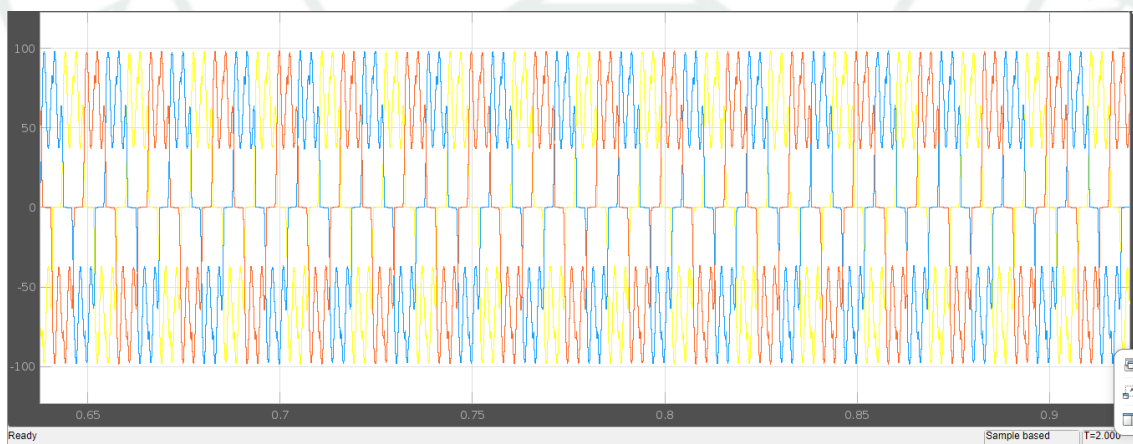
3.3 Evaluación del comportamiento del sistema con Filtro Activo de Potencia

3.3.1 Corriente de línea – I_L con el Filtro Activo de Potencia

En la Figura 29 se observa que no hubo variación, esto se debe ya que al ser cargas no lineales que se generan directamente no influyen en el sistema, sino que actúan como un factor tercero que se acoplan a las cargas de referencia, por lo tanto, el análisis espectral estará referido a la corriente de referencia.

Figura 33

Corriente de Línea con el Filtro



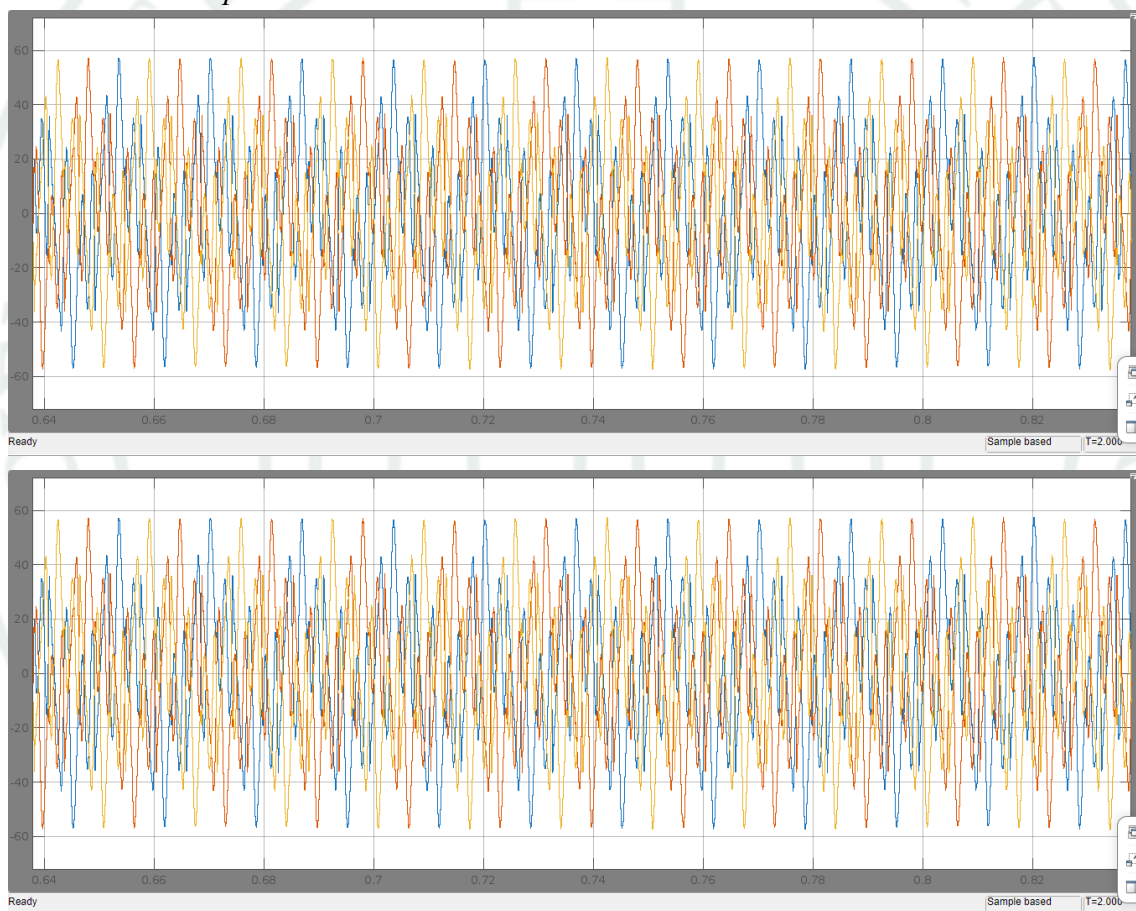
Nota. Elaboración Propia

3.3.2 Corriente de Compensación– IC con el Filtro Activo de Potencia

La Figura 30 presenta las formas de onda correspondientes a la corriente de compensación en un sistema trifásico cuando el filtro activo de potencia se encuentra operando. En ella se observa que las corrientes de compensación producidas por el filtro son variables, debido a que están orientadas a contrarrestar las corrientes armónicas presentes en el sistema. Estas corrientes no presentan una forma sinusoidal, ya que su función es compensar las distorsiones armónicas originadas por las cargas no lineales.

Figura 34

Corriente de Compensación con el Filtro



Nota. Elaboración Propia

A continuación, se detalla la interpretación de la figura, considerando el cálculo previo de las señales de referencia, la técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular, y las transformaciones de Clarke, Park y el sistema PLL utilizados en el diseño del filtro activo de potencia.

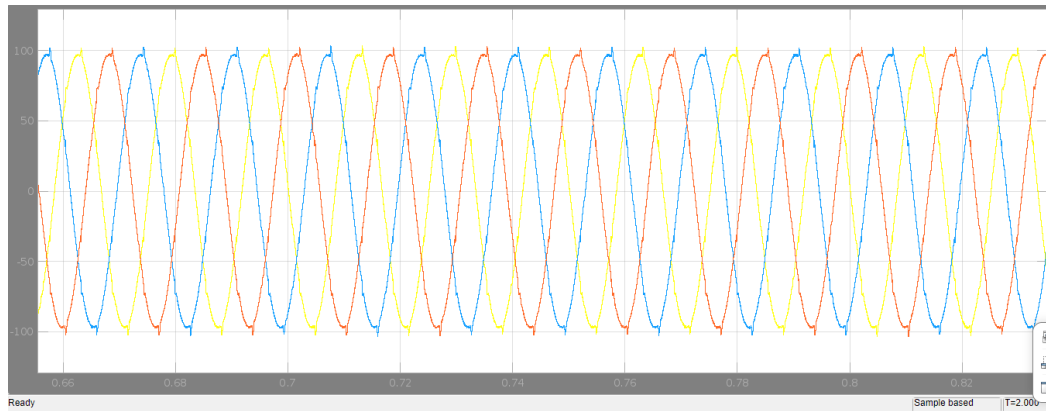
- El cálculo de la corriente de compensación se fundamenta en la detección de los componentes armónicos presentes en la corriente de carga (IL). Mediante técnicas de análisis de Fourier, se establecen las magnitudes y frecuencias de las armónicas que requieren ser compensadas.
- La técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular se emplea para generar las señales de disparo requeridas para el control del inversor del filtro activo de potencia. Este método compara las señales de referencia obtenidas del sistema de control con una portadora triangular de alta frecuencia, generando pulsos que permiten regular la conmutación de los IGBT. De esta manera, se controla la corriente de compensación inyectada por el inversor, contribuyendo a la reducción de los armónicos presentes en el sistema eléctrico.
- La transformación de Clarke convierte las corrientes trifásicas (abc) en un sistema de dos ejes ($\alpha\beta$), lo que facilita el análisis y control de las corrientes en tiempo real. Por otro lado, la transformación de Park transforma dichos componentes en un sistema de coordenadas (dq), permitiendo un control más preciso de las corrientes de compensación.
- El PLL se utiliza para sincronizar las corrientes de compensación con la frecuencia y fase de la tensión de la red. De esta manera, se garantiza que las corrientes inyectadas por el filtro activo de potencia se encuentren en la fase y frecuencia adecuadas, mejorando la compensación armónica.

3.3.3 Corriente de Referencia – IS con el Filtro Activo de Potencia

La figura 31 muestra las formas de onda de la corriente de referencia en un sistema trifásico con el filtro activo de potencia. Cada línea de color representa una fase diferente del sistema trifásico.

Figura 35

Corriente de Referencia con el Filtro

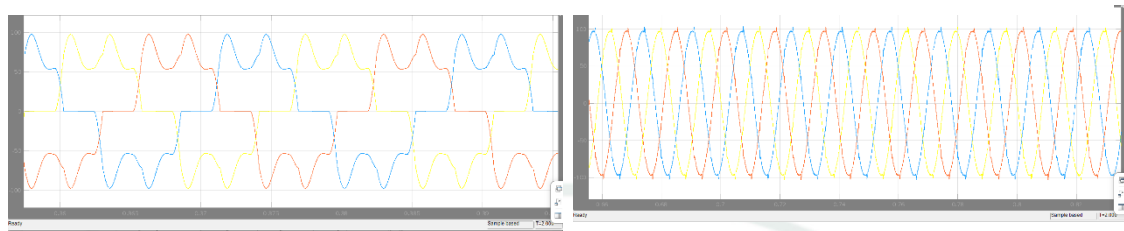


Nota. Elaboración Propia

- En la Figura 31 se aprecia que las formas de onda de la corriente de referencia presentan un comportamiento casi sinusoidal. Esto evidencia que el filtro activo de potencia está generando corrientes de referencia capaces de compensar adecuadamente las distorsiones armónicas producidas por las cargas no lineales.
- La característica sinusoidal de las corrientes de referencia indica una disminución considerable de los armónicos de alta frecuencia. Esto demuestra el buen desempeño del filtro activo de potencia en la generación de corrientes de referencia más limpias, contribuyendo a mejorar la calidad de la energía.
- Las corrientes de referencia obtenidas con el filtro activo de potencia reflejan una mejor calidad energética, debido a que sus formas de onda se aproximan de manera significativa a la condición ideal. Esto favorece un mejor factor de potencia y reduce las interferencias electromagnéticas.
- Con el propósito de evidenciar de manera más clara el efecto del filtro activo de potencia sobre la calidad de la señal, se presentan a continuación la figura 32 comparativa de las formas de onda obtenidas en las condiciones sin filtro y con filtro. Estas comparaciones permiten visualizar de manera directa la variación en la forma de la corriente y apreciar la mejora introducida por el sistema de compensación propuesto.
- En la comparación se observa la corriente de línea del sistema antes y después de la incorporación del filtro activo de potencia. La condición sin filtro presenta una forma de onda distorsionada debido a la presencia de cargas no lineales, mientras que, en la condición con filtro, la señal adquiere un comportamiento más próximo al de una onda senoidal, reflejando la reducción de la distorsión armónica en la red.

Figura 36

Corriente de Referencia sin filtro y con filtro activo de potencia



Sin filtro

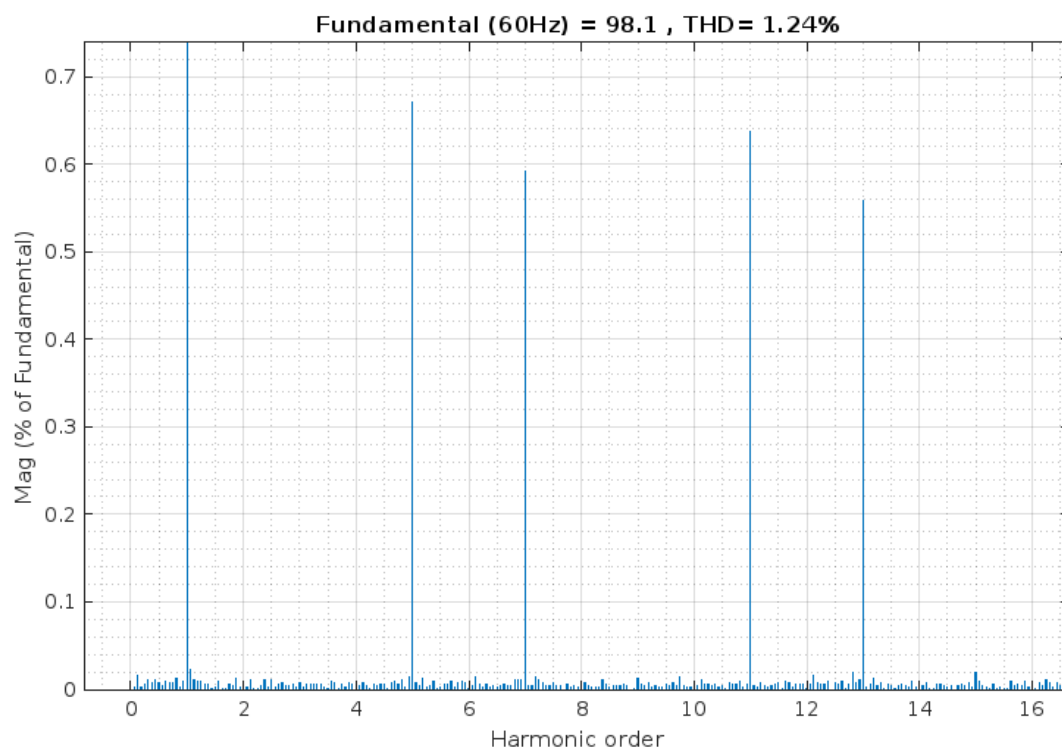
Con filtro

Nota. Elaboración propia.

La Figura 33 presenta el espectro armónico de la corriente de referencia en un sistema con filtro activo de potencia en operación. El gráfico muestra la magnitud de los armónicos expresada en porcentaje respecto a la componente fundamental de 60 Hz, además del valor correspondiente a la distorsión armónica total (THD).

Figura 37

Cantidad de THD con filtro activo en la corriente de referencia



Nota. Elaboración Propia

A continuación, se interpreta el contenido de la figura y se analiza su impacto en la calidad de la energía.

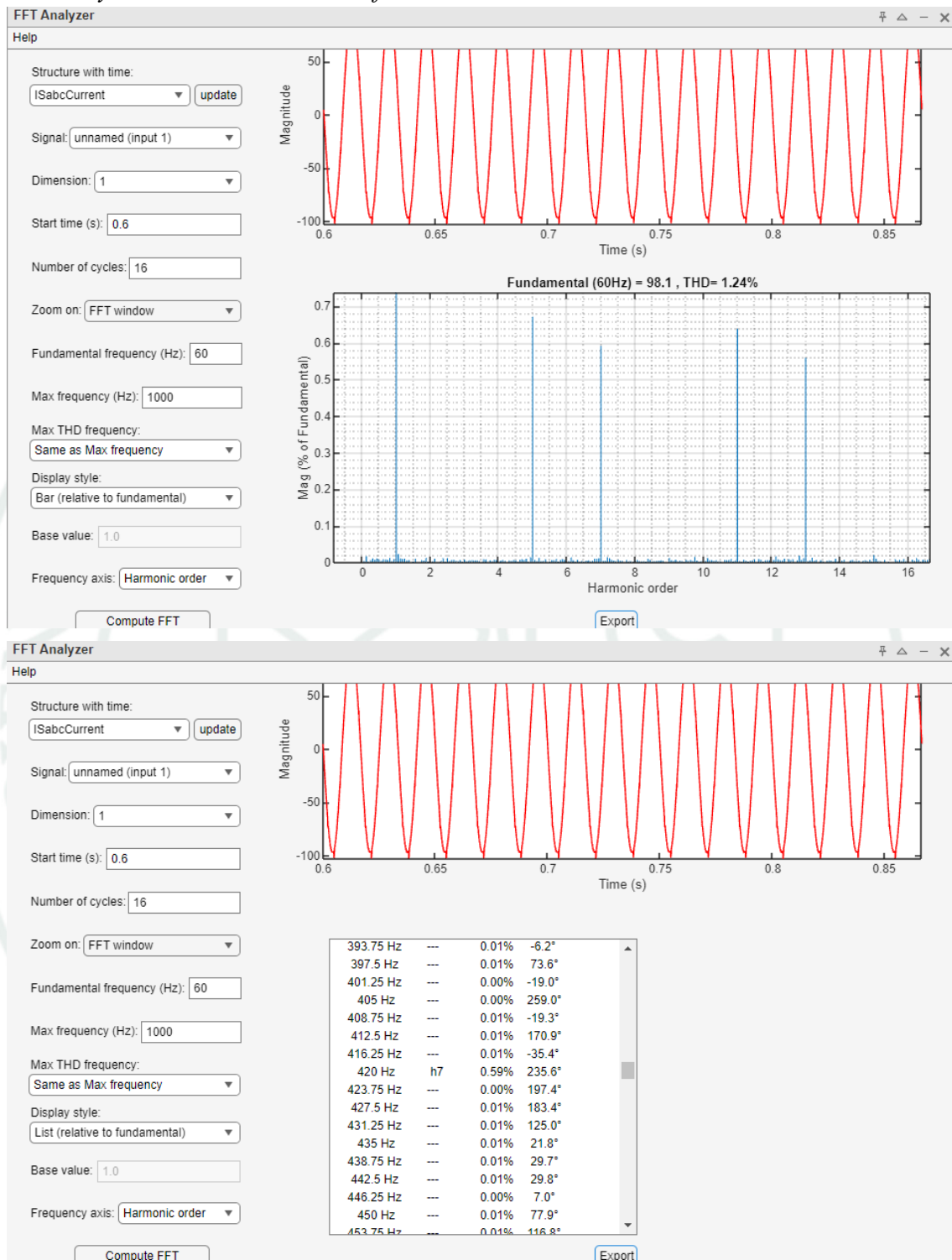
- La componente fundamental de la corriente tiene una magnitud de 98.1. Este valor es la base para comparar las magnitudes de los armónicos presentes en el sistema.
- El valor de THD es del 1.24%, lo cual es significativamente bajo. Un THD bajo indica que la mayoría de la corriente está contenida en la frecuencia fundamental, con una cantidad mínima de armónicos. Esto sugiere una calidad de energía muy buena.
- Los picos en el espectro indican la presencia de armónicos de varios órdenes. Sin embargo, sus magnitudes son mucho menores en comparación con la fundamental, lo que indica una reducción efectiva de los armónicos. Los armónicos más prominentes observados son:
 - **5to armónico:** Aproximadamente 0.6%
 - **7mo armónico:** Aproximadamente 0.6%
 - **11mo armónico:** Menor, pero aún presente alrededor de 0.6%.

Como se ha demostrado en la figura 34, hubo una reducción de los armónicos, y esto se interpreta de la siguiente forma:

- La baja presencia de armónicos, especialmente de órdenes impares como el 5to, 7mo y 11avo, indica que el filtro activo de potencia está funcionando eficientemente, eliminando las distorsiones armónicas generadas por las cargas no lineales.
- Un THD de 1.24% es indicativo de una calidad de energía excelente. Este nivel de THD está por debajo de las recomendaciones típicas de estándares como IEEE 519, que sugiere mantener el THD por debajo del 5% en sistemas de distribución. Esto asegura un rendimiento óptimo y una mayor confiabilidad de los equipos eléctricos conectados.
- La reducción significativa del THD destaca la eficiencia del filtro activo de potencia en la mitigación de armónicos. El filtro logra generar corrientes de compensación precisas que neutralizan las distorsiones, resultando en una corriente de referencia limpia y cercana a la sinusoidal ideal.

Figura 38

FFT Analyzer en la Corriente de referencia con el Filtro Activo de Potencia



Nota. Elaboración Propia

CAPÍTULO IV: RESULTADOS Y DISCUSIÓN

4.1 Análisis de Resultados

4.1.1 Representación armónica sin el Filtro Diseñado

Para el análisis de la señal eléctrica en ausencia del filtro activo de potencia, se emplean los mismos parámetros de muestreo y configuración detallados previamente en el capítulo anterior. Estos valores, recopilados en la Tabla 9, permiten realizar una caracterización precisa del comportamiento armónico de la señal en baja tensión, facilitando su posterior comparación con los resultados obtenidos tras la implementación del filtro.

Tabla 9

Parámetros de muestreo y análisis de la Señal sin el Filtro Diseñado

Parámetro	Valor
Sampling time	2e-06 sec.
Samples per cycle	8333
DC component	0.00209
Fundamental	78.21 peak (55.3 rms)
THD	33.86%

Nota. Elaboración Propia

El sampling time de 2e-06 segundos y el número de samples per cycle de 8333 indican una alta resolución temporal en la adquisición de datos, permitiendo una captura precisa de la señal fundamental y sus armónicos. La componente DC insignificante (0.00209) sugiere que la señal es predominantemente alterna sin un desplazamiento significativo del nivel de corriente continua. El valor del fundamental de 78.21 volts de pico (55.3 volts RMS) indica la magnitud de la señal principal, mientras que el THDi (Total Harmonic Distortion) del 33.86% refleja un nivel considerable de distorsión armónica en la señal. Estos datos son esenciales para el diseño del filtro activo de potencia, ya que el objetivo principal es minimizar el THDi y mejorar la calidad de la energía eléctrica en sistemas de baja y media tensión.

La Tabla 10 proporciona un análisis detallado de los armónicos presentes en la red sin la implementación de un filtro activo de potencia. Esta información es esencial para

comprender la magnitud y el impacto de los armónicos en el sistema eléctrico y para diseñar soluciones eficaces para su mitigación.

Tabla 10

Porcentaje de armónicos en la red sin acoplamiento de Filtro

Frecuencia (Hz)	% de Armónicos	Fase (°)	N° de Armónico
0	0.00%	270	----
60	100.00%	176.5	Fnd
120	0.00%	-10.3	h2
180	0.00%	172.1	h3
240	0.00%	118.9	h4
300	26.38%	5.9	h5
360	0.00%	50.3	h6
420	18.42%	265	h7
480	0.00%	52.1	h8
540	0.00%	269.2	h9
600	0.00%	209.4	h10
660	10.33%	89.1	h11
720	0.00%	166.8	h12
780	2.21%	92	h13
840	0.00%	205.4	h14
900	0.00%	61.2	h15

Nota. Elaboración Propia

De la Tabla 8, se infiere lo siguiente:

- El armónico fundamental (Fnd) a 60 Hz representa el 100% de la magnitud de la señal, estableciendo la base sobre la cual se comparan todos los demás armónicos. La fase de 176.5° indica un desfase significativo que puede influir en la sincronización de la señal con otros componentes del sistema.
- Los armónicos de orden inferior (h2 a h4) tienen una magnitud de 0%, lo que sugiere que no hay componentes significativos en estas frecuencias. Sin embargo, la presencia de un desfase notable en h2 (-10.3°), h3 (172.1°) y h4 (118.9°) puede indicar pequeñas perturbaciones que, aunque no se reflejan en la magnitud, pueden influir en la calidad de la señal.
- El quinto armónico (h5) es particularmente significativo con un 26.38% de la magnitud del fundamental y una fase de 5.9°. Este armónico puede causar problemas graves de distorsión, afectando el rendimiento y la eficiencia de los dispositivos eléctricos. La

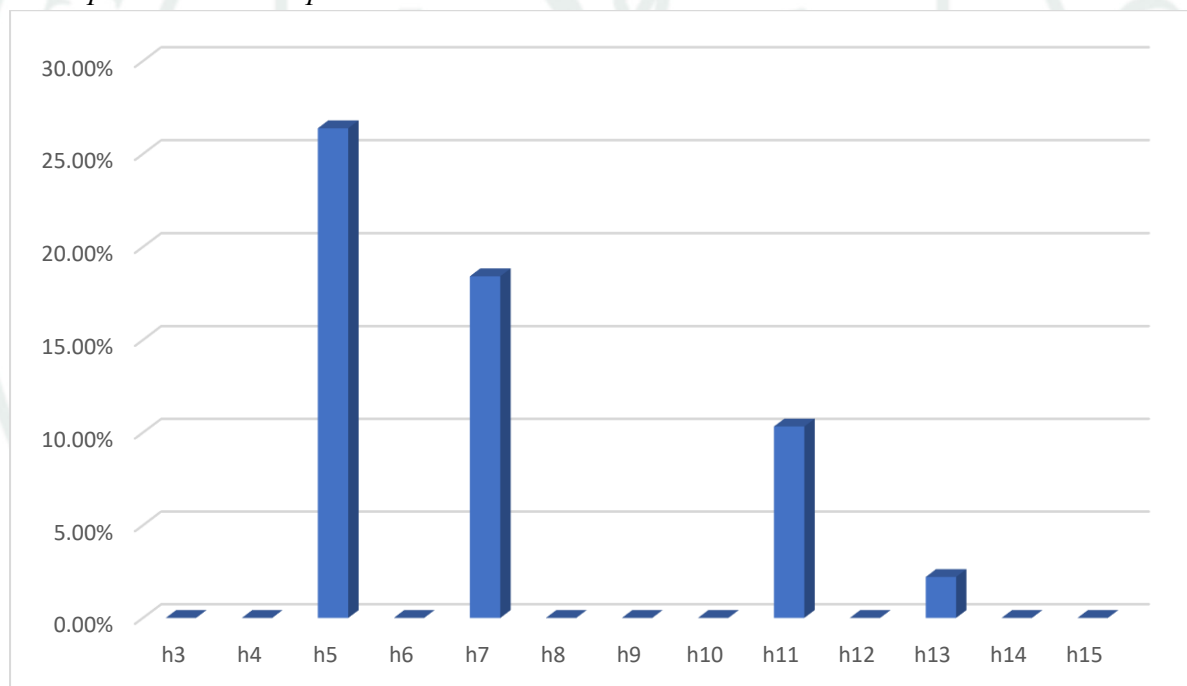
alta magnitud de este armónico destaca la necesidad de un filtro eficaz para atenuar su impacto.

- El séptimo armónico (h7) tiene una magnitud del 18.42% y una fase de 265° , lo que indica una presencia significativa que puede contribuir a la distorsión de la señal. Este armónico, junto con el quinto, debe ser un foco principal en el diseño del filtro LCLC.
- Otros armónicos notables incluyen el undécimo (h11) con un 10.33% y el decimotercer (h13) con un 2.21%. Aunque estos valores son menores que los de h5 y h7, su presencia continua contribuye a la distorsión armónica total (THD) del sistema.

A continuación, se muestra la representación gráfica de los principales armónicos presentes en la red.

Figura 39

Principales armónicos presentes en la red



Nota. Elaboración Propia

La representación por barras de la Figura 35 subraya la necesidad crítica de implementar un filtro activo de potencia, como el diseño propuesto con acoplamiento LCLC, para atenuar estos armónicos, puesto que el objetivo del filtro es reducir significativamente los armónicos de orden superior, en particular h5 y h7, para mejorar la calidad de la energía eléctrica y mitigar los problemas asociados con la distorsión armónica. Es por ello para realizar

un análisis más profundo se realizó la comparación de los límites de distorsión de corriente de la Norma IEEE519-1992.

La Norma IEEE 519-1992 establece límites de distorsión armónica total (THD) y distorsión armónica individual para garantizar la calidad de la energía eléctrica en sistemas de potencia. A continuación, se presenta una comparación entre los valores de armónicos obtenidos en la Tabla 8 y los límites permitidos por la norma IEEE 519-1992 (Ver Tabla 11).

Tabla 11

Comparación de los armónicos con los Límites de distorsión de corriente

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
Fnd	60	100.00%	176.5	N/A	N/A
h2	120	0.00%	-10.3	4%	Sí
h3	180	0.00%	172.1	4%	Sí
h4	240	0.00%	118.9	4%	Sí
h5	300	26.38%	5.9	4%	No
h6	360	0.00%	50.3	4%	Sí
h7	420	18.42%	265	4%	No
h8	480	0.00%	52.1	4%	Sí
h9	540	0.00%	269.2	4%	Sí
h10	600	0.00%	209.4	4%	Sí
h11	660	10.33%	89.1	2%	No
h12	720	0.00%	166.8	2%	Sí
h13	780	2.21%	92	2%	No
h14	840	0.00%	205.4	2%	Sí
h15	900	0.00%	61.2	2%	Sí

Nota. Elaboración Propia

La norma IEEE 519-1992 especifica los siguientes límites para la distorsión armónica individual y total (THD) en sistemas eléctricos:

- **Distorsión Armónica Individual:**

- **Armónicos de Orden 3 al 9:** 4% de la corriente
- **Armónicos de Orden 11 al 15:** 2% de la corriente
- **Armónicos de Orden 17 al 21:** 1.5% de la corriente
- **Armónicos de Orden 23 al 33:** 0.6% de la corriente

- **Distorsión Armónica Total (THD):**

- Para sistemas de distribución de 120 V a 69 kV: 5% THD

En base a lo mencionado anteriormente se realiza el análisis respectivo.

- El armónico Fundamental (60 Hz), en ambos casos, se asume que el valor del armónico fundamental es del 100%, ya que representa la señal base. No se comparará este valor con la norma.
- La Tabla 8 muestra que los armónicos de segundo, tercero y cuarto orden tienen una magnitud de 0%, lo que está dentro de los límites de IEEE 519-1992.
- La magnitud del quinto armónico en la Tabla 8 es del 26.38%, que excede significativamente el límite del 4% establecido por IEEE 519-1992. Esto indica una necesidad crítica de mitigación para este armónico.
- La magnitud del séptimo armónico es del 18.42%, también superando el límite del 4%. Esto refuerza la necesidad de filtrar estos componentes.
- Con una magnitud del 10.33%, este valor excede el límite del 2% para los armónicos de orden 11 al 15 según IEEE 519-1992.
- La mayoría de estos armónicos tienen magnitudes de 0%, excepto h13 con un 2.21%, lo que supera el límite del 2% para su rango.
- El armónico h7 (420 Hz) y h11 (660 Hz) tienen magnitudes significativas que superan los límites permitidos, lo que puede contribuir significativamente al THD del sistema.
- Aunque no se calcula explícitamente en la tabla, la suma de estos armónicos contribuye a una THD muy superior al 5% permitido por IEEE 519-1992 para sistemas de distribución de 120 V a 69 kV.

A partir de la comparación realizada con los límites de distorsión de corriente, se determinó que los armónicos de quinto, séptimo y undécimo orden debían ser priorizados en el diseño del filtro. Esta selección no se realizó de manera general, sino a partir de los valores obtenidos en la señal sin compensación y de su relación con los límites establecidos para cada rango armónico.

Tabla 12*Justificación de los armónicos seleccionados para la compensación*

Armónico	Frecuencia	Magnitud obtenida	Límite de referencia	Resultado del análisis
h5	300 Hz	26.38 %	4 %	Supera el límite permitido
h7	420 Hz	18.42 %	4 %	Supera el límite permitido
h11	660 Hz	10.33 %	2 %	Supera el límite permitido

Nota. Elaboración propia

El quinto armónico fue considerado por presentar la mayor magnitud dentro del espectro analizado. El séptimo armónico también se incluyó por su elevada participación en la distorsión de la señal. El undécimo armónico fue incorporado porque, aunque su magnitud fue menor que la de los dos anteriores, superó el límite correspondiente a su rango y aportó al incremento del THD.

Con base en estos resultados, el filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC se orientó a reducir los armónicos dominantes y a verificar su efecto sobre la distorsión armónica total. Esta validación se realizó comparando la señal antes y después de la compensación, manteniendo como criterio de evaluación la reducción del THD y el cumplimiento de los límites establecidos por la norma IEEE 519.

4.1.2 Representación armónica con el Filtro Diseñado

La Tabla 13 presenta los parámetros de muestreo y análisis de la señal después de la implementación del filtro diseñado. Esta tabla proporciona una comparación directa con los parámetros de la señal sin filtrar y permite evaluar la efectividad del filtro.

Tabla 13*Parámetros de muestreo y análisis de la Señal con el Filtro Diseñado*

Parámetro	Valor
Sampling time	2e-06 sec.
Samples per cycle	8333
DC component	0.002849
Fundamental	98.1 peak (69.36 rms)
THD	1.23%

Nota. Elaboración Propia

Analizando la Tabla 13 se infiere los siguiente:

- El tiempo de muestreo (sampling time) de $2e-06$ segundos y el número de muestras por ciclo (samples per cycle) de 8333 permanecen constantes, asegurando una alta resolución temporal y una captura precisa de la señal. Estos parámetros no se ven afectados por el filtro y son esenciales para un análisis coherente y detallado.
- La magnitud del fundamental es 98.1 volts de pico (69.36 volts RMS), lo que indica una señal de mayor amplitud comparada con la señal sin filtrar (78.21 volts de pico, 55.3 volts RMS). Esta diferencia puede ser resultado de la mejora en la calidad de la señal y la reducción de las pérdidas debido a la distorsión armónica.
- La distorsión armónica total en la corriente (THDi) es 1.23%, una reducción significativa comparada con el 33.86% de la señal sin filtrar. Esta disminución en el THDi demuestra la efectividad del filtro LCLC diseñado para atenuar los armónicos presentes en la señal eléctrica. Una THDi de 1.23% está bien dentro de los límites establecidos por la norma IEEE 519-1992, que recomienda un THDi inferior al 5% para sistemas de distribución.

La Tabla 14 presenta el porcentaje de armónicos en la red después de la implementación del filtro activo de potencia. Esta información es crucial para evaluar la efectividad del filtro y su impacto en la calidad de la señal eléctrica.

Tabla 14
Porcentaje de armónicos en la red con acoplamiento de Filtro

Frecuencia (Hz)	% de Armónicos	Fase (°)	N° de Armónico
0	0.00%	270	----
60	100.00%	177.3	Fnd
120	0.01%	-37.2	h2
180	0.01%	51.9	h3
240	0.01%	68.2	h4
300	0.66%	54	h5
360	0.00%	28.7	h6
420	0.59%	235.6	h7
480	0.01%	203	h8
540	0.01%	-82.5	h9
600	0.00%	-67.7	h10
660	0.63%	164.8	h11

Frecuencia (Hz)	% de Armónicos	Fase (°)	N° de Armónico
720	0.00%	29.2	h12
780	0.56%	-21	h13
840	0.01%	15.1	h14
900	0.00%	96.8	h15

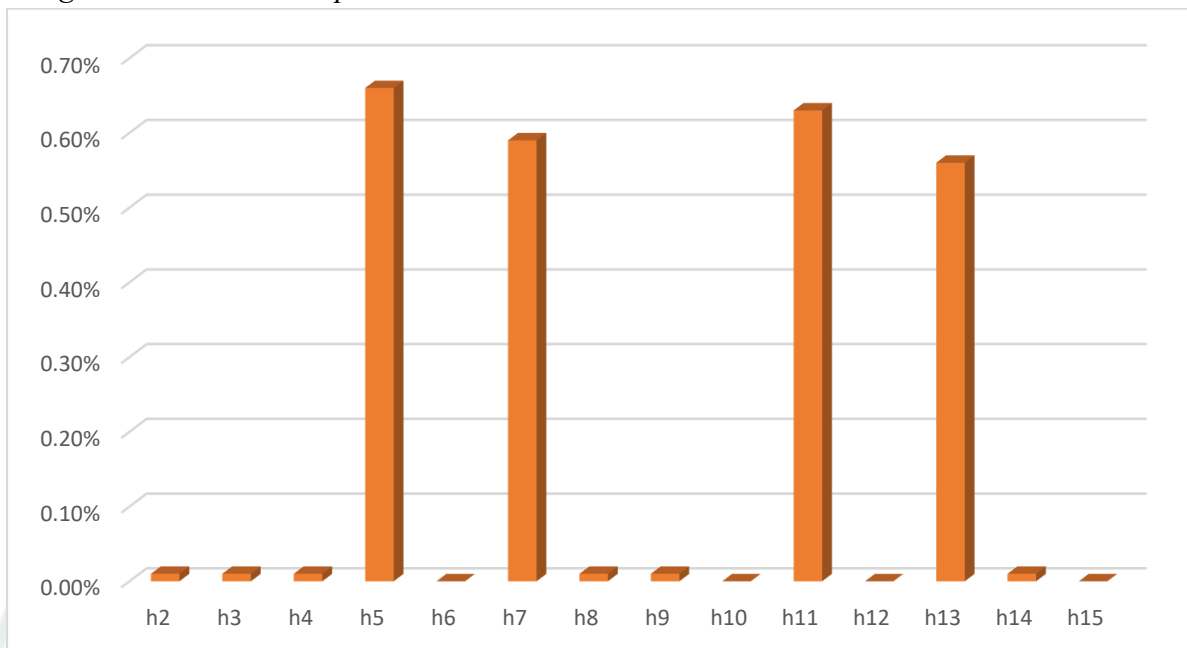
Nota. Elaboración Propia

Analizando la información de la Tabla 11 se infiere lo siguiente:

- El armónico fundamental (Fnd) a 60 Hz mantiene su posición como el componente dominante de la señal con un 100% de magnitud y una fase de 177.3°. Este valor es consistente con el esperado para una señal filtrada, mostrando que la frecuencia principal del sistema se mantiene sin distorsiones significativas.
- Los armónicos de segundo, tercero y cuarto orden tienen magnitudes muy bajas (0.01%), lo que indica una presencia mínima de distorsión en estas frecuencias. Esto muestra la efectividad del filtro en atenuar estos armónicos indeseados.
- La magnitud del quinto armónico ha sido reducida a 0.66%, lo cual es una mejora significativa comparada con los niveles previos sin filtrado (26.38%). Aunque todavía está presente, su nivel está mucho más controlado, indicando una reducción efectiva de la distorsión en esta frecuencia crítica.
- El séptimo armónico ahora tiene una magnitud de 0.59%, una mejora drástica en comparación con los 18.42% previos. Esto demuestra una alta eficiencia del filtro en la atenuación de armónicos impares de orden superior.
- La magnitud del undécimo armónico es 0.63%, comparada con el 10.33% previo. Esta reducción significativa muestra la eficacia del filtro en atenuar los armónicos más altos que pueden causar distorsión considerable.
- Estos armónicos tienen magnitudes extremadamente bajas (cerca de 0.00% a 0.01%), con la excepción del h13 (0.56%). La reducción de estos armónicos demuestra la capacidad del filtro para atenuar una amplia gama de frecuencias armónicas, mejorando así la calidad general de la señal (Ver Figura 36).

Figura 40

Mitigación de armónicos presentes en la red



Nota. Elaboración Propia

De la Figura 36 se aprecia que la disminución considerable de los armónicos de mayor magnitud, como el quinto, séptimo y undécimo, junto con la reducción de los armónicos de menor orden, genera una señal eléctrica más limpia y estable. Esta condición favorece el rendimiento operativo de los equipos conectados y contribuye a extender su vida útil. Asimismo, al reducir la distorsión armónica, se disminuyen las pérdidas por calentamiento en transformadores, motores y líneas de transmisión. Como resultado, se obtiene un funcionamiento más eficiente del sistema eléctrico y una reducción de los costos de operación.

Al revisar la Tabla 15, la comparación entre los armónicos mitigados y los límites de distorsión de corriente establecidos por la norma IEEE 519-1992 evidencia que el filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC ha logrado reducir de manera efectiva los niveles de distorsión armónica. Todos los armónicos medidos después de la implementación del filtro se encuentran dentro de los límites permitidos, lo cual garantiza una mejor calidad de energía y un desempeño operativo más eficiente del sistema eléctrico.

Tabla 15*Comparación de armónicos mitigados con los Límites de distorsión de corriente*

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
Fnd	60	100.00%	177.3	N/A	N/A
h2	120	0.01%	-37.2	4%	Sí
h3	180	0.01%	51.9	4%	Sí
h4	240	0.01%	68.2	4%	Sí
h5	300	0.66%	54	4%	Sí
h6	360	0.00%	28.7	4%	Sí
h7	420	0.59%	235.6	4%	Sí
h8	480	0.01%	203	4%	Sí
h9	540	0.01%	-82.5	4%	Sí
h10	600	0.00%	-67.7	4%	Sí
h11	660	0.63%	164.8	2%	Sí
h12	720	0.00%	29.2	2%	Sí
h13	780	0.56%	-21	2%	Sí
h14	840	0.01%	15.1	2%	Sí
h15	900	0.00%	96.8	2%	Sí

Nota. Elaboración Propia

A continuación, se presenta la interpretación de la Tabla 15.

- El armónico fundamental (Fnd) a 60 Hz se mantiene en 100%, como es de esperar, ya que representa la frecuencia de operación principal del sistema eléctrico. No se compara con los límites de IEEE 519-1992 ya que estos límites se aplican a los armónicos y no al componente fundamental.
- Los armónicos de segundo, tercero y cuarto orden presentan valores extremadamente bajos (0.01%), lo cual está significativamente por debajo del límite del 4% establecido por la norma IEEE 519-1992. Estos resultados muestran que el filtro es altamente efectivo en atenuar los armónicos de orden inferior.
- El quinto armónico (h5) tiene un valor medido de 0.66%, considerablemente menor que el límite del 4%. Esto representa una reducción significativa en comparación con los niveles previos sin filtrado, donde el valor era del 26.38%. La reducción eficaz de este armónico crítico muestra la efectividad del filtro diseñado.
- La magnitud del séptimo armónico (h7) es 0.59%, muy por debajo del límite del 4%. Antes de la implementación del filtro, este valor era del 18.42%, indicando una mejora drástica en la reducción de distorsión en esta frecuencia.

- El undécimo armónico (h11) tiene una magnitud de 0.63%, que está por debajo del límite del 2% establecido por IEEE 519-1992. Este valor era del 10.33% sin filtrado, lo que demuestra una reducción significativa en la distorsión armónica.
- Los valores medidos para estos armónicos son extremadamente bajos (cerca de 0%), indicando que el filtro ha atenuado de manera efectiva una amplia gama de frecuencias armónicas. Todos estos valores están bien dentro de los límites permitidos por la norma IEEE 519-1992. En particular, h13 tiene un valor de 0.56%, menor que el límite del 2%, mostrando una mejora en la calidad de la señal.

Otro punto a considerar es que las fases de los armónicos varían considerablemente, lo que indica que la presencia residual de estos armónicos puede estar influenciada por las condiciones operativas y la configuración del sistema. Sin embargo, dado que los niveles de amplitud están bien controlados, el impacto de estas fases residuales es mínimo.

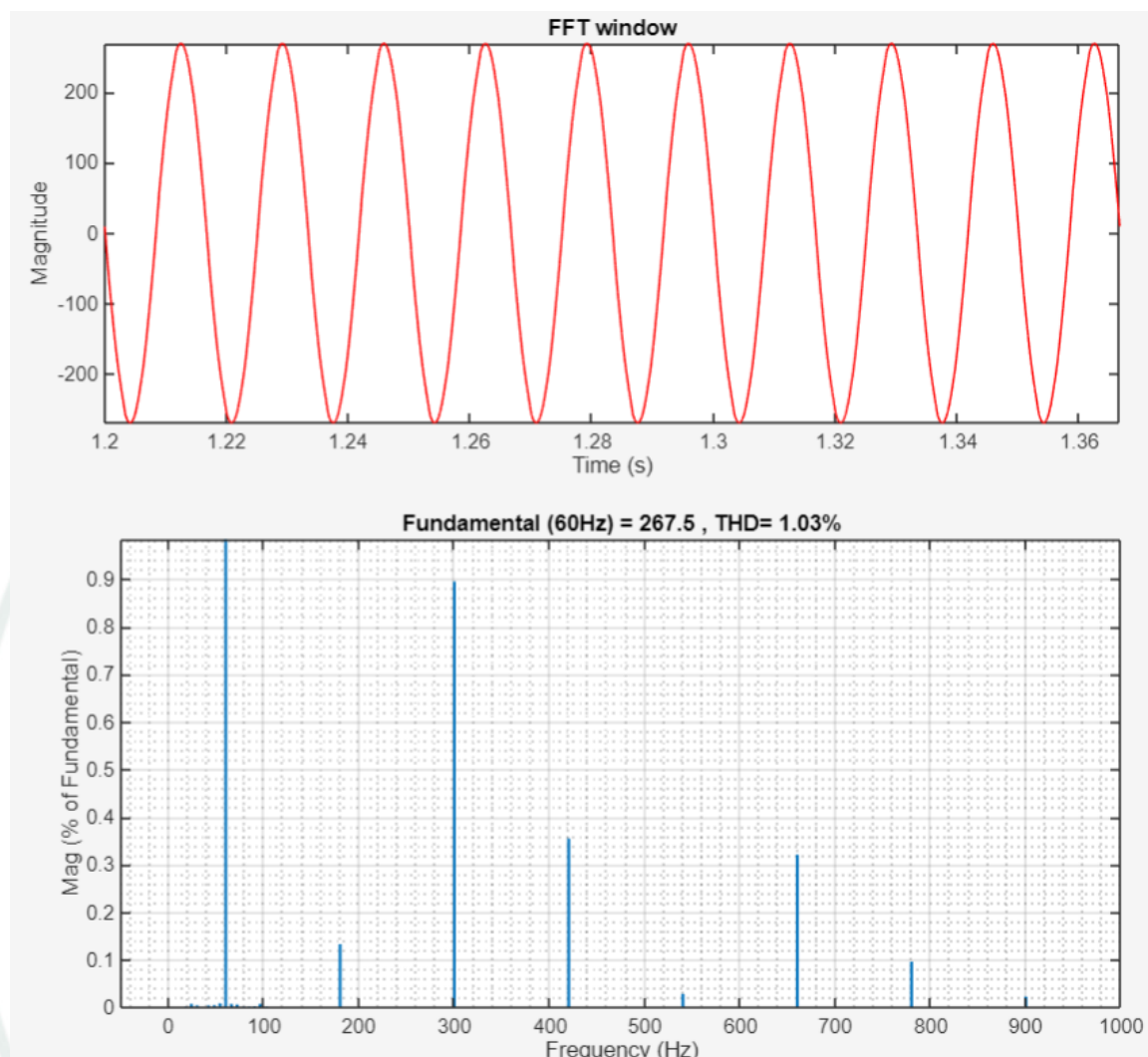
4.2 Simulación de escenarios con cargas reales

4.2.1 Escenarios en Baja Tensión

Instalaciones residenciales con carga de 220V (En Baja tensión). Sabiendo que el voltaje de amplitud es $\sqrt{2} \times V_{rms}$, entonces decimos que para un voltaje de 220V el cual hace referencia al V_{rms} , la señal de voltaje pico o voltaje de amplitud es de 311V. Este valor es el que se registra en la entrada trifásica del filtro propuesto. La figura 37 presenta dos representaciones del comportamiento de la señal de voltaje en el escenario de carga de 220V.

Figura 41

Nivel de THD en el escenario con carga de 220V (Baja Tensión)



Nota. Elaboración Propia

El nivel de distorsión registrado es de 1.03%, lo que indica un bajo impacto de los componentes adicionales en la calidad del suministro. La tabla 16 proporciona un desglose de los componentes adicionales detectados en la señal de voltaje, evaluando su magnitud, fase y cumplimiento con los límites establecidos por la normativa IEEE 519-1992.

Tabla 16

Armónicos mitigados en distribución eléctrica con carga de 220V

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
Fnd	60	100.00%	178.4	N/A	N/A
h2	120	0.00%	-56.5	N/A	Sí

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
h3	180	0.13%	134.1	4%	Sí
h4	240	0.00%	201.4	4%	Sí
h5	300	0.90%	187.3	4%	Sí
h6	360	0.00%	201.5	4%	Sí
h7	420	0.36%	84.2	4%	Sí
h8	480	0.00%	-12.3	4%	Sí
h9	540	0.03%	88.2	4%	Sí
h10	600	0.00%	7.9	4%	Sí
h11	660	0.32%	147.1	4%	Sí
h12	720	0.00%	165.0	2%	Sí
h13	780	0.10%	41.8	2%	Sí
h14	840	0.00%	170.3	2%	Sí
h15	900	0.02%	-32.9	2%	Sí

Nota. Elaboración Propia

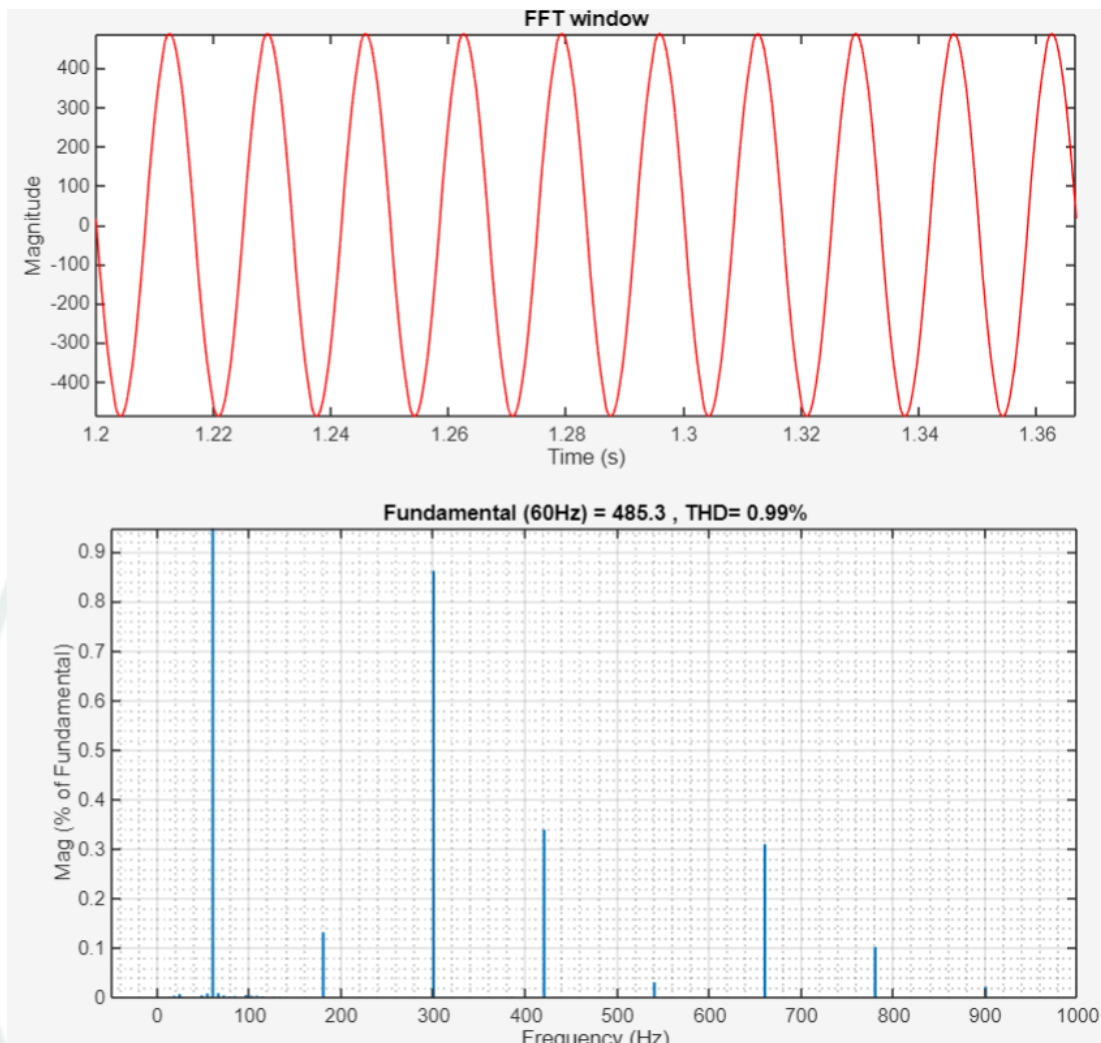
De la tabla 16 se infiere lo siguiente:

- Se indica el nivel de presencia de cada componente en comparación con la señal principal. Los valores obtenidos muestran que las magnitudes de los armónicos son significativamente bajas, lo que indica una buena calidad de la señal de voltaje.
- Los componentes de mayor presencia corresponden a frecuencias de 300 Hz (0,90%) y 420 Hz (0,36%), valores que se encuentran dentro de los límites aceptables.
- Cada componente ha sido comparado con los límites establecidos por la normativa para determinar si el nivel de distorsión es aceptable.
- Todos los armónicos registrados cumplen con los límites requeridos, lo que confirma que el sistema opera dentro de los parámetros de calidad exigidos para instalaciones de baja tensión.
- La ausencia de armónicos de orden par y la baja magnitud de los armónicos de orden impar indican un comportamiento adecuado de la carga conectada.

Posteriormente se realizará un análisis de escenario en instalaciones residenciales con carga de 400V (En Baja tensión). Sabiendo que el voltaje de amplitud es $\sqrt{2} \times V_{rms}$, entonces decimos que para un voltaje de 400V el cual hace referencia al V_{rms} , la señal de voltaje pico o voltaje de amplitud es de 283V. Este valor es que el registra en la entrada trifásica del filtro propuesto.

Figura 42

Nivel de THD en el escenario con carga de 400V (Baja Tensión)



Nota. Elaboración Propia

El nivel de distorsión registrado es de 0.99%, lo que indica una distorsión muy baja, reflejando una señal de buena calidad. Además, los componentes adicionales más relevantes se encuentran en los rangos de 300 Hz, 420 Hz y 660 Hz, con valores relativamente bajos, confirmando el cumplimiento con la normativa aplicable para instalaciones de baja tensión.

La Tabla 17 muestra la comparación de los armónicos mitigados en la distribución eléctrica con carga de 400V, detallando su magnitud relativa, fase y evaluación de cumplimiento con la norma IEEE 519-1992.

Tabla 17*Armónicos mitigados en distribución eléctrica con carga de 400V*

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
Fnd	60	100.00%	178.5	N/A	N/A
h2	120	0.00%	183.2	N/A	Sí
h3	180	0.13%	135.1	4%	Sí
h4	240	0.00%	172.4	4%	Sí
h5	300	0.86%	188.8	4%	Sí
h6	360	0.00%	209.1	4%	Sí
h7	420	0.34%	88.4	4%	Sí
h8	480	0.00%	170.4	4%	Sí
h9	540	0.03%	91.0	4%	Sí
h10	600	0.00%	173.8	4%	Sí
h11	660	0.31%	148.7	4%	Sí
h12	720	0.00%	191.8	2%	Sí
h13	780	0.10%	49.1	2%	Sí
h14	840	0.00%	171.3	2%	Sí
h15	900	0.02%	-29.2	2%	Sí

Nota. Elaboración Propia

De la tabla 17 se infiere lo siguiente:

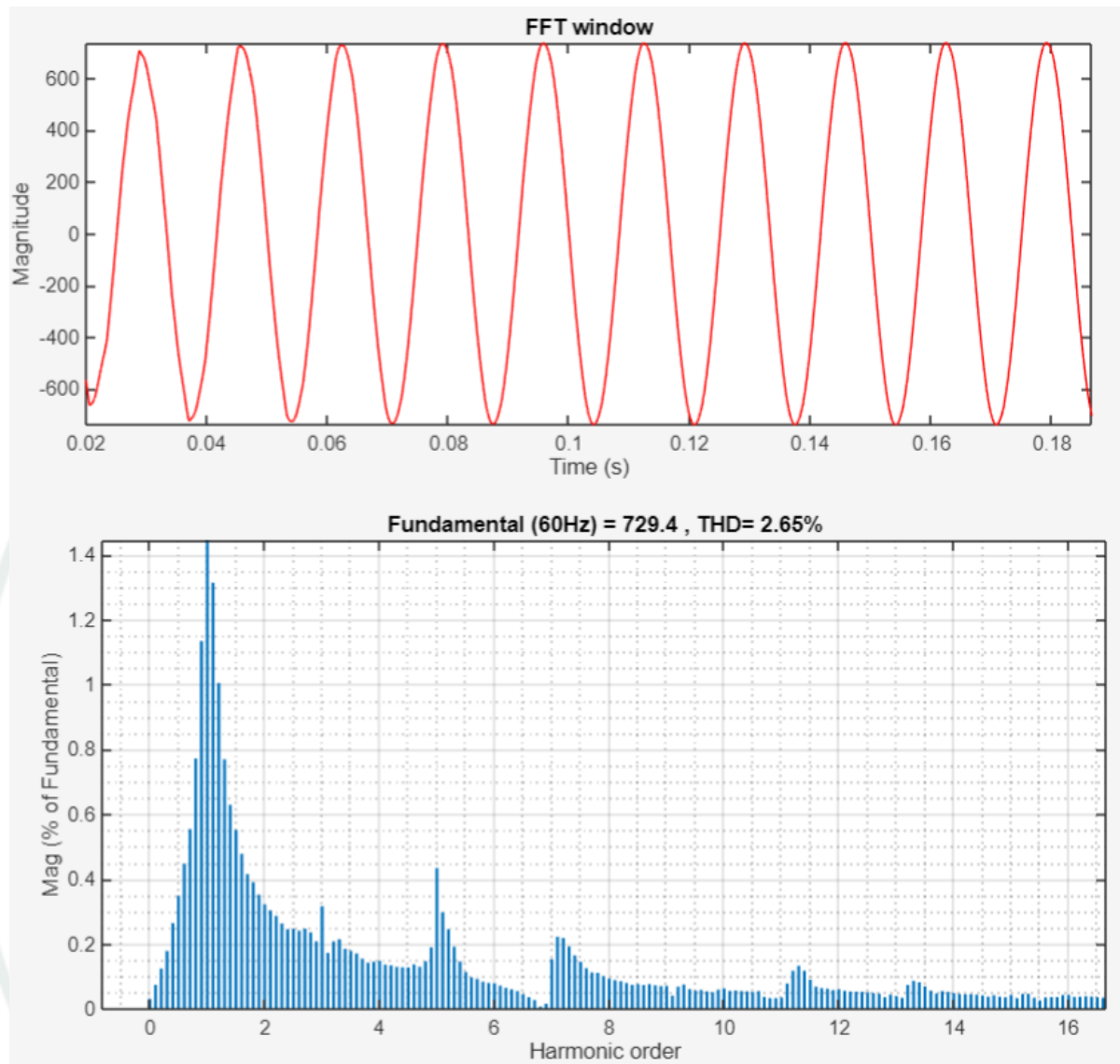
- Los valores obtenidos muestran que las magnitudes de los armónicos son bajas, lo que indica una adecuada calidad de la señal de voltaje.
- Los armónicos más representativos corresponden a frecuencias de 300 Hz (0,86%) y 420 Hz (0,34%), que están por debajo de los límites permitidos.
- Todos los armónicos identificados cumplen con los límites establecidos por la normativa, lo que indica que la distorsión armónica se encuentra en niveles aceptables para instalaciones de baja tensión.

4.2.2 Escenarios en Media Tensión

Una vez realizado el análisis en baja tensión, proseguimos a evaluar el filtro propuesto en una distribución eléctrica en industrias con carga de 1KV (Media Tensión). Sabiendo que el voltaje de amplitud es $\sqrt{2} \times V_{rms}$, entonces decimos que para un voltaje de 1KV el cual hace referencia al V_{rms} , la señal de voltaje pico o voltaje de amplitud es de 707v.

Figura 43

Nivel de THD en el escenario con carga de 1KV (Media Tensión)



Nota. Elaboración Propia

De la figura anterior se infiere lo siguiente:

- Se destaca la presencia de armónicos en diferentes órdenes, con un nivel total de distorsión armónica (THD) del 2.65%, lo que indica un leve incremento de distorsión respecto a los escenarios anteriores, aunque aún dentro de los límites aceptables según la norma.
- Se observan componentes más destacados en los primeros órdenes armónicos, particularmente en el tercer y quinto orden, los cuales tienen mayor impacto en la señal.
- A pesar de la presencia de estos armónicos, su magnitud se encuentra por debajo de los valores permitidos para sistemas de media tensión.

Bajo la norma IEEE 519-1992, los límites típicos para armónicos individuales en sistemas de tensión inferior a 69 kV son:

- **Armónicos de orden impar ($h = 3, 5, 7$, etc.):**
 - $h < 11 \rightarrow$ Máximo 4%
 - $11 \leq h < 17 \rightarrow$ Máximo 2%
 - $17 \leq h < 23 \rightarrow$ Máximo 1,5%
 - $23 \leq h \leq 35 \rightarrow$ Máximo 0,6%
 - $h > 35 \rightarrow$ Máximo 0,3%
- **Armónicos de orden par ($h = 2, 4, 6$, etc.):**
 - Todos los pares armónicos deben ser inferiores al 25% del límite de los impares correspondientes.

De la Tabla 18 se infiere lo siguiente:

- Los valores obtenidos muestran que los niveles de armónicos se encuentran por debajo de los límites máximos permitidos, lo que garantiza un adecuado desempeño del sistema.
- Los armónicos de tercer y quinto orden, que suelen ser los más críticos en estos sistemas, presentan valores de 0,32% y 0,44%, respectivamente, dentro de los rangos permitidos para sistemas menores a 69 kV.
- Todos los armónicos medidos cumplen con los límites establecidos, indicando que el sistema opera dentro de los parámetros de calidad aceptables.
- Los armónicos de orden par, que deben ser menores al 25% de los impares correspondientes, cumplen con los requisitos normativos, reflejando un bajo nivel de asimetría en la señal.

Tabla 18

Armónicos mitigados en distribución eléctrica con carga de 1KV

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
Fnd	60	100.00%	251.6	N/A	N/A
h2	120	0.32%	9.6	1%	Sí

Armónico	Frecuencia (Hz)	% de Armónicos (Medido)	Fase (°)	Límite IEEE 519-1992	Cumple con IEEE 519-1992
h3	180	0.32%	-20.0	4%	Sí
h4	240	0.15%	-20.1	1%	Sí
h5	300	0.44%	240.5	4%	Sí
h6	360	0.08%	26.3	1%	Sí
h7	420	0.15 %	251.1	4%	Sí
h8	480	0.09%	12.8	1%	Sí
h9	540	0.07%	0.3	4%	Sí
h10	600	0.06%	8.3	1%	Sí
h11	660	0.4%	189.3	2%	Sí
h12	720	0.06%	16.3	1%	Sí
h13	780	0.04%	-13.3	2%	Sí
h14	840	0.05%	6.5	1%	Sí
h15	900	0.04%	29.8	2%	Sí

Nota. Elaboración Propia

El análisis de la señal de voltaje en el escenario de carga de 1 kV muestra un nivel de distorsión armónica total de 2.65%, lo cual está dentro de los límites permitidos por la norma IEEE 519-1992 para sistemas de media tensión. Los componentes adicionales detectados en la señal son de baja magnitud y no representan un riesgo para la operación de los equipos conectados. Esto sugiere que el sistema mantiene un suministro eléctrico confiable, con una calidad aceptable para la carga evaluada.

Siguiendo con el análisis en media tensión la figura 39 representa la configuración de la fuente de tensión trifásica en media tensión, modelada mediante bloques de fuente AC ideal en Simulink. Los parámetros clave observados son:

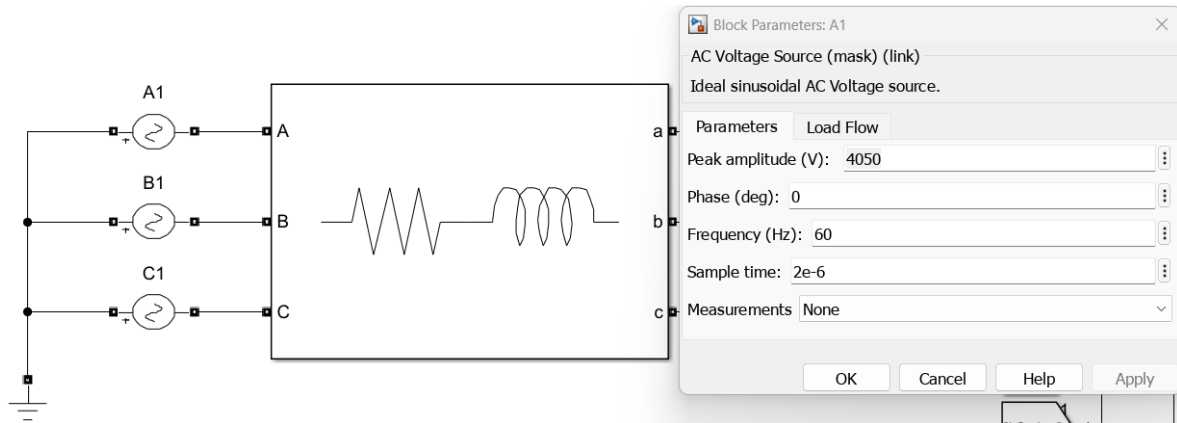
- Pico de tensión: 4050 V por fase.
- Frecuencia: 60 Hz.
- Configuración trifásica equilibrada (ABC)

Donde el valor 4050 V pico corresponde a un valor eficaz (RMS) de aproximadamente 2863 V por fase, mientras que el voltaje de línea vendría a ser $V_{rms} \cdot \sqrt{3} = 4959 \text{ v} \approx 5 \text{ kv}$. Este valor representa el nivel máximo de distorsión que el filtro activo propuesto es capaz de compensar. Cabe precisar que, si bien la simulación se extendió hasta los 5 kV para validar el alcance de la atenuación armónica, los componentes electrónicos utilizados en el diseño del filtro especialmente el inversor están dimensionados para operar con un voltaje de entrada de hasta 1200 V. Por lo tanto, dicho valor representa el límite operativo real del sistema en

condiciones prácticas, mientras que los 5 kV reflejan el rango de distorsión máxima que puede ser mitigada por el filtro antes de exceder su capacidad de compensación.

Figura 44

Pico de amplitud (V) de la red trifásica



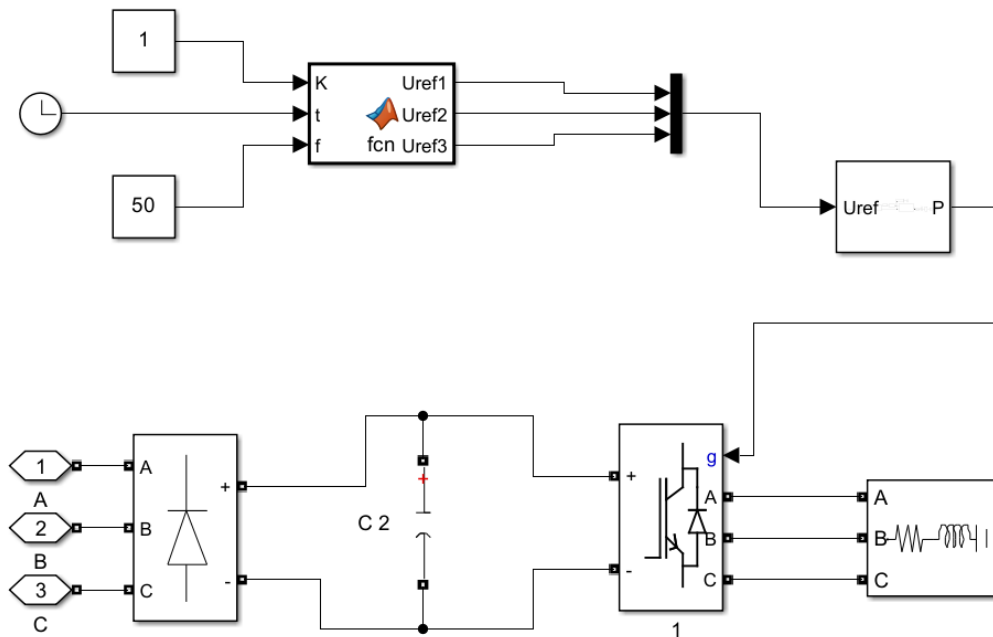
Nota. Elaboración Propia

En la Figura 40, se ilustra el escenario en el que se inyecta una carga equivalente al comportamiento de un motor de 20 HP, cuya potencia aproximada es de 14.91 kW. No obstante, en esta simulación no se ha modelado un motor dinámico en sí, sino que se ha representado su efecto sobre la red eléctrica: es decir, su demanda de potencia activa y la generación de corrientes armónicas producto de su conexión a través de convertidores electrónicos (rectificadores e inversores), esto con la finalidad de mostrar las cargas no lineales que afectan a la entrada trifásica de un sistema eléctrico.

El bloque que representa esta carga contiene elementos resistivos e inductivos (R–L) conectados a la salida de un inversor, alimentado desde un bus de corriente continua que a su vez proviene de un rectificador trifásico. Este diseño busca recrear las condiciones reales en las que un motor industrial, alimentado mediante electrónica de potencia, introduce distorsiones armónicas significativas en la red eléctrica. Esta carga, por tanto, funciona como una fuente intencional de perturbación, la cual permite evaluar el comportamiento del sistema de compensación propuesto.

Figura 45

Carga de motor de 20 HP inyectada

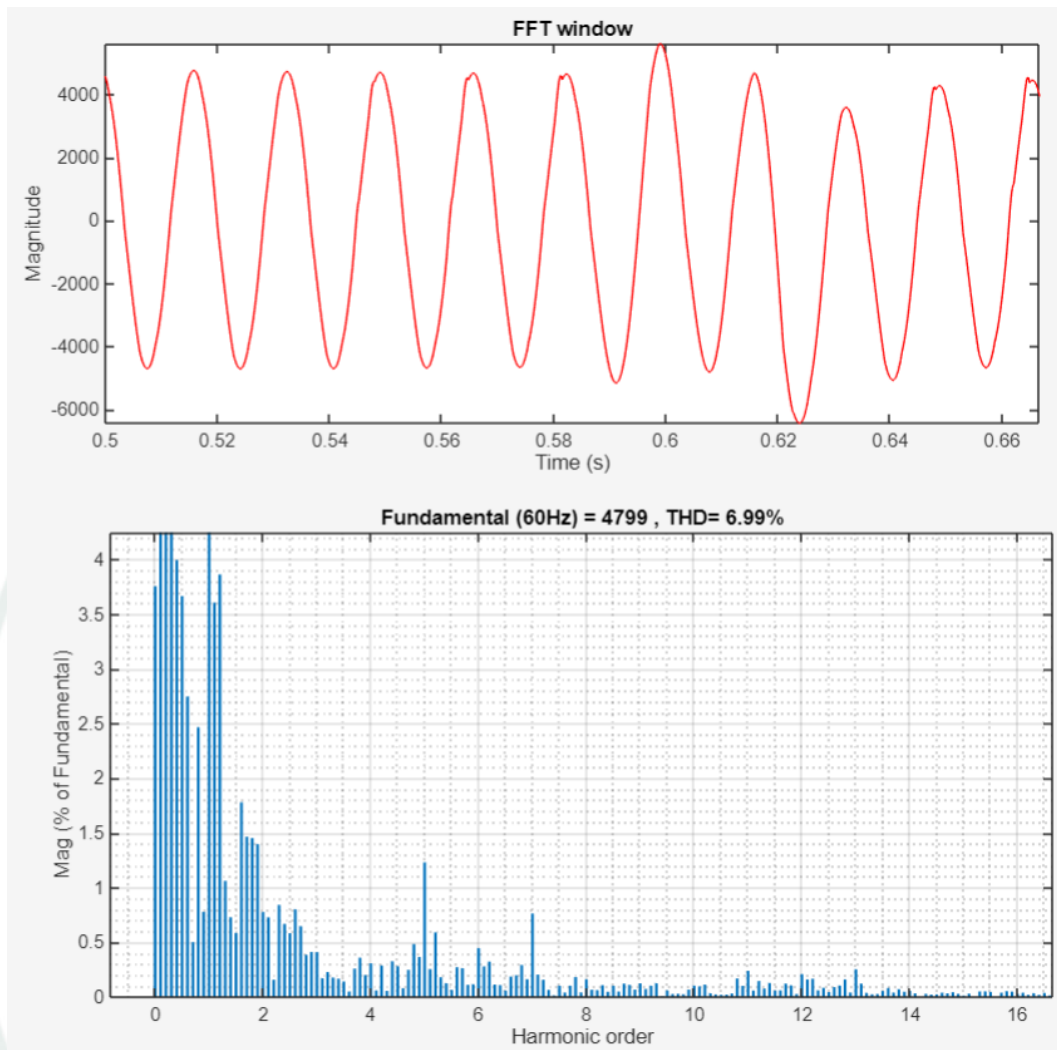


Nota. Elaboración Propia

La Figura 41 presenta el análisis espectral de la corriente medida en un sistema de media tensión, bajo condiciones donde se conecta una carga no lineal equivalente a un motor de 20 HP, sin la intervención del filtro activo de potencia. Esta carga genera una distorsión debido al uso de dispositivos electrónicos de conmutación, como rectificadores, lo cual es característico en muchas instalaciones industriales modernas. En la parte superior de la figura se muestra la forma de onda de la corriente trifásica (una de las fases), observada en una ventana de tiempo el cual utiliza el análisis FFT (Fast Fourier Transform). A simple vista, la señal presenta una forma casi sinusoidal; sin embargo, al aplicar el análisis espectral, se revelan las componentes armónicas que distorsionan esta señal. La parte inferior muestra el espectro de magnitud de armónicos en función del orden armónico. Se destaca una componente fundamental a 60 Hz con una magnitud de 4799 (valor relativo), y un nivel de distorsión armónica total (THD) de 6.99 %. Este valor supera el límite recomendado por la norma IEEE 519 para redes de media tensión, que generalmente establece un máximo del 5 % de THD en corriente para mantener la calidad de energía aceptable. Además del valor de THD, se observa una concentración significativa de armónicos de orden impar (como el 3, 5 y 7), lo cual es común en sistemas con rectificación y conversión electrónica.

Figura 46

Nivel de THD en el escenario con carga de 5KV (Media Tensión) sin filtro

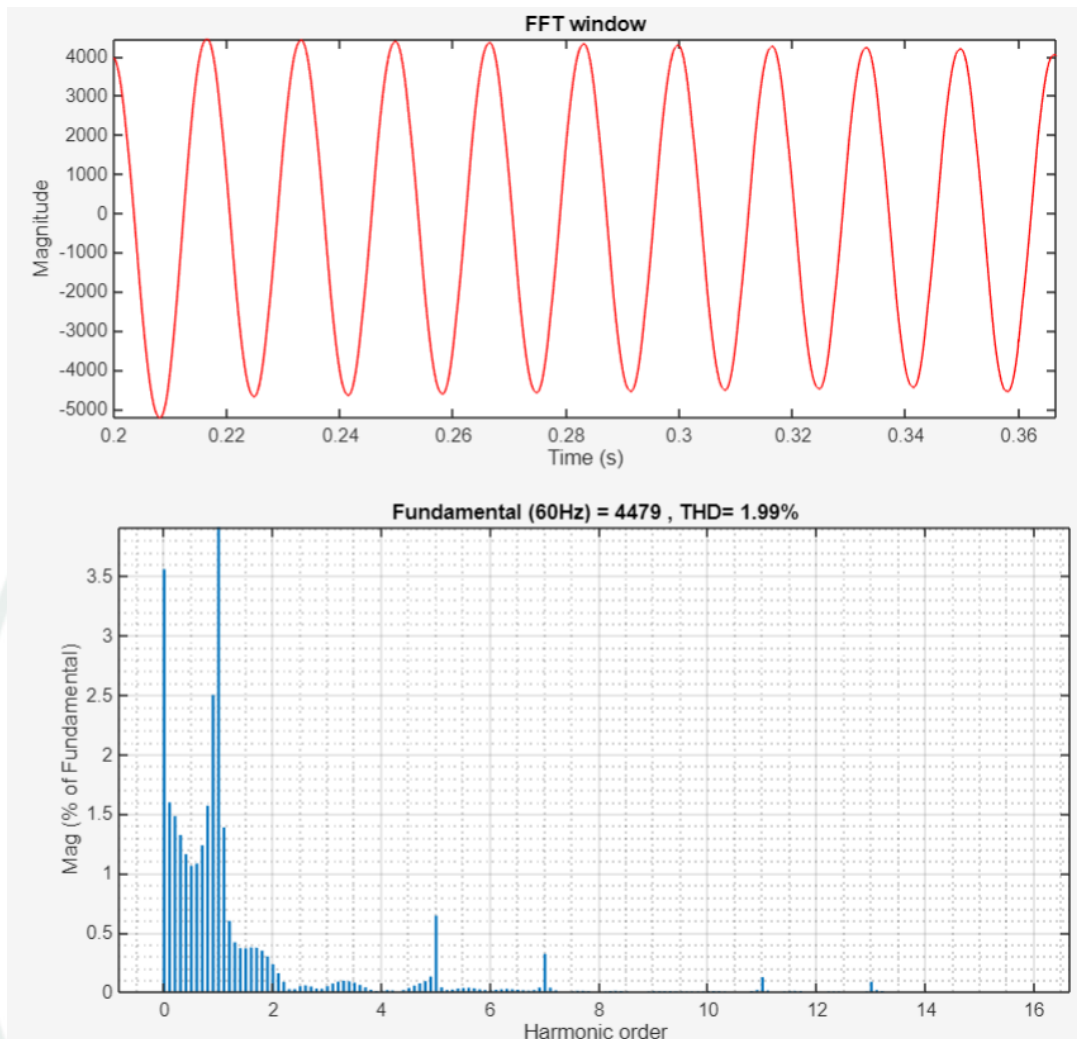


Nota. Elaboración Propia

La Figura 42 muestra el resultado del análisis espectral de la corriente en el sistema de media tensión una vez implementado el filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC, el cual fue diseñado como parte del presente trabajo de investigación. En esta etapa, se mantiene la misma condición de carga no lineal que en la Figura 41 (una carga equivalente a un motor de 20 HP), pero ahora con la intervención del sistema de compensación activa.

Figura 47

Nivel de THD en el escenario con carga de 5KV (Media Tensión) con filtro



Nota. Elaboración Propia

En la gráfica superior se presenta la forma de onda de la corriente en el dominio del tiempo. A diferencia del escenario sin filtro, la señal ahora presenta una forma claramente más sinusoidal, lo que indica que las componentes armónicas han sido atenuadas significativamente. Esta mejora es corroborada por la gráfica inferior, que representa el análisis de Fourier aplicado a la señal de corriente.

El espectro armónico evidencia una disminución en las magnitudes relativas de los armónicos de orden impar, tales como el 3.º, 5.º y 7.º, los cuales anteriormente se presentaban con mayor predominancia. Asimismo, la distorsión armónica total (THD) disminuye de 6.99% a 1.99%, valor que se mantiene por debajo del límite señalado por la norma IEEE 519, que establece un máximo recomendado del 5% para sistemas de media tensión. Este resultado

demuestra que el filtro activo planteado cumple con su finalidad principal, al mejorar la calidad de la energía mediante la reducción efectiva de los armónicos producidos por la carga no lineal, en este caso, dentro del análisis correspondiente a media tensión.

4.2.3 Justificación del Límite de Simulación hasta 5 kV

Durante el desarrollo del presente estudio, las simulaciones del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC fueron realizadas satisfactoriamente para tensiones de hasta 5 kV, límite considerado representativo dentro del rango superior de la media tensión baja. Esta decisión técnica se sustenta en diversos factores operativos y metodológicos, que se detallan a continuación:

1. Estabilidad numérica y capacidad computacional

El entorno de simulación utilizado (Simulink/MATLAB) presenta ciertas limitaciones al trabajar con tensiones superiores a 5 kV. A medida que se incrementa la tensión, la necesidad de representar con mayor precisión los parámetros eléctricos requiere una reducción significativa en el paso de simulación (sampling time) y una mayor resolución en la discretización de los modelos. Esto provoca un aumento exponencial en el tiempo de procesamiento y puede derivar en problemas de rigidez numérica o errores de integración, especialmente en modelos que involucran convertidores de potencia operando a alta tensión.

2. Alcance y enfoque de la investigación

El objetivo de este trabajo fue analizar la mitigación de armónicos en redes de distribución eléctrica de baja y media tensión típicas de entornos industriales y residenciales. En ese contexto, tensiones de hasta 5 kV cubren una amplia gama de aplicaciones reales en sistemas trifásicos industriales y subestaciones secundarias. Simular niveles superiores (como 6.6 kV, 11 kV o más) habría implicado una redefinición del diseño del filtro y del sistema de potencia asociado, lo que escapa al alcance planteado inicialmente.

3. Criterios de diseño y seguridad

El diseño propuesto se fundamenta en el uso de interruptores IGBT de 1200 V, adecuados para aplicaciones hasta 690 V (rms) por fase. Si bien el modelo fue escalado

idealmente para alcanzar 5 kV en la simulación, exceder este rango implicaría incorporar semiconductores de mayor capacidad de tensión (IGBT de 3.3 kV o módulos SiC), así como rediseñar los niveles de aislamiento, filtrado y control, aspectos no considerados en el presente trabajo.

4. Viabilidad técnica del modelo

El modelo implementado ya incluye dinámicas complejas, como el comportamiento transitorio del filtro LCLC, la generación de señales PWM mediante comparación con portadora triangular y la sincronización mediante el bucle de enganche en fase (PLL). Ampliar el análisis a tensiones superiores comprometería la viabilidad computacional del modelo o requeriría simplificaciones que afectarían la precisión y validez de los resultados obtenidos.

4.3 Análisis económico

4.3.1 Componentes Electrónicos Principales

A continuación, se presenta el desglose detallado de los costos asociados a los componentes electrónicos principales utilizados en el diseño del filtro activo de potencia. Estos componentes son esenciales para asegurar el rendimiento y la fiabilidad del sistema, garantizando su correcto funcionamiento y eficiencia operativa.

Tabla 19

Costos de componentes electrónicos para el diseño del filtro activo de potencia

Componente	Cantidad	Precio unitario (USD)	Precio total (USD)
Transistores IGBT (50A, 1200V)	6	30	180
Inductores de potencia	4	60	240
Capacitores de potencia	4	45	180
Diodos rectificadores (50A, 1200V)	6	15	90
Sensores de corriente (Efecto Hall)	3	40	120
Pequeños componentes electrónicos	1 lote	50	50

Nota. Elaboración Propia

Los precios asignados a cada componente corresponden a productos de calidad industrial, seleccionados por su fiabilidad y rendimiento en aplicaciones de alta demanda como la presente. En el caso de los transistores IGBT y diodos rectificadores, se ha elegido una

capacidad de 50A y 1200V, especificaciones adecuadas para manejar las altas tensiones y corrientes de las aplicaciones trifásicas, lo que asegura la robustez y durabilidad del sistema en condiciones de operación exigentes. Los inductores y capacitores fueron seleccionados de acuerdo con la configuración LCLC (Inductor-Capacitor-Inductor-Capacitor), que es esencial para lograr una atenuación eficiente de los armónicos en el filtro activo de potencia. Esta configuración no solo optimiza la respuesta del sistema frente a armónicos de alta frecuencia, sino que también mejora la eficiencia energética del sistema al reducir las pérdidas. Por último, los sensores de corriente basados en el efecto Hall se han seleccionado por su alta precisión y capacidad para monitorear la corriente sin contacto, lo que es crucial para mantener la estabilidad y seguridad del sistema en todo momento. Los pequeños componentes electrónicos se incluyen para cubrir diversas necesidades de integración y conexión en el diseño, garantizando un ensamblaje óptimo y seguro.

4.3.2 Equipamiento de Control y Medición

A continuación, se presenta el desglose de los costos asociados a los equipos necesarios para el control y medición en el diseño del filtro activo de potencia. Estos equipos son cruciales para garantizar la precisión y eficiencia del sistema en tiempo real.

Tabla 20

Costos de equipamiento de control y medición para el filtro activo de potencia

Equipamiento	Cantidad	Precio unitario (USD)	Precio total (USD)
DSP (TI C2000) o Microcontrolador	1	250	250
Sistema PLL (Phase-Locked Loop)	1	80	80
Tarjeta de adquisición de datos	1	150	150

Nota. Elaboración Propia

El controlador Digital Signal Processor (DSP) de la familia TI C2000, o el microcontrolador seleccionado, es fundamental para ejecutar cálculos complejos en tiempo real, tales como las transformadas de Clarke y Park, la sincronización mediante PLL y la generación de señales PWM por comparación con portadora triangular. Estos cálculos son fundamentales para lograr un control preciso y eficiente del sistema, permitiendo un rendimiento óptimo en la compensación armónica y en la gestión de la energía. El sistema

Phase-Locked Loop (PLL) es indispensable para la sincronización de las señales del sistema con la red eléctrica. Este componente asegura que las señales generadas por el filtro activo se alineen correctamente con la frecuencia de la red, mejorando así la eficiencia en la compensación de armónicos y garantizando la estabilidad del sistema en diferentes condiciones de operación. La tarjeta de adquisición de datos se utiliza para monitorear en tiempo real las variables eléctricas que afectan al sistema. Este equipo permite la recopilación de datos de manera precisa y continua, asegurando que los parámetros del sistema se mantengan dentro de los límites operativos adecuados y facilitando la toma de decisiones en cuanto a ajustes y optimizaciones.

4.3.3 *Desglose de Costos por Servicios y Mano de Obra Técnica*

A continuación, se detallan los costos asociados a los servicios especializados y mano de obra requerida para el ensamblaje, programación y puesta en marcha del filtro activo de potencia. Estas actividades son esenciales para la correcta implementación y validación del sistema.

Tabla 21

Costos por servicios técnicos y mano de obra

Servicio	Horas	Precio por hora (USD)	Precio total (USD)
Ensamblaje y soldadura electrónica	20	15	300
Programación del controlador DSP	20	20	400
Pruebas y puesta en marcha	25	15	375

Nota. Elaboración Propia

Los costos asignados corresponden a tarifas estándar del mercado para personal técnico calificado en electrónica de potencia y sistemas de control. El proceso de ensamblaje y soldadura requiere precisión en la manipulación de componentes sensibles, lo cual garantiza una integración segura y funcional del hardware. La programación del controlador DSP representa una labor de alta especialización, debido a la complejidad de implementar algoritmos de control en tiempo real, como la sincronización mediante PLL, las transformadas de Clarke y Park, y la generación de señales PWM mediante comparación con portadora triangular, transformadas matemáticas y estrategias de compensación armónica, lo que justifica su tarifa más elevada. Por último, la etapa de pruebas y puesta en marcha es crítica para

verificar el correcto funcionamiento del sistema en condiciones reales. Esta fase incluye ajustes, validación de señales, respuesta dinámica del filtro activo y verificación de desempeño frente a perturbaciones de la red, asegurando así la operatividad y fiabilidad del diseño final.

4.3.4 Resumen General del Presupuesto

A continuación, se presenta un resumen general del presupuesto total requerido para el diseño y la implementación del filtro activo de potencia, incluyendo los costos de los componentes, el equipamiento y la mano de obra necesaria.

Tabla 22

Resumen general de los costos del proyecto

Concepto	Precio total (USD)
Componentes electrónicos principales	860
Equipamiento de control y medición	480
Servicios y mano de obra	480
Costo total del Proyecto	2415

Nota. Elaboración Propia

A continuación, se presenta una comparativa de precios entre el filtro diseñado en este proyecto y los filtros comerciales disponibles en el mercado, lo que demuestra la competitividad y eficiencia del diseño propuesto.

Tabla 23

Comparativa de precios entre filtros comerciales y el filtro diseñado

Filtro Comercial	Precio promedio (USD)
ABB PQFI (30A, trifásico)	8000 - 10000
Schneider AccuSine PCS+ (20-60A)	9000 - 13000
Eaton Power-Sure 700 (30A)	7500 - 9500
Filtro diseñado en este proyecto	2415

Nota. Elaboración Propia

El costo total de \$2415 para el filtro diseñado en este proyecto es significativamente más bajo que el de los filtros comerciales similares, que tienen un rango de precios que varía entre los \$7500 y los \$13000. Esta diferencia refleja la eficiencia en el diseño y la optimización de costos del proyecto, sin comprometer la calidad ni el rendimiento del sistema. Al elegir

componentes de calidad industrial, junto con el uso de tecnologías avanzadas de control y medición, se ha logrado un balance adecuado entre costo y funcionalidad, lo que hace que la solución propuesta sea económicamente atractiva en comparación con los filtros comerciales más caros.

Tabla 24

Enlaces de adquisición de componentes para el filtro activo de potencia

Componente	Proveedor	Enlace de Adquisición
Transistores IGBT	Amazon	https://www.amazon.com/AJDFVHJF-Module-7MBR50SB120-50-1200V-Modules/dp/B0DGGK4D3GF
Inductores	RS Components	https://es.rs-online.com/web/p/inductores-de-potencia/1048445
Capacitores	MercadoLibre	https://listado.mercadolibre.com.ar/capacitores-para-corregir-factor-de-potencia
Diodos rectificadores	Electrónica B&P	https://www.electronicabyp.com.ar/producto/50hf120-diodo-rectificador-50a-1200v-catodo-rosca-m8x125/
Sensores de corriente	MercadoLibre	https://listado.mercadolibre.com.ar/sensor-efecto-hall
Microcontrolador/D SP	Texas Instruments	https://www.ti.com/es-mx/microcontrollers-mcus-processors/c2000-real-time-control-mcus/overview.html
PLL integrado	Didácticas Electrónicas	https://www.didacticaselectronicas.com/shop/lm565-circuito-integrado-phase-locked-loop-pll-lm565-33243?category=450
Adquisición de datos	Amazon	https://www.amazon.com/-/es/adquisici%C3%B3n-779026-01-National-Instruments-USB-6009/dp/B0819ZJSYL

Nota. Elaboración Propia

4.4 Discusión

La calidad de la energía eléctrica es un aspecto crítico en los sistemas de baja y media tensión, particularmente en la mitigación de armónicos que afecta su estabilidad y rendimiento. En este contexto, diversos estudios han desarrollado soluciones para abordar este problema, empleando técnicas y tecnologías variadas. El diseño y simulación del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC presentado en esta investigación no solo representa un avance significativo en este campo, sino que también establece un marco de comparación con los resultados de investigaciones previas, permitiendo evidenciar las fortalezas y limitaciones de cada enfoque.

Uno de los aspectos más relevantes en el análisis de los resultados es la reducción de la distorsión armónica total (THD). En este estudio, se logró reducir el THD del 33.86% al 1.23% tras la implementación del filtro diseñado, alcanzando niveles que cumplen ampliamente con los límites establecidos por la norma IEEE 519-1992. Este resultado es destacable al compararse con el trabajo de Llumitaxi et al. (2022), quienes obtuvieron reducciones del THD de 7,23% a 1,42% en la fase a, de 5,62% a 0,65% en la fase b, y de 4,85% a 0,44% en la fase c en un sistema de generación fotovoltaica. Aunque ambos estudios logran reducciones significativas, el presente trabajo demuestra ser más efectivo al abordar un nivel inicial de distorsión armónica mucho más elevado, lo que subraya la robustez del diseño propuesto.

Por su parte, Ocaña y Ortiz (2023) analizaron el uso de un filtro activo de potencia aplicado a diferentes cargas, obteniendo reducciones notables del THDi. Por ejemplo, para una carga de 10 Ω , el THDi se redujo de 18,69% a 5,59%, y para una carga de 100 Ω , de 22,54% a 2,03%. Aunque estos valores cumplen con los límites de IEEE 519, se observa que el diseño con combinación LCLC presentado en esta investigación logra un mayor grado de mitigación al reducir el THD al 1.23% independientemente de las condiciones iniciales de carga. Además, este trabajo ofrece un análisis detallado de los armónicos específicos, como el quinto (h5) y el séptimo (h7), que fueron reducidos de 26,38% a 0,66% y de 18,42% a 0,59%, respectivamente. Este nivel de detalle no está presente en el estudio de Ocaña y Ortiz, lo que resalta la precisión y profundidad del análisis realizado en la presente investigación.

En el caso del trabajo de Dávila y Pérez (2023), orientado a la mitigación de armónicos en parques eólicos mediante diferentes configuraciones de filtros, los resultados muestran una reducción del THDi de 11,99% a 4,9% con un filtro amortiguado simple, a 5,1%. con un filtro paso alto, ya 2.5% con un filtro tipo C. Si bien estos valores son satisfactorios, no alcanzan el nivel de reducción logrado en el presente estudio, donde el filtro diseñado llevó el THD a un valor de 1.23%. Además, la implementación de un único filtro con acoplamiento LCLC demuestra ser una solución más eficiente y menos compleja, particularmente para sistemas eléctricos de baja y media tensión.

Por otro lado, la investigación aplicada a la pala eléctrica minera P&H 4100XPC DC, que reportó un THD inicial del 26.97% y un TDD del 45%, mostró limitaciones al no cumplir con los estándares de IEEE 519-2014. Aunque se utilizó un análisis detallado mediante MATLAB-Simulink, los resultados no alcanzaron una mitigación efectiva. Comparado con este trabajo, donde se logró reducir el THD al 1.23% y todos los armónicos individuales se

mantuvieron dentro de los límites permitidos, se evidencia la superioridad del diseño con acoplamiento LCLC en términos de efectividad y conformidad normativa. Esto resalta la versatilidad del diseño propuesto, que puede adaptarse a sistemas más exigentes.

Otro aspecto destacado del presente estudio es la capacidad del filtro para reducir armónicos específicos de manera precisa. Armónicos como el quinto y el séptimo son críticos en sistemas eléctricos, y su atenuación efectiva es esencial para mejorar la calidad de la energía. En esta investigación, estos armónicos fueron reducidos significativamente, lo que contribuyó a cumplir con los requisitos de IEEE 519-1992. En comparación, otros estudios, como el de Llumitaxi et al., se enfocaron en reducir el THD general sin un desglose detallado por frecuencias específicas, lo que limita el análisis de su efectividad en armónicos particulares.

En conclusión, la implementación del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC propuesta en esta presenta ventajas significativas frente a estudios previos en términos de investigación de reducción del THD, atenuación de armónicos específicos y cumplimiento con normativas internacionales. Mientras que investigaciones como las de Llumitaxi et al. y Dávila y Pérez lograron mejoras notables en contextos específicos, este trabajo aborda un problema más complejo con niveles iniciales de distorsión elevados y lo resuelve de manera eficiente. Asimismo, al compararlo con el trabajo de Ocaña y Ortiz, el diseño propuesto destaca por su capacidad de mitigar armónicos críticos y ofrecer una solución integral, lo que lo posiciona como una contribución valiosa para mejorar la calidad de la energía eléctrica en sistemas de baja y media tensión.

CONCLUSIONES

OG: A través del desarrollo de esta investigación, se logró diseñar y simular un filtro activo en paralelo con una topología LCLC, orientado a la mejora de la calidad de energía tanto en sistemas de baja como de media tensión. El modelo propuesto permitió la identificación, compensación y atenuación de los armónicos de 5.º, 7.º y 11.º orden generados por cargas no lineales, aplicando técnicas de transformación de coordenadas, estrategia de modulación PWM basada en la comparación entre señales de referencia y una portadora triangular. Las simulaciones demostraron que la distorsión armónica total (THD) se redujo significativamente, alcanzando una disminución superior al 95 %, en cumplimiento con los lineamientos establecidos por la norma IEEE 519. Esta implementación evidencia la efectividad del filtro diseñado para operar en diferentes niveles de tensión, proporcionando una solución viable para entornos residenciales, comerciales e industriales que requieran una mejora en la calidad de energía.

OE1: La implementación de las Transformaciones de Park (D-Q) y de Clarke ha demostrado ser una herramienta eficaz para identificar y analizar los armónicos en sistemas eléctricos de baja y media tensión. Estas transformaciones permiten convertir señales trifásicas variables en el tiempo a valores constantes, lo que facilita el análisis y la identificación de componentes armónicas. Este enfoque proporciona una base sólida para la implementación de soluciones de filtrado que mejoren la calidad de la energía en los sistemas analizados

OE2: El diseño del inversor trifásico con acoplamiento LCLC resultó en una compensación eficaz de los armónicos. Antes de la implementación, el quinto armónico tenía una magnitud del 26.38%, el séptimo del 18.42% y el undécimo del 10.33%. Después de la implementación del filtro, estos valores se redujeron a 0.66%, 0.59% y 0.63%, respectivamente. Esto demuestra una reducción del 97.50% en el quinto armónico, del 96.80% en el séptimo y del 93.90% en el undécimo, evidenciando la alta eficiencia del filtro LCLC en la mitigación de estos armónicos

OE3: La implementación de la modulación PWM mediante comparación con portadora triangular ha permitido generar adecuadamente las señales de conmutación del inversor trifásico, regulando la corriente de compensación necesaria para la mitigación de armónicos. Los resultados obtenidos evidencian una mejora en la calidad de la energía del sistema,

reflejada en una reducción de las distorsiones armónicas y en una operación más estable de la red eléctrica.

OE4: El desarrollo del sistema de seguimiento de fase (PLL) ha mejorado significativamente la sincronización del filtro LCLC con la red eléctrica. El PLL aseguró que las señales de corrección se apliquen correctamente, minimizando las distorsiones armónicas. Este sistema permitió ajustar continuamente la frecuencia y fase para mantener el filtro alineado con la red, optimizando la atenuación de armónicos y asegurando una integración más eficiente del filtro activo en el sistema eléctrico.

OE5: Las simulaciones realizadas en Simulink/MATLAB confirmaron la eficacia del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC en la atenuación de armónicos. Antes de la implementación del filtro, la distorsión armónica total (THD) era del 33.86%. Después de la simulación y la implementación del filtro, el THD se redujo a 1.23%, mostrando una mejora del 96.37% en la calidad de la energía eléctrica. Estos resultados validan la viabilidad del diseño propuesto para mejorar la calidad de la energía en sistemas eléctricos de baja y media tensión.

RECOMENDACIONES

Se recomienda continuar optimizando el diseño del inversor trifásico con acoplamiento LCLC para maximizar la compensación de armónicos. La configuración de inductores y capacitores debe ajustarse regularmente para adaptarse a las variaciones en las condiciones operativas y de carga, asegurando así una atenuación armónica constante y eficiente.

Para alcanzar una mayor exactitud en la compensación de armónicos, resulta conveniente optimizar la estrategia de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular. Para ello, se debe ajustar adecuadamente la frecuencia de conmutación, la amplitud de la portadora y las señales de referencia generadas por el sistema de control, con el fin de asegurar una correcta respuesta del inversor ante las variaciones de la corriente de carga. De esta manera, se mejora la regulación de la corriente de compensación y se contribuye a una mayor reducción de las distorsiones armónicas presentes en el sistema eléctrico.

Asimismo, se sugiere continuar con el desarrollo e implementación de sistemas de seguimiento de fase (PLL), a fin de asegurar una sincronización adecuada entre el filtro activo y la red eléctrica. La actualización y el mantenimiento constante del sistema PLL permiten garantizar que el filtro LCLC opere en fase con la red, mejorando la reducción de armónicos y favoreciendo la estabilidad del sistema eléctrico.

Finalmente, se recomienda analizar la incorporación de fuentes de energía renovable, como paneles solares o aerogeneradores, junto con el sistema de filtrado LCLC. Esta integración puede contribuir a incrementar la eficiencia energética global del sistema, además de reducir los costos operativos y apoyar el cumplimiento de metas relacionadas con la sostenibilidad ambiental.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Alvarado, H., y Ramírez, J. (2010). Metodología para el análisis de propagación y filtrado de armónicas en sistemas eléctricos. Mexico DF: Instituto Politecnico Nacional.
- Alzate, A., Murillo, D., y Silva, R. (2016). Prototipo para la compensación de armónicos en sistemas trifásicos. *Tecnura*, 20(50), 96–105.
<https://doi.org/10.14483/udistrital.jour.tecnura.2016.4.a07>
- Astorga, J. (2014). Application of linear regression models to determine the current and voltage harmonics. *Ingeniería Energética*, 35(3), 241-234. Obtenido de <https://rie.cujae.edu.cu/index.pHP/RIE/article/view/408>
- Bagi, Sujata. M., Fatima.N. Kudchi, y Shridevi Bagewadi. (2020). Power Quality Improvement using a Shunt Active Power Filter for Grid Connected Photovoltaic Generation System. 2020 *IEEE Bangalore Humanitarian Technology Conference (B-HTC)*.
<https://doi.org/10.1109/B-HTC50970.2020.9298001>
- Casilimas Peña, Alexander. (2016). *Diseño y simulación de un filtro activo trifásico Shunt usando el algoritmo $Icos(\phi)$* . Utp.edu.co; Pereira: Universidad Tecnológica de Pereira.
<https://hdl.handle.net/11059/7430>
- Collana, F. (2020). *Diseño de un filtro activo de potencia tipo Shunt Inversor de tres niveles basados en el método de detección de corriente de referencia síncrona y un controlador multinivel de Histéresis de corriente para la compensación de corrientes armónicas para la aplicación de una pala eléctrica minera P&H 4100XPC DC*. Ucsm.edu.pe; Universidad Católica de Santa María.
<https://repositorio.ucsm.edu.pe/handle/20.500.12920/10143>
- Davila, J., y Perez, P. (2023). Propuestas de sistemas de filtros armónicos para mejorar la calidad de energía en un parque eólico de La Libertad. *Ucv.edu.pe*.
<https://hdl.handle.net/20.500.12692/132309>
- Díaz, I. (2023). Simulación de filtro activo shunt para aplicaciones en baja y media tensión en plataforma PLECS. *Udec.cl*. <http://repositorio.udec.cl/jspui/handle/11594/11274>

- Hernandez, J. (2020). Capítulo 2 - Filtros eléctricos pasivos. el Salvador: Universidad de El Salvador.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers (2022). IEEE Standards Association. <https://standards.ieee.org/ieee/519/3710/>
- Institute of Electrical and Electronics Engineers (2022). IEEE Standards Association. <https://standards.ieee.org/ieee/1159/6124/>
- Jurado, M., y Marín, J. (2017). Estudio y análisis de perturbaciones armónicas en la red de la Empresa Eléctrica Quito debido a la incorporación del Sistema Metro de Quito. *Epn.edu.ec*. <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17069>
- Khalid, S., Dwivedi, B., y Mishra, V. M. (2015). *Constant instantaneous power-based controller for a shunt active power filter under balanced, unbalanced, and distorted supply conditions*. <https://doi.org/10.1109/ccaa.2015.7148536>
- Llunitaxi, W., Pavón, W., Leony Ortiz, y Pozo, N. (2022). Hybrid Active Power Filter (APF) with Photovoltaic Generation integration for Voltage Profile Improvement. *Revista Técnica Energía*, 19(1), 100–109. <https://doi.org/10.37116/revistaenergia.v19.n1.2022.523>
- Muhlethaler, J., Schweizer, M., R. Blattmann, Kolar, J. W., y A. Ecklebe. (2013). Optimal Design of LCL Harmonic Filters for Three-Phase PFC Rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7), 3114–3125. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2225641>
- Ocaña, A., y Ortiz, I. (2023). *Estudio y simulación del uso de un filtro activo para la mitigación de armónicos de corriente en sistema eléctricos*. Udep.edu.pe; Universidad de Piura. <https://hdl.handle.net/11042/5807>
- Paja, R. (2023). *Diseño de filtros activos para el control y eliminación de armónicos en usuarios de baja tensión*. Ucsm.edu.pe; Universidad Católica de Santa María. <https://repositorio.ucsm.edu.pe/handle/20.500.12920/12658>
- Paladines, C. (2022). Filtrado de armónicos en un sistema de distribución con cargas no lineales para el control de la distorsión armónica. *Ups.edu.ec*. <http://dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/22554>

- Palomino, W., y Mendoza, V. (2018). Análisis de las corrientes armónicas en baja tensión y su incidencia a la calidad del producto del Hospital Regional del Cusco -2018. *Core.ac.uk*. <https://api.core.ac.uk/oai/oai:repositorio.unsaac.edu.pe:20.500.12918/4632>
- Ponce, M. (2020). Construcción de un filtro LCL monofásico para una estación de pruebas en la carrera de ingeniería en mantenimiento eléctrico. *Utn.edu.ec*. <http://repositorio.utn.edu.ec/handle/123456789/10647>
- Porras Fernández, D., Gomez Jorge, S., Busada, C., y Solsona, J. (2018). Estrategia de control para un convertidor DC-AC trifásico con un filtro LCLC de salida que alimenta una fuente de corriente de carga desconocida. Conferencia Argentina de Control Automático (AADECA), Buenos Aires, Argentina, 2018, pp. 1-6, doi: 10.23919/AADECA.2018.8577395.
- Reyes, E., Rodríguez, J., Robles, J. (2010). Aplicación de un filtro activo de corriente para mejorar la calidad de la energía en un sistema eléctrico industrial. *Ingeniería, Investigación Y Tecnología*, 11(4), 3. <https://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=8600157>
- Rodríguez Bravo, J. (2017). Identificación de patrones de comportamiento de armónicos en circuitos de distribución. Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas, Santa Clara. Obtenido de: <https://dspace.uclv.edu.cu/server/api/core/bitstreams/02ec85a6-cd96-4d1b-9868-620ae963183c/content>
- Rodríguez, A. (2017). *Propuesta de nueva función PWM para circuitos inversores*. Buap.mx; Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. <https://hdl.handle.net/20.500.12371/174>
- Rodríguez, L. (2001). *Estudio y aplicación de la norma IEEE 519- 1992 en la medición, análisis y eliminación de armónicos en sistemas industriales. Caso: CUAO Campus Valle del Lile*. Red UAO Home; Universidad Autónoma de Occidente. <http://hdl.handle.net/10614/6041>
- Sangita Das Biswas, Chowdhury, S., Nandi, C., y Das, B. (2023). *Power Quality Improvement with Hybrid Shunt Active Power Filter*. <https://doi.org/10.1109/PESGRE58662.2023.10404126>

Tupiza, P., Pavón, W., y Jaramillo, M. (2022). Total Harmonic Distortion Reduction Through Photovoltaic Generation and Unified Active Power Filter (UAPF) Reducción de la Distorsión Armónica Total a través de Generación Fotovoltaica y el Filtro Activo Unificado (UAPF). no, 19, 92-99.



ANEXOS

Anexo 1. Matriz de Consistencia

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN PARALELO CON ACOPLAMIENTO LCLC PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE BAJA Y MEDIA TENSIÓN				
Objetivos	Variables			
General	Variables Independientes	Dimensiones	Indicadores	Metodologías
Diseñar y simular un Filtro Activo en paralelo con conexión LCLC para mejorar la calidad de energía en sistemas de baja y media tensión, atenuando los armónicos de 5°, 7° y 11° orden, reduciendo el THD en un 95% según la norma IEEE 519.	Filtro activo de potencia en paralelo con acoplamiento LCLC.	VI: Diseño del Filtro. Capacidad de Atenuación de Armónicos. Método de Control.	VI: Filtro LCLC acoplado con un inversor trifásico. Eficiencia del filtro. Modulación PWM mediante comparación con portadora triangular Porcentaje de reducción de THD.	La presente investigación se alinea a una metodología de investigación cuantitativa. La presente investigación es de tipo aplicado.
Específicos	Variable Dependiente	Reducción de THD (Distorsión Armónica Total). VD: Reducción de Distorsión Armónica Total (THD). Mejora en la Calidad de la Energía.	Mediante comparación con portadora triangular VD: Reducción de Distorsión Armónica Total (THD). Mejora en la Calidad de la Energía	El diseño de esta investigación se clasifica como experimental.
Aplicar la Transformación de Park (D-Q) y la Transformación de Clarke para identificar y analizar armónicos en sistemas de baja y media tensión.	Atenuación de armónicos en los sistemas eléctricos de baja y media tensión.			
Diseñar un inversor trifásico con acoplamiento LCLC, como componente central del Filtro Activo de Potencia en paralelo para una compensación eficaz de armónicos.				
Implementar una técnica de modulación PWM mediante comparación con portadora triangular, con el propósito de controlar la conmutación del inversor trifásico y regular				

la corriente de compensación necesaria para la atenuación de armónicos.				
Desarrollar un sistema de seguimiento de fase (PLL) para sincronizar el filtro LCLC con la red eléctrica, optimizando la atenuación de armónicos.				
Simular el diseño y funcionamiento del filtro activo de potencia con acoplamiento LCLC en Simulink/MATLAB, verificando la eficacia en la atenuación de armónicos.				



REGISTRADOR DE
ENERGIA



REGISTRADOR DE ENERGIA



REGISTRADOR DE
ENERGIA



SOBRECARGA