



Universidad de Cuenca

Facultad de Ingeniería

Maestría en Electricidad mención Redes Eléctricas Inteligentes

“Diseño y simulación de un filtro activo para redes eléctricas monofásicas residenciales mediante un controlador P.I.”

Trabajo de titulación previo a la obtención del título de Magíster en Electricidad mención Redes Eléctricas Inteligentes

AUTOR: Tnlg. David Antonio Feijoo Mendieta, Ing.
C.I. 0105294334
Correo electrónico: david_feijoo87@hotmail.com

DIRECTOR: MSc. Ciro Mauricio Larco Barros, PhD.
C.I. 0102117082

Cuenca, Ecuador

2021-julio-29



DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO PARA REDES ELÉCTRICAS MONOFÁSICAS RESIDENCIALES MEDIANTE UN CONTROLADOR P.I.

RESUMEN

Ante la expansión de Tecnologías de la Información y Comunicación (TIC) en el siglo XXI, dispositivos como computadoras, teléfonos móviles, convertidores de señal, variadores de velocidad de motores eléctricos entre otros, son parte de cargas de tipo no lineal, han puesto de manifiesto perturbaciones en la onda de corriente eléctrica distorsionándola respecto a la señal a frecuencia fundamental, lo cual ha generado efectos negativos en la vida útil de elementos del circuito eléctrico y consecuentemente reduciendo la calidad de energía eléctrica de la red.

El presente trabajo de titulación promueve el aporte a la investigación en el contexto de control de sistemas eléctricos, el diseño y simulación del filtro activo tiene el fin de mitigar distorsiones armónicas de corriente (THDi, por sus siglas en inglés) y compensar potencia reactiva. El controlador es del tipo proporcional integral (PI) y la extracción armónica se realiza en el marco de referencia síncrono (DQ) y las pruebas de dinamismo se basan en simulaciones en diferentes contextos de carga y comparaciones con otras técnicas de control.

El objetivo radica que el filtro activo cumpla con las recomendaciones establecidas en el estándar IEEE 519-2014, referente a los rangos máximos admisibles de distorsión total armónica (THD, por sus siglas en inglés) de señales de intensidad de la corriente eléctrica. Para el efecto, el trabajo de titulación se realizó con base en la metodología investigación-acción (IA) con un enfoque es comparativo y su alcance es constructorista.

En los 7 escenarios de prueba del filtro activo, frente a diversas cargas no lineales y variación de la distancia entre la red secundaria y el cliente del servicio eléctrico, el filtro activo reduce un 89.92% la THDi en condiciones nominales de carga en el punto de acople común (PCC, por sus siglas en inglés) cuyos valores se encuentran en el rango admisible del estándar IEEE 519-2014.

PALABRAS CLAVES: Armónico. Carga no lineal. Controlador. Estándar. Filtro activo. Mitigación. Potencia. Prácticas. Proceso. Regulación. Pruebas. Sistema.



ABSTRACT

Faced with the expansion of Information and Communication Technologies in the 21st century, devices such as computers, mobile phones, signal converters, speed variators of electric motors, among others, are part of non-linear loads, they have revealed disturbances in the wave of electric current distorting it with respect to the signal at fundamental frequency, which has generated negative effects on the useful life of elements of the electric circuit and consequently reducing the quality of electric power in the network.

The present degree work promotes the contribution to research in the context of control of electrical systems, the design and simulation of the active filter has the purpose of mitigating harmonic current distortions (THDi) and compensating reactive power. The controller is of the proportional-integral (PI) type and the harmonic extraction is carried out in the synchronous reference frame (DQ) and the dynamics tests are based on simulations in different load contexts and comparisons with other control techniques.

The objective is that the active filter complies with the recommendations established in the IEEE 519-2014 standard, referring to the maximum admissible ranges of total harmonic distortion (THD) of electrical current intensity signals. For this purpose, the degree work was carried out based on the action research methodology (IA) with a comparative approach and its scope is constructionist.

In the 7 test scenarios of the active filter, in the face of various non-linear loads and variation in the distance between the secondary network and the electric service customer, the active filter reduces the THDi by 89.92% under nominal load conditions at the point of Common Coupling (PCC) whose values are within the allowable range of the IEEE 519-2014 standard.

KEYWORDS: Active filter. Controller. Harmonic. Mitigation. Nonlinear Load. Power. Practices. Process. Regulation. Standard. System. Testing.



ÍNDICE DE CONTENIDO

RESUMEN	i
ABSTRACT.....	ii
ÍNDICE DE CONTENIDO	iii
ÍNDICE DE TABLAS	iv
ÍNDICE DE FIGURAS.....	v
GLOSARIO	vi
AGRADECIMIENTOS	vii
CAPÍTULO 1: INSTRUCCIÓN AL TEMA DE INVESTIGACIÓN.....	1
1.1 Introducción	1
1.2 Análisis del Problema.....	2
1.2.1 Antecedentes.....	2
1.2.2 Definición táctica del problema.....	2
1.2.3 Revisión del estado del arte	3
1.2.4 Propuesta	4
1.3 Objetivo General	4
1.4 Objetivos Específicos.....	5
1.5 Alcance.....	5
CAPÍTULO 2: CALIDAD DE ENERGÍA	6
2.1 Introducción	6
2.2 Calidad de energía en un sistema eléctrico	6
2.3 Normalizaciones del servicio eléctrico	8
2.3.1 Regulación Nro. ARCONEL 005/18.....	8
2.3.2 Estándar IEEE 519	10
2.4 Afecciones en la calidad de energía eléctrica de un sistema.....	12
2.4.1 Disturbio	12
Ing. David Antonio Feijoo Mendieta	iii



2.4.2 Parpadeo	13
2.4.3 Interrupción	15
2.4.4 Sobre-voltaje.....	15
2.4.5 Bajo-voltaje	16
2.4.6 Transitorios.....	17
2.4.7 Variaciones	18
2.4.7.1 Variaciones de frecuencia.....	19
2.4.7.2 Variaciones de voltaje.....	20
2.4.8 Desbalance.....	21
2.4.9 Distorsión de forma de onda de una señal.....	21
2.4.10 Armónicos	22
2.4.10.1 Causas de origen.....	24
2.4.10.2 Efectos en el sistema eléctrico	25
2.4.10.2.1 Distorsión armónica total.....	26
2.4.10.3 Características de los armónicos.....	27
2.4.10.3.1 Frecuencia	28
2.4.10.3.2 Secuencia	28
2.5 Soluciones de problemas de calidad de energía eléctrica ocasionados por armónicos... 29	
2.5.1 Filtros Pasivos de potencia	30
2.5.2 Filtros Activos de potencia.....	31
2.5.2.1 Topologías.....	33
2.5.2.2 Estructura.....	34
2.5.2.3 Campos de actuación	35
2.5.3 Filtros híbridos.....	35
CAPÍTULO 3: DISEÑO, SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR P.I. Y SIMULACIÓN DEL FILTRO ACTIVO.....	37



3.1	Introducción	37
3.2	Diseño del prototipo	38
3.2.1	Características funcionales del proyecto	38
3.2.2	Dimensionamiento de dispositivos.....	38
3.2.2.1	<i>Planta de control de voltaje del filtro capacitivo</i>	38
3.2.2.2	<i>Dispositivos inductivos del sistema</i>	40
3.2.3	Sistema de control del prototipo.....	43
3.2.3.1	<i>Flujograma operacional del filtro activo</i>	45
3.2.3.2	<i>Etapa de sincronización de fase PLL</i>	46
3.2.3.3	<i>Extracción de la componente armónica de referencia</i>	49
3.2.3.4	<i>Modelado de la salida A.C. del inversor</i>	57
3.2.3.5	<i>Modelado del control del filtro activo</i>	60
3.2.3.6	<i>Modelado del controlador de la barra dc</i>	65
3.2.3.7	<i>Etapa de potencia</i>	69
3.3	Simulación del filtro activo.....	71
3.3.1	Pruebas simuladas funcionales	73
3.3.1.1	<i>Prueba a lazo abierto</i>	74
3.3.1.2	<i>Prueba a lazo cerrado</i>	76
3.3.1.3	<i>Pruebas simuladas de dinamismo</i>	78
3.3.1.3.1	<i>Carga fija con baja no linealidad</i>	78
3.3.1.3.2	<i>Carga fija con alta no linealidad</i>	80
3.3.1.3.3	<i>Carga variable</i>	82
3.3.1.3.4	<i>Variación de la inductancia de la red al 50% del nominal</i>	84
3.3.1.3.5	<i>Variación de la inductancia de la red al 150% del nominal</i>	86
CAPÍTULO 4: ANÁLISIS DE RESULTADOS		88
4.1	Introducción	88



4.2 Análisis de resultados prueba lazo abierto	88
4.3 Análisis de resultados prueba lazo cerrado	88
4.4 Análisis de resultados prueba a carga fija con baja no linealidad.....	89
4.5 Análisis de resultados prueba a carga fija con alta no linealidad.....	89
4.6 Análisis de resultados prueba en carga variable.....	90
4.7 Análisis de resultados prueba con valor de L1 al 50% del nominal	91
4.8 Análisis de resultados prueba con valor de L1 al 150% del nominal	91
4.9 Comparación operativa del filtro activo en estados dinámicos de L1.....	91
4.10 Comparación del THDi en los puntos de carga y de acople común	93
4.11 Comparación operativa del filtro activo con otras técnicas de control	93
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	95
5.1 Conclusiones	95
5.2 Recomendaciones.....	96
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	97
ANEXOS	101



ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 1

Tabla 1.1: Distorsión armónica compensación SMC y método DQ.....	3
Tabla 1.2: Distorsión armónica total de fases individuales filtro Kalman.....	4

CAPÍTULO 2

Tabla 2.1: Definiciones de calidad de energía	7
Tabla 2.2: Obligaciones distribuidor y consumidor.....	9
Tabla 2.3: Límites de distorsión de voltaje para sistemas eléctricos hasta voltaje 161 kV	11
Tabla 2.4: Límites de distorsión de corriente para sistemas eléctricos entre 120 V y 69 kV	11
Tabla 2.5: Límites para el índice de nivel de voltaje	20
Tabla 2.6: Orden de armónicos y secuencia para redes eléctricas a frecuencia de 60 Hz	29

CAPÍTULO 4

Tabla 4.1: Distorsión armónica sistema lazo abierto respecto al estándar IEEE 519.....	88
Tabla 4.2: Distorsión armónica sistema lazo cerrado respecto al estándar IEEE 519.....	88
Tabla 4.3: Distorsión armónica sistema con baja no linealidad respecto al estándar IEEE 519.....	89
Tabla 4.4: Distorsión armónica sistema con alta no linealidad respecto al estándar IEEE 519.....	90
Tabla 4.5: Distorsión armónica sistema con carga variable respecto al estándar IEEE 519.....	90
Tabla 4.6: Distorsión armónica sistema con L1 al 50% respecto a IEEE 519.....	91
Tabla 4.7: Distorsión armónica sistema con L1 al 150% respecto a IEEE 519.....	91
Tabla 4.8: Distorsiones armónicas en el PCC de acuerdo al dinamismo de L1	92



ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 2

Figura 2.1: Visión de THDi de una red eléctrica conectada una carga no lineal.....	7
Figura 2.2: Forma de onda de corriente eléctrica distorsionada THDi 48.23%.....	8
Figura 2.3: Punto de conexión común para clientes de energía eléctrica	10
Figura 2.4: Disturbio en onda monofásica de voltaje y corriente por uso de convertidor	13
Figura 2.5: Sensibilidad ocular al flicker	14
Figura 2.6: Efecto de la interrupción de una señal de energía eléctrica.....	15
Figura 2.7: Evento de un “SWELL”	16
Figura 2.8: Evento de un “SAG”	17
Figura 2.9: Transitorio en señal eléctrica de voltaje	18
Figura 2.10: Dimensionamiento de tensión en función de la frecuencia.....	19
Figura 2.11: Forma de onda a frecuencia fundamental de corriente trifásica.....	23
Figura 2.12: Incidencia del tercer armónico en corriente de la red.....	23
Figura 2.13: Forma de onda de corriente distorsionada por uso de carga no lineal.....	24
Figura 2.14: Causas de armónicos en la red eléctrica	25
Figura 2.15: Efectos de armónicos en la red eléctrica	26
Figura 2.16: Armónicos en red monofásica.....	28
Figura 2.17: Banco de capacitores fijo	30
Figura 2.18: Diagrama de Bode filtro pasivo pasa bajo RC frecuencia de corte 60 Hz	31
Figura 2.19: Esquematización de un filtro activo en contexto de la red.....	32
Figura 2.20: Distorsión armónica con filtro activo AHF 010.....	33
Figura 2.21: Topologías de conexión de un filtro activo a la red eléctrica.....	33
Figura 2.22: Estructura básica de un filtro activo de potencia.....	34
Figura 2.23: Estructura filtro híbrido serie-paralelo	36
Figura 2.24: Estructura filtro híbrido paralelo-paralelo.....	36

CAPÍTULO 3

Figura 3.1: Esquema de integración del filtro activo de potencia.....	37
Figura 3.2: Tensión eléctrica en la salida del inversor con corriente hacia la red	40
Figura 3.3: Diagrama de bloques de un controlador PI.	44
Figura 3.4: Consideración bobina en la red	45



Figura 3.5: Diagrama de flujo de la red y filtro activo.....	46
Figura 3.6: Representación gráfica de fase de una señal.....	47
Figura 3.7: Sistema de sincronización de fase del filtro activo	48
Figura 3.8: Señales salientes del PLL respecto a frecuencia de la red	49
Figura 3.9: Secuencia de fases abc respecto a componentes estacionarias $\alpha\beta$	50
Figura 3.10: Relación entre ejes a y q	51
Figura 3.11: Relación entre ejes a y d	51
Figura 3.12: Extracción de la componente armónica de la red	52
Figura 3.13: Señal de corriente armónica de referencia para una carga menor a 2 A.....	53
Figura 3.14: Corriente compensada sin considerar L1 en la red	53
Figura 3.15: Corriente armónica de referencia y de compensación sin considerar L1	54
Figura 3.16: Medición de THDi en el PCC como carga no lineal sin considerar L1.....	54
Figura 3.17: Corriente compensada considerando L1 en la red	55
Figura 3.18: Corriente armónica de referencia y de compensación considerando L1	55
Figura 3.19: Medición de THDi en el PCC como carga no lineal considerando L1.....	56
Figura 3.20: Relación entre ejes a y q	57
Figura 3.21: Relación entre ejes a y d	57
Figura 3.22: Inversor de voltaje de cuatro pulsos.....	59
Figura 3.23: Diagrama de bloques planta RL saliente del inversor.....	59
Figura 3.24: Diagrama de bloques del controlador del puente H.....	60
Figura 3.25: Señal PWM portadora generada del controlador PI de corriente.....	61
Figura 3.26: Lazo de control de corriente del filtro activo.....	61
Figura 3.27: Diagrama de control PI de corriente del inversor para calibración de ganancias	64
Figura 3.28: Identificación de valores PI de control de corriente del inversor	64
Figura 3.29: Controlador PI de voltaje de l barra de	65
Figura 3.30: Lazo de control de voltaje de la barra dc	66
Figura 3.31: Diagrama de control PI de voltaje de la barra dc para calibración de ganancias	68
Figura 3.32: Identificación de valores PI del control de voltaje de la barra dc	68
Figura 3.33: IGBT IR 20 kHz 600 V/50 A/175 C°	69
Figura 3.34: Corriente de compensación medio ciclo positivo con IGBT's 1 y 3 activos.....	70
Figura 3.35: Corriente de compensación medio ciclo negativo con IGBT's 2 y 4 activos.....	71
Figura 3.36: Diseño general simulado del filtro activo	72



Figura 3.37: Red eléctrica monofásica conectada a carga no lineal a lazo abierto	74
Figura 3.38: Ondas de corriente eléctrica en PCC y carga en lazo abierto	75
Figura 3.39: Espectro de distorsión armónica en PCC y carga a lazo abierto.....	75
Figura 3.40: Red eléctrica monofásica conectada a carga no lineal a lazo cerrado	76
Figura 3.41: Señales de corriente en PCC y carga RL en lazo cerrado.....	76
Figura 3.42: Señales de voltaje de referencia y de la barra dc del filtro	77
Figura 3.43: Espectro de distorsión armónica en PCC a lazo cerrado	77
Figura 3.44: Prueba de dinamismo del filtro activo con carga a baja no linealidad.....	78
Figura 3.45: Señales de corriente en PCC y carga con baja no linealidad	79
Figura 3.46: Señales de voltaje de referencia y barra dc carga con baja no linealidad	79
Figura 3.47: Espectro de distorsión armónica en PCC carga baja no linealidad.....	80
Figura 3.48: Prueba de dinamismo del filtro activo con carga en alta no linealidad.....	80
Figura 3.49: Señales de corriente en PCC y carga con alta no linealidad	81
Figura 3.50: Señales de voltaje de referencia y barra dc carga con alta no linealidad	81
Figura 3.51: Espectro de distorsión armónica en PCC carga alta no linealidad.....	82
Figura 3.52: Prueba de dinamismo del filtro activo con carga variable.....	82
Figura 3.53: Seguimiento a componentes armónicas de la red a carga variable.....	83
Figura 3.54: Espectro de distorsión armónica en PCC carga variable	83
Figura 3.55: Señales de voltaje de referencia y barra dc en red a carga variable.....	84
Figura 3.56: Señales de corriente en PCC y carga variable.....	84
Figura 3.57: Señales de corriente en PCC al 50% del L1.....	85
Figura 3.58: Señales de voltaje de referencia y barra dc al 50% de L1.....	85
Figura 3.59: Espectro de distorsión armónica en PCC al 50% de L1	86
Figura 3.60: Señales de corriente en PCC y carga al 150% de L1	86
Figura 3.61: Señales de voltaje de referencia y barra dc al 150% de L1.....	86
Figura 3.62: Espectro de distorsión armónica en PCC al 150% de L1	87

CAPÍTULO 4

Figura 4.1: Distorsiones armónicas de corriente en PCC en variación de L1	92
Figura 4.2: Histograma porcentual THDi en pruebas del filtro activo en carga y PCC.....	93
Figura 4.3: Resultados de operación del filtro activo y prototipos del estado del arte.....	94
Figura 4.4: Eficiencia operativa del filtro activo y prototipos del estado del arte.....	94



GLOSARIO

AC: Alternating Current, Corriente alterna

APF: Active Power Filter, Filtro Activo de Potencia

ARCONEL: Agencia de Regulación y Control de Electricidad

BJT: Bipolar Junction Transistor, Transistor de union bipolar

CONELEC: Consejo Nacional de Electricidad

CRT: Cathode Ray Tube, Tubo de rayos catódicos

DC: Direct Current, Corriente directa

DSP: Digital Signals Processor, Procesador Digital de Señales

FFT: Fast Fourier Transform, Transformada Rápida de Fourier

Flicker: Parpadeo

IEC: International Electrotechnical Commission, Comisión Electrotécnica Internacional

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos

IED: Intelligent Electronic Device, Dispositivo Electrónico Inteligente

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor, Transistor bipolar de puerta aislada

IA: Investigación-acción

IL: Load current, Corriente de Carga

ISC: Short circuit current, Corriente de corto circuito

MATLAB: Programa de aplicación, Matrix Laboratory, Laboratorio de matrices

MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, Transistor, Transistor de efecto de campo metal-óxido semiconductor

MPC: Model Predictive Control, Modelo de control predictivo

PCC: Point Coupling Common, Punto de acople común

PI: Proporcional Integral

PLL: Phase Locked Loop, Lazo de seguimiento de fase

PPF: Passive Power Filter, Filtro pasivo de potencia

PWM: Pulse Width Modulated, Modulación por ancho de pulso

PSO: Particle Swarm Optimization, Optimización por Enjambre de Partículas

PST: Índice de severidad de corta duración

PLT: Índice de severidad de larga duración



RC: Repetitive Control, Control Repetitivo

RMS: Root Mean Square, Valor Medio Cuadrático

RNA: Redes Neuronales Artificiales

SEP: Sistema Eléctrico de Potencia

SCADA: Supervisory Control And Data Acquisition, Sistema de Supervisión y Adquisición de Datos

SIMULINK: Toolbox especial de MATLAB que sirve para simular el comportamiento de los sistemas dinámicos

SMC: Sliding Modes Control, Control de modos deslizantes

TDD: Total Demand Distortion, Distorsión total de la demanda

TGM: Tablero General de Medición

THD: Total Harmonic Distortion, Distorsión total armónica

TIC: Tecnologías de la Información y Comunicación

TTL: Transistor Transistor Logic, Lógica transistor a transistor

UPS: Uninterruptible Power Supply, Fuente de alimentación ininterrumpida

VCO: Voltage Controlled Oscillator, Oscilador controlado por voltaje

VDE: Federación Alemana de Industrias Electrotécnicas, Electrónicas y de Tecnología de la Información

VSC: Voltage Source Converter, Convertidor en Fuente de Voltaje



Cláusula de licencia y autorización para publicación en el Repositorio Institucional

Yo, David Antonio Feijoo Mendieta, en calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales del trabajo de titulación “Diseño y simulación de un filtro activo para redes eléctricas monofásicas residenciales mediante un controlador P.I.”, de conformidad con el Art. 114 del CÓDIGO ORGÁNICO DE LA ECONOMÍA SOCIAL DE LOS CONOCIMIENTOS, CREATIVIDAD E INNOVACIÓN reconozco a favor de la Universidad de Cuenca una licencia gratuita, intransferible y no exclusiva para el uso no comercial de la obra, con fines estrictamente académicos.

Asimismo, autorizo a la Universidad de Cuenca para que realice la publicación de este trabajo de titulación en el repositorio Institucional, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Cuenca, 29 de julio de 2021

David Antonio Feijoo Mendieta
C.I.: 0105294334

Ing. David Antonio Feijoo Mendieta



Cláusula de Propiedad Intelectual

Yo, David Antonio Feijoo Mendieta, autor del trabajo de titulación “Diseño y simulación de un filtro activo para redes eléctricas monofásicas residenciales mediante un controlador P.I.”, certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, 29 de julio de 2021

David Antonio Feijoo Mendieta
C.I.: 0105294334

Ing. David Antonio Feijoo Mendieta



AGRADECIMIENTOS

Al Ing. Ciro Larco PhD, quien por su acertada detección de la temática a realizar en el presente trabajo, aportó y motivó al desarrollo de la tesis en calidad de Director con base al uso de la mayéutica, Dr.-Ing. Marcelo Pozo Palma, Jefe del Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional, Dr. Francisco Triveno Vargas, Director de sistemas de control de Aviación del Brasil cuyos aportes complementaron la operatividad del filtro activo, Ing Juan L. Espinoza PhD, e Ing. Edgar Ochoa MSc, por su oportuna respuesta en las interrogantes suscitadas a nivel administrativo, Ing. Luis González PhD, por su guía en consideraciones de diseño del prototipo, Ing. Martín Ortega MSc. en los aportes al desarrollo del proyecto y a todos los catedráticos que en cada módulo han dado lo mejor de sí para la formación académica. A mi familia que siempre ha valorado el tiempo de dedicación a lo largo de mi formación en la presente Maestría.

David Antonio Feijoo Mendieta



CAPÍTULO 1: INSTRUCCIÓN AL TEMA DE INVESTIGACIÓN

1.1 Introducción

En el mundo hay un gran interés por solucionar las distorsiones causadas por las cargas reactivas y no activas ya que para las redes de distribución no cumplen con la transmisión total de energía, es decir, que la energía entregada por la red, no es convertida totalmente en trabajo lo cual perjudica a la red que presta el servicio eléctrico, ya que al tener más energía eléctrica circulando en sus redes deben aumentar el calibre de sus conductores, incrementando los costos de la infraestructura eléctrica. Por ello es importante que el consumidor cumpla con ciertos requisitos, principalmente asociados con el factor de potencia y distorsión armónica total. El factor de potencia es la relación de la potencia activa y la potencia aparente y, el THD es la sumatoria de la distorsión armónica que se presenta en la red (Morales, Hernández, Ordoñez y Saldaña, 2018, p. 3543).

La Facultad de Ingeniería de la Universidad de Cuenca, se ha caracterizado por concatenar prácticas experimentales en la presencialidad o virtualidad de sistemas de bajo, medio o alto voltaje, microrredes, generación distribuida como electrónica de potencia entre otras. El reto se centra en dotar a la Facultad un proyecto basado en simulación capaz de reducir los efectos producidos por armónicos en una red eléctrica monofásica en baja tensión medidos en punto de conexión común de la red (PCC, por sus siglas en inglés), cuyos resultados mejoren las condiciones de calidad energética de la red de bajo voltaje.

Para el efecto, se presenta el diseño y simulación de un filtro activo cuyo controlador es de tipo proporcional integral (PI, por sus siglas en inglés), la corriente armónica se obtiene mediante el marco de referencia síncrono (DQ). Por medio de simulaciones en la plataforma MatlabR2016a/Simulink® se efectuarán comparaciones con el estándar IEEE 519 y otras técnicas de control detalladas en el estado del arte con el fin de valorar la eficacia operativa del prototipo.

El módulo final simulado, representa un medio de solución de problemáticas que a nivel residencial existen respecto a la energía contaminada por perturbaciones que empobrecen la calidad de la energía eléctrica y con ello se sientan las bases de guía para la construcción del prototipo con base a valores dimensionados de dispositivos de electrónica de potencia relacionados a las etapas de control y potencia.



1.2 Análisis del Problema

1.2.1 Antecedentes

En la actualidad, el uso de equipos de comunicaciones, variadores de velocidad, convertidores entre otros, poseen internamente dispositivos de electrónica de potencia los cuales producen alteraciones en la forma de onda de voltaje o corriente de una señal eléctrica, lo cual hace necesario desde el sector investigativo se realicen proyectos de simulación que aporten a la a la reducción significativa de estos efectos. Desde el rol estudiantil es importante aportar en el la ejecución de procesos de diseño y simulación de filtros activos cuya referencia de operación se adapte a las recomendaciones del estándar IEEE 519-2014.

El uso de cargas no lineales demandan el innecesario consumo de energía eléctrica, las mismas promueven la existencia de reactivos en la red en forma de perturbaciones de índole armónica, el efecto promueve la reducción de calidad de la energía eléctrica.

Ayala y Carrión (2017) consideran que el sector de mayor afectación se da en los sistemas de distribución de energía eléctrica, cuya afectación es proporcional a la cantidad de cargas de esta tipología conectada a la red, los efectos se manifiestan con desequilibrios entre las fases y el conductor de neutro, calentamiento en conductores, anomalías en las protecciones, efectos secundarios en transformadores y condensadores.

1.2.2 Definición táctica del problema

El cumplimiento de la THDi es responsabilidad del cliente del servicio eléctrico debido a que la Agencia de Regulación y Control de Electricidad (ARCONEL), a través de su Resolución Nro. ARCONEL-053/18 manifiesta que:

El consumidor cumple con el factor de distorsión armónica individual de corriente y con el factor de distorsión de demanda total en el punto de medición, cuando el 95% o más de los valores registrados, en el período de evaluación de al menos siete (7) días continuos, se encuentran dentro de los límites definidos.

Los consumidores que incurran en incumplimientos respecto de las exigencias determinadas para la calidad responsabilidad del consumidor, deberán realizar las acciones necesarias de corrección para solventar los incumplimientos. Para el efecto, la distribuidora deberá notificar el incumplimiento respectivo al consumidor a la brevedad posible (pp. 34-35).



Por tanto, con el fin de establecer acciones que permitan a la red eléctrica cumplir los índices de calidad de energía respecto a la distorsión de armónicos, el diseño y simulación de un prototipo que mantenga la THDi en rangos admisibles por IEEE-519 es el reto que solventa el problema de señales de corriente distorsionadas por el uso de cargas no lineales.

1.2.3 Revisión del estado del arte

Caballero, Cortez, Muñoz y Castañeda (2016) en el resultado de la implementación del filtro activo fundamentado con la teoría de potencia instantánea (PQ), en su simulación el contenido armónico se redujo de 48.3% a 2.61% en cumplimiento de la norma IEEE 596 americana y L0000-45 mexicana lo cual evidencia la compensación de la THD de un sistema fotovoltaico autónomo.

Calderón (2017) en su investigación determinó que en aplicación del controlador por modos deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés), existe una desventaja respecto al tiempo de conmutación ya que no es fijo, mediante la utilización de extracción armónica por el método del marco de referencia síncrono (DQ) los resultados de la simulación se adaptaron a los límites del estándar IEEE-519 (véase Tabla 1.1).

Tabla 1.1:

Distorsión armónica compensación SMC y método DQ.

No. Armónico	Sin filtro activo THDi%	Con filtro activo THDi%
3	0	0.22
5	18.59	3.34
7	12.25	4.07
9	0	0.26
11	6.22	3.43
THD	23.81	9.45

Nota: Adaptada de *Diseño y comparación mediante simulación de dos técnicas de control PI y SMC para el filtro activo trifásico de tres hilos en topología paralelo* (p. 51) de J. Calderón, 2017.

Ravikumar, Mohan y Soman (2018) determinaron que los armónicos producidos en una carga VFD no lineal se han reducido utilizando un filtro activo, el funcionamiento mejora con la utilización del esquema de control de red neuronal (RNA) basado en filtros de Kalman, desarrollado en el entorno MATLAB/Simulink. Con esta metodología, la THD general en la corriente de carga trifásica se ha reducido de 33.63% a 2.61%, en la Tabla 1.2 se exponen los resultados comparativos de la THDi por cada fase de la red eléctrica.



Tabla 1.2:

Distorsión armónica total de fases individuales filtro Kalman.

Circuito	Fase I THD%	Fase II THD%	Fase III THD%
Sin retroalimentación	32.34	35.12	30.81
Con retroalimentación	2.68	2.81	2.25

Nota: Adaptada de *Mejora del rendimiento de un filtro activo de potencia en serie utilizando una red neuronal basada en el filtro Kalman* (p. 1705) de Ravikumar et al., 2018.

Patil, Metri y Shinde (2017) simularon la operación de un filtro de potencia en paralelo, mediante un controlador SMC, controlador PI en dos configuraciones diferentes y para encontrar un mejor resultado, como una THD más baja y un factor de potencia mejorado. El análisis efectuado mediante la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) del controlador PI, reducen la THD hasta un valor de 0.46% y con la inclusión del controlador SMC, la THD de corriente ha presentado una disminución hasta 0.37%.

Por su parte Nasyrov, Aljendy y Zaki (2018) diseñaron un controlador PI adaptativo de filtro de potencia activa para compensación de armónicos y fluctuaciones de voltaje, cuya metodología se basa en optimización del enjambre de partículas (PSO, por sus siglas en inglés), usado para determinar los valores óptimos de los parámetros (LC) para el filtro de potencia activa, en pruebas de operación, la THD ha disminuido de 12.32% a 1.89% lo cual ha demostrado que el sistema posee alta precisión y rendimiento para reducir la THD.

1.2.4 Propuesta

La sistematización del proyecto se fundamenta en la aplicación del enfoque cuantitativo, uso del método Investigación Acción con el fin de ejecutar los procesos de diseño y simulación de un filtro activo cuya técnica de control PI se basa en la extracción de la corriente armónica de referencia en el marco de referencia síncrono (DQ). Las simulaciones se llevarán a cabo en la herramienta MatlabR2016a/Simulink® y se efectuarán comparaciones con el estándar IEEE 519-2014 y técnicas de control expuestas en el estado del arte.

1.3 Objetivo General

Desarrollar el diseño y simulación de un filtro activo para redes eléctricas monofásicas residenciales, basado en un controlador PI cuya THDi se adapte a los límites establecidos en el estándar IEEE 519-2014.



1.4 Objetivos Específicos

- Diseñar un sistema de control de distorsión armónica de corriente provocada por uso de cargas no lineales en una red eléctrica monofásica.
- Dimensionar los componentes y sus valores técnicos inherentes a la planta de control y fuerza del filtro activo con base a formulaciones relacionadas al área de electrónica de potencia.
- Simular en la plataforma MatlabR2016a/Simulink® las etapas de control de la planta para demandas de carga tipo residencial fija y variable para compararlas con el estándar IEEE 519-2014.

1.5 Alcance

A través del trabajo de titulación se pretende aportar al área de Electrónica de Potencia desde el rol estudiantil, con base en las pruebas del prototipo simulado se busca reducir la distorsión armónica de la red eléctrica hasta índices porcentuales THDi recomendados en el estándar IEEE 519-2014 acorde a las corrientes de carga y cortocircuito.

Asimismo, el diseño y simulación del filtro activo con base a su dimensionamiento de dispositivos, consideraciones de diseño y operacionales, posibilita realizar su respectiva construcción e implementación al Centro Científico, Tecnológico y de Investigación “Balzay”. La flexibilidad en la programación del sistema de control permiten que la operación sea adaptable para redes de baja tensión (BT) monofásicas o trifásicas.

El módulo de conexión principal del laboratorio de microrred dispone de un terminal de conexión que permite conectar las dos barras AC de forma automática con la finalidad de emular líneas de transmisión de energía eléctrica en baja tensión. Este terminal permite soportar potencia de hasta 500 kW. Mediante instrumentación adicional se pretende realizar investigaciones asociadas al comportamiento en la distribución de energía en una microrred en baja tensión (Espinoza, González y Sempértegui, 2017, p. 6).

Posterior al proceso de implementación del filtro activo, el prototipo permitirá determinar el nivel de compensación de THDi y de potencia reactiva debido al efecto de inyección de reactivos en la red causado por las cargas no lineales.



CAPÍTULO 2: CALIDAD DE ENERGÍA

2.1 Introducción

En la última década se han introducido en gran escala equipos electrónicos a los sistemas eléctricos y debido a que estos equipos son susceptibles a pequeñas fluctuaciones en los parámetros de tensión, corriente y frecuencia, es de suma importancia el estudio de la calidad de energía, el cual se ha convertido en un factor indispensable para garantizar el buen funcionamiento de equipos y mantener una alta confiabilidad en los sistemas de potencia (Mercado, Peña, y Pacheco, 2017, p. 3).

Por lo tanto, a nivel del cliente o de la entidad distribuidora del servicio, existen índices fundamentados en normas internacionales como IEEE 519-2014, UNE-EN50160 entre otras, en el Ecuador la Resolución Nro. ARCONEL-053/18 considera que la demanda de dotación como recepción del servicio eléctrico se enfoca en satisfacer las necesidades de operación del sistema eléctrico en consideración de los siguientes parámetros:

- Nivel de voltaje o corriente.
- Perturbaciones rápidas de voltaje o corriente.
- Distorsión armónica de voltaje o corriente.
- Desequilibrio de voltaje o corriente.

2.2 Calidad de energía en un sistema eléctrico

El consumo de energía eléctrica se encuentra en continuo crecimiento debido a la inclusión de nuevos equipos de tecnología electrónica mayormente relacionada a las comunicaciones o uso de cargas de potencia (motores) a niveles residencial, comercial o industrial. En el contexto mundial existe cierto grado de competitividad hacia la productividad y excelencia de productos o servicios.

La Tabla 2.1 ilustra un grupo de definiciones de calidad de energía, se fundamentan por normativas o recomendaciones de entidades nacionales o internacionales.

Tabla 2.1:
Definiciones de calidad de energía.

Entidad	Definición
IEC 61000-2-2/4	Una característica física del suministro de electricidad, la cual debe llegar al cliente en condiciones normales, sin producir perturbaciones ni interrupciones en los procesos del mismo.
IEC 61000-4-30	Características de la electricidad en un punto dado de una red de energía eléctrica, evaluadas con relación a un conjunto de parámetros técnicos de referencia.
IEEE 1159-1995	El término se refiere a una amplia variedad de fenómenos electromagnéticos que caracterizan la tensión y la corriente eléctricas, en un tiempo dado y en una ubicación dada en el sistema de potencia.
ARCONEL Res. ARCONEL-053/18	Conjunto de atributos técnicos y comerciales inherentes a la prestación del servicio de energía eléctrica, y que constituyen las condiciones bajo las cuales dicha prestación debe desarrollarse. Se divide en calidad de producto, calidad del servicio técnico y calidad del servicio comercial.

Fuente: El Autor

En el circuito eléctrico en BT de la Figura 2.1 se ejemplifica el caso de una red cuyo cliente utiliza cargas de tipología no lineal, en el PCC se ubica un dispositivo medidor de calidad de energía (Fluke 435®) mismo que marca un valor de THDi de 48.23%, este valor no se posiciona en el rango admisible recomendado por el estándar de referencia IEEE 519-2014 respecto a la distorsión armónica.

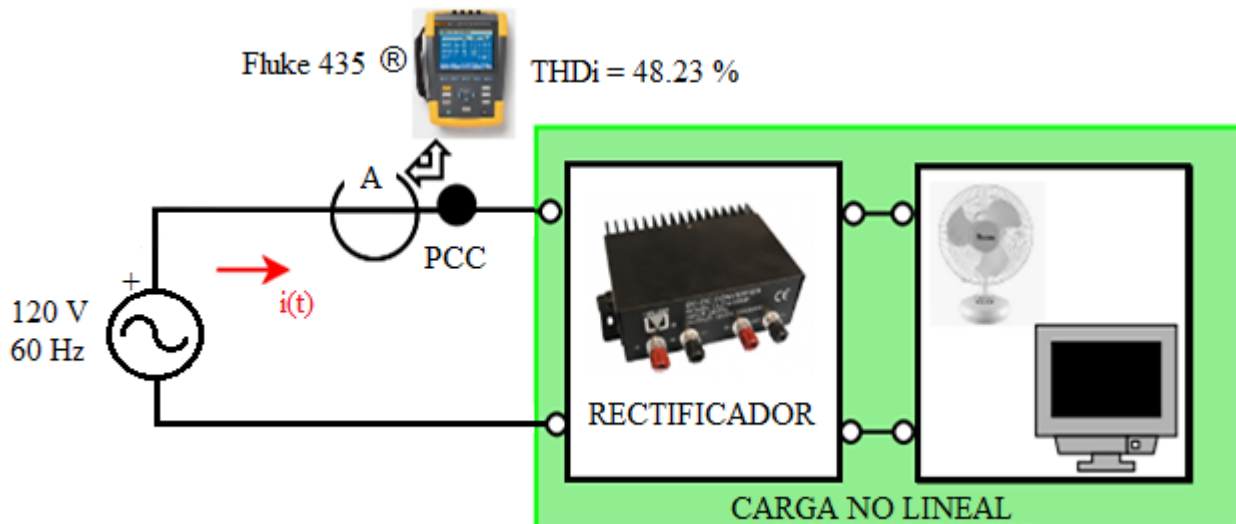


Figura 2.1. Visión de THDi de una red eléctrica conectada una carga no lineal.

Fuente: El Autor



Gráficamente, la onda de señal de corriente ha sufrido una distorsión de su forma a frecuencia fundamental lo cual evidencia un efecto notorio que provocan cargas no lineales, lo cual disminuye la calidad de energía en el sistema eléctrico exterior en el caso de no mitigar este tipo de distorsiones (véase Figura 2.2).

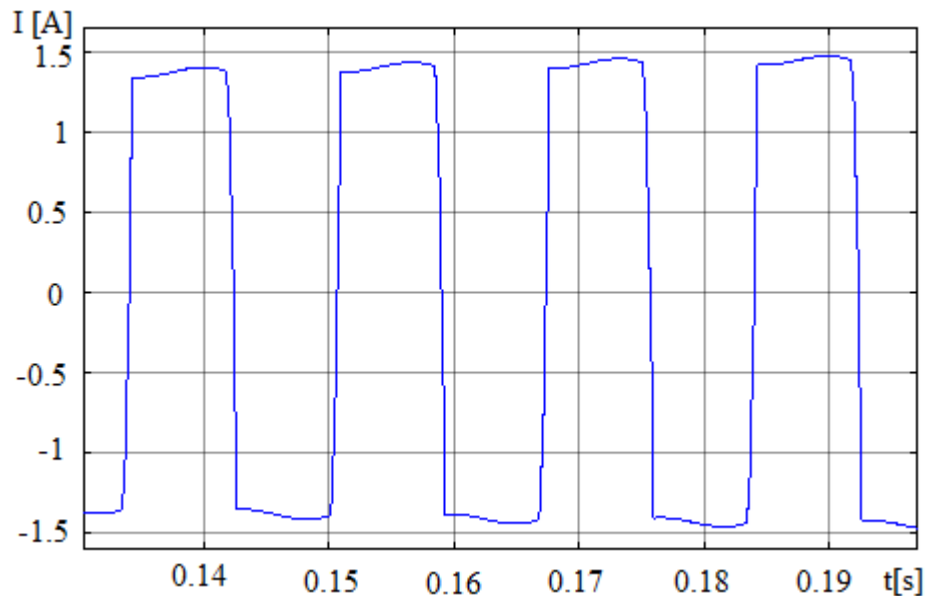


Figura 2.2. Forma de onda de corriente eléctrica distorsionada THDi 48.23%.
Fuente: El Autor

2.3 Normalizaciones del servicio eléctrico

Tanto a nivel nacional como internacional existen regulaciones, normas o estándares que amparados en ámbito jerárquico, disponen el establecimiento de rangos o valores máximos admisibles de señal eléctrica de voltaje o corriente que en su topología no cause daño a equipos de una instalación. Las que se analizan a continuación centran su estudio en límites cuantitativos o porcentuales de distorsión de forma de onda.

2.3.1 Regulación Nro. ARCONEL 005/18

En vigencia actual, elaborada por ARCONEL, derogó a la Regulación No. CONELEC-004/01 en todos sus numerales, su objetivo es “Establecer los indicadores, índices y límites de calidad del servicio de distribución y comercialización de energía eléctrica; y, definir los procedimientos de medición, registro y evaluación a ser cumplidos por las empresas eléctricas de distribución y consumidores, según corresponda” (p. 2).



La presente regulación promueve la obligatoriedad del cumplimiento de índices, niveles, estándares e indicadores de calidad de energía para las empresas de distribución de energía eléctrica como y los consumidores regulados como no regulados.

En el contexto de obligaciones de la empresa eléctrica distribuidora como del consumidor se destacan las incluidas en la Tabla 2.2:

Tabla 2.2:
Obligaciones distribuidor y consumidor.

Distribuidora	Consumidor
Prestar a los consumidores finales el servicio de distribución y comercialización de energía eléctrica cumpliendo con los requerimientos de calidad exigidos en la presente regulación.	Cumplir con las exigencias establecidas en la presente regulación respecto de la calidad el consumidor.
Implementar, mantener y actualizar periódicamente la base de datos con los componentes del sistema de distribución, de acuerdo a lo establecido en la presente regulación	
Levantar, registrar, procesar y analizar la información necesaria para la determinación de todos los índices e indicadores de calidad.	Ejecutar las acciones correctivas que correspondan a fin cumplir los límites establecidos para la calidad del consumidor.
Implementar campañas de medición para la evaluación de la calidad de producto, conforme lo establecido en la presente regulación.	
Entregar a la ARCONEL y demás organismos relacionados con el sector eléctrico, cuando corresponda, la información solicitada en la presente regulación, de manera oportuna, fidedigna y completa	Permitir el acceso al personal de la distribuidora y/o ARCONEL para la verificación de los sistemas de medición y de sus instalaciones.
Identificar, notificar y solicitar las acciones correctivas que correspondan a los consumidores que incumplan los aspectos de calidad del consumidor.	

Nota: Adaptada de *Regulación No. ARCONEL 005/18* (p. 6) de Resolución. ARCONEL 053/18, 2018.

2.3.2 Estándar IEEE 519

Este estándar fue establecido por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, por sus siglas en inglés) y ha sido homologado como actualizado en los años 1981, 1992, actualmente se encuentra vigente la revisión del año 2014. En él se detallan requisitos recomendados para el control de armónicos en una instalación eléctrica dependiendo el nivel de voltaje con los límites de armónicos de tensión y distorsión de la corriente; dichos límites siendo evaluados en el PCC fronterizo entre el usuario final y la red abastecedora por la empresa distribuidora de electricidad.

Para el caso de clientes residenciales, dicho punto puede ser adyacente al tablero general de medición (TGM), para clientes comerciales el secundario del transformador del cliente y para industriales el lado de alta tensión del transformador de distribución de energía eléctrica, la Figura 2.3 esquematiza de manera topológica la ubicación del PCC en la red eléctrica secundaria.

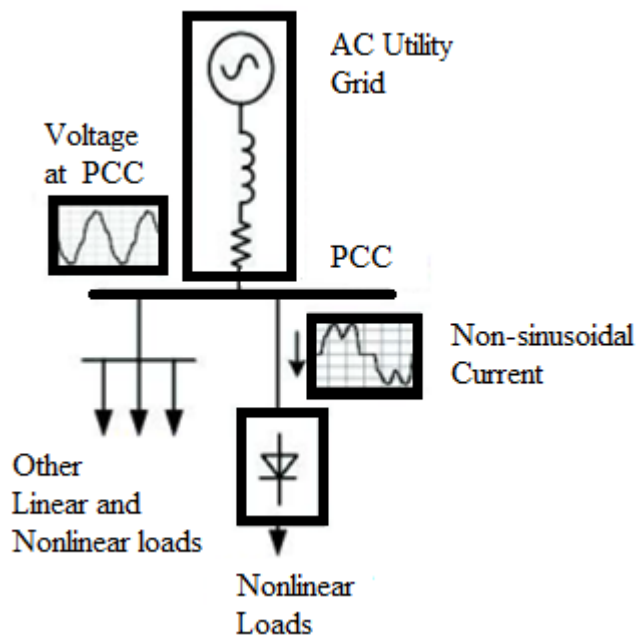


Figura 2.3. Punto de conexión común para clientes de energía eléctrica.

Nota: Adaptada de *Parallel active filter design, Control and implementation* (p. 2) de H. Özkaya, 2007.

Al considerar que la aplicación de estos límites depende de la corresponsabilidad entre los clientes finales y los operadores del servicio de energía eléctrica, el mantenimiento de los voltajes armónicos el estándar establece que todos los usuarios deberán limitar sus emisiones



de armónicos a valores razonables y determinados de manera equitativa con base en la participación en la propiedad en el sistema de suministro; el trabajo cooperativo de las entidades distribuidoras de energía eléctrica juega un papel preponderante para controlar los niveles de distorsión armónica de voltaje para dotar de un servicio adecuado y de calidad de energía eléctrica hacia el consumidor. En la Tabla 2.3 se ilustran los valores de distorsión armónica de voltaje individual y totales admisibles respecto al estándar IEEE 519-2014.

Tabla 2.3:

Límites de distorsión de voltaje para sistemas eléctricos hasta voltaje 161 kV.

Voltaje en el nodo del PCC	Armónico porcentual individual (%)	Distorsión armónica total THD (%)
$V \leq 1$ kV	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69$ kV	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161$ kV	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5

Nota: Adaptada de *estándar IEEE-519* (p. 26), 2014.

IEEE-519 (2014) afirma que la THDi refiere a la relación de la raíz cuadrada media del contenido armónico, considerando componentes armónicos hasta el orden 50 y excluyendo específicamente los inter-armónicos, expresada como un porcentaje de la frecuencia fundamental. En la Tabla 2.4 se ilustran los valores máximos porcentuales respecto a este tipo de distorsión armónica de acuerdo al orden del armónico.

Tabla 2.4:

Límites de distorsión de corriente para sistemas eléctricos entre 120 V y 69 kV.

Máximo valor porcentual de distorsión de corriente en la línea						
Orden individual de armónicos ^{a,b}						
ISC/IL	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TDD
$< 20^c$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1	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

Fuente: Ídem.

De la Tabla 2.4:

- ^a: Armónicos pares limitados al 25% de los límites de armónicos impares anteriores.



- ^b: Distorsiones actuales que resultan en un desplazamiento de DC.
- ^c: Todos los equipos de generación de energía están limitados a estos valores de distorsión de corriente, independientemente del valor real ISC/IL.
- ISC: Máxima corriente de cortocircuito en el PCC.
- IL: Máxima demanda de corriente de carga en el PCC a frecuencia fundamental.

2.4 Afecciones en la calidad de energía eléctrica de un sistema

Actualmente, los sistemas eléctricos de potencia (SEP) abastecen de electricidad a la mayoría de usuarios en el contexto mundial, los eventos que afecten a corto o largo plazo como fallas son capaces de producir pérdidas económicas, técnicas y humanas según el caso, por lo cual, el reacondicionamiento a las condiciones nominales deben ser realizadas en el menor tiempo posible y en cumplimiento de índices de calidad (Carrión, Quinteros y Masache, 2021, p. 1).

El uso de dispositivos relacionados a la electrónica de potencia en instalaciones eléctricas como son: convertidores de señal, variadores de velocidad en máquinas rotativas entre otras que operan en sectores eléctricos de tipo residencial, comercial o industrial provocan efectos ligados a la disminución de la vida útil a corto o largo plazo en máquinas eléctricas, conductores eléctricos o dispositivos de comunicación entre los más comunes.

2.4.1 Disturbio

Es una perturbación de la señal a frecuencia fundamental ocasionada por el uso de equipos que contienen dispositivos de electrónica de potencia (diodos, transistores, convertidores, etc.), también se da en conmutación de fases que en intervalos cortos de tiempo (mili segundos) suele ocasionar corto circuito entre las fases del sistema o hacia tierra.

En el caso de que ocurra con mayor frecuencia esta afección, su identificación se da a través del espectro armónico, los convertidores trifásicos suelen ser los principales responsables de este tipo de efectos sumado a la posibilidad de eventualidades por fallas internas o externas a la instalación eléctrica. En la Figura 2.4 se observan dos señales (voltaje y corriente) en el dominio del tiempo que se encuentran distorsionadas por la presencia de un disturbio.

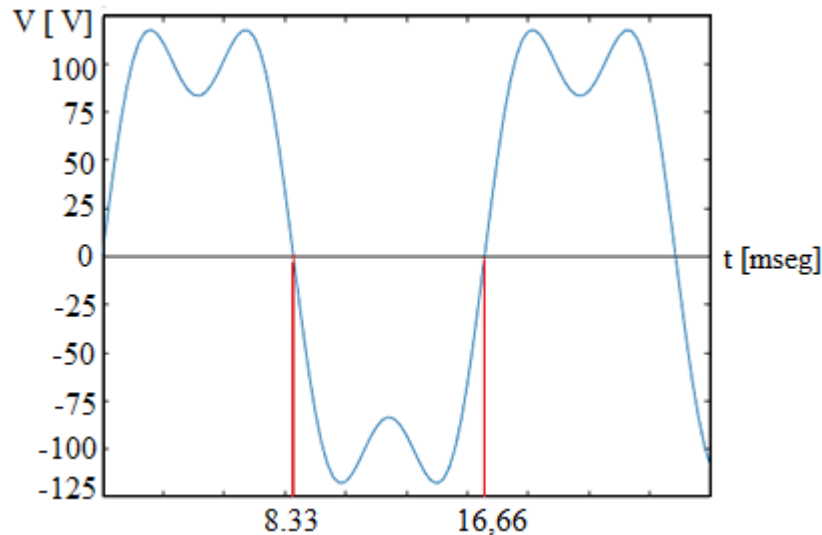


Figura 2.4. Disturbio en onda monofásica de voltaje por uso de convertidor.
Fuente: El Autor

2.4.2 Parpadeo

La Regulación. No. ARCONEL 005/18 (2018) define al parpadeo como variaciones moderadas del voltaje de suministro (menos del 10% del voltaje nominal) que causan fluctuación en la luminosidad de las lámparas, a una frecuencia perceptible por el ojo humano.

Dentro de los efectos de este tipo de fluctuaciones radican deficiencias en funcionamiento de luminarias incandescentes, fluorescentes como vapor de mercurio, también pueden presentarse afectaciones en pantallas de televisores y monitores de computadoras con pantalla de tubo con rayos catódicos (CRT, por sus siglas en inglés).

El rango de frecuencias en las que se da un parpadeo oscilan entre 0.05 Hz hasta 42 Hz para sistemas a frecuencia fundamental (60 Hz) a tensión eléctrica nominal (120 VAC).

La normalización española UNE-EN 60868 indica que la medida del parpadeo se efectúa por medio del equipo denominado “flickermetro” y su medición se da en intervalos de 10 minutos, la perceptibilidad poseerá un valor máximo de una unidad basado en dos índices de severidad, el de corta duración (Pst, por sus siglas en inglés) y el de larga duración (Plt, por sus siglas en inglés).

Por su parte norma IEC-61000-4-15 indica que el Pst mide la severidad de las variaciones periódicas de amplitud de voltaje a corto plazo con intervalos de medición de 10 minutos debido a que se trata de un tiempo que permite al observador detectar el parpadeo, su valor no debe ser superior a la unidad. La Ecuación 2.1 determina el valor del Pst.



$$Pst = \sqrt{[0.0314 * P_{0.1} + 0.0525 * P_1 + 0.0657 * P_3 + 0.28 * P_{10} + 0.08 * P_{50}]} \quad (2.1)$$

Donde:

- $P_{0.1}$: Flicker evaluado a los 0.1% de tiempo respecto al período de observación.
- P_1 : Flicker evaluado al 1% de tiempo respecto al período de observación.
- P_3 : Flicker evaluado al 3% de tiempo respecto al período de observación.
- P_{10} : Flicker evaluado al 10% de tiempo respecto al período de observación.
- P_{50} : Flicker evaluado al 50% de tiempo respecto al período de observación.

Hanzelka y Bieñ (2005) consideran que para la determinación del Plt, el valor recomendado de tiempo es de dos horas, este índice de severidad se determina mediante la Ecuación 2.2.

$$Plt = \frac{\sqrt[3]{\sum_{i=1}^N Pst_i^3}}{N} \quad (2.2)$$

De la cual:

- N : Período de medición dado en horas.
- Pst_i ($i=1,2,3,\dots$) valores consecutivos de Pst .

Gavrilović y Young (2003) consideraron que si las fluctuaciones de voltaje a 10 Hz son superiores a aproximadamente el 0.2%, es probable que provoquen un parpadeo notable en la salida luminosa de una lámpara de filamento de 230 V. La Figura 2.5 muestra los límites de sensibilidad de la vista en escenarios de presencia de flicker a bajas frecuencias.

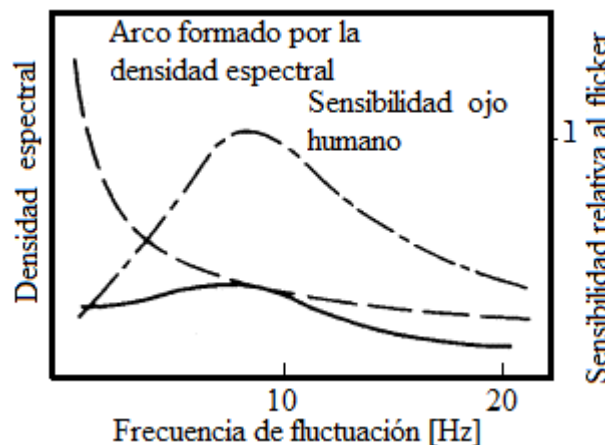


Figura 2.5. Sensibilidad ocular al flicker.
Fuente: Ídem

2.4.3 Interrupción

Es un disturbio instantáneo originado por fallas en el aislamiento del sistema eléctrico el restablecimiento del mismo no es inmediato, en este caso la tensión baja a nivel de cero por un lapso que dependerá del tipo de falla. Con ello la mayoría de cargas puedan dejar de cumplir su función, es por ello que para mantener el servicio eléctrico es necesario articular un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS, por sus siglas en inglés) a la red eléctrica.

ARCONEL-005/18 (2018) define a la interrupción como el corte o suspensión del suministro de electricidad a los consumidores del área de servicio de la empresa eléctrica de distribución. La Figura 2.6 ilustra el efecto de interrupción en una onda de tensión.

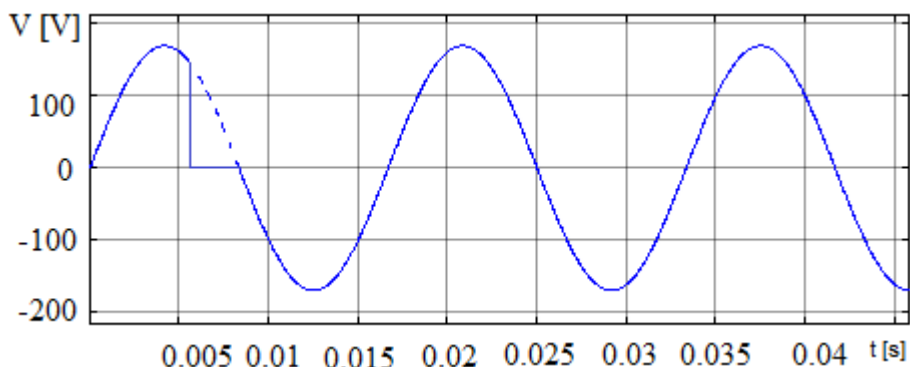


Figura 2.6. Efecto de la interrupción de una señal de energía eléctrica.

Fuente: El Autor

Sus causas de origen suelen darse por la existencia de tormentas eléctricas dependiendo del nivel isocerámico del lugar, por lo que la instalación de un pararrayos como el sistema de puesta a tierra mejora las condiciones de fiabilidad de la instalación. Este disturbio posee una duración que va en el rango desde los milisegundos hasta horas dependiendo del daño.

2.4.4 Sobre-voltaje

Conocido como “pico de voltaje” o “SWELL”, surge a través de la generación de impulsos deformatorios de la onda de tensión eléctrica en lapsos cortos de tiempo aproximadamente a un máximo de 2 milisegundos. En la Figura 2.7 se representa el evento de un sobre-voltaje.

Análogamente al caso de las interrupciones, su origen se da por descargas atmosféricas y en el contexto de clientes tipo comercial por conexión de capacitores para corrección del factor de potencia, en sistemas de media tensión suele darse por maniobra de interruptores.



La norma IEC-60664-1 clasifica en cuatro categorías relativas a las sobretensiones que son las siguientes.

- Categoría I: Cargas conectadas con tensión abastecida por generador interno.
- Categoría II: Cargas conectadas a la red eléctrica abastecedora por la empresa distribuidora de electricidad.
- Categoría III: Equipos de protección a la red como fusibles en tableros eléctricos.
- Categoría IV: Equipos conectados en el punto inicial de alimentación de la red eléctrica.

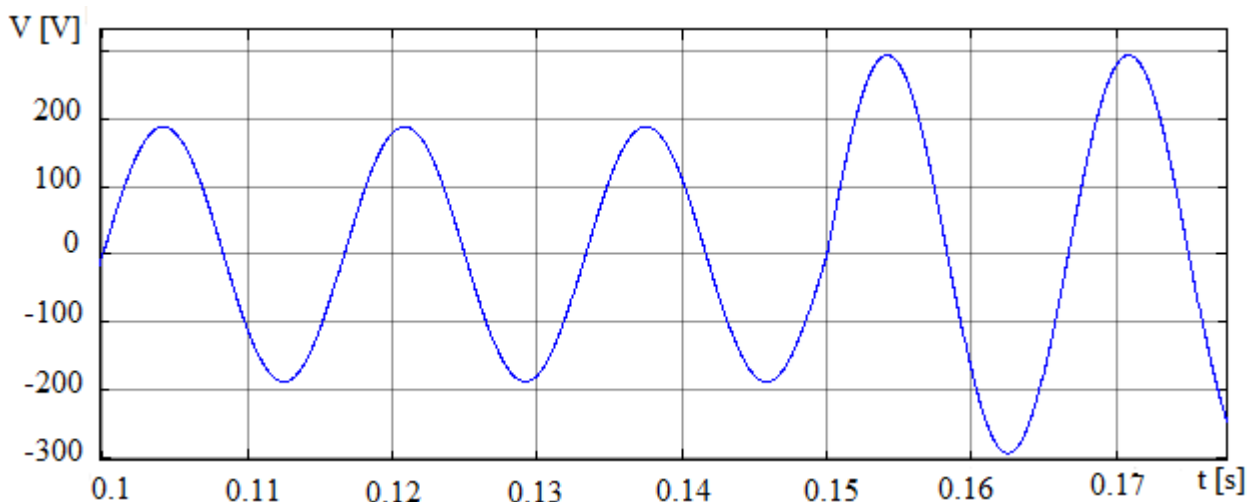


Figura 2.7. Evento de un “SWELL”.

Fuente: El Autor

En la gama clasificatoria de los sobre voltajes, existen transitorios o temporales, sus efectos pueden llegar a ser nocivos para el sistema eléctrico toda vez que la amplitud de la señal tiende a alcanzar hasta 5 veces la del voltaje nominal del sistema afectando el aislamiento de los equipos y a los sistemas electrónicos. En el ámbito residencial pueden ocasionarse por maniobra de motores eléctricos, aire acondicionado como refrigeradores entre otros.

2.4.5 Bajo-voltaje

Nombrado además como “abatimiento” o “SAG”, es el resultado de una reducción del valor cuadrático medio (RMS) de la señal surtidora de voltaje al cliente que normalmente suele tener un rango temporal entre medio ciclo hasta los treinta ciclos. En la Figura 2.8 se ilustra este evento.



Su origen comúnmente es interno, provocado por la falla operativa de uno o varios receptores eléctricos cuyas consecuencias tienen mayor impacto en el sector industrial por el riesgo operativo en condiciones normales de sistemas electrónicos de control siendo los más sensibles a fallos en momentos de la presencia de un bajo voltaje.

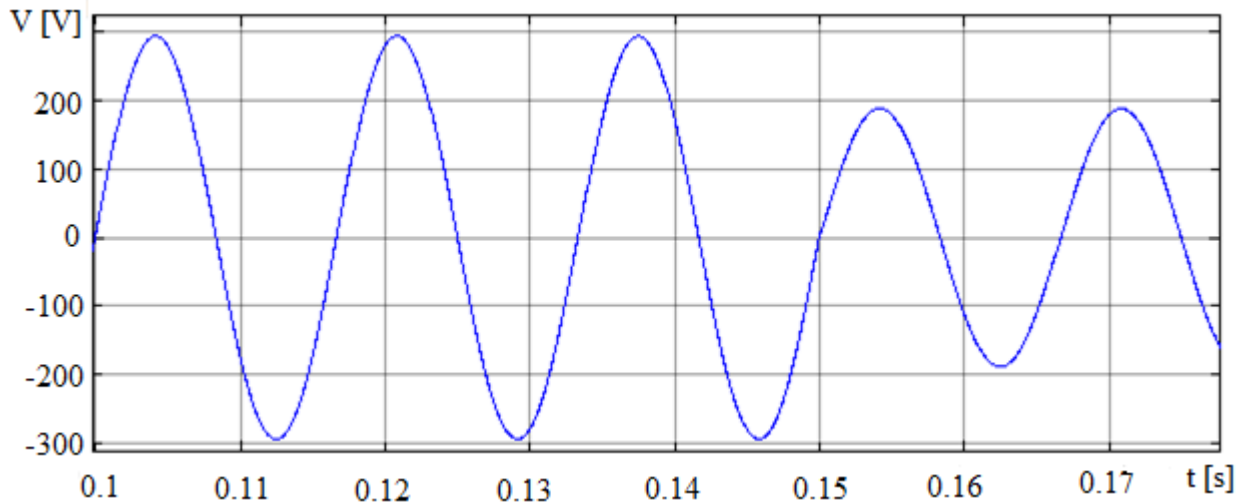


Figura 2.8. Evento de un “SAG”.
Fuente: El Autor

La norma evalúa la existencia de este fenómeno con base en comparar la tensión nominal del sistema con el RMS de la señal dimensionada por unidad (p.u.) y se establece si existe o no un disturbio de esta categoría. Si existiera se contabiliza el tiempo y se visualiza con un indicador en la interfaz gráfica si se trata de una depresión o bajo voltaje dependiendo de la duración.

Es necesario diferir el efecto de una interrupción con un abatimiento toda vez que la interrupción nulita por completo la amplitud de la señal mientras que el SAG reduce en su valor pico máximo positivo y negativo hasta un valor distinto de cero, el abatimiento puede permanecer hasta la eliminación de la falla.

2.4.6 Transitorios

Hace referencia a variaciones rápidas relacionadas a operaciones de maniobra en interruptores, sobre-voltajes o fallas del sistema relacionado a descargas eléctricas atmosféricas. En la Figura 2.9 se representa de manera gráfica en un tiempo de tres décimas de segundo la manifestación de un transitorio en una señal de tensión eléctrica.

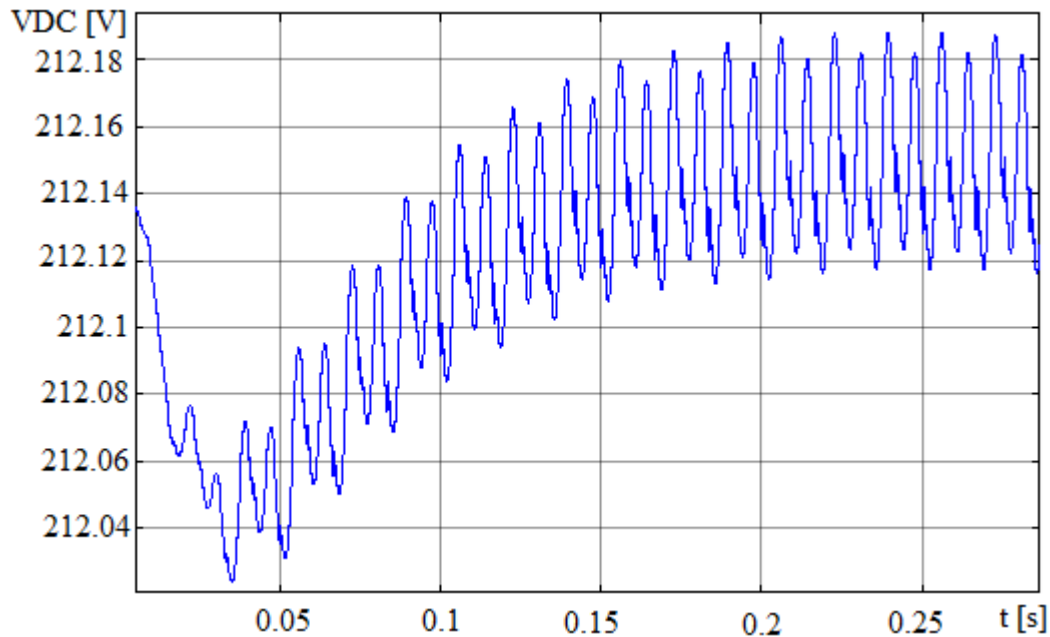


Figura 2.9. Transitorio en señal eléctrica de voltaje.

Fuente: El Autor

Los fenómenos transitorios de voltaje varían la frecuencia de la fundamental promoviendo la existencia de señales de alta frecuencia.

En la gama existente, estas afecciones pueden ser de tipo impulsivos como oscilatorios, en cuanto a sus efectos parten desde la actuación de las protecciones termo magnéticas del sistema hasta llegar a efectos dañinos en las cargas más sensibles provocando afecciones en dispositivos electrónicos de funcionamiento de los mismos.

Allen y Segall (1974) en la División de desarrollo de la multinacional IBM evaluaron la demanda eléctrica de 200 usuarios en los que se ha registrado gran cantidad de anomalías rad en el sistema de potencia de C.A., las cuales interrumpieron la operación en un lapso de dos años, en 1996 se informó al IEEE que el 88.5% de los problemas en sistemas eléctricos están relacionados con efectos de los transitorios.

2.4.7 Variaciones

Son fluctuaciones que difieren del estado estacionario a régimen permanente en valores nominales de parámetros eléctricos, en los cuales son más estudiados los casos tanto de frecuencia como voltaje del sistema.



Los efectos dependen del nivel de la variación, en el caso que superen los límites establecidos sus consecuencias pueden ser de tipo catastróficas en un SEP en el cual pueden producirse inestabilidades hasta llegar a un punto de no retorno también llamado colapso, en menores rangos de valores en operación estos no suelen ser menores al 90% del voltaje nominal en transmisión dependiendo la localidad, para valores mayores el rango operativo es más corto (véase Figura 2.10).

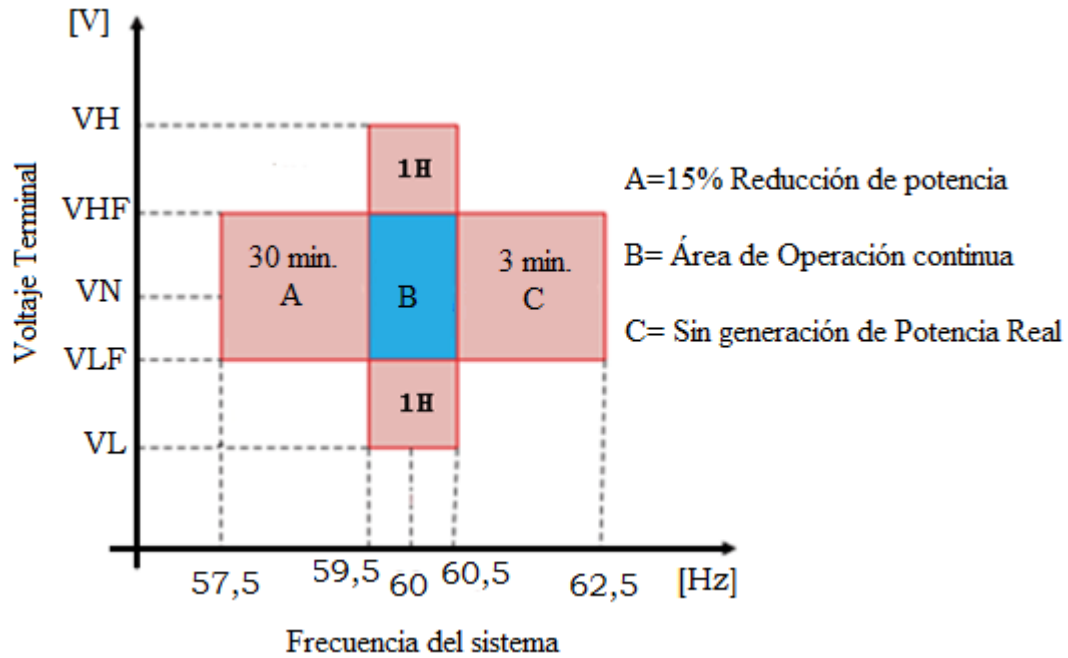


Figura 2.10. Dimensionamiento de tensión en función de la frecuencia.

Nota: Adaptada de *Propuesta de una estructura de código de red para acceso de centrales de generación con energías renovables a la red de transmisión en Ecuador* (p.17) de P. Mediavilla, 2015.

2.4.7.1 Variaciones de frecuencia

Las variaciones de la frecuencia de un sistema eléctrico generan riesgos en la operación como vida útil de elementos de las cuales deben ser pequeñas, en nuestro país la frecuencia fundamental de generación es de 60 Hz, depende directamente en generación, sus valores funcionales limitantes oscilan desde los 59.5 Hz y 60.5 Hz. La Figura 2.10 ilustra estos eventos.

Un sistema que opere fuera de estos límites se expone a daños que van desde el disparo de relés, insuficiente capacidad para cubrir la demanda del sistema, estos escenarios se deben a la pérdida de generación.



2.4.7.2 Variaciones de voltaje

La Regulación No. ARCONEL-005-18 (2018) establece que la variación del nivel de tensión eléctrica en un sistema de distribución ($\Delta V_k\%$) forma parte de uno de los índices de calidad de un sistema eléctrico, en la Ecuación 2.3 se formula su determinación.

$$\Delta V_k\% = \frac{V_k - V_N}{V_N} * 100\% \tag{2.3}$$

Dónde:

- ΔV_k : Variación del voltaje de suministro respecto al voltaje nominal en el punto k.
- V_k : Voltaje de suministro en el punto k, determinado como el promedio de las medidas registradas en un máximo de cada tres segundos en un intervalo de 10 minutos.
- V_N : Voltaje nominal en el punto k.

Para el cual, los límites admisibles están clasificados respecto al nivel de tensión eléctrica. En la Tabla 2.5 se ilustra esta información.

Tabla 2.5:
Límites para el índice de nivel de voltaje.

Nivel de Voltaje	Rango Admisible
Alto Grupo 1 y Grupo 2 ($V > 40kV$)	+5%
Medio ($0.6kV < V \leq 40kV$)	+6%
Bajo ($0V < V \leq 0.6kV$)	+8%

Nota: Adaptada de *Regulación No. ARCONEL 005/18* (p. 8) de Resolución. ARCONEL 053/18, 2018., Op. Cit.

La norma EN-50160 (2015) indica que para el caso de un sistema de potencia, el límite de tolerancia oscila entre los valores de voltaje en por unidad entre +10% y -10%.



2.4.8 Desbalance

La Resolución No. ARCONEL 053-18 (2018) establece que el desbalance suele darse en la tensión eléctrica aplicada en función de la secuencia de fase del sistema, para el cual el desequilibrio de voltaje se evaluará de manera porcentual en un punto del sistema de distribución basado en lo expresado en la Ecuación 2.4.

$$\text{Desequilibrio de Voltaje} = \left| \frac{V^-}{V^+} \right| * 100 \quad [\%] \quad (2.4)$$

Donde:

- V^- : Voltaje de secuencia negativa, determinado como el promedio de las medidas registradas en tomas de tres segundos en un intervalo de 10 minutos.
- V^+ : Voltaje de secuencia positiva determinado como el promedio de las medidas registradas en tomas de tres segundos en un intervalo de 10 minutos.

Asimismo, la Resolución No. ARCONEL 053-18 (2018) ratifica que la empresa distribuidora de electricidad cumplirá con el índice de desequilibrio de voltaje en un punto de medición cuando el 95% o más de los valores registrados, en el período de evaluación no inferior a siete días continuos, es menor al límite máximo establecido.

2.4.9 Distorsión de forma de onda de una señal

En el escenario en el que la señal de voltaje o corriente eléctrica se presenten deformaciones respecto a la forma nominal (sinusoidal), se concluye que dicha forma de onda se encuentra distorsionada.

Las causas de distorsión se deben a efectos de tipo transitorio como efectos conmutativos de bancos de capacitores, cargas inductivas (máquinas rotativas), fallas provocadas por descargas atmosféricas como de servicio en el sistema (cortocircuito en las líneas). En la Figura 2.2 del caso ejemplificado se observa este evento.

Por su parte, el estándar IEEE 519-2014 indica que las redes eléctricas en función de su nivel de voltaje no sobrepasarán límites de distorsión de las ondas medidas en el PCC al cual para redes de baja tensión monofásicas no deberá exceder el 20% respecto a la señal a frecuencia de 60 Hz.



Además, las condiciones permanentes de la existencia de estos disturbios tienen relación con la existencia de armónicos, para ello existen normativas en las cuales existen límites de THD de tensión y corriente que dependen del contexto de la red eléctrica surtidora y la carga.

2.4.10 Armónicos

La Regulación. No. ARCONEL 005/18 (2018) califica a los armónicos como ondas sinusoidales de frecuencia igual a un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de 60 Hz, originadas principalmente por las características no lineales de los equipos o cargas de un sistema eléctrico cuyos efectos son expansivos desde el punto de carga hacia la red eléctrica externa.

Joseph Fourier determinó que toda forma de onda que sea continua pero no sinusoidal es capaz de ser descompuesta matemáticamente en una forma de onda fundamental a la frecuencia del sistema (60 Hz) sumado a ondas sinusoidales añadidas a la forma fundamental siempre y cuando sean múltiplos enteros de la fundamental, por lo cual respecto a cargas no lineales determinó que la forma de onda de una señal eléctrica es equivalente a la adición de la forma de onda a frecuencia fundamental y la de carácter armónico.

En el dominio del tiempo, si la señal de voltaje permanece como un sistema de referencia, las ecuaciones de voltaje y corriente instantánea se expresan con base a las ecuaciones 2.5 y 2.6.

$$v(t) = V_{max} * \text{sen}(\omega t) \quad (2.5)$$

$$i(t) = I_{max} * \text{sen}(\omega t) \quad (2.6)$$

Si el escenario se encuentra dado por una carga tipo no lineal, la expresión analítica de la corriente armónica en el dominio del tiempo se expresa por medio de la Ecuación 2.7:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n * \text{sen}(n\omega t + \theta_n) \quad (2.7)$$

En la cual:

- I_n : Corriente n-ésima armónica.
- θ_n : Ángulo de la armónica n-ésima.



La Ecuación 2.7 puede subdividirse tanto en la corriente fundamental como en la componente armónica. En la Ecuación 2.8 se expresa la corriente eléctrica instantánea en una red eléctrica conectada a carga no lineal.

$$i(t) = I_1 * \text{sen}(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n * \text{sen}(n\omega t + \theta_n) \quad (2.8)$$

En las figuras 2.11, 2.12 y 2.13 se representan las señales de corriente instantánea de una red eléctrica a 60 Hz de frecuencia y el efecto armónico provocado por el uso de un rectificador trifásico.

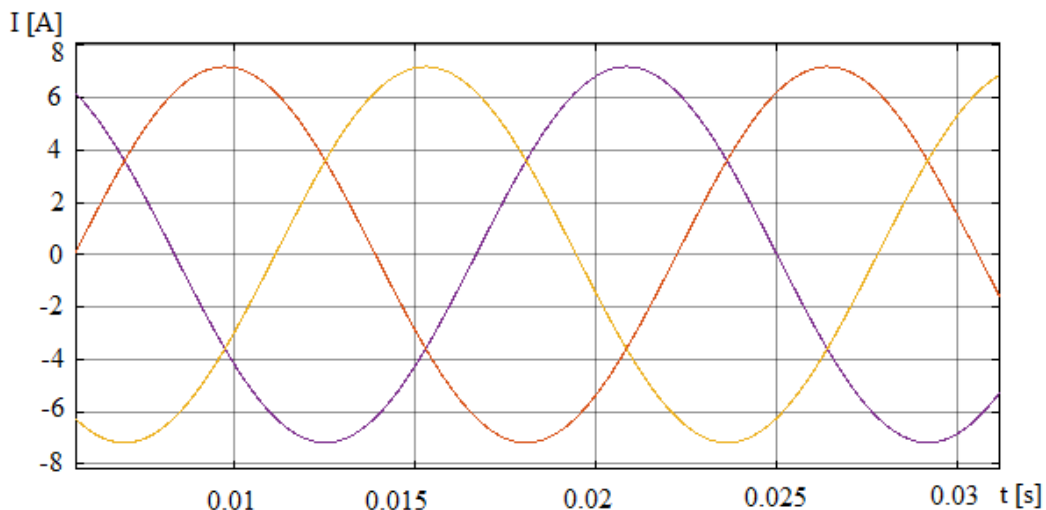


Figura 2.11. Forma de onda a frecuencia fundamental de corriente trifásica.
Fuente: El Autor

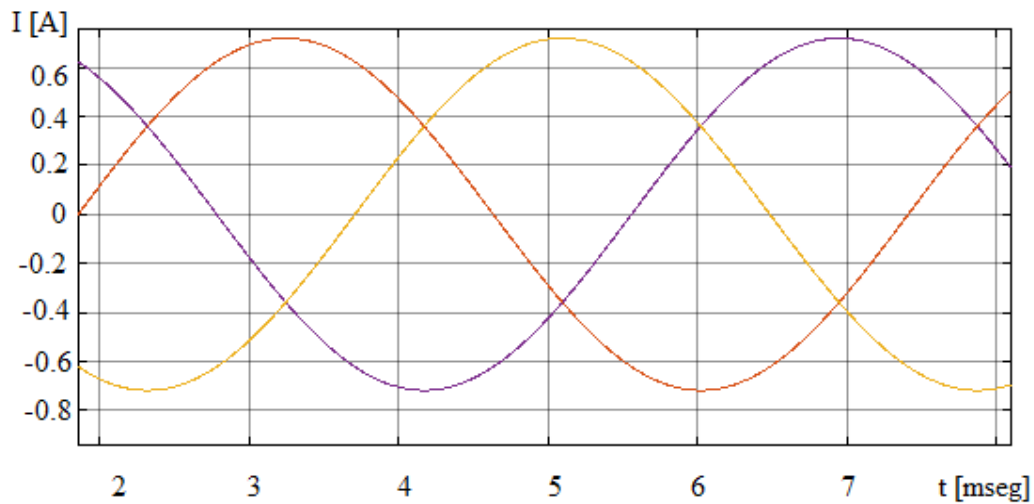


Figura 2.12. Incidencia del tercer armónico en corriente de la red.
Fuente: El Autor

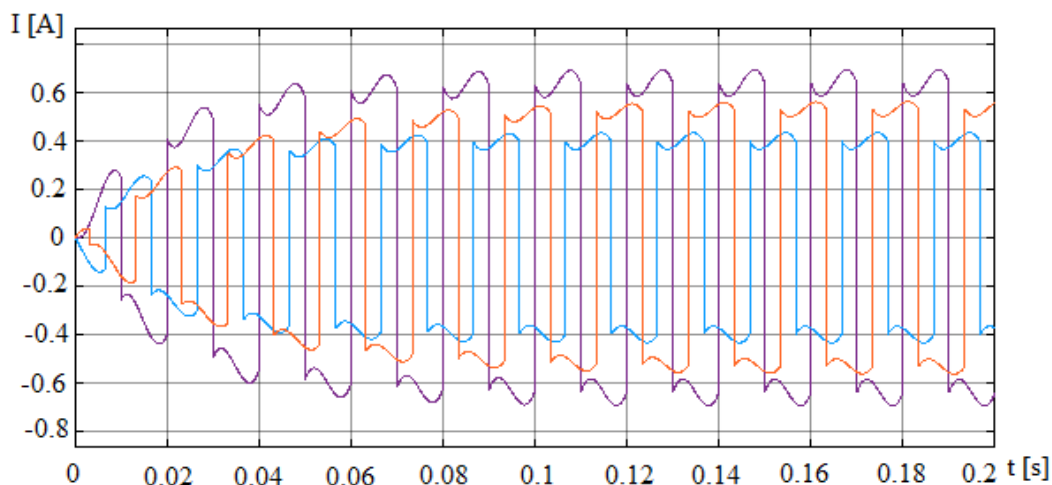


Figura 2.13. Forma de onda de corriente distorsionada por uso de carga no lineal.

Fuente: El Autor

2.4.10.1 Causas de origen

Como afirma Schneider (2015), los equipos generadores de armónicos se encuentran presentes en todas las instalaciones industriales, comerciales y residenciales, su causa principal es la conexión de cargas no lineales.

En el siglo XXI, las tecnologías actuales dependen altamente del uso de equipos electrónicos para su operación, entre los cuales destacan convertidores estáticos, autómatas programables (PLC, por sus siglas en inglés), luminarias con lámpara de descarga, hornos de arco, equipos de soldadura o uso de transformadores entre otros, provocan distorsiones en la forma de onda de una señal surgiéndose manifestaciones incidentes en la presencia de reactivos que promueven la afectación en conductores y receptores de la red.

Las distorsiones de forma de onda de voltaje o corriente pueden detectarse por medio del uso de equipos analizadores de calidad de energía como SEL 735® o Fluke 435® entre los más conocidos (véase Figura 2.1), los límites de distorsión armónica deben minimizarse debido a que los efectos de estas perturbaciones suelen repercutir en otras instalaciones que generalmente se encuentran adyacentes a la del cliente que utilice cargas alto grado de no linealidad. En la Figura 2.14 se ilustran las causas que a nivel interno o externo a la instalación eléctrica generan armónicos en la red.

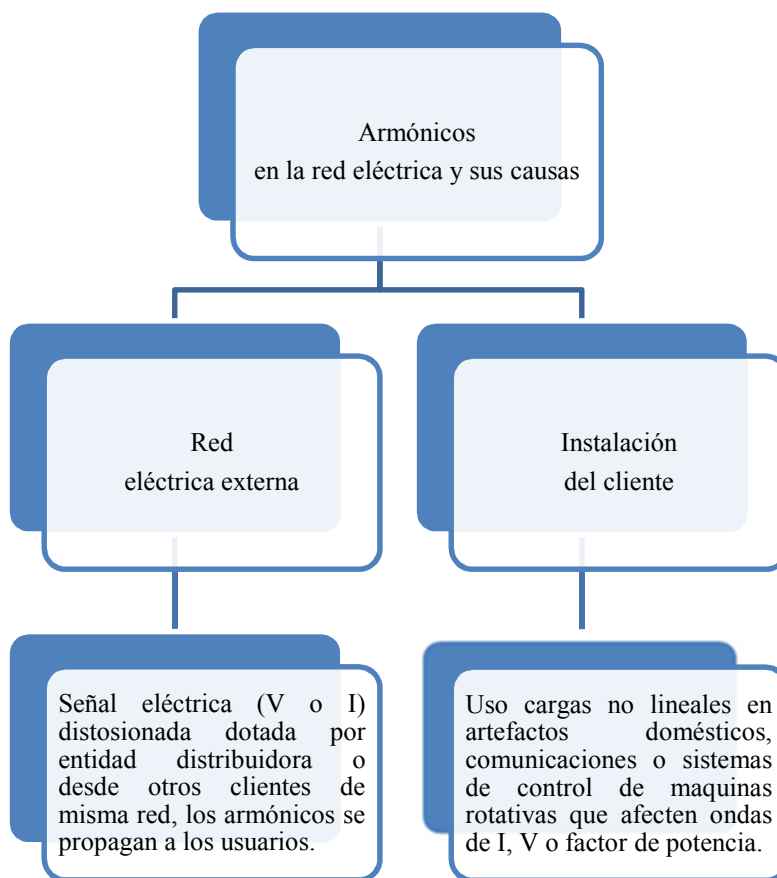


Figura 2.14. Causas de armónicos en la red eléctrica.

Fuente: El Autor

2.4.10.2 Efectos en el sistema eléctrico

El término más apropiado que relaciona a los efectos de los armónicos en un sistema está estrechamente ligado a la palabra “contaminación” la cual significa “Alterar nocivamente la pureza o las condiciones normales de una cosa o un medio por agentes químicos o físicos” (RAE, 2020).

Por su parte, la norma IEC 61000-4-30 (2003) indica que las alteraciones son evidentes por medio de la observación del comportamiento de la señal eléctrica ya sea con osciloscopios como analizadores de calidad de energía, los efectos se pueden evidenciar en cualquier parte del sistema eléctrico dejando secuelas en corto o largo plazo en sus elementos correspondientes.

Ordinalmente, el primer efecto dado por la existencia de armónicos en una red eléctrica recae sobre el valor eficaz de la corriente eléctrica la cual se eleva de su valor nominal circulando por los conductores, cargas y estación de transformación. Téngase en cuenta que esta corriente en



ámbito fasorial es imaginaria a lo cual promueve la existencia de sobrecalentamiento y pérdidas por efecto Joule. En la Figura 2.15 se ilustran los efectos de la existencia de armónicos en la red eléctrica. En ámbito económico “Estos costes de material, pérdidas energéticas y de productividad contribuyen a la pérdida de competitividad de las empresas” (Schneider, 2015, p. 9).

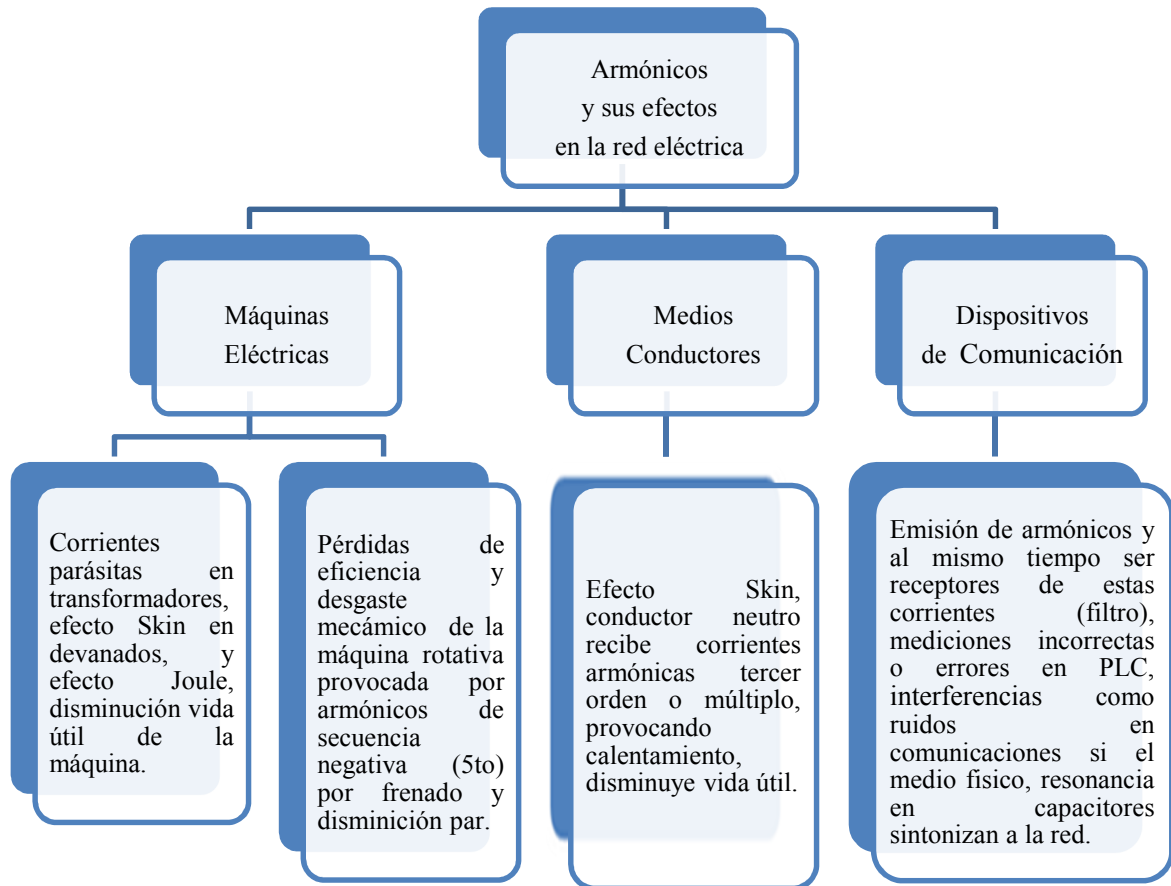


Figura 2.15. Efectos de armónicos en la red eléctrica.
Fuente: El Autor

2.4.10.2.1 Distorsión armónica total

La Regulación No. CONELEC 004-01 define a la THD como un factor porcentual de la señal nominal modificada o distorsionada ya sea en tensión o corriente eléctrica cuya evaluación de los índices de calidad por una parte al factor de distorsión armónica individual de voltaje (V_i') e índice de calidad del factor de distorsión total por armónicos. Las ecuaciones 2.9 y 2.10 permiten determinar la distorsión armónica total.

$$V_i' = \left(\frac{V_i}{V_n} \right) * 100 \tag{2.9}$$



$$THD = \left(\frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (Vi)^2}}{Vn} \right) * 100 \text{ [%]} \quad (2.10)$$

Donde:

- V_i, V_n : Valores eficaces del voltaje armónico “i” (para $i=2\dots40$) y voltaje nominal medido en el PCC respectivamente expresados en voltios.

Como afirma Arcila (2010) “Para corriente se tienen dos tipos de índices, los de distorsión armónica individual y los de distorsión armónica total” (p. 13), sus fórmulas de determinación se fundamentan a través de las ecuaciones 2.11 y 2.12 respectivamente.

$$Di = \frac{Ii}{In} * 100\% \quad (2.11)$$

De la Ecuación 2.11 se tiene que:

- D_i : Distorsión armónica individual de corriente.
- I_i : Corriente de cada armónico.
- I_n : Corriente nominal del alimentador.

Y, el índice de THD_i se determina con base en la Ecuación 2.12.

$$THD_i = \frac{1}{In} \left(\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (Ii)^2} \right) * 100 \text{ [%]} \quad (2.12)$$

Los valores máximos admisibles de THD se estipulan en las tablas 2.3 y 2.4 respecto a los rangos de armónicos porcentuales máximos admisibles de distorsión armónica de corriente de una señal eléctrica, existirá dependencia de la relación entre ISC e IC.

2.4.10.3 Características de los armónicos

Las señales de voltaje o corriente armónicas las que generan la emisión de frecuencias distintas a la fundamental, y los efectos de su existencia en un sistema eléctrico conllevan inconvenientes funcionales como de mantenimiento de los equipos inherentes, entre las características más importantes relacionan a la frecuencia y secuencia.

2.4.10.3.1 Frecuencia

Las distorsiones armónicas de voltaje o corriente eléctrica, son señales sinusoidales múltiplos de la frecuencia fundamental (60 Hz), genera tipos de orden en las armónicas dependiendo de la cantidad de pulsos que opera el receptor no lineal. Para el caso de un rectificador de tres pulsos, se pueden inducir en la red armónicas con frecuencia de 180 Hz equivalente al tercer orden. En la Figura 2.16 se ilustran a las señales eléctricas con su armónica de orden tres y su resultante.

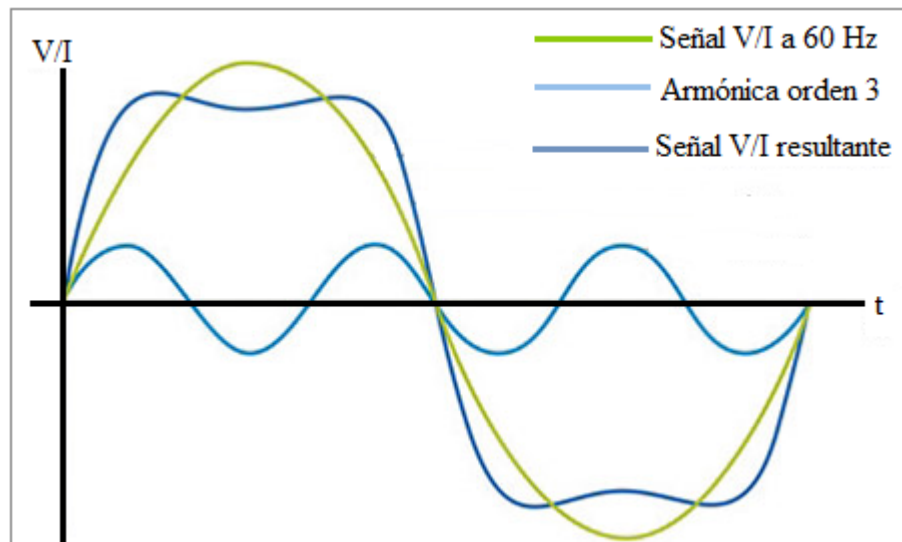


Figura 2.16. Armónicos en red monofásica.

Fuente: El Autor

El estándar IEEE 141-186 establece que el orden de la armónica de corriente (h) se determina en función del número de pulsos (p) y número entero serie de Fourier (n) (véase Ecuación 2.13).

$$h = np \pm 1 \tag{2.13}$$

2.4.10.3.2 Secuencia

El contexto de armónicas en secuencia positiva giran en el mismo sentido de una máquina eléctrica rotativa, para el caso de armónicas con secuencia negativa, los campos rotatorios giran en sentido contrario generando una fuerza de contraposición y para el caso de secuencias homopolares siendo múltiplos del tercero suele sumarse para entornos con neutro.



Toda fuente monofásica en uso de equipos de electrónica de potencia, poseen generalmente rectificadores de onda completa de cuatro pulsos enfocados comúnmente en los sectores residencial e industrial, los sistemas trifásicos son más frecuentes en su topología, existen rectificadores de 3, 6, 12 o 18 pulsos. Con base en el estándar IEEE-141-186 en la Tabla 2.6 se muestran los armónicos con su respectiva secuencia para redes eléctricas a 60 Hz.

Tabla 2.6:

Orden de armónicos y secuencia para redes eléctricas a frecuencia de 60 Hz.

Orden	2	3	4	5	6	7	8	9
Frecuencia	120	180	240	300	360	420	480	540
Secuencia	-	0	+	-	0	+	-	0

Fuente: El Autor

Las armónicas pueden descomponerse en pares o impares, las primeras no son simétricas al eje horizontal, en análisis teórico no existen armónicas pares, sin embargo si se detectaren suelen tener pequeñas amplitudes con baja significancia pero son un medio informativo de que uno de los dispositivos no opera correctamente. Las armónicas impares presentan una simetría al eje horizontal indistinto de la forma de onda ya sean sinusoidales, cuadradas o triangulares.

2.5 Soluciones de problemas de calidad de energía eléctrica ocasionados por armónicos

Con base en las recomendaciones estipuladas en la norma IEEE 519-2014 y la norma UNE-EN 61000-2-4, los medios de solución a problemas de distorsión de onda son variados, actualmente es posible utilizar electrónica de potencia para mitigar el impacto de señales eléctricas distorsionadas, el uso de inductores, capacitores en efecto resonante conectados a dispositivos activos de la red ayudan a reducir dicho impacto sin llegar a eliminarlo. Los filtros activos generan un efectivo proceso de limpieza de señales contaminadas por cualquier efecto negativo en la calidad de energía en la red en función de normativas vigentes.

Por su parte la Regulación No. ARCONEL 005-17 (2017) considera que el consumidor no regulado que mantenga suscrito un contrato de conexión con una Distribuidora, cancelará a ésta la penalización por bajo factor de potencia cuando sea inferior a 0.92, aplicando el pliego tarifario vigente de acuerdo a la categoría y grupo de tarifa que le corresponda.



A nivel del cliente, resulta importante el uso de equipamientos que a más de mitigar la THDi, coadyuvan a ciertos casos a mejorar el factor de potencia de una instalación, posicionando a la misma en condiciones más seguras de operación.

2.5.1 Filtros pasivos de potencia

Tanto las normas EN 61921, EN 60439-1, IEC 60831-2 y el estándar IEEE 519-2014 coinciden en que resulta común el uso de este tipo de filtros a nivel de clientes comerciales o industriales ya que por aspectos regulatorios establecidos en normativas y estándares, tipológicamente los de primer orden corresponden a la combinación de inductores y condensadores mismos que reducen a un determinado rango de frecuencias, de este contexto destacan filtros pasa bajo, filtros pasa alto o filtros pasa banda según la restricción de frecuencia a filtrar, suelen determinarse valores comerciales a instalar en derivación a la red eléctrica bancos monofásicos o trifásicos de capacitores (véase Figura 2.17).



Figura 2.17. Banco de capacitores fijo.

Fuente: ABB. *Bancos de condensadores KBR* (p. 1) 2020.

En la Figura 2.18 se ilustra el diagrama de Bode que muestra el comportamiento de un filtro pasivo en respuesta a bajas frecuencias por debajo de la fundamental respecto a un filtro RC.

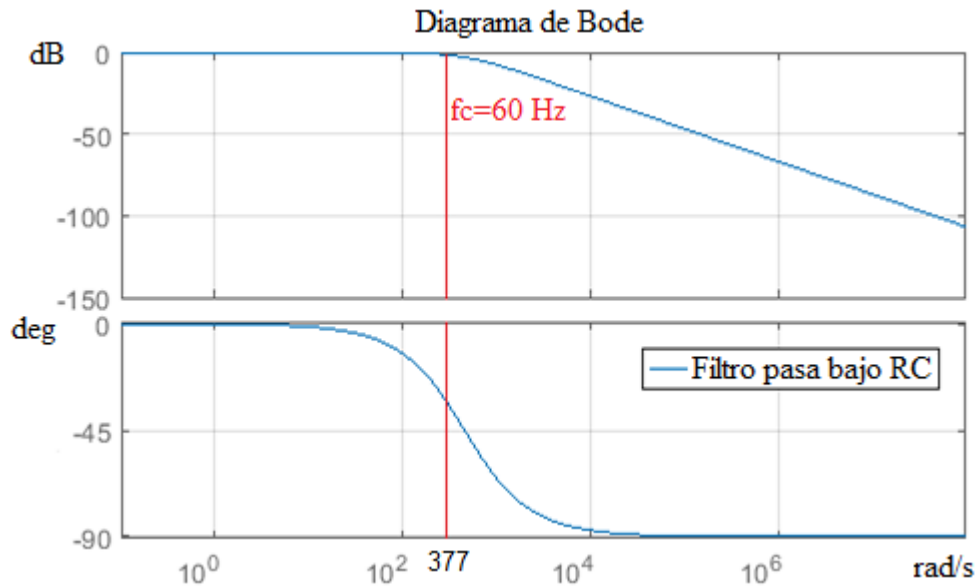


Figura 2.18. Diagrama de Bode filtro pasivo pasa bajo RC frecuencia de corte 60 Hz.
Fuente: El Autor

Villalta (2015) considera que los reactores son inductancias que ayudan a disminuir el efecto de los armónicos en las redes eléctricas en hasta un 30% en la combinación de reactor en corriente alterna y directa, que si bien es cierto se podría pensar que no vale la pena colocar el reactor AC en el caso de tener un reactor dc ya instalado por la limitada disminución en porcentaje, pero es importante considerarlo siempre ya que cumple la función de minimizar el impacto por variaciones de voltaje.

Desafortunadamente, estas técnicas no representan un alto nivel de exactitud en los procesos de mitigación o reducción de la distorsión armónica de la red eléctrica por el uso de rectificadores multi-pulsos.

La sensibilidad a la tensión eléctrica surtidora del sistema no es la mejor toda vez que dependiendo de la topología de cargas pueden existir desequilibrios en la red sin darse una eliminación eficiente de armónicos de orden quinto, séptimo, onceavo o treceavo.

2.5.2 Filtros activos de potencia

Según Lamich (2006) estos equipos son conocidos también como “Acondicionadores activos de líneas de potencia” o “APLC” los cuales resultan muy eficientes con el fin de reducir significativamente las distorsiones provocadas por armónicos en las redes eléctricas. Esquemáticamente en una red eléctrica, la Figura 2.19 muestra la articulación del filtro activo.

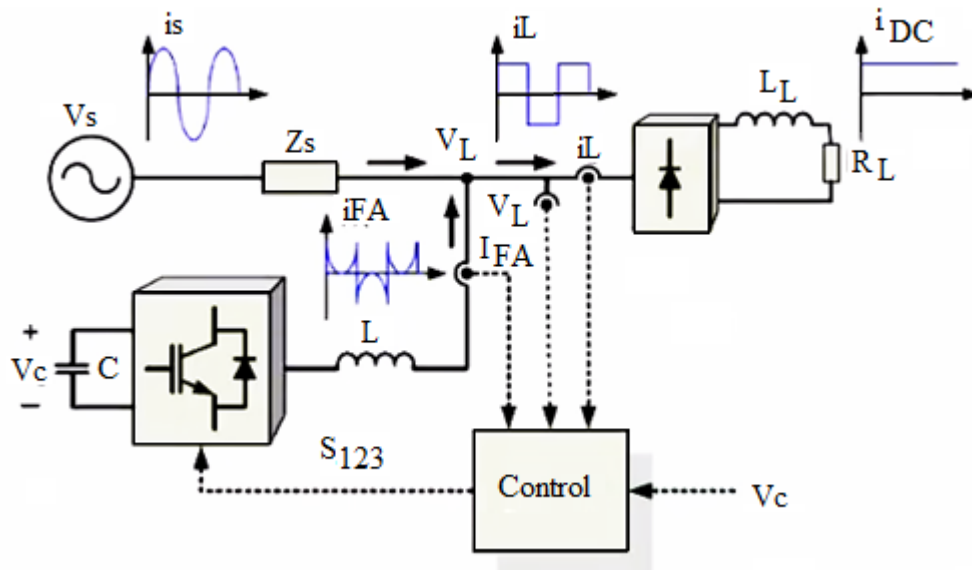


Figura 2.19. Esquematación de un filtro activo en contexto de la red.
 Nota: Adaptada de *Filtros Activos de Potencia Parte I* (p. 1) de J. Pérez, 2019.

Además, Lamich considera que “Las cargas no lineales conectadas a la red consumen corrientes que no son senoidales, o sea, tienen un contenido importante de armónicos” (p. 37) lo cual corrobora lo indicado en párrafos anteriores respecto al origen del problema.

Los picos de frecuencia suelen darse por acción de conmutación, el dimensionamiento depende de las características de la carga cuyos equipos de electrónica son componentes estructurales de estos equipamientos principalmente formados por módulos de transistores bipolares de puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés) los cuales operan como equipos convertidores de corriente directa a alterna.

Estos equipamientos operan de manera que a través de la inyección de corrientes en sentido contrario a las de índole armónica de manera que se efectúa un proceso de regeneración de la onda distorsionada a la fundamental.

Comercialmente, empresas como DANFOSS (2016) construyen filtros activos de potencia que dentro de sus capacidades de operación poseen altas prestaciones, brindan excelentes resultados de filtrado de armónicos de una red en cumplimiento de estándares normativos como IEEE 519-2014, EN 61000-3-12 y Regulación No. ARCONEL 005/18. En la Figura 2.20 se representan a la señal eléctrica mitigada su THD y el histograma de distorsión correspondiente.

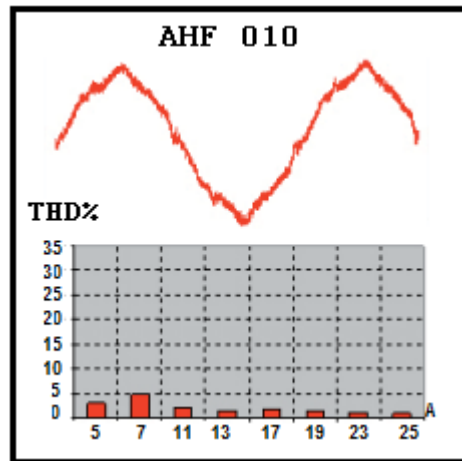


Figura 2.20. Distorsión armónica con filtro activo AHF 010.
Fuente: *Mitigación de armónicos* (p. 9) de DANFOSS, 2016.

Farrag y Farooq (2017) afirman que para mitigar la distorsión armónica debida al uso de acondicionadores de aire (...) el acondicionador de potencia proporciona una compensación inyectando la misma cantidad de corriente que tiene un contenido armónico precisamente contraria a la corriente armónica introducida por la carga no lineal original. Para las simulaciones, la forma de onda del acondicionador de potencia se produce restando la onda distorsionada de la forma de onda sinusoidal ideal (p. 705).

2.5.2.1 Topologías

Estos equipos en función de la conexión con la carga pueden clasificarse en filtros paralelos (shunt), serie o mixto, su actuación es distinta. En la Figura 2.21 se ilustra la diferencia topológica entre un filtro activo serie y paralelo en contexto de red BT y cargas no lineales.

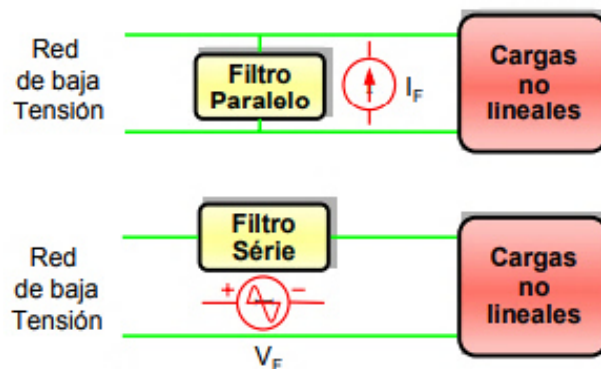


Figura 2.21. Topologías de conexión de un filtro activo a la red eléctrica.
Fuente: *Filtros Activos de Potencia* (p. 39) de M. Lamich, 2006.



Los filtros paralelo actúan básicamente como una fuente de corriente, que tiene como misión contrarrestar los armónicos de corriente generados por la carga, de forma que la corriente resultante en la red entre la carga y el filtro sea senoidal (Lamich, 2006, p. 38).

Los filtros activos de potencia conectados en serie se comportan como una fuente de voltaje en serie con la red eléctrica y a diferencia de los paralelo buscan que el voltaje tenga forma sinusoidal, en su operación se basa en un compensador estático (STATCOM, por sus siglas en inglés). Una combinación entre las dos topologías promueve un filtro activo tipo mixto, capaz de compensar corriente y voltaje en el sistema, siendo completo en su accionar pero de mayor costo.

2.5.2.2 Estructura

Internamente un filtro activo de potencia posee un convertidor en fuente de tensión (VSC), dispositivos de almacenamiento energético (capacitores), medidores de tensión o corriente eléctrica, sistema de control cuya misión se basa en obtener señales de consigna de voltaje o corriente y la salida posee señales procesadas y moduladas. La Figura 2.22 ilustra el diagrama de bloques estructural de un filtro activo.

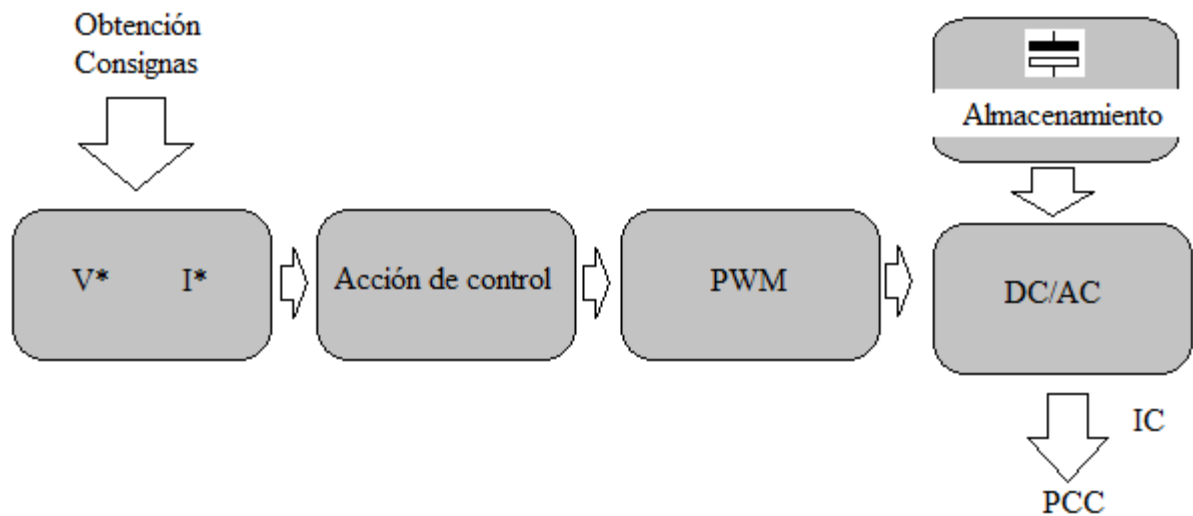


Figura 2.22. Estructura básica de un filtro activo de potencia.

Fuente: El Autor

La etapa de obtención de consignas tiene la función de aislar la componente fundamental de tensión o corriente con la que consume la carga no lineal y el sistema de control es el encargado de actuar sobre el convertidor para que las corrientes contaminadas de armónicos en la red sean coincidentes con las generadas.



En el bloque de modulación se da un proceso de transformación de señales de tensión o corriente procedentes del control con el fin de establecer los tiempos de conmutación de los interruptores del convertidor, los dispositivos existentes en el inversor deben ser capaces de conmutar en tiempos preestablecidos del sistema.

El bloque referente al almacenamiento de energía tiene la misión de mantener activo en todo momento al sistema de control, esta energía posee una directa proporcionalidad al cuadrado de su tensión, condensadores forman parte de él a través de una barra de corriente directa, la tensión eléctrica deberá ser superior a la tensión pico de la red, por lo cual la adquisición de los condensadores deben obedecer normas de tensión dependiendo del caso.

2.5.2.3 Campos de actuación

Por la diversa utilidad de un mitigador de armónicos en la red, el mismo no posee restricción de uso en cualquier parte de una instalación eléctrica, por efectos de medición su ubicación geográfica se da en el PCC cuyo dimensionamiento dependerá de la capacidad de demanda a cubrir como frecuencia de la instalación, corriente máxima relativa a la carga, número de fases a cubrir en la instalación entre los parámetros más importantes.

A más de mitigar las distorsiones armónicas de voltaje o corriente, los filtros activos de potencia actúan como compensadores de potencia reactiva mejorando así condiciones relacionadas al factor de potencia de la instalación. Si la instalación del filtro activo se lo hace en las barras de los alimentadores primarios, la responsabilidad de la empresa distribuidora de electricidad la dotación de energía con la menor cantidad de componentes armónicas de voltaje y, en el caso de requerir la compensación de la THDi, la responsabilidad es del cliente del servicio eléctrico con base en la instalación del filtro en el PCC.

2.5.3 Filtros híbridos

El principio básico de operación del filtro híbrido es simular una fuente de tensión en serie con la impedancia del filtro pasivo, de esta forma el filtro activo genera un voltaje a la frecuencia deseada opuesta a la caída de tensión que se produce en esa impedancia, cortocircuitando así el filtro pasivo a la frecuencia deseada con el fin de producir de que la corriente armónica no genere efectos de distorsión en instalaciones aledañas (Seguel, 2018, p. 30).



Núñez, Moreno, Ramos y Soto (2009) afirman que un filtro híbrido serie-paralelo, el tipo serie aísla armónicos de la fuente AC y de los producidos por la carga. Como consecuencia de esta nueva función, la potencia del filtro activo resulta ser mucho menor que la de un filtro activo convencional. En cambio un filtro híbrido paralelo-paralelo, mejora de igual manera la característica de compensación del filtro pasivo viabilizando el uso de filtros activos para grandes potencias y al mismo tiempo a bajo costo. En las figuras 2.23 y 2.24 se ilustran topológicamente en la red a filtros híbridos serie-paralelo y paralelo-paralelo.

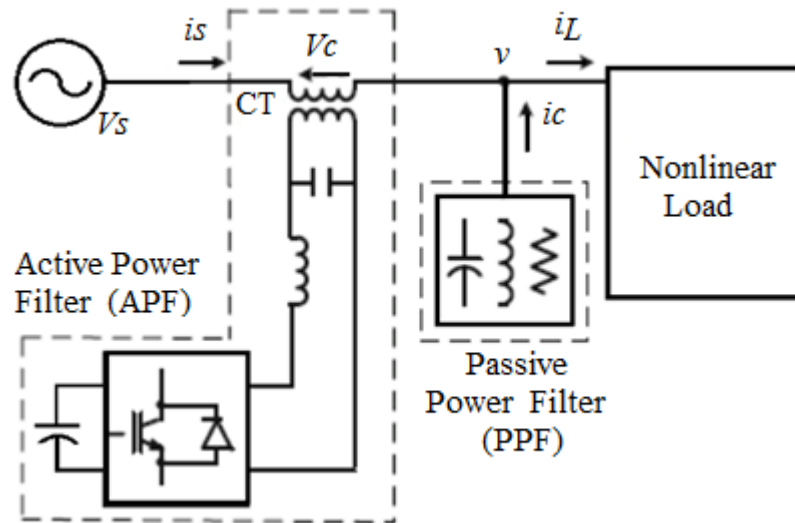


Figura 2.23. Estructura filtro híbrido serie-paralelo.

Fuente: *Review of Hybrid filter topologies for power quality compensation* (p. 614) de M. Nair, & D. Sankar, 2015.

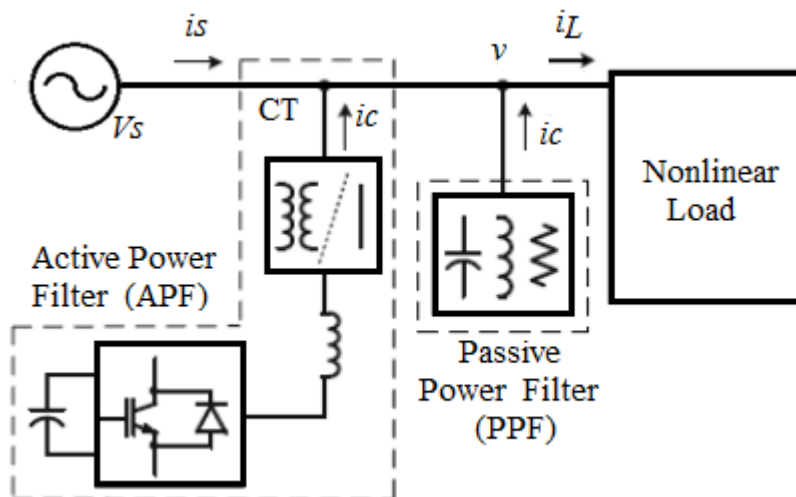


Figura 2.24. Estructura filtro híbrido paralelo-paralelo.

Fuente: Ídem.

CAPÍTULO 3: DISEÑO, SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR P.I. Y SIMULACIÓN DEL FILTRO ACTIVO

3.1 Introducción

Actualmente, los medios virtuales permiten ejecutar procesos de diseño y simulación de proyectos adaptados al contexto ingenieril, en el presente capítulo el producto final es el filtro activo cuyo enfoque es constructorista ya que dota al lector de información técnica de sus componentes de acuerdo a características adquisitivas. Para ello se ejecuta un proceso sistematizado y articulado que promueva una adecuada operación del prototipo en su simulación, con el aporte de simulaciones basadas en la herramienta MatlabR2016a/Simulink® será posible obtener datos del nivel de reducción de la THDi en diversos escenarios de prueba.

El proyecto es de tipo académico, experimental e investigativo el cual es capaz de mitigar la mayor cantidad de armónicos de corriente en la red eléctrica por influencia de una o más cargas no lineales a rangos de distorsión armónica establecidos en el estándar IEEE 519-2014, su capacidad de potencia es de 2.12 kW. La Figura 3.1 contextualiza a la esquematización del prototipo en la red eléctrica monofásica.

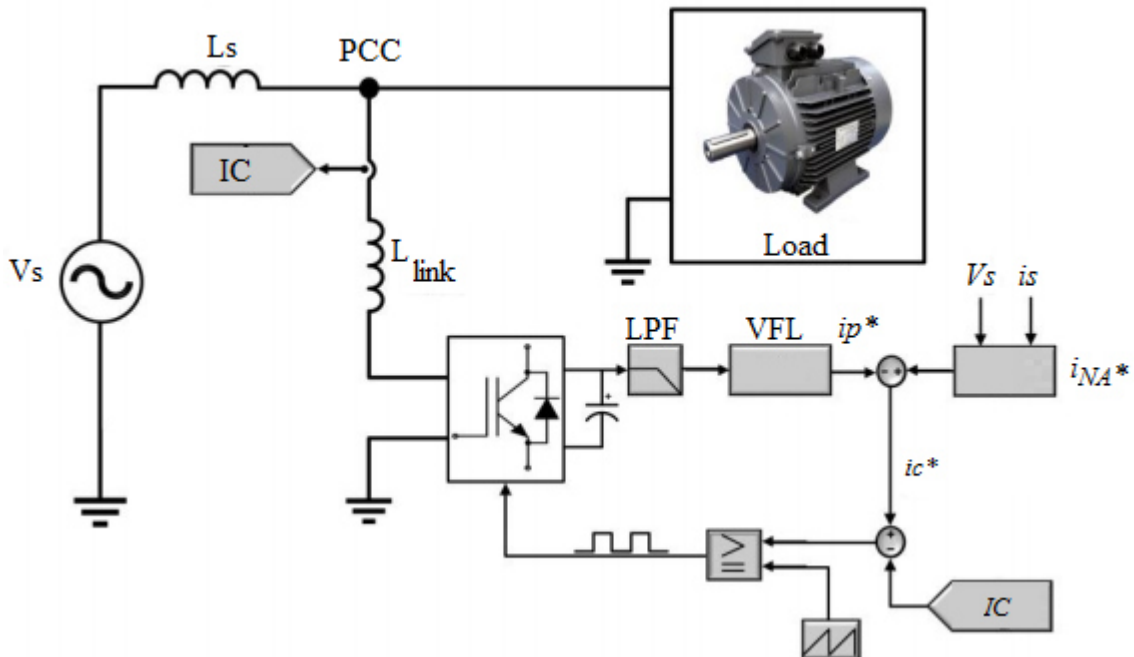


Figura 3.1. Esquema de integración del filtro activo de potencia.

Fuente: *Diseño de un Filtro Activo de Potencia Monofásico para Compensar Potencia Reactiva y Corrientes Armónicas* (p. 3547) de R. Morales, et al., 2018.



De acuerdo al diseño del filtro activo se determinarán las características operacionales del prototipo y en función del dimensionamiento de sus parámetros de control y dispositivos relacionados es posible evaluar la respuesta del filtro activo frente a variadas condiciones del entorno de la inductancia de la red cargas no lineales.

3.2 Diseño del prototipo

Posee una connotación ordenada de los dispositivos de acondicionamiento de señal y control de nivel de voltaje y corriente de compensación, el proceso parte de las consideraciones de diseño y con base a ello, dimensionar los componentes complementarios del prototipo.

3.2.1 Características funcionales del proyecto

De acuerdo a los horizontes planteados del desarrollo del prototipo, se han determinado las siguientes consideraciones de diseño:

- Monofásico a dos hilos.
- Voltaje de fase 120 VAC RMS.
- Frecuencia de la red 60 Hz.
- Capacidad de corriente del filtro activo monofásico 10 A.
- Índice de modulación de amplitud 0.8.
- Frecuencia de conmutación y pulsos del puente inversor 15 kHz/4 p.

3.2.2 Dimensionamiento de dispositivos

El proceso utiliza información respaldada por textos e investigaciones en el campo de los sistemas de control y electrónica de potencia, se acompaña de recomendaciones adquisitivas de los dispositivos, inductancias de la red eléctrica y saliente del inversor, control de la tensión de la barra de del capacitor y control de corriente del inversor para la etapa de potencia relacionada al inversor.

3.2.2.1 Planta de control de voltaje del filtro capacitivo

Al dar el prototipo una acción de control, el filtro capacitivo realiza la tarea de almacenar y



dotar de energía necesaria para compensar de manera favorable la distorsión armónica de corriente en la red eléctrica contaminada excesivamente de armónicos. El valor del capacitor a incluir se dimensiona a base de la potencia reactiva máxima a compensar y el intervalo de ciclo completo de la frecuencia fundamental de la red eléctrica (Morales et al., 2018).

Analíticamente, valor de la capacitancia requerida para el diseño del filtro se determina con base en la Ecuación 3.1.

$$Cf = \frac{P_{maxinv}}{rv * VDC^2} \quad (3.1)$$

Dónde:

- Cf: Capacitancia del filtro activo.
- Pmaxinv: Potencia máxima del inversor.
- rv: Factor de rizado de voltaje máximo 2% respecto a tensión de las barras dc.
- VDC: Tensión eléctrica de la barra de corriente directa.

En consideraciones de diseño, es importante tomar como referencia un parámetro denominado índice de modulación de amplitud (*ma*) cuya función es limitar la corriente que atraviesa por el inversor siendo idéntica función a la banda de histéresis en el contexto de la señal modulada por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Según Hart (2001) “se define como la relación entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora” (p. 336) y su determinación se expresa en la Ecuación 3.2.

$$ma = \frac{V_{referencia}}{V_{portadora}} \quad (3.2)$$

A través de la Ecuación 3.2 es posible adaptar al voltaje de la señal portadora a la predeterminada para la barra dc y a la señal de referencia del filtro, el cálculo de la caída de voltaje en esta barra se determina a través de la Ecuación 3.3.

$$VDC = \frac{Va}{ma} = \frac{120\sqrt{2}}{0.8} = 212.13 V \quad (3.3)$$

La potencia máxima del filtro activo se determina por medio de la Ecuación 3.4 con base a la capacidad de corriente se ha predeterminado a un valor de 10 A.



$$P_{max\ filtro} = V_{DC} * I_{filtro} \tag{3.4}$$

En sustitución de los valores conocidos en la ecuación anterior, se obtiene la Ecuación 3.5.

$$P_{max\ filtro} = 212,13 * 10 = 2.12\ Kw \tag{3.5}$$

Esquemáticamente, el convertidor del filtro activo es del tipo fuente de voltaje (véase Figura 3.2), internamente consta de un inversor, un condensador cuyo voltaje previo proceso de control mantiene su valor dc en condiciones estables de operación y a la salida una bobina de filtrado con una resistencia en la que circulará la corriente de compensación (IC) cuyo destino geográfico es el PCC.

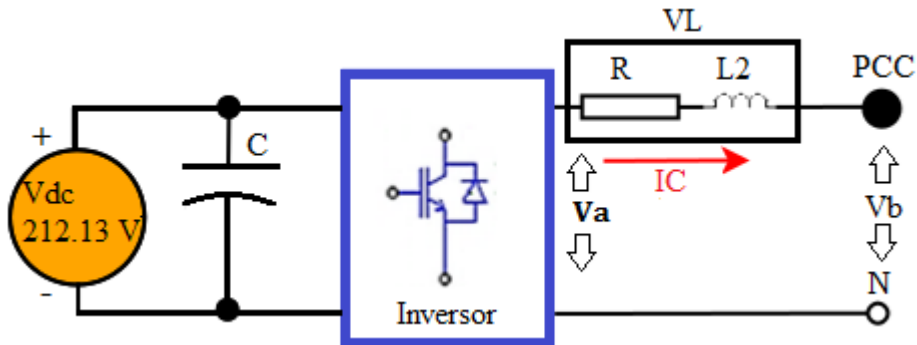


Figura 3.2. Tensión eléctrica en la salida del inversor con corriente hacia la red.
Fuente: El Autor

Para hallar el valor del filtro que cumpla las condiciones del prototipo (C_f), se efectúa el reemplazo de los datos fundamentados las ecuaciones 3.3 y 3.5 en la Ecuación 3.1, este valor se ilustra en la Ecuación 3.6 y por consideraciones adquisitivas su capacidad es de 12 mF a 500 V tipo electrolítico (véase Anexo 3).

$$C_f = \frac{2120}{4.24 * 212.13^2} = 11.09\ mF \tag{3.6}$$

3.2.2.2 Dispositivos inductivos del sistema

En el sistema de control existen dos inductores que cumplen diferentes funciones, el tipo serie relaciona al efecto inductivo en la línea que conecta a la red secundaria surtidora con el cliente (L1), también llamada bobina de traslape, con el aporte de esta bobina mejora el seguimiento de la componente armónica, se predeterminó un valor de 10 mH a capacidad de 10 A en función de la distancia entre el cliente y la red secundaria como por aspectos geométricos



del dispositivo (véase Anexo 4), por su parte la segunda inductancia ($L2$) se adapta a la señal saliente del inversor a la fase de la red eléctrica adyacente al PCC, misma que promueve la existencia de la corriente de compensación (IC).

De la red eléctrica monofásica de la Figura 3.2, en la malla saliente del inversor, en condiciones de carga del filtro capacitivo y en aplicación de la segunda Ley de Kirchhoff de voltaje se establece la Ecuación 3.7.

$$V_a = V_L + V_b \quad (3.7)$$

De la cual:

- V_L : Caída de voltaje entre la resistencia e inductancia serie, ella debe ser la más pequeña posible para que las tensiones V_a y V_b sean muy similares y así no se susciten distorsiones.
- R : Resistencia del conductor sólido de la línea y $L2$ un filtro de alta frecuencia que amortigua el nexo activo entre la red eléctrica y el filtro activo monofásico.

La corriente de inyección que atraviesa la bobina saliente del inversor en el dominio del tiempo a la red eléctrica se expresa con base en la Ecuación 3.8.

$$i_{L2} = \frac{1}{L2} \int V_L dt \quad (3.8)$$

Al convertir a un proceso analítico tipo discreto, el valor de la inductancia saliente del inversor se determina con base al establecido en la Ecuación 3.9.

$$L2 = V_L * \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (3.9)$$

Donde:

- Δt : Período de trabajo la cual es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación (fs) de los IGBT's, misma que se preestablece en un valor de 15 kHz.
- Δi : Rizado máximo de la corriente referido a la desviación máxima admisible a generarse en el convertidor, predeterminado en un 10% de la corriente de salida, para el caso de una corriente saliente de 1 A el factor equivale a 0.1.



Despejando VL y reemplazando en la Ecuación 3.9 se obtiene la formulación para determinar la inductancia del inversor respecto a la caída de tensión en la bobina (véase Ecuación 3.10).

$$L2 = \frac{(Va - Vb) * \Delta t}{\Delta i} \quad (3.10)$$

De la cual:

- Va: Valor de referencia de carga del filtro capacitivo VDC.

El valor de la inductancia saliente del inversor en función de la caída de voltaje, factor de rizado y frecuencia de conmutación se determina con base a lo expuesto en la Ecuación 3.11.

$$L2 = \frac{(VDC - Vb)}{\Delta i * fs} \quad (3.11)$$

Donde:

- Vb: Tensión eléctrica pico medida a altura del PCC respecto a neutro.

Sustituyendo valores de la Ecuación 3.11 en la Ecuación 3.12 se obtiene la inductancia serie de salida del inversor L2.

$$L2 = \frac{(212.13 - 169.68)}{0.1 * 15000} = 28.3 \text{ mH} \quad (3.12)$$

Como afirman Mohan, Undeland y Robbins (2009), para un valor de L1, un mayor valor determinado en las condiciones de diseño en L2, demuestra que el valor obtenido se encuentra en el rango aceptable de inductores usados en el lado de C.A. toda vez que corresponde a lo establecido en las normas de la Federación Alemana de Industrias Electrotécnicas, Electrónicas y de Tecnología de la Información (VDE) siendo un mínimo del 5% de la relación entre voltaje e intensidad circundante en la bobina. En la Ecuación 3.13 se determina que el valor de L2 se encuentra en el rango admisible.

$$L2 \geq 0.05 \frac{Va}{\omega * IL2} \geq 0.05 \frac{120}{377 * 10} \geq 1.59 \text{ mH} \quad (3.13)$$

Comercialmente, será posible utilizar tres inductores en serie de 10 mH a 10 A de capacidad de corriente eléctrica con las mismas características técnicas de L1 para una frecuencia de operación de 15 kHz.



3.2.3 Sistema de control del prototipo

Un controlador automático compara el valor real de la salida de una planta con la entrada de referencia, determina la desviación y produce una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño (...), el controlador detecta la señal de error, que por lo general, está en un nivel de potencia muy bajo, y la amplifica a un nivel lo suficientemente alto. La salida de un controlador automático se alimenta a un actuador, como un motor o una válvula neumáticos, un motor hidráulico o un motor eléctrico (Ogata, 2010, p. 21).

En el contexto del filtro activo, el sistema de control engloba etapas de sincronía de la señal medida en la red, control del inversor de voltaje como control de la barra dc del filtro capacitivo, con el fin de cumplir las consignas de inyección de corriente de compensación (IC) de polaridad inversa a la armónica (I_{ref}) para mitigar de la mejor manera posible la distorsión de señal de la red en el PCC hacia la red externa, cumpliendo así las recomendaciones establecidas en el estándar IEEE 519-2014.

La adaptabilidad a procesos de ensayos de diversas técnicas de control en el prototipo, a través del procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés) posibilitaría el uso de las siguientes estrategias de control:

- Proporcional Integral (PI).
- Predictivo (MPC, por sus siglas en inglés).
- Control por modos deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés).

Según Ogata (2010) la acción proporcional-integral considera que mientras se manifieste una señal de error, se lo integrará las veces necesarias hasta que sea nulo, mediante la Ecuación 3.14. y la función de transferencia se expresa por medio de la Ecuación 3.15.

$$u(t) = K_p * e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (3.14)$$

Donde:

- $u(t)$: Salida del controlador.
- $e(t)$: Señal de error.
- K_p : Ganancia proporcional.

- T_i : Tiempo integral.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp \left(1 + \frac{1}{Ti s} \right) \tag{3.15}$$

Donde:

- $U(s)$: Variable de salida en el dominio de Laplace.
- $E(s)$: Variable de entrada en el dominio de Laplace.
- T_i : Tiempo integral en el dominio de Laplace.

Para operar los dispositivos discretos de potencia a ciclos de trabajo bajos es necesario incrementar el valor de voltaje de los capacitores, para ello se debe recurrir a un controlador de carga, quien se encargará de mantener un voltaje de referencia V_{dc} estable, a pesar de las variaciones de potencia. La salida del controlador PI se multiplica con una señal de valor RMS unitario (V_{Sync}) que sincroniza la carga de los capacitores con la red, dando como resultado una señal de referencia en sincronía con la red eléctrica i_{pcd} (Morales et al., 2018, p. 3546).

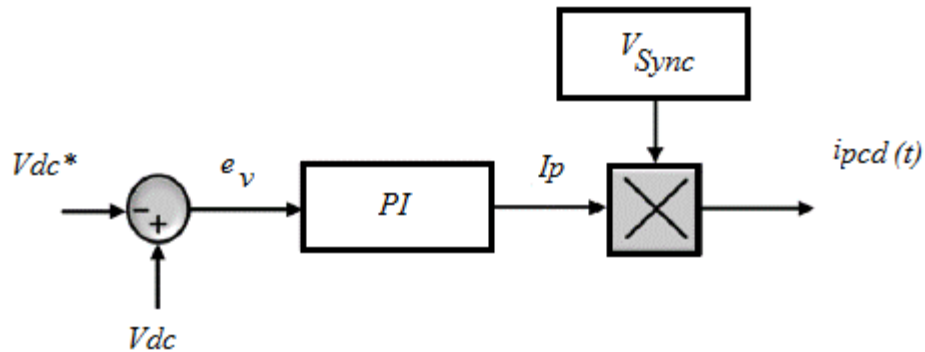


Figura 3.3. Diagrama de bloques de un controlador PI.

Nota: Adaptada de *Diseño de un Filtro Activo de Potencia Monofásico para Compensar Potencia Reactiva y Corrientes Armónicas* (p. 3546) de R. Morales, et al., 2018., Op. Cit.

De acuerdo a lo observado en la Figura 3.3, el controlador PI del filtro activo, la acción proporcional garantiza un veloz seguimiento de la componente armónica y la integral mantiene el carácter constante de seguimiento de ella.

En cuanto a lo determinado por Ballester y Piqué (2011) en el desarrollo de la serie de Fourier, en un circuito a carga no lineal, existirán armónicos circundantes desde la carga hacia la fuente externa los cuales resultan perjudiciales para el sistema eléctrico.

Tanto el tercer como quinto armónico respectivamente son los que se encuentran más cerca a la componente de frecuencia fundamental (60 Hz) por lo cual son los predominantes en la generación de corrientes armónicas desde el receptor a la red eléctrica.

De acuerdo a la Figura 3.4, la existencia del tercer armónico a nivel del PCC puede ser retrasada a través de la consideración del efecto inductivo en la línea (L1), generando un análisis realista del contexto de la red secundaria dándose un seguimiento más lento de la señal armónica ya que mientras mayor sea su valor, mayor será la disminución del tercer armónico de la red.

La variabilidad de L1 es notoria respecto a la ubicación geográfica del usuario, por aspectos de diseño se ha adaptado a una longitud promedio de 68 metros lo cual equivale a 10 mH bajo las consideraciones geométricas del dispositivo (véase Anexo 5) que aportan a la mejora de calidad de señal de corriente eléctrica entre el cliente y la red eléctrica abastecedora.

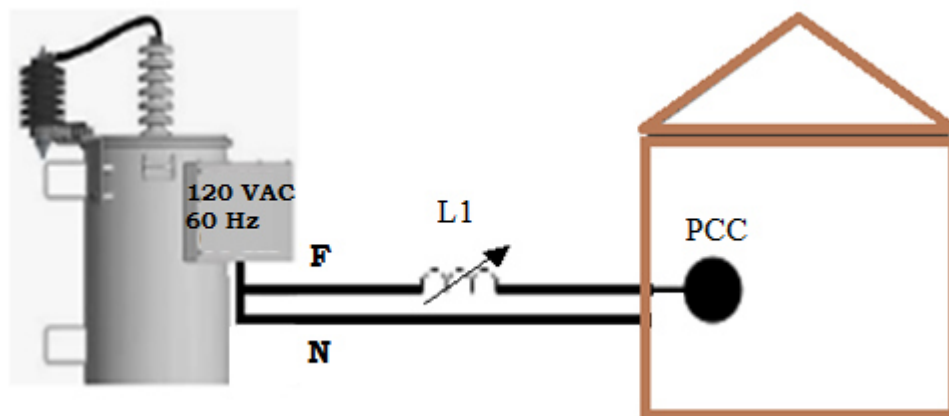


Figura 3.4. Consideración bobina en la red.
Fuente: El Autor

3.2.3.1 Flujograma operacional del filtro activo

El controlador PI incluido en el filtro activo cumple la función principal de actuar de manera oportuna el cual se basa en un proceso de sincronización de fase (PLL, por sus siglas en inglés) en orden de milisegundos con el fin de seguir la consigna de corriente armónica para mitigarla.

Posterior al proceso de acción de extracción de la componente armónica de corriente, toma de referencia de la componente armónica, acción de compensación de la corriente armónica en función de la actuación del filtro activo, siendo un proceso indefinido, constante y periódico, la Figura 3.5 demuestra la etapa procedimental de operación del prototipo.

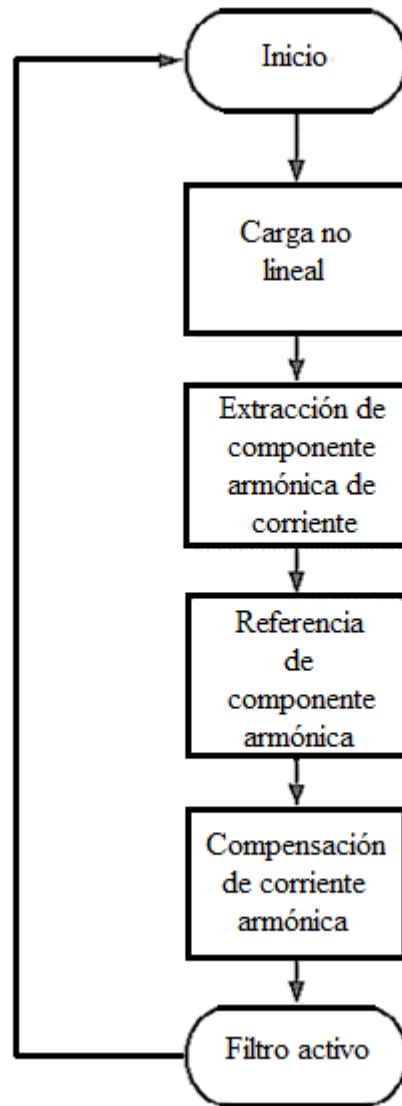


Figura 3.5. Diagrama de flujo de la red y filtro activo.

Fuente: El Autor

3.2.3.2 Etapa de sincronización de fase PLL

Todo el funcionamiento del dispositivo PLL se basa en la generación una nueva señal sinusoidal que esta sincronizada con otra representando la entrada al dispositivo cuya frecuencia puede estar cambiando en el tiempo. Para ello, es preciso comparar continuamente la fase de las señales sinusoidales y el cambio de la diferencia de fase que podrían tener, para ello se utiliza la sincronización de ambas frecuencias mediante un sistema de control realimentado (Mihail, 2016, p. 10).

En la Figura 3.6 se presenta la referencia gráfica de la fase de una señal respecto a sus grados eléctricos.

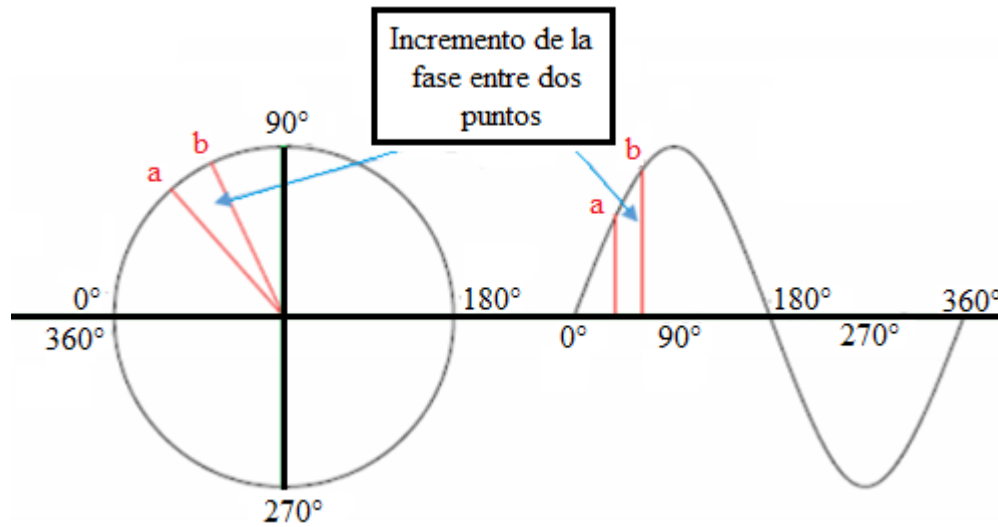


Figura 3.6. Representación gráfica de fase de una señal.

Nota: Adaptada de *Estudio de sincronización de vibraciones mediante técnicas de lazo de búsqueda de fase* (p. 10) de C. Mihail, 2016.

Un PLL es un circuito que permite controlar la frecuencia y fase de una señal enlazándola a una externa con el fin de que los armónicos sean inyectados en sincronía con la red eléctrica cuyos componentes se listan a continuación:

- Comparador de fase: Evalúa dos señales senoidales con el fin de generar una tensión eléctrica, operativamente en el mercado adquisitivo existen de uso análogo como digital.
- Filtro pasa bajo: Dado que para su operación es necesario identificar el componente de frecuencia más baja para su operación (véase Figura 2.18).
- Oscilador controlado por tensión (VCO): Elemento que determina la eficiencia de funcionamiento del PLL, posee un margen de captura para adaptarse al rango de frecuencias de operación y ganancia, capaz de reaccionar respecto a los cambios de tensión eléctrica.

Por aspectos de variabilidad en estado dinámico de las formas de onda de voltaje y corriente en el dominio de la frecuencia, es necesario incluir al sistema una etapa que enlace a la frecuencia de operación con el fin de elevar la robustez de seguimiento de la señal con la componente armónica.



La medición de la tensión eléctrica de referencia de la red, el proceso de creación de señales a desfase de 120° eléctricos establece la sincronización de fase. Internamente posee un controlador PI cuya configuración comúnmente suele estar predeterminada de acuerdo a las ganancias del sistema de control.

Operativamente el PLL ejecuta un proceso de comparación de fase fundamentada por un multiplicador, filtrado de baja frecuencia y un oscilador controlado por voltaje, mismo que produce tensión eléctrica de salida con la frecuencia dependiente de la tensión de salida del filtro pasa bajo.

Topológicamente posee una entrada que puede ser multiplexada de las señales de voltaje a desfase trifásico, dos salidas referentes a la frecuencia del sistema en Hertz y el referente al paso de la rampa variable oscilante limitada en el rango entre 0 a 2π ya sincronizado con base en la frecuencia fundamental a secuencia positiva de la fase de la red.

La esquematización por bloques del PLL parte del proceso de medición sensorial de la señal de corriente a altura del PCC, sincronización y determinación del ángulo de sincronía con la red eléctrica que servirá para efectuar el proceso de extracción de las componentes armónicas de corriente que operan a frecuencias superiores a la fundamental (véase Figura 3.7).

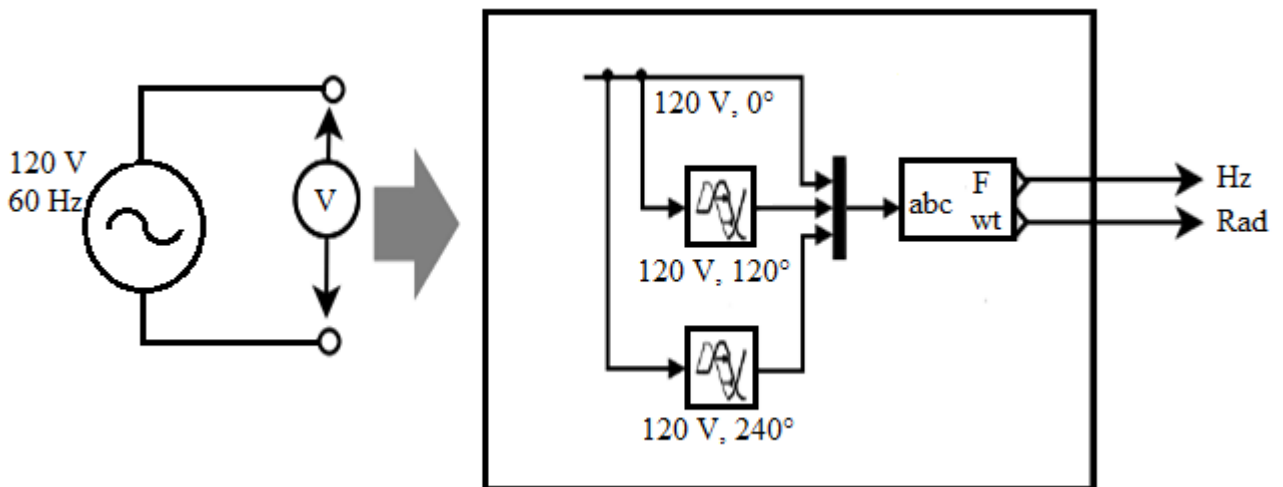


Figura 3.7. Sistema de sincronización de fase del filtro activo.

Fuente: El Autor

Un PLL genera la existencia del desplazamiento angular θ [Rad] misma que se encarga de mantener en eficiente operatividad a los convertidores adaptados al sistema eléctrico, su topología esquemática permite la adaptabilidad a sistemas monofásicos o polifásicos



convirtiendo la tensión eléctrica a un sistema DQ. En la Figura 3.8 se muestra en régimen transitorio la estabilización de la frecuencia y de la onda referente al desplazamiento angular.

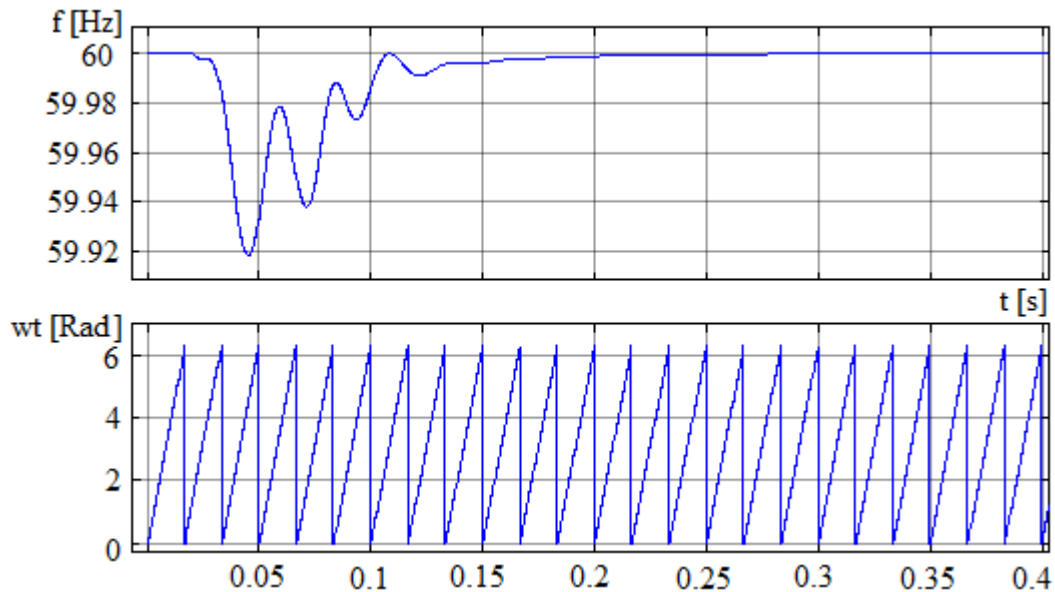


Figura 3.8. Señales salientes del PLL respecto a frecuencia de la red.

Fuente: El Autor

3.2.3.3 Extracción de la componente armónica de referencia

Como afirma Collana (2020), los filtros activos tienen como objetivo mitigar los armónicos de corriente que se generan por las diferentes cargas no lineales distribuidas en el sistema, así mismo, deben asegurar la naturaleza de la forma senoidal de las ondas de tensión y corriente de la red, para ello es necesario extraer las componentes armónicas y luego inyectarlas inversamente a la red.

El éxito de un buen filtrado depende de la técnica de extracción de armónicos a emplearse, ya sea en el dominio del tiempo, de la frecuencia u otras metodologías fundamentadas en redes neuronales artificiales (RNA) que podrían adaptarse a trabajos futuros.

El diseño del sistema PLL permite la acción de extracción de la componente armónica con base al método dq también llamado marco de referencia síncrono fundamentado en la transformación trifásica a un sistema rotatorio con componentes directa, cuadratura y cero (dq0) al cual la componente tipo d requiere control por existencia de reactivos.

La Transformada de Clarke (abc al sistema $\alpha\beta$) permite la adaptación del sistema monofásico a trifásico por medio del desplazamiento angular de 120° y 240° eléctricos de la fase original,



convirtiendo los componentes del dominio del tiempo abc en componentes $\alpha\beta$ de un marco de referencia estacionario, con ello será posible ejecutar un desplazamiento ortogonal a la frecuencia fundamental (véase Figura 3.9).

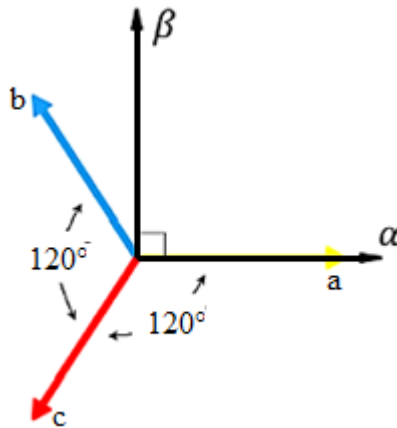


Figura 3.9. Secuencia de fases abc respecto a componentes estacionarias $\alpha\beta$.

Nota: Adaptada de *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* (p. 3) de P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, & S. Pekarek. WILEY-IEEE Press, (3a ed.), 2013.

La ecuación matricial 3.16 refiere a la transformada de Clarke ($abc/\alpha\beta$).

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Dónde:

- a, b y c: Componentes del sistema trifásico.
- α y β : Componentes del sistema de dos ejes en el marco de referencia estacionario.
- 0: Componente cero del sistema de dos ejes en el marco de referencia estacionario.

En segunda instancia para convertir las componentes de marco de referencia estacionario (α , β y 0) a componentes estacionarios directo, cuadratura y cero (d, q, 0) se debe partir de la matriz de transformada de Clarke hacia la transformada de ángulo de Park. En la Figura 3.10 se demuestra gráficamente la conversión de las componentes estacionarias α , β y 0 en un marco de referencia giratorio d y q respecto al eje a y el eje q estuvieron alineados inicialmente.

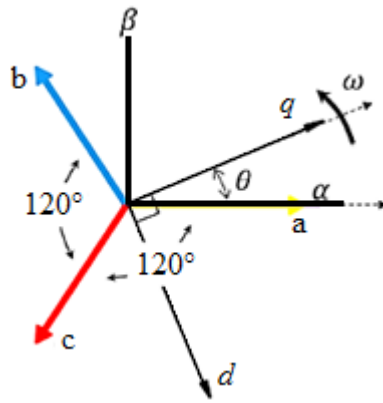


Figura 3.10. Relación entre ejes a y q.
Fuente: Ídem.

De igual manera, el eje a y el eje d estuvieron inicialmente alineados, la relación entre los ejes a y d que se ilustra en la Figura 3.11 en la que se muestra la respuesta en el tiempo de los componentes de $\alpha\beta$ y dq.

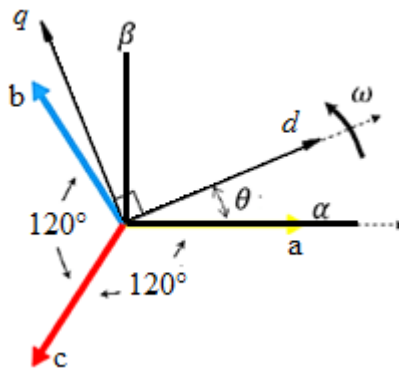


Figura 3.11. Relación entre ejes a y d.
Fuente: Ídem.

Para los dos escenarios es importante tener en cuenta que:

- Θ : Desplazamiento angular entre los ejes a y q con el fin de que el eje q sea alineado como también se relaciona angularmente entre los ejes a y d para la alineación del eje d.
- ω : Velocidad angular de rotación del marco de referencia dq.
- T: Tiempo de alineación inicial expresado en segundos.

En uso de la herramienta MatlabR2016a/Simulink®, el bloque “Clarke to Park Angle Transform” implementa la transformación para una alineación de las fases a al eje q con base en la Ecuación 3.17.



$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & -\text{cos}(\theta) & 0 \\ \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

Dónde:

- α y β : Componentes en el marco de referencia estacionario.
- 0: Componente cero del sistema de dos ejes en el marco de referencia estacionario.
- d y q: Ejes directo y de cuadratura del sistema de dos ejes en el marco de referencia giratorio.

Para que sean alineados la fase a al eje d, el bloque implementa la transformación usando la Ecuación 3.18.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Para completar el proceso de obtención de las corrientes armónicas de referencia provocadas por la no linealidad de la carga, en complemento de la metodología del marco de referencia síncrono se debe considerar la influencia de la señal del controlador del voltaje dc del capacitor (U_{dc}) para con base al error existente generar la corriente de referencia (I_{ref}). En la Figura 3.12 se ilustra el proceso de extracción de las corrientes armónicas.

A la altura del PCC, cuando la red eléctrica se encuentra operando, circulará una corriente por la inductancia de la red ($IL1$), dicha corriente será medida por el sistema ya que en condiciones nominales será la trasportadora de los armónicos generados por las cargas conectadas a la red eléctrica.

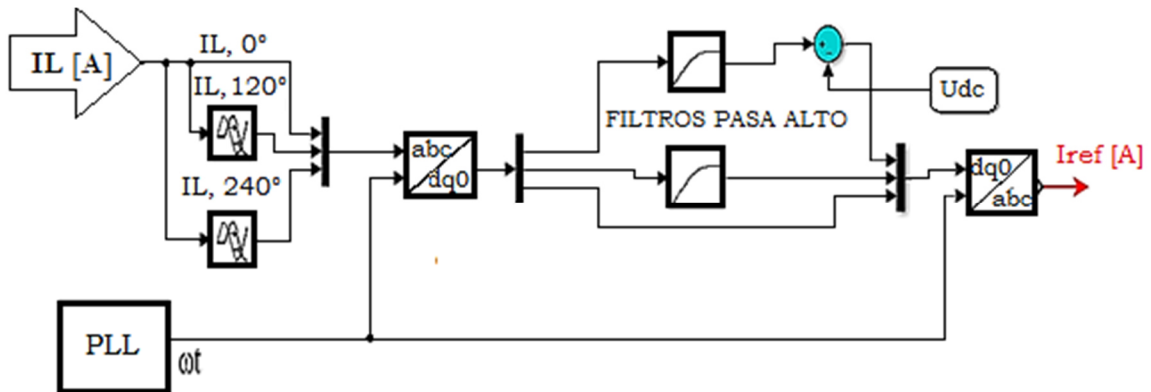


Figura 3.12. Extracción de la componente armónica de la red.
Fuente: El Autor



Ante la existencia de un evento de afección de calidad de energía eléctrica provocada por la carga no lineal, la corriente armónica de referencia puede ser hallada en proceso de omisión a la señal a 60 Hz.

Los filtros pasa alto permiten el paso armónicas múltiplos de la fundamental para así sincronizar con la corriente de compensación y con ello permitir acción de control de reactivos, distorsión de corriente armónica y factor de potencia para las que el filtro activo fundamenta su correcta actuación. En la Figura 3.13 la señal de corriente armónica.

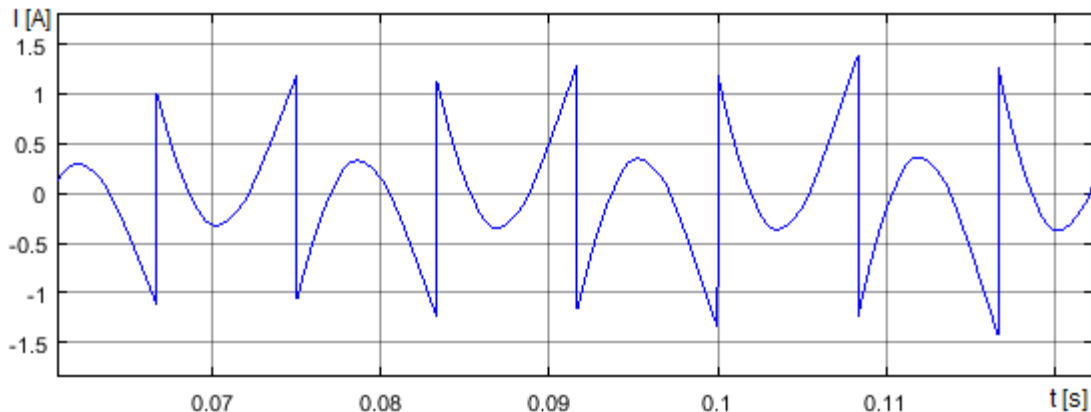


Figura 3.13. Señal de corriente armónica de referencia para una carga menor a 2 A.
Fuente: El Autor

La amplitud de corriente de la señal dependerá de la carga conectada en la red, esta señal realiza el seguimiento de la consigna de corriente armónica (IL), la Figura 3.14 muestra la existencia de disturbios periódicos de corriente y la Figura 3.15 un desfase en el seguimiento de la componente armónica, todo ello por no considerar el inductor (L1).

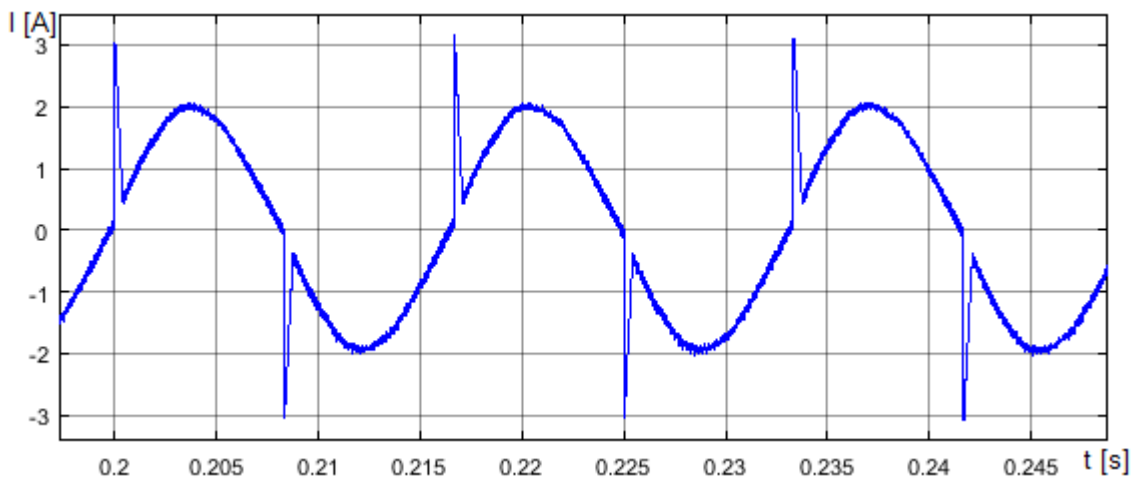


Figura 3.14. Corriente compensada sin considerar L1 en la red.
Fuente: El Autor



La presencia de los picos de corriente observados puede ser muy perjudicial para las cargas y equipos conectados a la red externa ya que su amplitud es proporcional a la corriente consumida por el usuario final.

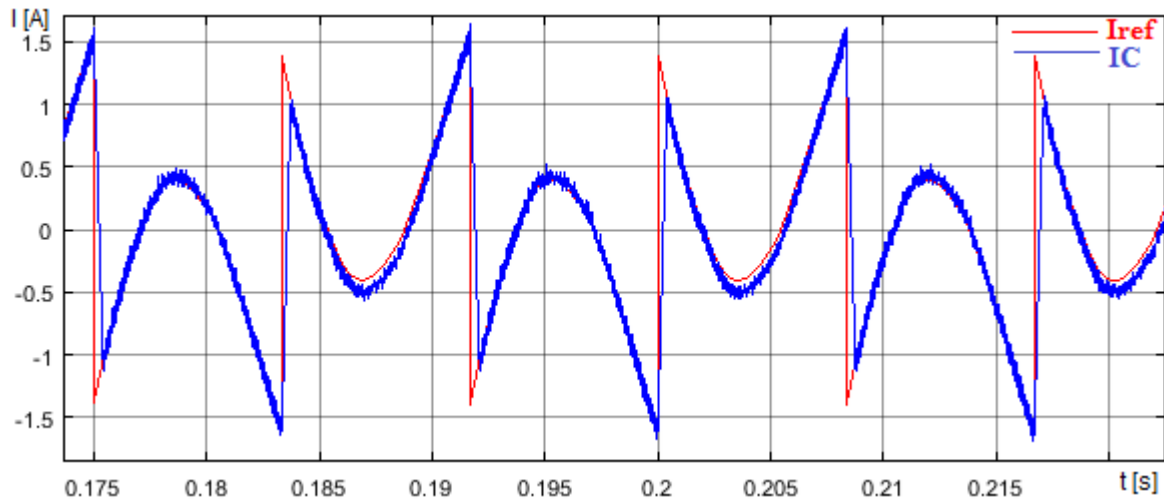


Figura 3.15. Corriente armónica de referencia y de compensación sin considerar L1.

Fuente: El Autor

En complemento, la inexistencia de la bobina en la fase de la red L1 descontextualiza la realidad del efecto resistivo e inductivo en la red, en la Figura 3.16 se ha evaluado en impacto de este contexto al cual la THDi disminuye de 48.23% a 26.13% encontrándose fuera del rango admisible por el estándar IEEE 519.

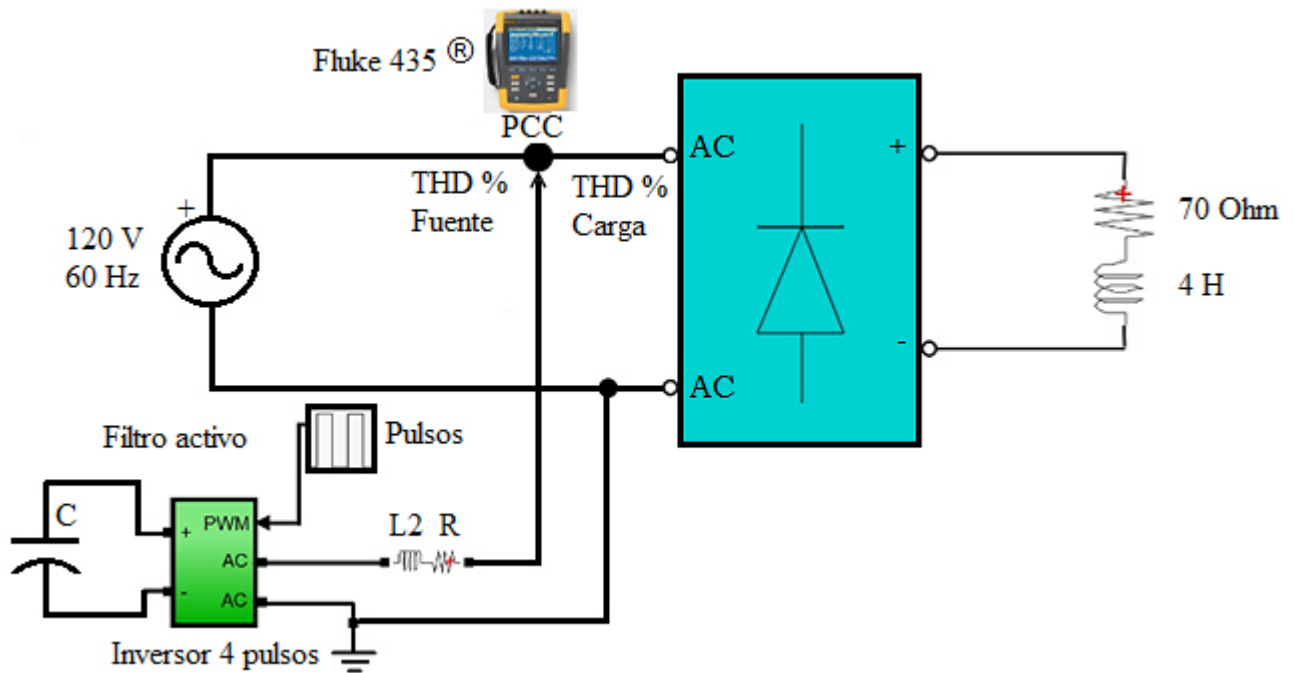


Figura 3.16. Medición de THDi en el PCC como carga no lineal sin considerar L1.

Fuente: El Autor



En el evento de consideración de L1 en la fase de la red, la Figura 3.17 demuestra diferencias en la forma de onda de la corriente medida en el PCC respecto a la señal de la Figura 3.14.

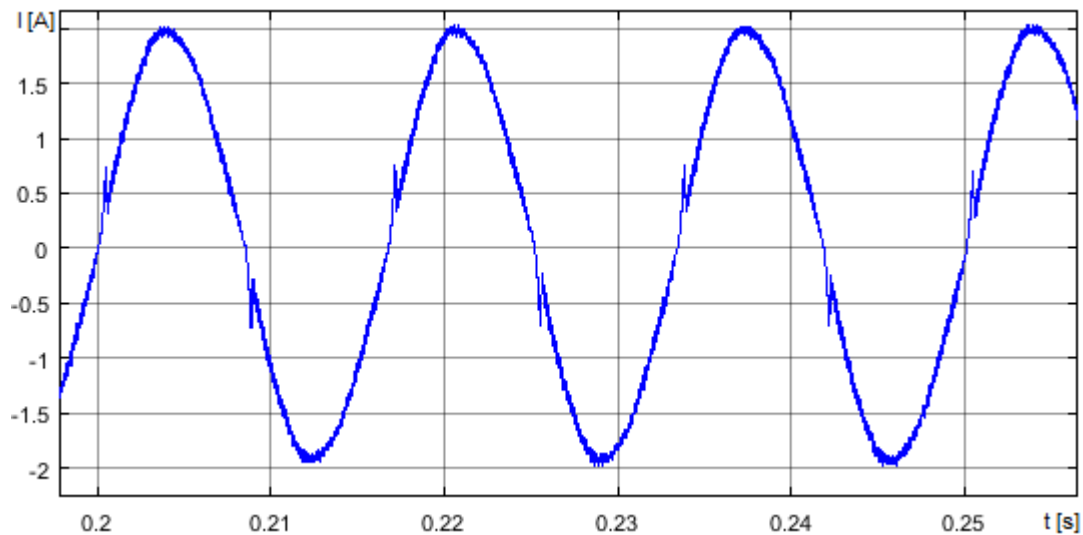


Figura 3.17. Corriente compensada considerando L1 en la red.
Fuente: El Autor

En comparación de las figuras 3.14 y 3.17 se hace notoria la mejora en la calidad de la señal por la disminución de los picos de corriente en la forma de onda de corriente en el PCC debido al efecto de amortiguamiento dado por L1, el efecto en la calidad del seguimiento de la señal del controlador a la referencia armónica mejora encontrándose en condiciones adyacentes de velocidad de la componente armónica de corriente como la de compensación (véase figuras 3.18 y 3.19).

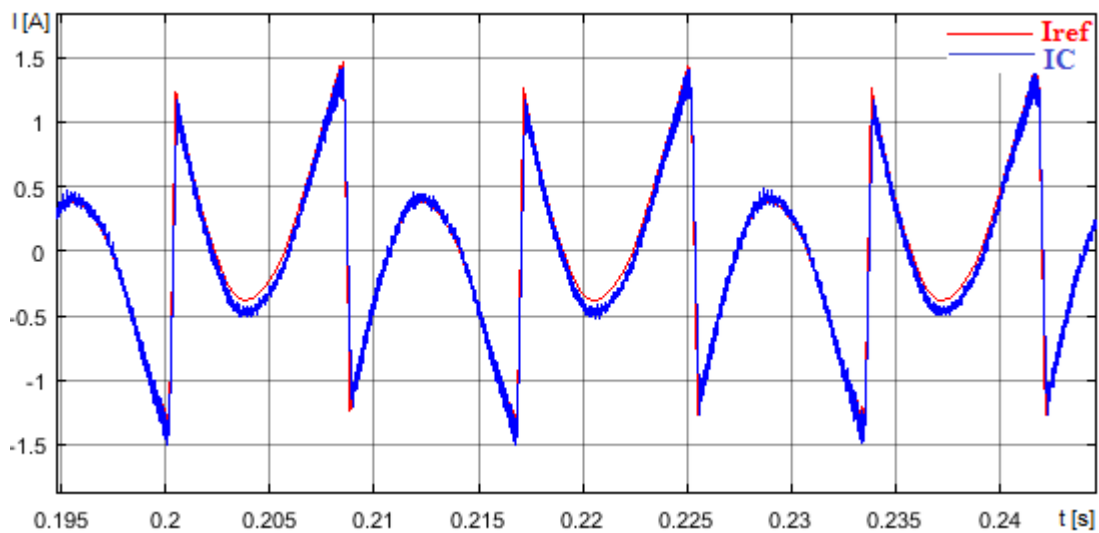


Figura 3.18. Corriente armónica de referencia y de compensación considerando L1.
Fuente: El Autor

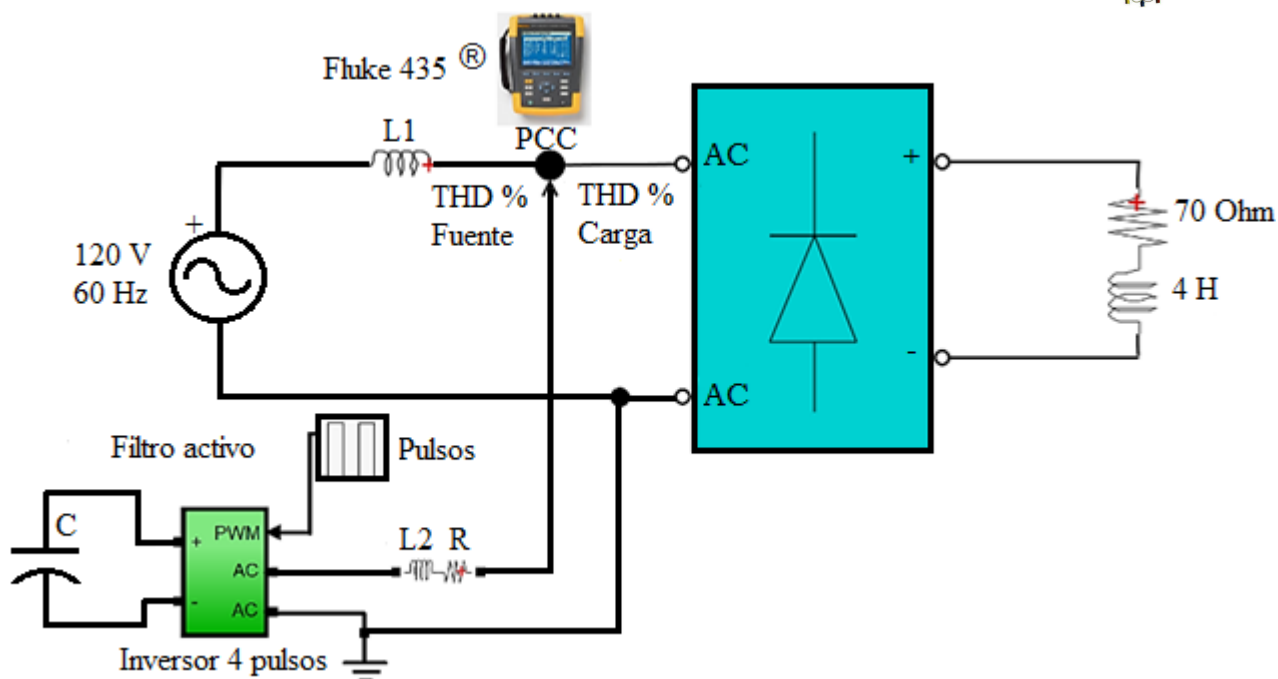


Figura 3.19. Medición de THDi en el PCC como carga no lineal considerando L1.

Fuente: El Autor

Por lo tanto, la inductancia de la línea debe ser considerada por aspectos de distancia de la red a la acometida de baja tensión adyacente al predio del cliente, su impacto sobre el seguimiento de la señal armónica y el efecto inductivo de la línea.

Posterior al objetivo de detectar la corriente armónica, para la acción del controlador del convertidor, es necesario convertir los componentes directos, en cuadratura y cero en el dominio del tiempo en un marco de referencia giratorio a los componentes de un sistema trifásico en un marco de referencia abc, esto se puede lograr mediante el uso del bloque denominado *Inverse Park Transform block*. En el mismo se puede preservar los poderes activos y reactivos con los poderes del sistema en el marco de referencia giratorio mediante la implementación de una versión invariable de la transformación de Park.

Es posible configurar el bloque para alinear el eje a de fase del sistema trifásico con el eje d o q del marco de referencia giratorio en el momento, $t = 0$. En las figuras 3.20 y 3.21 se ilustran las direcciones de los ejes magnéticos de los bobinados del estator en el sistema trifásico, un marco de referencia abc y un marco de referencia dq giratorio en el que tanto el eje a y eje q se encuentran inicialmente alineados como también el eje a y el eje d están inicialmente alineados.

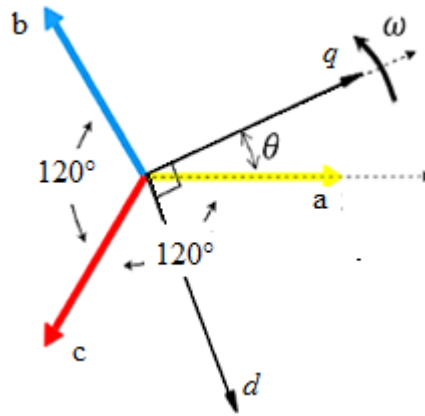


Figura 3.20. Relación entre ejes a y q.
Fuente: Ibíd

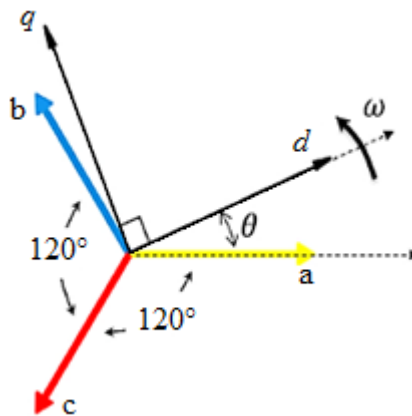


Figura 3.21. Relación entre ejes a y d.
Fuente: Ibíd

Dado que el objetivo del proyecto es la compensación las componentes armónicas de la potencia activa más no de la reactiva, la alineación de la fase a al eje d posibilita esa acción, la transformación de las componentes dq0/abc se ilustra en la Ecuación 3.19:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

3.2.3.4 Modelado de la salida A.C. del inversor

A través de un sistema de control PI se comparan las señales de corriente de referencia y de



compensación, en el caso que el error sea distinto de cero, actuará el controlador generando señales PWM dirigidas hacia las puertas de conmutación de inversor el cual se forma por cuatro IGBT's con diodos anti paralelo.

El tipo de convertidor es del tipo fuente de voltaje (VSC, por sus siglas en inglés) el cual se caracteriza por su menor complejidad de adquisición de dispositivos en el mercado, este convertidor solamente conecta al filtro capacitivo que almacena campo eléctrico en forma de tensión eléctrica en sus terminales con el fin de dotar corriente de compensación a la red, en ámbitos de potencia consumida oscila entre un 5% y 20% de la potencia de la carga.

El inversor realiza un proceso de conversión de las ondas moduladas por ancho de pulso provenientes del controlador PI de corriente armónica a señales de corriente alterna monofásica de compensación que inyecta a la red a nivel del PCC. Su actuación depende del estado de carga de la barra dc que conecta un filtro capacitivo el cual requiere estabilidad de voltaje para la actuación de filtrado.

De esta manera, la amplitud de la frecuencia fundamental de la salida PWM está controlada por ma . Esto resulta importante en el caso de una fuente de tensión continua sin regular, porque el valor de ma se puede ajustar para compensar las variaciones en la tensión continua de la fuente, produciendo una salida de amplitud constante. Por otra parte, ma se puede variar para cambiar la amplitud de la salida. Si ma es mayor que uno, la amplitud de la salida aumenta al incrementarse el valor de ma , pero no de forma lineal (Hart, 2001, p. 336).

La Figura 3.22 esquematiza el puente completo de cuatro pulsos que fundamenta al convertidor de corriente directa a alterna y la configuración del bloque PWM saliente del control del inversor se configuró en Simulink® en el bloque generador de la señal modulada por ancho de pulso con datos del diseño ($f_s= 15$ kHz y $ma=0.8$).

En el ámbito del modelamiento de la red saliente del prototipo se analizará la red dada desde la tensión A.C. saliente del inversor, resistencia y filtro de alta frecuencia (R y L2) en función de las relaciones tensión y corriente eléctrica instantánea.

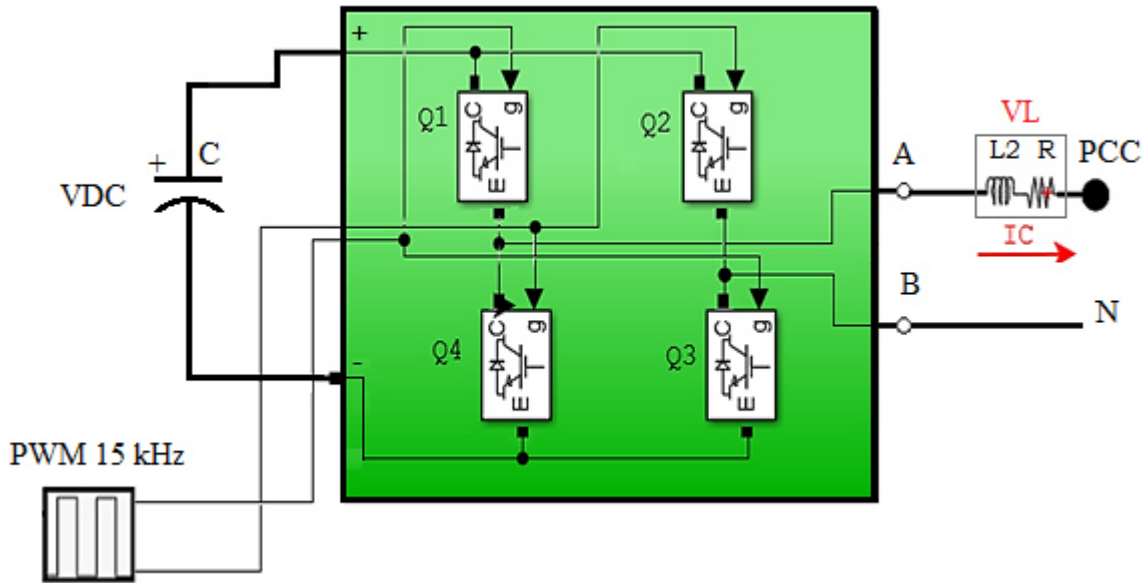


Figura 3.22. Inversor de voltaje de cuatro pulsos.
Fuente: El Autor

De la Figura 3.22, la caída de tensión denominada VL, corresponde a la adición de las caídas de voltaje tanto en la resistencia como inductancia de la línea que conecta al PCC. En la Ecuación 3.20 se representa la caída de voltaje tanto en la resistencia como en la bobina de alta frecuencia en el dominio del tiempo.

$$v_l(t) = i_{rl}(t) * r + L2 * \frac{di_{rl}(t)}{dt} \tag{3.20}$$

Al ejecutar la transformación del dominio del tiempo al dominio de Laplace, la expresión matemática que determina el valor de VL se expresa por lo expuesto en la Ecuación 3.21.

$$VL = R * IRL + L2S * IRL \tag{3.21}$$

En el puente inversor, la salida representa la corriente del inversor y la entrada el voltaje A.C. de salida de inversor para el cual el esquema de bloques se representa en la Figura 3.23.

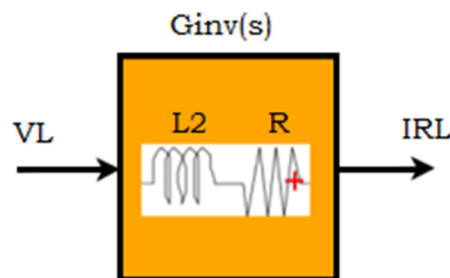


Figura 3.23. Diagrama de bloques planta RL saliente del inversor.
Fuente: El Autor



La función de transferencia $G_{inv}(s)$ con base a la teoría de control relaciona a la salida respecto a la entrada de tensión eléctrica convertida en alterna saliente del inversor del prototipo, su diagrama se ilustra en la Figura 3.23 y su determinación matemática en la Ecuación 3.22.

$$G_{inv}(s) = \frac{IRL}{VL} \tag{3.22}$$

De la Ecuación 3.22, al relacionar los parámetros de corriente y voltaje se obtiene la función de transferencia de señal de corriente alterna saliente del inversor en términos de la resistencia e inductancia (véase Ecuación 3.23).

$$\frac{1}{R + L2S} = \frac{IRL}{VL} \tag{3.23}$$

3.2.3.5 Modelado del control del filtro activo

La técnica de control PI utilizada en el proyecto se caracteriza por poseer alta velocidad de respuesta, simplicidad frente a otras técnicas de control automático, funcionalmente este método ejerce una comparación entre I_{ref} e I_C , la señal de error promueve la existencia de una referencia de voltaje establecida por la señal PWM para generar las señales de conmutación apropiadas de operación del filtro activo. En la Figura 3.24 se ilustran los bloques de esta técnica de control.

A través de pruebas de dinamismo es posible establecer los horizontes de carga no lineal el prototipo es capaz de dar solución a problemas de distorsión armónica de corriente en el PCC hasta valores porcentuales establecidos en el rango de la THDi en el estándar IEEE 519-2014.

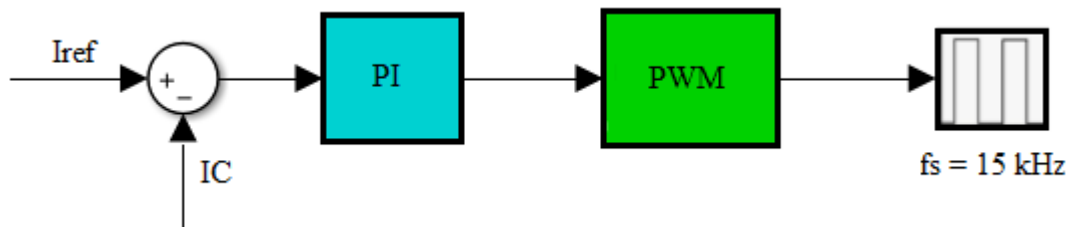


Figura 3.24. Diagrama de bloques del controlador del puente H.

Fuente: El Autor

En la Figura 3.25 se ilustra la señal modulada por ocho de pulso para el cual la frecuencia de conmutación de los pulsos es de 15 kHz en la que la señal PWM dotará de pulsos que permitan para activar dos IGBT's en cada transición de estado.

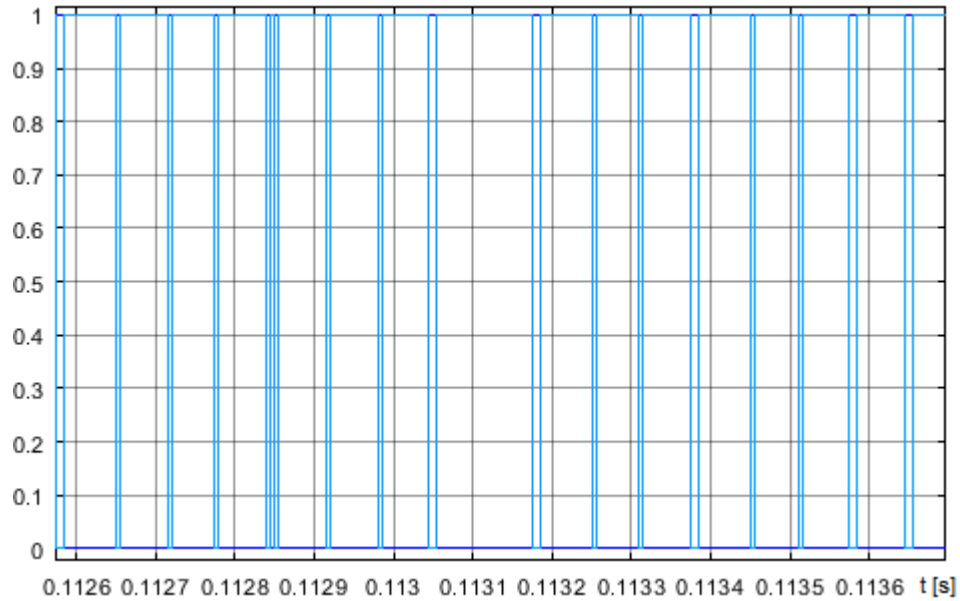


Figura 3.25. Señal PWM portadora generada del controlador PI de corriente.

Fuente: El Autor

Relacionando al controlador del encendido del inversor de voltaje con la referencia de la planta A.C. de salida del convertidor, es posible obtener el modelo del controlador PI de corriente del prototipo mitigador de armónicos. En la Figura 3.26 se ilustra el diagrama de bloques del control de corriente.

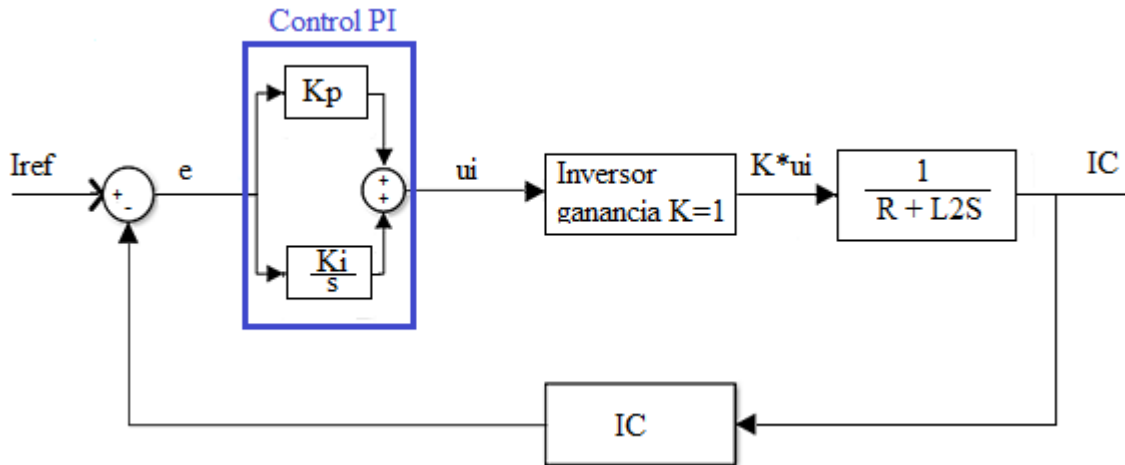


Figura 3.26. Lazo de control de corriente del filtro activo.

Fuente: El Autor

Dónde:

- Iref: Corriente de referencia armónica (entrada).
- IC: Corriente del controlador (salida).
- Kp: Ganancia proporcional.
- Ki/s: Ganancia integral.



- $1/(R+L2S)$: Función de transferencia de la planta A.C. saliente del inversor.
- e : Error comparativo entre entrada y retroalimentación.
- K : Ganancia del inversor.
- u_i : señal de control de corriente dada por el controlador PI.

Del sistema de control retroalimentado de la Figura 3.26, I_{ref} se compara con I_C del que depende la existencia de una señal de error que atraviesa por el controlador PI, cuando ocurre este escenario se genera una señal de control (u_i) la cual se dirige al inversor y actúa como ganancia unitaria, la planta RL es el medio de paso de IC, por que el controlador no actúa de manera directa sobre la planta.

Analíticamente, para determinar la función de transferencia del controlador de corriente se transforma al dominio de Laplace, la planta de salida del inversor como I_{ref} e I_C , se efectúa el siguiente procedimiento:

En primera instancia se determina el modelo matemático de la señal de error en el sistema de control de corriente (véase Ecuación 3.24).

$$e = I_r(s) - I_c(s) \tag{3.24}$$

A través de la Ecuación 3.25 se obtiene el modelo matemático resultante del controlador PI denominado $G_c(s)$.

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{3.25}$$

A continuación se reemplaza $G_{inv}(s)$ por su equivalencia de la planta RL con la finalidad de establecer en la Ecuación 3.26 la función de transferencia de la planta saliente del inversor.

$$G_{inv}(s) = \frac{1}{R + L2S} \tag{3.26}$$

La función de transferencia del sistema a lazo abierto se denota como $G_x(s)$ y su determinación matemática se establece por medio de la Ecuación 3.27 y se ilustra en la Figura 3.28.

$$G_x(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{R + L2S}\right) \tag{3.27}$$



La función de transferencia a lazo cerrado $Gapfi(s)$ se obtiene por medio de lo establecido en la Ecuación 3.28.

$$Ic(s) = Gx(s) * [Ir(s) - Ic(s)] \quad (3.28)$$

Al aplicar la propiedad distributiva de $Gx(s)$ con el binomio se obtiene la Ecuación 3.29 que define la relación entre la salida y los datos de entrada del lazo de control de corriente.

$$Ic(s) = Gx(s)Ir(s) - Gx(s)Ic(s) \quad (3.29)$$

Con la ubicación al miembro izquierdo del segundo término de la Ecuación 3.29 y factorizando el parámetro de salida $Ic(s)$ se obtiene la Ecuación 3.30.

$$Ic(s) * [1 + Gx(s)] = Gx(s)Ir(s) \quad (3.30)$$

La función de transferencia del controlador de corriente del filtro activo se obtiene con base en la relación divisoria entre el parámetro de salida $Ic(s)$ y el de entrada $Ir(s)$, siendo $Gapfi(s)$, misma que se expresa en la Ecuación 3.31.

$$Gapfi(s) = \frac{Gx(s)}{[1 + Gx(s)]} \quad (3.31)$$

Finalmente, sustituyendo la Ecuación 3.27 en la Ecuación 3.31 se obtiene la función de transferencia del lazo de corriente del filtro activo (véase Ecuación 3.32).

$$Gapfi(s) = \frac{\left(kp + \frac{Ki}{s}\right) * \left(\frac{1}{R + L2S}\right)}{\left[1 + \left(kp + \frac{Ki}{s}\right) * \left(\frac{1}{R + L2S}\right)\right]} \quad (3.32)$$

Debido a que la Ecuación 3.26 proviene de un circuito RL, la planta pertenece a un sistema de primer orden por lo cual no se requiere una linealización de modo que, se procederá con la sintonización del controlador para encontrar la ganancia proporcional e integral.

Para sintonizar el sistema de control de corriente y encontrar las ganancias proporcional (kp) e integral (ki), se utiliza el diagrama de bloques de la planta RL denotada en el dominio de Laplace de la Figura 3.27 en la cual se omite la consideración del inversor dado que posee una ganancia unitaria que no afecta a la salida.

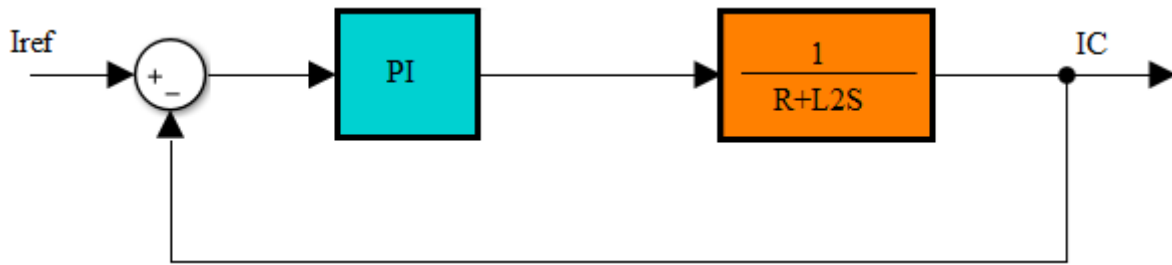


Figura 3.27. Diagrama de control PI de corriente del inversor para calibración de ganancias.

Fuente: El Autor

El método de sintonización gráfico de análisis de respuesta temporal permite ajustar al controlador PI sus ganancias respecto a una curva de respuesta, la razón de eficacia se basa en obtener un margen de ganancia mínimo de 10 dB y un margen mínimo de fase de 45° en el contexto de parámetros de frecuencia, mientras sea menor el tiempo de respuesta será más robusto.

La herramienta Simulink® permite obtener la curva de respuesta a un tiempo de 10 milisegundos cuyas ganancias son $k_p=6$ y $k_i=21$, la proporcional permite el alcance a la referencia armónica y la integral mantiene dicho alcance con alta velocidad de seguimiento de I_{ref} . De acuerdo a los datos de los parámetros de tiempo (Rise time) y de frecuencia (Gain margin y Phase margin) la sintonización se adapta a los datos de eficacia citados en el párrafo anterior. La Figura 3.28 ilustra la curva de respuesta de sintonización de ganancias proporcional e integral del control de corriente del inversor.

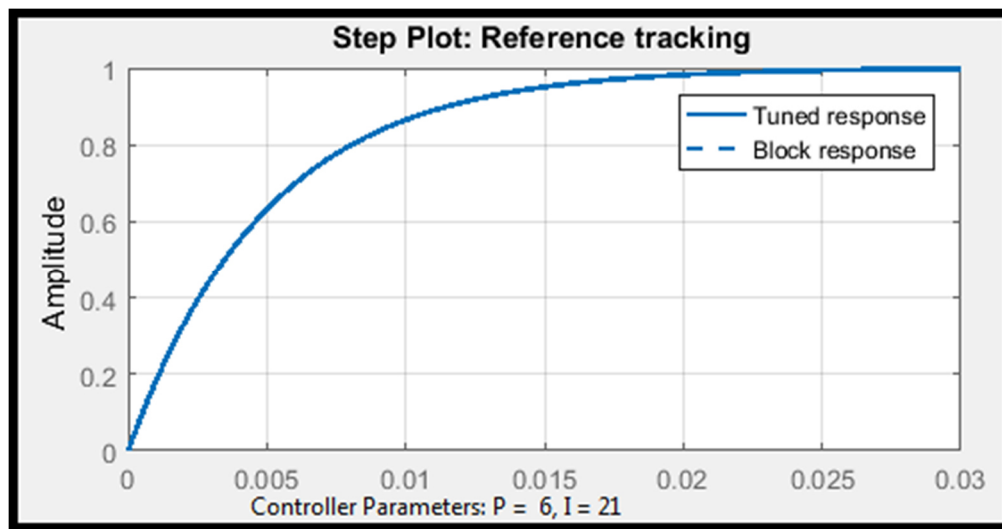


Figura 3.28. Identificación de ganancias PI de control de corriente del inversor.

Fuente: El Autor

3.2.3.6 Modelado del controlador de la barra dc

El propósito de la acción de control de la barra dc se fundamenta en la estabilización de voltaje respecto a la referencia de 212.13 V, análogamente respecto al controlador establecido del inversor es posible adaptar la misma metodología de control tipo PI.

La regulación de VDC requiere que exista una transferencia de potencia activa de la instalación eléctrica a frecuencia fundamental, conforme a lo realizado en el controlador de corriente del inversor la etapa de dicha planta se relaciona directamente con el controlador el cual genera una señal de control de voltaje denominada Udc (véase Figura 3.29).

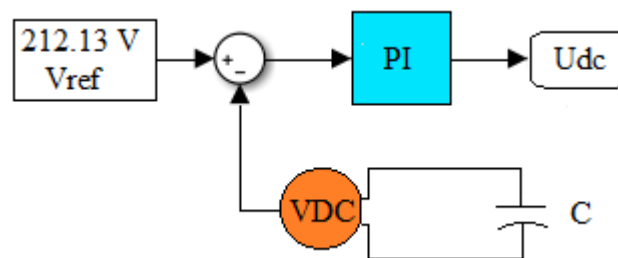


Figura 3.29. Controlador PI de voltaje de la barra dc.
Fuente: El Autor

En el dominio del tiempo, la expresión que relaciona a la corriente instantánea en el capacitor se da con base en la Ecuación 3.33.

$$i_{dc} = C * \frac{dVDC}{dt} \quad (3.33)$$

En aplicación de ecuaciones diferenciales, de la expresión matemática 3.34 despejando el voltaje en el condensador VDC, se expresa como indica la Ecuación 3.34.

$$VDC = \frac{1}{C} * \int i_{DC} \quad (3.34)$$

Al convertir la expresión 3.34 del dominio del tiempo al dominio de Laplace se obtiene la Ecuación 3.35 relacionada al voltaje en el condensador VDC(s).

$$VDC(s) = \frac{1}{C(s)} * IDC(s) \quad (3.35)$$



variable a controlar respecto a la entrada, por lo que dicha función se expresa con base en la Ecuación 3.36.

$$G_{cap}(s) = \frac{VDC(s)}{IDC(s)} \quad (3.36)$$

Por lo tanto, es posible relacionar a los parámetros de tensión y corriente dc para convertirlos al dominio de Laplace referente a $G_{cap}(s)$ obteniéndose así la Ecuación 3.37.

$$\frac{VDC(s)}{IDC(s)} = \frac{1}{C(s)} \quad (3.37)$$

El lazo de control del modelo de la barra dc en el dominio de Laplace se ilustra con base en la Figura 3.30.

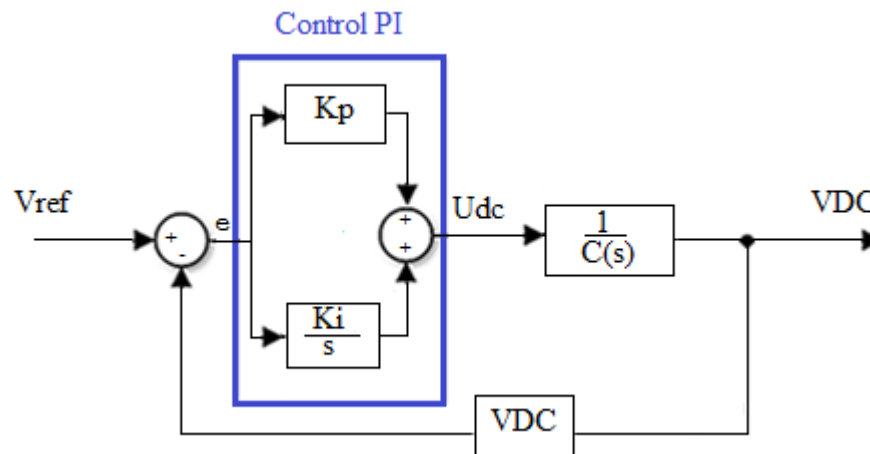


Figura 3.30. Lazo de control de voltaje de la barra dc.

Fuente: El Autor

De la cual:

- Vref: Voltaje de referencia de la barra dc.
- Udc: Señal de control de tensión eléctrica de carga de la barra dc del filtro.
- Kp: Ganancia proporcional.
- Ki/s: Ganancia integral.
- $G_{cap}(s): 1/C(s)$, función de transferencia de la planta capacitiva.
- e: Error comparativo entre entrada y retroalimentación.
- VDC: Tensión eléctrica medida en la barra dc.



Con el fin de determinar la función de transferencia del sistema de control de VDC, en primera instancia se determina el modelo matemático de la señal de error (véase Ecuación 3.38).

$$e = Vref - VDC \quad (3.38)$$

A continuación se obtiene la función de transferencia del modelo resultante del controlador PI de la barra dc denominada GDC(s) (véase Ecuación 3.39).

$$GDC(s) = kp + \frac{ki}{s} \quad (3.39)$$

Seguidamente, la Ecuación 3.40 se estructura con el reemplazo Gcap(s) por la función de transferencia de la planta capacitiva (C) conectada a la barra dc del inversor.

$$Gcap(s) = \frac{1}{C(s)} \quad (3.40)$$

De la Figura 3.32, se obtiene el resultado matemático del controlador PI y la planta, su denominación es el parámetro Gxc(s) (véase Ecuación 3.41).

$$Gxc(s) = \left(kp + \frac{ki}{s}\right) * \left(\frac{1}{C(s)}\right) \quad (3.41)$$

La Ecuación 3.42 relaciona a Gxc(s) con los parámetros entre la salida y datos de entrada del lazo de control de la barra dc.

$$VDC = Gxc(s) * [Vref - VDC] \quad (3.42)$$

Al movilizar al miembro izquierdo uno de los términos y efectuando la descomposición factorial se obtiene la Expresión 3.43.

$$[1 + Gxc(s)] * VDC = Gxc(s)Vref \quad (3.43)$$

La función de transferencia del lazo de control de voltaje de la barra dc se ilustra en la Ecuación 3.44, es el resultado de la relación divisoria entre el parámetro de salida VDC y el de entrada Vref, el mismo se denota como Gapfv(s).



$$G_{apfv}(s) = \frac{G_{xc}(s)}{[1 + G_{xc}(s)]} \tag{3.44}$$

Análogamente con lo efectuado con el controlador de corriente, para sintonizar el sistema de control de voltaje y encontrar las ganancias proporcional e integral, se usa el método de sintonización gráfico de análisis de respuesta temporal debido a que el capacitor de la Ecuación 3.41 pertenece a un sistema de primer orden por lo que no se requiere linealizar.

El diagrama retroalimentado de la Figura 3.31 incluye al valor previamente dimensionado del capacitor a 12 mF y las ganancias tipo proporcional e integral se adaptaron al tiempo de respuesta de 10 milisegundos.

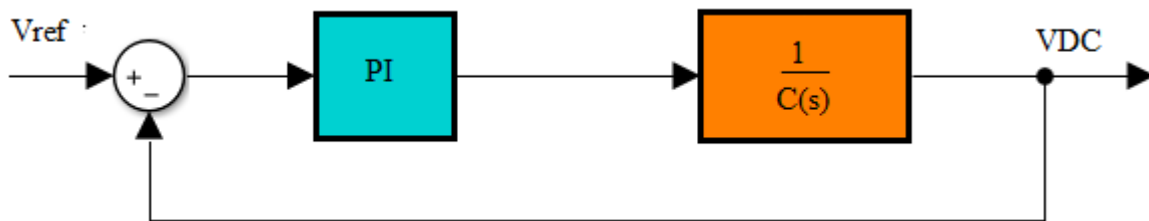


Figura 3.31. Diagrama de control PI de voltaje de la barra dc para calibración de ganancias.

Fuente: El Autor

En Simulink®, las funciones de configuración del controlador PI previamente configurados de acuerdo al dato del filtro C, se efectúa la sintonización del controlador de lo cual, por lo observado en la Figura 3.32 las ganancias proporcional e integral tienen un valor de 2.4 y 8.4 respectivamente.

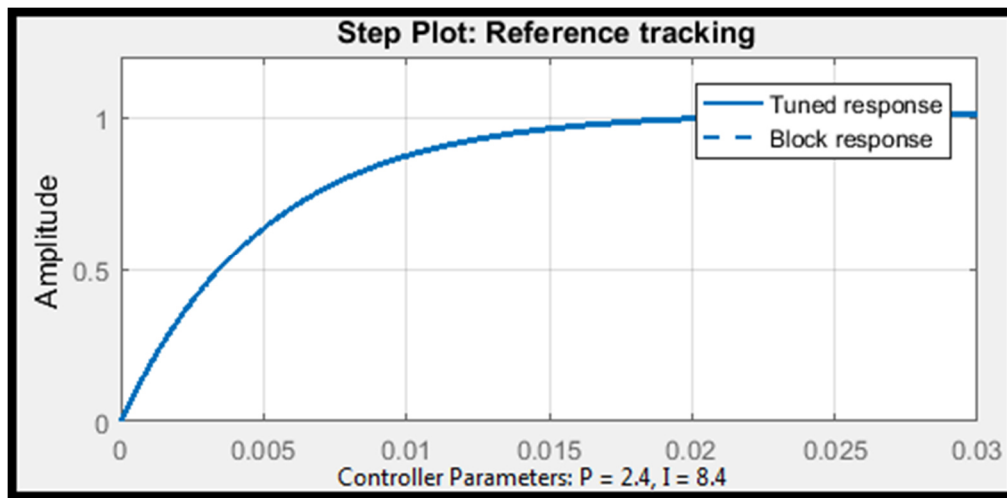


Figura 3.32. Identificación de ganancias PI del control de voltaje de la barra dc.

Fuente: El Autor

3.2.3.7 Etapa de potencia

Esta parte del proyecto forma parte del bloque fronterizo entre el sistema de control y la señal de inyección de corriente eléctrica de compensación a la red en el PCC.

En esta etapa se encuentra el semiconductor IGBT, se trata de un transistor bipolar de puerta aislada perteneciente a la familia de los semiconductores eléctricos utilizado en la rama de electrónica de potencia, posee características funcionales de un transistor de unión bipolar (BJT, por sus siglas en inglés) como transistor de efecto de campo en la estructura (MOSFET, por sus siglas en inglés) al que corresponde la compuerta por lo que presenta un valor elevado de impedancia.

El uso principal de este dispositivo es para efectos de conmutación en sistemas de voltaje mayores que los ligados a la tecnología de lógica transistor a transistor (TTL, por sus siglas en inglés) a altas frecuencias de operación de modulaciones PWM, la puerta puede ser maniobrada para apertura o cierre con voltajes dc entre -15V y +15V. Respecto a las prestaciones de este dispositivo, por consideraciones de holgura en el rango de frecuencia de conmutación, se recomienda su adquisición para una eventual construcción (véase Figura 3.33).

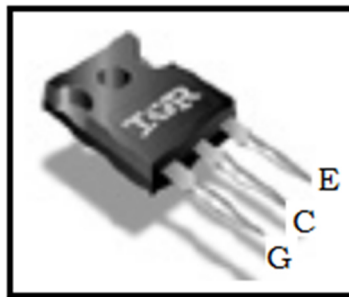


Figura 3.33. IGBT IR 20 kHz 600 V/50 A/175 °C.

Nota: Adaptada de INTERNATIONAL RECTIFIER, *IRGP4078DPbF TO-247AC*, 2020.

La asociación de cuatro dispositivos IGBT's de las mismas características constructivas como operacionales pueden formar la topología de trabajo del prototipo definido como un conversor de corriente directa a corriente alterna en él que se encuentran ubicados cuatro IGBT's dimensionados a 10 A máximo en operación (véase Figura 3.22).

Las características operativas como funcionales de los IGBT's son las siguientes:

- Topología de conexionado Full Bridge.
- IGBT's a 600 V y 50 A.
- Operación como un inversor.
- Frecuencia de conmutación señales PWM 15 kHz.

Operativamente, el puente H de potencia recibe en cada lapso previo a la transición señales positivas como negativas de activación, dichas señales al encontrarse negadas producen que se activen dos IGBT en cada evento, por lo que en los siguientes gráficos se ilustra el funcionamiento para la asignación del voltaje positivo negativo de activación.

Cada uno de los IGBT's cumple la función de un interruptor que opera a altas velocidades de conmutación y los transistores internos con base en la señal de apertura de puerta en el terminal g, permiten la circulación de corriente desde la base hacia el emisor.

Las figuras 3.34 y 3.35 muestran que los IGBT's 1 y 4 como 2 y 3 no pueden activarse al mismo tiempo ya que de ser así la barra dc se pondría en condición de corto circuito, la corriente circundante a través de los diodos existe en condiciones de polarización directa y los IGBT's no presentan corriente de activación en la puerta.

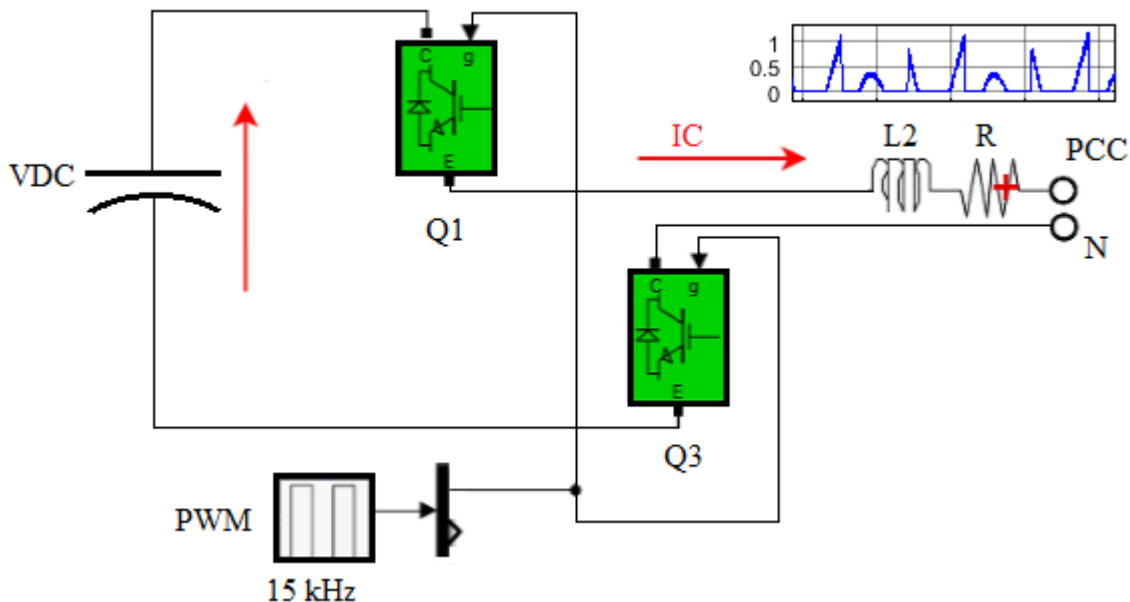


Figura 3.34. Corriente de compensación medio ciclo positivo con IGBT's 1 y 3 activos.

Fuente: El Autor

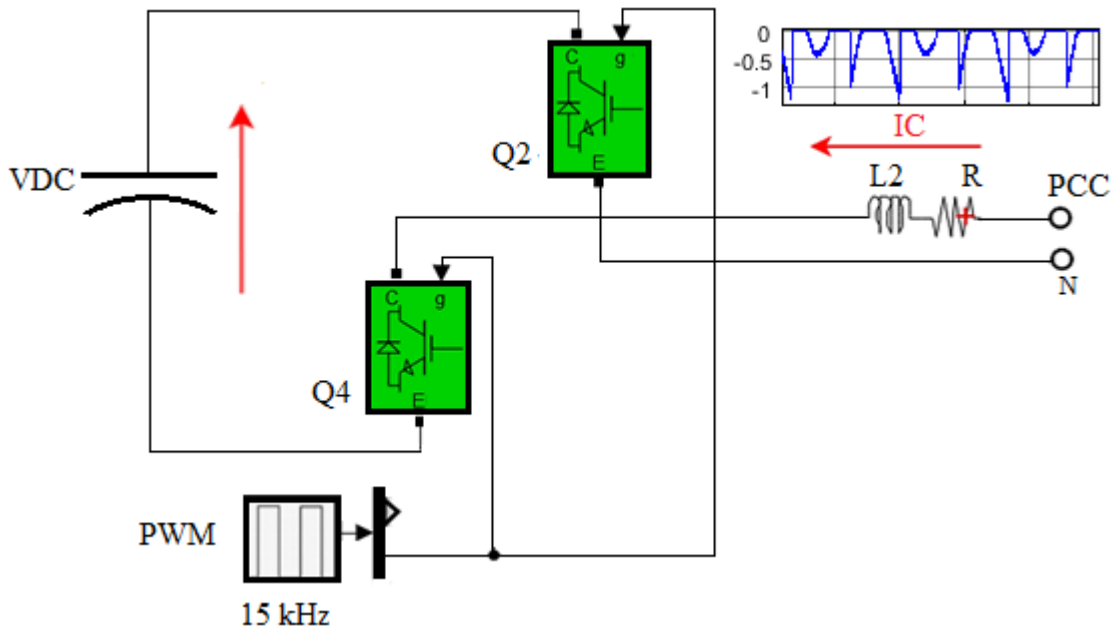


Figura 3.35. Corriente de compensación medio ciclo negativo con IGBT's 2 y 4 activos.

Fuente: El Autor

3.3 Simulación del filtro activo

El proceso de simulación del prototipo mitigador de armónicos monofásico posee varias etapas directamente relacionadas a las descritas en los antecedentes del presente capítulo, han englobado las siguientes partes:

- Red eléctrica monofásica conectada a carga no lineal.
- Dispositivos dimensionados al objetivo del proyecto.
- Medidores de corriente en la carga como en PCC.
- Detector de fase.
- Controlador PI de corriente.
- Controlador PI de voltaje de la barra dc.

Con un correcto acople de los equipos a los valores comerciales que distorsionen de menor forma los resultados obtenidos en la simulación del sistema se fomentara que el filtro activo en un eventual proceso constructivo sea exitoso y adaptable a metodologías de control más sofisticadas y robustas para redes monofásicas, bifásicas o trifásicas.

Las modificaciones para efectos de prueba se relacionan a la tipología de la carga conectada al sistema. En la Figura 3.36 se ilustran las etapas integradas del sistema de control PI a la red monofásica como los componentes y dispositivos centralizados al punto de acople común PCC.

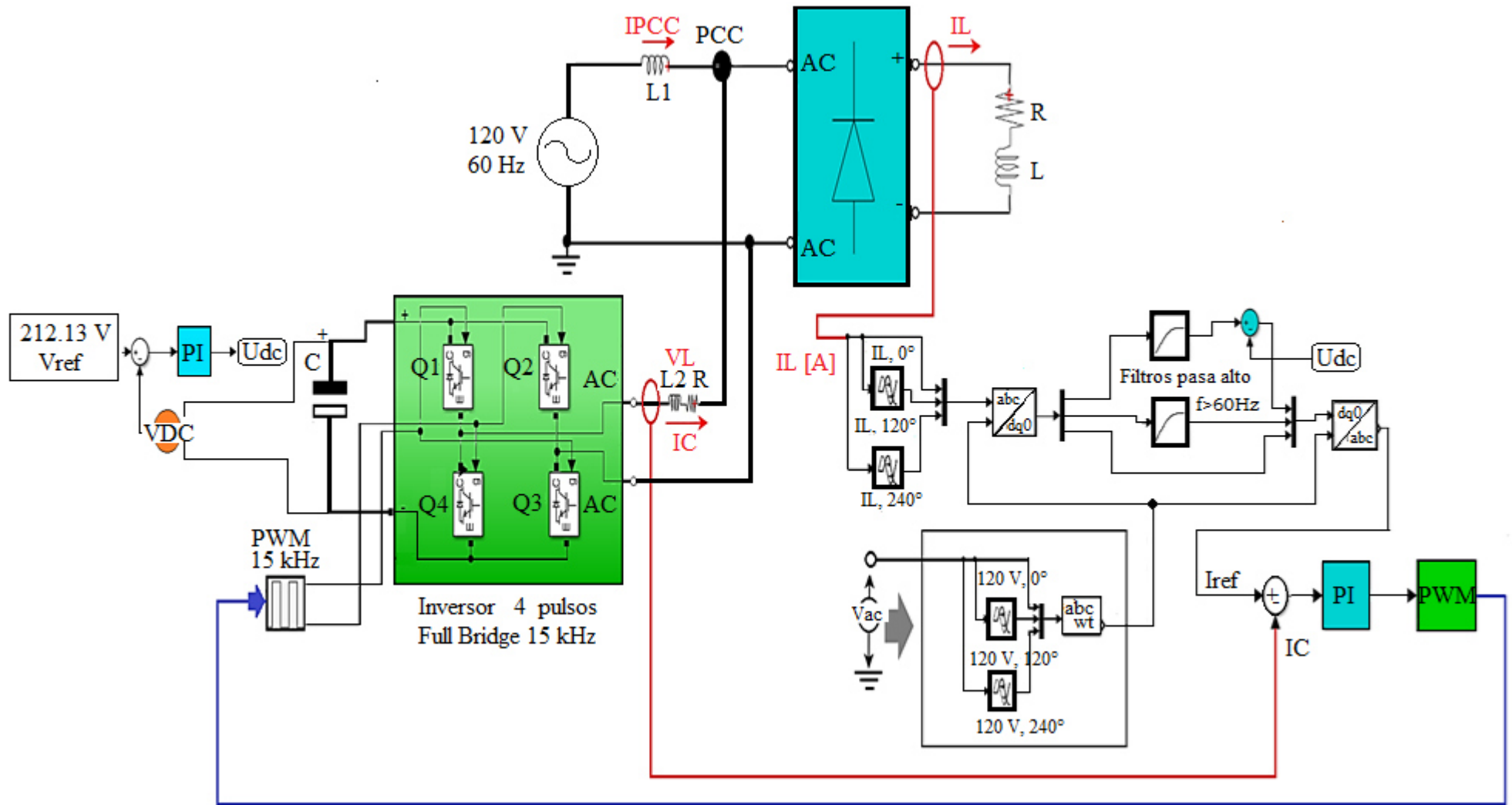


Figura 3.36. Diseño general simulado del filtro activo.
Fuente: El Autor



3.3.1 Pruebas simuladas funcionales

En esta etapa, se realizarán ensayos en dos escenarios en los que se efectuará un análisis comparativo en el caso de lazo abierto con lazo cerrado en uso del filtro activo.

En la red eléctrica se dinamizará la carga y L1 a otros valores con el fin de interpretar la respuesta del filtro activo frente a contextos diversos en la red en comparación del límite de THDi en PCC recomendado en el estándar IEEE 519.

Para el efecto, en todos los escenarios de prueba se considerará la fuente principal de energía eléctrica a la red secundaria de distribución del transformador que alimenta al predio, con base en los datos de placa se dota de la siguiente información:

- Tipología monofásica de distribución.
- Serie: 14642413.
- Potencia aparente 15 kVA.
- Relación de transformación 12.7 kV/120 V.
- Frecuencia de operación 60 Hz.
- Impedancia a 85 °C equivalente a 1.5%.
- Clase ONAN.
- Temperatura: 65 °C.
- Peso: 155 kg.

El cálculo de la corriente de cortocircuito del devanado secundario, con base en el estándar IEEE 519-2014, se determina según las especificaciones de la estación de transformación y con base en la corriente nominal del devanado secundario (véase Ecuación 3.45).

$$INom Sec = \frac{S}{Vsec} \quad (3.45)$$

Donde:

- INom Sec: Corriente nominal devanado secundario.
- S: Potencia aparente del transformador.
- Vsec: Tensión eléctrica devanado secundario.



Posterior al reemplazo de los datos en la Ecuación 3.45, se determina la existencia de circulación de una corriente en el devanado secundario tipo nominal de 125 A, con esta información utilizada a través del método de barra infinita se puede obtener la corriente de cortocircuito en baja tensión eléctrica con base en la Ecuación 3.46.

$$ISC = \frac{INom Sec}{Z} = \frac{125}{0.015} \cong 8.33 \text{ kA} \quad (3.46)$$

La corriente de operación (IL) tendrá una dependencia directa de la exigencia de corriente máxima medida en el PCC mediante el uso del osciloscopio, lo cual no indica que su valor no será constante según su variabilidad, el dato obtenido se reemplazará en la relación (ISC/IL) con el fin de dar uso a la Tabla 2.4 en determinación de los valores máximos de distorsión armónica de corriente individual y total.

3.3.1.1 Prueba a lazo abierto

De acuerdo a este primer contexto de prueba de operación del filtro activo, la distorsión de la forma de onda de la señal de corriente en el PCC y su proliferación de armónicos a la red externa son evidentes debido a la no inclusión del prototipo. En las figuras 3.37 y 3.38 se observan parámetros relacionados a la forma de onda de corriente como a la medición de la THDi en el PCC.

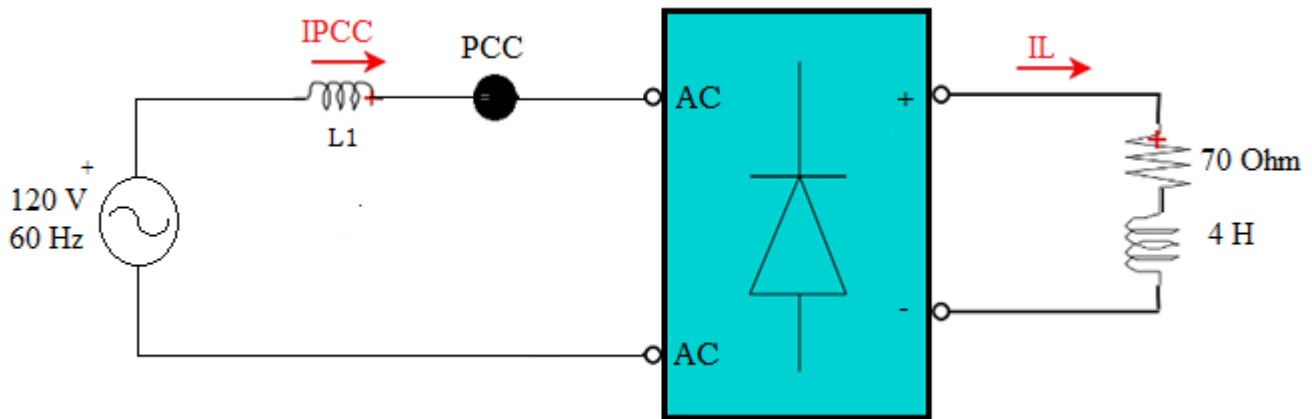


Figura 3.37. Red eléctrica monofásica conectada a carga no lineal a lazo abierto.

Fuente: El Autor

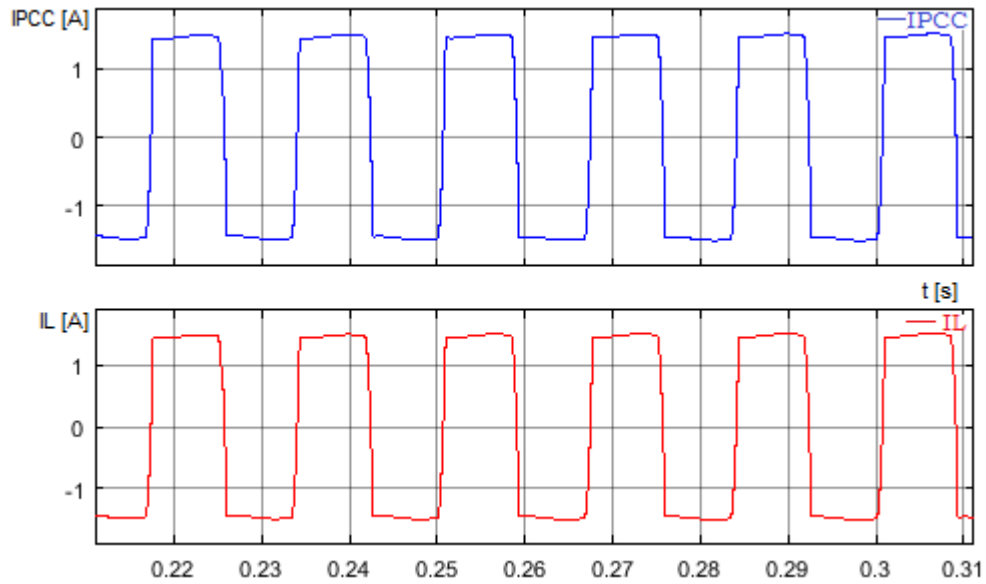


Figura 3.38. Ondas de corriente eléctrica en PCC y carga en lazo abierto.

Fuente: El Autor

La carga resistiva inductiva acompañada del convertidor en este escenario de prueba ha generado que circule una corriente máxima de operación de 1.53 A en consideración del efecto inductivo de la línea al devanado secundario del transformador. A nivel del PCC como de la carga, la distorsión total armónica modifica la forma de onda y genera un 40.09% en el contexto de la THDi, el valor del factor de potencia fue de 0.967 a medio segundo de simulación.

El histograma armónico evidencia la existencia de la THD a nivel de la carga y del PCC se muestra en la Figura 3.39, dado que no interviene el filtro activo, con la FFT en Simulink® se obtiene el espectro armónico en este entorno.

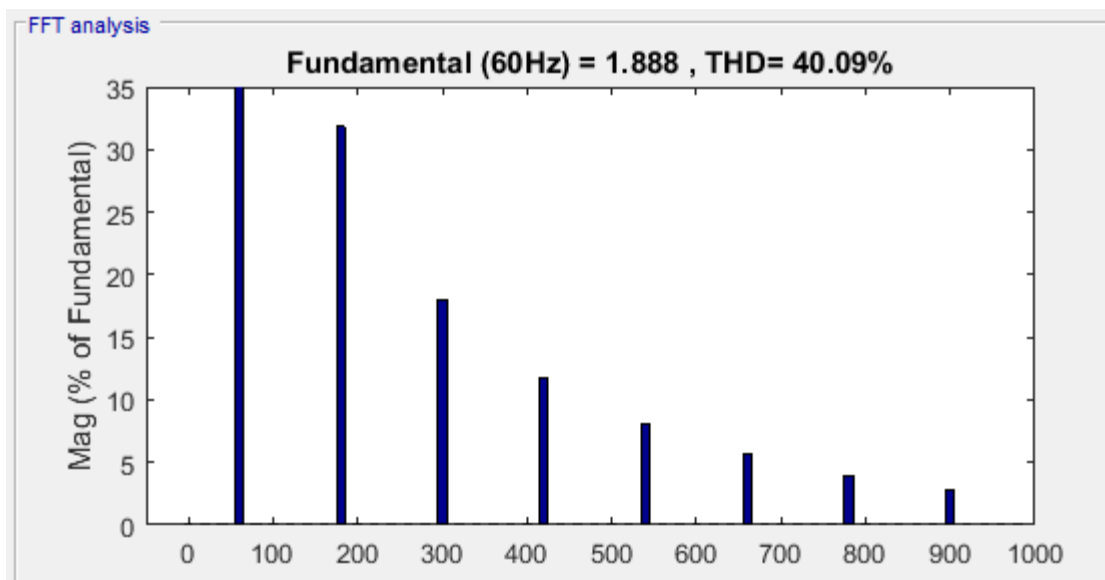


Figura 3.39. Espectro de distorsión armónica en PCC y carga a lazo abierto.

Fuente: El Autor

3.3.1.2 Prueba a lazo cerrado

En la Figuras 3.40 y 3.41 se observa el contexto al filtro activo en esta prueba, la THDi se mitiga hasta un valor de 4.39%, por consiguiendo la forma de onda en la carga no lineal se modifica en el PCC, encontrándose el valor en el rango admisible del estándar IEEE 519.

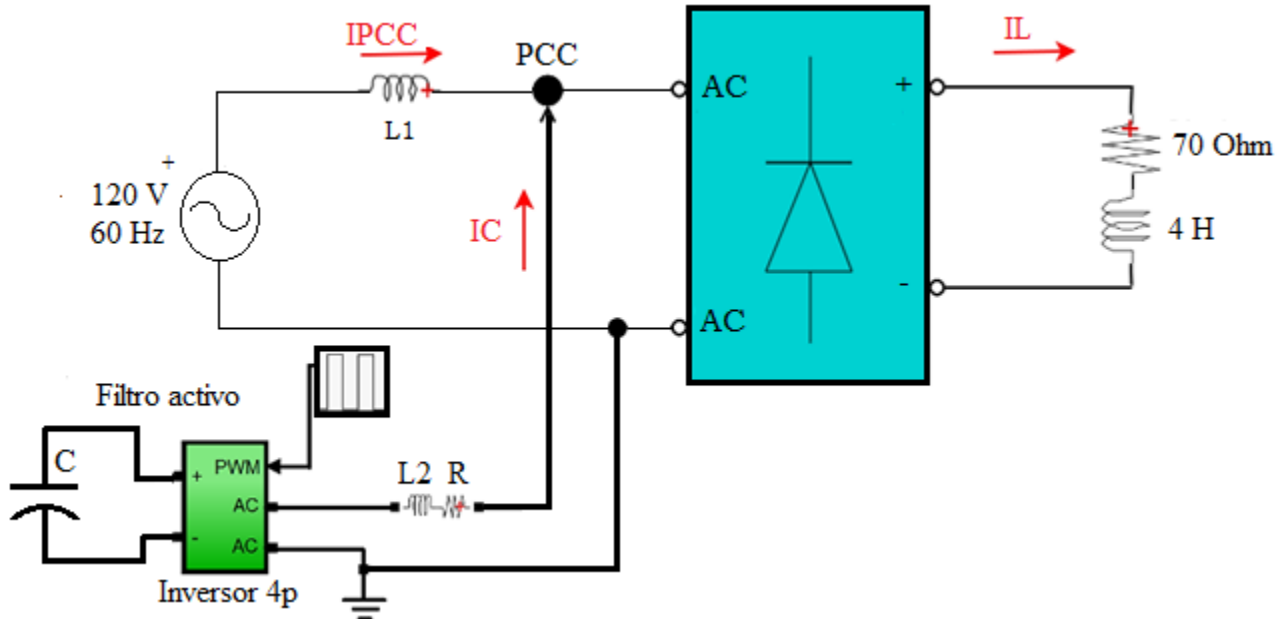


Figura 3.40. Red eléctrica monofásica conectada a carga no lineal a lazo cerrado.

Fuente: El Autor

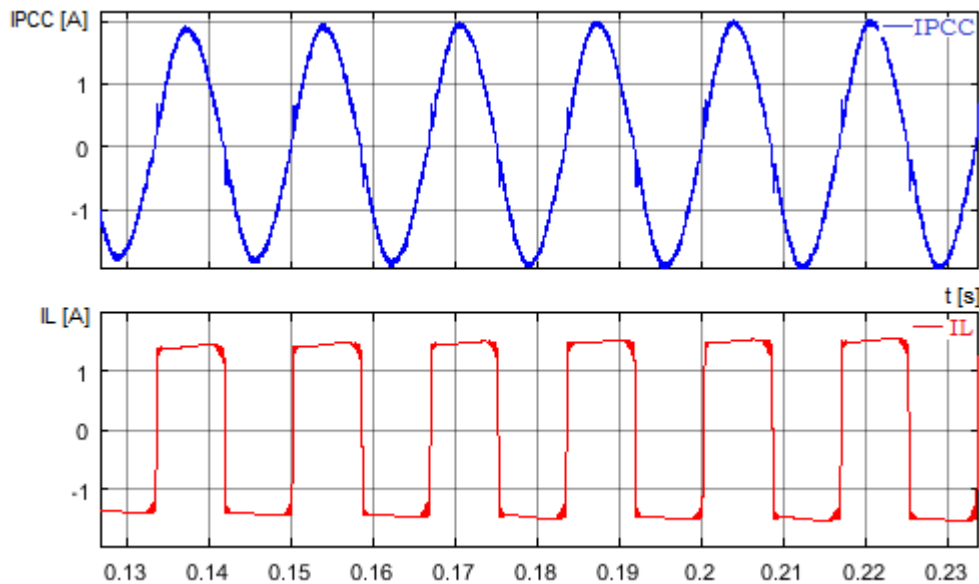


Figura 3.41. Señales de corriente en PCC y carga RL en lazo cerrado.

Fuente: El Autor

La acción correctiva del filtro activo en la red es notoria, efectiva y robusta por la rápida acción de alcance a la componente armónica y constante seguimiento, genera resultados en los



que la distorsión armónica de corriente ha disminuido desde 43.54% a nivel de carga a 4.39% en el PCC, el análisis discreto de Fourier dota de resultados en los cuales para el tercer y quinto armónico la distorsión de corriente no supera el 2.05% y el factor de potencia alcanza la unidad en simulación de 0.5 segundos.

En la Figura 3.42 se observa la tensión eléctrica de la barra dc en régimen transitorio mismo que decae hasta 212.03 V, alcanza la estabilidad de la referencia a los 0.15 segundos.

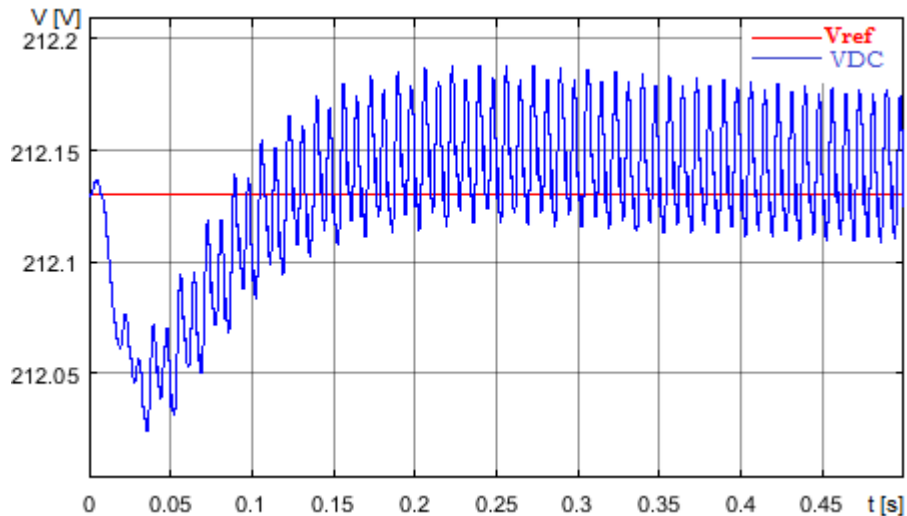


Figura 3.42. Señales de voltaje de referencia y de la barra dc del filtro.

Fuente: El Autor

Por su parte, histograma de la FFT refleja que el tercer armónico alcanza la mayor distorsión total armónica con un valor porcentual de 1.65%. En la Figura 3.43 se ilustran estos resultados.

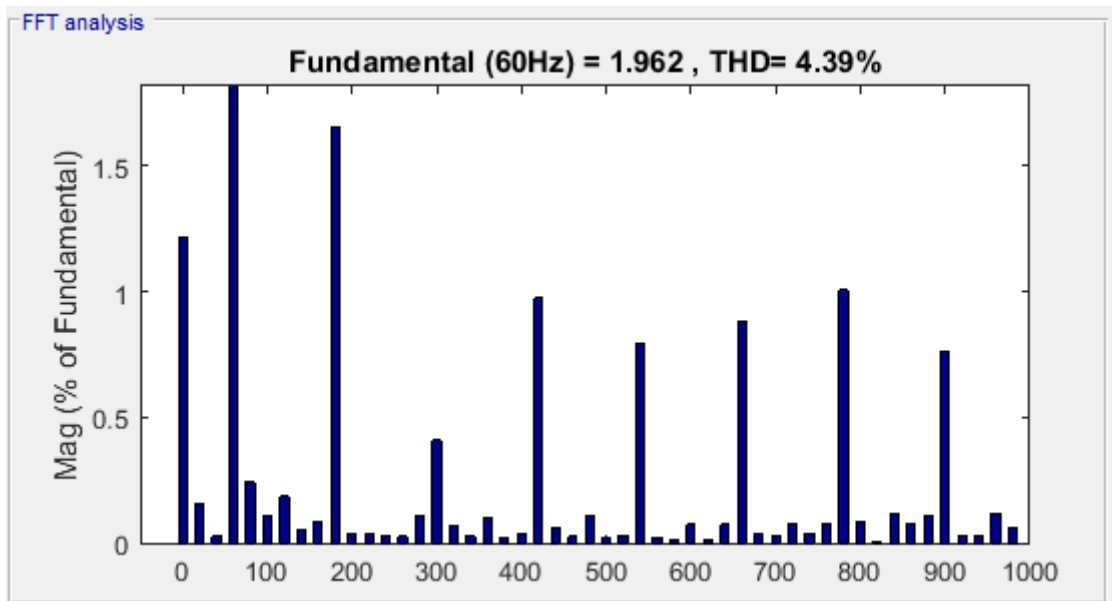


Figura 3.43. Espectro de distorsión armónica en PCC a lazo cerrado.

Fuente: El Autor

3.3.1.3 Pruebas simuladas de dinamismo

Con el fin de determinar la adaptabilidad del filtro activo a eventos más realistas en los cuales la carga no permanece constante en un período temporal, en este apartado se realizarán pruebas que evalúan la respuesta en el PCC para drenar la mayor cantidad de distorsión armónica y comparar dichos resultados con el valor referente al estándar IEEE 519-2014.

Las pruebas restantes a realizar se enfocan en los siguientes escenarios de respuesta del filtro activo a las siguientes condiciones de carga y red eléctrica:

- Carga con bajo nivel de no linealidad.
- Carga con alto nivel de no linealidad.
- Carga variante en el tiempo.
- Variación de la inductancia de la red al 50% del valor nominal.
- Variación de la inductancia de la red al 150% del valor nominal.

3.3.1.3.1 Carga fija con baja no linealidad

Para esta prueba, como se ilustra en la Figura 3.44, se añade una resistencia de $100\ \Omega$ en paralelo a la carga resistiva inductiva nominal ($R=70\ \Omega$, $L=4\ H$), misma que a nivel de la carga presenta una THDi de 24.24%.

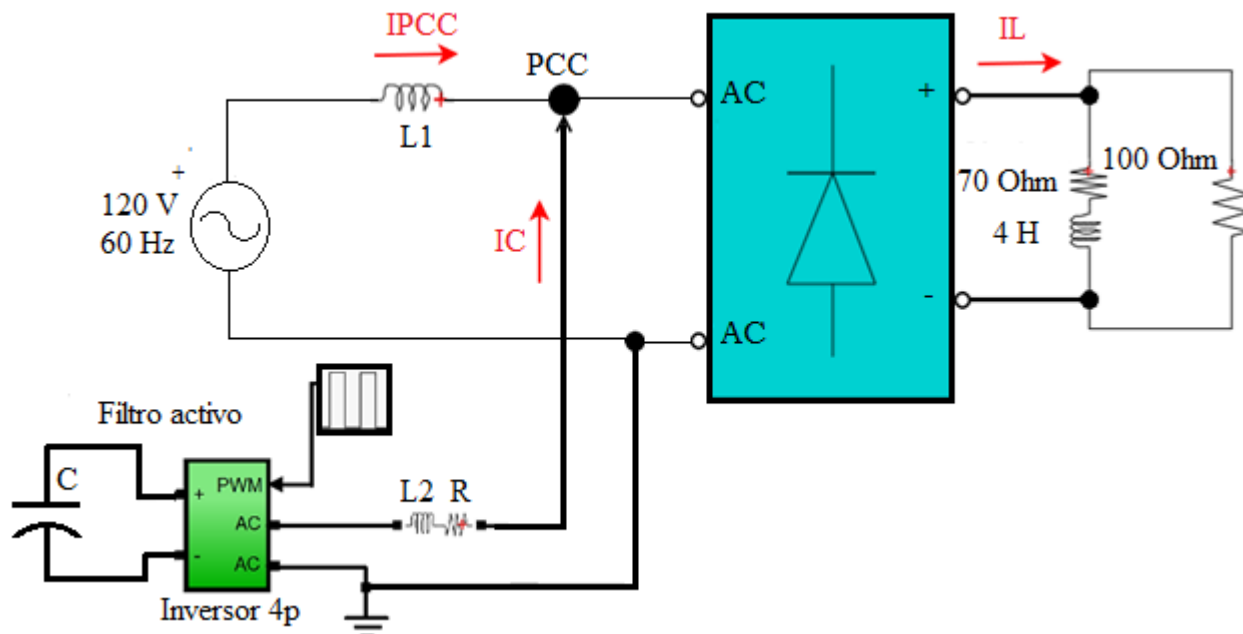


Figura 3.44. Prueba de dinamismo del filtro activo con carga a baja no linealidad.

Fuente: El Autor



Al realizar la simulación, se obtuvieron resultados que demuestran la acción de control de la distorsión armónica hasta reducir a nivel del PCC la THDi hasta 2.40%, además la compensación de reactivos a nivel del PCC es eficiente alcanzando un valor en el factor de potencia de 0.99. La Figura 3.45 muestra las formas de onda de IL e IPCC.

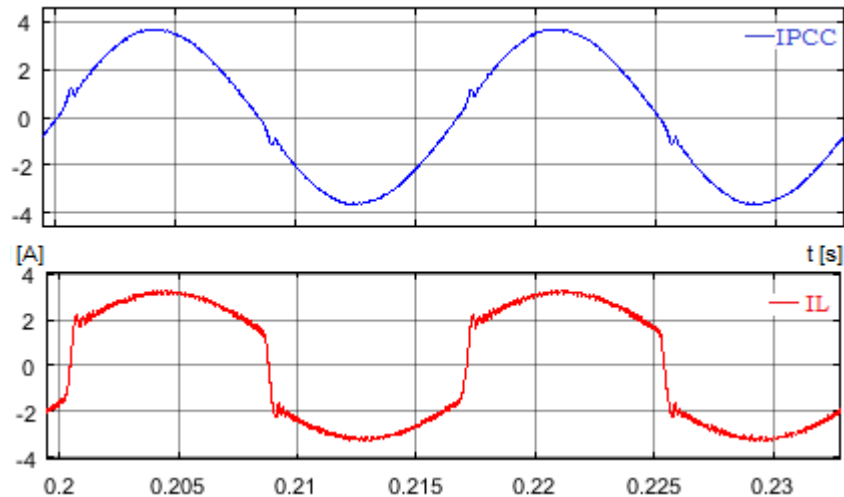


Figura 3.45. Señales de corriente en PCC y carga con baja no linealidad.

Fuente: El Autor

La tensión eléctrica en el capacitor alcanza el valor de referencia a los 0.15 segundos aproximadamente, el régimen transitorio decae hasta un valor adyacente a 211.76 V. La Figura 3.46 ilustra este evento.

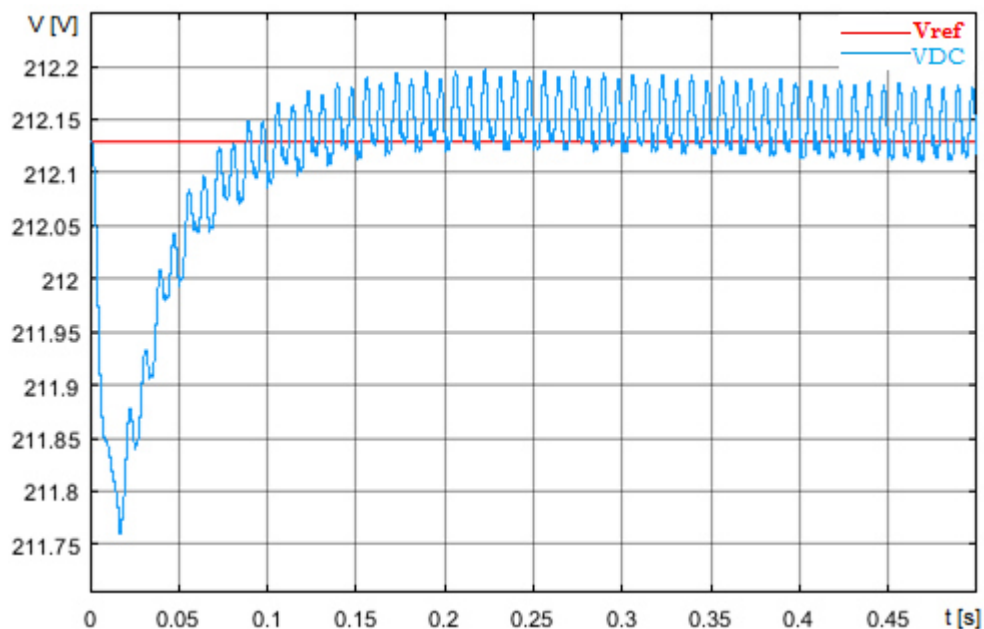


Figura 3.46. Señales de voltaje de referencia y barra dc carga con baja no linealidad.

Fuente: El Autor

En la Figura 3.47 se ilustra el histograma de distorsión armónica en la FFT, la cual refleja el resultado de los valores porcentuales de distorsión armónica a distintos valores de frecuencia.

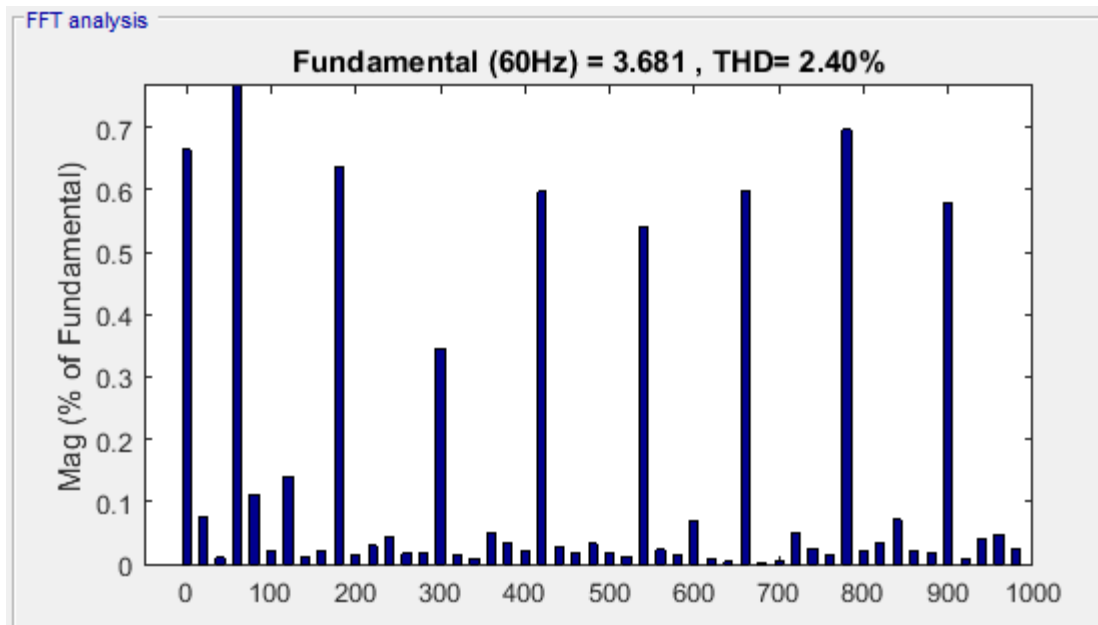


Figura 3.47. Espectro de distorsión armónica en PCC carga baja no linealidad.
Fuente: El Autor

3.3.1.3.2 Carga fija con alta no linealidad

De acuerdo a lo observado en la Figura 3.48, se incluye a la carga inyecciones de armónicos tercero y quinto a nivel de la carga con amplitudes de 30 VAC y 15 VAC y un capacitor de 50 uF con el objetivo de generar mayor grado de disturbios armónicos en la red.

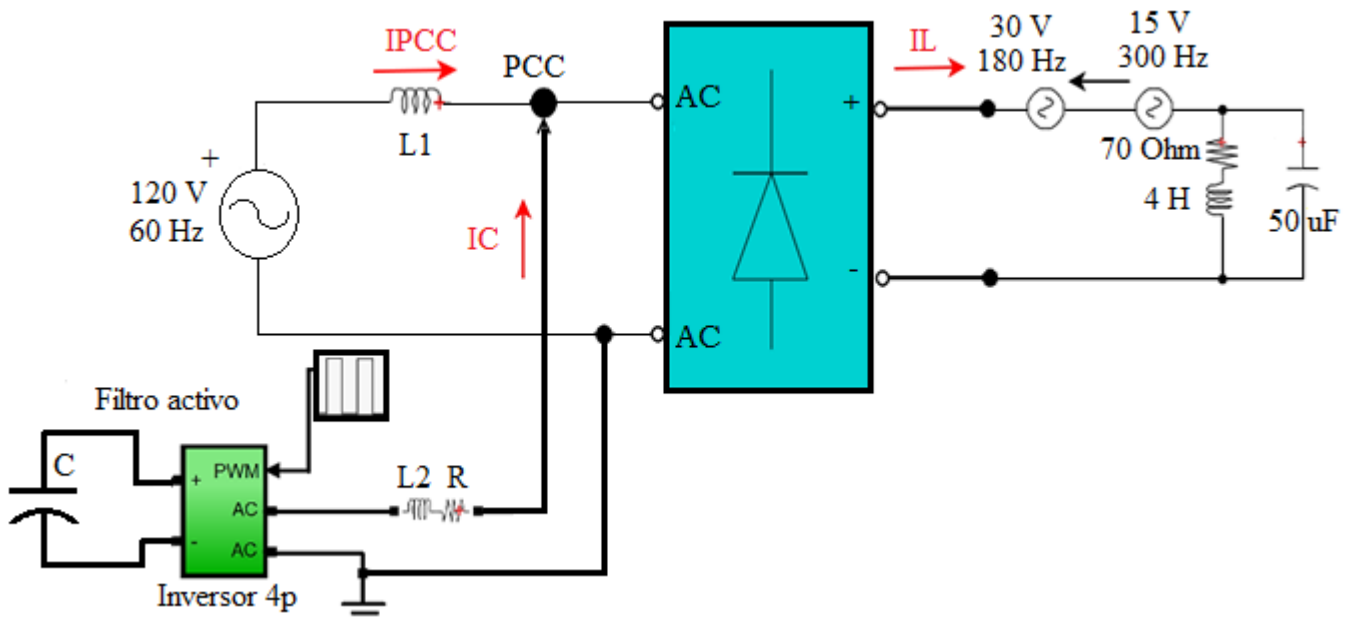


Figura 3.48. Prueba de dinamismo del filtro activo con carga en alta no linealidad.
Fuente: El Autor



En este contexto, el filtro activo no ha logrado alcanzar el rango admisible de THDi respecto al estándar de evaluación existe una reducción de distorsión armónica total de 114.58% al 37.88% y la tensión del capacitor se estabiliza a las 4 décimas de segundo aproximadamente, el factor de potencia alcanza un valor de 0.84 medido a nivel de la red eléctrica abastecedora (véase figuras 3.49 y 3.50).

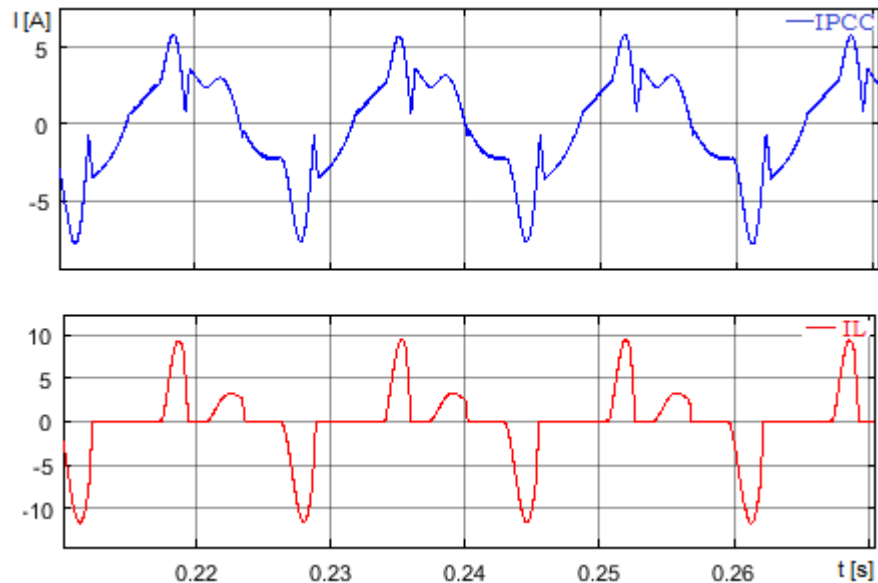


Figura 3.49. Señales de corriente en PCC y carga con alta no linealidad.

Fuente: El Autor

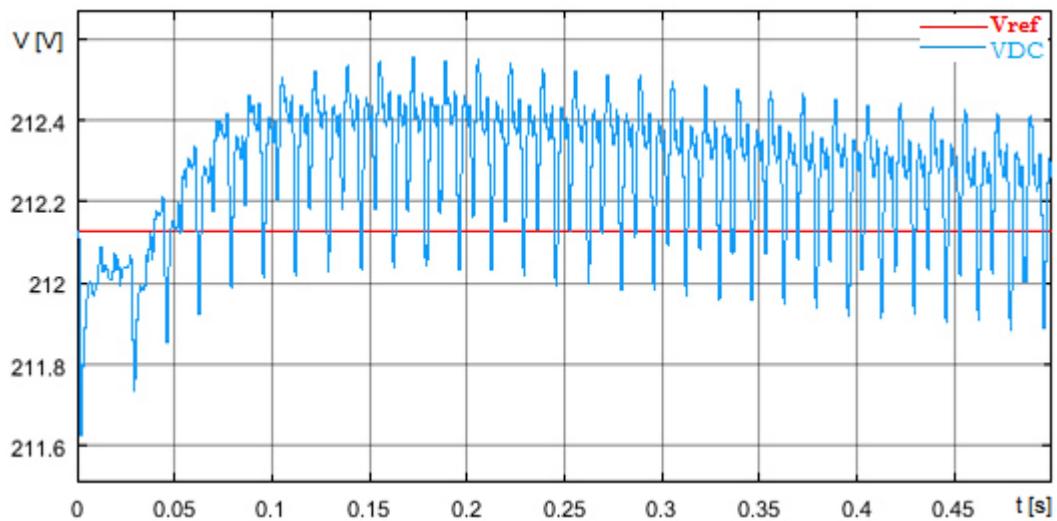


Figura 3.50. Señales de voltaje de referencia y barra de carga con alta no linealidad.

Fuente: El Autor

En la Figura 3.51 se observa el histograma de distorsión armónica en la FFT de acuerdo a este ensayo, la THD se cuantifica a un valor de 37.88%.

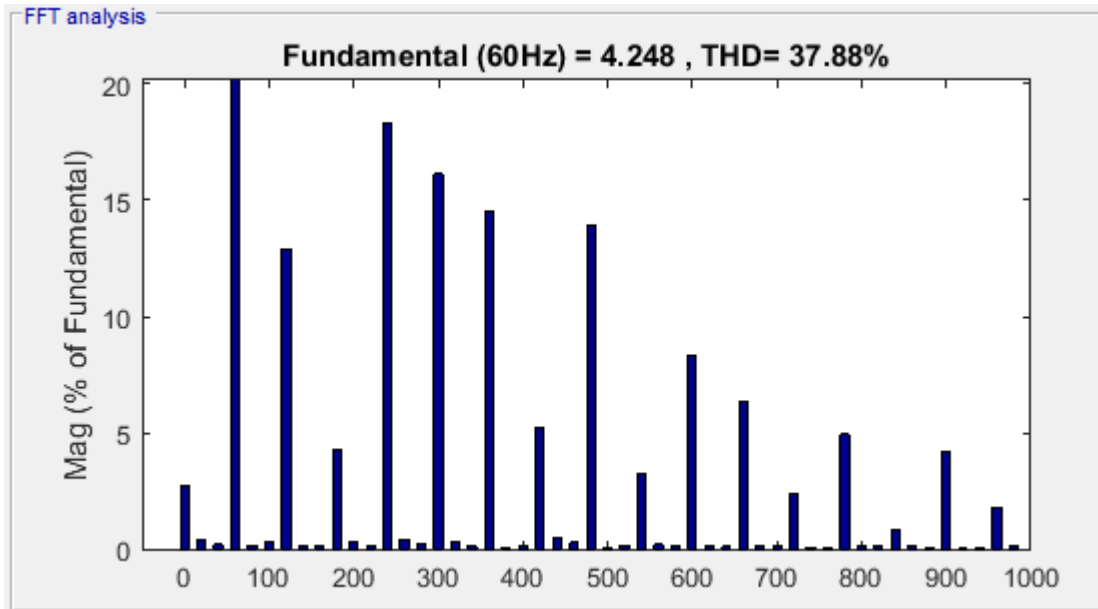


Figura 3.51. Espectro de distorsión armónica en PCC carga alta no linealidad.
Fuente: El Autor

3.3.1.3.3 Carga variable

En este caso se evalúa la respuesta del filtro activo frente a cargas que varían de acuerdo a un período de prueba, elementos no lineales como inductores o capacitores y lineales como resistores en topologías variadas tomaran protagonismo, la actuación de cada carga se efectuará de manera automática mediante temporizadores a la conexión programados a 0.1 s y 0.15 s. En la Figura 3.52 se ilustra el contexto de este escenario de prueba.

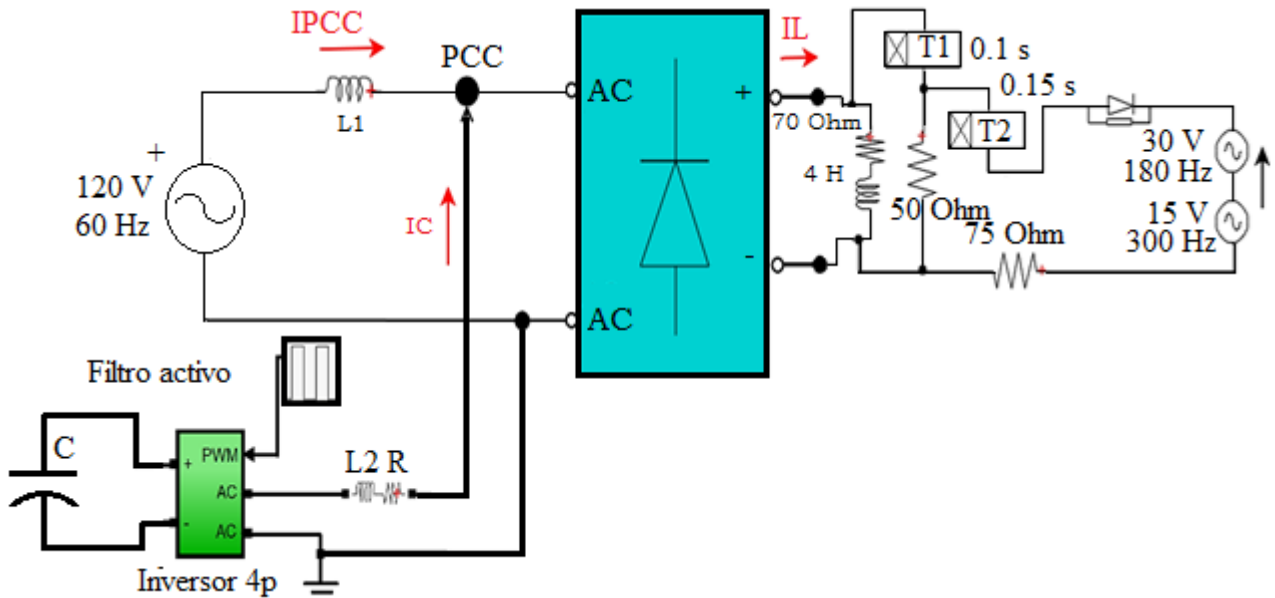


Figura 3.52. Prueba de dinamismo del filtro activo con carga variable.
Fuente: El Autor

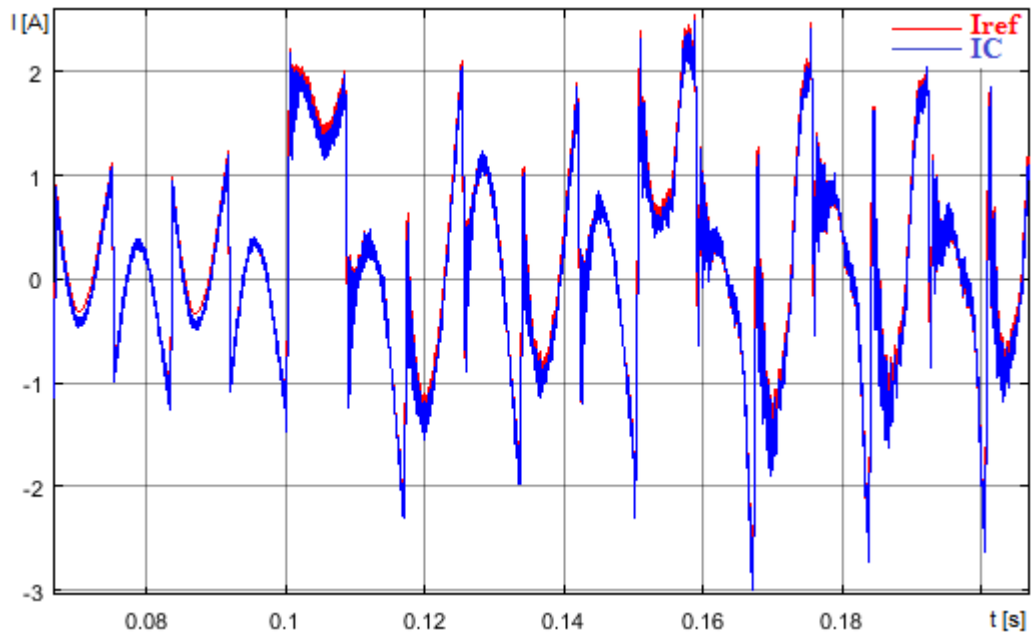


Figura 3.53. Seguimiento a componentes armónicas de la red a carga variable.

Fuente: El Autor

La Figura 3.53 refleja que el seguimiento de la componente armónica es apropiado en cuanto a su velocidad de actuación, a pesar de la variabilidad en el dominio temporal de la carga, el filtro activo ha provocado un valor de THDi en el PCC de 1.99% respecto al medido a nivel del receptor 13.75%. El histograma de distorsión armónica FFT se aprecia en la Figura 3.54.

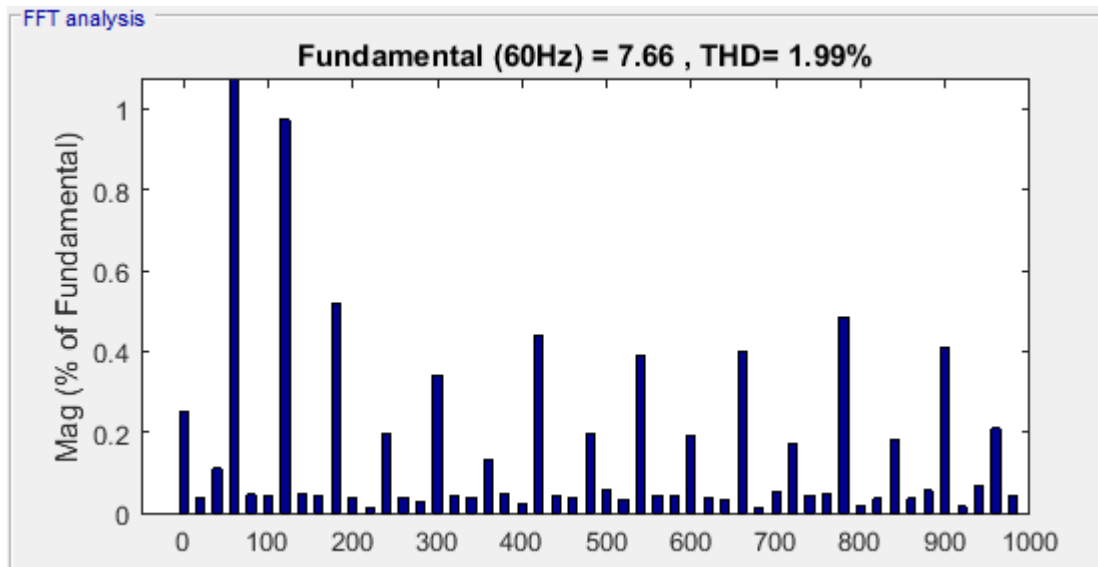


Figura 3.54. Espectro de distorsión armónica en PCC carga variable.

Fuente: El Autor

El factor de potencia oscila con un valor aproximado de 0.99 en las variaciones de carga, la tensión eléctrica de la barra de sufre tres variaciones respecto a la referencia, debido a la conexión de las tres cargas en los tiempos 0 s, 0.1 s y 0.15 s, el valle máximo se da en la inclusión



de la segunda carga generándose una caída del voltaje en el condensador a 211.46 V aproximados y, la referencia es alcanzada al tiempo de 0.3 s aproximados (véase Figura 3.59).

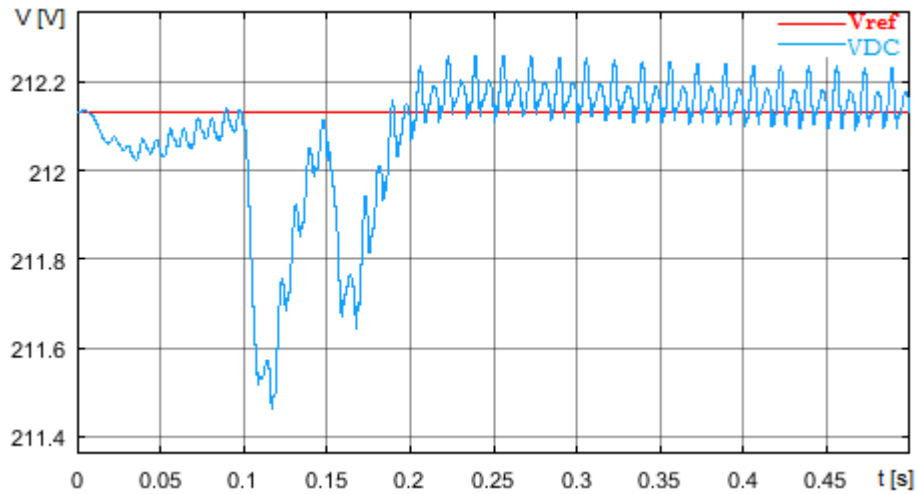


Figura 3.55. Señales de voltaje de referencia y barra de en red a carga variable.

Fuente: El Autor

En la Figura 3.56 se observa la señal de corriente medida en PCC presenta variaciones respecto a su amplitud dadas las inclusiones de cargas en los tiempos programados, en todo instante se evidencia mejora de ella.

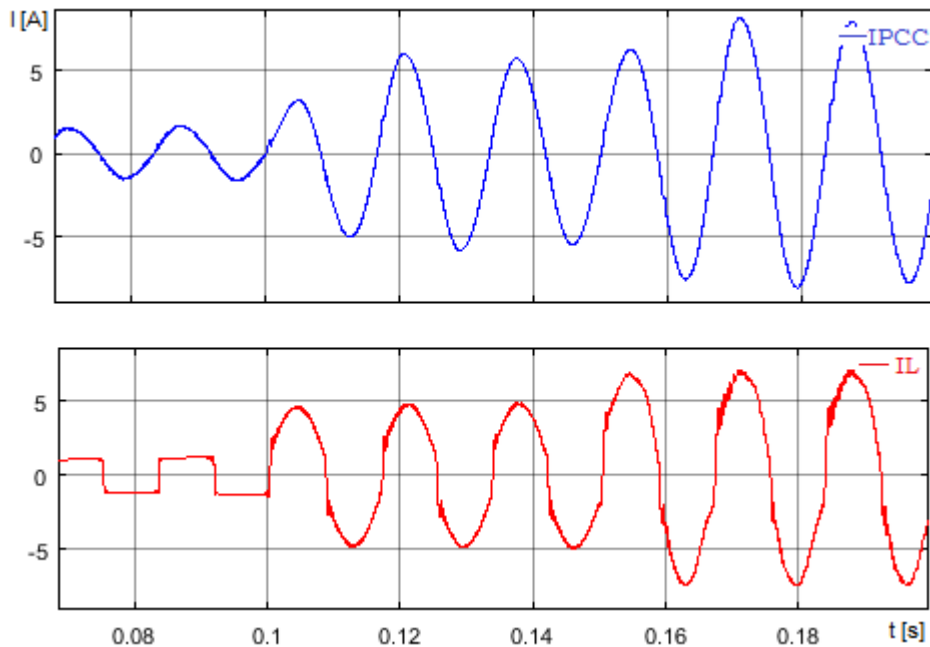


Figura 3.56. Señales de corriente en PCC y carga variable.

Fuente: El Autor

3.3.1.3.4 Variación de la inductancia de la red al 50% del nominal

Dado que la consideración del efecto inductivo depende de la distancia entre la red



secundaria saliente del transformador de distribución, su valor es estocástico dado que no es posible determinarlo con exactitud dadas las diversas longitudes entre consumidores del servicio eléctrico, con el fin de evaluar el impacto de la variación inductiva que a efectos nominales de la presente investigación se ha predeterminado en 10 mH. En este escenario de prueba, se mantendrán las características de la fuente, filtro activo y carga nominal RL, con la variación a 5 mH de L1 que considera un cliente evaluado a la mitad de la distancia nominal.

De acuerdo a la Figura 3.44 se ilustran los resultados de las señales medidas en PCC y carga, voltaje de referencia de la barra dc e histograma de distorsión armónica FFT respectivamente, el factor de potencia medido es cercano a la unidad (0.99) (véase figuras 3.57, 3.58 y 3.59)

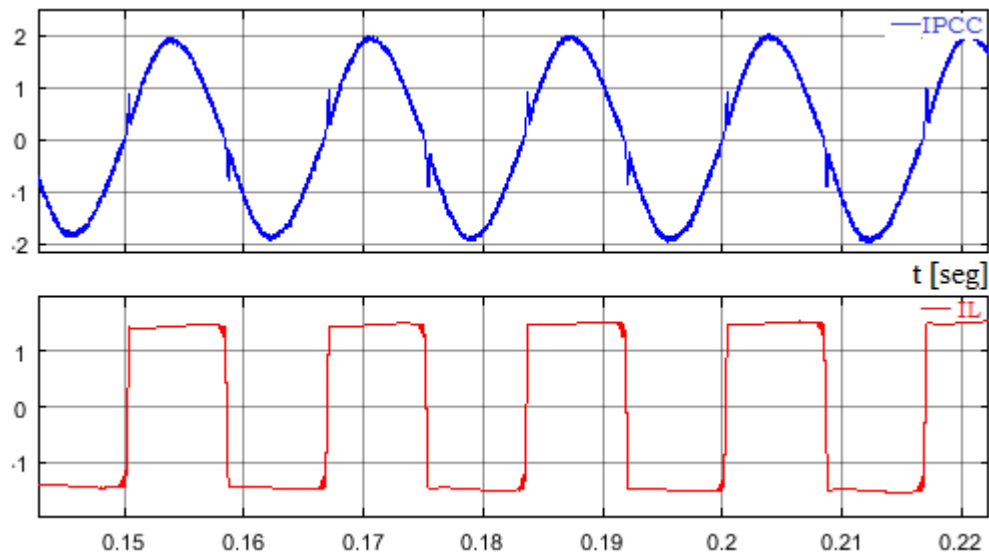


Figura 3.57. Señales de corriente en PCC al 50% de L1.
Fuente: El Autor

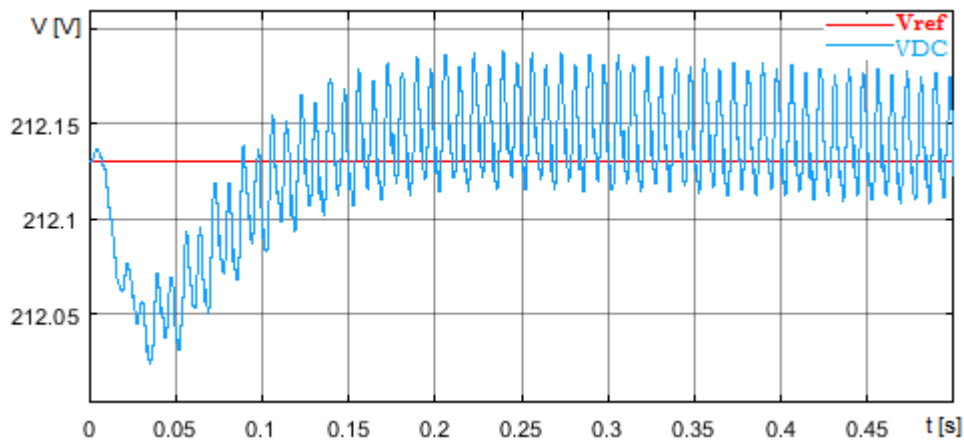


Figura 3.58. Señales de voltaje de referencia y barra dc al 50% de L1.
Fuente: El Autor

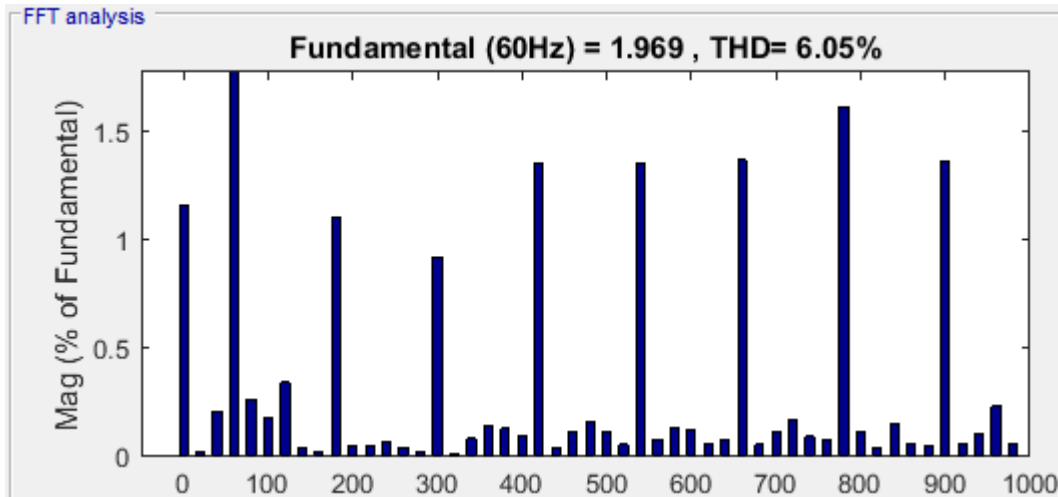


Figura 3.59. Espectro de distorsión armónica en PCC al 50% de L1.
Fuente: El Autor

3.3.1.3.5 Variación de la inductancia de la red al 150% del nominal

De manera análoga respecto al apartado anterior, por las condiciones geográficas del cliente del servicio eléctrico a la red de bajo voltaje abastecedor, existirá variabilidad en cuanto a la magnitud de la inductancia de la red, en este contexto se realiza la prueba considerando el exceso del 50% de la distancia de la fase eléctrica, por cuanto el valor de L1 se considera a 15 mH, en las figuras 3.60, 3.61 y 3.62 se muestran los resultados de las señales de corriente en el PCC y carga, voltaje de referencia de la barra dc y el espectro de distorsión armónica, por su parte el factor de potencia permanece en su valor de 0.99 equivalente a la prueba anterior.

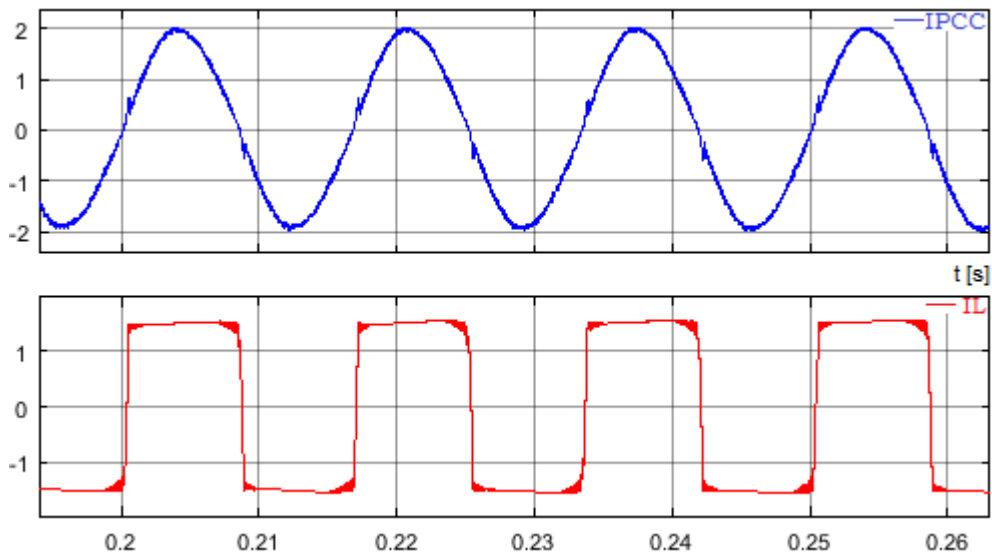


Figura 3.60. Señales de corriente en PCC y carga al 150% de L1.
Fuente: El Autor

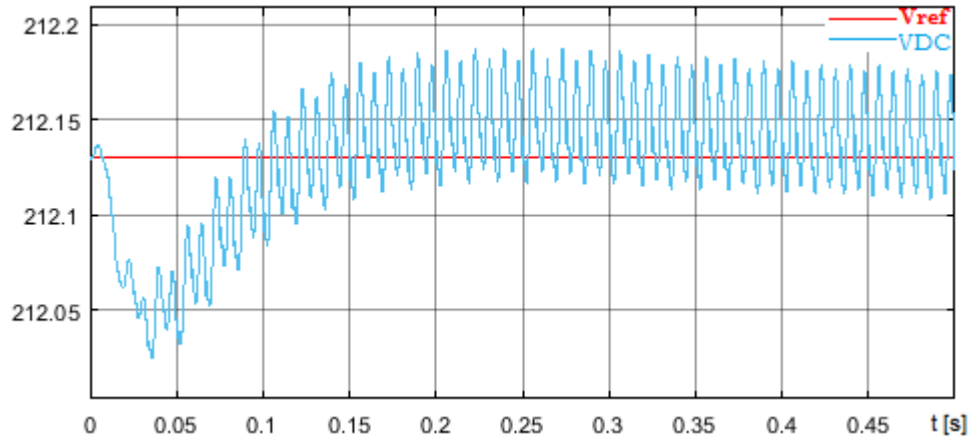


Figura 3.61. Señales de voltaje de referencia y barra dc al 150% de L1.

Fuente: El Autor

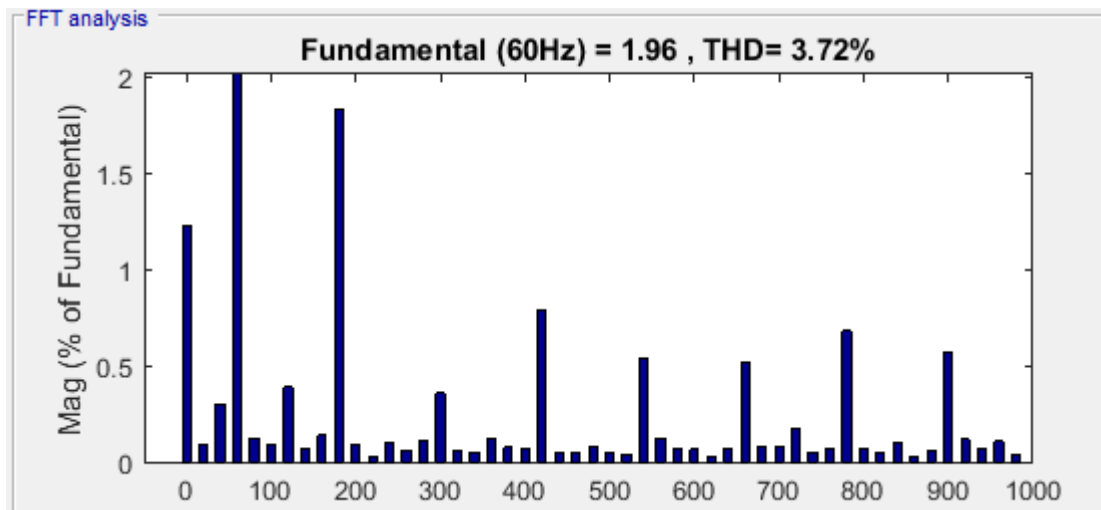


Figura 3.62. Espectro de distorsión armónica en PCC al 150% de L1.

Fuente: El Autor

Las pruebas de operación y dinamismo realizadas han permitido obtener datos que evidencian la tendencia de mejora de las condiciones de distorsión armónica de corriente en el punto de acople común, por lo cual en los siguientes apartados del presente trabajo de titulación se ejecutará una comparación de los resultados obtenidos respecto al estándar IEEE 519-2014 previsto para el cumplimiento de sus respectivas recomendaciones.



CAPÍTULO 4: ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.1 Introducción

Posterior a los procesos de simulación ejecutados en la operación del filtro activo en diversos escenarios, en este capítulo se realiza un proceso comparativo relacionado a los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas con valores porcentuales de distorsión armónica de corriente en las componentes armónicas 3, 5, 7 y 9 como las preponderantes, de acuerdo al estándar IEEE 519-2014 y el contexto de la red eléctrica monofásica.

4.2 Análisis de resultados prueba lazo abierto

En la Tabla 4.1 se ilustran los resultados de la primera prueba respecto a la simulación ilustrada en la Figura 3.37 en comparación con el estándar de evaluación del prototipo.

Tabla 4.1:

Distorsión armónica sistema lazo abierto respecto al estándar IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	31.83	31.83	15
5	18.00	18.00	15
7	11.75	11.75	15
9	8.09	8.09	15
THDi	40.09	40.09	20

Fuente: El Autor

Los resultados demuestran la existencia a nivel de toda la red eléctrica la presencia de armónicos que afectan la calidad de la señal de corriente provocando una THDi fuera del rango admisible en IEEE 519, por ello un 0% de la distorsión armónica ha sido mitigada.

4.3 Análisis de resultados prueba lazo cerrado

En la Tabla 4.2 se adjuntan los resultados de la prueba segunda con base en la simulación ilustrada en la Figura 3.40 en comparación con el estándar IEEE 519-2014.

Tabla 4.2:

Distorsión armónica sistema lazo cerrado respecto al estándar IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	32.61	1.65	15



5	19.05	0.41	15
7	13.14	0.97	15
9	9.85	0.8	15
THDi	43.54	4.39	20

Fuente: El Autor

El impacto de control del filtro activo es protagónico en la mitigación de distorsión armónica de corriente, misma que ha reducido en un 89.92% la distorsión armónica de corriente desde la carga al PCC.

4.4 Análisis de resultados prueba a carga fija con baja no linealidad

Respecto a la tercera prueba correspondiente a la corriente de carga medida en el PCC, ha dado un valor de 3.18 A y la corriente de cortocircuito a priori determinada, se dan a conocer en la Tabla 4.3 los resultados de la simulación del sistema eléctrico con el filtro activo con base en la Figura 3.44 en comparación con el estándar de estudio.

Tabla 4.3:

Distorsión armónica sistema con baja no linealidad respecto al estándar IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	17.54	0.64	15
5	10.50	0.35	15
7	7.42	0.60	15
9	5.74	0.54	15
THDi	24.24	2.40	20

Fuente: El Autor

La acción del filtro activo controla la THDi en este escenario de prueba que, siendo el de menor afección por distorsión armónica, aun así sus valores en el punto de carga se encuentran fuera del rango recomendado por IEEE519-2014, a excepción del tercer armónico y la THDi, la reducción porcentual determina un 90.09% la distorsión armónica de corriente entre el punto de carga y el PCC.

4.5 Análisis de resultados prueba a carga fija con alta no linealidad

En la Tabla 4.4 se dan resultados de la simulación ilustrada en la Figura 3.48 en comparación con el estándar IEEE 519-2014, la corriente máxima circulante en el PCC es de 5.25 A.



Tabla 4.4:

Distorsión armónica sistema con alta no linealidad respecto al estándar IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	56.53	4.25	15
5	44.47	16.12	15
7	4.54	5.19	15
9	5.95	3.21	15
THDi	114.58	37.88	20

Fuente: El Autor

En esta cuarta prueba a pesar del valor alto de no linealidad en THDi, a nivel de la carga la reducción porcentual indica que se han logrado drenar en un 66.94% la distorsión armónica de corriente entre el punto de carga y el PCC, consecuentemente el control no alcanza el rango admisible.

4.6 Análisis de resultados prueba en carga variable

A través de la Tabla 4.5 se evidencian los resultados de la quinta prueba respecto a la simulación ilustrada en la Figura 3.52. Como se trata de tres cargas que operan en cascada, se ha observado que la corriente máxima exigida por la carga es de 7.78 A.

Tabla 4.5:

Distorsión armónica sistema con carga variable respecto al estándar IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	8.50	0.52	15
5	5.26	0.34	15
7	3.86	0.44	15
9	3.17	0.39	15
THDi	13.75	1.99	20

Fuente: El Autor

El contexto real de la carga a lo largo del tiempo, puede sufrir variaciones en cuanto al tipo o factor de simultaneidad, de lo cual posterior a este tipo de ensayos de simulación, se observa una apropiada respuesta del prototipo para actuar en rangos apropiados de acuerdo a la corriente de operación, cortocircuito, los cuales determinan el porcentaje máximo que relaciona al estándar de comparación. En todos los procesos de transición se observan resultados beneficiosos al sistema eléctrico desde el PCC hacia la red externa, esta prueba ha logrado una reducción porcentual de un 85.53% de THDi.



4.7 Análisis de resultados prueba con valor de L1 al 50% del nominal

Respecto al entorno de la sexta prueba en la que se ejecuta un entorno comparativo de los resultados de distorsión armónica de corriente tanto en el PCC como en la carga, L1 tiene un valor de 5 mH en este caso, por lo que en la Tabla 4.6 se indican los resultados de la simulación relevantes a la THDi bajo estas condiciones.

Tabla 4.6:

Distorsión armónica sistema con L1 al 50% del nominal respecto a IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	32.87	1.1	15
5	19.42	0.92	15
7	13.57	1.35	15
9	10.27	1.35	15
THDi	44.50	6.05	20

Fuente: El Autor

4.8 Análisis de resultados prueba con valor de L1 al 150% del nominal

Bajo este contexto, L1 toma un valor de 15 mH, los resultados de esta séptima prueba evidenciaron que ha existido un decremento en los valores porcentuales de las distorsiones armónicas de corriente tanto en PCC cuyo valor medido en el PCC alcanzo un 3.72%, lo cual demuestra una proporcionalidad inversa entre la distancia de la línea eléctrica y la THDi.

Tabla 4.7:

Distorsión armónica sistema con L1 al 150% del nominal respecto a IEEE 519.

Orden del Armónico	Distorsión [%] corriente en Carga	Distorsión [%] corriente en PCC	THDi [%] max Estándar IEEE519
3	32.35	1.83	15
5	18.71	0.36	15
7	12.83	0.79	15
9	9.59	0.54	15
THDi	42.99	3.72	20

Fuente: El Autor

4.9 Comparación operativa del filtro activo en estados dinámicos de L1

De acuerdo al entorno de operación del filtro activo, la inductancia de la red L1 por condiciones geométricas y longitudinales de la acometida de baja tensión eléctrica toma



diversos valores en su inductancia, con base en los resultados de prueba a priori simulados respecto al 50%, 150% y el valor nominal considerado (10 mH) es posible efectuar un proceso comparativo relacionado a la mitigación de la THDi con el fin de determinar la incidencia del inductor en la operación del filtro activo. En la Figura 4.1 se ilustra la gráfica del porcentaje de esta mitigación en el PCC respecto a la incidencia de los armónicos tercero, quinto, séptimo y noveno.

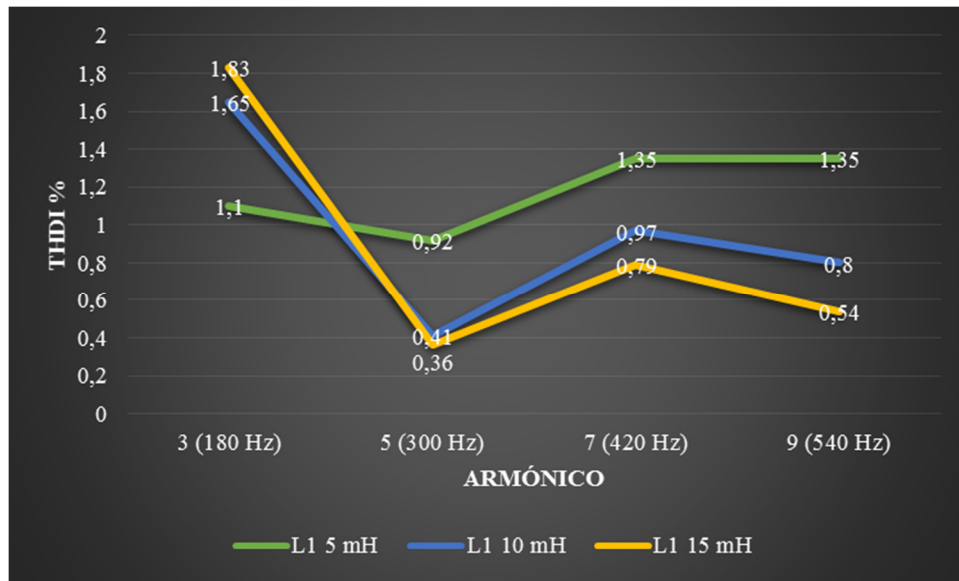


Figura 4.1. Distorsiones armónicas de corriente en PCC en variación de L1.
Fuente: El Autor

Los resultados de la Figura 4.1 demuestran que en el tercer armónico de corriente, L1 al 150% de su valor nominal presenta una leve elevación en su THDi del 1.65% al 1.83%, sin embargo en los armónicos quinto, séptimo y noveno presenta menores distorsiones individuales y en el 50% de L1 se observa un factor de crecimiento en la THDi del cual el impacto de distorsión es el mayor para los armónicos quinto, séptimo y noveno. En la Tabla 4.8 se observan las distorsiones armónicas totales en estos escenarios de prueba.

Tabla 4.8:

Distorsiones armónicas en el PCC de acuerdo al dinamismo de L1.

L1 [mH]	5	10	15
THD [%]	6.05	4.39	3.72

Fuente: El Autor

Los resultados de la Tabla 4.7 evidencian que la distancia entre la red secundaria y el PCC influye de manera proporcional directa a la distorsión armónica total.



4.10 Comparación del THDi en los puntos de carga y de acople común

De acuerdo a las siete pruebas de respuesta del filtro activo para las cuales en la primera no se lo utilizó, los resultados analíticos fundamentados en las tablas 4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 y 4.7, demuestran que el beneficio es notorio de acuerdo a las distorsiones de corriente reducidas. En promedio, la THDi medida en el PCC se ha reducido del 46.24% medido en carga a un 13.78% posicionándose en el rango admisible por el estándar IEEE 519-2014. La Figura 4.2 evidencia estos resultados con base en el histograma porcentual comparativo de las pruebas y la THDi tanto en la carga y el PCC.

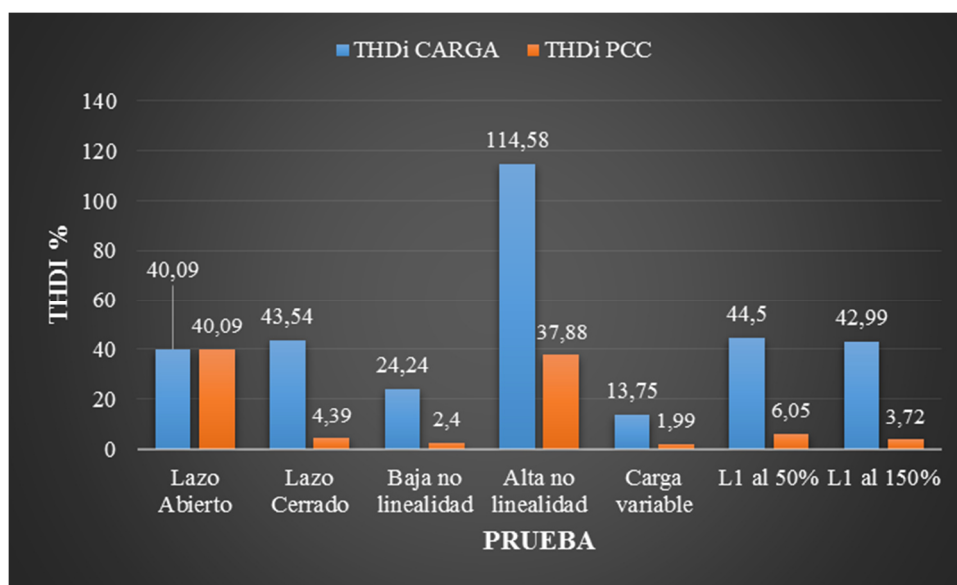


Figura 4.2. Histograma porcentual THDi en pruebas del filtro activo en carga y PCC.
Fuente: El Autor

4.11 Comparación operativa del filtro activo con otras técnicas de control

La revisión documental que ha promovido la consideración de los proyectos realizados en contextos de simulación de filtros activos con técnicas de control similares y diferentes a la efectuada en el controlador PI que se fundamenta en el estado del arte.

A través de los resultados de las pruebas operativas de cada caso en complemento con las pruebas a priori ejecutadas del filtro activo, se efectúa un análisis comparativo de la THD en el PCC con el fin de evaluar el grado de eficacia del prototipo en estudio frente a otras técnicas, sumado a ello se ha implementado la técnica de control difusa en la etapa de control de volate de la barra dc. En la Figura 4.3 se evidencian los resultados cuantitativos de este apartado.

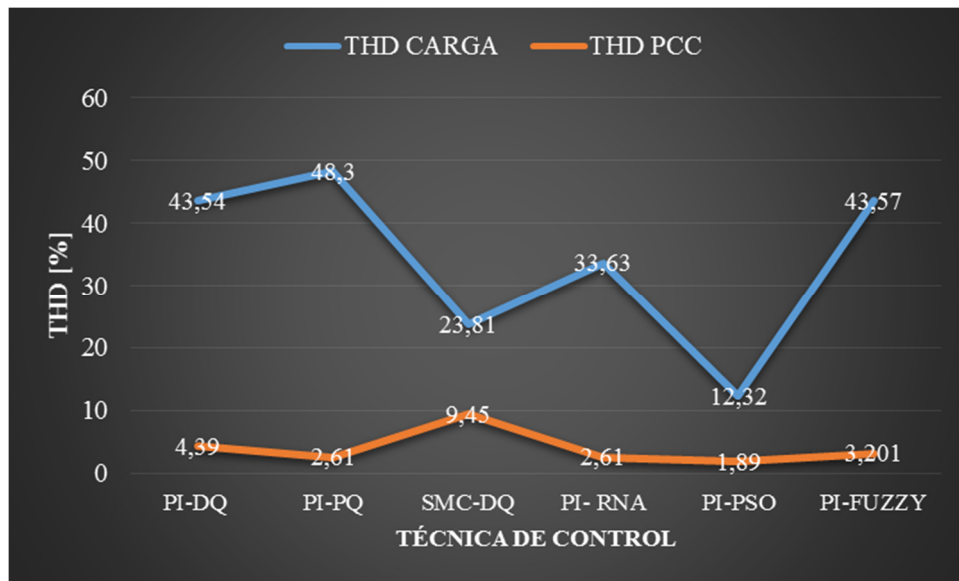


Figura 4.3 Resultados de operación del filtro activo y prototipos del estado del arte.
Fuente: El Autor

Los resultados de distorsión armónica de corriente mitigada desde la carga hasta el PCC determinan que la eficiencia porcentual de los filtros activos del estado del arte y el del tema de estudio sean los representados en la Figura 4.4.

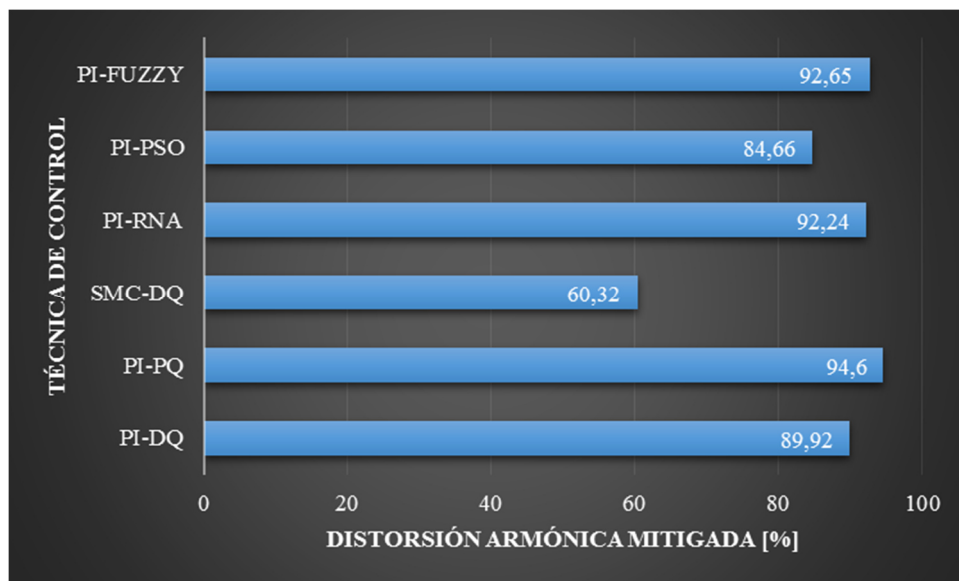


Figura 4.4 Eficiencia operativa del filtro activo y prototipos del estado del arte.
Fuente: El Autor

Por consiguiente, el filtro activo ha mitigado un 89,92% de THDi y sus resultados se adecuan a los límites establecidos en el estándar IEEE 519-2014. Su eficacia se encuentra en una posición competitiva con otras técnicas de control.



CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

El cumplimiento del estándar IEEE-519-2014 en cuanto a la THDi en el PCC y las características de diseño del prototipo, posibilita la existencia de retos investigativos dirigidos a los miembros de la comunidad universitaria para mejorar las condiciones operacionales del filtro activo.

La consideración de la THDi al 20% se adapta a corrientes de carga de hasta 8 A, lo cual no es un factor representativo o de alto impacto la corriente nominal en estado de prueba, sin embargo, en promedio en los siete escenarios de prueba, el filtro activo ha mitigado un 70,18% de los armónicos y en condiciones nominales de carga un 89.92%.

Dadas las condiciones iniciales que recomienda la norma IEEE 519-2014, por el alto valor calculado de la corriente de cortocircuito, el rango admisible de las distorsiones armónicas individuales como totales en los escenarios de prueba relacionados a lazo abierto, lazo cerrado, carga a baja no linealidad, carga a alta no linealidad como carga variable es amplio, lo cual flexibiliza la acción del filtro activo para cumplir con los valores porcentuales solicitados.

Con base en las pruebas simuladas de dinamismo, el filtro activo a más de ejecutar un proceso mitigador de distorsiones armónicas de corriente, es capaz de realizar compensación de potencia reactiva cuyo efecto promueve la mejora del factor de potencia a nivel del PCC.

La información dotada en el presente trabajo de titulación, en diseño del programa por bloques como el dimensionamiento de sus dispositivos, posibilita a través de la investigación formativa, dar el paso a la implementación que, según las necesidades del cliente acaparen mayores demandas de carga como mayor número de fases, con el fin de promover el uso de este tipo de equipos en el sector comercial como industrial determinando un centro de producción al que la Universidad sea reconocida por su aporte a la sociedad.

La elaboración del presente proyecto representó un reto personal, toda vez que desde el rol estudiantil se ha aportado a la investigación formativa en temas relacionados a la calidad de energía eléctrica. A través de este trabajo se han consolidado los procesos realizados en el diseño como simulación del filtro activo, en el contexto de la electrónica de potencia.



5.2 Recomendaciones

El presente trabajo de titulación sea el medio para llevar a cabo el proceso de implementación del filtro activo bajo las condiciones nominales y, posteriori se realicen investigaciones que promuevan la mejora de los recursos del proyecto en cuanto a la diversidad de algoritmos de control y potencia.

El estudio de las causas, efectos y medios de solución a problemáticas de índole eléctrico que afecte la calidad de energía siga en ejecución respecto a un sistema de origen renovable o no renovable con uso de las prestaciones que ofrece la electrónica de potencia.

Los estudiantes e investigadores utilicen la información dotada en el presente trabajo de titulación de manera ética y responsable que posibilite interacciones de citación en reconocimiento de los aportes desarrollados por el autor al tema de estudio.

Los miembros de la comunidad universitaria continúen en la aplicación y utilización de estrategias metodológicas activas que partan del constructivismo al enfoque construccionista mismo que promueva la transición de la destreza adquirida a la competencia.

Que docentes investigadores y autoridades prosigan creando espacios de investigación, análisis y reflexión cuya mística universitaria siga fundamentada en la objetividad, asertividad, mayéutica promueva el alcance de objetivos y metas científicas que continúen aportando a la sociedad en el campo investigativo respecto a temáticas relacionadas al contexto de los sistemas eléctricos en la actualidad.

Desde el rol correspondiente en la Universidad, en el desarrollo de nuevos conocimientos recomiendo buscar espacios de compartición de experiencias con docentes investigadores y estudiantes de los contextos local, nacional o extranjero, dada la actualidad en la que la investigación formativa se encuentra en constante evolución y adaptada a las competencias digitales del siglo XXI.



REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ASEA Brown Boveri Ltd. (2020). *Bancos de condensadores KBR*. México.

Asociación de las Academias de la Lengua Española. (2019). *Real Academia Española*. Madrid

Arcila, J. (2010). Armónicos en Sistemas Eléctricos. *Revista IEB.SA*, 1(1), 1-26.

Ayala, C. y Carrión, D. (2017). *Modelación de la propagación de armónicos en sistemas de Transmisión Eléctrica*. (Tesis de Ingeniero Eléctrico). Universidad Politécnica Salesiana, Quito.

Ballester, E. y Piqué, R. (2011). *Electrónica de Potencia Principios Fundamentales y Estructuras Básicas*. (1a ed.). Barcelona: Marcombo ediciones técnicas.

Caballero, C., Cortez, L. y Castañeda, J. (2016). Filtro activo de potencia para compensar la distorsión armónica de un sistema fotovoltaico autónomo. *Revista Tecnología e Innovación*, 3(9), 76-84.

Calderón, J. (2017). *Diseño y comparación mediante simulación de dos técnicas de control PI y SMC para el filtro activo trifásico de tres hilos en topología paralelo*. (Tesis de Ingeniero en Electrónica y Control). Escuela Politécnica Nacional, Quito.

Carrión, D., Quinteros, J. y Masache, P. (2021). Revisión para la restauración óptima de la operación del sistema eléctrico basado en criterios de calidad de energía y estabilidad. *Revista I+D Tecnológico*, 17(1), 1-9.

Collana, E. (2020). *Diseño de un Filtro Activo de potencia tipo shunt inversor de tres niveles basado 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*. (Tesis de Ingeniero Mecatrónico). Universidad Católica de Santa María, Arequipa.

DANFOSS. (2016). *Mitigación de armónicos*. Madrid.

ECUATRAN. (2017). *Transformadores de distribución Monofásicos-trifásicos*. Ambato.

Espinoza, J.L., González, L. G. & Sempértegui, R. (2017). Micro grid Laboratory as a Tool for Research on Non-Conventional Energy Sources in Ecuador. *International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing*, 1-7.

Farrag, M. & Farooq, H. (2017, diciembre). Analysis and Migation of Harmonics Caused by Conditioners in a Distribution System. *En 19º Conferencia Internacional de Sistemas*



- Eléctricos de Oriente Medio*. (pp. 702-707). Egipto: IEEE.
- Gavrilović, O., & Young, B. (2003). *Reactive Power Plant and FACTS Controllers*. (6a ed.). Electrical Engineer's Reference Book.
- Haitman, Z., Ahmed, S. & Azza, E. (2017). High Power Factor and Regulated Output Voltage for Three-Phase AC-DC Converter using Single-Switch CUK Converter. *Middle East Power Systems Conference*, 1(32511), 43-51.
- Hanzelka, Z. & Bień, A. (2005). Voltage Disturbances Flicker Measurement. *Revista European Copper Institute*. Recuperado el 19 de agosto de 2020 de <http://copperalliance.org.uk/uploads/2018/03/523-flicker-measurement.pdf>
- Hart, D. (2001). *Electrónica de Potencia*. (1a ed.). Madrid: Pearson Educación S.A.
- International Electrotechnical Commission. (2002). *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*. Madrid.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers. (2014). *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. New York.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. (2020). IRGP4078DPbF TO-247AC.
- International, S. I.-4.-3. (2003). Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods. *IEC*, 1-7.
- Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. & Pekarek, S. (2013). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. (3a ed.). Indiana: WILEY-IEEE Press.
- Lamich, M. (2006, noviembre). *Filtros Activos de Potencia*. Trabajo presentado en la XII Jornadas de Conferencias de Ingeniería Electrónica del Campus de Terrassa, Catalunya. Recuperado de http://www.jcee.upc.es/JCEE2006/pdf_ponencias/PDFs/JCEE06_09_11_T1.pdf
- Haitman, Z., Ahmed, S. & Azza, E. (2017). High Power Factor and Regulated Output Voltage for Three-Phase AC-DC Converter using Single-Switch CUK Converter. *Middle East Power Systems Conference*, 1(32511), 43-51.
- Mediavilla, P. (2015). *Propuesta de una estructura de código de red para acceso de centrales de generación con energías renovables a la red de transmisión en Ecuador*. (Tesis de Ingeniero Eléctrico). Escuela Politécnica nacional, Quito.



- Mohan, N., Undeland, T. y Robbins, W. (2009). *Electrónica de Potencia Convertidores, aplicaciones y diseño*. (3a ed.). México: Mc Graw Hill.
- Mercado, V., Peña, J., y Pacheco, L. (2017). Calidad de la energía eléctrica bajo la perspectiva de los sistemas de puesta a tierra. *Revista Redalyc*, 38(2), 167-182.
- Mihail, C. (2016). *Estudio de sincronización de vibraciones mediante técnicas de lazo de búsqueda de fase*. (Tesis de Ingeniería Electrónica Industrial). Universitat de Lleida, Lleida.
- Morales, R., Hernández, K., Ordoñez R. y Saldaña, J. (2018, noviembre). Diseño de un Filtro Activo de Potencia Monofásico para Compensar Potencia Reactiva y Corrientes Armónicas. *En Memorias del Congreso Internacional de Investigación Academia Journals Celaya 2018*. (pp. 3543-3548). Celaya, Guanajuato, México: Academia Journals.
- Nair, M. & Sankar, D. (2015, July). A Review of Hybrid filter topologies for power quality compensation. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*. (pp. 613-621). Kerala: IRJET.
- Nasyrov, R., Aljendy, R. & Zaki, A. (2018). Adaptive PI Controller of Active Power Filter For Compensation of Harmonics and Voltage Fluctuation Based on Particle Swarm Optimization (PSO). *Departament of Eléctrical Power Systems, Moscow Power Engineering Institute "MPEI"*. (pp. 719 -724). Moscow: IEEE.
- Normalización Española. (1997). *Norma UNE-EN 60-868*. Madrid.
- Normalización Española. (2003). *Norma 61000-4-15*. Ginebra.
- Normalización Española.. (2011). *UNE-EN-50160*. Madrid
- Normalización Española. (2012). *Norma UNE-EN-61000-3-12*. Madrid.
- Normalización Española. (2020). *Norma IEC 60664-1*. Madrid.
- Núñez, T., Moreno, R., Ramos, J. y Soto, A. (2009). Filtro Híbrido de Potencia. *Revistas de investigación Universidad Nacional Mayor de San Marcos*, 1(23), 26-36.
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna*. (5a ed.). Madrid: Pearson.
- Özkaya, H. (2007). *Parallel active filter design, Control and implementation*. (Tesis de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica). Universidad Técnica de Medio Oriente, Bingöl.



- Patil, S., Metri, R. & Shinde, O. (2017). Shunt Active Power Filter For MV 12-Pulse Rectifier Using PI With SMC Controller. *En Conferencia Internacional de Tecnologías, potencia y computación (ICCPCT)*. (pp. 1-6). Islampur: IEEE.
- Pérez, J. (2019). *Filtros activos de potencia parte I*. Madrid.
- Ravikumar, A., Mohan, N. & Soman, K. (2018). Performance Enhancement of a Series Active Power Filter using Kalman Filter based Neural Network Control Strategy. *Centre for Computational Engineering & Networking (CEN)*, 1(1), 1702-1706.
- Regulación No. CONELEC-004/01. 23 de mayo de 2001. Agencia Regulación y Control de Electricidad. Quito.
- Resolución Nro. ARCONEL-053/18. Regulación No. ARCONEL 005/18. 28 de diciembre de 2018. Agencia Regulación y Control de Electricidad. Quito.
- Resolución Nro. ARCONEL-074/17. Regulación No. ARCONEL 005/17. 7 de diciembre de 2017. Agencia Regulación y Control de Electricidad. Quito.
- Schneider, E. (2015). Detección y filtrado de armónicos. *SCHNEIDER*, 6-9.
- Seguel, A. (2018). *Diseño e implementación de un Filtro Híbrido para la atenuación de Sub e Inter Armónicas en Cicloconvertidores* (Tesis de Magister de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica). Universidad de Concepción, Concepción.
- Villalta, M. (2015, noviembre). *Variable Frequency Drivers: Problems, Solution and Losses in Cooper Caused By Harmonics in Electrical Networks*. Trabajo presentado en la Trigésima Quinta Convención de Centroamérica y Panamá (CONCAPAN XXXV). Tegucigalpa. Recuperado de <https://ieeexplore.ieee.org/document/7428443>



ANEXOS

Anexo 1: Enlace de acceso a descarga simulaciones (Matlab2016a/Simulink®) del Filtro Activo para cada escenario de prueba: <https://mega.nz/file/qbgXgCAY>

Clave de cifrado: Solicitar al correo: david_feijoo87@hotmail.com con el debido fundamento a conocimiento y compromiso del solicitante que citará al autor.

The screenshot shows a user interface for a file sharing service. At the top, there is a user profile for 'DAVID A FEIJOO M' with a green status indicator and a rocket icon. Below this, a file card is displayed for 'Simulaciones_FAP_David_Feijoo.rar' with a size of 156 KB. The file icon is a test tube. There is a toggle switch for 'Transferir con la App de escritorio' and a link for 'Leer más'. At the bottom, there are two buttons: 'Importar a' with a red 'M' icon and a green 'Descargar' button with a download icon.



Anexo 2: Datos técnicos transformador de distribución 14642413/1F/15Kva

46-03

ECUATRAN SA
ENERGIA INTELIGENTE

TRANSFORMADOR DE DISTRIBUCION MONOFASICO SUMERGIDO EN ACEITE

SERIE 14642413 ESP. 15.1950

KVA 15 V. PRIM. 22000GRDY/12700 V. SEC. 120/240

Hz 60 A. PRIM. 1.18 A. SEC. 125/32.5Z%(85°C) 1.5

CLASE ONAN CALENT 65°C POLARIDAD SUST. ACEITE MINERAL

MATERIAL AT/BT Cu / Cu MES/AÑO 03 / 13 PESO TOTAL 155 Kg

VOLUMEN ACEITE 45 L BIL AT/BT 125 / 30 kV

CAMBIADOR MANIOBRESE SIN VOLTAJE

VOLTAJE DE BOBINA EN KV	POSICION CAMBIADOR
13.0	1
12.7	2
12.4	3
12.1	4
11.7	5

SELO DE CALIDAD INEN NORMA NTE 2120
FABRICADO EN ECUADOR

www.ecuatran.com postventa@ecuatran.com





Anexo 3: Hoja de datos del capacitor (C), obtenido de:

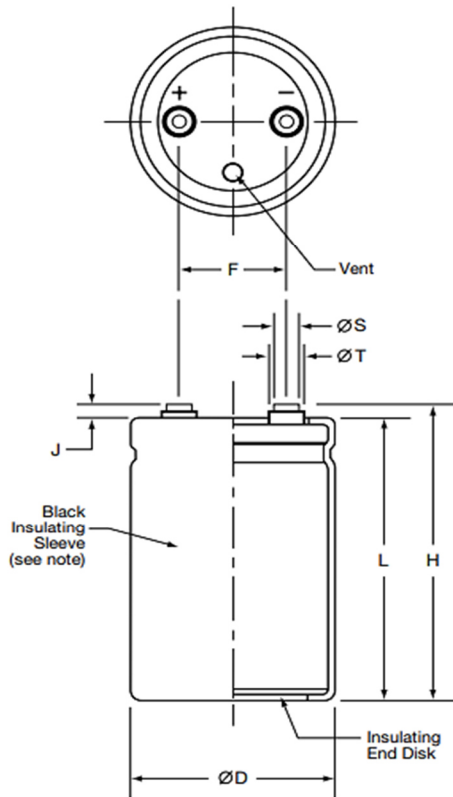
<https://www.mouser.ec/datasheet/2/420/179066769051658c892c09b-1799708.pdf>

U37F Specifications - Screw Terminals

Item	Characteristics																				
Category Temperature Range	-40 to +85°C																				
Rated Voltage Range	350 to 500VDC																				
Capacitance Range	1,500 to 22,000µF at +25°C, 120Hz																				
Capacitance Tolerance	±20% (M) at +25°C, 120Hz																				
Leakage Current	$I = 0.02CV$ (µA) or 5mA, whichever is smaller, after 5 minutes at +25°C. Where I = Max. leakage current (µA), C = Nominal capacitance (µF) and V = Rated voltage (V)																				
Rated Ripple Current Multipliers	Ambient Temperature (°C) <table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>+45°C</td> <td>+65°C</td> <td>+85°C</td> </tr> <tr> <td>2.82</td> <td>1.73</td> <td>1.00</td> </tr> </table> Frequency (Hz) <table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr> <td>DC Rated Voltage</td> <td>50Hz</td> <td>120Hz</td> <td>300Hz</td> <td>1kHz</td> <td>3kHz</td> <td>10kHz</td> </tr> <tr> <td>350-500V</td> <td>0.80</td> <td>1.00</td> <td>1.20</td> <td>1.30</td> <td>1.40</td> <td>1.41</td> </tr> </table> To determine maximum ripple current at a specified temperature and frequency, use the appropriate multiplier shown. However, do not use both the temperature and frequency multipliers together.	+45°C	+65°C	+85°C	2.82	1.73	1.00	DC Rated Voltage	50Hz	120Hz	300Hz	1kHz	3kHz	10kHz	350-500V	0.80	1.00	1.20	1.30	1.40	1.41
+45°C	+65°C	+85°C																			
2.82	1.73	1.00																			
DC Rated Voltage	50Hz	120Hz	300Hz	1kHz	3kHz	10kHz															
350-500V	0.80	1.00	1.20	1.30	1.40	1.41															
Endurance (Load Life)	The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to +25°C after subjecting them to DC voltage for 5,000 hours at +85°C with the rated ripple current applied. The sum of the DC voltage and peak AC voltage must not exceed the full rated voltage of the capacitors. Capacitance change: ≤ 20% from initial measurement ESR change : ≤ 200% of initial specified limit Leakage current : ≤ initial specified limit																				

Large Can/Screw Terminals

Unit: mm (inches)



Case Dimensions and Standard Box Quantities

Case Size Code	øD +2.0 (0.080)	L ±1.0 (0.040)	F ±0.25 (0.010)	Standard Box Quantity
CB7 CD0	50.8 (2.000)	117 (4.625) 130 (5.125)	22.2 (0.875)	49
D92 DA5 DB7 DD0 DE3	63.5 (2.500)	92 (3.625) 105 (4.125) 117 (4.625) 130 (5.125) 143 (5.625)	28.6 (1.125)	20
E92 EA5 EB7 EE3 EJ1 EM9	76.2 (3.000)	92 (3.625) 105 (4.125) 117 (4.625) 143 (5.625) 181 (7.125) 219 (8.625)	31.8 (1.250)	16 9
F92 FA5 FB7 FE3 FF5 FK0 FM9	89.0 (3.500)	92 (3.625) 105 (4.125) 117 (4.625) 143 (5.625) 155 (6.125) 190 (7.500) 219 (8.625)	31.8 (1.250)	5

Note:
In some cases, the color of the sleeve may change slightly due to the operating conditions, however, the discoloration will not impair capacitor function.



Rated Voltage (WVDC)	Capacitance (µF)	Global Part Number†	Nominal Case Size* D × L (mm)	Case Size Code	Maximum ESR (mΩ) at +25°C, 120Hz	Rated Ripple Current (A rms) at +85°C		
						120Hz	300Hz	>3kHz
500 Volts 550 Volts Surge	1,500	E37F501HPN152MCB7M	50 × 117	CB7	63	7.2	8.6	10.1
	1,800	E37F501HPN182MCD0M	50 × 130	CD0	55	8.0	9.6	11.2
	1,800	E37F501CPN182MD92M	63.5 × 92	D92	52	8.2	9.8	11.5
	2,200	E37F501CPN222MDA5M	63.5 × 105	DA5	43	9.4	11.2	13.1
	2,700	E37F501CPN272MDB7M	63.5 × 117	DB7	37	10.5	12.6	14.7
	3,300	E37F501CPN332MDD0M	63.5 × 130	DD0	32	11.7	14.0	16.3
	3,300	E37F501CPN332MDE3M	63.5 × 143	DE3	29	12.8	15.4	17.9
	2,700	E37F501CPN272ME92M	76.2 × 92	E92	36	10.9	13.1	15.3
	3,300	E37F501CPN332MEA5M	76.2 × 105	EA5	30	12.5	15.0	17.5
	3,900	E37F501CPN392MEB7M	76.2 × 117	EB7	25	14.0	16.8	19.6
	5,600	E37F501CPN562MEE3M	76.2 × 143	EE3	20	17.1	20.5	23.9
	6,800	E37F501CPN682MEJ1M	76.2 × 181	EJ1	15	21.5	25.8	30.1
	8,200	E37F501CPN822MEM9M	76.2 × 219	EM9	12	26.0	31.2	36.3
	3,900	E37F501CPN392MF92M	89 × 92	F92	25	14.2	17.1	19.9
	4,700	E37F501CPN472MFA5M	89 × 105	FA5	21	16.2	19.5	22.7
	5,600	E37F501CPN562MFB7M	89 × 117	FB7	18	18.2	21.8	25.5
	6,800	E37F501CPN682MFE3M	89 × 143	FE3	14	22.1	26.5	30.9
	8,200	E37F501CPN822MFF5M	89 × 155	FF5	13	24.0	28.8	33.6
	10,000	E37F501CPN103MFK0M	89 × 190	FK0	10	29.2	35.1	40.9
	12,000	E37F501CPN123MFM9M	89 × 219	FM9	8	33.5	40.2	46.9



Anexo 4: Hoja de datos de los inductores (L1 y L2), obtenido de: https://www.mouser.ec/datasheet/2/212/1/KEM_LF0005_SC-1103748.pdf

AC Line Filters

Common Mode SC Coils, Standard Series



Overview

The KEMET SC coils are common mode chokes with a wide variety of characteristics. These toroidal coils are designed with our proprietary ferrite cores and are useful in various noise countermeasure fields.

Applications

- Audio-visual equipment
- Home appliances
- Power supplies

Benefits

- Proprietary 5H, 7H and 10H ferrite material and equivalents
- Suitable for ≥ 150 kHz range
- Wide variety of sizes and specifications
- Operating temperature range from -25°C to $+105^{\circ}\text{C}$ or $+120^{\circ}\text{C}$
- UL 94 V-2 or V-0 flame retardant rated cap



Part Number System

SC-		10-		200	
Series	Dimension Code (See Dimensions)	Rated Current (A)	Thermal Class	Inductance (mH) Minimum	Internal Control Code
SC	Blank 22	0x = x A x0 = x0 A xx = xx A Examples: 02 = 2 A 10 = 10 A 15 = 15 A Note: With exceptions, see Table 1 for details.	Blank E = Class E Note: With exceptions, see Table 1 for details.	x00 = x mH xx00 = xx mH xx0 = x.xmH Example: 200 = 2 mH 1100 = 11 mH 620 = 6.2 mH Note: With exceptions, see Table 1 for details.	Blank A B H V

One world. One KEMET

© KEMET Electronics Corporation • KEMET Tower • One East Broward Boulevard
Fort Lauderdale, FL 33301 USA • 954-766-2800 • www.kemet.com

LF0005_SC • 10/14/2019 1



Part Name	Dimensions (mm)				Pin Pitch ¹ (Reference)		Figure
	OD (Maximum)	T (Maximum)	H (Maximum)	L	a	b	
SC-02-101	23.0	13.0	-	15.0±2.0	6	11	Fig. 1
SC-02-100	23.0	18.5	-	15.0±2.0	6	17	Fig. 1
SC-02-200	23.0	18.5	-	15.0±2.0	6	17	Fig. 1
SC-02-300	27.0	20.0	-	15.0±2.0	6	17	Fig. 1
SC-02-500	27.0	20.0	-	15.0±2.0	6	17	Fig. 1
SC-02-E620H	27.0	-	20.0	15.0±2.0	15	15	Fig. 2
SC-02-800	34.0	23.0	-	15.0±2.0	7	20	Fig. 1
SC-02-090	26.0	14.5	-	15.0±2.0	6	13	Fig. 1
SC-03-E900	23.5	20.0	-	15.0±2.0	5	15	Fig. 1
SC-04-200	25.0	19.0	-	15.0±2.0	8	16	Fig. 1
SC-04-500	29.0	21.0	-	15.0±2.0	10	19	Fig. 1
SC-05-500	34.0	23.0	-	15.0±2.0	7	21	Fig. 1
SC-05-503	34.0	-	23.0	15.0±2.0	20	20	Fig. 2
SC-05-800	34.0	23.0	-	15.0±2.0	7	21	Fig. 1
SC-05-803	34.0	-	23.0	15.0±2.0	22	21	Fig. 2
SC-04-1600	34.0	23.0	-	15.0±2.0	8	22	Fig. 1
SC-04-E2000	34.0	23.0	-	15.0±2.0	18	18	Fig. 1
SC22-04-95H	30.0	-	19.0	4.0±1.0	10	20	Fig. 2
SC-05-E06H	25.0	-	13.0	5.0±1.0	15	15	Fig. 2
SC-05-100	25.0	18.5	-	15.0±2.0	6	17	Fig. 1
SC-05-103	25.0	-	18.5	15.0±2.0	15	15	Fig. 2
SC-05-200	32.0	22.0	-	15.0±2.0	7	21	Fig. 1
SC-05-203	32.0	-	22.0	15.0±2.0	22	21	Fig. 2
SC-05-300	32.0	22.0	-	15.0±2.0	8	22	Fig. 1
SC-05-1100	34.0	24.0	-	15.0±2.0	6	21	Fig. 1
SC-05-1503	34.0	23.0	-	15.0±2.0	6.5	19	Fig. 1
SC-06-101	25.0	-	19.0	8.0±2.0	10	19	Fig. 2
SC-06-E200H	25.0	-	19.0	8.0±2.0	10	19	Fig. 2
SC-06-900	34.0	24.0	-	15.0±2.0	8	22	Fig. 1
SC-07-030V	25.0	20.0	-	15.0±2.0	10	15	Fig. 1
SC-07-100	25.0	19.0	-	15.0±2.0	10	19	Fig. 1
SC-07-E300A	34.0	-	23.0	4.5±1.0	22	21	Fig. 2
SC-07-650	35.0	23.0	-	15.0±2.0	7	21	Fig. 1
SC22-08-100	30.0	-	19.0	5.0±2.0	14	22	Fig. 2
SC-08-100	35.0	-	23.0	15.0±2.0	22	21	Fig. 2

¹ Pin pitch listed above for reference only. Values not guaranteed.



Anexo 5: Dimensionamiento de longitud de L1 respecto a su valor nominal 10 mH y características adquisitivas (Kemet), obtenido de <https://electroexp.com/es/katushka-induktivnosti.html>

Inductancia requerida L	<input type="text" value="10"/>	mH	▼
Diámetro del marco D	<input type="text" value="10"/>	mm	▼
Longitud de bobinado l	<input type="text" value="50"/>	mm	▼
Diámetro de alambre de cobre d	<input type="text" value="1"/>	mm	
Diámetro del cable de aislamiento k	<input type="text" value="0.05"/>	mm	
<input type="button" value="Calcular"/> <input type="button" value="Restablecer"/>			
Número de vueltas ω	<input type="text" value="2144"/>		
Numero de capas N	<input type="text" value="3"/>		
Espesor de la bobina con	<input type="text" value="0.2"/>	mm	
* Longitud del cable Lw	<input type="text" value="68.1"/>	m	
** resistencia de la bobina Ω	<input type="text" value="1.52"/>	Ohm	



Anexo 6: Hoja de datos IGBT's, obtenido de <https://docs.rs-online.com/f355/0900766b81242e8f.pdf>

International
IR Rectifier

IRGP4078DPbF
IRGP4078D-EP

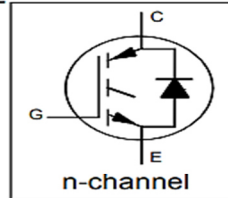
INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRA-LOW VF DIODE FOR INDUCTION HEATING AND SOFT SWITCHING APPLICATIONS

Features

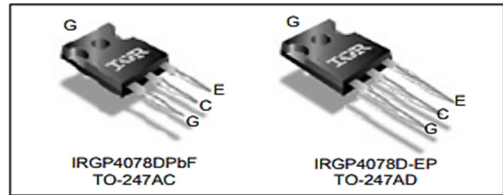
- Low $V_{CE(ON)}$ Trench IGBT Technology
- Low Switching Losses
- Maximum Junction temperature 175°C
- 5 μ s short circuit SOA
- Square RBSOA
- 100% of the parts tested for I_{LM}
- Positive $V_{CE(ON)}$ Temperature co-efficient
- Ultra-low VF Hyperfast Diode
- Tight parameter distribution

Benefits

- Device optimized for induction heating and soft switching applications
- High Efficiency due to Low $V_{CE(ON)}$, Low Switching Losses and Ultra-low V_f
- Rugged transient Performance for increased reliability
- Excellent Current sharing in parallel operation
- Low EMI



$V_{CES} = 600V$
$I_{NOMINAL} = 50A$
$T_{J(MAX)} = 175^{\circ}C$
$V_{CE(ON)} \text{ typ.} = 1.9V$



G	C	E
Gate	Collector	Emitter

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units	
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V	
$I_C @ T_C = 25^{\circ}C$	Continuous Collector Current	74	A	
$I_C @ T_C = 100^{\circ}C$	Continuous Collector Current	50		
I_{CM}	Pulse Collector Current, $V_{GE} = 15V$	150		
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current, $V_{GE} = 20V$ ①	200		
$I_F @ T_C = 25^{\circ}C$	Diode Continuous Forward Current	44		
$I_F @ T_C = 100^{\circ}C$	Diode Continuous Forward Current	25		
$I_{FSM} @ T_C = 25^{\circ}C$	Diode Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_J = 25^{\circ}C$ ② ③	120		
$I_{FRM} @ T_C = 100^{\circ}C$	Diode Repetitive Peak Forward Current at $t_p = 10\mu s$ ② ③	79		
V_{GE}	Continuous Gate-to-Emitter Voltage	± 20		V
	Transient Gate-to-Emitter Voltage	± 30		
$P_D @ T_C = 25^{\circ}C$	Maximum Power Dissipation	278	W	
		$P_D @ T_C = 100^{\circ}C$		139
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	$^{\circ}C$	
T_{STG}				
				Soldering Temperature, for 10 sec.
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10 lbf-in (1.1 N-m)		

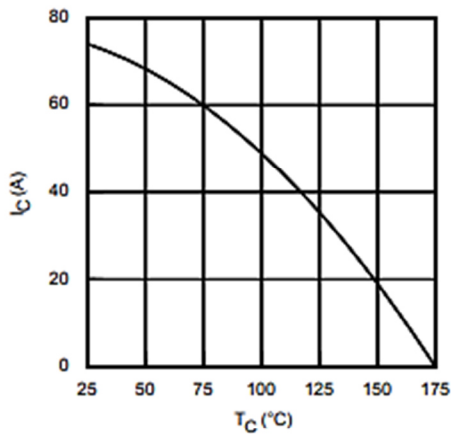


Fig. 1 - Maximum DC Collector Current vs. Case Temperature

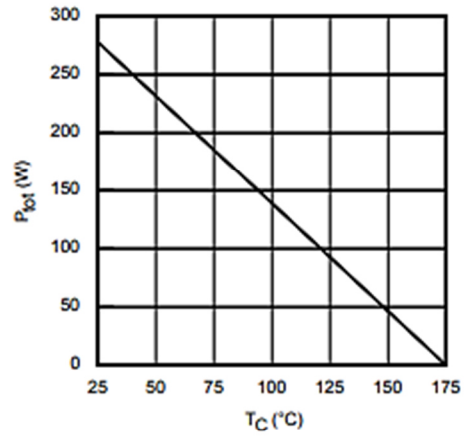
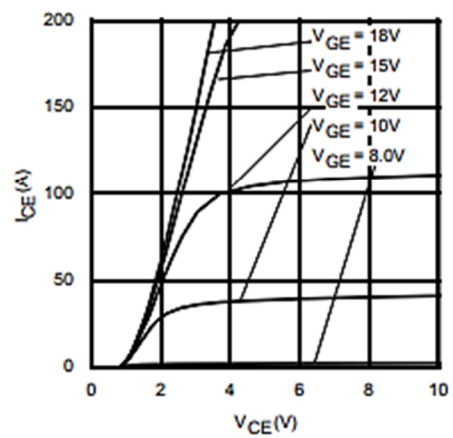
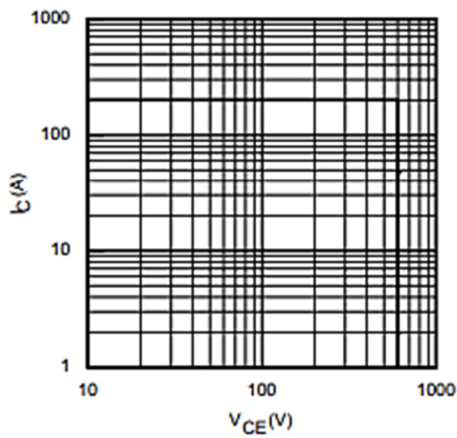



Fig. 2 - Power Dissipation vs. Case Temperature





Anexo 8: Tabla de costos referenciales de los equipos y dispositivos del filtro activo, obtenido de PRODETECH Ingeniería y Desarrollo, oferente Ing. Stalin Caza, 2020, Quito.

OFERENTE :								
ING. STALIN CAZA								
Proforma N°	001-001-0011290							
RUC:	1725277956001							
Dirección:	EL PLACER N230							
Ciudad:	Quito-Ecuador							
Teléfonos:	9,91E+08							
Correo electrónico:	infoec.prodetech@gmail.com							
								
CLIENTE :								
Nombre:	David Feijóo							
Dirección:	S/N							
Ciudad:	Quito							
RUC:	---							
Telefono:	0985849452							
CONCEPTO :								
ITEM	DESCRIPCION	CANTIDAD	VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL	ENVIO (INTERNACIONAL)	IMPUESTO	PAGO A TRANSPORTISTA POR TRAMITES	VALOR TOTAL (CANTIDAD+IMPUESTOS+ENVIO)
1	inductor de 10mH 10A	4	16,22	64,88	35,00	15,37	80,00	115,25
2	condensador 250v 12000uf	1	50,55	50,55	0,00	15,17	0,00	65,72
3	tarjeta de desarrollo	1	48,00	48,00	75,94	37,18	80,00	241,12
4	IGBT 600V 50A	1	1,62	1,62	52,63	16,28	80,00	150,53
5	IGBT 600V 50A(lote 5 unidades)	1	5,58	5,58	59,06	19,39	80,00	164,03
6	IGBT 600V 50A(lote 10 unidades)	1	7,98	7,98	59,06	20,11	80,00	167,15
7	IGBT 600V 20A(lote 5 unidades)	1	1,68	1,68	59,06	41,94	80,00	182,68
8	sensor de voltaje (ZMPT101B)							
9	sensor de corriente							
10	sensor efecto hall	1	20,68	20,68	47,60	20,48	80,00	168,76
IMPORTE :								
Solo compras y envio a Ecuador:					589,32			
Impuestos					665,92			
SUBTOTAL COMPRAS IMPUESTOS Y TRANSPORTE					1255,24			
ASESORIA					160,00			
TOTAL					1415,236			