



UNIVERSIDAD MICHOACANA DE
SAN NICOLÁS DE HIDALGO

Facultad de Ingeniería Eléctrica
División de Estudios de Posgrado

*Mitigación de la distorsión armónica e
interarmónica en redes eléctricas utilizando
filtros digitales*

TESIS

Que para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

presenta

Rodrigo Ramirez Trejo

Director de Tesis

Dr. J. Aurelio Medina Rios

Diciembre 2021

Morelia, Michoacán





MITIGACIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA E INTERARMÓNICA EN REDES ELÉCTRICAS UTILIZANDO FILTROS DIGITALES

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en
Ciencias en Ingeniería Eléctrica de **Rodrigo Ramírez Trejo**.

Dr. Antonio Ramos Paz
Presidente del Jurado

Antonio Ramos Paz

Dr. J. Aurelio Medina Rios
Director de Tesis

J. Aurelio Medina Rios

Dr. Roberto Tapia Sánchez
Vocal

Roberto Tapia Sánchez

Dr. Luis Arthur Cleary Balderas
Vocal

Luis Arthur Cleary Balderas

Dr. Ismael Molina Moreno
Revisor Externo (ITM)

Ismael Molina Moreno

Dr. Roberto Tapia Sánchez
*Jefe de la División de Estudios de Posgrado
de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, UMSNH
(Por reconocimiento de firmas)*

Roberto Tapia Sánchez

UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO
Agosto 2021

Resumen

Con el avance de la tecnología en dispositivos de electrónica de potencia y el énfasis que siempre ha existido de volver más eficientes los procesos industriales, la presencia de la distorsión en la forma de onda de la corriente y voltaje se ha incrementado considerablemente. Un tema que se aborda es la presencia de interarmónicos en el espectro que contiene la distorsión de la forma de onda, además de contener armónicos tiene componentes interarmónicos de magnitud considerable.

En esta tesis se analizan cargas especiales capaces de generar armónicos e interarmónicos, tales como el cicloconvertidor y el horno de arco eléctrico. También se modela un sistema de generación fotovoltaica, con la característica especial de presentar interarmónicos en la forma de onda de la corriente. Se hace una revisión de los distintos métodos, pasivos y activos, respectivamente, de mitigación de armónicos e interarmónicos. La presencia de interarmónicos exige un método de control que contenga una mejor resolución de frecuencia; a diferencia de cuando solo se mitigan componentes armónicos.

El método de control elegido está compuesto de un banco de filtros digitales, donde cada filtro está sintonizado a una frecuencia específica. En el control también se desarrolla el algoritmo de la FFT, para desactivar y activar los filtros digitales, eliminando aquellas frecuencias innecesarias en las corrientes de referencia. El método de control utilizado se compara contra el método de marco de referencia síncrono, así como con el método de la teoría $p - q$, demostrando ser más eficiente cuando se requiere mitigar componentes interarmónicos.

Finalmente, el filtro activo se aplica a las cargas modeladas. La aplicación del Filtro Activo (FA) en el cicloconvertidor demostró ser muy eficiente; solo se mitigan aquellas frecuencias interarmónicas de mayor magnitud. En el horno de arco se implementó un Compensador Estático (STATCOM, por sus siglas en inglés) debido a su gran demanda de potencia reactiva variable, ya que el control para el filtro activo está más orientado a la mitigación selectiva con una alta resolución de frecuencia para armónicos e interarmónicos.

Para el sistema de generación fotovoltaica, la aplicación del filtro activo tiene una operación similar que cuando es aplicado al cicloconvertidor; es decir, se eliminan solo aquellas frecuencias que tienen una magnitud considerable, que exceden los límites establecidos por las normas. El desarrollo de los modelos, tanto de las cargas como de los métodos de mitigación, respectivamente, están implementados en Matlab/Simulink®.

PALABRAS CLAVE: filtro, carga, modelo, estática, potencia.

Abstract

With the advancement of technology in power electronics devices and the ever-existing emphasis on making industrial processes more efficient, the presence of distortion of the waveform of current and voltage has increased considerably. An issue that is currently addressed is the presence of interarmonics in the spectrum of distortion of the waveform, in addition to harmonics, which may be of considerable magnitude.

In this thesis, special loads capable of generating harmonics and interarmonics, such as the cycloconvertidor and the electric arc furnace, are analyzed. A photovoltaic generation system is also modeled, with particular reference to interarmonic effects in the waveform of the current. A review is made of the different methods, passive and active, respectively, of mitigation of harmonics and interarmonics. The presence of interarmonics requires a control method with better frequency resolution; unlike when only harmonic components are mitigated.

The chosen control method is composed by a bank of digital filters, where each filter is tuned to a specific frequency. In the control, the FFT algorithm is also developed to deactivating and activate the digital filters, thus eliminating those unnecessary frequencies in the reference currents. The control method used is compared against the synchronous frame-of-reference method as well as to the p-q theory method, demonstrating to be more efficient when interharmonic components are required to be mitigated.

For the photovoltaic generation system, the application of the active filter has a similar operation as when it is applied to the cycloconverter, i.e. It eliminates only those frequencies that have a considerable magnitude, exceeding the limits established by the standards. The development of the models of loads and mitigation methods, respectively, are implemented in Matlab/Simulink®.

Contenido

Resumen	III
Abstract	V
Contenido	VII
Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XIII
Lista de Acrónimos y Abreviaturas	XV
Lista de Símbolos	XVII
1. Introducción	1
1.1. Justificación	3
1.2. Antecedentes	4
1.3. Metodología	6
1.4. Objetivos de la Tesis	7
1.4.1. Objetivo general	7
1.4.2. Objetivos particulares	7
1.5. Aportaciones	7
1.6. Descripción de Capítulos	8
2. Métodos de filtrado para la mitigación de armónicos	9
2.1. Introducción	9
2.2. Métodos de filtrado pasivo	10
2.2.1. Clasificación de filtros	10
2.2.2. Proceso para estimación de filtro pasa banda	16
2.2.3. Filtro pasa banda en paralelo	19
2.3. Métodos de filtrado activo	20
2.3.1. Clasificación basada en el convertidor	21
2.3.2. Filtro activo configuración en paralelo	22
2.3.3. Filtro activo configuración en serie	23
2.4. Tipos de control para FA	23
2.4.1. Mitigación selectiva de armónicos	24
2.5. Conclusiones	25

3. Análisis del comportamiento de armónicos e interarmónicos	27
3.1. Introducción	27
3.2. Análisis y modelado de cargas generadoras de armónicos e interarmónicos	30
3.2.1. Cicloconvertidores	30
3.2.2. Horno de Arco	40
3.2.3. Análisis y modelado de armónicos e interarmónicos en sistemas fotovoltaicos conectados a la red	50
3.3. Normas que rigen a los armónicos e interarmónicos	57
3.3.1. IEEE Std 519-2014	57
3.3.2. IEC 6100-4-7	61
3.4. Conclusiones	62
4. Método de control selectivo empleado para filtrado activo	65
4.1. Introducción	65
4.2. Implementación de control basado en filtros digitales	70
4.2.1. Sistema de control basado en filtros IIR de segundo orden	74
4.3. Simulación del control para FA, aplicado a una carga	76
4.4. Comparación del control implementado, con otros tipos de control	78
4.5. Conclusiones	81
5. Aplicación del modelo de filtrado activo en cargas eléctricas	83
5.1. Introducción	83
5.2. Aplicación del modelo de FA a cicloconvertidores	84
5.3. Aplicación del FA, a modelo de horno de arco eléctrico	88
5.4. Aplicación del FA a un sistema de energía fotovoltaica	94
5.5. Conclusiones	98
6. Conclusiones generales y sugerencias para trabajos futuros	99
6.1. Conclusiones	99
6.1.1. Trabajos futuros	100
Apéndices	101
A. Transformadas	103
A.1. Transformada de Clarke	103
A.2. Transformada de Park o $d - q$	104
B. Etapas de control	107
B.1. Modulación PWM	107
B.2. Modulación por Histéresis	108
Referencias	111

Índice de figuras

2.1. Esquema filtro pasa bajas.	10
2.2. Circuito eléctrico filtro pasa bajas.	11
2.3. Respuesta de armónico vs impedancia (filtro pasa bajas).	11
2.4. Esquema filtro pasa altas.	12
2.5. Circuito eléctrico filtro pasa altas.	12
2.6. Respuesta del armónico vs impedancia (filtro pasa altas).	13
2.7. Esquema filtro rechazo de banda.	13
2.8. Circuito eléctrico filtro rechazo de banda.	14
2.9. Respuesta del armónico vs impedancia (filtro rechazo de banda).	14
2.10. Esquema filtro pasa banda.	15
2.11. Circuito eléctrico filtro pasa banda.	15
2.12. Respuesta del armónico vs impedancia (filtro pasa banda).	16
2.13. Circuito eléctrico filtro pasivo conexión paralelo.	19
2.14. Configuración de filtro activo en paralelo.	20
2.15. Convertidor alimentado por corriente.	21
2.16. Convertidor alimentado por voltaje.	22
2.17. Configuración filtro activo en paralelo.	22
2.18. Configuración filtro activo en serie.	23
3.1. Banda de equivalencia del tiempo con respecto a la frecuencia.	30
3.2. Circuito eléctrico del cicloconvertidor con entrada trifásica y salida monofásica.	31
3.3. Tren de pulsos para generar el ciclo positivo en el cicloconvertidor, sin la condición (<i>si</i> $w_1 \geq 85$ entonces el pulso es igual a cero)	33
3.4. Tren de pulsos para generar el ciclo positivo en el cicloconvertidor, con la condición (<i>si</i> $w_1 \geq 85$ entonces el pulso es igual a cero)	33
3.5. Control para generación de tren de pulsos (ciclo positivo).	34
3.6. Forma de onda de la corriente a la salida del cicloconvertidor (5Hz).	37
3.7. Forma de onda de la corriente a la salida del cicloconvertidor (10Hz).	37
3.8. Forma de onda de la corriente a la salida del cicloconvertidor (15Hz).	37
3.9. Forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> , frecuencia de 5Hz.	38
3.10. Forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> , frecuencia de 10Hz.	38
3.11. Forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> , frecuencia de 15Hz.	38
3.12. <i>THD</i> de las forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> (5Hz).	39

3.13. <i>THD</i> de las forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> (10Hz).	40
3.14. Circuito eléctrico del horno de arco (HAE).	42
3.15. Características dinámicas del Horno de arco (HAE).	43
3.16. Forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco.	43
3.17. Circuito eléctrico Chua.	44
3.18. Descripción gráfica del diodo <i>NR</i>	45
3.19. Simulación del espectro caótico con $C_1 = 10nF$, $C_2 = 100nF$, $L = 18mH$ y $R = 1800\Omega$	46
3.20. Circuito eléctrico del horno de arco (HAE).	46
3.21. Forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco con oscilación del circuito Chua.	47
3.22. Forma de onda de la Corriente en el secundario del transformador del horno de arco con oscilación del circuito Chua.	48
3.23. Contenido armónico e interarmónico de la forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco con oscilación del circuito Chua.	48
3.24. Forma de onda del voltaje en el <i>PCC</i> con oscilación del circuito Chua.	49
3.25. Forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> con oscilación del circuito Chua.	49
3.26. <i>THD</i> de la forma de onda de la corriente en el <i>PCC</i> con oscilación del circuito Chua.	49
3.27. Circuito eléctrico del sistema fotovoltaico.	51
3.28. Control del sistema fotovoltaico.	52
3.29. Algoritmo del MPPT.	53
3.30. Simulación del comportamiento de la potencia activa.	55
3.31. Simulación del comportamiento de la potencia reactiva.	55
3.32. Forma de onda del voltaje en el primario del transformador.	55
3.33. Forma de onda de la corriente en el primario del transformador.	56
3.34. Contenido armónico e interarmónico de la forma de onda de la corriente en el primario del transformador.	56
3.35. Factor de potencia.	57
3.36. Límites de frecuencias interarmónicas en el voltaje, basadas en el efecto de parpadeo[Association et al., 2014]	61
3.37. Ilustración de grupos de armónicos e Interarmónicos (para un suministro de 50Hz) [Commission et al., 2008]	61
4.1. Filtro analógico con características similares de operación al filtro digital.	67
4.2. Filtro digital con características similares de operación al filtro analógico.	67
4.3. Transformación de la frecuencia digital a frecuencia analógica.	68
4.4. Transformación bilineal del plano (s) al plano (z).	69
4.5. Sistema de control de FA con detección de distorsión total.	70
4.6. Conexión en cascada de filtros de detección basados en MRS para una muesca completa del componente espectral en una frecuencia central.	71
4.7. Diseño de filtro digital MATLAB simulink.	74
4.8. Sistema de control de FA basado en un banco de filtros digitales para la mitigación armónica e interarmónica.	75

4.9. Circuito eléctrico con carga de diodo puente trifásico y FA conectado en paralelo.	76
4.10. Forma de onda de la corriente de carga generada por un diodo puente trifásico.	76
4.11. <i>THD</i> de la forma de onda de la corriente de carga generada por un diodo puente trifásico.	77
4.12. Forma de onda de la corriente de carga en la fase a, antes y después de la aplicación del FA.	77
4.13. <i>THD</i> de la forma de onda de la corriente de carga generada por un diodo puente trifásico con aplicación del FA.	78
4.14. Control para FA basado en teoría $p - q$	78
4.15. Forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación de FA basado en la teoría $p - q$	79
4.16. <i>THD</i> de la forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación del FA basado en teoría $p - q$	79
4.17. Control para FA basado en teoría <i>MRS</i>	80
4.18. Forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación de FA basado en teoría <i>MRS</i>	80
4.19. <i>THD</i> de la forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación del FA basado en teoría <i>MRS</i>	80
5.1. Circuito eléctrico cicloconvertidor y filtro activo.	84
5.2. Forma de onda de la corriente en el PCC, frecuencia 5Hz.	85
5.3. <i>THD</i> de las forma de onda de la corriente en el PCC (5Hz).	86
5.4. Forma de onda de la corriente en el PCC, con aplicación de filtro activo	87
5.5. <i>THD</i> de las forma de onda de la corriente en el PCC, con aplicación de filtro activo.	87
5.6. Forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco, fases a,b y c.	89
5.7. Forma de onda de la corriente en el secundario del transformador del horno de arco, fases a,b y c.	89
5.8. Característica dinámica del horno de arco en conjunto con oscilación caótica	90
5.9. Forma de onda de voltaje y corriente en el PCC.	90
5.10. Control para STATCOM.	92
5.11. Circuito eléctrico horno de arco y STATCOM.	93
5.12. Forma de onda de voltaje y corriente en el PCC, con aplicación de STATCOM.	94
5.13. Forma de onda de la corriente en el primario del transformador, (PCC).	95
5.14. Armónicos e interarmónicos individuales de la forma de onda de la corriente, en el primario de transformador del sistema fotovoltaico.	95
5.15. Circuito eléctrico del sistema fotovoltaico y filtro activo.	96
5.16. Armónicos e interarmónicos individuales de la forma de onda de la corriente en el secundario de transformador del sistema fotovoltaico con aplicación de filtro activo.	97
A.1. Sistemas de referencia trifásico y coordenadas α y β	104
A.2. Sistemas de referencia trifásico y d-q.	105

B.1. Modulación por ancho de pulso sinusoidal para inversor trifásico.	108
B.2. Modulación delta.	109

Índice de tablas

1.1. Componente espectral presente en la distorsión.	5
3.1. Parámetros del circuito (cicloconvertidor)	36
3.2. Contenido armónico e interarmónico para una frecuencia de $5Hz$ a la salida del cicloconvertidor.	39
3.3. Contenido armónico e interarmónico para una frecuencia de $10Hz$ a la salida del cicloconvertidor.	40
3.4. Parámetros del circuito (horno de arco)	47
3.5. Parámetros del circuito (sistema fotovoltaico)	54
3.6. Límites distorsión de Voltaje [Association et al., 2014]	59
3.7. Límites de Distorsión de la Corriente para Sistemas Generales de Distribución (120V Hasta 69000V) [Association et al., 2014]	60
3.8. Multiplicadores recomendados para aumentos en los límites de corriente armónica [Association et al., 2014]	60
5.1. Parámetros del circuito (cicloconvertidor y FA)	85
5.2. Contenido armónico e interarmónico para una frecuencia de $5Hz$ a la salida del cicloconvertidor	86
5.3. Parámetros del circuito (horno de arco y FA)	93
5.4. Parámetros del circuito (sistema fotovoltaico y FA)	97

Lista de Acrónimos y Abreviaturas

T Período

VA_{CC} Capacidad de potencia de cortocircuito en el PCC en VA

CA Corriente alterna

CC Corriente Continua

CSI Inversor de fuente de corriente (current source inverter)

dB Decibeles

FA Filtro activo

FD Filtro Digital

GTO Tiristor de apagado de puerta (Gate Turn-off)

Hz Hertz

IIR Respuesta infinita al impulso (infinite impulse response)

MPPT Seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracker)

MRS Marco de referencia síncrono

PCC Punto de acoplamiento común

PLL Bucle de bloqueo de fase (Phase Locked Loop)

PU Por unidad

PWM Modulación de ancho de pulsos (Pulse-width modulation)

STATCOM Compensador síncrono estático (Static compensator)

SVC Compensador de potencia reactiva (Static var compensator)

TC Transformadores de corriente

TDF Transformada discreta de Fourier

THD Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion)

UPS Sistema de alimentación ininterrumpida (Uninterrupted Power System)

Var Volts-Amper Reactivos

VSI Inversor de fuente de voltaje (voltage source inverter)

Lista de Símbolos

A_p Atenuación mínima

A_s Atenuación máxima

C_1 Capacitor 1 en circuito Chua

C_2 Capacitor 2 en circuito Chua

C_E Capacitor de enlace

C_s Fuente de voltaje que alimenta al FA

D Potencia de distorsión

E Voltaje en la gráfica del diodo Chua

F_R Frecuencia de resonancia

$H(z)$ Función de transferencia filtro digital

$H_{z_{ref}}$ Frecuencia de referencia para el cicloconvertidor

I_r Corriente continua a la salida del cicloconvertidor

I_{fv} Corriente en el sistema fotovoltaico

K Constante relacionada con la inductancia de fuga del transformador

K_1, K_2, K_3 Constantes relativas a las condiciones de fusión de (HAE)

L Inductor en el circuito Chua

L_c Inductancia de horno de arco eléctrico

L_s	Inductancia de linea
L_f	Inductor del FA
L_{sf}	Inductancia como filtro del inversor
N	Puntos por ciclo
P_1	Potencia transmitida en forma de calor (HAE)
P_2	Potencia que aumenta la energía interna en el (HAE)
P_3	Potencia total desarrollada en el arco (HAE)
P_a	Potencia activa
P_f	Factor de potencia
Q_T	Potencia reactiva
Q_f	Factor de calidad
Q_{ref}	Potencia reactiva de referencia
R	Resistencia en el circuito Chua
R_c	Resistencia de horno de arco eléctrico
S_T	Potencia aparente
TM	Ancho de pulso
T_1	Pulso hacia los tiristores del cicloconvertidor
T_s	Periodo de muestreo
T_r	Transformador
V_1	Voltaje en el capacitor 1 circuito Chua
V_2	Voltaje en el capacitor 2 circuito Chua
V_H	Voltaje de horno de arco eléctrico

V_s	Voltaje de línea a línea en PCC
V_{base}	Constante relacionada con el voltaje de línea a línea en un cicloconvertidor
V_{bus}	Voltaje en el bus de CC
V_{dc}	Voltaje de corriente directa
V_{fv}	Voltaje en el sistema fotovoltaico
V_{inv}	Voltaje a la salida del inversor
V_{ref}	Voltaje de referencia
W_0	Frecuencia fundamental analógica
W_a	Frecuencia angular analógica
W_c	Frecuencia angular de corte
W_d	Frecuencia angular digital
W_s	Frecuencia angular límite
W_{c1}	Frecuencia de corte inferior
W_{c2}	Frecuencia de corte superior
W_{s1}	Frecuencia de límite inferior
W_{s2}	Frecuencia de límite superior
$X(wk)$	Contenido de espectros de una señal
X_L	Reactancia del inductor
X_T	Reactancia de cortocircuito
X_c	Reactancia del capacitor
$\Delta(w)$	Longitud de una señal
α	Ángulo de disparo del cicloconvertidor

- f_0 Frecuencia a la salida del cicloconvertidor
- f_1 Frecuencia fundamental
- f_h Frecuencia armónica
- f_{ch} Frecuencia armónica característica, generada por un cicloconvertidor
- f_d Frecuencia armónica dependiente del circuito
- g Conductancia en el (HAE)
- h Variable de armónico
- i_H Corriente de horno de arco eléctrico
- i_L Corriente en el inductor del circuito Chua
- i_d Corriente en el diodo Chua
- i_s Corriente de línea
- i_a Corriente activa
- i_h Corriente armónica
- i_r Corriente reactiva
- i_{sf} Corriente a la salida del FA
- i_{sh*} Corriente de referencia para FA
- i_{sh} Corriente a la salida de la carga
- m Variable relacionada con los armónicos impares de mayor presencia
- m_0 Variable dependiente del ángulo θ en la gráfica del diodo Chua
- m_1 Variable dependiente del ángulo β en la gráfica del diodo Chua
- n Variable usada como contador de números reales
- p_i Variable para aumentar la resolución de frecuencias

r_h Radio en el (HAE)

t Tiempo

w_1 Señal de referencia modificada para el control

ωk Frecuencia angular multiplicada por el armónico

x Variación de la resistividad con la temperatura en (HAE)

$x(n)$ Ciclo de una señal periódica

$x(t)$ Señal periódica

y Condición de enfriamiento en (HAE)

Capítulo 1

Introducción

En los sistemas eléctricos se establecen criterios que deben ser cumplidos para una correcta operación, tanto como para el suministrador de energía como para el usuario; por ejemplo, mantener los rangos de frecuencia y voltaje. Recientemente un tema que ha tomado importancia es la calidad de la energía con la que operan las redes eléctricas, donde en distintas normas se especifica que la señal de voltaje y corriente solo debe contener la componente de frecuencia fundamental, para así garantizar una fuente de energía confiable, segura y de calidad en la alimentación de cargas eléctricas. Normalmente las fuentes de generación proporcionan una forma de onda senoidal sin distorsión, pero cuando existen cargas no lineales interconectadas, donde la operación está basada en la conmutación, éstas llegan a causar distorsión de las formas de onda de la corriente y el voltaje, afectando al sistema de alimentación de Corriente Alterna (CA).

Una aplicación importante de la energía eléctrica se basa en el suministro de energía a frecuencias y voltajes controlables, requiriéndose alguna forma de acondicionamiento o conversión de la energía, normalmente implementada por circuitos de electrónica de potencia (cargas basadas en conmutación). Lo anterior resulta en distorsión de la forma de onda de corriente y el voltaje, respectivamente, que puede caracterizarse como una serie de componentes sinusoidales a frecuencias armónicas, así como componentes sinusoidales a frecuencias no armónicas, usualmente referidas como interarmónicas [Testa et al., 2007].

La importancia en el estudio de componentes armónicas es justificable por los efectos negativos que estas provocan en el sistema eléctrico, debido a que la presencia de corrientes y/o voltajes armónicos está asociada con el incremento de pérdidas de la potencia activa, sobrevoltajes en los condensadores, errores en la medición, mal funcionamiento de protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, disminución de la vida útil de equipos y dispositivos, entre otros [Villafuerte Novoa, 2008]. Las componentes interarmónicas crean problemas nuevos, como oscilaciones subsíncronas, fluctuaciones de voltaje y parpadeo de luz, inclusive para niveles de baja amplitud.

Para evitar problemas derivados por la mala calidad de la energía, existen límites establecidos para la distorsión armónica e interarmónica. La mayoría de los países han desarrollado en el pasado sus propios estándares o recomendaciones, para adaptarse a las condiciones locales. Sin embargo, con el crecimiento del comercio mundial, la necesidad de utilizar equipos fabricados en un país que cumpla con las normas del país de aplicación ha impulsado un esfuerzo concentrado en formular normas internacionales sobre armónicos e interarmónicos [Arrillaga and Watson, 2004].

Normalmente, los equipos electrónicos están certificados por distintas normas donde se garantiza que el equipo electrónico no excede ciertos límites de distorsión de la forma de onda. Los límites son establecidos de acuerdo al equipo. Actualmente existen distintas organizaciones como lo son la Comisión Electrotécnica Internacional IEC, donde existe la serie IEC 6100 [Commission et al., 2008], que es orientada a los armónicos e interarmónicos como uno de los fenómenos electromagnéticos de baja frecuencia. El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos IEEE, establece la norma IEEE 519-2014 [Association et al., 2014], dirigida a proporcionar directrices sobre calidad de la energía.

En relación al uso de la energía existen distintos tipos de cargas basadas en electrónica de potencia, pero es necesario resaltar que, dependiendo el enfoque de la misma, esta tenderá a generar armónicos múltiplos o no múltiplos de la frecuencia fundamental. Dentro de este tipo de cargas se encuentran aquellas de tipo de arco eléctrico, dispositivos de accionamiento de carga variable, convertidores estáticos (convertidores de frecuencia directos o indirectos), etc.

La distorsión de la forma de onda producida por las cargas se encuentra en el dominio del tiempo, la cual puede ser llevada al dominio de la frecuencia por medio de la transformada de Fourier, que establece que una señal periódica no sinusoidal puede separarse en una serie de componentes sinusoidales con frecuencias que son múltiplos y no múltiplos de la frecuencia fundamental, permitiendo conocer los componentes individuales de una forma de onda distorsionada.

1.1. Justificación

Actualmente la calidad de la energía se ha vuelto un tema primordial en los sistemas eléctricos de potencia, esto se debe principalmente al gran incremento de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica y al problema que estas cargas le representan. Se espera que con el tiempo este tipo de cargas sean las que predominen, debido a la eficiencia de las mismas, motivo por el cual el problema de los armónicos e interarmónicos se convierte en un tema relevante.

Hoy en día existen distintas soluciones para la mitigación únicamente de componentes armónicos, considerando menos importante la mitigación de componentes interarmónicos y los problemas que estos pueden producir en las redes eléctricas. Debido a que las soluciones se orientan únicamente en las componentes múltiplos de la frecuencia fundamental, se justifica el desarrollo de una solución que considere la mitigación de armónicos e interarmónicos, la cual representa una excelente herramienta debido a que actualmente son más las cargas que además de generar armónicos generan, también interarmónicos que pueden ser de consideración, con respecto a estándares vigentes.

1.2. Antecedentes

Con el desarrollo y comercialización de los dispositivos semiconductores de potencia, que fue aproximadamente en el año de 1970, los problemas presentes en la calidad de la energía crecieron de forma exponencial [Mariun et al., 2000]. La característica principal que proporcionan estos dispositivos es el suministro de voltajes y corrientes de forma óptima para las cargas, derivado de esto, se logró incrementar la productividad y la eficiencia en procesos industriales, mediante maquinaria más rápida, productiva y eficiente. En el año de 1990 se publica la IEC 61000 2-1 [Standard, 2005], entre las normas que rigen la calidad de la energía; clasificando, las principales fuentes generadoras de armónicos en tres categorías de equipos: 1.- Equipos de sistemas de potencia (convertidores HDVC y los dispositivos FACTS), los cuales se han convertido en la principal fuente de distorsión de la forma de onda en sistemas de transmisión. 2.- Cargas industriales (convertidores de potencia estáticos y hornos de arco eléctrico), que son los principales emisores de armónicos e interarmónicos. 3.- Equipos residenciales, principalmente las computadoras y receptores de TV que contienen dispositivos alimentados por rectificadores con condensadores de suavizado [Arrillaga and Watson, 2004].

Un componente importante en la distorsión de la forma de onda, que ha ido en aumento con la implementación de nuevas cargas basadas en electrónica de potencia, son los interarmónicos. Con el uso de cargas no lineales, se vuelve menos probable que las frecuencias presentes en la corriente de suministro se limiten a los armónicos impares, por ello es que los interarmónicos han tomado mayor importancia en algunas normas relacionadas con el tema de calidad de la energía. Los armónicos e interarmónicos de la forma de onda se pueden definir en términos de su espectro correspondiente en estado cuasi-estable en un determinado rango de frecuencias, según se muestra en la Tabla (1.1), en donde f_h es la frecuencia armónica, h es el armónico y f_1 es la frecuencia fundamental [Gunther, 2001].

La mitigación de la distorsión de la forma de onda de voltaje y corriente a niveles aceptables en la red eléctrica, ha sido un problema en el diseño del sistema de energía,

Tabla 1.1: Componente espectral presente en la distorsión.

Armónico	$f_h = h * f_1$ Donde h es un <i>entero</i> > 0
CC	$f_h = 0Hz, (f = h * f_1)$ Donde $h = 0$
Interarmónico	$f_h \neq h * f_1$ Donde h es un <i>entero</i> > 0
Subarmónico	$f_h > 0Hz$ y $f_h < f_1$

desde los primeros días de la CA, hasta nuestros días, donde el creciente uso de dispositivos electrónicos de potencia y el equipo de carga sensible de la forma de onda, ésta asociado con el deterioro de la calidad de energía [Mohan et al., 2009].

Una solución a la mala calidad de la energía, es la colocación de filtros en lugares estratégicos, siendo la opción más eficiente para resolver el problema de la distorsión armónica e interarmónica, con ello se logra disminuir los niveles de distorsión por debajo de los límites establecidos por las normas o estándares. En particular, los filtros pasivos tienen dos objetivos específicos: mitigar los armónicos específicos de la corriente y el voltaje, así como proveer al sistema parte de la potencia reactiva que este requiera.

Los métodos de filtrado pasivo tradicionales, utilizados para el control de armónicos, no son eficientes cuando existe presencia de interarmónicos, esto es porque, las cargas que producen interarmónicos tienden a generar un espectro con un amplio rango de frecuencias. Al sintonizar un filtro pasivo en serie a una determinada frecuencia, se ocasiona una nueva resonancia paralela a una frecuencia justo por debajo de la frecuencia sintonizada, la cual puede llegar a interactuar con algún componente armónico o interarmónico [Gunther, 2001].

Los filtros activos de potencia (FA), fueron propuestos en 1970 [Laszlo, 1976], y desde entonces se han realizado bastantes trabajos encaminados a la eficiencia con la que operan, considerando el desarrollo de técnicas avanzadas para controlar continuamente los niveles de componentes armónicos e interarmónicos en tiempo real. Los filtros están basados en la acción correctiva que se desea que el filtro realice, como compensar potencia reactiva, reducir la distorsión armónica, la regulación de voltaje, donde cada requerimiento del filtro implicará un diseño específico.

1.3. Metodología

La metodología en que está basada la investigación y la realización de esta tesis, comprende la realización de las siguientes actividades:

- Revisión del estado del arte de las distintas metodologías para el filtrado de armónicos e interarmónicos en las redes eléctricas.
- Revisión de estado del arte de asociado a las técnicas de detección de armónicos e interarmónicos en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.
- Revisión del estado del arte asociado con las cargas generadoras de armónicos e interarmónicos y su afectación a la red eléctrica.
- Modelado de distintos tipos de filtros activos para elegir el mas adecuado a las necesidades específicas de los casos de estudio analizados.
- Comparación del modelo del filtro diseñado, con respecto al desempeño de otras técnicas de mitigación de armónicos, resaltando ventajas y desventajas que presenten uno con respecto a otro.
- Aplicación del modelo diseñado a distintas cargas no lineales para comprobar su efectividad en la mitigación de armónicos e interarmónicos. En particular, se consideran cargas de tipo horno de arco eléctrico y cicloconvertidor.

1.4. Objetivos de la Tesis

1.4.1. Objetivo general

El objetivo principal de la investigación reportada en esta tesis es el desarrollo de una herramienta capaz de mitigar los componentes armónicos e interarmónicos generados por cargas diversas, desarrollando un modelo de filtro capaz de adecuarse a cualquier tipo de carga sin importar el contenido armónico e interarmónico de la misma.

1.4.2. Objetivos particulares

- Desarrollar una metodología eficiente para un control selectivo de armónicos e interarmónicos en las señales distorsionadas.
- Modelar cargas eléctricas con la particularidad de generar frecuencias interarmónicas en la forma de onda de la corriente y el voltaje respectivamente.
- Diseñar un filtro activo para la mitigación de armónicos e interarmónicos a niveles aceptables para la adecuada operación de la red eléctrica.

1.5. Aportaciones

- Desarrollo de una herramienta digital eficiente con enfoque principal hacia la mitigación de frecuencias interarmónicas.
- Implementación de un control para un filtro activo integrado por un banco de filtros digitales, en conjunto con el algoritmo de la transformada rápida de Fourier.
- Implementación de un método de detección de alta resolución de frecuencia ($10Hz$), basado en la transformada de Fourier.

1.6. Descripción de Capítulos

Capítulo 2.- En este capítulo se describen los distintos métodos que existen actualmente para filtrado pasivo y el filtrado activo; se describen las ventajas y desventajas de cada configuración de filtrado, buscando así el diseño de un filtro capaz de mitigar solo los armónicos a seleccionar.

Capítulo 3.-En este capítulo se modela el comportamiento de distintas cargas no lineales, donde se obtienen los componentes armónicos e interarmónicos de las mismas, también se analiza el comportamiento de los armónicos e interarmónicos que producen las fuentes de generación fotovoltaicas, demostrando el efecto negativo que tienen estos componentes en las redes eléctricas.

Capítulo 4.- En esta capítulo se diseña el modelo del filtro, el cual cuenta con dos características importantes: la mitigación selectiva, y su aplicación para la mitigación de armónicos e interarmónicos. Este modelo es comparado con algunos métodos de control para filtros activos comúnmente utilizados.

Capítulo 5.- En este capítulo se analiza la aplicación del modelo del filtro activo a distintas cargas no lineales, tales como cicloconvertidores y hornos de arco. También se aplica a fuentes de generación capaces de generar armónicos e interarmónicos, como sistemas fotovoltaicos.

Capítulo 6.- Se hace una descripción de las conclusiones generales obtenidas de la realización de la investigación reportada en esta tesis y se proponen variantes de investigación futuras dentro del mismo campo de conocimiento.

Capítulo 2

Métodos de filtrado para la mitigación de armónicos

2.1. Introducción

El tema de calidad de la energía en los sistemas eléctricos ha tomado gran importancia, con el aumento en el uso de dispositivos basados en electrónica de potencia; esto relacionado a los problemas que genera el usar estos dispositivos dentro de las redes eléctricas. Los problemas generados van relacionados con armónicos presentes en la forma de onda de una señal a frecuencia fundamental, voltaje o corriente. La presencia de armónicos existe desde inicios del uso de las redes eléctricas en corriente alterna, pero a diferencia del presente, tenían menor presencia y amplitud. Sin embargo, desde entonces se ha orientado un esfuerzo de investigación considerable hacia el desarrollo de técnicas para su mitigación. La utilización de filtros pasivos ha sido la forma más tradicional y la más común para dar solución a la distorsión de la forma de onda. El avance de la electrónica de potencia ha hecho posible el desarrollo de dispositivos más eficientes para desempeñar ciertas tareas en distintas áreas, principalmente en la industria. Las consecuencias del uso de estos dispositivos se ven reflejadas en un incremento en cantidad y magnitud de los armónicos e interarmónicos presentes en la red eléctrica. Se ha avanzado también en el desarrollo y aplicación de filtros activos, cuyos principios operativos se establecieron firmemente en la década de 1970

[Ametani, 1976].

2.2. Métodos de filtrado pasivo

El método más común, para aplicaciones de filtrado, es el uso de filtros pasivos, conformados por arreglos de condensadores, inductores y resistencias. Existen un sinnúmero de configuraciones que son denominadas como clasificaciones, que dependen a su vez de su aplicación.

2.2.1. Clasificación de filtros

Filtro pasa bajas: La función principal de un filtro pasa bajas es permitir el paso de bajas frecuencias de una señal, atenuando las altas frecuencias que se desean eliminar. La Figura 2.1 muestra el esquema de especificaciones de un filtro pasa bajas.

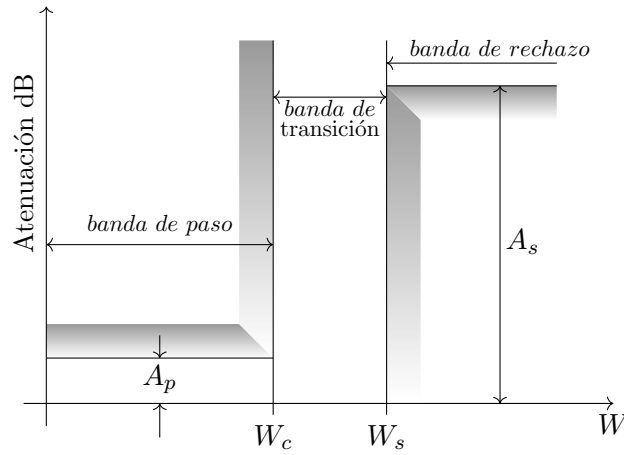


Figura 2.1: Esquema filtro pasa bajas.

En donde W_c es la frecuencia de corte, que representa el paso de señales entre CC y W_c . Esta banda es conocida como pasa bajas, la cual cuenta con una atenuación máxima A_p definida en decibeles, W_s es la frecuencia límite de la banda de rechazo. La banda que existe entre W_c y W_s se denomina banda de transición. Por encima de W_s hasta infinito debe existir una atenuación de al menos A_s definida en decibeles, donde esta banda

es denominada banda de rechazo. La representación del circuito del filtro pasa bajas se muestra en la Figura 2.2.

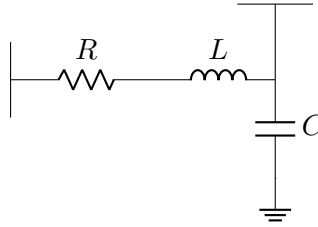


Figura 2.2: Circuito eléctrico filtro pasa bajas.

Donde la ecuación de impedancia está definida como:

$$Z(w) = \frac{1/LC}{jw^2 + jwR/L + 1/LC} \quad (2.1)$$

En esta ecuación L es la inductancia, C es la capacitancia y R la resistencia. La representación gráfica de la impedancia, en función a la frecuencia se muestra en la Figura 2.3, donde en el eje y se encuentra la impedancia y en el eje x el armónico.

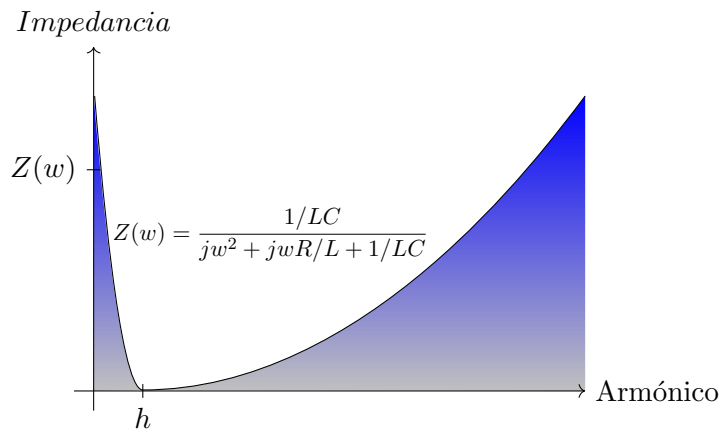


Figura 2.3: Respuesta de armónico vs impedancia (filtro pasa bajas).

Filtro pasa altas: La característica principal de este filtro es dejar pasar las frecuencias que están por encima de una frecuencia especificada, la Figura 2.4, muestra el esquema de las especificaciones de este filtro.

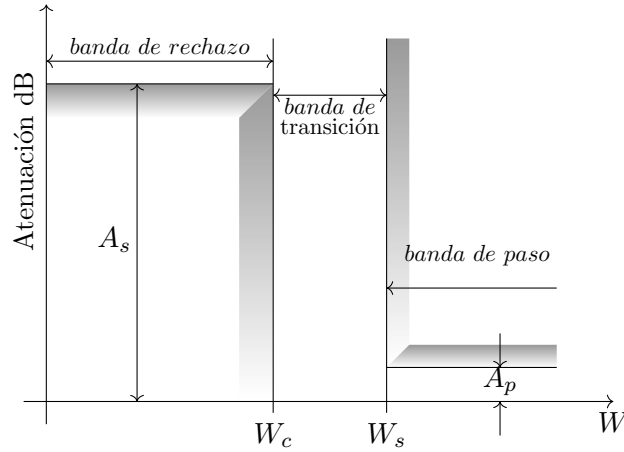


Figura 2.4: Esquema filtro pasa altas.

En la representación esquemática anterior, la banda de paso se extiende desde la frecuencia de corte W_s hasta el infinito con una atenuación A_p . La banda de rechazo se encuentra entre 0 y W_s , con una atenuación A_s . La representación del circuito del filtro pasa altas se muestra en la Figura 2.5.

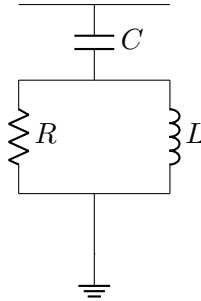


Figura 2.5: Circuito eléctrico filtro pasa altas.

La ecuación de la impedancia tiene la forma:

$$Z(w) = \frac{1}{jwC} + \left[\frac{1}{R} + \frac{1}{jwL} \right]^{-1} \quad (2.2)$$

La representación gráfica del comportamiento de la impedancia, en función a la frecuencia, se muestra en la Figura 2.6.

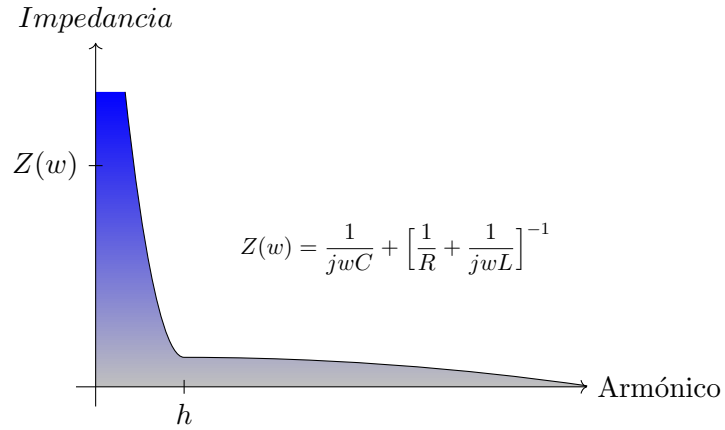


Figura 2.6: Respuesta del armónico vs impedancia (filtro pasa altas).

Filtro rechazo de banda: el objetivo de este filtro es rechazar una banda específica de frecuencias. Estos conjuntos de señales son atenuados, permitiendo pasar solo a las frecuencias que se encuentran fuera de la banda de rechazo. La Figura 2.7, muestra el esquema de las especificaciones del filtro.

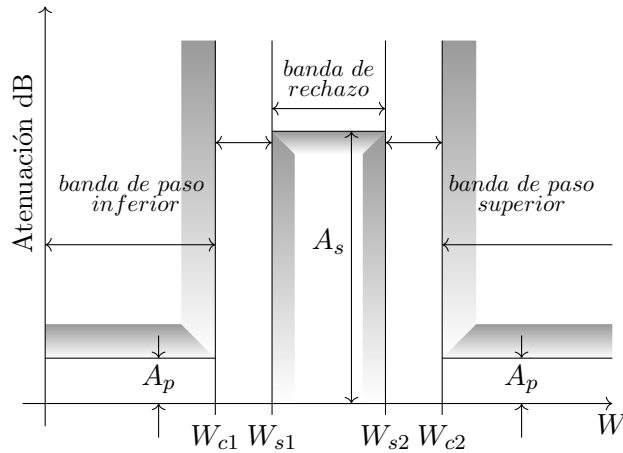


Figura 2.7: Esquema filtro rechazo de banda.

En donde W_{s1} es el límite inferior de la banda de rechazo y W_{s2} es su límite superior. La banda de paso se encuentra por debajo de W_{c1} , que es la frecuencia de corte inferior hasta cero y por encima de W_{c2} , que es la frecuencia de corte superior que tiende hasta el infinito. La representación del circuito rechazo de banda se muestra en la Figura 2.8.

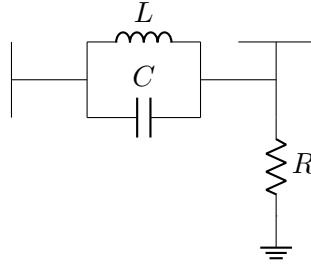


Figura 2.8: Circuito eléctrico filtro rechazo de banda.

La ecuación de la impedancia para este caso es la siguiente:

$$Z(w) = \frac{jwL + R}{RjwL} + jwC \quad (2.3)$$

La representación gráfica de la impedancia, en función a la frecuencia se muestra en la Figura 2.9.

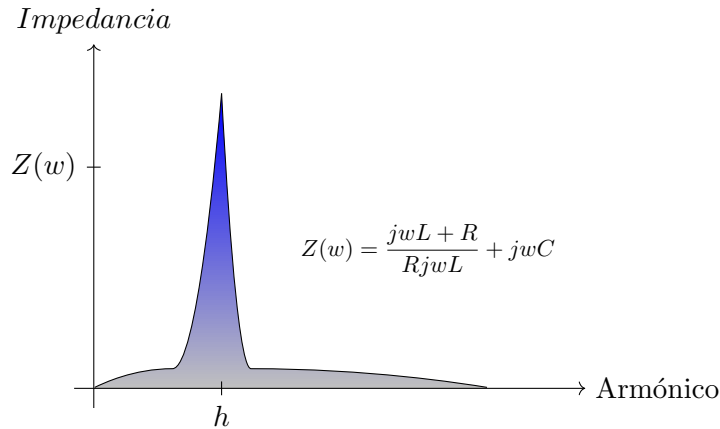


Figura 2.9: Respuesta del armónico vs impedancia (filtro rechazo de banda).

Filtro pasa banda: La característica principal de este filtro es permitir el paso de un rango de ciertas frecuencias con una atenuación muy baja, mientras que las frecuencias que quedan fuera del rango de banda son rechazadas. El esquema del filtro se muestra en la Figura 2.10.

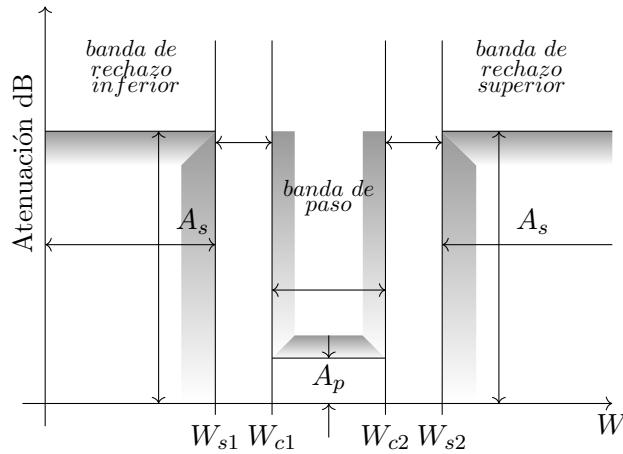


Figura 2.10: Esquema filtro pasa banda.

En donde la banda de paso se encuentra entre W_{c1} que es la frecuencia de corte inferior y W_{c2} que es la frecuencia de corte superior. Esta banda cuenta con una atenuación A_p ; las bandas que son rechazadas se encuentran entre las frecuencias CC hasta W_{s1} , que es la frecuencia límite inferior. La banda de rechazo superior va desde W_{s2} , que es la frecuencia límite superior hasta el infinito; las bandas de rechazo tienen una atenuación A_s .

La representación del circuito del filtro pasa banda se muestra en la Figura 2.11.

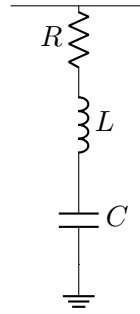


Figura 2.11: Circuito eléctrico filtro pasa banda.

La ecuación de impedancia del circuito anterior es:

$$Z(w) = R + jwL + \frac{1}{jwC} \quad (2.4)$$

La representación gráfica de la impedancia, en función a la frecuencia se muestra en la Figura 2.12.

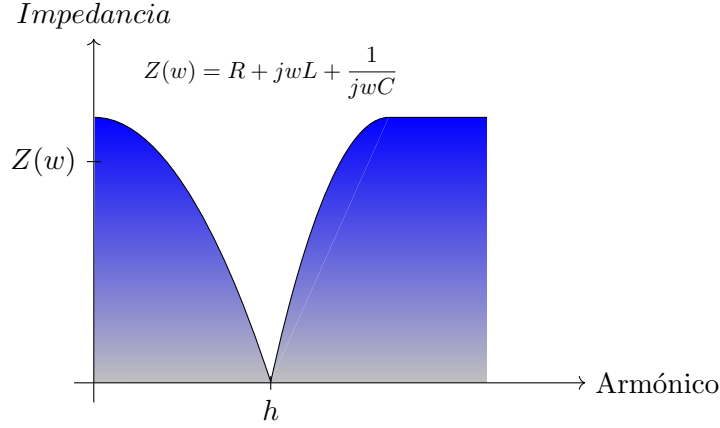


Figura 2.12: Respuesta del armónico vs impedancia (filtro pasa banda).

En aplicaciones para la mitigación de armónicos en redes eléctricas, los filtros pasa banda son los de mayor aplicación, debido a que actualmente existen cargas con ciertos armónicos específicos que se desean eliminar. Al sintonizar varios filtros a ciertas frecuencias, los armónicos a los que fueron sintonizados serán drenados a tierra, mejorando la forma de onda de la corriente. Este tipo de filtros se utilizan tanto para absorber armónicos como para compensar potencia reactiva. Es un hecho que cada filtro se tiene que diseñar de manera particular dependiendo la aplicación, mediante un estudio previo en el cual se incluyen características como:

- Potencia reactiva a compensar.
- Armónicos que se desean mitigar.
- Análisis de posibles resonancias serie o paralelo con la red u otros equipos de compensación.

2.2.2. Proceso para estimación de filtro pasa banda

Una característica importante a considerar en el diseño de un filtro pasa banda, es la potencia reactiva a suministrar, para ello es necesario conocer la potencia reactiva consumida por la carga a través de la siguiente ecuación:

$$Q_T = \sqrt{S_T^2 - P_a^2} \quad (2.5)$$

Donde S_T es la potencia aparente, y P_a es la potencia activa consumida por la carga. Para conocer si existe un factor de potencia bajo se utiliza la siguiente ecuación:

$$P_f = \frac{P_a}{S_T} \quad (2.6)$$

Un factor de potencia P_f ideal se encuentra entre 0.95 y 1; por debajo del 0.9 se considera un factor de potencia bajo [Shwedhi and Sultan, 2000]. Una vez que se conoce que el factor de potencia es bajo, se puede corregir a un valor de 0.95 mediante la instalación de un banco de capacitores, donde la potencia reactiva a suministrar se obtiene a través de:

$$Q_c = P_a(\tan\theta_1 - \tan\theta_2) \quad (2.7)$$

Donde θ_1 es el ángulo calculado como:

$$\theta_1 = \cos^{-1}\left(\frac{P_a}{S_T}\right) \quad (2.8)$$

Y θ_2 es el nuevo ángulo, es decir:

$$\theta_2 = \cos^{-1}\left(\frac{P_a^{new}}{S_T}\right) \quad (2.9)$$

La Potencia P_a^{new} se calcula como:

$$P_a^{new} = S_T * Fp_{deseado} \quad (2.10)$$

Es importante conocer la capacidad del banco de capacitores, debido a que de este se desprende el diseño del filtro. La reactancia del capacitor se obtiene de:

$$X_c = \frac{V_c^2}{Q_c} \quad (2.11)$$

V_c es el voltaje en las terminales del capacitor. Una vez conocida la capacidad del capacitor, es posible determinar el tipo de inductor. La reactancia del inductor se obtiene mediante:

$$X_L = \frac{X_c}{(r_i * h)^2} \quad (2.12)$$

En esta ecuación, h corresponde al valor de armónico al que se quiere sintonizar el filtro. En [Acha, 2001] se recomienda sintonizar el filtro a una frecuencia un poco inferior a la del armónico a atenuar, esto para evitar posibles problemas que pudieran surgir con el porcentaje de variación de los parametros de los elementos que conforman el filtro, donde el objetivo es alejar la frecuencia de resonancia lejos de cualquier armónico. En la ecuación anterior r_i es una variable utilizada para el ajuste del armónico a sintonizar con valores entre 0.9 y 0.99, dependiendo del ajuste deseado. Un aspecto importante en el diseño de filtros es el factor de calidad Q_f , que es la relación de la reactancia capacitiva X_c o la reactancia inductiva X_L entre la resistencia R , respectivamente. Es importante tener en cuenta que el valor de baja impedancia para un filtro sintonizado se ve afectado por el factor de calidad que determina la nitidez de sintonización. Por lo general, el valor de Q_f oscila entre 20 y 100 [Makram Elam et al., 1992].

$$Q_f = \frac{X_L}{R} = \frac{X_c}{R} \quad (2.13)$$

El valor del capacitor se obtiene de:

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_i X_c} \quad (2.14)$$

El valor de inductor se calcula como:

$$L_f = \frac{X_L}{2\pi f_i} \quad (2.15)$$

La frecuencia de resonancia F_R , que se define por los valores del capacitor y el inductor se obtiene como:

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.16)$$

El problema de resonancias potenciales en paralelo en el diseño de filtros pasivos es común, pero es posible predecir este comportamiento por medio de la Ecuación (2.17).

$$f_r = 2\pi f_0 \sqrt{\frac{VA_{CC}}{VAR_c}} \quad (2.17)$$

Donde VA_{CC} es la capacidad de corto circuito en el punto de conexión del capacitor en VA , y la variable VAR_c es la capacidad del capacitor en VAR . La determinación de VA_{CC} se obtiene de la ecuación:

$$VA_{CC} = \frac{V_{LL}^2}{X_T} \quad (2.18)$$

En esta ecuación, V_{LL} corresponde al voltaje en el punto de acoplamiento común y X_T corresponde a la reactancia de corto circuito [Acha, 2001].

Actualmente, existen cargas no lineales con distinto contenido armónico; esto conlleva a que se tengan varios armónicos suministrados por una misma carga, con lo cual es necesaria la implementación de un conjunto de filtros sintonizados a distintos armónicos para lograr una mitigación adecuada, lo que da lugar a distintas configuraciones en este tipo de filtros.

2.2.3. Filtro pasa banda en paralelo

Las ramificaciones más comunes se presentan en paralelo, donde el objetivo principal es mitigar un grupo de armónicos específicos. La Figura 2.13, muestra un arreglo de filtros pasivos en paralelo.

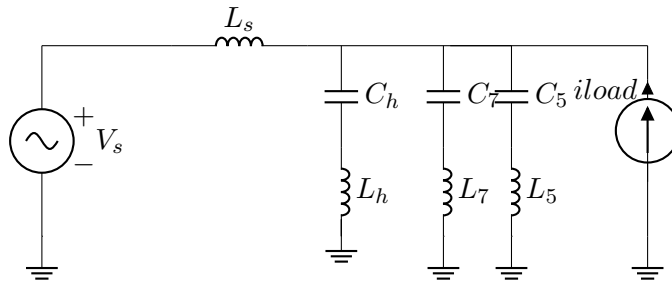


Figura 2.13: Circuito eléctrico filtro pasivo conexión paralelo.

Además de la sintonización del filtro a distintas frecuencias, en [Luiz and Cardoso Filho, 2008] se consideran algunas configuraciones del filtro pasivo más importantes para aplicaciones

de alta potencia, donde se resalta que entre más simple es la configuración del filtro su rendimiento será inferior. Por el contrario, en [Dewan and Shahrodi, 1985] se muestra que en aplicaciones industriales en un rango de mediana potencia, el diseño de filtros con un número mínimo de componentes cumple con la mayoría de los requisitos para su aplicación, si se diseñan adecuadamente.

2.3. Métodos de filtrado activo

Los Filtros Activos (FA), tienen un papel muy importante en la mitigación de armónicos y en la compensación de potencia reactiva. La razón es que los filtros pasivos convencionales solo pueden hacer una compensación fija de potencia reactiva, son de gran tamaño y tienen problemas de resonancia; en cambio, los filtros activos son dinámicos y ajustables a los problemas en las redes eléctricas y evitan el problema de resonancia [Beides and Heydt, 1992]. Con el creciente desarrollo tanto de dispositivos de estado sólido, como de nuevas estrategias de control para los FA, estos pueden ser empleados en eliminar los armónicos en el voltaje, regular el voltaje en las terminales, suprimir el parpadeo de voltaje y mejorar el balance de voltaje en los sistemas trifásicos. Su configuración puede ser individual o compuesta, dependiendo de la aplicación y la estrategia de control a utilizar [Singh et al., 1999]. La Figura 2.14 muestra un filtro activo conectado a una red eléctrica.

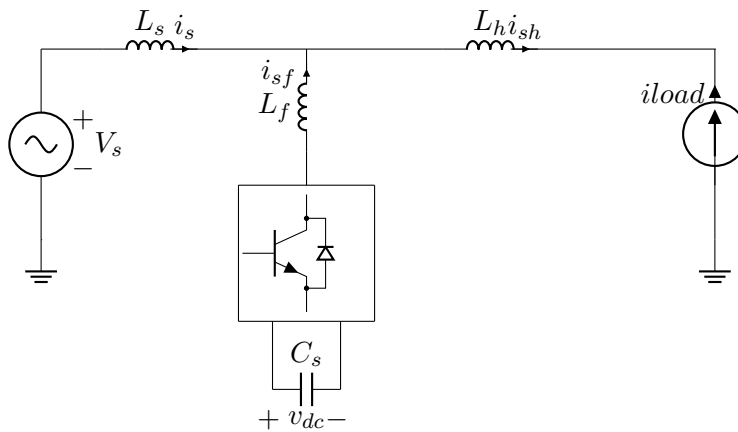


Figura 2.14: Configuración de filtro activo en paralelo.

Un FA es un dispositivo dinámico y ajustable, utilizado en compensar armónicos en las formas de onda del voltaje o corriente, suministrar potencia reactiva, regular voltaje, etcétera, todo depende de la aplicación ya que de ahí deriva el control a usar. Los FA se pueden clasificar según el tipo de tipo de convertidor, la topología y el número de fases. El tipo de convertidor puede ser inversor de fuente de corriente CSI con almacenamiento de energía inductiva o inversor de fuente de voltaje VSI con almacenamiento de energía capacitiva. La topología puede ser en paralelo o en serie o una combinación de ambas; la tercera clasificación se basa en el número de fases [Singh et al., 1999].

2.3.1. Clasificación basada en el convertidor

Existen dos configuraciones de convertidor: el convertidor del tipo uno es un inversor puente de modulación de ancho de pulso alimentado por corriente, el cual se comporta como una fuente de corriente no sinusoidal para así cumplir con el requisito de la corriente armónica no lineal de la carga. En este dispositivo se utiliza un diodo en serie con el dispositivo de conmutación automática (IGBT) para el bloqueo de voltaje inverso. La Figura 2.15, muestra este tipo de convertidor.

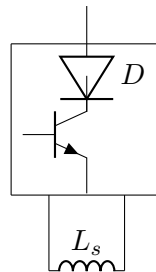


Figura 2.15: Convertidor alimentado por corriente.

El segundo convertidor utilizado para un FA tiene la estructura de un inversor que es alimentado por voltaje, cuenta con un bus de voltaje de corriente continua, que es suministrado por un condensador. La Figura 2.16 muestra este tipo de convertidor. A diferencia del otro convertidor, este se ha vuelto más dominante debido a que es más liviano, más barato y expandible a versiones multinivel y multipaso. Este tipo de convertidores es muy popular en aplicaciones basadas en UPS, porque en presencia de la red eléctrica se

puede aplicar como un FA para eliminar armónicos de cargas no lineales [Singh et al., 1999].

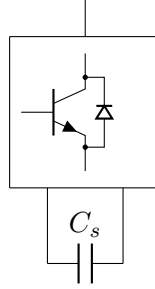


Figura 2.16: Convertidor alimentado por voltaje.

2.3.2. Filtro activo configuración en paralelo

Una configuración de un filtro activo en paralelo se aplica en eliminar armónicos de la forma de onda de la corriente, la compensación de potencia reactiva (STATCOM) y al balance de las corrientes desbalanceadas. Este es principalmente colocado al extremo de la carga, donde se encarga de inyectar corrientes armónicas idénticas a las producidas por la carga, pero en contrafase; de esta manera cancela los armónicos producidos por la carga no lineal. Una aplicación adicional puede ser como un generador VAR estático (STATCOM) en la red eléctrica, para estabilizar y mejorar el voltaje. La Figura 2.17 muestra una configuración de un ejemplo de filtro activo en paralelo.

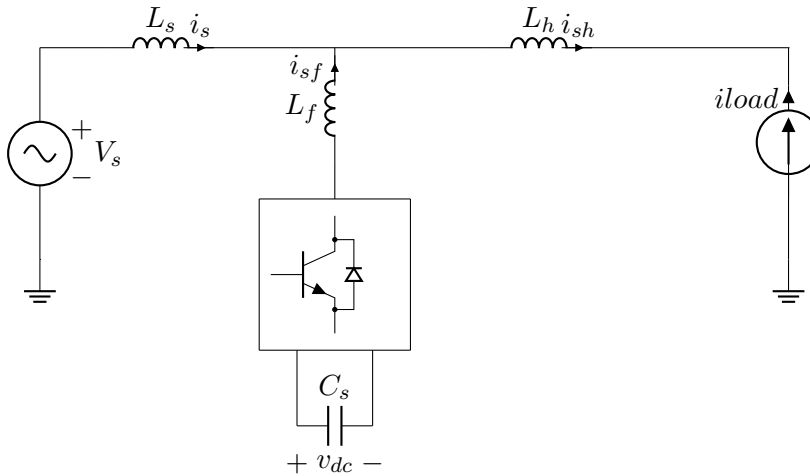


Figura 2.17: Configuración filtro activo en paralelo.

2.3.3. Filtro activo configuración en serie

Un FA en configuración serie es conectado antes de la carga, en serie con la red eléctrica. La Figura 2.18, muestra un ejemplo de esta configuración. Es necesario un transformador de adaptación para la conexión de este FA. Este filtro se aplica en eliminar armónicos de la forma de onda del voltaje, así también como para equilibrar y regular el voltaje en la terminal de la carga. Una aplicación importante que se le da en la industria eléctrica es en la limitación de la propagación armónica causada por las resonancias de las impedancias de línea y los filtros compensadores pasivos de sintonización armónica [Campos et al., 1994].

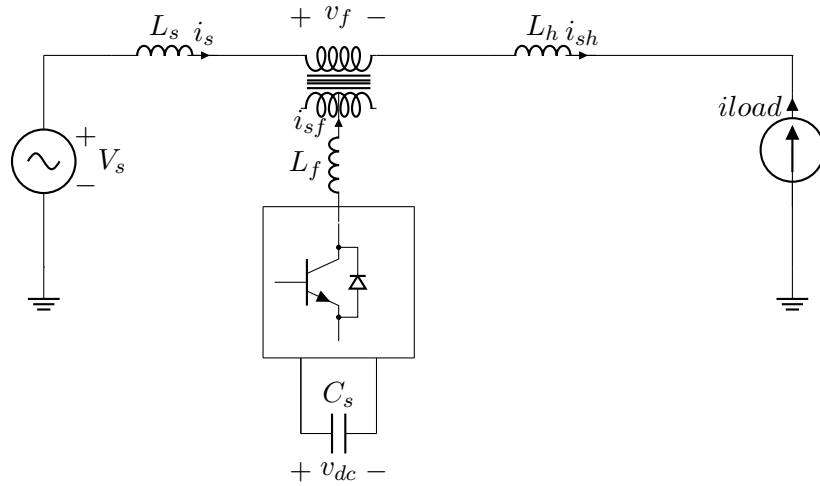


Figura 2.18: Configuración filtro activo en serie.

2.4. Tipos de control para FA

En el FA el diseño del control es quizás el elemento más importante para un correcto funcionamiento; este se implementa en tres etapas:

- 1.- Se detectan las señales de voltaje y corriente esenciales a través de transformadores de corriente TC, sensores de efecto Hall y amplificadores de aislamiento para recopilar información precisa del sistema.
- 2.- Se definen los comandos de compensación en términos de niveles de corriente o voltaje, en base al método utilizado considerando la configuración del FA.

3.-Generación de las señales de activación para los dispositivos de estado sólido del FA (PWM, histéresis, modo deslizante o técnicas de control basadas en lógica difusa, SVM) [Bhim Singh, 1999].

Las estrategias de compensación para generar las corrientes de referencia se basan en técnicas de corrección en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo.

Compensación en el dominio de la frecuencia: La estrategia de control en el dominio de la frecuencia está basada básicamente en la transformada rápida de Fourier de una señal periódica, ya sea voltaje o corriente, donde se extrae el contenido armónico para generar las corrientes de referencia que serán aplicadas al inversor. Cabe resaltar que este método es mas complejo que trabajar en el dominio del tiempo, sobre todo por los cambios de dominio que se requieren [Park and Park, 1990].

Compensación en el dominio del tiempo: Las estrategias de control para un FA en el dominio del tiempo se basan en derivaciones instantáneas de comandos de compensación en formas de onda de voltaje o corriente, las cuales se encuentran distorsionadas. Estas estrategias en si captan las señales distorsionadas instantáneas, generando las mismas señales pero en contra fase. Existe una gran variedad de métodos de control en el dominio del tiempo, dentro los cuales se encuentra la teoría instantánea $p - q$ [Peng et al., 1993], método de marco de referencia síncrono $d - q$ [Bhattacharya et al., 1993], método de detección síncrono [Lin et al., 1991], controlador basado en flujo [Bhattacharya et al., 1996], método filtro de muesca [Jogi and Harendra, 2018], controlador P-I [Furuhashi et al., 1990] y el controlador de modo deslizante [Radulovic and Sabanovic, 1994].

2.4.1. Mitigación selectiva de armónicos

En un filtro activo, el control determina la corriente de referencia que el inversor debe de inyectar a las fases. En un filtro activo selectivo, a diferencia de un filtro activo normal lo que cambia es el método para determinar las corrientes de referencia. En el filtro selectivo solo se consideran aquellas corrientes armónicas que estén por encima de los límites de las normas y estándares establecidos que son las que pueden crear problemas

a la red eléctrica. En [Casaravilla et al., 2002] se aplica la teoría $p - q$ para el filtrado selectivo, desarrollándose esquemas identificados como celdas básicas de filtros selectivos, para identificar y separar la secuencia armónica que debe de eliminarse.

En [Mattavelli, 2001] se propone una compensación de lazo cerrado de los armónicos de línea seleccionados. Una característica importante a considerar, es que al utilizar un control selectivo, se considera que los armónicos producidos por las cargas varían lentamente, y que el tipo de compensación es lento pero muy preciso. Este concepto se aplica utilizando una regulación de circuito cerrado de armónicos de corriente de línea, que incluye un controlador de marco de referencia síncrono para cada armónico, en donde se consideran tanto los componentes de secuencia positiva como de secuencia negativa; también se emplean las corrientes de línea en lugar de las corrientes de carga. Por otra parte, en [Krievs and Ribickis, 2009] se reporta un control que se caracteriza por tener una estructura modular que contienen varios reguladores de corriente basados en MRS, separados por cada armónico a compensar, obteniéndose un buen rendimiento estático y dinámico. Los controles selectivos, se basan en distintas estrategias, no necesariamente existe relación alguna de un método con respecto a otro. En [de Barros Junior et al., 2020] se propone un método basado en el algoritmo combinador lineal de Fourier, siendo una aplicación del algoritmo de mínimos cuadrados. Este control se enfoca en rastrear el orden de cada armónico, extrayendo información de las secuencias positiva, negativa y cero de cada armónico, ocasionando que el filtro funcione de una manera más selectiva.

2.5. Conclusiones

Existen bastantes métodos de filtrado, lo primordial para su adecuada aplicación es tener un análisis previo del comportamiento de la carga y así determinar un diseño adecuado del filtrado a aplicar. Los beneficios de un estudio previo son: Una correcta operación del filtro a emplear y el uso solamente de los elementos necesarios para mantener la distorsión armónica por debajo de los límites establecidos por las normas vigentes.

El uso de filtros pasivos es una herramienta muy efectiva en el apoyo a mejorar la calidad de la energía eléctrica. De acuerdo con un diseño adecuado, este tipo de dispositivos

puede llegar a ser muy eficiente en distintas aplicaciones. Una ventaja muy considerable que presentan los filtros pasivos con respecto a los filtros activos es el costo. En situaciones de alta potencia, donde el comportamiento de una carga proporciona armónicos de orden impar, como de quinto y séptimo orden, un diseño adecuado de un banco de filtros pasivos puede ser mucho más conveniente que emplear un FA de gran potencia, si se ve desde el punto de vista de costo.

Los filtros activos, a diferencia de los filtros pasivos, presentan las siguientes funciones múltiples: filtrado armónico a diferentes frecuencias, reducción del efecto piel en los conductores, eliminación de resonancias serie o paralelo derivadas de los elementos eléctricos presentes en el sistema, suministro de potencia reactiva para corregir el factor de potencia, regulación de voltaje, equilibrio de carga, o la combinación de estas funciones orientadas a la disminución del impacto sobre la calidad de la energía ocasionado por cargas no lineales. Hoy en día los filtros activos son superiores en el rendimiento de filtrado, más pequeños en tamaño y más flexibles para su aplicación, en comparación con los filtros pasivos tradicionales, que utilizan condensadores, inductores y resistencias. El control para un filtro activo del tipo selectivo muestra una característica interesante, enfocada únicamente en eliminar aquellas frecuencias que tienen un mayor impacto sobre el sistema eléctrico, de acuerdo a las normas o estándares vigentes, considerando menos importantes las frecuencias de magnitud pequeña.

El realizar combinaciones de filtros pasivos y activos es un método de mitigación que pudiera ser muy conveniente, pues se consideran únicamente los elementos necesarios para mantener un buen desempeño en el diseño de filtros.

Capítulo 3

Análisis del comportamiento de armónicos e interarmónicos

3.1. Introducción

Actualmente las cargas basadas en electrónica de potencia introducen la mayor parte de distorsión armónica e interarmónica en las redes eléctricas. En este capítulo se analiza el comportamiento de ciertas cargas; el objetivo principal del análisis es identificar la producción armónica e interarmónica que se presenta en la forma de onda de la corriente. Las frecuencias fundamentales o de suministro son a 50 o 60Hz, esto conlleva a que todo el tipo de cargas a conectar a la red deben operar a estas frecuencias. Al conectar ciertas cargas conmutadas, la señal de la red ya no solo contiene la señal de frecuencia fundamental, sino también señales en otras frecuencias, las cuales pueden ser múltiplos enteros de la frecuencia fundamental (armónicos) o contener frecuencias que no son múltiplos de la frecuencia fundamental (interarmónicos). El modelado individual de las cargas en este capítulo es usado para validar que se obtiene un comportamiento similar al de las referencias consultadas, donde las cargas no lineales se caracterizan por generar interarmónicos.

Para el análisis de las señales distorsionadas, existen herramientas para determinar las características del contenido armónico de la forma de onda, pero en una señal que además de contener armónicos tiene componentes interarmónicos, la dificultad para el análisis

sis aumenta considerablemente por las siguientes razones [Testa et al., 2007]:

- 1.-La variabilidad de sus frecuencias y amplitudes.
- 2.-La variabilidad de la periodicidad de la forma de onda.
- 3.-La gran sensibilidad al fenómeno de fuga espectral.

Con respecto a lo anterior una herramienta adecuada para el estudio de este tipo de señales es el análisis de Fourier. Si $x(t)$ es una señal periódica, continua con un periodo T y satisface la condición de contorno de Dirichlet, se puede representar como una serie de Fourier.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k\Omega_0)e^{jk\Omega_0 t} \quad (3.1)$$

En donde $\Omega_0 = 2\pi/T$ es la frecuencia angular fundamental y $X(k\Omega_0)$ es el coeficiente de Fourier en el armónico k -ésimo determinado por:

$$X(k\Omega_0) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t)e^{-jk\Omega_0 t} dt \quad (3.2)$$

Para la implementación del análisis de Fourier en computadora se necesita que la señal sea discreta, tanto en el dominio del tiempo como en la frecuencia, además de que la señal cuente con una longitud finita. Teniendo lo anterior en cuenta, se puede implementar la transformada discreta de Fourier (TDF). La señal $x(t)$ es muestreada con una tasa de N puntos por ciclo, es decir $T_s = T/N$, el periodo es $T = T_s N$. La TDF se expresa como:

$$X(wk) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j(2\pi/N)nk} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.3)$$

En donde wk es la frecuencia angular multiplicada por el armónico k -ésimo que es igual a $(2\pi/T_s N)k = (2\pi/T)k$. En (2.3), $X(wk)$ determina el contenido armónico de la señal $x(n)$, donde $x(n)$ es un ciclo de una señal periódica, es decir, donde la señal se repite. Para la determinación del contenido armónico de la señal se define una longitud de señal $\Delta(w)$ determinada por:

$$\Delta w = \frac{2\pi}{T} \quad (3.4)$$

Aquí T es el periodo de $x(n)$, donde T es igual a $1/f_1$ y f_1 es la frecuencia fundamental. Sin embargo, al tomar en consideración la ecuación anterior, el espectro armónico

solo mostrará componentes múltiplos de la frecuencia fundamental. Para incluir en el espectro el contenido interarmónico, en la ecuación (3.4), T debe multiplicarse por una variable p_i ($p_i > 1$ y debe ser entero), al final la ecuación queda definida como:

$$\Delta w = \frac{2\pi}{p_i T} \quad (3.5)$$

Es claro que con esta modificación es posible obtener frecuencias que ya no serían múltiplos de la frecuencia fundamental. Entre más grande sea el valor de p_i , la frecuencia de resolución será más amplia, incluyendo un gran contenido de interarmónicos.

3.1.0.1. Ventana de muestreo

Para obtener de manera precisa el contenido armónico e interarmónico de una señal se requiere que la ventana de muestreo a analizar se seleccione correctamente, considerando los ciclos enteros de las señales armónicas e interarmónicas, de lo contrario se producirá el efecto (picket-fence) de la trasformada discreta de Fourier [Gallo et al., 2004]. Por ejemplo, se supone que se tiene una señal con dos frecuencias $x(t) = \sin(2\pi 60t) + \sin(2\pi 90t)$, la Figura 3.1 ilustra una banda con equivalencia en tiempo y en frecuencia. La frecuencia a 60Hz(0.016..s) es la frecuencia fundamental y la frecuencia a 90Hz(0.01111..s) es la interarmónica, que se presenta entre la fundamental y el segundo armónico, por lo que la interarmónica se presentara cada dos ciclos con respecto a la fundamental. Tomando esta consideración, $60Hz/2 = 30Hz$, que equivale a un tiempo de 33.4ms, así como la consideración de que al dividir la frecuencia interarmónica entre la frecuencia obtenida $90Hz/30Hz = 3$, el número resultante debe ser un número entero, se puede afirmar que la ventana seleccionada de 30Hz es una ventana correcta para determinar el contenido exacto de armónicos e interarmónicos. En esta ventana, las frecuencias interarmónicas estarán presentes en frecuencias múltiplos de 30Hz. Al tomar una ventana un poco más pequeña o un poco más grande en tiempo, se va a producir el efecto de fuga espectral generando frecuencias incorrectas. Considerando una frecuencia interarmónica de 100Hz en lugar de 90Hz para la misma ventana de muestreo, la ventana contendrá 3.333 ciclos de esta señal, lo que dará lugar a la generación de frecuencias incorrectas. Al analizar una señal con frecuencia fundamental de 60Hz se recomienda tomar 12 ciclos de la frecuencia fundamental

y para 50Hz se recomienda tomar 10 ciclos que equivalen a un tiempo de $0.0833\dots\text{s}$ y 0.1s respectivamente.

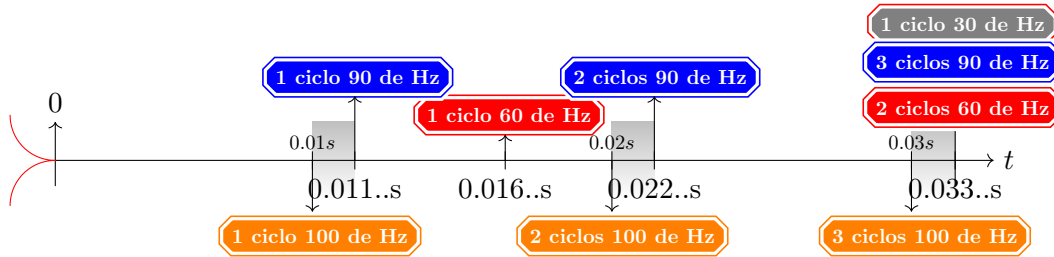


Figura 3.1: Banda de equivalencia del tiempo con respecto a la frecuencia.

3.2. Análisis y modelado de cargas generadoras de armónicos e interarmónicos

3.2.1. Cicloconvertidores

En la actualidad la electrónica de potencia proporciona un control más exhaustivo de la energía eléctrica, un ejemplo claro de ello es el cicloconvertidor. La característica principal de éste es suministrar un voltaje alterno con la característica particular de tener una frecuencia variable, según la aplicación. El cicloconvertidor es alimentado por un voltaje alterno a frecuencia fundamental; el enlace generado es CA-CA. Al controlar la frecuencia y la profundidad de modulación de fase de los ángulos de disparo, es posible controlar la frecuencia y la amplitud de voltaje de salida [Pande and Dalvi, 2011]. La propiedad de controlar la frecuencia de salida, permite que el cicloconvertidor pueda alimentar cargas con un factor de potencia atrasado, adelantado o unitario, aún cuando en la alimentación de entrada exista un factor de potencia atrasado [Goyal and Wadhwani, 2012].

Existen dos aplicaciones principales para el cicloconvertidor: en la primera aplicación, el cicloconvertidor se utiliza como variador de frecuencia para máquinas de CA. La entrada del cicloconvertidor es conectada a una fuente de alimentación de frecuencia fija y la máquina a controlar se conecta a la salida del cicloconvertidor. El enfoque de esta aplicación se ha dado en el control de motores en condiciones de alta potencia-baja velocidad; por ejemplo,

en laminadores de acero, molinos de cemento, molinos de mineral, bobinadoras de minas y unidades de barcos [Das and Chattopadhyay, 1997]. En la segunda aplicación, en contraste, el cicloconvertidor proporciona una salida de potencia de frecuencia constante, desde una fuente de frecuencia variable. Un enfoque de esta aplicación se puede dar en fuentes generadoras de energía como aerogeneradores [Shipp and Vilcheck, 1996]. En este estudio solo se analiza la primer aplicación.

Para el desarrollo de cicloconvertidores se utilizan dispositivos electrónicos de conmutación de alta potencia, como tiristores, tiristores de apagado de puerta (GTO) y transistores bipolares de puerta aislada [Wang and Liu, 2000].

El objetivo del estudio del cicloconvertidor es analizar el contenido armónico e interarmónico que genera al operar en condiciones normales, esto se debe a que es una carga con características especiales, que provoca una distorsión considerable de la forma de onda de la corriente. En la norma IEEE 519-2014 [Association et al., 2014] existen límites relacionados con la distorsión de voltaje y corriente para sistemas de energía eléctrica, donde estos pueden ser violados por la operación de un cicloconvertidor. La representación del circuito eléctrico del cicloconvertidor que se analiza, se muestra en la Figura 3.2, en donde L_s es la inductancia de línea y i_s la corriente de línea.

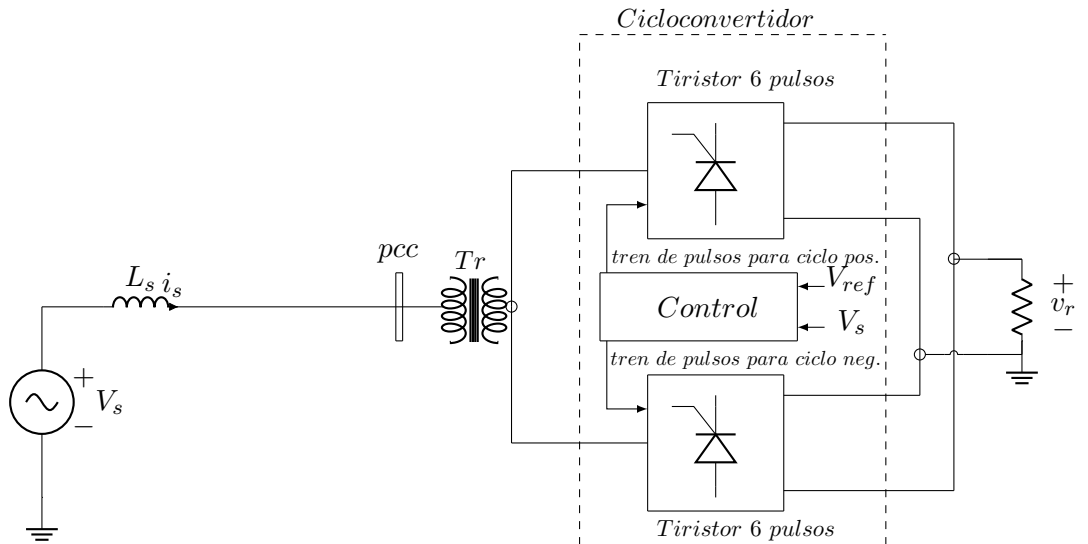


Figura 3.2: Circuito eléctrico del cicloconvertidor con entrada trifásica y salida monofásica.

El control para la generación de pulsos que activan a los tiristores se muestra en la Figura 3.5, donde las señales de referencia se definen como: V_{ref} la señal de voltaje (V) y $H_{z_{ref}}$ la señal de frecuencia (Hz), que son las que se desean a la salida del cicloconvertidor; la amplitud del voltaje de salida puede variar desde 0 hasta el valor máximo del voltaje de entrada. La señal V_{ref} definida en PU, entra a un PLL para ser convertida en radianes; la señal en radianes es convertida a grados por la multiplicación de $180/\pi$.

La señal en grados es aplicada a un convertidor (el código del convertidor viene en la misma figura). La característica de este convertidor es proporcionar una señal donde medio ciclo de la señal de referencia tienen un valor de 90 y el otro medio ciclo varía entre valores de 90 a 0; esta característica se percibe en la misma figura. La señal modificada se define como w_1 , la cual entra al generador de pulsos en conjunto con la señal medida en el PCC, que pertenece al voltaje V_s en las fases a, b y c , pero convertida en radianes a través del *PLL*.

El funcionamiento del generador de pulsos se describe de manera concisa a continuación: se realiza una comparación de la señal de referencia modificada w_1 y la señal medida V_s ; cuando la señal w_1 tiene un valor mayor de 85 no habrá pulso aplicado a los tiristores, por el contrario, cuando la señal w_1 es menor a 85 y el valor de la señal medida es 2π ; el valor de retardo con el que se aplicará el pulso será el valor que coincida cuando la señal medida tiene un valor de 2π . Es decir, si la señal medida en el PCC (V_s), convertida a radianes es 2π y la señal w_1 es 52, la señal de retardo con la que se aplicará un pulso al tiristor T_1 será de 52 grados.

La señal con la que se activan el resto de los tiristores es la misma, lo único que cambia es el retardado de separación entre un tiristor y otro, más el ancho de pulso TM . La secuencia con la que se activan los tiristores es T_1-T_6 , donde el ancho de banda de los pulsos es de 150 grados.

La Figura 3.3 muestra un ejemplo de la generación del tren de pulsos sin la condición (si $w_1 \geq 85$ entonces el pulso es igual a cero). Este tren de pulsos activará al tiristor puente de seis pulsos, el cual genera el ciclo positivo a la salida del cicloconvertidor.

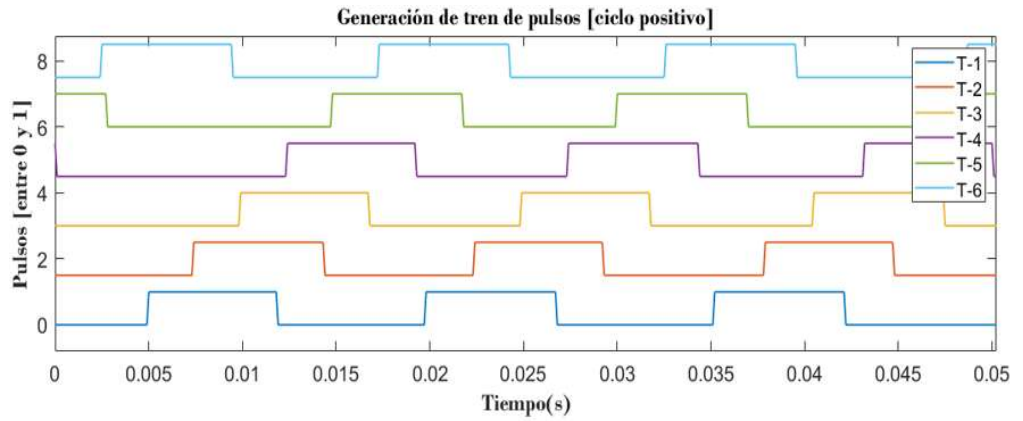


Figura 3.3: Tren de pulsos para generar el ciclo positivo en el cicloconvertidor, sin la condición (si $w_1 \geq 85$ entonces el pulso es igual a cero)

En la Figura 3.4, se muestra el mismo tren de pulsos con la condición (si $w_1 \geq 85$ entonces el pulso es igual a cero), esta condición es necesaria para la operación normal del cicloconvertidor, ya que asigna los tiempos de operación del ciclo negativo y positivo.

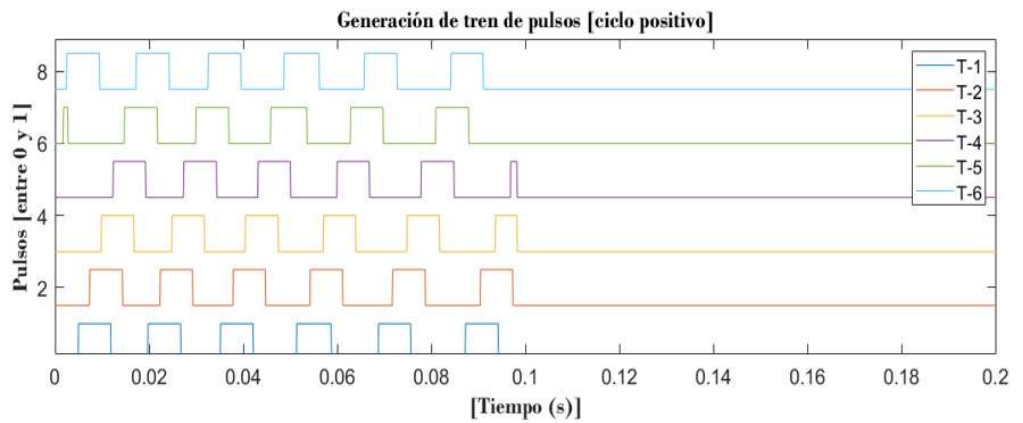


Figura 3.4: Tren de pulsos para generar el ciclo positivo en el cicloconvertidor, con la condición (si $w_1 \geq 85$ entonces el pulso es igual a cero)

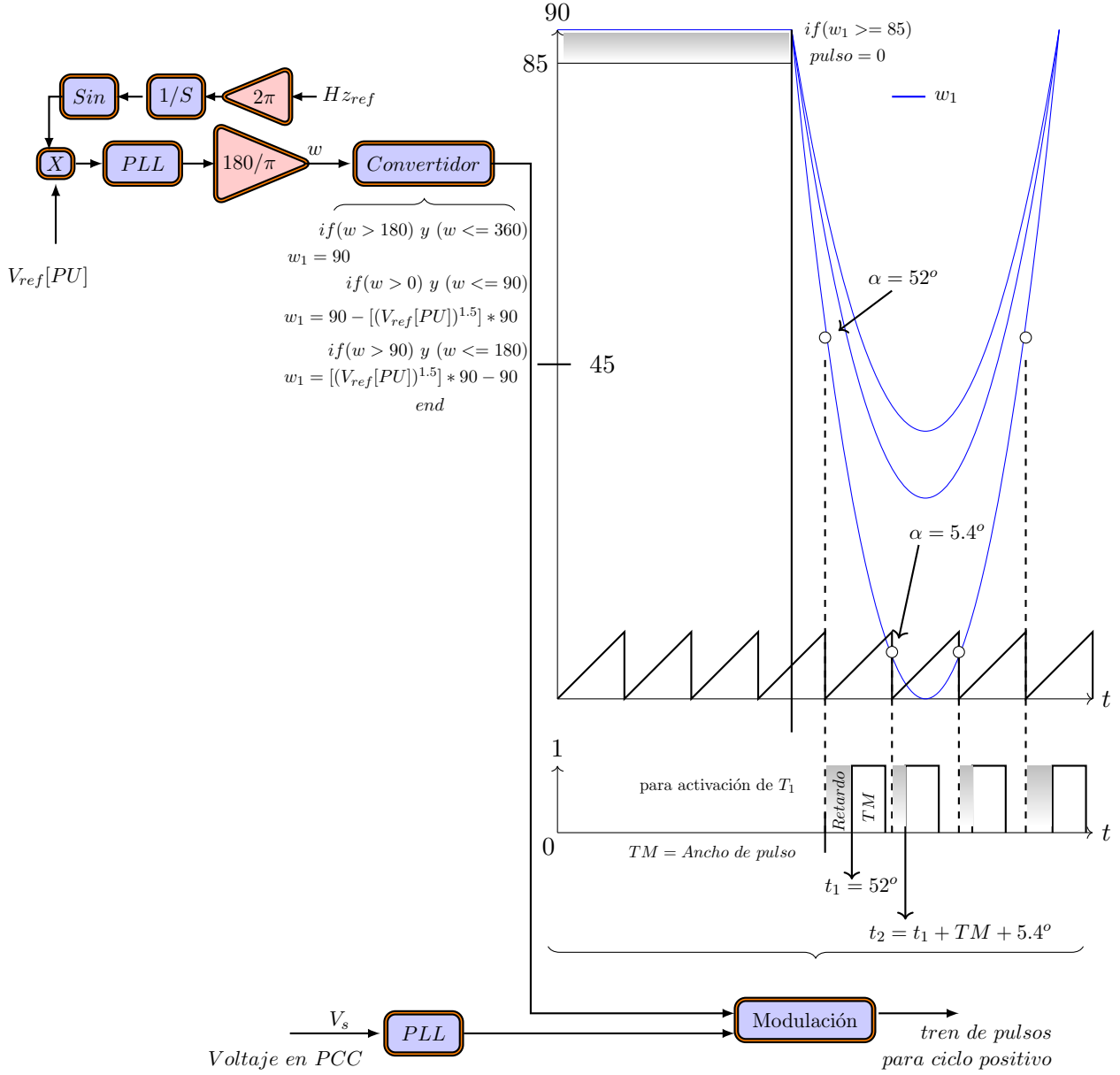


Figura 3.5: Control para generación de tren de pulsos (ciclo positivo).

El control generador del tren de pulsos para el ciclo negativo a la salida del cicloconvertidor es prácticamente el mismo; la única diferencia es que la señal V_{ref} es multiplicada por -1 .

La ecuación para el ángulo de disparo α , se define en [Mohan et al., 2009] como:

$$\alpha = \cos^{-1}(V_{ref}/V_{base} + K * I_r) \quad (3.6)$$

En la ecuación (3.6) V_{ref} es el voltaje de referencia, V_{base} es una constante que se relaciona con el voltaje de entrada de línea a línea, I_r es la corriente continua de salida y K es una constante que se relaciona con la inductancia de fuga del transformador.

Según la aplicación a desarrollar por el cicloconvertidor, varía la frecuencia que éste va a suministrar a la carga. Esta frecuencia, en conjunto con la frecuencia fundamental, proporciona una idea clara del contenido armónico e interarmónico que se podría obtener en el PCC. Según el principio del funcionamiento de los cicloconvertidores [Pelly, 1976], un cicloconvertidor tiene armónicos característicos y armónicos dependientes del circuito, los cuales son inyectados a la red eléctrica y se describen de la siguiente manera:

Armónicos característicos: La particularidad de estos es que son independientes del número de pulsos que se presentan en el control. Para un cicloconvertidor de salida monofásica, las frecuencias armónicas características f_{ch} son:

$$f_{ch} = f_1 \pm 2nf_0 \quad (3.7)$$

Para una salida trifásica balanceada las frecuencias características se dan por:

$$f_{ch} = f_1 \pm 6nf_0 \quad (3.8)$$

Donde f_1 es la frecuencia fundamental y f_0 es la frecuencia a la salida del cicloconvertidor, $n = 1, 2, 3, \dots$

Armónicos dependientes del circuito: Las frecuencias f_d son determinadas por f_1 y f_0 , así como por el número de pulsos que genera el control de los tiristores. Para un convertidor puente de seis pulsos con salida monofásica, estas frecuencias son:

$$f_d = (P \pm 1)f_1 \pm 2nf_0 \quad (3.9)$$

Para un convertidor puente de seis pulsos con salida trifásica, las frecuencias son:

$$f_d = (P \pm 1)f_1 \pm 6nf_0 \quad (3.10)$$

Donde $P = 1, 2, 3, \dots$ y $n = 1, 2, 3, \dots$. En el diseño del cicloconvertidor con salida trifásica se requieren tres cicloconvertidores, los cuales son alimentados por una fuente

trifásica a través de un transformador de acoplamiento, donde cada uno suministra una fase a la carga (los cicloconvertidores tienen salidas monofásicas). Para el análisis se implementó un cicloconvertidor que proporcione una salida monofásica (Figura 3.2). La ecuación empleada para determinar el contenido armónico e interarmónico puede ser escrita como:

$$f_h = mf_i \pm 2nf_0 \quad (3.11)$$

Donde $m = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$ relacionado con los armónicos de mayor presencia y $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ es un contador, estas variables están orientadas a obtener el contenido armónico e interarmónico. En la Ecuación (3.11) se puede apreciar que, si mf_1 es casi igual a $2nf_0$, el cicloconvertidor puede inyectar corriente de muy baja frecuencia, incluso corriente continua. Este aspecto se tiene que cuidar al momento de realizar los diseños de cicloconvertidores para distintas aplicaciones.

Para la simulaciones se utilizo un equipo de compute de la marca Hp OMEN, procesador Intel core i7, 32gb de memoria ram, 1 HDD de 1TB y 1 SSD de 1TB. Con respecto al software de simulación se usa MATLAB/simulink®, Versión r2019a, empleando el método numérico de solución ode45 incluido en simulink, el tipo de simulación es en tiempo discreto, con un tiempo de muestreo de 2e-6.

3.2.1.1. Modelado del Cicloconvertidor

Para el análisis el cicloconvertidor se utilizan los parámetros de la Tabla 3.1

Tabla 3.1: Parámetros del circuito (cicloconvertidor)

V_s	Voltaje de suministro	440V
Tr	Transformador	440-440v Δ - Δ
L_s	Inductancia de línea	0.1mH
R_{carga}	Resistencia de carga	2.5 Ω

Las frecuencias seleccionadas que el cicloconvertidor va a proveer a la carga son 5, 10 y 15Hz, respectivamente. La frecuencia fundamental que alimenta al cicloconvertidor es de 60Hz. Las formas de onda de la corriente que el cicloconvertidor suministra a la carga resistiva, a las frecuencias especificadas, se muestran en la Figuras 3.6, 3.7 y 3.8.

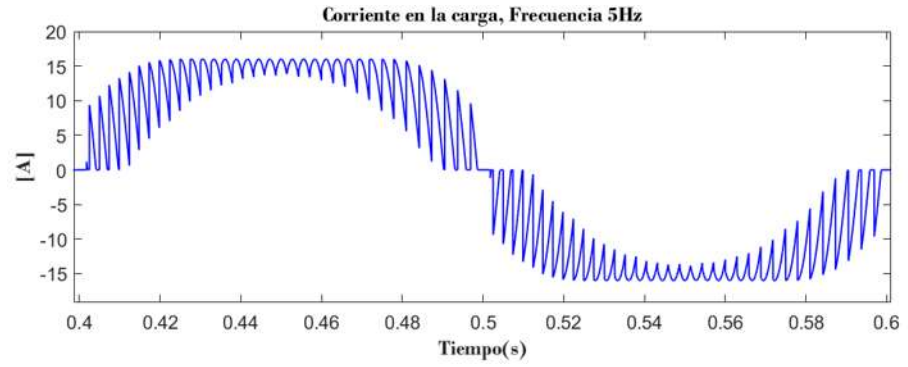


Figura 3.6: Forma de onda de la corriente a la salida del cicloconvertidor (5Hz).

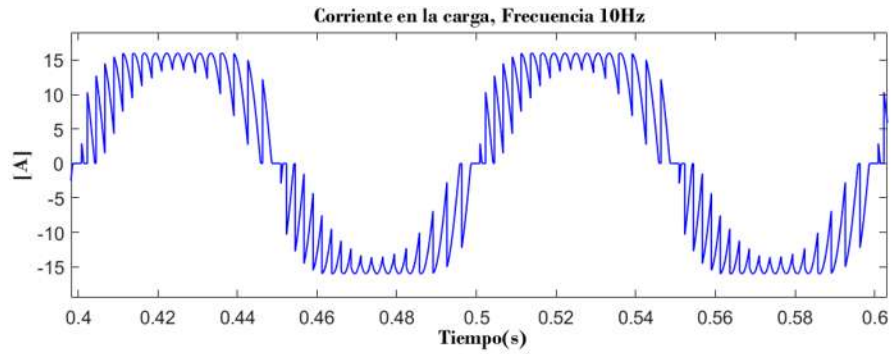


Figura 3.7: Forma de onda de la corriente a la salida del cicloconvertidor (10Hz).

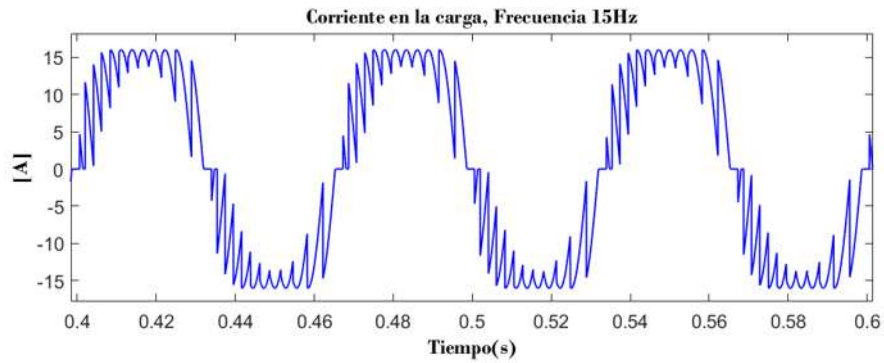


Figura 3.8: Forma de onda de la corriente a la salida del cicloconvertidor (15Hz).

Para determinar el contenido armónico e interarmónico que es generado por el cicloconvertidor, en el (PCC) se miden y se analizan las formas de onda de la corriente que

alimentan al cicloconvertidor. En las Figuras 3.9, 3.10 y 3.11 se aprecia el comportamiento de la forma de onda de la corriente para frecuencias de 5, 10 y 15Hz respectivamente.

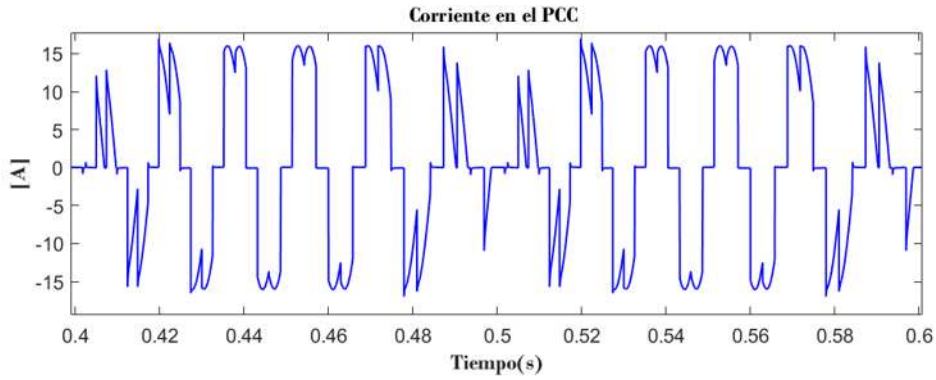


Figura 3.9: Forma de onda de la corriente en el *PCC*, frecuencia de 5Hz.

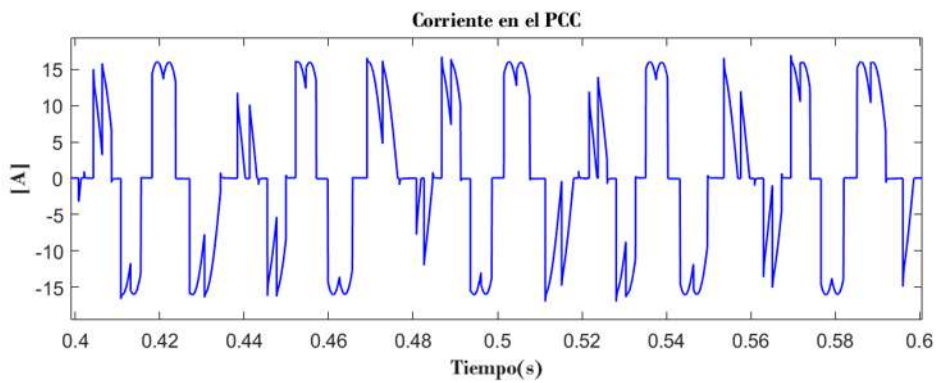


Figura 3.10: Forma de onda de la corriente en el *PCC*, frecuencia de 10Hz.

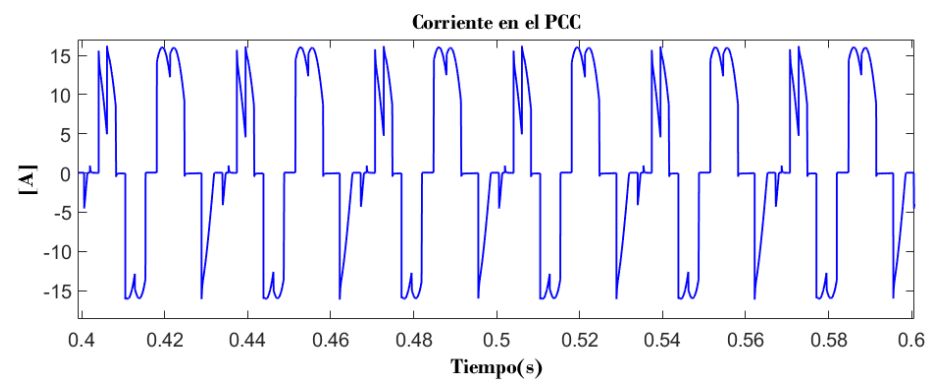


Figura 3.11: Forma de onda de la corriente en el *PCC*, frecuencia de 15Hz.

Recurriendo a la Ecuación (3.11), es posible conocer el contenido armónico e interarmónico que se generará en el *PCC*. En la Tabla 3.2 se muestra el cálculo interarmónico que se obtiene aplicando $f_0 = 5Hz$ como la frecuencia a la salida del cicloconvertidor y $f_1 = 60Hz$ como la frecuencia fundamental de suministro. Se realiza el análisis de Fourier para la forma de onda de la Figura 3.9. La Figura 3.12 muestra el contenido armónico e interarmónico obtenido mediante un análisis de Fourier. Los armónicos e interarmónicos obtenidos por la Ecuación (3.11), mostrados en la Tabla 3.2, coinciden con los obtenidos mediante el análisis por Fourier, Figura 3.12.

Tabla 3.2: Contenido armónico e interarmónico para una frecuencia de $5Hz$ a la salida del cicloconvertidor.

	$m = 1$	$m = 5$	$m = 7$	$m = 11$	$m = 13$
n=1	70Hz, 50Hz	310Hz, 290Hz	430Hz, 410Hz	670Hz, 650Hz	790Hz, 770Hz
n=2	80Hz, 40Hz	320Hz, 280Hz	440Hz, 400Hz	680Hz, 640Hz	800Hz, 760Hz
n=3	90Hz, 30Hz	330Hz, 270Hz	450Hz, 390Hz	690Hz, 630Hz	810Hz, 750Hz
n=4	100Hz, 20Hz	340Hz, 260Hz	460Hz, 380Hz	700Hz, 620Hz	820Hz, 740Hz
n=5	110Hz, 10Hz	350Hz, 250Hz	470Hz, 370Hz	710Hz, 610Hz	830Hz, 730Hz

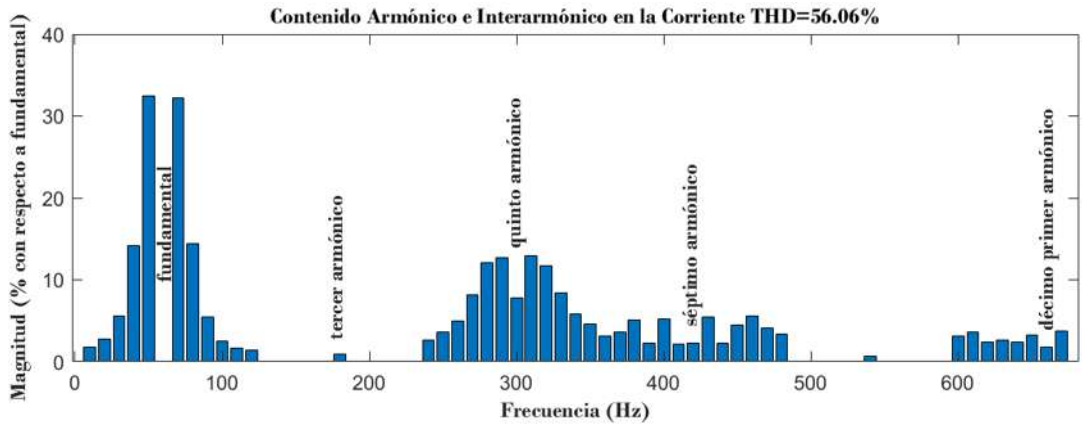


Figura 3.12: *THD* de las forma de onda de la corriente en el *PCC* (5Hz).

Cuando el cicloconvertidor proporciona una frecuencia de $10Hz$, el contenido interarmónico aplicando la Ecuación (3.11) es como se muestra en la Tabla 3.3. El contenido

armónico e interarmónico de la Figura 3.10 se muestra en la Figura 3.13.

Tabla 3.3: Contenido armónico e interarmónico para una frecuencia de $10Hz$ a la salida del cicloconvertidor.

	$m = 1$	$m = 5$	$m = 7$	$m = 11$	$m = 13$
n=1	80Hz, 40Hz	320Hz, 280Hz	440Hz, 400Hz	680Hz, 640Hz	800Hz, 760Hz
n=2	100z, 20Hz	340Hz, 260Hz	460Hz, 380Hz	700Hz, 620Hz	820Hz, 740Hz
n=3	120Hz, CC	360Hz, 240Hz	480Hz, 360Hz	720Hz, 600Hz	840Hz, 720Hz
n=4	140Hz, CC	380Hz, 220Hz	500Hz, 340Hz	740Hz, 580Hz	860Hz, 700Hz
n=5	160Hz, CC	400Hz, 200Hz	520Hz, 320Hz	760Hz, 560Hz	880Hz, 680Hz

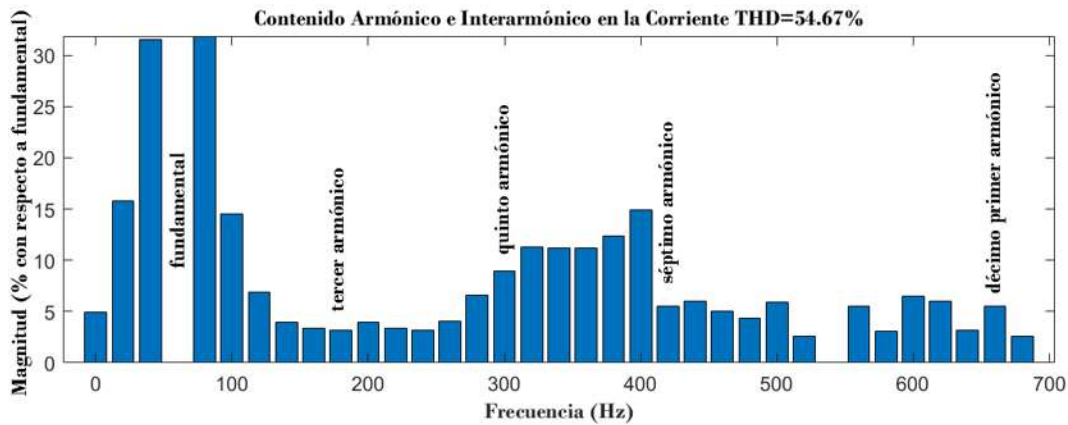


Figura 3.13: THD de las forma de onda de la corriente en el PCC (10Hz).

Para la frecuencia de $15Hz$ los resultados obtenidos por la ecuación (3.11) coinciden con los obtenidos por el análisis de Fourier.

3.2.2. Horno de Arco

Ciertas cargas eléctricas en operación producen una considerable distorsión en las formas de onda del voltaje y corriente en el PCC donde son conectadas. Dentro de este tipo de cargas se encuentran los hornos de arco eléctrico (HAE); este tipo de cargas es común en las industrias de la metalurgia. Durante su operación normal, el HAE se comporta como una carga variable; este comportamiento se refleja en la red eléctrica como desfaseamiento

entre fases, producción de armónicos e interarmónicos en la corriente y fluctuaciones de voltaje. La causa de los armónicos e interarmónicos está relacionada principalmente con la característica no lineal $v - i$ del arco eléctrico, mientras que las fluctuaciones de voltaje se deben a los cambios en la longitud del arco que ocurren en el proceso de fundición de la chatarra [Bollen, 2000].

Las referencias que existen con respecto al horno de arco, indican que existen modelos tanto estocásticos como caóticos. Los modelos estocásticos se utilizan para capturar el comportamiento periódico, no lineal y variable en el tiempo de los hornos de arco [Varadan et al., 1996]. En cambio, las fluctuaciones de voltaje que se presentan en un horno de arco han demostrado ser de naturaleza caótica, motivo por el cual la teoría del caos es aplicada para el modelado de hornos de arco en corriente alterna [Kennedy, 1993].

La operación que presenta un horno de arco se ve reflejada claramente en el comportamiento de la red eléctrica. El funcionamiento del horno de arco puede clasificarse en etapas fusión y refinado, las cuales varían según el estado de la masa a fundir y el tiempo transcurrido desde que se activa la unidad de fundición [Hassan et al., 2014].

El funcionamiento general de un horno de arco eléctrico de CA afecta directamente la calidad de la energía eléctrica de acuerdo al proceso, la fundición de chatarra en acero se lleva a cabo de la siguiente manera: durante la etapa de fusión, las piezas de acero crean cortos-circuitos momentáneos en el lado del secundario del transformador (lado del horno). Estos cambios de carga afectan las características del arco, provocando fluctuaciones de corriente, que generan variaciones en la potencia reactiva, provocando una caída de voltaje momentáneo en la red eléctrica y un parpadeo (flicker) en las luminarias afectadas. Para la etapa de refinado las corrientes de arco son más uniformes y tienen un menor impacto en la calidad de la energía [Bollen, 2000]. La Figura 3.14 muestra una representación típica en una red eléctrica de un horno de arco de CA.

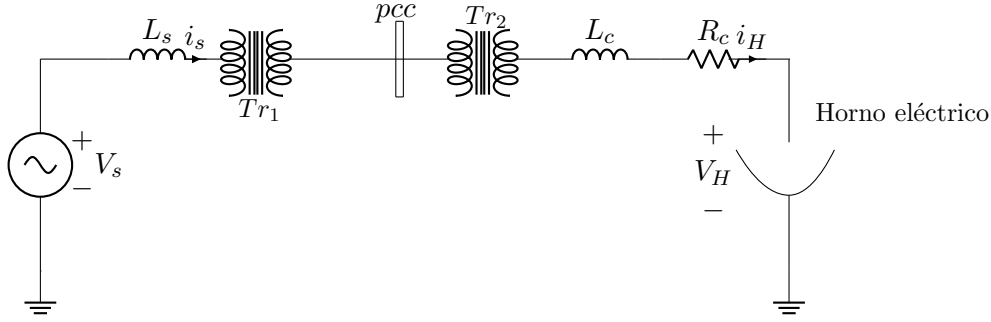


Figura 3.14: Circuito eléctrico del horno de arco (HAE)

Es entendible que es necesario tener un modelo que describa el comportamiento de los hornos de arco, para la predicción del comportamiento de estos dispositivos en futuras instalaciones o para un análisis en las redes eléctricas, en donde ya se encuentran instalados.

El modelo que se aplicará está basado en el dominio del tiempo; se modela utilizando tanto elementos deterministas como caóticos. El elemento determinista, del modelo del arco dinámico puede ser expresado en forma de una ecuación diferencial, la cual está basada en el principio de conservación de la energía. La ecuación de balance de energía para el modelo del arco se define como:

$$P_1 + P_2 = P_3 \quad (3.12)$$

Donde P_1 representa la potencia transmitida en forma de calor al entorno externo, P_2 representa la potencia que aumenta la energía interna en el arco, con lo cual afecta su radio y P_3 representa la potencia total desarrollada en el arco y convertida en calor. La ecuación (3.12) puede ser expresada por la siguiente ecuación diferencial [Acha et al., 1990].

$$K_1 r_h^y + K_2 r_h \frac{\partial r_h}{\partial t} = \frac{K_3}{r_h^{x+2}} i^2 \quad (3.13)$$

Donde r_h es el radio del arco, el cual se elige como variable de estado en lugar de tomar la resistencia o conductancia del arco. En la ecuación (3.13) K_1, K_2, K_3 son constantes relativas a las condiciones de fusión del horno de arco. La variable x es la variación de la resistividad con la temperatura e y es la condición de enfriamiento.

El voltaje del arco V_H se define como:

$$V_H = \frac{i_H}{g} \quad (3.14)$$

La conductancia g del arco viene dada por la ecuación:

$$g = \frac{r_h^{x+2}}{K_3} \quad (3.15)$$

La Figura 3.15 se obtiene de la solución de la Ecuación (3.13); muestra una aproximación lineal real y por partes de la característica V_H-i_H de una carga de horno, donde v_{ig} es el voltaje de encendido y v_{ex} es el voltaje de extinción.

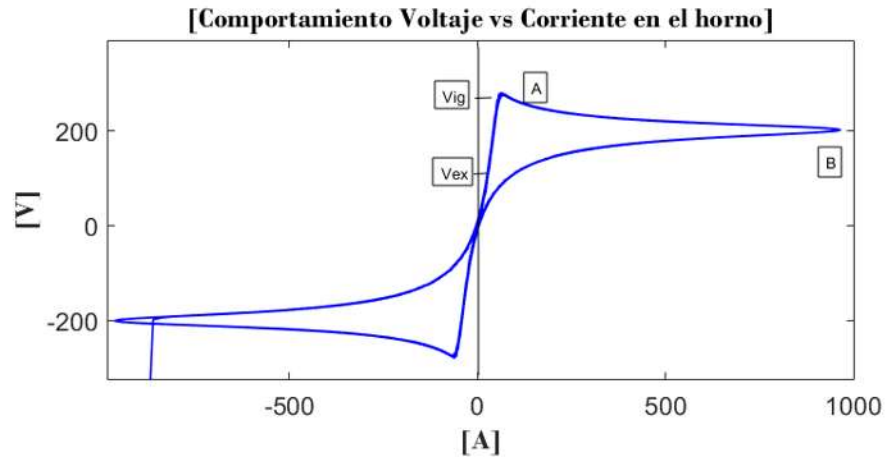


Figura 3.15: Características dinámicas del Horno de arco (HAE).

En la Figura 3.16 se muestra el comportamiento del voltaje del horno de arco.

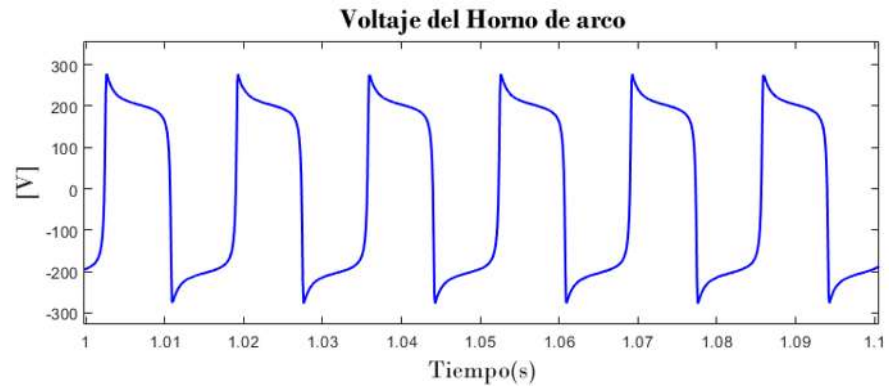


Figura 3.16: Forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco.

Para modular la señal de voltaje se necesita una señal caótica. El modelo de caos también conocido como atractor extraño aún no tiene una definición matemática precisa y aceptada. Un sistema caótico se percibe como un movimiento aleatorio y es un sistema no lineal que exhibe una extrema sensibilidad en la trayectoria del estado con respecto a las condiciones iniciales [Rondoni et al., 2011]. Para la generación de la señal de caos se hará uso del circuito caótico de Chua [Kennedy, 1993], el cual se representa en la Figura 3.17. El circuito de Chua consta de una resistencia, dos condensadores, un inductor y satisface los siguientes requisitos:

- Resistencia localmente activa.
- Elemento no lineal (diodo NR).
- Tres elementos de almacenamiento de energía.

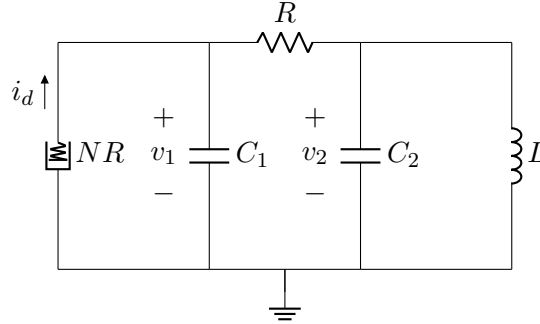


Figura 3.17: Circuito eléctrico Chua.

El circuito anterior se analiza mediante las ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\partial v_1}{\partial t} = \frac{v_2 - v_1}{R * C_1} - \frac{i_d(v_1)}{C_1} \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial v_2}{\partial t} = \frac{v_1 - v_2}{R * C_2} - \frac{i_L}{C_2} \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = -\frac{v_2}{L} \quad (3.18)$$

Al variar los elementos pasivos L , R , C_1 y C_2 se obtienen diferentes dinámicas del circuito, tales como puntos fijos estables y periodos de oscilación. En el circuito Chua se introduce el diodo (NR), conocido como diodo Chua, en el cual la curva lineal estática por segmentos se describe en la Figura 3.18.

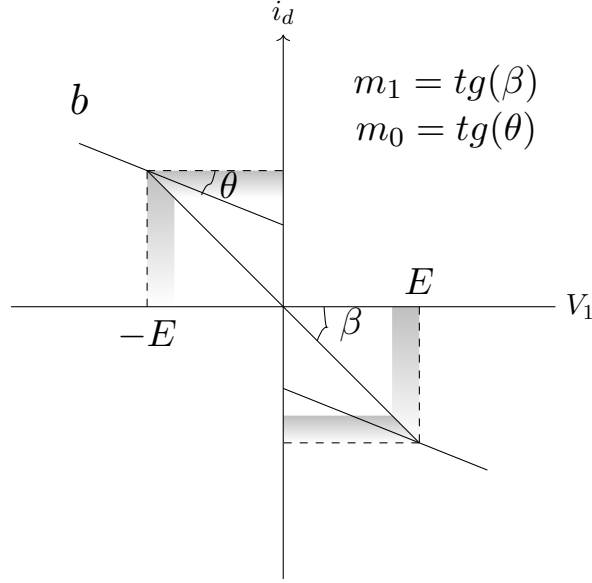


Figura 3.18: Descripción gráfica del diodo NR .

El comportamiento del diodo NR se representa mediante una fuente de corriente controlada $i_d(v_1)$, la cual queda definida de la siguiente manera:

$$i_d(v_1) = m_0 v_1 + E(m_0 - m_1), \quad \text{if } v_1 < -E$$

$$i_d(v_1) = m_1 v_1, \quad \text{if } |v_1| \leq E$$

$$i_d(v_1) = m_0 v_1 + E(m_1 - m_0), \quad \text{if } v_1 > +E$$

Variando los parámetros del circuito Chua se obtienen distintos comportamientos dinámicos. En la Figura 3.19, se muestra el comportamiento caótico producido por la variación de las tres variables, el voltaje V_1 en C_1 , el voltaje V_2 en C_2 y la corriente i_L en el

inductor L .

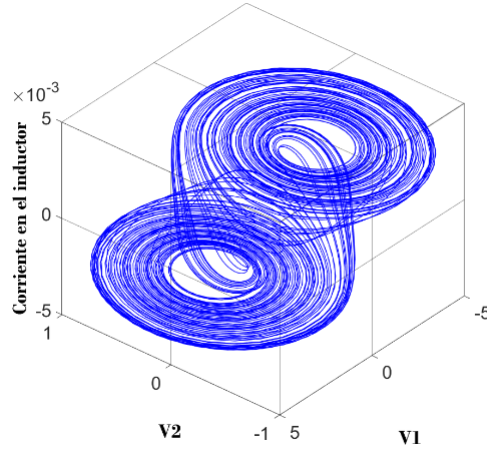


Figura 3.19: Simulación del espectro caótico con $C_1 = 10nF$, $C_2 = 100nF$, $L = 18mH$ y $R = 1800\Omega$.

El elemento determinista que proporciona el comportamiento $v - i$, en conjunto con la señal caótica generada por el circuito Chua, provocan el voltaje de arco eléctrico que causa el parpadeo; el funcionamiento se lleva a cabo de la siguiente manera: la señal caótica se encarga de modular el voltaje generado por el elemento determinista, la señal moduladora opera a baja frecuencia. La Figura 3.20 muestra la integración de las dos señales.

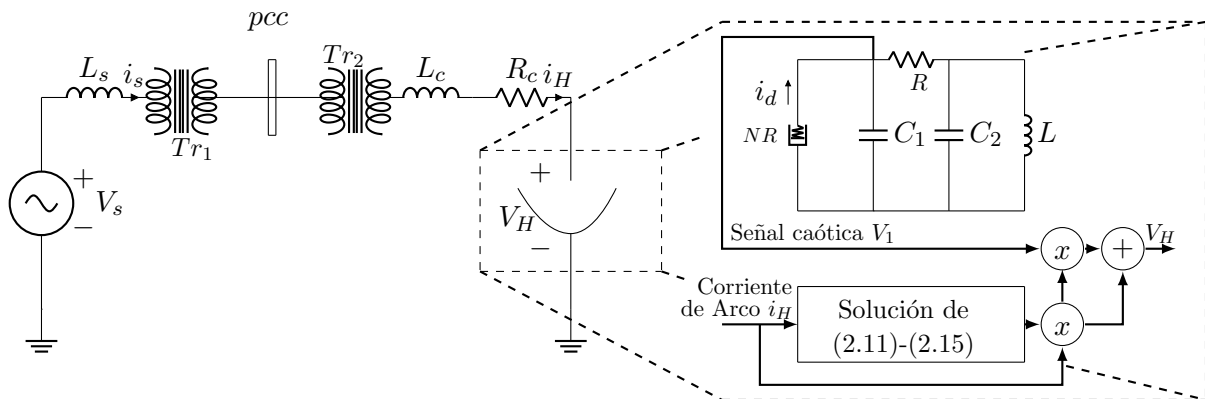


Figura 3.20: Circuito eléctrico del horno de arco (HAE)

3.2.2.1. Modelado del horno de arco

Los parámetros utilizados para el caso de estudio se describen a continuación:

Tabla 3.4: Parámetros del circuito (horno de arco)

V_s	Voltaje de suministro	120kV
$Tr1$	Transformador de alto vol. a medio vol.	120kV-11kV Y-Y
$Tr2$	Transformador de medio vol. a bajo vol.	11kV-0.23kV Y-Y
$Ls1$	Inductancia de línea 1	1mH
$Ls2$	Inductancia de línea 2	2mH
L_c	Inductancia de carga	1mH
Ecuación (2.13)	Elemento determinista	$k_1 = 2500, K_2 = 1, K_3 = 4, x=0, y=2$
Circuito Chua	Elemento caótico	$C_1 = 15.05\mu F, C_2 = 150\mu F, L=2H, R=482.46, m_0 = -0.00037, m_1 = -0.00068, E=1.1V$

Los valores anteriores son empleados para el modelado del circuito que se muestra en la Figura 3.20. En la Figura 3.21, se muestra el voltaje en el secundario del transformador del horno de arco, y en la Figura 3.22, se observa el comportamiento de la corriente en el punto ya mencionado.

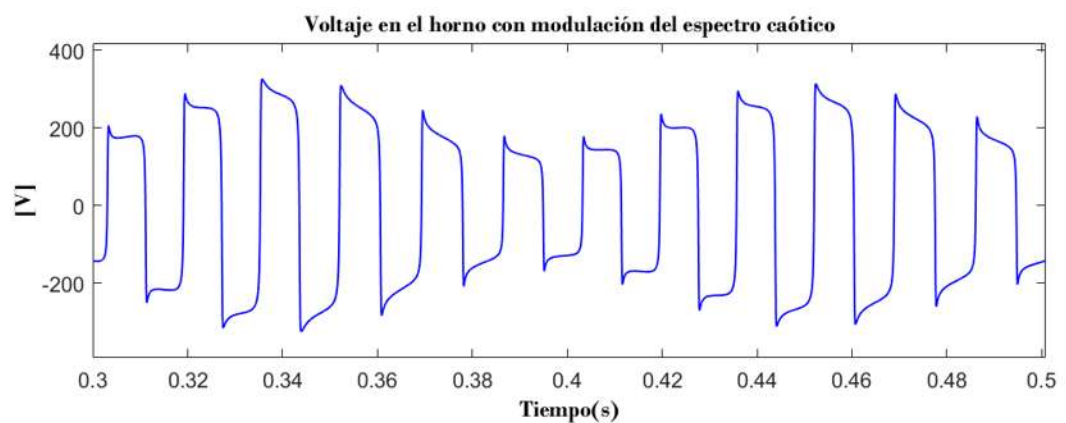


Figura 3.21: Forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco con oscilación del circuito Chua.

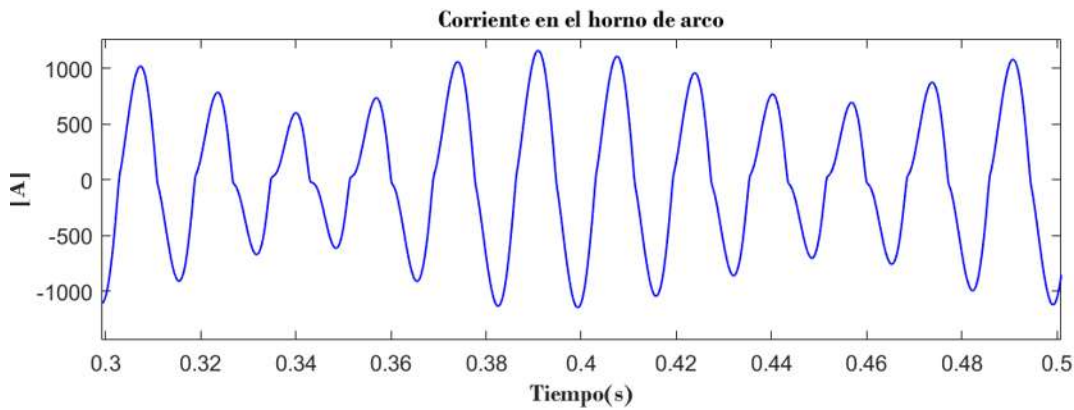


Figura 3.22: Forma de onda de la Corriente en el secundario del transformador del horno de arco con oscilación del circuito Chua.

En la Figura 3.23, se muestra el contenido armónico e interarmónico de la forma de onda de voltaje de la Figura 3.21. Una característica importante en este análisis es que se ven reflejados los armónicos de orden par, los cuales tienen gran presencia en la distorsión que produce el horno de arco en las formas de onda del voltaje.

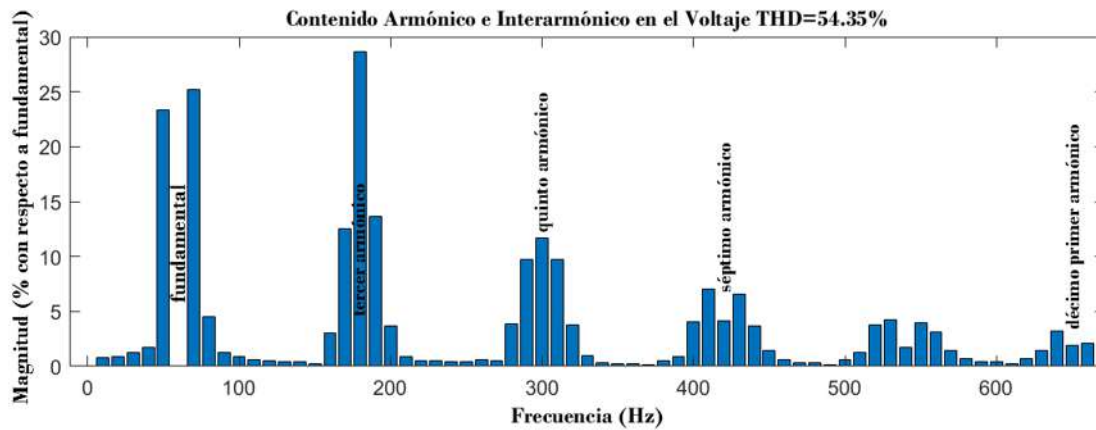


Figura 3.23: Contenido armónico e interarmónico de la forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco con oscilación del circuito Chua.

Tomando como referencia el PCC, que es en el primario del transformador del horno de arco, en la Figura 3.24 se muestra la forma de onda del voltaje y en la Figura 3.25, se puede observar el comportamiento de la corriente en el mismo punto.

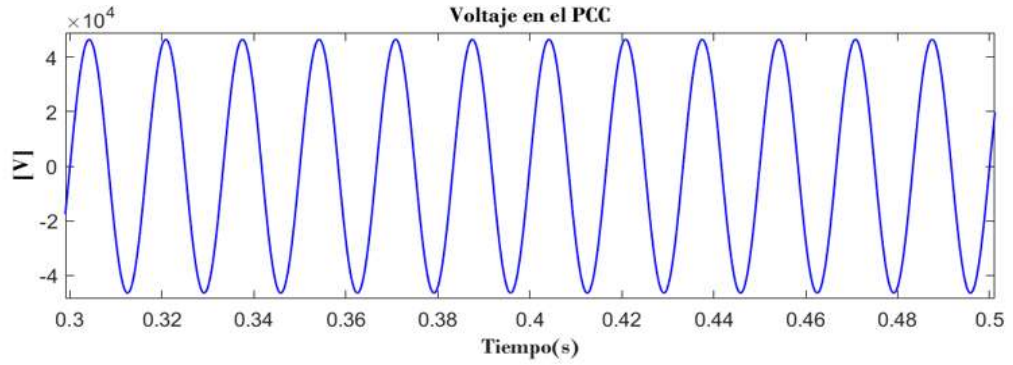


Figura 3.24: Forma de onda del voltaje en el *PCC* con oscilación del circuito Chua.

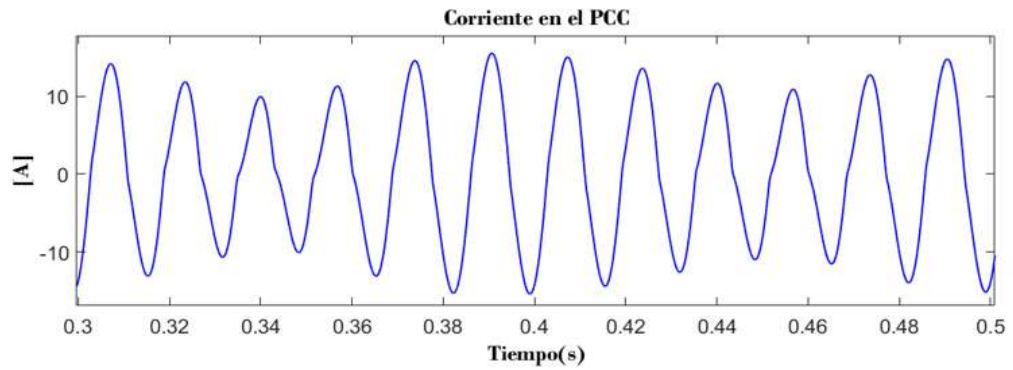


Figura 3.25: Forma de onda de la corriente en el *PCC* con oscilación del circuito Chua.

La Figura 2.25 muestra el contenido armónico e interarmónico de la forma de onda de corriente.

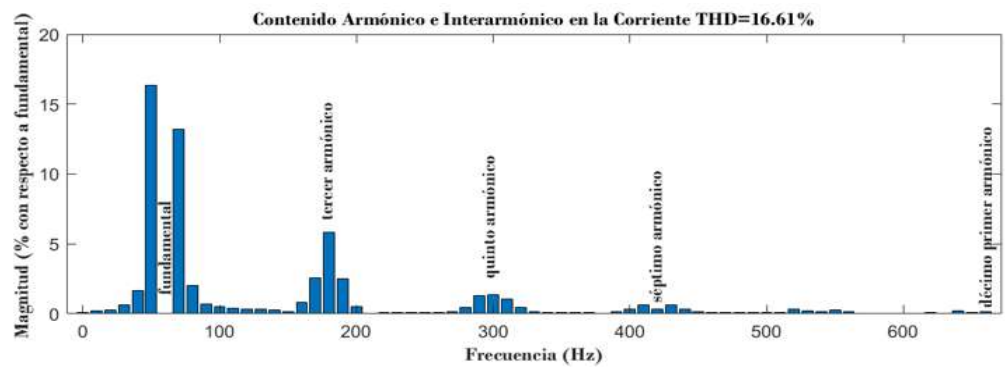


Figura 3.26: *THD* de la forma de onda de la corriente en el *PCC* con oscilación del circuito Chua.

Los HAE son una de las principales causas de distorsión de voltaje en las redes eléctricas, lo que da lugar a armónicos e interarmónicos, desequilibrio de carga y al efecto de parpadeo. Con el tiempo se han utilizado diferentes sistemas de compensación convencionales como los filtros pasivos para la mitigación de armónicos, pero debido a la limitación de los filtros pasivos para compensar armónicos no enteros y al efecto de parpadeo, se han identificado a los filtros activos como una opción adecuada para estas aplicaciones [Ana Tomasovic Teklic, 2017].

3.2.3. Análisis y modelado de armónicos e interarmónicos en sistemas fotovoltaicos conectados a la red

En la actualidad existe una gran demanda de energía eléctrica, producida en su mayoría por fuentes contaminantes, lo que genera una preocupación en los gobiernos que están conscientes del cambio climático. Para reducir el uso de este tipo de fuentes de generación, desde finales del siglo XX se han estado implementando con mayor frecuencia formas de generación no contaminantes como la eólica, solar e hidroeléctrica. Actualmente la energía solar fotovoltaica se encuentra en auge debido a la gran practicidad que se tiene para la instalación de estas fuentes de generación a diferentes escalas, considerando además la disminución del costo de los componentes que constituyen la instalación.

La razón por la cual se considera analizar este tipo de sistemas fotovoltaicos se debe al efecto que representa su operación en la calidad de la energía. Como se ha observado, las fuentes de energía fotovoltaica son generadoras de armónicos e interarmónicos en la corriente, aunque de magnitud pequeña, sin embargo debido a la creciente demanda de este tipo de fuentes de generación, se tiene como consecuencia el aumento en la producción de armónicos e interarmónicos en la red eléctrica, los cuales llegan a ser de una magnitud considerable [Enslin and Heskes, 2004]. Existen publicaciones donde se han reportado estudios asociados con los problemas generados por los interarmónicos producidos por inversores a gran escala, los cuales conllevan a problemas como sobrecargas y parpadeo [Aiello et al., 2006]. En el peor de los casos, los interarmónicos pueden activar el circuito de protección, generando que los sistemas fotovoltaicos se desconecten involuntariamente de la red [Chicco et al., 2009]. Actualmente el nivel de penetración de los sistemas fotovoltaicos en las redes eléctricas

continúa en aumento, esto justifica estudiar más a detalle el origen de los interarmónicos producidos por un inversor y así desarrollar enfoques de mitigación adecuados. Algunas publicaciones sugieren que el origen de los interarmónicos presentes en un inversor se deben al algoritmo del seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Tomando esta consideración, los parámetros del controlador como el tamaño del paso de perturbación y la frecuencia de muestreo, tienen un impacto inevitable en las características interarmónicas presentes en la corriente [Sangwongwanich et al., 2018]. En [Pakonen et al., 2016] se sugiere que el espectro de las frecuencias interarmónicas está relacionado con la frecuencia del MPPT.

El modelo a analizar consiste principalmente en el arreglo fotovoltaico, condensador de enlace de corriente continua C_E , inversor trifásico con su respectivo control, inductancia como filtro L_{sf} , transformador de bajo voltaje a medio voltaje, inductancia L_s y resistencia R_s de la red y modelo equivalente de red eléctrica. En la Figura 3.27 se muestra el circuito eléctrico del modelo a analizar.

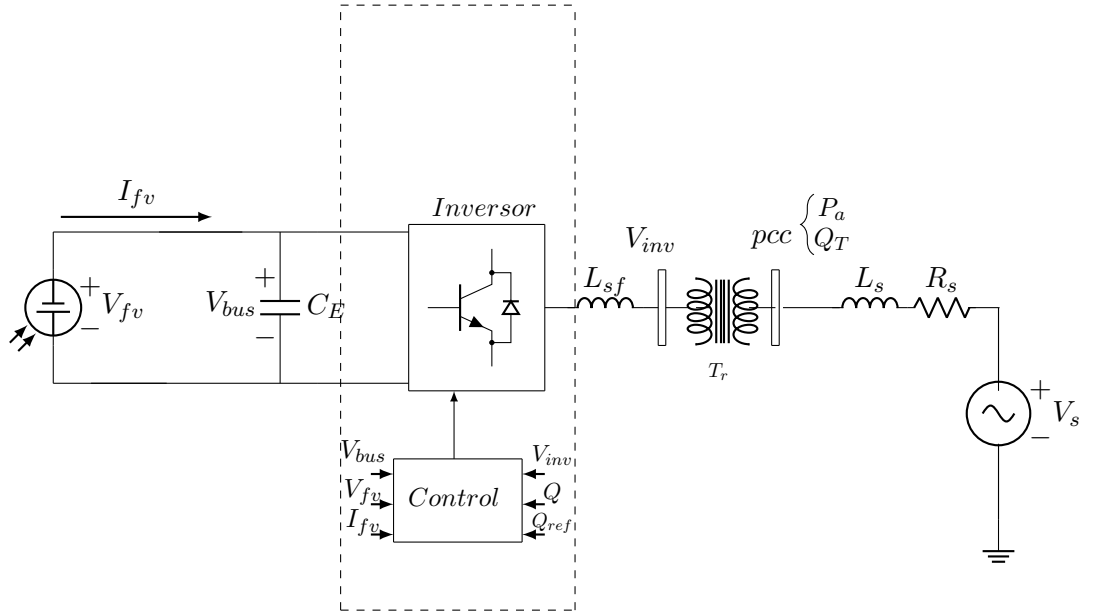


Figura 3.27: Circuito eléctrico del sistema fotovoltaico.

Una descripción concisa de los elementos del sistema fotovoltaico de la Figura 3.27 es la siguiente:

1.- Arreglo fotovoltaico. Consiste en la conexión en serie y paralelo de paneles fotovoltaicos para obtener a la salida un voltaje y una corriente objetivo acorde a los parámetros especificados.

2.- Capacitor de enlace de CC. El capacitor de enlace de corriente continua minimiza la ondulación de la corriente de la fuente fotovoltaica mediante el uso de un condensador gran tamaño. La determinación de este capacitor debe ofrecer una salida de corriente con poco rizado.

3.- Inversor trifásico. La función principal es realizar la conversión de CC a CA para interconectarse con la red eléctrica. Actualmente el control de estos equipos es más sofisticado debido a que éste se puede adecuar según a las necesidades para las cuales es requerido, además de que el tiempo de respuesta es inmediato, generando adaptabilidad para variaciones tanto en el sistema fotovoltaico como en la red eléctrica. El control aplicado en esta simulación se describe en la Figura 3.28.

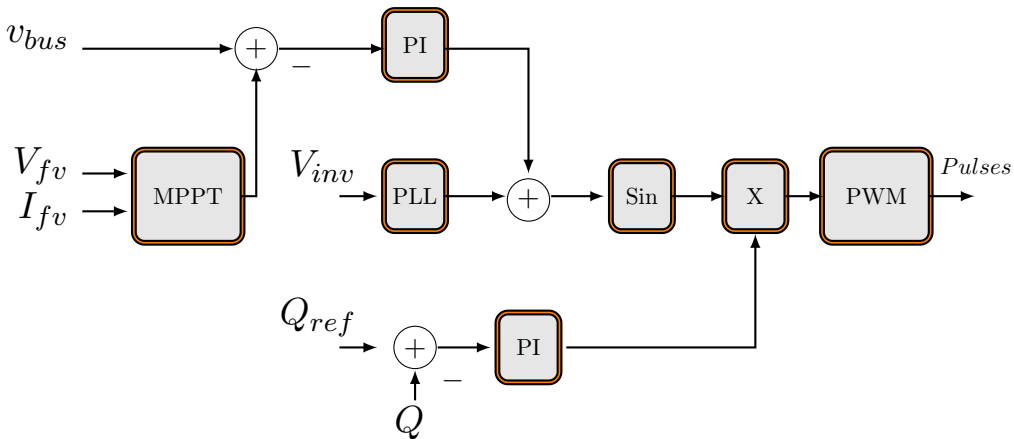


Figura 3.28: Control del sistema fotovoltaico.

En el control se implementa el algoritmo *MPPT*, el cual se encarga de buscar el punto de máxima potencia en el arreglo fotovoltaico, la descripción del algoritmo aplicado se muestra en la Figura 3.29. En la Figura 3.28 se muestra el control de la potencia reactiva que el sistema puede inyectar a la red. Esta característica es importante cuando se requiere que el inversor inyecte potencia reactiva o simplemente si se desea que la potencia reactiva que el inversor inyecta a la red eléctrica se mantenga en cero. Para la generación de pulsos

se utiliza un convertidor PWM.

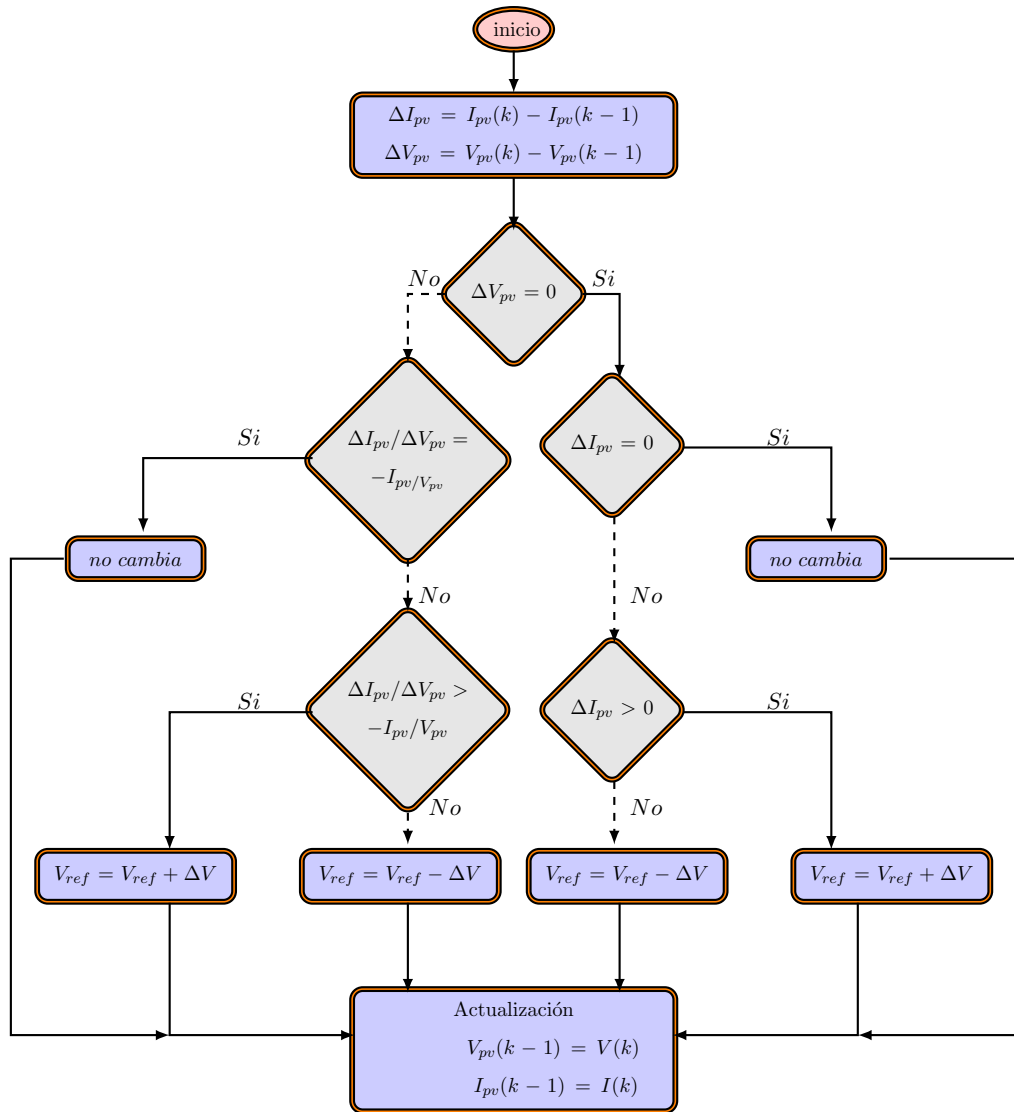


Figura 3.29: Algoritmo del MPPT.

4.-Filtro. El inductor L_{sf} se encarga de suavizar la forma de onda del voltaje que proporciona el inversor, para obtener una forma de onda más senoidal. Esto se debe a que la forma de onda que genera el inversor se distorsiona debido a la conmutación de los *IGBT* del inversor.

5.-Transformador. la característica principal de los transformadores es ajustar el voltaje a un nivel requerido. En los sistemas fotovoltaicos los transformadores actúan tam-

bién como un aislamiento galvánico. Existen tres métodos principales usados por los inversores para el aislamiento galvánico que son: transformador de baja frecuencia, transformador de alta frecuencia e inversores sin transformador. El método de transformador de baja frecuencia es el más empleado; éste opera a la frecuencia de la red eléctrica. Es un método eficaz para el uso que se le da, pero tiene las siguientes desventajas: gran peso, alto costo, pérdidas adicionales que afectan la eficiencia del mismo y factor de potencia no unitario, especialmente en condiciones de poca carga.

6.-Red eléctrica. El sistema de la red eléctrica se representa como un equivalente de Thevenin de $11kV$ y $60Hz$ la cual contiene una impedancia inductiva.

Los parámetros utilizados para el caso de estudio se describen a continuación:

Tabla 3.5: Parámetros del circuito (sistema fotovoltaico)

V_s	Voltaje de suministro	$11kV$
L_s	Inductancia de línea 1	$1mH$
R_s	Resistencia de línea 1	0.10Ω
Tr	Transformador de medio vol. a bajo vol.	$11kV-0.23kV$ conexión $Y-Y$
L_{sf}	Inductancia de filtro	$0.2mH$
C_E	Capacitor de enlace	$C_2 = 80000\mu F$
FV	Sistema Fotovoltaico	$P = 201kW$

3.2.3.1. Análisis del sistema fotovoltaico

Para la simulación se emplea un tiempo de 10 segundos; inicialmente la irradiancia comienza en $1000w/m^2$, en el tiempo 5 segundos se reduce a $500w/m^2$ y así permanece hasta transcurrir 10 segundos. En la Figura 3.30 se muestra el comportamiento de la potencia activa y en la Figura 3.31 el comportamiento de la potencia reactiva en el punto de acoplamiento común. Se puede observar que la potencia activa varía conforme cambia la irradiancia solar, en cambio la potencia reactiva se establece al inicio en cero y en 3 segundos se genera un cambio a $100kVar$.

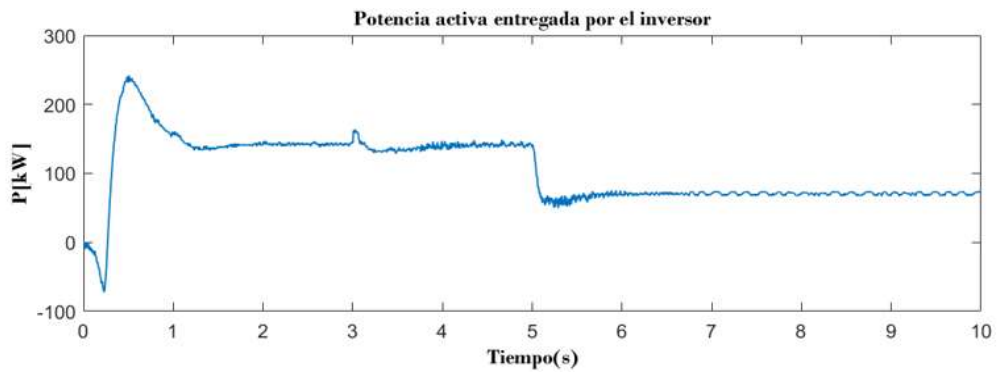


Figura 3.30: Simulación del comportamiento de la potencia activa.

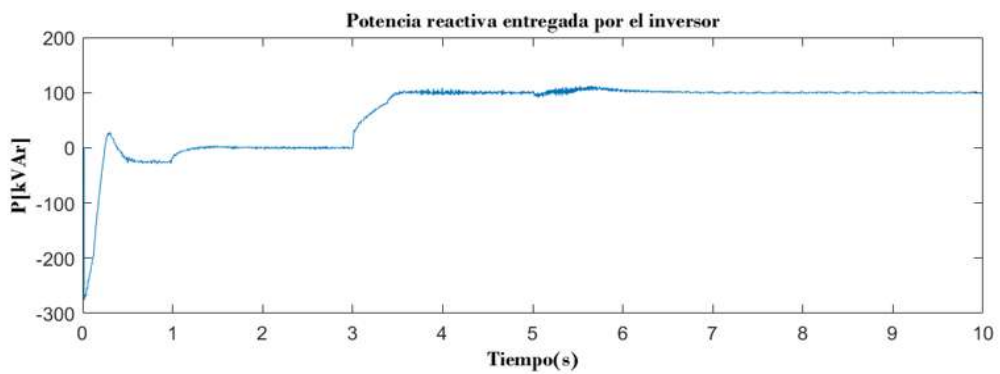


Figura 3.31: Simulación del comportamiento de la potencia reactiva.

El voltaje de CA se mantiene constante, aunque las variaciones de irradiancia se den en cambios bruscos. La Figura 3.32 muestra el comportamiento del voltaje en el PCC.

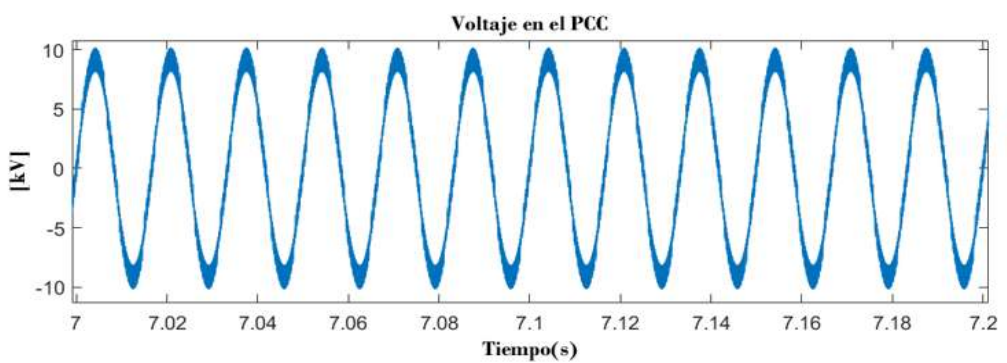


Figura 3.32: Forma de onda del voltaje en el primario del transformador.

En la forma de onda de corriente se muestra el rizado asociado comúnmente al algoritmo *MPPT*. La Figura 3.33 muestra el comportamiento de la corriente a partir de un tiempo de 7 segundos, debido a que a partir de este tiempo la forma de onda presenta menos fluctuaciones, siendo ideal realizar un análisis por Fourier y conocer el contenido armónico.

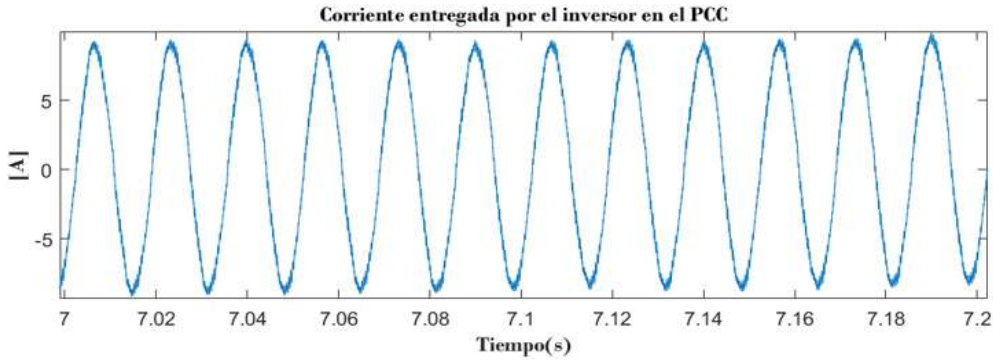


Figura 3.33: Forma de onda de la corriente en el primario del transformador.

El objetivo principal de analizar este sistema es conocer cómo influye el comportamiento de los sistemas fotovoltaicos en la calidad de la energía, motivo por el cual se aplica la TDF a la forma de onda de la corriente de la Figura 3.33. La Figura 3.34 muestra su espectro armónico e interarmónico.

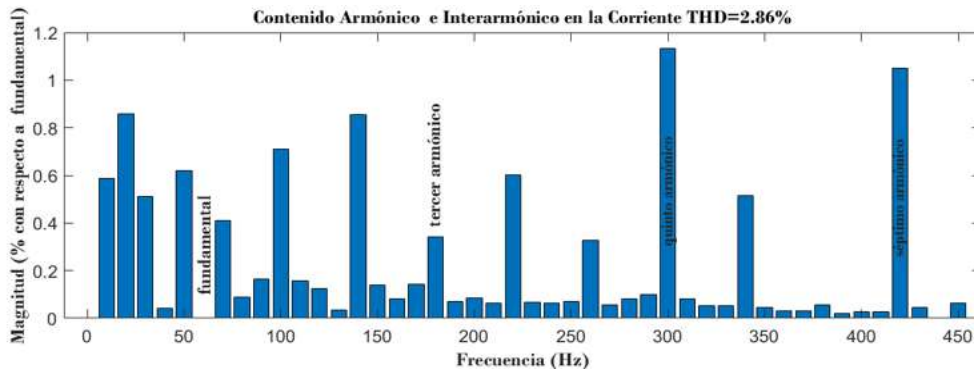


Figura 3.34: Contenido armónico e interarmónico de la forma de onda de la corriente en el primario del transformador.

El contenido armónico e interarmónico es de baja amplitud, además de que no se exceden los límites establecidos por la norma *IEEEstd519* – 2014 [Association et al., 2014].

La preocupación actual es mayor debido a que existe un gran incremento de instalaciones fotovoltaicas en las redes eléctricas, cuya operación simultanea contribuye a una mayor distorsión de las formas de onda, ocasionando problemas de calidad de energía en los sistemas eléctricos.

3.3. Normas que rigen a los armónicos e interarmónicos

En la actualidad existen una gran cantidad de normas referidas a la calidad de energía en los sistemas eléctricos, entre ellas existe una de gran relevancia, Prácticas Recomendadas y requisitos de IEEE para el control de armónicos en sistemas de energía eléctrica [Association et al., 2014]. Esta norma se ha publicado en tres ocasiones 1981, 1992 y 2014.

Otra norma de importancia es IEC61000-4-7 [Bilik, 2009], la cual se basa en la medición de armónicos e interarmónicos en las redes de distribución eléctrica, principalmente enfocada en el equipo a utilizar para la medición del espectro armónico e interarmónico.

3.3.1. IEEE Std 519-2014

Actualmente la norma *IEEEStd519* – 2014, [Association et al., 2014] es la publicación mas reciente aplicada como guía en el diseño de sistemas de potencia, sustituyendo a *IEEEStd519* – 1992 [If, 1993]. Existen algunos cambios importantes, por ejemplo, la consideración de las corrientes armónicas en el factor de potencia. En la Figura 3.35 se muestra la nueva representación del factor de potencia.

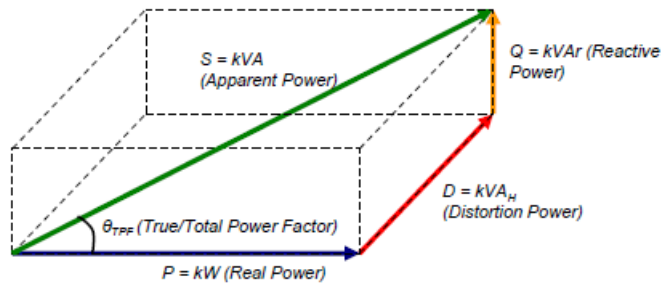


Figura 3.35: Factor de potencia.

Donde la potencia aparente es determinada por la ecuación:

$$S(kVA) = V_{rms} I_{rms} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.19)$$

El factor de potencia total es obtenido de [Association et al., 2014].

$$\cos\theta_{TPF} = \cos\theta_{dispPF} * \cos\theta_{distPF} \quad (3.20)$$

De la ecuación anterior $\cos\theta_{dispPF}$ es el factor de potencia de desplazamiento, determinado por:

$$\cos\theta_{dispPF} = \frac{kW}{kVA(fundamental)} \quad (3.21)$$

y $\cos\theta_{distPF}$ es el factor de potencia de distorsión definido por:

$$\cos\theta_{distPF} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_v^2} * \sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (3.22)$$

En la nueva publicación de esta norma, se redefinen dos definiciones publicadas en la versión anterior: Distorsión de demanda total (TDD), que es la relación de la raíz cuadrada media del contenido armónico, considerando componentes armónicos hasta de orden 50, donde se excluyen específicamente los interarmónicos, expresados como un porcentaje de la corriente de demanda máxima. Distorsión armónica total (THD), que se define como la relación de la raíz cuadrada media del contenido armónico, considerando componentes armónicos hasta de orden 50 y excluyendo específicamente los interarmónicos, expresados como un porcentaje de la fundamental.

En esta publicación se introduce la evaluación estadística sobre las mediciones de armónicos de tiempo corto y muy corto tiempo. Los valores armónicos de muy corto tiempo se evalúan durante 3 segundos, que equivale a 15 ventanas consecutivas de 10 o 12 ciclos para sistemas de 50Hz y 60Hz, respectivamente. Los componentes individuales de frecuencia se agregan en base al cálculo rms según se muestra en la siguiente ecuación:

$$F_{n,vs} = \sqrt[2]{\frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} F_{n,i}^2} \quad (3.23)$$

Donde F puede representar el voltaje V o la corriente I en rms, n representa el orden armónico i es un contador y el subíndice vs indica tiempo muy corto.

Para mediciones de tiempo corto, los valores armónicos de corta duración se evalúan durante 10 minutos, donde este intervalo está basado en una agregación de 200 valores consecutivos de tiempo muy corto para un componente de frecuencia específico. Los valores se agregan en base a un cálculo rms, de acuerdo a como se muestra en la ecuación (3.24).

$$F_{n,sh} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} F_{n,vs,i}^2} \quad (3.24)$$

Donde F puede representar el voltaje v o la corriente i en rms, n representa el orden armónico, i es un contador y el subíndice sh indica tiempo corto.

Los valores de medición de tiempo muy corto y tiempo corto deben acumularse para periodos de un día y una semana respectivamente. Para mediciones de tiempo muy corto, el valor que se excede durante el 1 % de medición debe calcularse para un intervalo de 24 horas y poder compararlo con los límites de distorsión ya establecidos. Para tiempo corto, los valores que se exceden durante el 5 % y el 1 % del periodo de medición deben calcularse para un intervalo de 7 días, para realizar una comparación con los límites ya establecidos en *IEEE Std 519 – 2014*.

La evaluación estadística toma en cuenta las tablas de límites de distorsión de voltaje y corriente. Los límites de distorsión de voltaje se presentan en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Límites distorsión de Voltaje [Association et al., 2014]

<i>Voltaje del bus en PCC</i>	Armónico Individual (%)	Distorsión total de voltaje <i>THD</i> (%)
$V \leq 1.0kV$ y menos	5.0	8.0
$1kV < V \leq 69kV$	3.0	5.0
$69kV < V \leq 161kV$	1.5	2.5
$161kV < V$	1.0	1.5 ^a

NOTA. Los sistemas de alto voltaje pueden tener hasta 2% de THD cuando la causa es una terminal de HVDC.

Los valores de tiempo muy corto determinados por la Ecuación (3.23), que equivalen a un tiempo de 3s, deben ser menos de 1.5 veces los valores dados en la Tabla 3.6. Para los valores de tiempo corto determinados por la Ecuación (3.24) que equivalen a un

tiempo de 10min, deben ser menores que los valores definidos en la Tabla 3.6.

La Tabla 3.7 define los límites de distorsión para la corriente. Las corrientes armónicas de muy corto tiempo (3 seg.), que exceden el 1 % del periodo de medición deben ser inferiores a 2 veces los valores de la Tabla 3.7. Las corrientes de tiempo corto que exceden el 1 % y el 5 % del periodo de medición, deben ser inferiores a 1.5 veces y 1 vez, respectivamente, a los valores establecidos en la tabla mencionada.

Tabla 3.7: Límites de Distorsión de la Corriente para Sistemas Generales de Distribución (120V Hasta 69000V) [Association et al., 2014]

Máxima Corriente de Distorsión Armónica en Porcentaje de I_L						
Orden Individual del Armónico (Armónicos Impares)						
I_{SC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^*$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Los armónicos pares están limitados al 25 % por encima de los límites de los armónicos impares						
Las distorsiones de corriente que den como resultado un desplazamiento de CC,p.j. convertidores de media onda no están permitidos						
Todos los equipos de generación de energía están limitados a estos valores de distorsión de corriente, independientemente del I_{SC}/I_L real.						
I_{SC} = máxima corriente de corto circuito en el PCC, I_L =máxima demanda de corriente de la carga (frecuencia fundamental) en el PCC.						

La actualización de esta norma establece la Tabla 3.8, donde el límite de armónicos se puede incrementar por un factor de multiplicación, esto cuando el usuario tome acciones para reducir la distorsión armónica.

Tabla 3.8: Multiplicadores recomendados para aumentos en los límites de corriente armónica [Association et al., 2014]

Orden de armónicos limitados al 25 % de los valores dados en las tablas 2.6 y 2.7	Multiplicador
5, 7	1.4
5, 7, 11, 13	1.7
5, 7, 11, 13, 17, 19	2.0
5, 7, 11, 13, 17, 19, 3, 25	2.2
↓	↓

Esta norma muestra la Figura 3.36 que establece los límites de voltaje para interarmónicos. Los límites fueron basados por la técnica de parpadeo de la lámpara (flicker).

La base para la medición es descrita en IEEE std1453 e IEC61000-4-15. La Figura 3.36 no está basada en los efectos que se pueden generar en otros equipos y sistemas, tales como sistemas mecánicos de generadores, motores y transformadores.

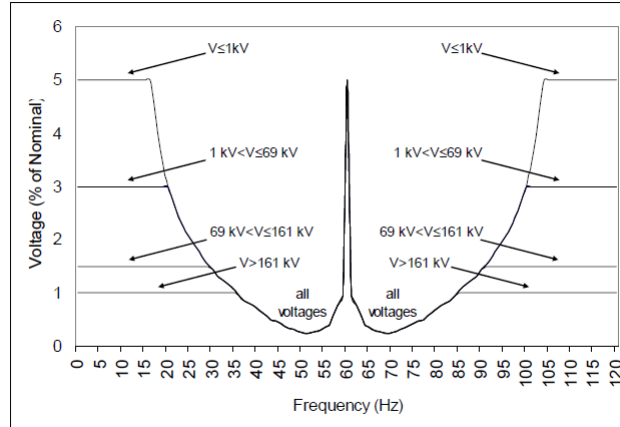


Figura 3.36: Límites de frecuencias interarmónicas en el voltaje, basadas en el efecto de parpadeo[Association et al., 2014]

3.3.2. IEC 6100-4-7

El objetivo de la norma IEC 6100-4-7 [Commission et al., 2008], es ser una guía de las medidas e instrumentación para analizar armónicos e interarmónicos en redes eléctricas, donde el armónico se define como múltiplo entero de la frecuencia fundamental y el interarmónico como un componente espectral de una señal eléctrica con una frecuencia entre dos frecuencias armónicas, según se ilustra en la Figura 3.37.

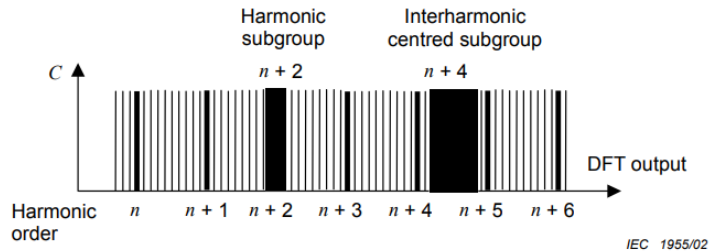


Figura 3.37: Ilustración de grupos de armónicos e Interarmónicos (para un suministro de 50Hz) [Commission et al., 2008]

En esta norma se hace referencia a los posibles efectos que se pueden tener como resultado de la presencia de interarmónicos tales como ruido en amplificadores de audio, pares adicionales en motores y generadores, detectores de cruce por cero perturbados (atenuadores), ruido adicional en bobinas inductivas y bloqueo o funcionamiento involuntario de los receptores de control de ondulación, entre otros.

De acuerdo a la norma, el rango de medición aplicado es desde la frecuencia fundamental hasta 9kHz; la ventana de tiempo establecida por esta norma tiene un ancho de 10 y 12 ciclos para sistemas de 50 y 60Hz, respectivamente y para la resolución de frecuencia se consideran $5Hz$.

3.4. Conclusiones

Las cargas analizadas en el presente capítulo tienen una característica común: la presencia de interarmónicos en la forma de onda de la corriente. Para diseñar un dispositivo que sea eficiente en la mitigación de armónicos e interarmónicos es necesario conocer las características y el comportamiento de ciertas cargas, tomando esta consideración se modeló el cicloconvertidor, horno de arco y el sistema de generación fotovoltaico.

El cicloconvertidor analizado, es una carga que tiene un THD demasiado alto, del orden de 50 % aproximadamente. Con respecto al análisis se puede afirmar que este tipo de carga no puede estar operando sin tener un sistema que ayude a reducir la distorsión que éste provoca en las formas de onda de la corriente. Un factor a considerar para el diseño de un sistema de mitigación, es que de la distorsión presente en la forma de onda de corriente se debe en gran medida a la presencia de interarmónicos, que se caracterizan por tener un espacio muy estrecho uno con respecto de otro, a diferencia del espacio que existe entre frecuencias armónicas. Considerando esta característica, se concluye que aplicar un sistema de filtrado convencional (filtros pasivos), para mitigar componentes interarmónicos podría quedar descartado.

Para el análisis del horno de arco, se encontró que este presenta un comportamiento no periódico, lo que dificulta el aplicar un análisis por Fourier correcto. El mayor problema que presenta un horno de arco en las redes eléctricas, es la gran demanda de potencia

reactiva y la variabilidad de la misma. Para aplicar métodos de mitigación adecuados en este tipo de cargas es necesario un análisis previo; normalmente, los dispositivos usados para mejorar la calidad de la energía son el STATCOM y SVC. El utilizar dispositivos de filtrado pasivos sería muy ineficiente por la gran variabilidad que presentan los hornos de arco en la demanda de potencia reactiva.

En las fuentes de generación fotovoltaicas, un componente importante que conforma la instalación es el inversor; este tipo de dispositivo se caracteriza por tener el algoritmo de *MPPT*, utilizado para hacer más eficiente su operación. La forma de onda de la corriente que proporciona un inversor presenta una pequeña distorsión, comúnmente asociada con el algoritmo *MPPT*. En el sistema fotovoltaico analizado, el THD de la forma de onda de corriente no excede los límites establecidos por las normas. En el análisis se muestra que la forma de onda de corriente contiene componentes interarmónicos que, aunque; individualmente son de baja magnitud, en la práctica existe una gran cantidad de sistemas fotovoltaicos interconectados en una misma red eléctrica, que tendrán una contribución simultánea a la distorsión de la forma de onda.

Las cargas presentan comportamientos distintos y estos son reflejados en las formas de onda de la corriente y el voltaje. Las normas analizadas en este capítulo establecen los límites que deben mantener estas formas de onda. En las normas se mencionan recomendaciones al instalar equipos para mitigar armónicos o para la compensación de la potencia reactiva. El exceder los límites puede dar lugar a problemas en los equipos que interactúan con las formas de ondas contaminadas.

Capítulo 4

Método de control selectivo empleado para filtrado activo

4.1. Introducción

Los armónicos quinto y séptimo producidos por cargas no lineales pueden ser compensados con filtros pasivos, para reducir a un nivel aceptable, la distorsión en la corriente. Los componentes interarmónicos producidos por algunas cargas no lineales, limitan la efectividad de la compensación del filtro pasivo clásico, ocasionando que se considere la compensación por medio de filtros activos. Un problema que se tiene cuando se requiere aplicar un filtro pasivo multietapa, sintonizado a los armónicos dominantes de una carga, donde la carga genera además interarmónicos de magnitud pequeña, es que se puede dar lugar a una resonancia en paralelo, la cual podría ser excitada por los interarmónicos, ocasionando problemas en la red eléctrica.

Es indispensable tener en cuenta que para cargas no lineales que generan un conjunto de distintas frecuencias interarmónicas, los filtros pasivos clásicos operando de forma individual, no proporcionarían una mitigación eficiente. Lo importante a considerar en estos casos es un elemento orientado en la eliminación de armónicos e interarmónicos, con un diseño adecuado, de acuerdo a la aplicación. Los filtros activos se han convertido en la opción más rentable para este tipo de situaciones. Aunque las estrategias de control más aplicadas

se basan en la detección de la distorsión total de la corriente; método de detección directa. Para la estimación precisa de la componente fundamental destacan dos métodos principales: el método $(p - q)$ [Akagi et al., 1986] y el método de marco de referencia síncrono (MRS) [Cheng et al., 1998].

Existen dos aspectos importantes a considerar al momento de elegir algún tipo de control para aplicarse en cargas especiales. El primero es revisar si se tiene un gran contenido de armónicos e interarmónicos. Ante esta situación, un problema que se podría generar al elegir un método inadecuado es; por ejemplo, si se desea aplicar el método de detección directa, la señal de corriente detectada contendrá todas las frecuencias armónicas e interarmónicas por consiguiente estarán presentes en las señales de control del filtro activo, lo cual puede generar la saturación del inversor, seguido de un deterioro significativo de la compensación [Basic et al., 1998]. Una práctica que se puede realizar es identificar solo el componente espectral, cuya magnitud rebase la establecida por la norma considerada; puede no ser necesario compensar las frecuencias de magnitud pequeña, para este tipo de aplicaciones es mejor emplear un filtro activo de control espectral selectivo [Basic et al., 2000].

El segundo aspecto es que en presencia de interarmónicos, estos se encuentran muy estrechamente espaciados unos de otros, motivo que lleva a utilizar técnicas de estimación espectral de alta resolución; por ejemplo, la Transformada Rápida de Fourier que proporciona resultados correctos solo si la forma de onda es periódica y estacionaria. Otra técnica es la aplicación de filtros pasa banda muy estrechos entre frecuencias armónicas e interarmónicas mediante el uso de filtros digitales de segundo orden IIR. Este tipo de filtros representa una opción natural para un sistema de control digital y se puede utilizar para el seguimiento de componentes espectrales [Chicharo and Wang, 1994].

A diferencia de los filtros analógicos que están compuestos de resistores, inductores y capacitores, y operan en un tiempo continuo, los filtros digitales operan en un tiempo discreto. En [Stanley et al., 1984] consideran a una señal de tiempo discreto como una función que es definida solo como un conjunto particular de valores de tiempo, (esto significa que el tiempo variable independientemente se cuantifica).

Una señal discreta puede surgir al muestrear una señal análoga. Para visualizar mejor la ventaja al usar señales en tiempo discreto, se tiene el siguiente ejemplo: en la Figura

4.1, se muestra un filtro analógico de pasa bajas que tiene una frecuencia de corte de 3dB a 50Hz . En la Figura 4.2, se muestra un filtro digital que tiene aproximadamente la misma respuesta de frecuencia, pero este puede manejar frecuencias desde CC hasta 250kHz como frecuencias de corte. Las características de funcionamiento de los filtros son similares, pues los dos son utilizados para limitar altas frecuencias, la ventaja que en particular presenta el filtro digital son las altas frecuencias que puede llegar a manejar. Las operaciones con las que trabaja el filtro digital son suma, multiplicación y retardo [Stanley et al., 1984].

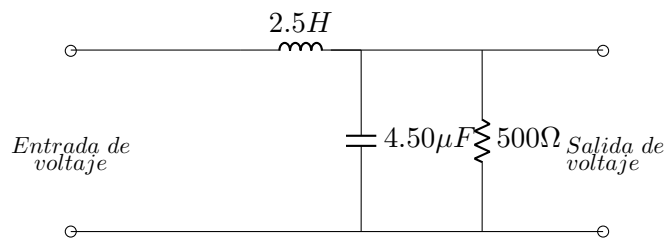


Figura 4.1: Filtro analógico con características similares de operación al filtro digital.

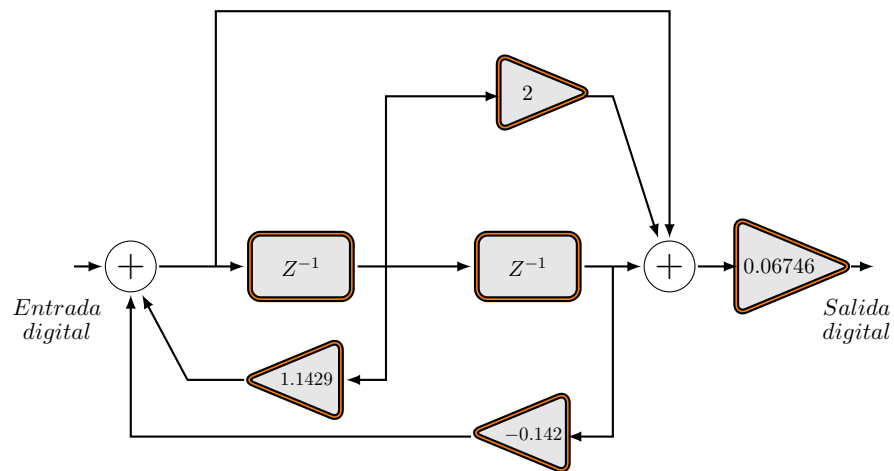


Figura 4.2: Filtro digital con características similares de operación al filtro analógico.

Los filtros digitales tienen ventajas considerables, respecto a los sistemas de tiempo continuo [Platero, 1999] por ejemplo:

- Respuesta dinámica: El ancho de banda del filtro digital está limitado por la frecuencia de muestreo, mientras que en los filtros analógicos con componentes activos suelen estar

restringidos por los amplificadores operacionales.

- Intervalo dinámico: Los filtros analógicos están limitados por debajo del rango y se saturan con la alimentación, en cambio, en los filtros digitales el rango es fijado por el número de bits que representa la secuencia.
- Adaptabilidad: Un filtro digital puede ser implementado en soporte físico (hardware) o mediante un programa de ordenador (software).
- Ausencia de problemas en los componentes: Se representan por medio de números binarios y no derivan con el tiempo.

El diseño de los filtros digitales IIR en tiempo discreto se basan en la transformación de un filtro analógico en un filtro digital, que cumpla las especificaciones preestablecidas; esto se debe a que el diseño de los filtros analógicos ya está muy avanzado y facilita utilizar esta ventaja para el diseño de filtros digitales, únicamente aplicando cierta transformación. Considerando el hecho de que aun cuando el diseño de un filtro analógico puede evolucionar a uno digital, estos no tienen la misma respuesta a la frecuencia. La transformación de frecuencia análoga a digital se da por la siguiente ecuación:

$$W_d = 2\arctan\left(\frac{W_a T_s}{2}\right) \quad (4.1)$$

Donde W_a es la frecuencia analógica, W_d la frecuencia digital y T_s es el periodo de muestreo. La Figura 4.3 representa la transformación de la frecuencia analógica a digital.

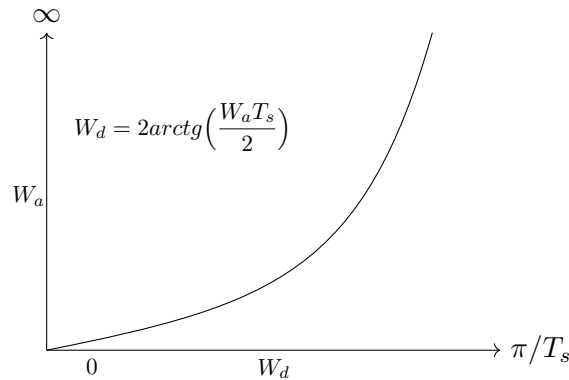


Figura 4.3: Transformación de la frecuencia digital a frecuencia analógica.

Una consideración en el diseño es que un filtro estable analógico se debe transformar en un filtro estable digital. Esto significa que el filtro analógico debe contener los polos en el semiplano negativo y el filtro digital debe contener los polos dentro del círculo unidad del plano z . El cambio se lleva a cabo mediante la transformación bilineal Ecuación (4.2)

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.2)$$

La Figura 4.4 representa la transformación bilineal del plano s al plano z .

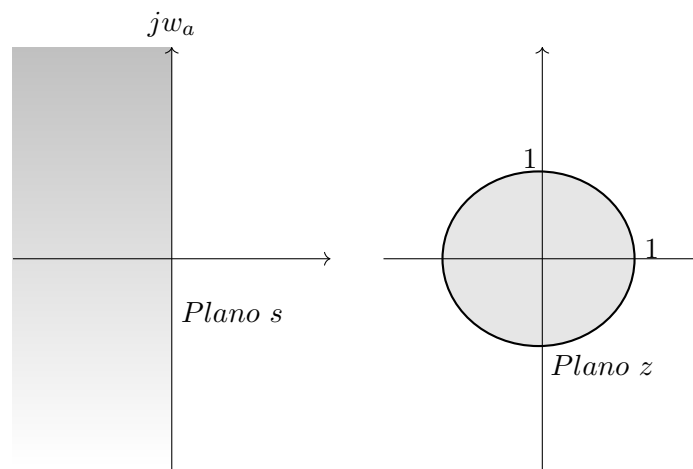


Figura 4.4: Transformación bilineal del plano (s) al plano (z).

Un diseño adecuado de Filtros digitales puede ser utilizando el siguiente procedimiento:

1. Definir las características de frecuencia de los filtros digitales $W_{d1}, W_{d2}, \dots, W_{dk}$.
2. Realizar la transformación de las frecuencias digitales $W_{d1}, W_{d2}, \dots, W_{dk}$ a las frecuencias analógicas $W_{a1}, W_{a2}, \dots, W_{ak}$ a través de la Ecuación (4.1).
3. Diseñar los filtros analógicos con las frecuencias analógicas obtenidas en el punto 2.
4. Aplicar la transformación bilineal definida en la Ecuación (4.2) a las funciones de transferencia de los filtros analógicos, para obtener las funciones de transferencia de los filtros digitales.

En el presente capítulo, además del método de control implementado para el FA, también se modelan individualmente dos métodos control, utilizados para tener una

referencia de comparación con el método usado, ya que se toman como base para determinar que tan eficiente es.

4.2. Implementación de control basado en filtros digitales

El sistema de control está basado en un banco de filtros digitales IIR de segundo orden. Para la determinación del Filtro digital se utilizó el modelo propuesto en [Basic et al., 2000]. El diseño está basado en el empleo de filtros muesca basados en el control de marco de referencia síncrono (MRS), que pueden traducirse en un algoritmo digital recursivo, dando como resultado la forma digital de un filtro IIR de segundo orden. La Figura 4.5 muestra un filtro muesca pasa bajas en un (MRS).

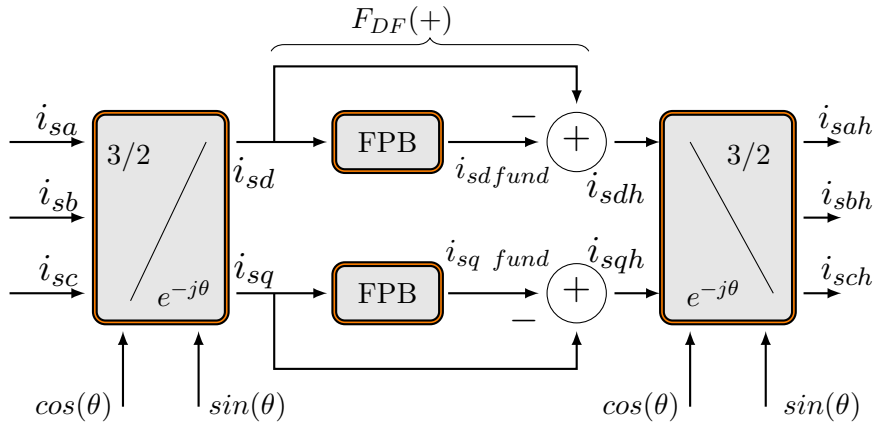


Figura 4.5: Sistema de control de FA con detección de distorsión total.

Analizando la Figura 4.5, la función de transferencia resultante $F_{DF}(s)$ con respecto al filtro pasa bajas, resulta en un filtro pasa altas y se representa como:

$$F_{DF}(S) = 1 - \frac{W_c}{s + W_c} = \frac{s}{s + W_c} \quad (4.3)$$

W_c es la frecuencia de corte. Para encontrar la forma de un filtro digital, es necesario aplicar la transformación bilineal a la ecuación (4.3), donde T_s es el periodo de muestreo.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.4)$$

$$F_{DF}(z) = \frac{\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}}{\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} + \frac{W_c}{1}} = \frac{2(z-1)}{z[W_c T_s + 2] + [T_s W_c + 2]} \quad (4.5)$$
$$F_{DF}(z) = \frac{z-1}{z[W_c T_s/2+1] + [W_c T_s/2-1]} \quad (4.6)$$

Ahora se puede afirmar, que la respuesta de la unidad de detección para el espectro podría realizar una muesca completa, independientemente del tipo de secuencia. La función de transferencia resultante es:

$$G_{DF+}(s) = \frac{s - jW_0}{s - jW_0 + W_c} \quad (4.8)$$

y

$$G_{DF-}(s) = \frac{s + jW_0}{s + jW_0 + W_c} \quad (4.9)$$

En donde, W_0 es la frecuencia angular fundamental. Las ecuaciones (4.8) y (4.9) se pueden trasladar al dominio z sustituyendo $z \rightarrow e^{(s=\pm jw_0)T_s} = ze^{(\pm jw_0)T_s}$, en la Ecuación (4.6), como se define en [Basic et al., 2000]. Al final estas ecuaciones quedan expresadas en el dominio z como:

$$G_{DF+}(z) = \frac{ze^{-jw_0T_s} - 1}{ze^{-jw_0T_s}(1 + W_cT_s/2) - (1 - W_cT_s/2)} \quad (4.10)$$

y

$$G_{DF-}(z) = \frac{ze^{jw_0T_s} - 1}{ze^{jw_0T_s}(1 + W_cT_s/2) - (1 - W_cT_s/2)} \quad (4.11)$$

Entonces retomando la ecuación (4.7), esta se puede representar de la siguiente manera, una vez aplicada la trasformada z .

$$G_{DF}(z) = G_{DF+}(z) * G_{DF-}(z) \quad (4.12)$$

Que es igual a:

$$G_{DF}(z) = \frac{ze^{-jw_0T_s} - 1}{ze^{-jw_0T_s}(1 + W_cT_s/2) - (1 - W_cT_s/2)} * \frac{ze^{jw_0T_s} - 1}{ze^{jw_0T_s}(1 + W_cT_s/2) - (1 - W_cT_s/2)} \quad (4.13)$$

Al multiplicar términos la ecuación se expresa como:

$$G_{DF}(z) = \frac{z^2[e^{-jW_0T_s} * e^{jW_0T_s}] - ze^{-jw_0T_s} - ze^{jw_0T_s} + 1}{z^2[1 + W_cT_s/2]^2 - ze^{-jw_0T_s}[1 + W_cT_s/2][1 - W_cT_s/2] - ze^{jw_0T_s}[1 + W_cT_s/2][1 - W_cT_s/2] + [1 - W_cT_s/2]^2} \quad (4.14)$$

Reduciendo a la forma:

$$G_{DF}(z) = \frac{z^2 - z[e^{-jW_0T_s} + e^{jW_0T_s}] + 1}{z^2[1 + W_cT_s/2]^2 - z[e^{-jW_0T_s} + e^{jW_0T_s}][1 + W_cT_s/2][1 - W_cT_s/2] + [1 - W_cT_s/2]^2} \quad (4.15)$$

Ahora sustituyendo $\theta_0 = W_0T_s$ y $\theta_c = W_cT_s$ en la Ecuación (4.15) para reducir términos y multiplicándola por un factor $\frac{z^{-2}}{z^{-2}}$, la ecuación queda definida como:

$$G_{DF}(z) = \frac{z^2 - z[e^{-j\theta_0} + e^{j\theta_0}] + 1}{z^2[1 + \theta_0/2]^2 - z[e^{-j\theta_0} + e^{j\theta_0}][1 + \theta_0/2][1 - j\theta_0/2] + [1 - \theta_0/2]^2} \frac{z^{-2}}{z^{-2}} \quad (4.16)$$

Al asignar equivalencias a la ecuación (4.16), se obtiene:

$$G_{DF}(z) = \frac{1 - 2\cos(\theta_0)z^{-1} + z^{-2}}{[1 + \theta_0/2]^2 - z^{-1}[1 + j\theta_0/2]^2 2\cos(\theta_0) \frac{[1-j\theta_0/2]}{[1+j\theta_0/2]} + [1 - \theta_0/2]^2 \frac{[1-j\theta_0/2]^2}{[1+j\theta_0/2]^2} z^{-2}} \quad (4.17)$$

Se puede reducir la Ecuación (4.17), considerando a $\frac{1}{[1+j\theta_0/2]^2}$ como la variable K_{DF} , donde la ecuación se reduce a:

$$G_{DF}(z) = K_{DF} \frac{1 - 2\cos(\theta_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-1}2\cos(\theta_0) \frac{[1-j\theta_0/2]}{[1+j\theta_0/2]} + \frac{[1-j\theta_0/2]^2}{[1+j\theta_0/2]^2} z^{-2}} \quad (4.18)$$

Tomando una segunda variable en la ecuación (4.18), donde r representa a $\frac{[1-\theta_c/2]}{[1+\theta_c/2]}$ la ecuación se reduce a:

$$G_{DF}(z) = K_{DF} \frac{1 - 2\cos(\theta_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2\cos(\theta_0)r z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (4.19)$$

La Ecuación (4.19), expresa en forma matemática un filtro digital *IIR* de segundo orden de alta resolución, el cual ya puede usarse como un elemento básico en el sistema de control selectivo usado por el filtro activo; el cual se puede representar por la ecuación (4.20).

$$H(z) = K \frac{1 + ar_1 z^{-1} + r_1^2 z^{-2}}{1 - ar_2 z^{-1} + r_2^2 z^{-2}} \quad (4.20)$$

En la Ecuación (4.20), se representa la función de transferencia $H(z)$, donde $a = -2\cos(\theta_0)$, así mismo se configuran r_1 y r_2 para definir la frecuencia a la que estará orientada el filtro digital IIR.

Un filtro digital IIR, permite la orientación de solo una frecuencia (única senoide), por lo cual es necesario un banco de filtros digitales para sintonizar varios armónicos e interarmónicos. El desarrollo de los filtros Digitales en el programa MATLAB simulink, se lleva a cabo, como se muestra en la Figura 4.7. Los parámetros requeridos son: el tipo de respuesta deseada, el periodo de muestreo y las frecuencias a las cuales se desea que funcione el filtro. Por ejemplo,

para el diseño que se muestra en la Figura 4.7, el tipo de respuesta es un filtro pasa banda, centrado en una frecuencia de 250Hz, con una frecuencia de muestreo de 500,000Hz.

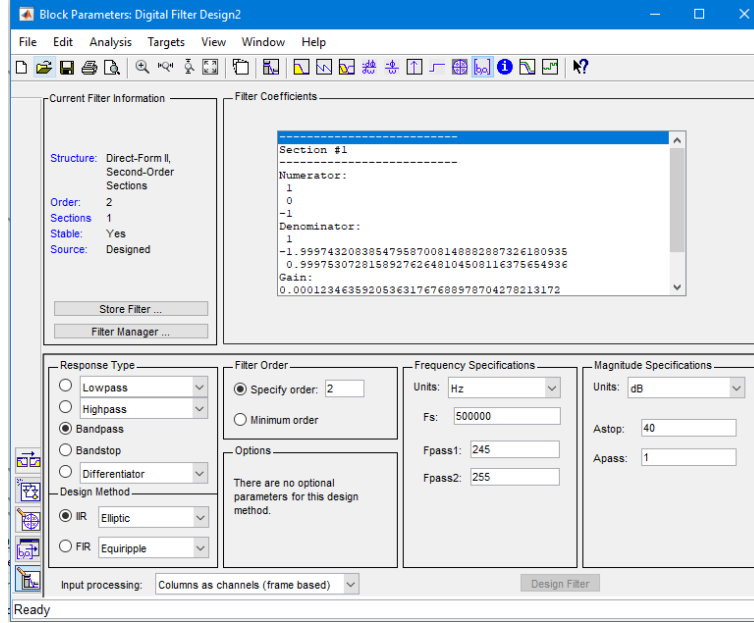


Figura 4.7: Diseño de filtro digital MATLAB simulink.

La estructura de la Ecuación resultante al sintonizar los filtros digitales, es idéntica a la obtenida en la Ecuación (4.20).

4.2.1. Sistema de control basado en filtros IIR de segundo orden

Para el sistema de control se emplean dos bancos de filtros digitales IIR de segundo orden, uno para la variable α y el segundo para la variable β . Estas variables son obtenidas a través de la trasformada de Clarke, donde las señales provienen de la corriente en la carga. Los filtros empleados tienen la misma estructura de la Ecuación (4.20), donde el ancho de banda y la frecuencia central de los mismos, se pueden ajustar por separado. Las salidas de los filtros digitales se combinan para obtener una estrategia de control selectivo. Las señales de referencia (i_{sh}^*), contienen las corrientes armónicas e interarmónicas donde estas llegan a la etapa de control para la generación de pulsos hacia el inversor. Para la generación de pulsos se implementa la etapa de control por PWM, debido a que es más practico aplicarlo a las señales de referencia. La estructura de este control para la generación de las señales

de referencia se muestra en la Figura 4.8. En el sistema de control también se implementa la FFT, encargada de determinar el contenido armónico e interarmónico con una resolución de 10Hz entre frecuencias, además permite conocer la magnitud de los mismos, permitiendo eliminar aquellas frecuencias innecesarias (magnitud pequeña), mediante el envío de señales hacia los filtros digitales para activarlos o desactivarlos.

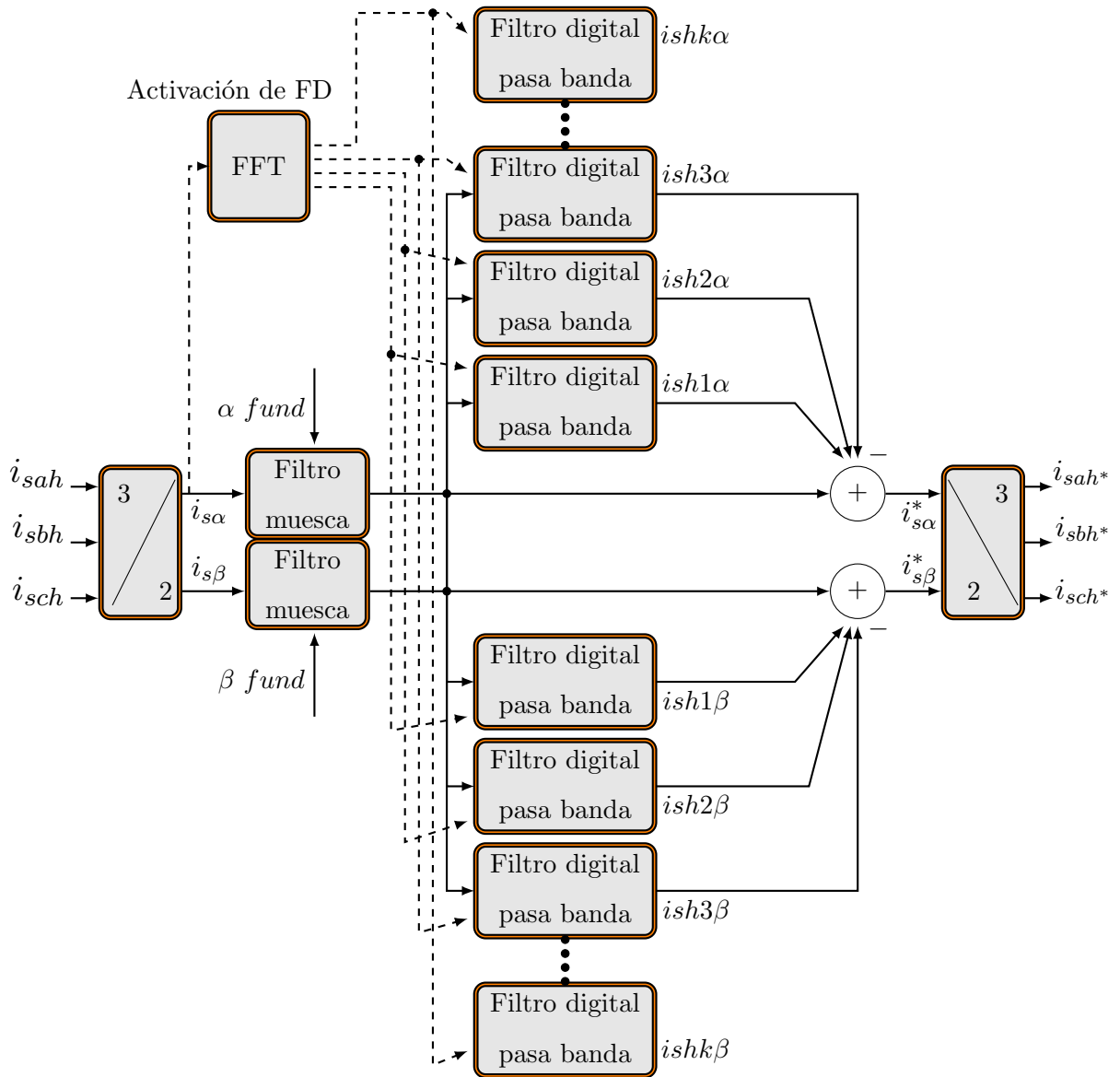


Figura 4.8: Sistema de control de FA basado en un banco de filtros digitales para la mitigación armónica e interarmónica.

4.3. Simulación del control para FA, aplicado a una carga

El modelo se prueba en una carga de un diodo puente trifásico, el cual solo genera armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. La Figura 4.9 muestra el diagrama del sistema a analizar.

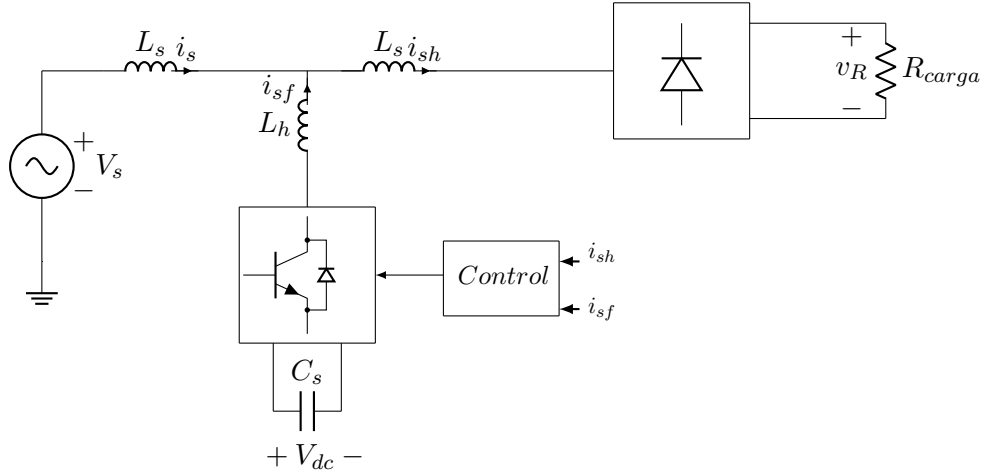


Figura 4.9: Circuito eléctrico con carga de diodo puente trifásico y FA conectado en paralelo.

Primero se analiza la corriente a la salida del diodo puente en el PCC, sin la operación del filtro activo. La simulación se realiza en un tiempo de 10 segundos. En la Figura 4.10 solo se muestra un tiempo de 0.2 segundos, para que sea más apreciable la forma de onda de la corriente.

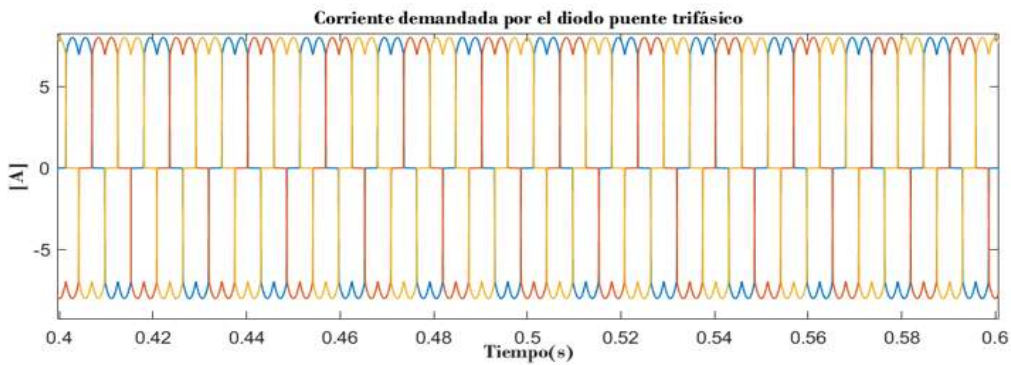


Figura 4.10: Forma de onda de la corriente de carga generada por un diodo puente trifásico.

Ahora analizando la forma de onda de la corriente que se muestra en la Figura

4.10, por medio de la trasformada de Fourier, en la Figura 4.11 se muestra el espectro del contenido armónico.

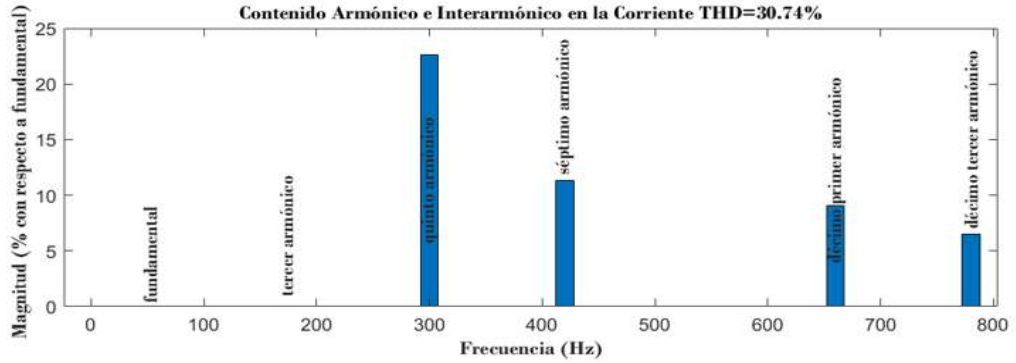


Figura 4.11: THD de la forma de onda de la corriente de carga generada por un diodo puente trifásico.

El valor total de $THD = 30.74\%$ que es en porcentaje de la corriente fundamental, normalmente es el THD generado por una carga de diodo puente trifásico.

Con la aplicación del filtro activo la forma de onda de la corriente presenta una mejora considerable, ya que se vuelve senoidal casi por completo, la Figura 4.12, muestra cómo se comporta la forma de onda de la corriente al momento de aplicar el filtro activo, en un tiempo de $t = 0.5\text{seg}$.

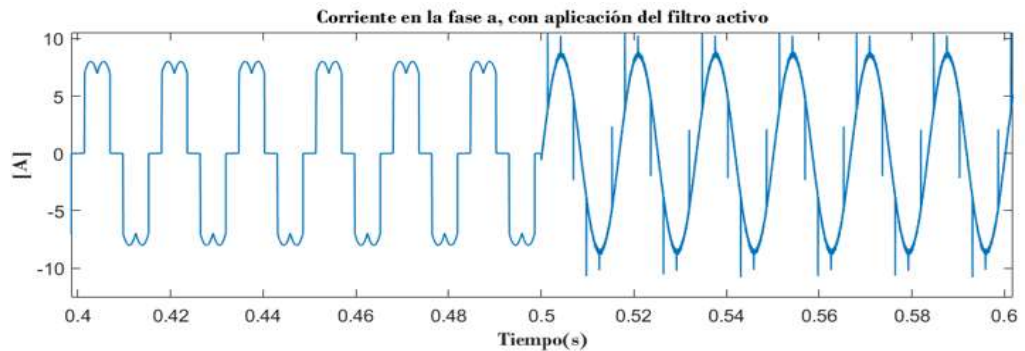


Figura 4.12: Forma de onda de la corriente de carga en la fase a, antes y después de la aplicación del FA.

La Figura 4.13, muestra el contenido armónico individual de la forma de onda de la corriente.

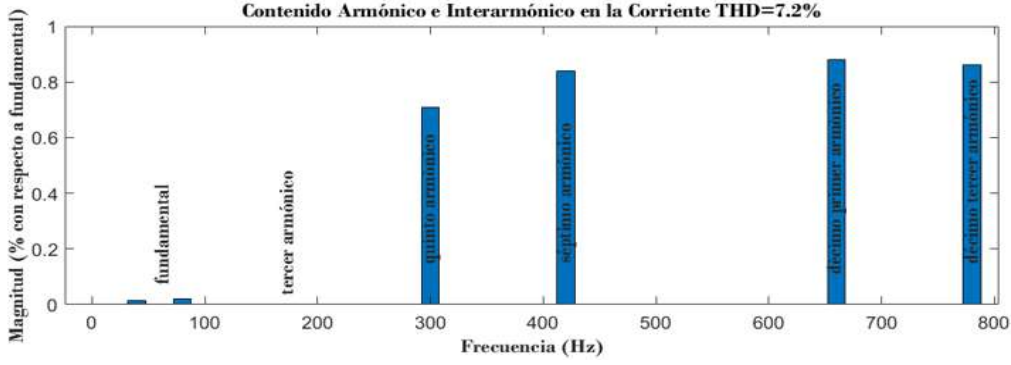


Figura 4.13: THD de la forma de onda de la corriente de carga generada por un diodo puente trifásico con aplicación del FA.

Se puede apreciar de la Figura 4.13, que el THD total, disminuyó considerablemente con la aplicación del filtro activo, el cual es igual a 7.2%. Los armónicos individuales, se encuentran por debajo del 1% con respecto a la fundamental.

4.4. Comparación del control implementado, con otros tipos de control

Para realizar una comparación del método implementado, basado en filtros digitales, se implementó el control de la teoría $p - q$. En la Figura 4.14 se muestra la estructura del control.

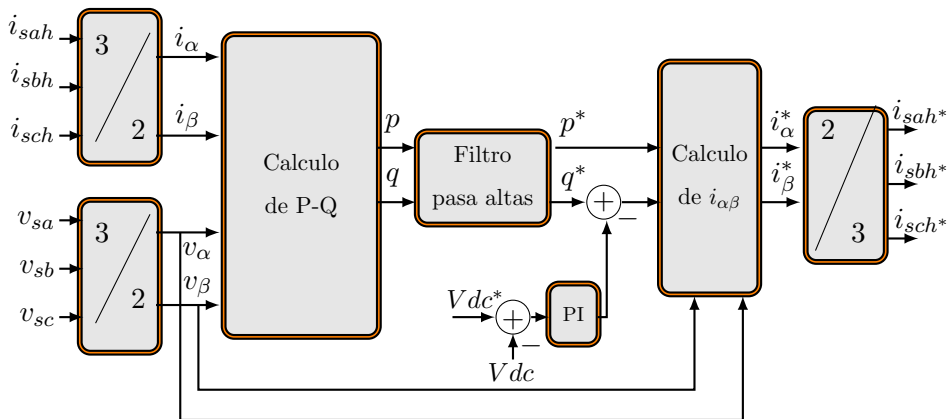


Figura 4.14: Control para FA basado en teoría $p - q$.

En la Figura 4.15, se muestra la forma de onda de corriente una vez aplicado el filtro activo y en la Figura 4.16 se muestra el contenido armónico de la misma.

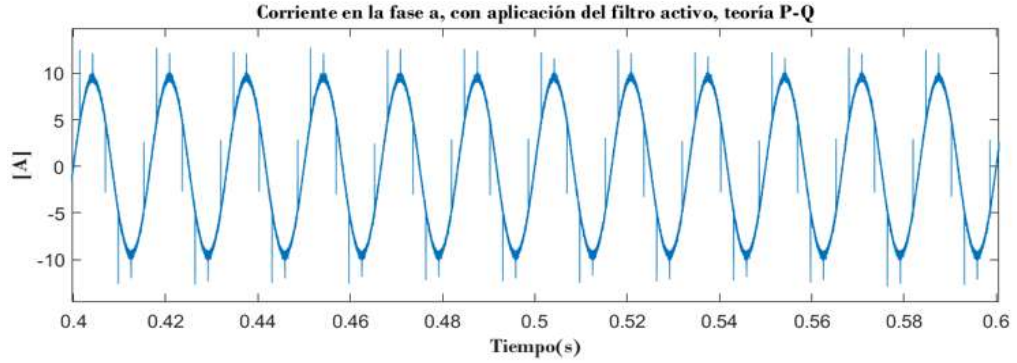


Figura 4.15: Forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación de FA basado en la teoría $p - q$.

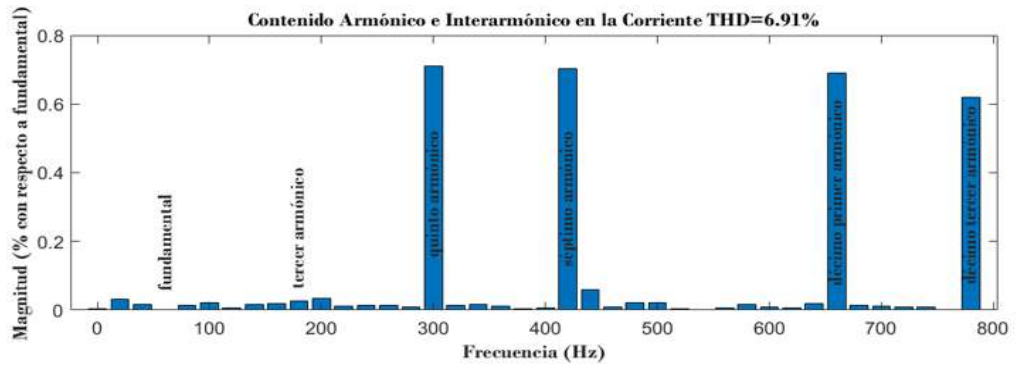


Figura 4.16: THD de la forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación del FA basado en teoría $p - q$.

Analizando el contenido armónico de la Figura 4.16, el THD total es de 6.91 % o 0.29 % menos, con respecto al método de control utilizado basado en filtros digitales.

Para una segunda comparación, se implementó el control basado en la teoría de marco de referencia síncrono (MRS). En la Figura 4.17 se muestra la configuración del control.

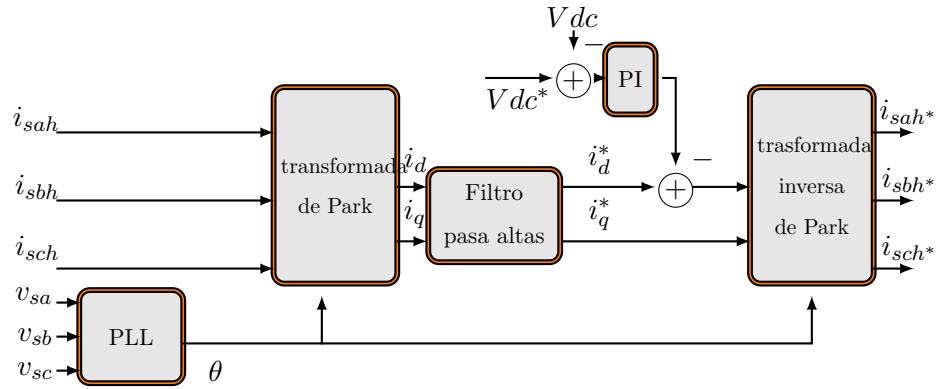


Figura 4.17: Control para FA basado en teoría *MRS*.

En la Figura 4.18 se muestra la forma de onda de corriente una vez aplicado el filtro activo y en la Figura 4.19 se muestra el contenido armónico.

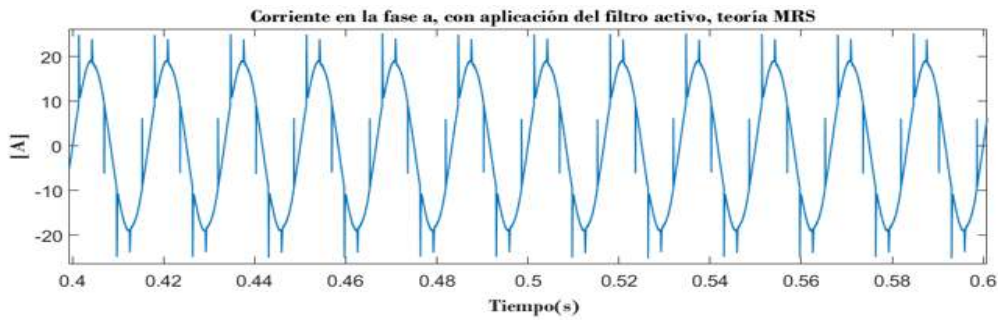


Figura 4.18: Forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación de FA basado en teoría *MRS*.

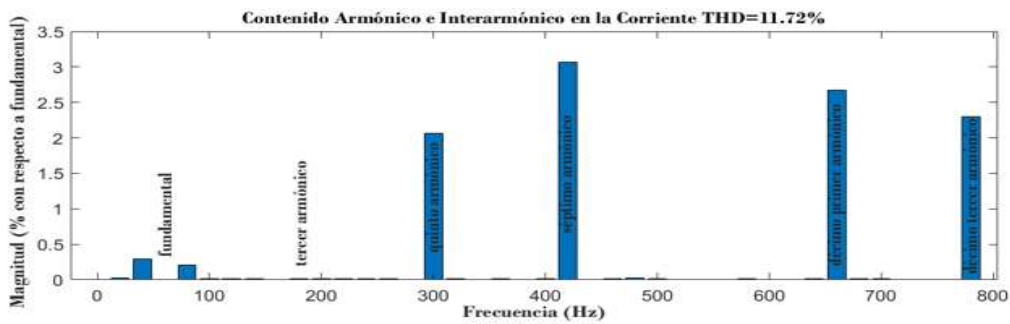


Figura 4.19: *THD* de la forma de onda de la corriente en fase a, con aplicación del FA basado en teoría *MRS*.

Analizando el contenido armónico de la Figura 4.19, el THD total es de 11.72 %; es decir, 4.52 % mayor que el obtenido por el método de control implementado.

4.5. Conclusiones

El método de control implementado, basado en filtros digitales está orientado principalmente hacia la mitigación selectiva de armónicos. Al ser aplicado en una carga que produce armónicos, no se obtienen mejoras significativas. Comparado con el método de MRS, el THD_i fue 0.23 % mayor, para el caso del método de la teoría pq , el THD_i fue un 4.52 % menor.

Al aplicar el filtro activo es posible apreciar que se mejora considerablemente la forma de onda de la corriente, con el método empleado. Con respecto a la comparación con el método $p-q$ y el método de marco de referencia síncrono, se observó que una vez aplicado el filtro activo, la distorsión armónica es de similar contenido armónico. La aplicación del método desarrollado está orientada a cargas que tienen la característica de ser generadoras de armónicos e interarmónicos. El control de su espectro es selectivo, pudiendo considerarse solo aquellos componentes armónicos e interarmónicos que rebasan los límites establecidos por las normas o estándares vigentes.

Para cargas como el diodo puente trifásico, el diseño correcto de un banco de filtros pasivos puede ser suficiente para mantener la distorsión por debajo de los límites establecidos.

Capítulo 5

Aplicación del modelo de filtrado activo en cargas eléctricas

5.1. Introducción

Si la presencia de una carga ocasiona una considerable distorsión de la forma de onda de la corriente de suministro, la carga debe ser analizada de manera particular. En la actualidad las cargas no lineales están presentes en gran porcentaje en las redes eléctricas.

Al aplicar algún método para mejorar la calidad de la energía en un punto determinado de la red eléctrica, sin la formalidad técnica necesaria, posiblemente no se obtendrán los resultados esperados. Por esta razón, el diseño adecuado de un filtro siempre va acompañado de un riguroso análisis previo. Es muy importante el análisis y estudios asociados con el diseño y aplicación de cualquier elemento orientado a la mitigación de la distorsión armónica, debido a que a pesar de que existen excelentes métodos de filtrado que pueden ser aplicados para mejorar la calidad de la energía a niveles aceptables, se debe considerar el diseño adecuado de un filtro exclusivo para una carga particular. Los aspectos relevantes a considerar son un funcionamiento mas preciso, una inversión económica menor y mayor vida útil.

5.2. Aplicación del modelo de FA a cicloconvertidores

El modelado del cicloconvertidor en el Capítulo 3 muestra un comportamiento no lineal; la forma de onda distorsionada de la corriente es periódica y el contenido armónico se puede determinar mediante la Ecuación (3.10). La Figura 5.1 muestra el diagrama a analizar que contiene el cicloconvertidor, que proporciona energía a una carga resistiva con una frecuencia distinta a la fundamental. Este circuito eléctrico también contiene el filtro activo operando con un control selectivo, mostrado en la Figura 4.8.

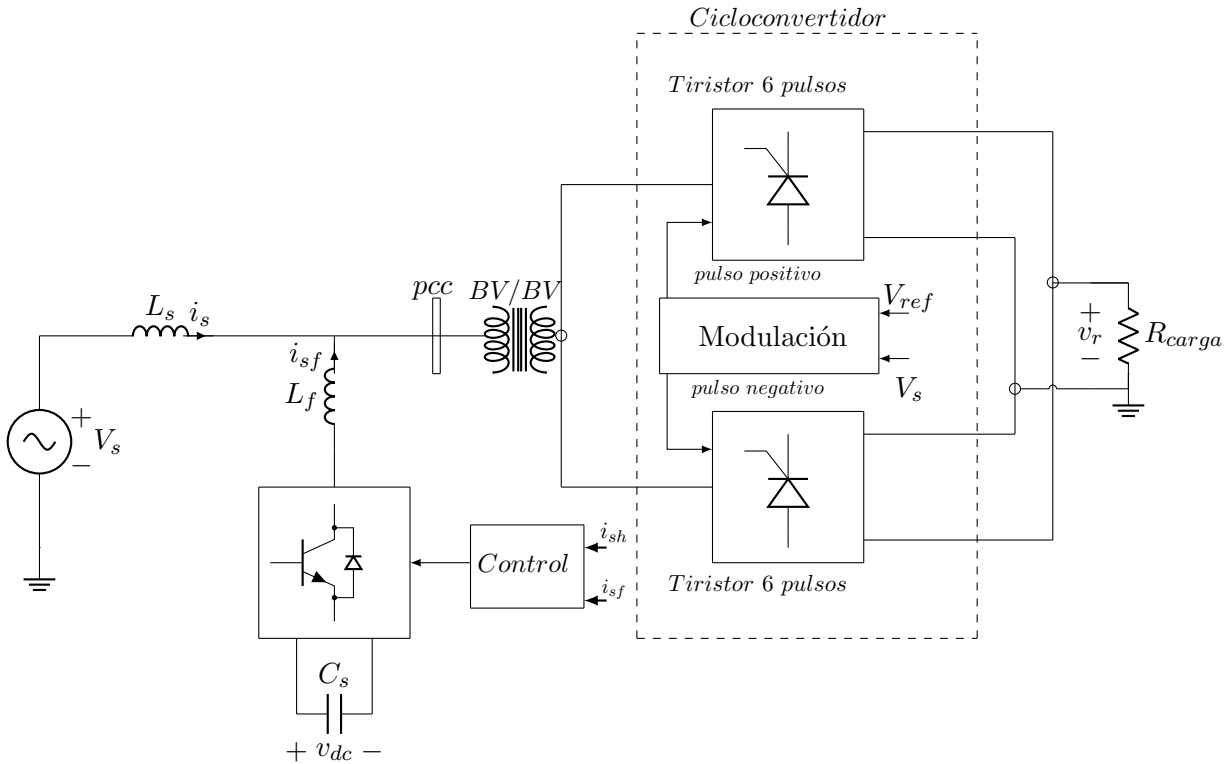


Figura 5.1: Circuito eléctrico cicloconvertidor y filtro activo.

5.2.0.1. Modelado del cicloconvertidor en conjunto con el FA

Los parámetros con los que opera el circuito anterior se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Parámetros del circuito (cicloconvertidor y FA)

V_s	Voltaje de suministro	440V
f_1	frecuencia fundamental	60
f_0	frecuencia a la salida del cicloconvertidor	5Hz
Tr	Transformador	440-440v Δ - Δ
L_s	Inductancia de linea	0.1mH
R_{carga}	Resistencia de carga	2.5 Ω
L_f	Inductor de FA	2mH
C_s	Capacitor de FA	1500 μ f

El tiempo de simulación es de 3 segundos. la Figura 5.2 muestra el comportamiento de la forma de onda de la corriente en el PCC, antes de comenzar a operar el FA.

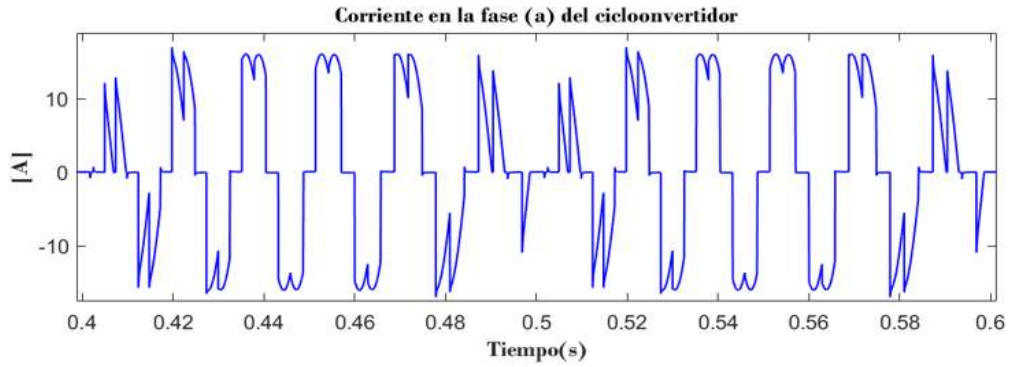


Figura 5.2: Forma de onda de la corriente en el PCC, frecuencia 5Hz.

Con la frecuencia fundamental $f_1 = 60Hz$ y la frecuencia a la salida cicloconvertidor $f_0 = 5Hz$ se puede aplicar la Ecuación (3.10) para obtener el contenido interarmónico mostrado en la Tabla 5.2.

El método de control empleado permite realizar una selección más adecuada de los interarmónicos a eliminar, debido a que este cuenta con el algoritmo FFT, que permite conocer los interarmónicos presentes además de la magnitud de los mismos. Los filtros digitales IIR de segundo orden están sintonizados en componentes de frecuencia con una resolución de 10Hz entre un filtro y otro; entonces, a través del conocimiento de dichos componentes, así como de su magnitud mediante la FFT, donde la resolución de frecuencia también es de 10Hz, se pueden activar los filtros digitales sintonizados a interarmónicos de

Tabla 5.2: Contenido armónico e interarmónico para una frecuencia de $5Hz$ a la salida del cicloconvertidor

	$m = 1$	$m = 5$	$m = 7$	$m = 11$	$m = 13$
n=1	70Hz, 50Hz	310Hz, 290Hz	430Hz, 410Hz	670Hz, 650Hz	790Hz, 770Hz
n=2	80Hz, 40Hz	320Hz, 280Hz	440Hz, 400Hz	680Hz, 640Hz	800Hz, 760Hz
n=3	90Hz, 30Hz	330Hz, 270Hz	450Hz, 390Hz	690Hz, 630Hz	810Hz, 750Hz
n=4	100Hz, 20Hz	340Hz, 260Hz	460Hz, 380Hz	700Hz, 620Hz	820Hz, 740Hz
n=5	110Hz, 10Hz	350Hz, 250Hz	470Hz, 370Hz	710Hz, 610Hz	830Hz, 730Hz

pequeña magnitud, para eliminarlos de las corrientes de referencia. No influyen mucho en la compensación, pero si pueden provocar la saturación del inversor, por lo cual este método de control busca eliminar solo los interarmónicos necesarios de las corrientes de referencia. El contenido de armónicos e interarmónicos de corriente de la Figura 5.2 se muestra en la Figura 5.3.

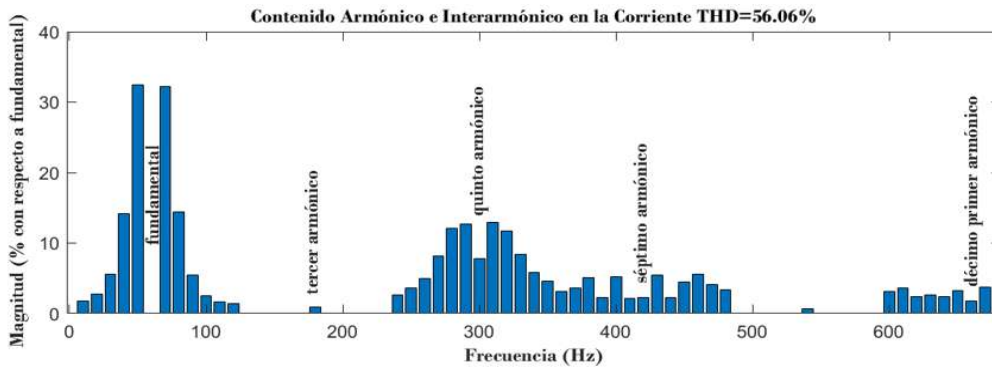


Figura 5.3: THD de las forma de onda de la corriente en el PCC (5Hz).

El filtro activo comienza a operar en el tiempo $t = 0.5s$. La Figura 5.4, muestra la forma de onda de la corriente antes y después de la operación del FA.

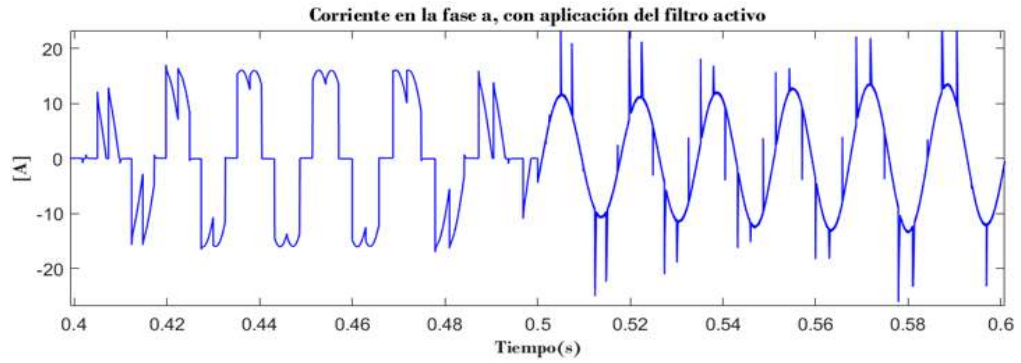


Figura 5.4: Forma de onda de la corriente en el *PCC*, con aplicación de filtro activo

Se puede apreciar que la forma de onda de la Figura 5.4, presenta una mejora considerable al entrar en operación el FA. En la Figura 5.5 se muestra el contenido armónico, que resulta de la aplicación del FA. El THD_i se ha reducido a 7.78 %, es decir a un octavo aproximadamente del valor.

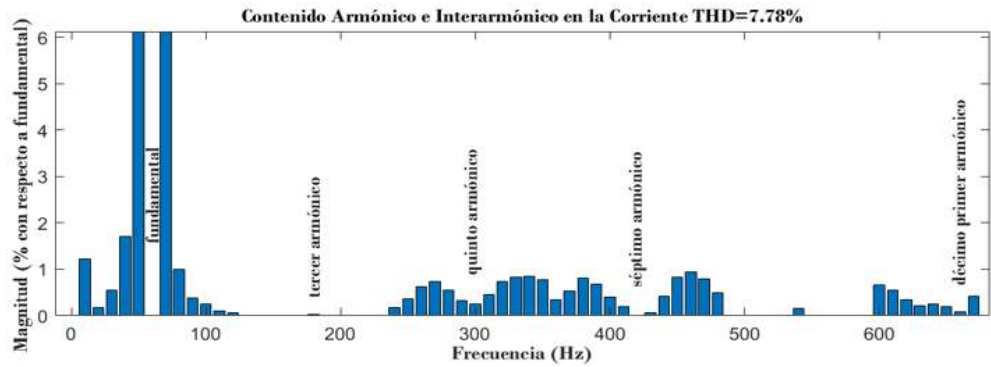


Figura 5.5: THD de las forma de onda de la corriente en el *PCC*, con aplicación de filtro activo.

Es claro que la compensación del filtro activo reduce considerablemente la distorsión de la forma de onda de la corriente, donde una característica principal del cicloconvertidor es la producción de subarmónicos.

5.3. Aplicación del FA, a modelo de horno de arco eléctrico

El horno de arco es una carga que afecta en gran medida la calidad de la energía. Presenta grandes variaciones en la energía demandada durante su operación, un factor de potencia bajo, que varía rápidamente, dependiendo del comportamiento del horno. La energía reactiva y activa que demanda presenta cambios bruscos, que a su vez conllevan a una caída de voltaje en la red eléctrica, ocasionando las fluctuaciones de voltaje y el parpadeo en las lámparas de alumbrado, que pudieran ser vulnerables ante estos efectos [EswaraRao et al., 2012]. En este tipo de dispositivos, mejorar la calidad de energía es más complejo debido a que influyen corrientes reactivas, así como corrientes armónicas, fluctuaciones de voltaje, etc. Utilizar filtros pasivos como estrategia de compensación no es recomendable debido a que la demanda de potencia reactiva es variable y los sistemas de compensación pasivos son proporcionales al cuadrado del voltaje del sistema [Acha, 2001]. Existen distintos dispositivos más eficientes como el compensador estático VAr (SVC). Sin embargo, la capacidad del SVC para compensar está limitada por retrasos en las mediciones de potencia reactiva y el encendido del tiristor, donde el tiempo mínimo de retardo de encendido es medio ciclo de la frecuencia de suministro, que son $10ms$ para una frecuencia fundamental de $50Hz$ [EswaraRao et al., 2012]. Otro dispositivo que podría ser aplicado es un STATCOM, el cual tiene una respuesta rápida en la compensación dinámica, lo cual lo convierte en una opción ideal para problemas de calidad de la energía provocados por el HAE.

Para efectos de análisis se emplea el modelo del circuito desarrollado en el Capítulo 3, Figura 3.14. Las formas de onda de voltaje para las fases a,b y c, en el secundario del transformador (lado del HAE), se muestran en la Figura 5.6.

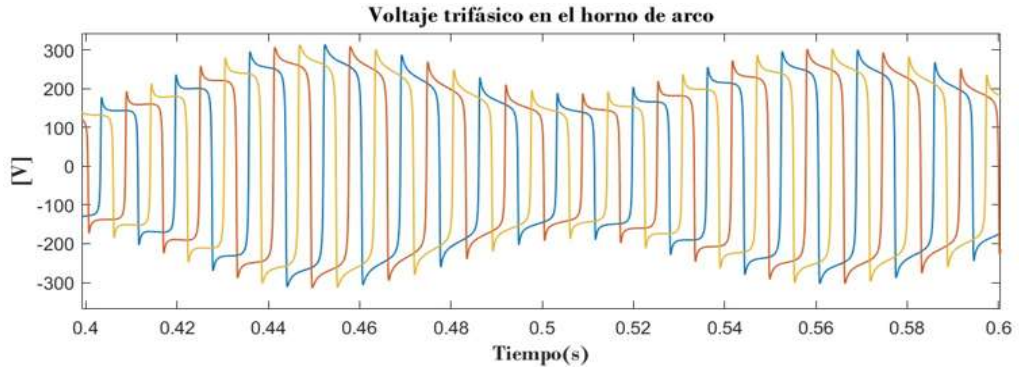


Figura 5.6: Forma de onda del voltaje en el secundario del transformador del horno de arco, fases a,b y c.

Las formas de onda de la corriente en el punto mencionado para las fases a,b y c, se muestran en la Figura 5.7. Las fluctuaciones de las formas de onda son aperiódicas. Lo anterior representa una desventaja significativa al realizar el análisis de Fourier para determinar el contenido armónico e interarmónico de la forma de onda, debido a que este sería incorrecto. Por ejemplo, al tomar una muestra de 12 ciclos para una frecuencia fundamental de 60Hz , el análisis arrojaría cierto contenido armónico, pero al realizar un segundo análisis tomando la misma muestra de 12 ciclos, pero en un instante distinto de tiempo, los registros podrían diferir considerablemente uno con respecto de otro.

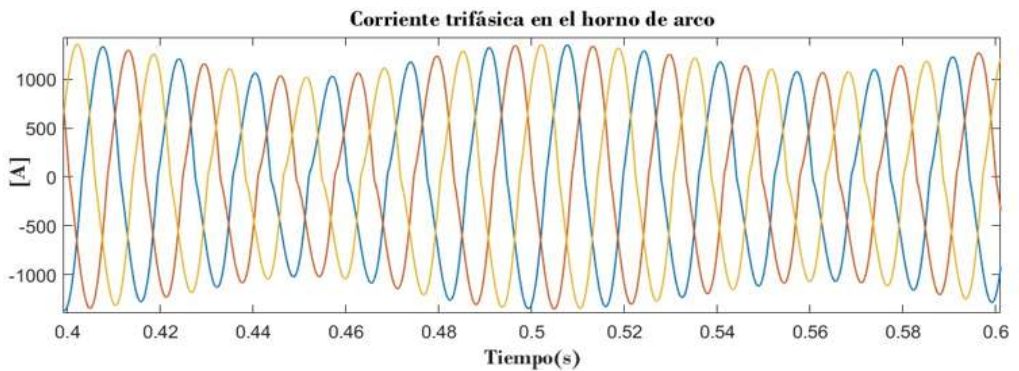


Figura 5.7: Forma de onda de la corriente en el secundario del transformador del horno de arco, fases a,b y c.

El comportamiento del voltaje vs. corriente se muestra en la Figura 5.8. Es posible apreciar que cada ciclo de voltaje y corriente será distinto del previo esta figura es muy representativa del comportamiento típico de un horno de arco eléctrico.

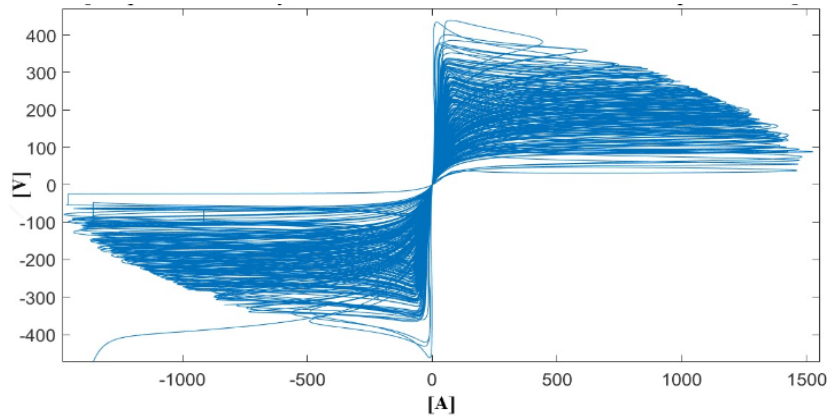


Figura 5.8: Característica dinámica del horno de arco en conjunto con oscilación caótica

El gran problema del factor de potencia en un horno de arco se debe a las variaciones de demanda de corriente reactiva que este presenta durante su operación. La Figura 5.9, muestra el comportamiento del voltaje y la corriente, donde es notorio el desfaseamiento que existe entre las formas de onda de voltaje y de corriente. Este es posiblemente el principal problema que ocasionan los hornos de arco en las redes eléctricas. Las señales de voltaje y corriente son tomadas en el PCC, que es el primario del transformador que alimenta al horno de arco.

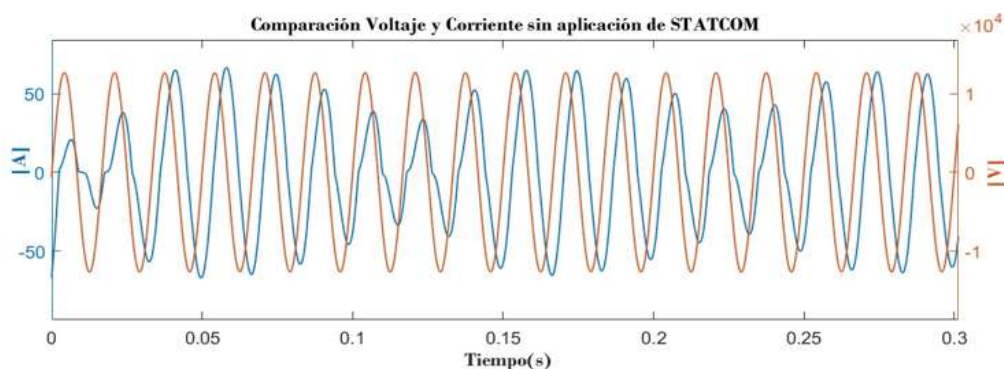


Figura 5.9: Forma de onda de voltaje y corriente en el PCC.

En el modelado del horno de arco el principal problema radica en las variaciones de la potencia reactiva.

El método de control para el filtro activo utilizado, está orientado a la mitigación selectiva de armónicos e interarmónicos. La aplicación del método utilizado, no sería una buena opción para una carga como el horno de arco, donde la corriente que demanda está determinada por la siguiente ecuación: [EswaraRao et al., 2012].

$$i_{sh} = i_a + i_r + i_h \quad (5.1)$$

Donde i_{sh} es la corriente de carga, i_a es la corriente activa, i_r es la corriente reactiva y i_h es la corriente armónica e interarmónica. En el método de compensación se requiere que se cumpla que $i_{sf} = i_r + i_h$, donde i_{sf} es la corriente que debe proporcionar el sistema de compensación.

El STATCOM es una propuesta excelente para ser aplicada en redes eléctricas distorsionadas por cargas como el HAE. El principio del STATCOM está basado en la generación de energía reactiva mediante un convertidor de voltaje; es el mismo funcionamiento que el de una máquina síncrona giratoria convencional [Akdag et al., 2001].

El control a utilizar está basado en el método de marco de referencia síncrono, el cual se muestra en la Figura 5.10. El control empleado para el STATCOM es el indicado, debido a la necesidad de compensar una gran cantidad de potencia reactiva. Un trabajo futuro podría ser integrar el control selectivo, utilizado en el Capítulo 4, en el control del STATCOM, para limitar frecuencias de magnitud pequeñas innecesarias en las corrientes de referencia.

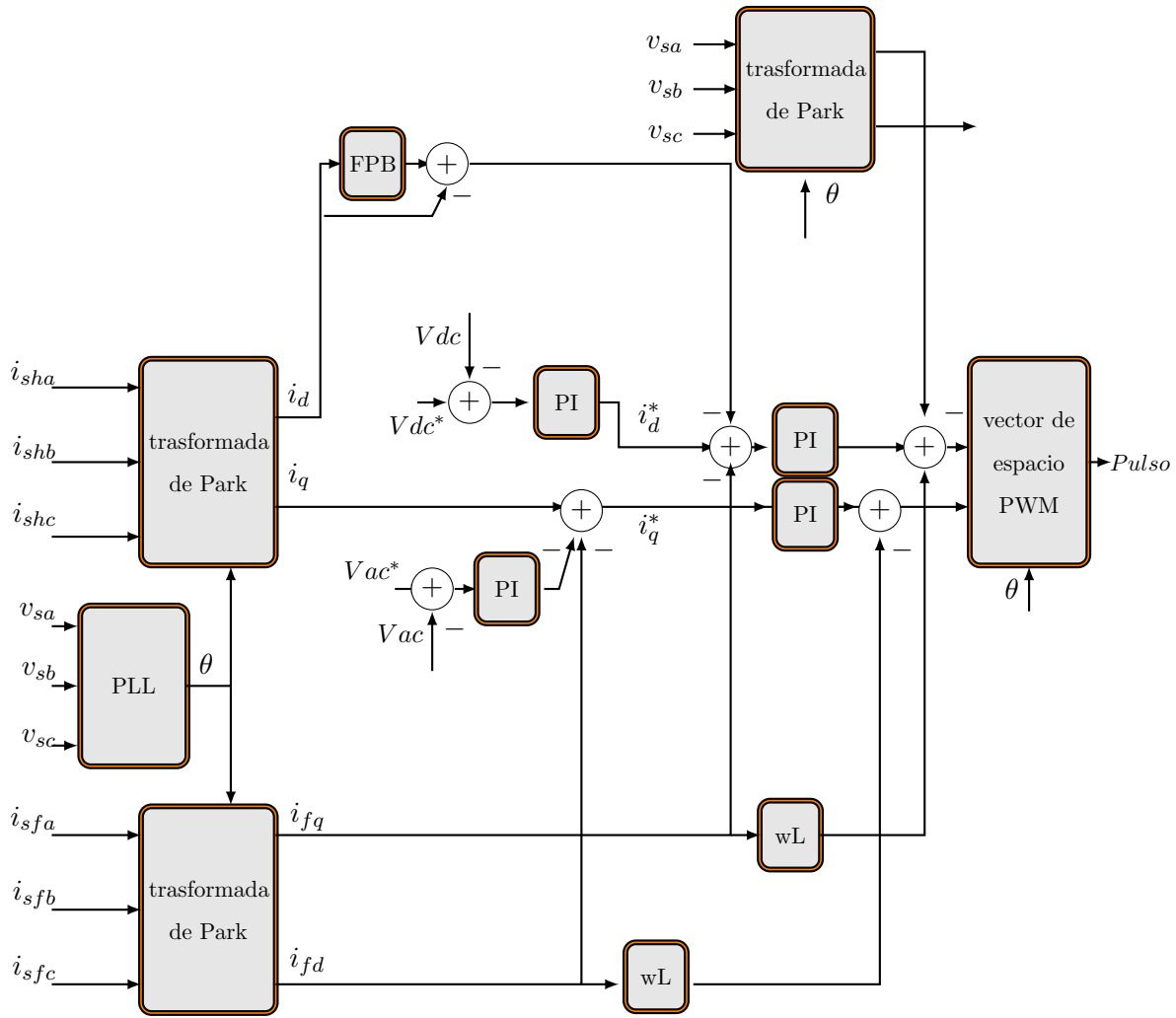


Figura 5.10: Control para STATCOM.

El circuito a analizar se muestra en la Figura 5.11.

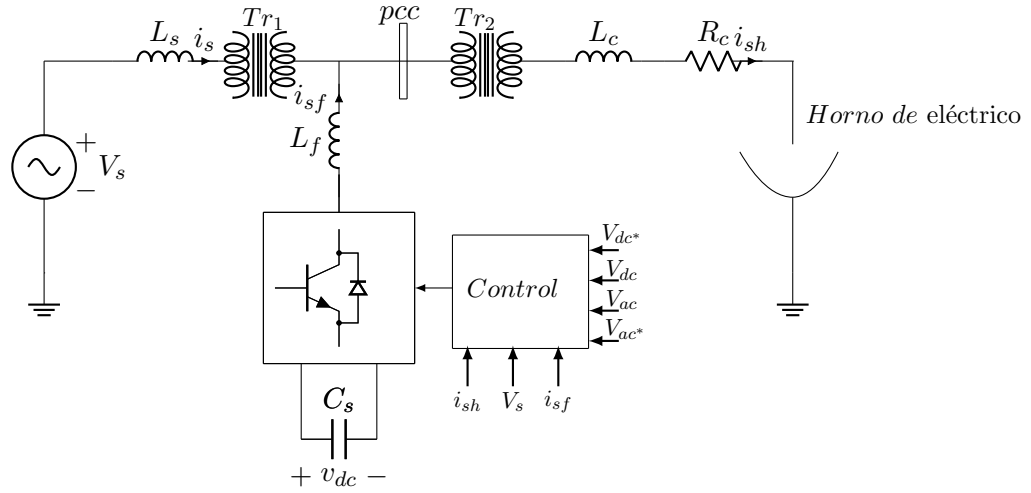


Figura 5.11: Circuito eléctrico horno de arco y STATCOM.

5.3.0.1. Modelado del horno de arco y STATCOM

Los parámetros utilizados para el caso de estudio se identifican en la Tabla 5.3

Tabla 5.3: Parámetros del circuito (horno de arco y FA)

V_s	Voltaje de suministro	120kV
$Tr1$	Transformador de alto vol. a medio vol.	120kV-11kV Y-Y
$Tr2$	Transformador de medio vol. a bajo vol.	11kV-0.23kV Y-Y
$Ls1$	Inductancia de línea 1	1mH
$Ls2$	Inductancia de línea 2	2mH
L_c	Inductancia de carga	1mH
Ecuación (2.13)	Elemento determinista	$k_1 = 2500, K_2 = 1, K_3 = 4, m=0, n=2$
Circuito Chua	Elemento caótico	$C_1 = 15.05\mu F, C_2 = 150\mu F, L=2H, R=482.46, m_0 = -0.00037, m_1 = -0.00068, E=1.1V$
L_h	Inductor de FA	2mH
C_s	Capacitor de FA	1500μf

La simulación se realiza para un tiempo de 10 segundos el STATCOM entra en operación en el tiempo de 0.1s. La Figura 5.12 muestra cómo se comporta la corriente y el voltaje en el PCC, antes y después de entrar en operación el STATCOM.

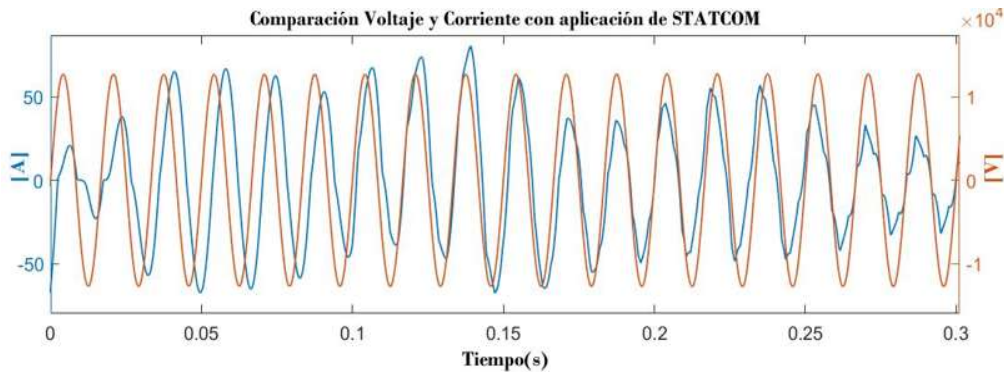


Figura 5.12: Forma de onda de voltaje y corriente en el PCC, con aplicación de STATCOM.

En la Figura 5.12 se aprecia el desfase que existe entre la corriente y el voltaje entre el tiempo comprendido de 0 a 0.1s, después de este tiempo entra el STATCOM en operación, y el desfase que existe entre el voltaje y la corriente se reduce considerablemente, corrigiendo el factor de potencia. Los beneficios al aplicar este sistema de compensación, se ven reflejados en una reducción considerable de la potencia de alimentación, debido a que solo se demandará potencia activa en los transformadores la carga será menor. En el voltaje habría más disponibilidad para la operación del horno de arco, aumentando la eficiencia de este, lo que al final se resume a un ahorro en la energía eléctrica.

La instalación del STATCOM puede resultar en una reducción de las fluctuaciones de voltaje [EswaraRao et al., 2012]. Es posible obtener una estimación de parpadeo producida por un horno de arco antes y después de la compensación del STATCOM, conociendo así la severidad de los niveles de parpadeo y cómo influye la compensación del STATCOM en estos. La estimación de parpadeo P_{st} , está basada en el modelo de *flicker – meter* definido por IEC61000 – 4 – 15 como la percepción a corto plazo del ojo humano. Sin embargo no se hizo este estudio porque es un tema que requiere un amplio desarrollo y el enfoque en cierta parte es distinto al del tema de esta tesis.

5.4. Aplicación del FA a un sistema de energía fotovoltaica

Las fuentes de generación fotovoltaica emplean distintos tipos de control, para obtener el mejor rendimiento de la planta fotovoltaica. El sistema de control analizado

en el Capítulo 3 es comúnmente el control empleado en inversores convencionales, con dos objetivos base que son el seguimiento del punto de máxima potencia y el control de la potencia reactiva a inyectar a la red. Los controles son aplicados a convertidores de potencia, entonces el tipo de convertidor en conjunto con el tipo de control que emplean estas fuentes de generación tienden a generar pequeñas distorsiones en la corriente de la red eléctrica. El sistema fotovoltaico modelado en el Capítulo 3, Figura 3.22, es el mismo que se utilizará para la aplicación del filtro activo, las condiciones y el tiempo de simulación son los mismos. La Figura 5.13, muestra la señal de corriente y la Figura 5.14, su contenido armónico e interarmónico, donde es posible apreciar que la distorsión de la forma se debe a la presencia de componentes armónicas e interarmónicas.

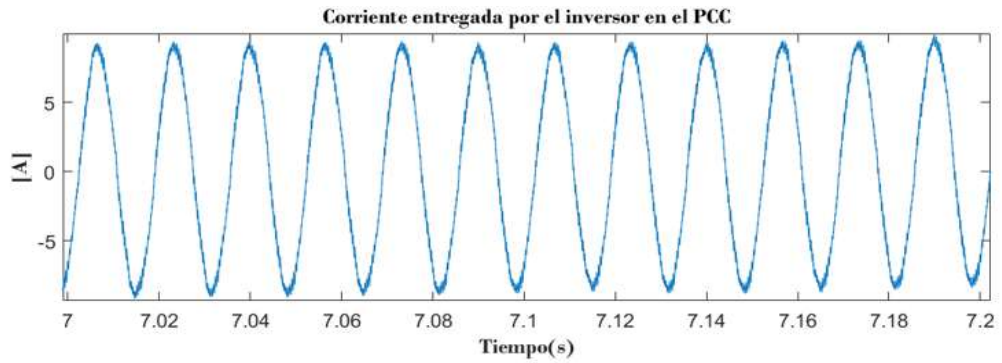


Figura 5.13: Forma de onda de la corriente en el primario del transformador, (PCC).

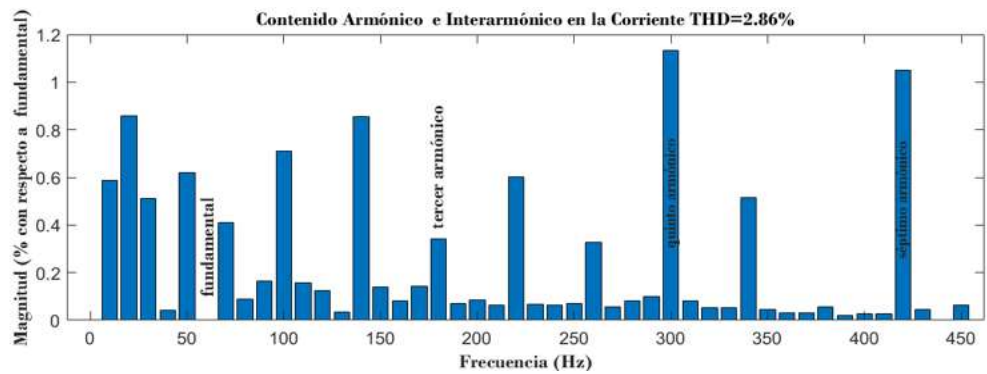


Figura 5.14: Armónicos e interarmónicos individuales de la forma de onda de la corriente, en el primario de transformador del sistema fotovoltaico.

El contenido de frecuencias, distinto a la frecuencia fundamental presente en la señal de corriente, contiene frecuencias subarmónicas. En sistemas fotovoltaicos de gran potencia, estas frecuencias son ya de una magnitud considerable, aunque en comparación con la componente fundamental, estas señales son muy pequeñas en magnitud.

Los problemas de calidad de la energía en un sistema de distribución eléctrica, surgen cuando existen varios sistemas fotovoltaicos interconectados, incrementando el contenido de bajas frecuencias, los problemas pueden agravarse cuando la red cuenta con sistemas de compensación de potencia reactiva filtros pasivos. El modelo de control de filtro activo, desarrollado en el Capítulo 4, se aplica ahora al sistema fotovoltaico para eliminar el contenido subarmónico de la forma de onda de la corriente, aunque este contenido sea de baja amplitud. El modelo del circuito a analizar se muestra en la Figura 5.15.

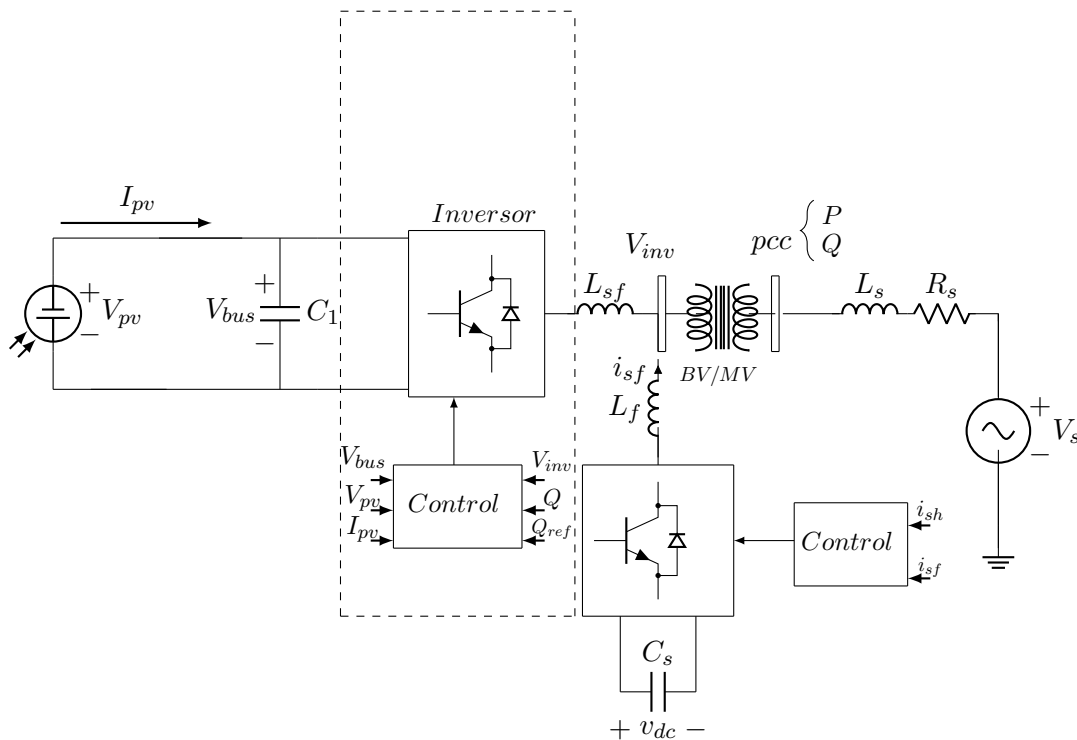


Figura 5.15: Circuito eléctrico del sistema fotovoltaico y filtro activo.

5.4.0.1. Modelado del sistema fotovoltaico y FA

Para el análisis del sistema fotovoltaico en conjunto con el filtro activo, se utilizan los parámetros mostrados en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4: Parámetros del circuito (sistema fotovoltaico y FA)

V_s	Voltaje de suministro	11kV
L_s	Inductancia de línea 1	1mH
R_s	Resistencia de línea 1	0.10 Ω
Tr	Trasformador de medio vol. a bajo vol.	11kV-0.23kV Y-Y
L_{sf}	Inductancia de filtro	0.2mH
C_1	Capacitor de enlace	$C_2 = 150\mu F$
V_{pv}	Sistema Fotovoltaico	$P = 100kW$
l_h	Inductancia de FA	2mH
C_s	Capacitor de FA	1500 μf

Para el control del filtro activo, se toma como referencia el contenido armónico e interarmónico mostrado en la Figura 5.14, de donde solo se seleccionan aquellas frecuencias que están por encima de 0.5 % de magnitud con respecto a la fundamental. Estas frecuencias, estarán presentes en las señales de referencia para el filtro activo; las frecuencias de menor magnitud no son consideradas. El control para el FA está expuesto en el circuito de la Figura 4.8. Al aplicarse el FA al sistema fotovoltaico, el contenido armónico e interarmónico es el mostrado en la Figura 5.16. El THD en la corriente decreció de 2.86 % a 1.62 %, es decir casi por mitad respecto a su valor original, antes de la aplicación del FA.

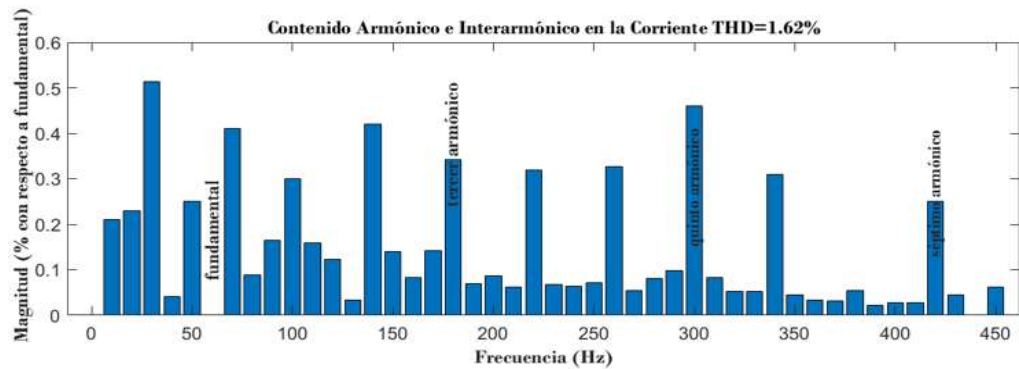


Figura 5.16: Armónicos e interarmónicos individuales de la forma de onda de la corriente en el secundario de transformador del sistema fotovoltaico con aplicación de filtro activo.

Como las corrientes armónicas e interarmónicas producidas por el sistema fotovoltaico son de una magnitud pequeña, la potencia que proporciona el FA es muy poca. El método de control para el FA utilizado podría ser una excelente opción para reducir la distorsión sub-armónica que se presenta en las formas de onda de corriente en los sistemas fotovoltaicos, pero habría que dedicar un estudio detallando para probar que el método de filtrado es eficaz para estas aplicaciones.

5.5. Conclusiones

El método de filtro activo utilizado, puede ser una buena opción cuando se necesita eliminar solo una selección de ciertas frecuencias, evitando eliminar aquellas frecuencias que no significan un problema en la red eléctrica.

En una carga como el cicloconvertidor, el método de control para el FA utilizado, podría ser de las mejores opciones en la mitigación de armónicos e interarmónicos, ya que se logra considerar una amplia selección de frecuencias. En este caso particular se logró reducir la distorsión a niveles permitidos por las normas vigentes para la limitación de armónicos e interarmónicos y THD. El uso de filtros digitales permite seleccionar frecuencias con una muy alta resolución, siendo esta una de las principales ventajas con respecto a otros métodos de control para filtros activos.

Con cargas con comportamientos variables, aplicar el método utilizado podría no ser una opción viable, ya que analizando el comportamiento del horno de arco, donde la potencia reactiva presenta variaciones muy rápidas, el método usado se vuelve ineficaz, debido a que el objetivo de éste está orientado en la selección de frecuencias, razón por la cual se optó en usar un sistema de control aplicado en STATCOM.

Para sistemas fotovoltaicos, donde hay poca distorsión de la forma de onda de corriente, utilizar un FA de pequeña potencia, para aquellas frecuencias sub-armónicas más significativas, podría resultar en una buena opción para su mitigación, aunque sería conveniente estudiar más a detalle esta aplicación para obtener mejores resultados.

Capítulo 6

Conclusiones generales y sugerencias para trabajos futuros

6.1. Conclusiones

El espectro de una forma de onda, a la salida de una carga no lineal, puede contener frecuencias armónicas e interarmónicas de gran magnitud, debido en gran medida a la operación de dispositivos basados en electrónica de potencia. El objetivo del modelado de las cargas, fue obtener la distorsión que estas provocan a las señales de corriente y voltaje, respectivamente sobre las redes eléctricas. Con respecto al cicloconvertidor, se consideró analizar este dispositivo debido a que está identificado como un elemento emisor de frecuencias armónicas e interarmónicas, además de que es posible conocer con precisión el espectro que este genera. En base al modelado y análisis realizados, se puede observar que es un carga que genera un alto THD en la forma de onda de la corriente, alrededor del 56.06 % excediendo los límites por la norma considerada.

Para el caso del horno de arco, se analizó por dos razones principales: es una carga industrial muy común e importante y por generar interarmónicos en las formas de onda del voltaje. Con referencia al modelado del horno de arco, se observa que el principal problema radica en el bajo factor de potencia que genera en la red eléctrica.

Con respecto a los análisis realizados con las cargas modeladas, cuyo objetivo está

enfocado en obtener el contenido armónico e interarmónico, se determinó que el equipo de medición es un elemento clave en el análisis de señales distorsionadas. Para frecuencias interarmónicas, donde el espacio entre una frecuencia y otra es muy estrecho, se requiere un equipo de alta precisión y con una frecuencia de muestreo adecuada de lo contrario, al analizar señales muy distorsionadas, los resultados contendrán frecuencias incorrectas.

Cuando existen comportamientos especiales en las cargas, surgen necesidades diferentes en la reducción de la distorsión presente en las señales de corriente y voltaje. Referente a los análisis realizados, se deduce que; dependiendo el tipo de carga, es preciso adecuar un método de filtrado, logrando así una compensación eficiente. El método de control desarrollado, basado en filtros digitales es una herramienta eficiente comparado con otros métodos de control, ya que en el caso de ser aplicado a una carga generadora únicamente de armónicos reduce el THD de 30.74 % a 7.2 %, un valor permitido por la norma considerada.

Uno de los principales objetivos en la tesis es la mitigación de armónicos e interarmónicos, en la aplicación del filtro activo al cicloconvertidor, se logró reducir el THD de 56.06 % a 7.78 %, que es un valor dentro de rango de la norma *IEEEstd519* – 2014 cuando se tiene un valor de $I_{SC}/I_L = 20 < 50$, resultando eficaz el método desarrollado para el objetivo propuesto. Por el contrario para el caso del horno de arco, donde la potencia reactiva es muy variable, el método desarrollado se vuelve ineficiente. El método de control de filtros digitales, para el filtro activo, puede llegar a ser muy eficaz en aquellas cargas donde no se presentan variaciones en la potencia reactiva demandada, como es el caso del cicloconvertidor, donde las frecuencias armónicas e interarmónicas pueden ser determinadas por una ecuación.

6.1.1. Trabajos futuros

Tomando como referencia la investigación reportada en esta tesis, se propone explorar y desarrollar las siguientes vertientes de investigación:

- Implementar el método de filtrado activo en la plataforma hardware in the loop.
- Análisis métodos de control que además de mitigar armónicos e interarmónicos, estos puedan ayudar a la compensación de potencia reactiva variable.

-
- Análisis de más herramientas para la identificación tanto de componentes armónicos como interarmónicos.
 - Análisis de cargas no lineales con características de ser generadoras tanto de armónicos como interarmónicos, para la aplicación del método desarrollado.
 - Un estudio más detallado de la aplicación del FA, con el método de control utilizado, para mitigar frecuencias subarmónicas, presentes en los sistemas fotovoltaicos y estudiar que tan efectivo podría ser ante estas situaciones.

Apéndice A

Transformadas

A.1. Transformada de Clarcke

La transformación de Clarcke convierte el sistema de coordenadas abc al sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, siendo α y β ortogonales. Una ventaja que presenta esta transformación es que permite separar el componente de secuencia cero, resultando en una simplificación de las señales. La transformación se describe en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = [T_C] * \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

En donde T_C representa una matriz que tiene la siguiente forma:

$$T_C = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

En la Figura A.1, se muestran las representaciones en coordenadas trifásicas y en coordenadas α, β

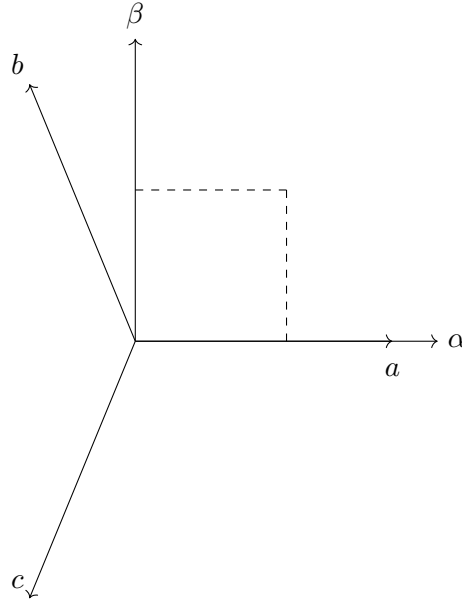


Figura A.1: Sistemas de referencia trifásico y coordenadas α y β .

A.2. Transformada de Park o $d - q$

A veces es necesario llevar el sistema de abc a otros sistemas de referencia, para facilitar los cálculos necesarios en distintas aplicaciones, la transformada de Park convierte las componentes abc del sistema trifásico, al sistema de referencia $dq0$. El objetivo de la transformación consiste en convertir los valores trifásicos abc , que son variables senoidalmente en el tiempo, a valores constantes $dq0$ en régimen permanente, la transformación se describe en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [T_p] * \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

En donde T_P representa una matriz que tiene la siguiente forma:

$$T_P = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

En la Figura A.2, se encuentra el sistema en coordenadas trifásicas y el sistema $d - q$

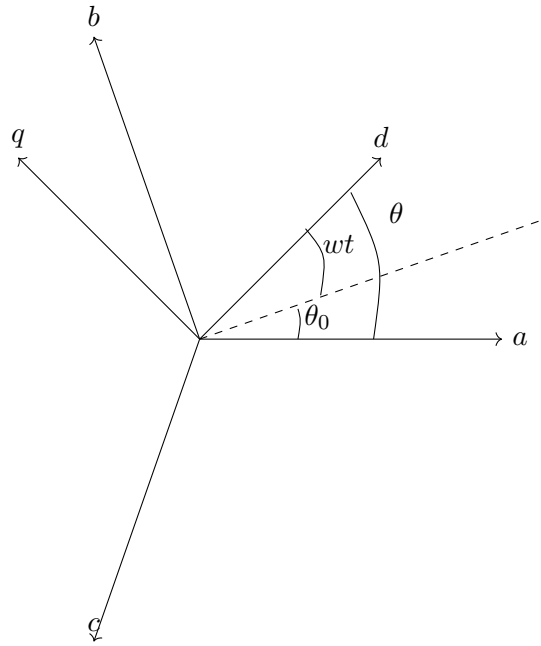


Figura A.2: Sistemas de referencia trifásico y $d-q$.

Apéndice B

Etapas de control

B.1. Modulación PWM

La generación por modulación *PWM*, se produce con tres ondas sinusoidales de referencia, V_{ra} , V_{rb} y V_{rc} , separadas 120° entre sí. Se crea una señal portadora, que es comparada con una señal de referencia, que corresponde a una fase, generando las señales de compuerta para esa fase, en la Figura B.1.a, se muestra esta representación. Al comparar la señal portadora V_{cr} con las fases de referencia V_{ra} , V_{rb} y V_{rc} , se producen las señales que activarán las señales para las compuertas g_1 , g_3 y g_5 respectivamente, como se ve en la Figura B.1.b. El voltaje instantáneo de salida de línea a línea, es $V_{ab} = V_s(g_1 - g_3)$. El voltaje de salida se ve en la Figura B.1.c, el cual se genera eliminando la condición que dos dispositivos de conmutación en el mismo ramal no pueden conducir al mismo tiempo [Rashid, 2004].

La frecuencia portadora normalizada m_f debe ser múltiplo impar de tres. Así, todos los voltajes de fase (V_{aN} , V_{bN} y V_{cN}) son idénticos, pero desfasados 120° y sin armónicos pares.

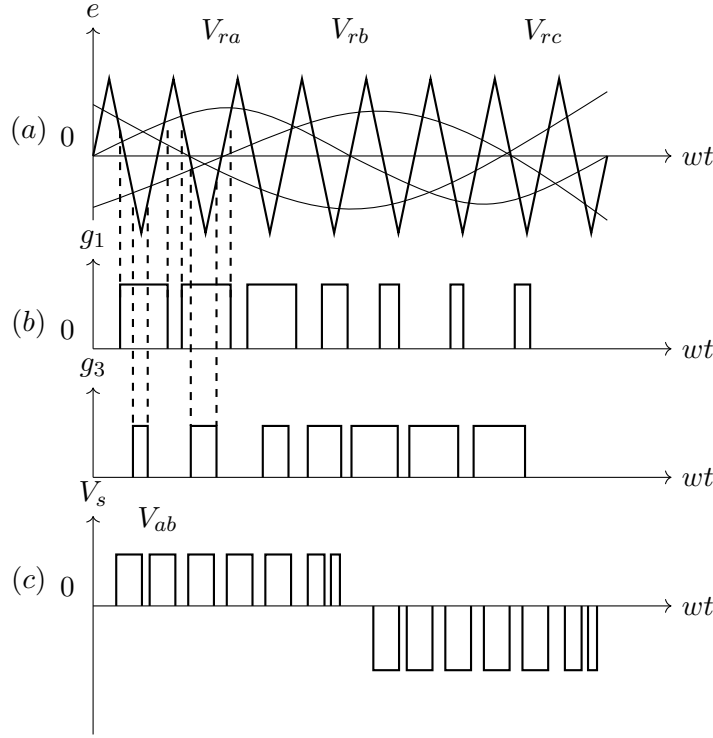


Figura B.1: Modulación por ancho de pulso sinusoidal para inversor trifásico.

B.2. Modulación por Histéresis

Las señales que accionarán los 6 interruptores IGBT g_1 a g_6 , son generadas a partir de la técnica por Histéresis, la Figura B.2, describe este comportamiento. donde $i_a(t)$ es la corriente medida e $i_a^*(t)$ es la corriente de referencia que se espera mantener. Se establece un límite superior Δi_{max} y un límite inferior Δi_{min} en la corriente de referencia $i_a^*(t)$, entonces si la corriente medida $i_a(t)$, se traslada del punto 1 hasta el punto 2, se activará la señal $S(T_{A+})$ que es la señal que activa el IGBT g_1 , ahora cuando la señal medida se traslada del punto 2 al punto 3, se desactiva la señal $S(T_{A+})$ y se activa la señal $S(T_{A-})$ que es la que activara al IGBT g_4 , este proceso es para controlar la corriente de la fase a , pero el procedimiento es el mismo para la fase b y c , lo único que cambia es el desfase entre señales, activando el g_2 y g_5 para la fase b y g_3 y g_6 para la fase c [Rashid, 2004].

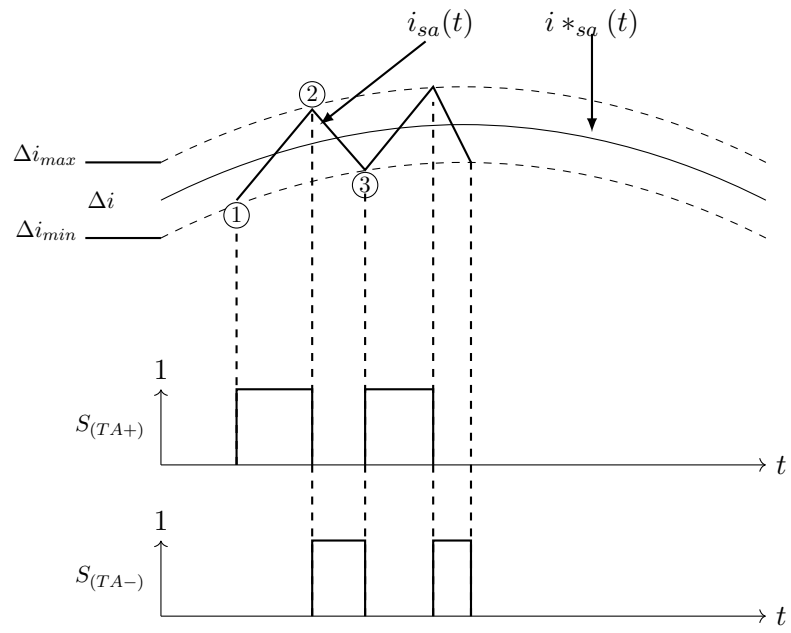


Figura B.2: Modulación delta.

Referencias

- [Acha et al., 1990] Acha, E., Semlyen, A., and Rajakovic, N. (1990). A harmonic domain computational package for nonlinear problems and its application to electric arcs. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 5(3):1390–1397.
- [Acha, 2001] Acha, Enrique y Madrigal, M. (2001). *Power System Harmonics: computer modelling and analysis*. John Wiley.
- [Aiello et al., 2006] Aiello, M., Cataliotti, A., Favuzza, S., and Graditi, G. (2006). Theoretical and experimental comparison of total harmonic distortion factors for the evaluation of harmonic and interharmonic pollution of grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21(3):1390–1397.
- [Akagi et al., 1986] Akagi, H., Nabae, A., and Atoh, S. (1986). Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters. *IEEE transactions on industry applications*, (3):460–465.
- [Akdag et al., 2001] Akdag, A., Tadakuma, S., and Minakata, H. (2001). Load balancing control by symmetrical coordinates frame for pwm inverter based reactive power compensators. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, 121(1):43–51.
- [Ametani, 1976] Ametani, A. (1976). Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 95(2):441–449.
- [Ana Tomasovic Teklic, 2017] Ana Tomasovic Teklic, Bozidar Filipovic-Grcic, I. P. (2017).

- Modelling of three-phase electric arc furnace for estimation of voltage flicker in power trasmission network. *EL SEVIER Electric Power Systems Research*, pages 218–227.
- [Arrillaga and Watson, 2004] Arrillaga, J. and Watson, N. R. (2004). *Power system harmonics*. John Wiley & Sons.
- [Association et al., 2014] Association, I. S. et al. (2014). 519-2014-ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. *New York, IEEE*.
- [Basic et al., 1998] Basic, D., Ramsden, V., and Muttik, P. (1998). Performance of combined power filters in harmonic compensation of high-power cycloconverter drives. In *1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456)*, pages 674–679. IET.
- [Basic et al., 2000] Basic, D., Ramsden, V., and Muttik, P. (2000). Hybrid filter control system with adaptive filters for selective elimination of harmonics and interharmonics. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 147(4):295–303.
- [Beides and Heydt, 1992] Beides, H. M. and Heydt, G. (1992). Power system harmonics estimation and monitoring. *Electric Machines & Power Systems*, 20(2):93–102.
- [Bhattacharya et al., 1993] Bhattacharya, S., Divan, D. M., and Banerjee, B. B. (1993). Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (thd) in a hybrid series active and parallel passive filter system. In *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93*, pages 779–786. IEEE.
- [Bhattacharya et al., 1996] Bhattacharya, S., Veltman, A., Divan, D. M., and Lorenz, R. D. (1996). Flux-based active filter controller. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3):491–502.
- [Bhim Singh, 1999] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad, A. C. (1999). A review of active filters or power quality improvement. *IEEE Transactions on industrial electronics*, pages 960–971.

- [Bilik, 2009] Bilik, P. (2009). Measurement of voltage and current harmonics for frequencies up to 9 khz according to iec61000-4-7. In *2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pages 1–5. IEEE.
- [Bollen, 2000] Bollen, M. H. (2000). Understanding power quality problems. In *Voltage sags and Interruptions*. IEEE press.
- [Campos et al., 1994] Campos, A., Joos, G., Ziogas, P., and Lindsay, J. (1994). Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase vsi operating with unbalanced switching functions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(3):269–274.
- [Casaravilla et al., 2002] Casaravilla, G., Salvia, A., Briozzo, C., and Watanabe, E. (2002). Control strategies of selective harmonic current shunt active filter. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, 149(6):689–694.
- [Cheng et al., 1998] Cheng, P.-T., Bhattacharya, S., and Divan, D. M. (1998). Control of square-wave inverters in high-power hybrid active filter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3):458–472.
- [Chicco et al., 2009] Chicco, G., Schlabbach, J., and Spertino, F. (2009). Experimental assessment of the waveform distortion in grid-connected photovoltaic installations. *Solar Energy*, 83(7):1026–1039.
- [Chicharo and Wang, 1994] Chicharo, J. F. and Wang, H. (1994). Power system harmonic signal estimation and retrieval for active power filter applications. *IEEE transactions on power electronics*, 9(6):580–586.
- [Commission et al., 2008] Commission, I. E. et al. (2008). Iec 61000-4-7, electromagnetic compatibility (emc)-part 4-7: Testing and measurement techniques-general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connect thereto.
- [Das and Chattopadhyay, 1997] Das, S. P. and Chattopadhyay, A. K. (1997). Observer-

- based stator-flux-oriented vector control of cycloconverter-fed synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(4):943–955.
- [de Barros Junior et al., 2020] de Barros Junior, O., Amorim, T. S., Carletti, D., Frizera Neto, A., and Encarnação, L. F. (2020). Design of an enhanced flc-based controller for selective harmonic compensation in active power filters. *Electronics*, 9(12):2052.
- [Dewan and Shahrodi, 1985] Dewan, S. and Shahrodi, E. B. (1985). Design of an input filter for the six-pulse bridge rectifier. *IEEE transactions on industry applications*, (5):1168–1175.
- [Enslin and Heskes, 2004] Enslin, J. H. and Heskes, P. J. (2004). Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network. *IEEE transactions on power electronics*, 19(6):1586–1593.
- [EswaraRao et al., 2012] EswaraRao, S., Muni, B. P., Jain, P., Reddy, C. K., and Balasubramanyam, P. (2012). Development of 2.5 mvar statcom for arc furnace applications. In *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1280–1285. IEEE.
- [Furuhashi et al., 1990] Furuhashi, T., Okuma, S., and Uchikawa, Y. (1990). A study on the theory of instantaneous reactive power. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37(1):86–90.
- [Gallo et al., 2004] Gallo, D., Langella, R., and Testa, A. (2004). Desynchronized processing technique for harmonic and interharmonic analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(3):993–1001.
- [Goyal and Wadhwani, 2012] Goyal, V. and Wadhwani, D. S. (2012). Simulation of six pulse cycloconverter excited induction machine. *International Journal of Electrical Engineering and Technology (IJEET)*, 3(2):76–83.
- [Gunther, 2001] Gunther, E. W. (2001). Interharmonics in power systems. In *2001 Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No. 01CH37262)*, volume 2, pages 813–817. IEEE.

- [Hassan et al., 2014] Hassan, A. M., El-Shennawy, T., and Abou-Ghazala, A. (2014). Modeling and simulation of integrated svc and eaf using matlab & etap.
- [If, 1993] If, I. (1993). 519-1992-ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Xplore*, pages 1–112.
- [Jogi and Harendra, 2018] Jogi, S. and Harendra, R. (2018). Compensation of reactive and nonlinear loads with improved hybrid dstatcom topology.
- [Kennedy, 1993] Kennedy, M. P. (1993). Three steps to chaos. i. evolution. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 40(10):640–656.
- [Krievs and Ribickis, 2009] Krievs, O. and Ribickis, L. (2009). Frequency selective control of a parallel active filter with resonance filter regulators. *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences*, 46(1):3–14.
- [Laszlo, 1976] Laszlo, G. (1976). Active ac power filters. In *IEEE/IAS Annual Meeting*, pages 529–535.
- [Lin et al., 1991] Lin, C., Chen, C., and Huang, C. (1991). Reactive, harmonic current compensation for unbalanced three-phase system. In *Proc. Int. Conf. High Technology in the Power Industry*, pages 317–321.
- [Luiz and Cardoso Filho, 2008] Luiz, A.-S. A. and Cardoso Filho, B. J. (2008). Analysis of passive filters for high power three-level rectifiers. In *2008 34th annual conference of IEEE industrial electronics*, pages 3207–3212. IEEE.
- [Makram Elam et al., 1992] Makram Elam, B., Subramaniam, E., and Girgis Adly, A. (1992). Harmonic filter design using actual recorded data, conference paper.
- [Mariun et al., 2000] Mariun, N., Aris, I., Khan, N., and Shaheen, G. M. (2000). Development of power semiconductor devices database for knowledge base system. In *2000 TENCON Proceedings. Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium (Cat. No. 00CH37119)*, volume 1, pages 458–465. IEEE.

- [Mattavelli, 2001] Mattavelli, P. (2001). A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(1):81–89.
- [Mohan et al., 2009] Mohan, N. U. et al. (2009). *ELECTRONICA DE POTENCIA: CONVERTIDORES, APLICACIONES Y DISEÑO/NED MOHAN, TORE M. UNDELAND Y WILLIAM P. ROBBINS*. Number TK7881. 15. M64 2009.
- [Pakonen et al., 2016] Pakonen, P., Hilden, A., Suntio, T., and Verho, P. (2016). Grid-connected pv power plant induced power quality problems?experimental evidence. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pages 1–10. IEEE.
- [Pande and Dalvi, 2011] Pande, S. and Dalvi, H. (2011). Simulation of cycloconverter based three phase induction motor. *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 1(3):23.
- [Park and Park, 1990] Park, I.-G. and Park, J.-K. (1990). Optimal pwm methods for active power filters. In *Power Systems and Power Plant Control 1989*, pages 425–430. Elsevier.
- [Pelly, 1976] Pelly, B. (1976). *Thyristor Phase-Controlled Converters*. John Wiley & Sons, New York.
- [Peng et al., 1993] Peng, F. Z., Akagi, H., and Nabae, A. (1993). Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):144–152.
- [Platero, 1999] Platero, C. (1999). Introducción al procesamiento digital de señales. *Universidad Politécnica de Madrid*.
- [Radulovic and Sabanovic, 1994] Radulovic, Z. and Sabanovic, A. (1994). Active filter control using a sliding mode approach. In *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference-PESC'94*, volume 1, pages 177–182. IEEE.
- [Rashid, 2004] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación.

- [Rondoni et al., 2011] Rondoni, L., Mitra, M., and Banerjee, S. (2011). *Applications of Chaos and Nonlinear Dynamics in Engineering*. Springer.
- [Sangwongwanich et al., 2018] Sangwongwanich, A., Yang, Y., Sera, D., Soltani, H., and Blaabjerg, F. (2018). Analysis and modeling of interharmonics from grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(10):8353–8364.
- [Shipp and Vilcheck, 1996] Shipp, D. D. and Vilcheck, W. S. (1996). Power quality and line considerations for variable speed ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(2):403–410.
- [Shwedhi and Sultan, 2000] Shwedhi, M. and Sultan, M. (2000). Power factor correction capacitors; essentials and cautions. In *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No. 00CH37134)*, volume 3, pages 1317–1322. IEEE.
- [Singh et al., 1999] Singh, B., Al-Haddad, K., and Chandra, A. (1999). A review of active filters for power quality improvement. *IEEE transactions on industrial electronics*, 46(5):960–971.
- [Standard, 2005] Standard, I. (2005). 61000-2-1,? *Environment?Highpower electromagnetic (HPEM) environments?Radiated and conducted*.
- [Stanley et al., 1984] Stanley, W. D., Dougherty, G. R., and Dougherty, R. (1984). Digital signal processing, reston, va.
- [Testa et al., 2007] Testa, A., Akram, M., Burch, R., Carpinelli, G., Chang, G., Dinavahi, V., Hatziadoniu, C., Grady, W., Gunther, E., Halpin, M., et al. (2007). Interharmonics: Theory and modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(4):2335–2348.
- [Varadan et al., 1996] Varadan, S., Makram, E. B., and Girgis, A. A. (1996). A new time domain voltage source model for an arc furnace using emtp. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(3):1685–1691.
- [Villafuerte Novoa, 2008] Villafuerte Novoa, R. S. (2008). Modelación, simulación y determinación de índices de distorsión armónica y efecto flicker, en el sistema nacional de

transmisión. causado por la conexión de hornos de arco, aplicado al caso de novacero sa. B.S. thesis, QUITO/EPN/2008.

[Wang and Liu, 2000] Wang, Z. and Liu, Y. (2000). Modeling and simulation of a cycloconverter drive system for harmonic studies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(3):533–541.