

Universidad Católica de Santa María
Facultad de Ciencias e Ingenierías Físicas y Formales
Escuela Profesional de Ingeniería Mecánica,
Mecánica Eléctrica y Mecatrónica.



**“DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA TIPO SHUNT
INVERSOR DE TRES NIVELES BASADO EN EL MÉTODO DE
DETECCIÓN DE CORRIENTE DE REFERENCIA SÍNCRONA Y UN
CONTROLADOR MULTINIVEL DE HISTÉRESIS DE CORRIENTE
PARA LA COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS PARA
LA APLICACIÓN DE UNA PALA ELÉCTRICA MINERA P&H
4100XPC DC”**

Tesis presentada por el Bachiller:
Collana Fernandez, Edson Adolfo

Para optar el Título Profesional de
Ingeniero Mecatrónico

Asesor:
Phd. Quispe Ccachuco, Marcelo Jaime

Arequipa- Perú
2020



Universidad Católica
de Santa María

(51 54) 982038 <http://www.ucsm.edu.pe> [facebook.com/ucsm.edu.pe/](https://www.facebook.com/ucsm.edu.pe/)

AREQUIPA-PERÚ

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA MECÁNICA,
MECÁNICA ELÉCTRICA Y MECATRÓNICA

INFORME DICTAMINATORIO

VISTO

EL BORRADOR DE TESIS TITULADO

**“DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA TIPO SHUNT
INVERSOR DE TRES NIVELES BASADO EN EL MÉTODO DE
DETECCIÓN DE CORRIENTE DE REFERENCIA SÍNCRONA Y UN
CONTROLADOR MULTINIVEL DE HISTÉRESIS DE CORRIENTE
PARA LA COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS PARA
LA APLICACIÓN DE UNA PALA ELÉCTRICA MINERA P&H
4100XPC DC”**

Presentado por el Bachiller:


COLLANA FERNANDEZ EDSON ADOLFO

Nuestro DICTAMEN es:


FAVORABLE

OBSERVACIONES: NINGUNA

Arequipa, 20 de Noviembre. 2019



ING. MARCERLO QUISPE CCACHUCO



ING. JUAN CARLOS CUADROS MACHUCO

Agradecimientos

Me gustaría dar un reconocimiento especial a mis padres Victor Collana y Clide Fernandez por todo el amor, comprensión y apoyo incondicional durante mi formación como profesional, a mi hermana Sofia por su cariño, alegría, atención y esas largas horas sentados frente a frente en una misma habitación llena de risas, música y sueños por cumplir. A los docentes que formaron parte esencial en mi formación profesional, por compartir su pasión, conocimiento, paciencia y experiencia. A mis amigos por su tenacidad y perseverancia hacia un mismo objetivo, trascender en nuestro espacio-tiempo.

Edson Adolfo Collana Fernandez.

Índice General

Resumen.....	XV
Abstract.....	XVI
Introducción.....	XVII
Capítulo I.....	1
1. Metodología.....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Objetivos.....	2
1.2.1. Objetivo General.....	2
1.2.2. Objetivos específicos.....	3
1.3. Justificación.....	4
1.4. Planteamiento del Problema.....	5
1.5. Alcances y Limitaciones.....	7
Capítulo II.....	8
2. Marco Teórico.....	8
2.1. Introducción.....	8
2.2. Distorsión en Sistemas de Potencia y Problemática.....	9
2.2.1. Variaciones de Tensión de Corta Duración.....	9
2.2.2. Variaciones de Tensión de Larga Duración.....	12
2.2.3. Variaciones de Frecuencia.....	13
2.2.4. Sistemas Trifásicos Desbalanceados.....	13
2.2.5. Transitorios.....	14
2.2.6. Armónicos.....	15
2.2.6.1 Distorsión Armónica Total (THD).....	17
2.2.6.2 Límites Armónicos Recomendados por la IEEE-519-2014.....	18
2.2.7. Factor de Potencia.....	19
2.3. Fuentes de Corriente Armónica.....	21
2.3.1. Transformadores.....	22
2.3.2. Conversión Trifásica de Fuentes de Corriente.....	25
2.3.3. Conversión Trifásica de Fuente de Tensión.....	26
2.3.4. Reactores Controlados por Tiristores (<i>TCR-Thyristor Controlled Reactor</i>).....	27
2.3.5. Compensación en Serie Controlada por Tiristores (TCSC).....	28
2.4. Efectos de la distorsión armónica.....	29
2.4.1. Resonancia.....	29
2.4.1.1 Resonancia En Paralelo.....	30
2.4.1.2 Resonancia en Serie.....	30
2.4.2. Efectos de Los Armónicos en Máquinas Rotativas.....	31
2.4.3. Efecto de los Armónicos en Elementos no Rotativos.....	32
2.4.4. Efecto de los Armónicos en los Equipos del Consumidor.....	34
2.5. Soluciones Tradicionales para los armónicos.....	35
2.5.1. Reactores en Línea.....	35
2.5.2. Filtros Pasivos.....	36
2.5.3. Filtros Sintonizados Resistivo, Capacitivo e Inductivo-RLC.....	38
2.6. Controladores para Sistemas de Transmisión AC Flexibles-FACTS.....	40
2.6.1. Compensadores Tipo Shunt.....	41
2.6.1.1 Capacitores Conmutados Mecánicamente o Fijos.....	41
2.6.1.2 Capacitores VAR Conmutados por Tiristores.....	42
2.6.1.2.1. Capacitores Conmutados por Tiristor (TSC).....	42
2.6.2. Gabinete de Compensación de Potencia Reactiva-RPC de la Pala 4100XPC DC.....	44
2.6.3. Maro Teórico de la Compensación de Potencia Reactiva de la Pala 4100XPC DC....	46
2.6.4. Pasos de Nivel del RPC.....	50
2.7. Soluciones modernas para problemas armónicos.....	52
2.7.1. Filtros Activos en Conexión Tipo Shunt.....	54
2.7.2. Drives de Alta Potencia.....	55
2.7.2.1 Requisitos del Lado de La Línea.....	55
2.7.2.2 Retos del Lado del Motor.....	55
2.7.2.3 Restricciones de Los Dispositivos de Conmutación.....	56

2.7.3.	Configuración de los Inversores	57
2.7.4.	Dispositivos Semiconductores de Alta Potencia	58
2.7.4.1	Diodos	59
2.7.4.2	Rectificadores Controlados de Silicio (SCR)	60
2.7.4.3	Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT's)	62
2.8.	Métodos de Extracción de Corriente armónica	64
2.8.1.	Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea	65
2.8.1.1	Definición de Potencia Imaginaria Instantánea	65
2.8.1.2	Estrategia de Control.....	66
2.8.2.	Método de Referencia Síncrono DQ.....	67
2.8.3.	Método de Detección de Corriente de Referencia Síncrona.....	69
2.9.	Métodos de Control de un Inversor de Fuente de Tensión - VSI	71
2.9.1.	Método de Control por Histéresis	71
2.9.1.1	Regulación de Corriente Multinivel por Histéresis	73
2.9.1.2	Consideraciones para el Tamaño de la Banda de Histéresis	75
2.9.2.	Método de Control de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal	76
2.9.3.	Control PWM por Vector de Espacios	77
2.10.	Métodos de Control del Filtro de Potencia Activa	78
2.10.1.	Descripción General del Método de Control Directo	78
2.10.2.	Descripción General del Método de Control Indirecto	79
2.11.	Inductor de Acoplamiento.....	80
2.11.1.	Supresión de Rizo de Corriente	80
2.12.	Controlador PI Para el Bus DC.....	84
2.12.1.	Controlador del bus de tensión DC de respuesta rápida.....	84
2.13.	Modelamiento de los Convertidores de la Pala 4100XPC DC	87
2.13.1.	Carga Resistiva y Fuente Ideal	89
2.13.2.	Carga Altamente Inductiva y Fuente Ideal de Suministro.....	93
Capítulo III.....		96
3.	Análisis del Sistema de Compensación de Potencia Reactiva - RPC	96
3.1.	Introducción	96
3.2.	Sistema de Control de la Compensación de Potencia Reactiva–RPC de la Pala 4100XPC DC	97
3.3.	Deconstrucción de los Filtros del RPC de la Pala 4100XPC	98
3.3.1.	Tolerancias del Capacitor y Reactor en la Frecuencia de Sintonización	98
3.3.2.	Parámetros de Sintonización del Filtro para un banco completo (1,2 y 3).....	99
3.3.3.	Discusión de Resultados del filtro – Banco Completo	102
3.3.4.	Parámetros de Sintonización del Filtro para un banco ½	103
3.3.5.	Discusión de Resultados del filtro – Banco Medio 1/2	104
3.4.	Medidor de Calidad de Energía – PQM - Eaton 8000.....	106
3.4.1.	Curva del Consejo de la Industria Tecnológica de la Información - ITIC	108
3.4.2.	Análisis de los Eventos de la Curva ITIC.....	109
3.4.3.	Análisis de la Variación de Frecuencia en la Pala 4100XPC DC.....	110
3.4.4.	Análisis de la Distorsión Armónica Total de Tensión-THD de la fuente de suministro de la Pala 4100XPC DC.....	110
3.4.5.	Análisis de la Distorsión de Demanda Total-TDD de las corrientes de fuente de Suministro de la Pala 4100XPC DC.....	112
3.4.6.	Análisis del Nivel de Tensión de la fuente de suministro de la Pala 4100XPC DC....	114
3.5.	Análisis de la Distorsión armónica de Tensión THD a través del Instrumento de Adquisición de Data -DATAQ	115
Capítulo IV		118
4.	Diseño del Filtro Activo	118
4.1.	Descripción General	118
4.2.	Inversor de Fuente de Tensión	119
4.2.1.	Estados de Switches y conmutación del Inversor de 3-Niveles	120
4.2.2.	Modelamiento del Inversor Trifásico de Tres Niveles NPC del filtro activo	123
4.3.	Modelamiento del Convertidor de Empuje y Giro.....	126
4.3.1.	Convertidor del Empuje (Crowd) - Carga Resistiva	128
4.3.2.	Convertidor del Giro (Swing) - Carga Resistiva	130
4.3.3.	Convertidor de Empuje-Carga Resistiva e Inductiva	132
4.3.4.	Convertidor de Giro – Carga Resistiva e inductiva.	134
4.4.	Diseño del Método de Detección de Corriente de Referencia Síncrona	136
4.5.	Diseño de Tensión del Bus DC del Inversor	139
4.6.	Diseño de los Capacitores DC del Inversor	141
4.7.	Diseño del Inductor de Acoplamiento del Inversor.....	142

4.8.	Diseño de las Bandas de Histéresis Multinivel	145
4.9.	Diseño del Controlador PI del Bus DC del Inversor	154
4.10.	Diseño del Filtro Activo de Potencia Trifásico de 3-Niveles para compensación armónica de corrientes del convertidor de Empuje	156
4.11.	Diseño del Filtro Activo de Potencia Trifásico de 3-Niveles para compensación armónica de corrientes del convertidor de Empuje y Giro.....	157
Capítulo V	158
5.	Resultados y Discusión	158
5.1.	Introducción	158
5.2.	Análisis del filtro activo en estado estable	159
5.2.1.	Carga Resistiva-Inductiva RL del convertidor de Empuje.....	160
5.2.1.1	Discusión de los Resultados	171
5.2.2.	Carga Resistiva-Inductiva RL del convertidor de Empuje y Giro	172
5.2.1.2	Discusión de los Resultados	184
5.3.	Análisis del filtro activo en estado transitorio	185
5.2.1.3	Discusión de los Resultados	196
5.4.	Análisis del Inductor de Acoplamiento del Filtro Activo.....	198
5.4.1.	Inductor de 666.67 μ H @ 12.5kHz y 5.5% de Rizado de Corriente.....	200
5.4.2.	Inductor de 385.97 μ H @ 12.5kHz y 9.5% de Rizado de Corriente.....	201
5.4.3.	Inductor de 333.33 μ H @ 25kHz y 5.5% de Rizado de Corriente.....	202
5.4.4.	Inductor de 192.98 μ H @ 25kHz y 9.5% de Rizado de Corriente.....	203
5.4.5.	Inductor de 166.67 μ H @ 50kHz y 5.5% de Rizado de Corriente.....	204
5.4.6.	Inductor de 96.49 μ H @ 50kHz y 9.5% de Rizado de Corriente.....	205
5.4.7.	Discusión de los Resultados.....	206
5.5.	Análisis del bus DC del inversor de 3-niveles tipo NPC.....	207
5.5.1.	Controlador Proporcional Kpe e Integral Kie=Kpe/2 y Capacitor Precargado Vdc/2=500VDC	208
5.5.1.1	Controlador PI de 0.394 y 0.197 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC	208
5.5.1.2	Controlador PI-0.787 y 0.394 al 2.5% Rizado de Tensión del bus DC	210
5.5.1.3	Controlador PI-1.968 y 0.984 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC	212
5.5.1.4	Discusión de los Resultados	214
5.5.2.	Controlador Proporcional 2Kpe e Integral Kie=Kpe	215
5.5.2.1	Controlador PI de 0.787 y 0.394 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC	215
5.5.2.2	Controlador PI de 1.575 y 0.787 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC	217
5.5.2.3	Controlador PI-1.575 y 0.787 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC	219
5.5.2.4	Controlador PI-3.149 y 1.575 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC	221
5.5.2.5	Controlador PI de 3.936 y 1.968 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC	223
5.5.2.6	Controlador PI de 7.873 y 3.936 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC	225
5.5.2.7	Discusión de los Resultados	227
5.5.3.	Controlador Proporcional Kpe e Integral Kie=2Kpe	228
5.5.3.1	Controlador PI de 0.394 y 0.787 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC	228
5.5.3.2	Controlador PI-0.787 y 1.575 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC	230
5.5.3.3	Controlador PI-1.968 y 3.936 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC	232
5.5.3.4	Discusión de los Resultados	234
5.5.4.	Controlador Proporcional Kpe e Integral Kie=2Kpe y Capacitor Precargado Vdc/2=275VDC	235
5.5.4.1	Controlador PI 0.394 y de 0.787 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC	235
5.5.4.2	Controlador PI-0.787 y 1.575 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC	237
5.5.4.3	Controlador PI de 1.968 y 3.936 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC	239
5.5.4.4	Discusión de los Resultados	241
5.6.	Análisis del filtro activo bajo condiciones de tensión de suministro no ideales.	242
5.6.1.	Discusión de los Resultados.....	244
Capítulo VI	245
6.	Conclusiones	245
7.	Recomendaciones	248
Anexo I	249
Anexo II	250
Bibliografía	251

Índice de Figuras

Figura 2-1:nterrupción momentánea en un sistema trifásico [1].	10
Figura 2-2: SAG- falla entre línea y tierra (a) Tensión RMS. (b) Forma de onda de la caída o SAG [3].	11
Figura 2-3: Elevación de Tensión o swell debido a una falla de línea a tierra [3].	11
Figura 2-4:Tendencia de frecuencia y distribución estadística en bus de una subestación de 13-kV [1].	13
Figura 2-5: Transitorio impulsivo de corriente de un rayo [1].	14
Figura 2-6:Transitorio oscilatorio de corriente por conmutación de un capacitor [1].	14
Figura 2-7:Problemas en sistemas de potencia más frecuentes. a) swells. b) sags. c) interrupción de tensión. d)variación de frecuencia. f) desbalance de tensión. g) armónicos [5].	15
<i>Figura 2-8: Histograma de armónicos.</i>	16
Figura 2-9:Forma de Onda con distorsión armónica [6].	16
Figura 2-10:Diagrama de Potencia – Representación de Fresnel [8].	20
Figura 2-11:Magnetización del Transformador (sin histéresis): (a) curva de magnetización; (b) formas de flujo y onda de corriente de magnetización [9].	22
Figura 2-12:a)Variación de la corriente pico para un transformador [10]., b)Variación de contenido armónico en número de ciclos [9].	24
Figura 2-13: Forma de onda de los armónicos de corriente de un convertidor VSC [11].	26
Figura 2-14:Reactor de línea conectado al lado AC y bobina de choque DC conectada entre el puente de semiconductores de entrada y el Bus DC [12].	26
Figura 2-15:a)Configuración Trifásica de TCR paralelo a banco de capacitores en conexión Shunt [9].	27
<i>Figura 2-16:a)Circuito TCS, b) Formas de onda de Tensión y Corriente en modo boost capacitivo, c):TCSC- formas de onda el modo boost inductivo [9].</i>	28
Figura 2-17:Resonancia en paralelo en PCC-(Point Common Coupling) [13].	30
Figura 2-18: Sistema de resonancia en serie [13].	31
Figura 2-19:Circuito de Filtro sintonizado e Impedancia del filtro Shunt Sintonizado vs frecuencia [17].	38
Figura 2-20:a)Filtro resonante conectado con una carga no lineal, b)Circuito equivalente armónico de un filtro pasivo con la impedancia de red [16].	39
Figura 2-21:Tipos de conexiones de bancos de capacitores [19].	42
Figura 2-22: Configuración de un capacitor conmutado por a) tiristores, b) diodo y tiristor [18].	44
Figura 2-23:Distribución del gabinete RPC de un Pala 4100XPC DC a 60 Hz [20].	44
Figura 2-24: Gabinete RPC Banco ½ (izquierda) y Gabinete Banco full 1,2 y 3 (derecha).	45
Figura 2-25:Distribución de Gabinetes Eléctricos de la Pala 4100XPC DC [21].	45
Figura 2-26:Diagrama vectorial de potencias.	46
Figura 2-27:Circuito de Carga y Descarga de la línea A1 del RPC [20].	47
Figura 2-28:Esquema de control del sistema de Compensación de Potencia Reactiva de la Pala [20].	48
Figura 2-29:Diagrama Unifilar de la Pala P&H modelo 4100XPC DC [22].	49
Figura 2-30: Vista de Planta de la distribución de Bancos Capacitores y Convertidores de Potencia de la Pala 4100XPC DC [20].	51
Figura 2-31:Filtro de Potencia Activa en Serie [23].	53
Figura 2-32:Diagrama unifilar del acondicionador de Calidad de Potencia Unificada [23].	53
Figura 2-33:Diagrama de filtro activo de potencia tipo Shunt conectado a una carga no lineal [23].	54
Figura 2-34: Diagrama por fase de las topologías de un VSI [27].	57
Figura 2-35:Diagrama por fase de las topologías CSI [27].	57
Figura 2-36:Tensiones y corrientes nominales de los dispositivos semiconductores de alta potencia [27].	58
<i>Figura 2-37:Diodo tipo press-pack de 4.5kV/0.8kA y diodos modulares de 1.7kV/1.2kA [27].</i>	59
<i>Figura 2-38:Ensamble de disipador de calor para diodos modulares tipo press-pack [27].</i>	59
Figura 2-39:SCR's – Tiristor tipo Disco [28].	60
Figura 2-40: Características de conmutación del SCR [27].	60
<i>Figura 2-41:Características físicas de un IGBT's – 1200A/4500V [29].</i>	62
Figura 2-42:Características de conmutación de IGBT [27].	62
Figura 2-43:a)Transformación de coordenadas α - β , b) Vectores de espacio instantáneo [31].	65
Figura 2-44:Diagrama de compensación del flujo de potencia [31].	66
Figura 2-45:Sistema de Referencia Síncrono DQ [34].	67

Figura 2-46:Diagrama de bloques del método de referencia síncrona [32].	68
Figura 2-47: Método de control de Detección de Corriente Síncrona [37].	70
Figura 2-48:Principio de control por histéresis [30].	72
Figura 2-49:Esquema de un Inversor de 05 niveles monofásico [43].	74
Figura 2-50:Control de corriente basado en histéresis de un inversor de 05 niveles de banda Multioffset. [43].	75
Figura 2-51:Esquema del método de control basado en PWM Sinusoidal [30].	76
Figura 2-52:Esquema de vectores por SVM de un inversor [48].	77
Figura 2-53:Diagrama de Bloques del Método de Control Directo [50].	78
Figura 2-54:Diagrama de bloques del Método de control Indirecto [50].	79
Figura 2-55:Rizo de corriente en un periodo de conmutación por PWM [53].	80
Figura 2-56:Esquema de un controlador de tensión de bus DC de acción rápida [56].	85
Figura 2-57:Frecuencias armónicas para un sistema de 60 Hz [20].	87
Figura 2-58:Rectificador de diodos de seis pulsos con una carga resistiva [58].	89
Figura 2-59:Corriente de línea de un rectificador de onda completa trifásico con carga resistiva [58].	91
Figura 2-60: Formas de Onda de un puente rectificador trifásico de onda completa con carga resistiva: a) y b) secuencias de conmutación, c) tensiones de fuente de suministro, d) tensiones de línea de suministro, e) tensión y corriente de carga y f) corriente de línea [58].	92
Figura 2-61: Formas de Onda de un puente rectificador trifásico de onda completa con carga altamente inductiva: a) y b) secuencias de conmutación, c) tensiones de fuente de suministro, d) tensiones de línea de suministro, e) tensión y corriente de carga y f) corriente de línea [58].	95
Figura 3-1:Diagrama de filtro de compensación de potencia reactiva – Banco ½ de una Pala 4100XPC.	101
Figura 3-2:Gráfica impedancia Z vs orden armónico h de un banco completo de 1350KVar de la Pala 4100XPC DC.	102
Figura 3-3:Gráfica impedancia Z vs orden armónico h de un banco completo de 675KVar de la Pala 4100XPC DC.	104
Figura 3-4: Diagrama de filtro de compensación de potencia reactiva – Banco 1,2 y 3 de una Pala 4100XPC.	105
Figura 3-5: Eaton Power Xpert Meter 8000 [59].	106
Figura 3-6:Esquema de conexiones eléctricas de tensión y corriente del medidor PQM [22].	107
Figura 3-7:Curva ITIC [60].	108
Figura 3-8:Curva ITIC de una Pala Eléctrica 4100XPC.	109
Figura 3-9:Variación de frecuencia registrada el día 05 de marzo del 2016.	110
Figura 3-10:Histograma de orden armónico de tensión de línea - línea AB y THDV.	111
Figura 3-11: Histograma de orden armónico de tensión de línea - línea BC y THDV.	111
Figura 3-12: Histograma de orden armónico de tensión de línea - línea CA y THDV.	111
Figura 3-13:Distorsión de Demanda Total – TDD de la línea A.	113
Figura 3-14: Distorsión de Demanda Total – TDD de la línea B.	113
Figura 3-15: Distorsión de Demanda Total – TDD de la línea C.	113
Figura 3-16:Nivel de tensión RMS línea - línea AB de 7.2kV de alimentación de la Pala.	114
Figura 3-17: Nivel de tensión RMS línea - línea BC de 7.2kV de alimentación de la Pala.	114
Figura 3-18: Nivel de tensión RMS línea - línea CA de 7.2kV de alimentación de la Pala.	114
Figura 3-19:Dataq DI-720/730.	115
Figura 3-20:Características Técnicas del Instrumento de adquisición de Señales DI-730.	115
Figura 3-21:Forma de onda de tensión reflejada de 120VAC de una subestación alimentación de una Pala de 7.2kV.	116
Figura 3-22:Forma de onda Tensión de 120VAC exportada a Simulink.	116
Figura 3-23:Histograma de orden armónica de la forma de onda de 120VAC.	116
Figura 4-1:Circuito de un inversor trifásico de tres niveles NPC de fuente de tensión-VSI [62].	119
Figura 4-2:a) Formas de conducción de las corrientes en un VSI-NPC ,b) Estados de conmutación para una corriente positiva $i > 0$ en un VSI-NPC, c)Estados de conmutación para una corriente negativa $i < 0$ en un VSI-NPC [62].	122
Figura 4-3:Esquema de un circuito trifásico de un VSI NPC de tres niveles [62].	124
Figura 4-4:Modelamiento del Convertidor de Empuje-carga resistiva.	127
Figura 4-5:Modelamiento del Convertidor de Giro-carga resistiva.	127
Figura 4-6:Modelamiento del Convertidor de Empuje-carga resistiva e inductiva.	127
Figura 4-7:Modelamiento del Convertidor de Giro-carga resistiva e inductiva.	127

Figura 4-8: a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro,b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro,c) Tensión y Corriente DC del Convertidor DC del Convertidor de Crowd con carga Resistiva de 1.2248ohms	129
Figura 4-9:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro,b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro,c) Tensión y Corriente DC del Convertidor de Swing con carga Resistiva de 0.5878ohms.....	131
Figura 4-10:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro,b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro,c) Tensión y Corriente DC del Convertidor de Crowd con carga Resistiva e inductiva de 1.2248ohms y 10uH.....	133
Figura 4-11:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro,b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro,c) Tensión y Corriente DC del Convertidor de Swing con carga Resistiva e inductiva de 0.5878ohms y 10uH.....	135
Figura 4-12:Bloque de generación de corrientes referenciales basado en el método de detección de referencia de corriente síncrona.....	136
Figura 4-13:Esquema de extracción de la tensión pico de fase de la fuente de suministro V_{sm} basado en la transformada $\alpha\beta$ [5].....	136
Figura 4-14:Esquema de control de corrientes referenciales senoidales de la fuente de suministro.	137
Figura 4-15:Bloque de control de corrientes referenciales para compensación I_{comp}	138
Figura 4-16:Esquema de control de corrientes referenciales para compensación.....	138
Figura 4-17:Inversor de Tres Niveles para generación de las corrientes referenciales para compensación.	140
Figura 4-18:Inducto de Acoplamiento del Inversor del Filtro Activo Shunt.....	143
Figura 4-19:Graficas del Inductor de Acoplamiento vs Frecuencia de Conmutación (Hz) para diferentes niveles porcentuales de rizado de la corriente de compensación.	144
Figura 4-20:Graficas de Banda de Histéresis (HB) de corriente de conmutación (Hz) para diferentes niveles porcentuales de rizado de la corriente de compensación.	147
Figura 4-21:Esquema del Controlador Multinivel de Histéresis Trifásico para la generación de las corrientes referenciales.....	148
Figura 4-22:Diagrama de flujo del controlador por Histéresis-Parte I.....	152
Figura 4-23:Diagrama de flujo del controlador por Histéresis-Parte II.....	153
Figura 4-24:Esquema de control PI para el bus DC del inversor de Tres Niveles.....	155
Figura 4-25:Diagrama eléctrico del Filtro Activo de Potencia Trifásico de Tres Niveles Tipo Shunt para compensación armónica de corrientes del Convertidor de Empuje (Crowd).....	156
Figura 4-26: Diagrama eléctrico del Filtro Activo de Potencia Trifásico de Tres Niveles Tipo Shunt para compensación armónica de corrientes del Convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing).....	157
Figura 5-1:a)Corriente de línea "A" de la fuente de suministro, b) Espectro armónico de la corriente de la corriente de línea.....	160
Figura 5-2-a)Potencia activa instantánea (fundamental y armónica) y potencia activa directa (fundamental),b)Corriente pico de la fuente de suministro- I_{sm}^*	161
Figura 5-3:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro VAN,VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de Suministro IA,IB e IC, c) Tensión VDC_C y Corriente IDC_C del Convertidor de Empuje(Crowd).....	162
Figura 5-4-a):Tensión pico de fase de la fuente de la fuente de suministro y b), c) y d)sinusoides unitarias referenciales de la fuente de suministro.....	163
Figura 5-5:Corriente de línea de carga de la fuente de suministro $I_{LOAD_A/B/C}$ vs Corrientes de línea de la fuente de suministro referenciales I_{A_REF} , I_{B_REF} y I_{C_REF}	164
Figura 5-6:Corrientes de compensación referencial $I_{A_COMP_REF}$, $I_{B_COMP_REF}$ y $I_{C_COMP_REF}$ vs corrientes de compensación de línea de $I_{COMP_A/B/C}$	165
Figura 5-7:Pulsos de disparo generados por los controladores de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor.....	166
Figura 5-8: Tensión de fase respecto a tierra VA'M, VB'M y VC'M.....	167
Figura 5-9:Tensiones de línea a línea VA'B', VB'C' y VA'C'.....	168
Figura 5-10:Corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$ vs corrientes de línea de carga del convertidor de Empuje(Crowd) $I_{LOAD_A/B/C}$ vs corrientes de compensación $I_{COMP_A/B/C}$	169
Figura 5-11:Tensiones de fase VAN, VBN y VCN y corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$	170
Figura 5-12:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.....	171

Figura 5-13: a) Corriente de línea de la fuente de suministro de la fase "A", b) Espectro armónico de la corriente de la corriente de línea.....	173
Figura 5-14-a)Potencia activa instantánea (fundamental y armónica) y potencia activa directa (fundamental),b)Corriente pico de la fuente de suministro- I_{smp}^*	174
Figura 5-15:a) Tensión Trifásica de Fase de la Fuente de Suministro VAN,VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA,IB e IC, c) Tensión VDC_C y VDC_S y Corriente IDC_C e IDC_S del Convertidor de Empuje (Crowd) y Swing (Giro) respectivamente..	175
Figura 5-16-a):Tensión pico de fase de la fuente de la fuente de suministro y b), c) y d)sinusoides unitarias referenciales de la fuente de suministro.....	176
Figura 5-17:Corrientes de línea de la fuente de suministro referenciales I_{A_REF} , I_{B_REF} y I_{C_REF} vs corriente de carga de la fuente de suministro $I_{LOAD_A/B/C}$	177
Figura 5-18:Corrientes de compensación referencial $I_{A_COMP_REF}$, $I_{B_COMP_REF}$ y $I_{C_COMP_REF}$ vs corrientes de compensación de línea de $I_{COMP_A/B/C}$	178
Figura 5-19:Pulsos de disparo generado por los controladores de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor.....	179
Figura 5-20:Tensión de fase respecto a tierra $V_{A'M'}$, $V_{B'M'}$ y $V_{C'M'}$	180
Figura 5-21:Tensiones de línea a línea $V_{A'B'}$, $V_{B'C'}$ y $V_{A'C'}$	181
Figura 5-22:Corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$ vs corrientes de línea de carga del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) $I_{LOAD_A/B/C}$ vs Corrientes de compensación $I_{COMP_A/B/C}$	182
Figura 5-23:Tensiones de fase VAN, VBN y VCN y corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$	183
Figura 5-24:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.....	184
Figura 5-25:Potencia activa instantánea (fundamental y armónica) y potencia activa directa (fundamental).....	186
Figura 5-26:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro VAN,VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA,IB e IC, c) Tensión VDC_C y Corriente IDC_C del Convertidor de Empuje (Crowd), d) Tensión VDC_S y Corriente IDC_S del convertidor de Giro(Swing).....	187
Figura 5-27-a):Tensión pico de fase de la fuente de la fuente de suministro y b), c) y d) sinusoides unitarias referenciales de la fuente de suministro.....	188
Figura 5-28:Corriente de línea de carga de la fuente de suministro $I_{LOAD_A/B/C}$ vs Corrientes de línea de la fuente de suministro referenciales I_{A_REF} , I_{B_REF} y I_{C_REF}	189
Figura 5-29:Corrientes de compensación referencial $I_{A_COMP_REF}$, $I_{B_COMP_REF}$ y $I_{C_COMP_REF}$ vs corrientes de compensación de línea de $I_{COMP_A/B/C}$	190
Figura 5-30:Pulsos de disparo generado por los controladores de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor.....	191
Figura 5-31:Tension de fase respecto a tierra $V_{A'M}$, $V_{B'M}$ y $V_{C'M}$	192
Figura 5-32:Tensiones de línea a línea $V_{A'B'}$, $V_{B'C'}$ y $V_{A'C'}$	193
Figura 5-33: Corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$ vs corrientes de línea de carga del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) $I_{LOAD_A/B/C}$ vs Corrientes de compensación $I_{COMP_A/B/C}$	194
Figura 5-34:Tensiones de fase VAN, VBN y VCN y corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$	195
Figura 5-35:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.....	196
Figura 5-36:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.....	197
Figura 5-37:Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.....	200
Figura 5-38:Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.....	200
Figura 5-39: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.....	200
Figura 5-40:Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.....	201
Figura 5-41:Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.....	201
Figura 5-42:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.....	201
Figura 5-43:Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.....	202
Figura 5-44:Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.....	202
Figura 5-45:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.....	202

Figura 5-46:Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.	203
Figura 5-47:Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.	203
Figura 5-48: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.	203
Figura 5-49:Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.	204
Figura 5-50:Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.	204
Figura 5-51: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.	204
Figura 5-52:Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.	205
Figura 5-53:Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.	205
Figura 5-54:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.	205
Figura 5-55:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	208
Figura 5-56:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	209
Figura 5-57:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	209
Figura 5-58:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	210
Figura 5-59:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	211
Figura 5-60:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	211
Figura 5-61:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	212
Figura 5-62:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	213
Figura 5-63:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	213
Figura 5-64:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	215
Figura 5-65:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	216
Figura 5-66:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	216
Figura 5-67:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC	217
Figura 5-68:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	218
Figura 5-69:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	218
Figura 5-70:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	219
Figura 5-71:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	220
Figura 5-72:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	220
Figura 5-73:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	221
Figura 5-74:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	222
Figura 5-75:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	222
Figura 5-76:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	223
Figura 5-77:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	224
Figura 5-78:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	224
Figura 5-79:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	225
Figura 5-80:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	226
Figura 5-81:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.	226
Figura 5-82:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.	228

Figura 5-83:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	229
Figura 5-84:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.....	229
Figura 5-85:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.....	230
Figura 5-86:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	231
Figura 5-87:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.....	231
Figura 5-88:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.....	232
Figura 5-89:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	233
Figura 5-90:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.....	233
Figura 5-91: a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.....	235
Figura 5-92:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	236
Figura 5-93:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.....	236
Figura 5-94:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.....	237
Figura 5-95:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	238
Figura 5-96:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.....	238
Figura 5-97:a)Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.....	239
Figura 5-98:Corrientes de la Fuente de Suministro IABC	240
Figura 5-99:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.....	240
Figura 5-100:Espectros armónico de las corrientes de línea compensada A, B y C.....	242
Figura 5-101: a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro VAN,VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA,IB e IC, c)Corrientes de línea del convertidor de Crowd IA_C,IB_C,IC_C ,d)Tensión VDC_C y VDC_S y Corriente IDC_C e IDC_S del Convertidor de Crowd respectivamente.....	243
Figura 5-102:Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.....	244

Índice de Tablas

Tabla 2-1: Límites de distorsión de tensión [7].	18
Tabla 2-2: Límites de Distorsión de corriente para sistemas nominales desde 120V hasta 69kV [7].	19
Tabla 2-3: Pasos de compensación del RPC [20].	50
Tabla 2-4: Niveles de Compensación del Sistema RPC [20].	50
Tabla 2-5: Energía Reactiva de Compensación por cada Banco del RPC [20].	51
Tabla 2-6: Pasos en la compensación del Sistema RPC [20].	51
Tabla 2-7: Especificaciones Principales de un SCR de 12kV/1.5kA [27].	61
Tabla 2-8: Especificaciones principales de un IGBT de 3.3kV/1.2kA [27].	63
Tabla 2-9: Motores de respuesta rápida de la Pala P&H modelo 4100XPC DC, b): Convertidores Estáticos de Potencia de la Pala P&H modelo 4100XPC DC, c) Requerimientos de Potencia de la Pala P&H modelo 4100XPC DC [21].	88
Tabla 3-1: Componentes del Sistema de Compensación de Potencia Reactiva [20].	97
Tabla 3-2: Sistema de Compensación de Potencia Reactiva para Palas P&H modelo 4100XPC DC [21].	97
Tabla 3-3: Características Técnicas del Medido de Energía Eaton 8000 [60].	107
Tabla 4-1: Estados de conmutación del inversor [63].	120
Tabla 4-2: Estados de conducción en un VSI NPC [63].	121
Tabla 4-3: Pérdidas de conmutación en un VSI-NPC de tres niveles [63].	123
Tabla 4-4: Tabla de parámetros para cálculo de la capacitancia.	141
Tabla 4-5: Parámetros para el cálculo del Inductor de acoplamiento para compensar los armónicos de Empuje.	142
Tabla 4-6: Parámetros para cálculo del Inductor de acoplamiento para compensar los armónicos de Empuje y Giro.	142
Tabla 4-7: Parámetros de diseño para el cálculo de las bandas de histéresis.	145
Tabla 4-8: Parámetros de diseño para el cálculo de las bandas de histéresis- Sección 5.4.	146
Tabla 4-9: Parámetros acondicionados de las bandas de histéresis- Sección 5.4.	146
Tabla 4-10: Parámetros Proporcional K_{pe} e Integral $K_{ie} = K_{pe}/2$ para periodo de rizado de $\frac{1}{2}$.	154
Tabla 4-11: Parámetros Proporcional $2K_{pe}$ e Integral $K_{ie} = K_{pe}$ para periodo de rizado de $\frac{1}{2}$ y $\frac{1}{4}$ de ciclo.	154
Tabla 4-12: Parámetros Proporcional K_{pe} e Integral $K_{ie} = 2K_{pe}$ para un periodo de rizado de $\frac{1}{2}$ ciclo.	155
Tabla 5-1: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.	159
Tabla 5-2: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.	172
Tabla 5-3: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.	185
Tabla 5-4: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.	199

Abreviaciones

Cases

°C : Celsius	98
CHB: Cascade H-Bridge	57
CSC : Current Source Converter.....	26
CSI: Current Source Inverter	57
FACTS : Flexible AC Transmission Systems	8, 40
FRIENDS : Flexible Reliable and Intelligent Electrical Energy Delivery Systems.....	40
GCT: Gate Commutated Thyristor.....	58
HVd.c.: High Voltage direct current	37
Hz : Hertz	13
IEC: International Electrotechnical Commission.....	10
IEGT: Injection Enhanced Gate Transistor.....	58
IO : Inuput Output.....	97
kV : Kilo Volt.....	13
KVAR: Kilo Volt Ampere Reactive.....	10
LCI: Load Conmutated Inverter.....	57
LPF : Low Pass Filter	67
MMC: Modular Multilevel Inverter.....	57
MTBF: Mean Time Between Failures.....	5
MTTR : Mean Time to Repair.....	6
NPC : Neutral Point Clamped.....	119
PCC : Point Common Coupling.....	30
PID: Proportional Integral Derivative	84
PLC : Programmable Logic Controller.....	50
PLL : Phase Locked Loop	68
pu : per unit	9
PWM : Pulse Width Modulation.....	2, 7
RLC: Carga Resistiva, Inductiva y Capacitiva	15
rms : root mean square	10
RMS : Root Mean Square	10
RPM : Radians per Minute	13
s : second.....	9
SCR : Sillicon Controlled Rectifier.....	44
SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modualtion.....	76
SRC: Synchronous Reference Current	2, 7
SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation.....	77
TCR : Thyristor Controlled Reactor	27
TCSC : Thyristor Controlled Series Compensation	28
TDD:Total Demand Distortion o Distorcion de Demanda Total	3
THD : Total Harmonic Distortion.....	17
THDV: Total Harmonic Distortion Voltage o Distorcion Armonica Total de Tension.....	3
TIF:Telephone Interference Factor.....	37
TSC : Thyristor Switched Capacitor	42
UPQC : Unified Power Quality Conditioner	52
VSC : Voltage Source Converter.....	26
VSI : Voltage Source Inverter.....	119

Resumen

En la industria minera, la contaminación armónica se ha convertido en un problema debido a las cargas no lineales. Las características no lineales de los dispositivos electrónicos son los principales causantes de la contaminación armónica. La presencia de armónicos distorsiona la forma de onda de las tensiones y corrientes, también disminuye el factor de potencia del sistema eléctrico. Los filtros pasivos y activos se presentaron y analizaron, el primer tipo se usa actualmente en las palas P&H 4100XPC DC, el segundo tipo se escogió para proponer una alternativa a la solución clásica utilizada por las Palas P&H para la mitigación de armónicos y corrección del factor de potencia. Los parámetros de los filtros pasivos del sistema de Compensación de Potencia Reactiva de la Pala del fabricante P&H modelo 4100XPC DC, fueron deconstruidos a través del estándar de la IEEE Std 1531-2003, posteriormente, se analizó la Distorsión Armónica Total-THD de las tensiones de alimentación de la Pala y la Distorsión de Demanda Total-TDD de las corrientes de alimentación de la Pala a través de instrumentos de adquisición de data como el Eaton Power Quality Xpert Meter 8000 y el DATAQ, ambos instrumentos corroboraron la contaminación armónica de la red en la mina. Una topología basada en un inversor de fuente de tensión de tres niveles se escogió para el diseño del filtro activo. El método de detección de corriente de referencia síncrona-SRC y un controlador de histéresis multibanda fue propuesto para el diseño del esquema de control del filtro activo. Los resultados mostraron la eficiencia del filtro activo para compensar corrientes armónicas en estado estable y transitorio, variando el inductor de acoplamiento y la capacitancia del bus DC del inversor.

Palabras Clave

Filtro Activo Trifásico de Tres Niveles tipo Shunt, Corriente de Referencia Síncrona, Controlador de Corriente de Histéresis, Armónicos, Filtro Pasivo, Filtro Activo.

Abstract

In mining industry, harmonic pollution has become an issue due to the use of non-linear loads. The non-linear characteristics of the electronic devices are the main causes of harmonic pollution. Presence of harmonics distortion currents and voltages waveforms, it also lowers the power factor of the electrical system. Passive filters and active filters were introduced and analyzed, the first type is used by the shoves P&H 4100XPC DC, the second type was chosen to proposed an alternative to the classic solution used by the P&H shovels for harmonic mitigation and correction of the power factor. The parameters of the passive filter of the Reactive Power Compensation of the P&H shovel model 4100XPC DC were deconstructed with the standard IEEE Std 1531-2003, subsequently, THD voltages and TDD currents were acquired from a data acquisition instruments like an Eaton Power Quality Xpert Meter 8000 and a DATAQ, both instruments bear out the harmonic pollution of the mining grid. A topology based on a three-level voltage source inverter was chosen for the active filter design. The synchronous-SRC reference current detection method and a multiband hysteresis controller were proposed for the design of the active filter control scheme. The results showed the efficiency of the active filter to compensate for harmonic currents in steady and transient state, varying the coupling inductor and the capacitance of the inverter's DC bus.

Keywords

Three Phase, Three Level, Shunt, Active Power Filter, Synchronous Reference Current, Hysteresis Current Controller, Harmonics, Passive Filter, Active Filter

Introducción

Actualmente, las industrias mineras poseen una variedad de equipos eléctricos que remueven una gran cantidad de tierra en poco tiempo para posteriormente procesarla como mineral, estos equipos se denominan comúnmente como Palas eléctricas, estos equipos deben trabajar con una alta eficiencia, motivo por el cual los fabricantes optan por la energía eléctrica. Las minas que operan a tajo abierto en el Perú cuentan con Palas eléctricas del fabricante estadounidense P&H, entre sus modelos más comercializados se encuentran las Palas 4100XPC en sus dos versiones DC y AC, siendo la primera el motivo del desarrollo de la presente tesis. Las Palas 4100XPC DC se denominan DC principalmente por los motores DC que dan movimiento al equipo, los motores son alimentados por convertidores trifásicos controlados por fase, los cuales utilizan esencialmente dispositivos semiconductores no lineales como los tiristores-SCR's como medio para convertir la energía AC a DC. Los convertidores trifásicos controlados por fase generan energía reactiva inductiva para la operación de los motores DC, en consecuencia, la pala cuenta con un sistema de compensación de potencia reactiva denominado RPC por sus siglas en inglés Reactive Power Compensation, este sistema tiene por objetivo compensar la potencia reactiva inductiva mediante la inyección de potencia reactiva capacitiva a través de capacitores y la mitigación de los armónicos característicos generados por los convertidores trifásicos, en consecuencia, la pala logra aminorar los problemas que puedan generarse por la energía reactiva y los armónicos propios del equipo, sin embargo, cuando la Pala 4100XPC DC se alimenta con tensiones y corrientes que tengan componentes armónicas de alto orden externas a la pala, su rendimiento disminuirá debido a que el propósito fundamental del RPC es mitigar la energía reactiva y armónica propia del equipo mas no la de mitigar todos los armónicos en su vasto espectro de frecuencias. El trabajo de la presente tesis propone un sistema capaz de compensar los armónicos y mejorar el factor de potencia a través de un filtro activo de potencia tipo shunt basado en un inversor de tres niveles.

Capítulo I

1. Metodología

1.1. Introducción

En la industria minera, la polución armónica se ha introducido en los sistemas de potencia debido a cargas no lineales como por ejemplo transformadores, bobinas saturadas, tiristores de potencia, interruptores y semiconductores usados ampliamente en la alimentación de cargas eléctricas, como variadores de velocidad, convertidores de corriente, fuentes de alimentación de computadoras, entre otros. Los equipos basados en la electrónica de potencia se comportan como cargas no lineales en un sistema de alimentación AC; debido a sus características no lineales y a su rápida conmutación, la electrónica de potencia crea la mayoría de los problemas generados por la contaminación armónica. La presencia de armónicos causa diversos problemas en los sistemas eléctricos, como ondas de tensión distorsionadas, bajo factor de potencia, sobrecalentamiento de los transformadores, fusibles abiertos de los condensadores, corrientes excesivas en los cables neutros, etc. Actualmente, la creciente dependencia y demanda de equipos con componentes no lineales agrava la situación.

Las soluciones convencionales para la contaminación armónica emplean filtros pasivos y/o activos. Los filtros pasivos están conformados por un grupo de inductores L y capacitores C sintonizados a una frecuencia y/o rangos de frecuencia con el objetivo de mitigar y/o compensar los armónicos generados por las cargas no lineales; los capacitores se emplean para mejorar el factor de potencia. Los filtros pasivos están limitados a una compensación fija, son de gran tamaño y bajo ciertas condiciones pueden entrar en resonancia con el sistema. Las Palas P&H modelo 4100XPC DC utilizan filtros pasivos para la compensación de potencia reactiva y mitigación armónica.

En la actualidad, los filtros activos son una alternativa viable sobre los filtros pasivos clásicos para la compensación de potencia reactiva y la mitigación de los armónicos generados por las cargas no lineales. El objetivo del filtrado activo es resolver el problema de los armónicos mediante una combinación reducida de los componentes pasivos.

Los filtros activos nacen como una alternativa a las soluciones tradicionales como los filtros pasivos, los filtros activos de potencia tipo Shunt de tres niveles se usan ampliamente en diferentes aplicaciones industriales. Para diseñar el filtro activo de la Pala 4100XPC DC se propone una topología tipo shunt conformado por un inversor de tres niveles, un esquema de generación de corrientes de referenciales basado en el Método de Detección de Corrientes Síncronas-SRC y un control por Histéresis basado en La Modulación de Ancho de Pulso convencional (*PWM-Pulse Width Modulation*) para mitigar las corrientes armónicas generadas por los convertidores de 6-pulsos de la Pala. Para evaluar el rendimiento del filtro se comparará de manera referencial la Distorsión de Demanda Total-TDD de las corrientes de línea de suministro con los límites establecidos por el estándar de la IEEE 519-2014.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

- Diseñar un esquema de control para un filtro activo de potencia tipo Shunt basado en un inversor de tres niveles utilizando un controlador convencional basado en la Modulación de Ancho de Pulso convencional (*PWM-Pulse Width Modulation*) por Histéresis para la mitigación de armónicos en una Pala eléctrica minera del fabricante P&H modelo 4100XPC-DC.

1.2.2. Objetivos específicos

- Deconstruir los parámetros del filtro sintonizado del sistema de Compensación de Potencia Reactiva-RPC de la Pala 4100XPC DC mediante el estándar IEEE Std-18-2002 para comprender su alcance en la mitigación de amónicos de corriente.
- Analizar la Distorsión Armónica Total-THD de la forma de onda de tensión de suministro y la Distorsión de Demanda Total-TDD de la forma de onda de corriente de suministro de una Pala minera eléctrica de cables del fabricante P&H modelo 4100XPC DC utilizando el medidor de energía del fabricante Eaton modelo Eaton-8000 propio del equipo.
- Analizar la Distorsión Armónica Total-THD de la forma de onda de tensión de 120VAC de la Pala 4100XPC DC mediante un instrumento de adquisición de data para su posterior análisis mediante software SIMULINK-MATLAB.
- Diseñar un esquema de control de un filtro activo para la aplicación de una Pala P&H modelo 4100XPC DC para la extracción de corrientes de armónicas basado en el método de Detección de Corriente de Referencia Síncrona, la tensión y la capacitancia de bus del inversor, el inductor de acoplamiento, el controlador de banda de histéresis multinivel para generar los pulsos de control del inversor, un controlador proporcional-integral PI para regular la tensión del bus DC del inversor del filtro activo mediante software MATLAB-Simulink utilizando el Toolbox SimPowerSystem.]
- Analizar el rendimiento del filtro activo propuesto para una Pala 4100XPC DC considerando como parámetro de evaluación la distorsión armónica de las corrientes de línea bajo los siguientes escenarios, mediante software MATLAB-Simulink:
 - En estado estable y transitorio,
 - Variando la inductancia de acoplamiento
 - Variando la capacitancia del bus DC de inversor de tres niveles y
 - Bajo condiciones de tensión de suministro no ideales,

1.3. Justificación

En la industria de la minería a tajo abierto, el tiempo es un factor importante en el día a día, es ahí donde se inicia el proceso de la minería con la extracción de grandes cantidades de tierra que no podrían lograrse sin grandes equipos de excavación comúnmente llamados Palas, estos equipos se encargan de extraer grandes cantidades de tierra en poco tiempo, algo que no podría realizarse comúnmente con equipos livianos, es por ello que las grandes compañías mineras tienden a incrementar su flota de maquinaria pesada para el desarrollo de estas actividades debido a la alta demanda de los minerales.

Para lograr extraer grandes cantidades de tierra en poco tiempo es imprescindible el uso de Palas en el proceso de extracción del mineral, por ello, una Pala se considera un equipo de alta criticidad en el ciclo de extracción de mineral. Para lograr un alto rendimiento es necesario cumplir con los requerimientos de suministro de energía establecidos por el fabricante y cumplir con los estándares internacionales como la *IEEE-STD-519-2014* que regula el control de armónicos permisibles en los sistemas eléctricos; el incumplimiento de estos requerimientos podría elevar los costos operativos y de mantenimiento en miles y decenas de dólares. El inconveniente de un sistema eléctrico como la Pala 4100XPC DC al operar fuera de los límites recomendados por los estándares internacionales incrementa los riesgos de falla. El riesgo de falla en un sistema eléctrico minero es motivo de estudio del presente trabajo. A continuación, se mencionan algunos de los principales problemas en una Pala eléctrica minero.

- Subtensión: fallas en los motores principales y convertidores de las Palas, pérdidas importantes en eficiencia energética, requerimiento de mayor diámetro de cables mineros, restricciones de distancia entre las subestaciones móviles y Palas eléctricas, aumento de frecuencia de fallas y pérdidas de disponibilidad de las Palas y Perforadoras eléctricas, degradación acelerada del aislamiento los equipos eléctricos, aumento de las temperaturas operacionales de motores y convertidores.

- Sobretensión: mayor susceptibilidad a sobretensiones en las Palas eléctrica DC
- Distorsión armónica: Incremento considerable del riesgo de resonancia con los filtros de las Palas eléctricas y generación de sobretensiones momentáneos – Swells (típicamente de 10 a 30 segundos).

La calidad de energía entregada a las Palas eléctricas mineras afecta el rendimiento del equipo, consecuentemente, los indicadores de mantenimiento como el *MTTR*, *MTBF*, disponibilidad, entre otros, se verán afectados, en consecuencia, el presente trabajo propone una solución alternativa a los filtros pasivos utilizando un filtro activo.

1.4. Planteamiento del Problema

La compañía minera de cobre Las Bambas operada por MMG-Limited posee dentro de su flota de carguío Palas Eléctricas mineras *DC* y *AC*, éstos equipos, valorizados en millones de dólares están clasificados como sistemas de alta criticidad debido al impacto que pueden generar en la producción; Las Palas eléctricas, al operar fuera de los estándares de calidad de energía, afectan los indicadores de mantenimiento, en consecuencia, la presente tesis plantea una alternativa para la mitigación de armónicos mediante el diseño de un filtro activo de potencia tipo Shunt (*APF*) inversor de tres niveles. El uso de un filtro activo en lugar de un filtro pasivo evita posibles condiciones de resonancia en la red, ondas de tensión distorsionadas, bajo factor de potencia, sobrecalentamiento de los transformadores, fusibles abiertos de los condensadores, corrientes excesivas en los cables neutros, etc., en consecuencia, los armónicos y los costos asociados al mantenimiento se reducirán y la vida de los equipos se alargará.

Los principales indicadores de mantenimiento afectados son los siguientes:

- **Porcentaje de Mantenimientos No Programados:**
La comparación entre el porcentaje de mantenimientos programados versus los mantenimientos no programados es una condición crítica.

Para el periodo 2015-2016, el porcentaje de los mantenimientos programados y no programados fueron del 53% y 47% respectivamente para la flota de Palas *DC*. Este indicador de mantenimiento explica en parte los problemas asociados a la calidad de energía de las Palas *DC*.

- **Tiempo promedio para reparar:**

El *MTTR* (*Mean Time to Repair*) o tiempo promedio para reparar trabaja estrechamente con la gestión de mantenimiento, este indicador representa el tiempo promedio que toma reparar una Pala después de reportarse un evento de falla. El *MTTR* establecido en 3h para las Palas 4100XPC *DC* en abril del periodo 2016-2017 fue afectado debido a diversos eventos internos y externos a la Pala, entre ellos, la calidad de energía.

- **Disponibilidad:**

Los eventos relacionados a la calidad de energía tuvieron un gran impacto en la disponibilidad de las Palas *DC* en el periodo 2016-2017, debido a una falla aleatoria en los componentes eléctricos y electrónicos, eventos que conllevaron a tener un equipo de alta criticidad inoperativo por bastante tiempo. Los principales factores que prolongaron la inoperatividad del equipo fueron la polución armónica y la falta de stock de repuestos disponibles en la operación. Entre los meses de marzo y mayo del 2016, la disponibilidad de la flota de Palas *DC* registró un descenso, en el mes de abril la disponibilidad de la Flota de Palas *DC* alcanzó un 55.37% siendo la más baja en el periodo 2016-2017.

- **Tiempo promedio entre fallas:**

El *MTBF* (*Mean Time Between Failure*) o tiempo promedio entre fallas trabaja estrechamente con la gestión de mantenimiento. El *MTTR* establecido en 3h para las Palas 4100XPC *DC* en abril del periodo 2016-2017 fue afectado debido a diversos eventos internos y externos a la Pala, entre ellos, la calidad de energía.

1.5. Alcances y Limitaciones

1. El equipo bajo estudio es una Pala Eléctrica *DC* del fabricante P&H modelo 4100XPC DC de tipo cable muy común alrededor del mundo en los grandes sectores mineros a tajo abierto.
2. El presente trabajo no contemplará la interacción de la Pala 4100XPC DC con otros equipos como palas y perforadoras eléctricas de diferentes fabricantes presentes en una operación minera.
3. El trabajo en la presente tesis no incluye el análisis de los subarmónicos e interarmónicos del sistema eléctrico de la Pala *DC*.
4. En la presente tesis, el filtro bajo estudio es un filtro activo de potencia tipo Shunt trifásico basado en un inversor de tres niveles de fuente de tensión-VSAF que utiliza un esquema de generación de corrientes de referencia basado en el Método de Detección de Corrientes Síncronas-SRC, un controlador por Histéresis basado en La Modulación de Ancho de Pulso (*PWM-Pulse Width Modulation*) y un controlador de voltaje proporcional-integral (*PI*) utilizado para regular la de tensión del bus *DC* para mitigar los armónicos de corriente generados por cargas no lineales. La simulación numérica se realizará utilizando MATLAB-Simulink y SimPowerSystem Toolbox.
5. Los convertidores trifásicos controlados por fase de la Pala 4100XPC DC serán modelados como rectificadores no controlados de 6-pulsos y el motor DC será idealizado y modelado como una carga resistiva-inductiva (RL) para la simulación realizada por software MATLAB_SIMULINK.
6. El diseño del filtro activo de potencia trifásico de tres niveles no será implementado debido a los altos costos asociados a los componentes eléctricos y electrónicos de uso industrial y a los requerimientos técnicos de operación como cargas de impacto, vibración y temperatura que los componentes como controladores, sensores, reactores, capacitores, entre otros deben cumplir, por ende, el filtro activo será simulado mediante software MATLAB-SIMULINK para su análisis.

Capítulo II

2. Marco Teórico

2.1. Introducción

La tecnología de los sistemas eléctricos es muy dinámica y cada vez más compleja debido al uso creciente de semiconductores de potencia y otras cargas no lineales, por ende, son la fuente más común en la generación de corrientes armónicas; en la sección 2.2 se revisará los problemas más comunes referentes a la tensión y corrientes, en la sección 2.3 se revisará las fuentes de corrientes como transformadores, convertidores de potencia, convertidores e inversores de fuente de tensión y sistemas de compensación de energía mediante semiconductores, en la sección 2.4 se revisará los efectos de los armónicos de tensión y corriente en los sistemas eléctricos, estos se manifiestan de diversas formas, como por ejemplo pérdidas de potencia en la generación, transmisión y utilización, bajo factor de potencia, degradamiento del aislamiento de máquinas eléctricas, resonancia, entre otros. En la sección 2.5 se revisará las soluciones tradicionales para los armónicos como reactores en línea y filtros sintonizados, en la sección 2.6 se revisará los controladores *FACTS-Flexible AC Transmission Systems* y su relación con el sistema de compensación de potencia reactiva de la Pala 4100XPC DC. En la sección 2.7 se revisará las soluciones modernas para los armónicos como los filtros activos tipo shunt y sus configuraciones, en la sección 2.8 se revisará los métodos de extracción de corriente armónica para los filtros activos, en la sección 2.9 se revisará los métodos de control de un inversor de fuente de tensión, en la sección 2.10 se revisará los métodos de control directo e indirecto de un filtro activo, finalmente, en la sección 2.11 se revisará la teoría para el cálculo del acoplamiento del inductor, en la sección 2.12 se revisará la teoría para el diseño del controlador PI del bus DC del inversor del filtro activo, en la sección 2.13 se revisará el tipo de convertidor que utiliza las Palas 4100XPC y que servirá posteriormente para el modelamiento mediante Simulink.

2.2. Distorsión en Sistemas de Potencia y Problemática

Para comprender mejor los fenómenos eléctricos a los cuales se hace referencia en el presente trabajo, es necesario comprender la terminología que se usa para describir las variaciones de calidad de energía. Entre los problemas más comunes referentes a la tensión se encuentran las variaciones cortas y largas, variaciones de frecuencia, sistemas trifásicos desbalanceados, transitorios y los armónicos. En el caso de las corrientes, estas se distorsionan debido a la naturaleza de las cargas no lineales, por ende, los armónicos de corriente son el mayor problema en los sistemas eléctricos de potencia [1]. En el capítulo III se analizará los problemas de tensión y corriente mediante el medidor de la Pala.

2.2.1. Variaciones de Tensión de Corta Duración

Las variaciones de tensión se catalogan como instantáneas, momentáneas o temporales. Las variaciones de tensión se originan por el arranque de grandes cargas como transformadores o motores y fallas en el sistema eléctrico como conexiones eléctricas sueltas. Dependiendo del tipo de variación, estas pueden originar caídas de tensión (sags), elevaciones de tensión (swell), o la pérdida completa de la tensión (Interrupciones). Según la IEEE 1159 -1995 la variación de tensión puede oscilar desde un periodo de onda hasta 1 minuto, considerando que el incremento de tensión se define cuando la amplitud oscila en el rango de 110 a 180% de su valor nominal [2].

Interrupciones

Si la tensión o la corriente de carga registra valores menores a $0.1 pu$ por un periodo no mayor a 1 minuto, el evento se considera como una interrupción. El tiempo de interrupción en el sistema eléctrico, debido a una falla, está limitado por los dispositivos de protección del sistema [1]. La Figura 2-1 muestra una interrupción en un sistema trifásico, la tensión en una fase decae un 80% durante tres ciclos, posteriormente cae a cero por 1.8 s hasta su reconexión automática.

Caídas de tensión (SAGS)

Si la tensión o corriente RMS (Root Mean Square) decae entre 0.1 y 0.9 pu a la frecuencia nominal por un periodo entre medio ciclo hasta 1 minuto, como en la Figura 2-1, el evento se considera como sag. La IEC (International Electrotechnical Commission) define este mismo fenómeno como caída, ambos términos pueden utilizarse indistintamente [1]. Los sag's se generan por fallas en el sistema eléctrico y energización de grandes cargas como transformadores y motores.

Elevación de tensión (SWELLS)

Si la tensión o corriente RMS se incrementa entre 1.1 y 1.8 pu a la frecuencia nominal por un periodo entre medio ciclo hasta 1 minuto, como en la Figura 2-4, el evento se define como swell o también se denomina sobretensión momentánea. Los swells también se originan por fallas en el sistema, pero a diferencia de los sags no son tan comunes, sin embargo, durante una falla de línea a tierra, la tensión tiende a elevarse en las fases no afectadas durante la falla, otra causa que conlleva a un swell es la desenergización de grandes cargas conectadas al sistema o la energización de grandes bancos capacitores. [1]. La Pala P&H modelo 4100XPC DC, contiene 1 banco de 675 KVAR y 03 bancos de 1350 KVAR.

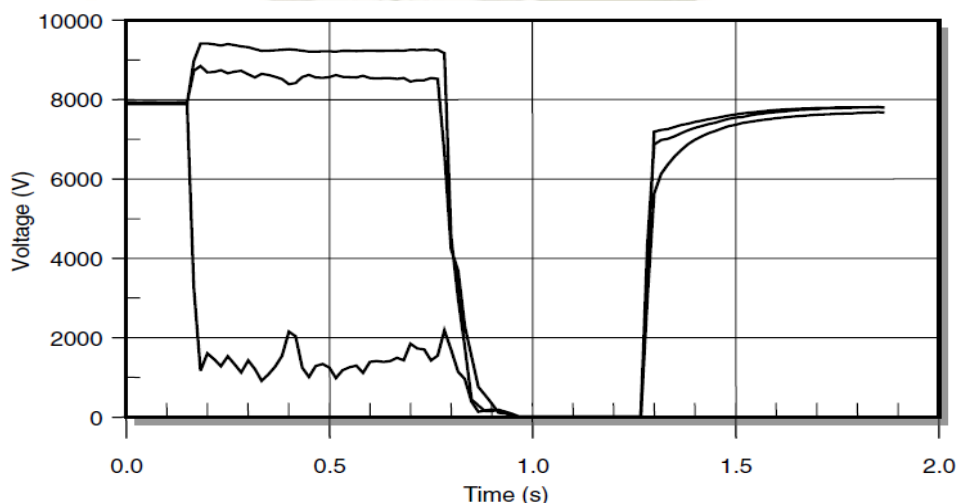


Figura 2-1: interrupción momentánea en un sistema trifásico [1].

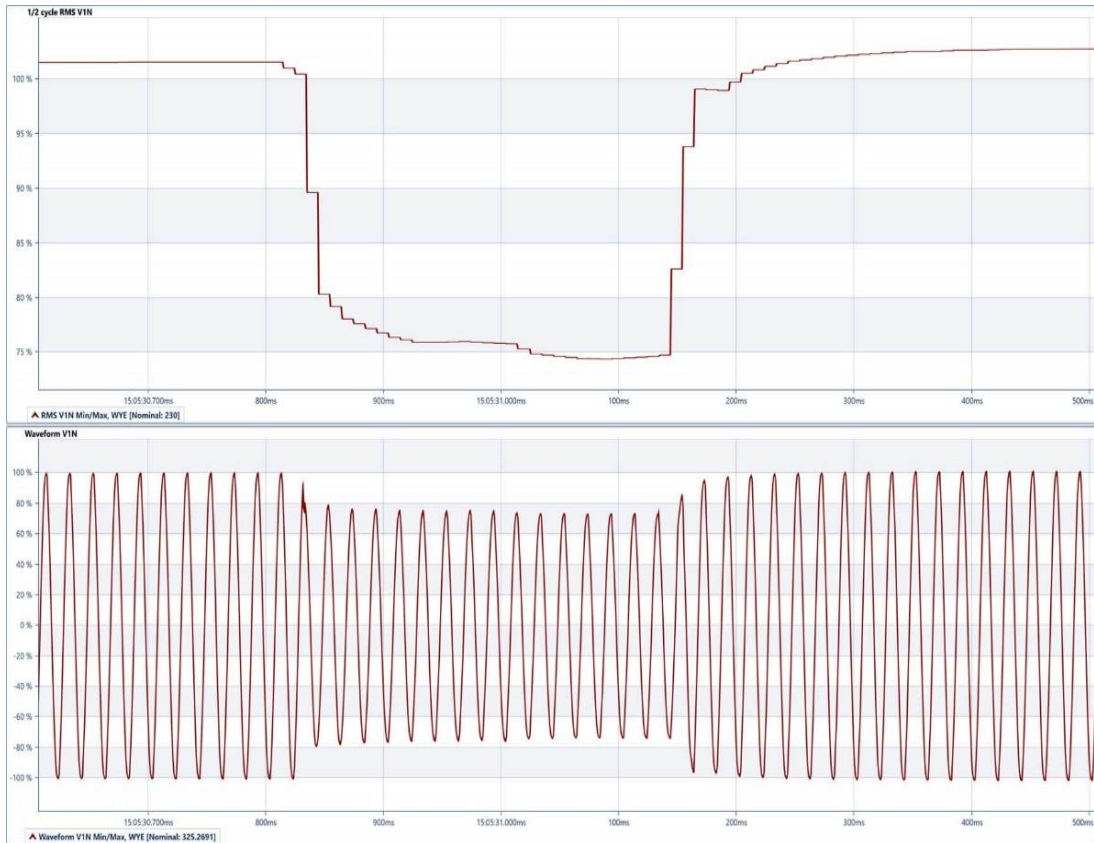


Figura 2-2: SAG- falla entre línea y tierra (a) Tensión RMS. (b) Forma de onda de la caída o SAG [3].

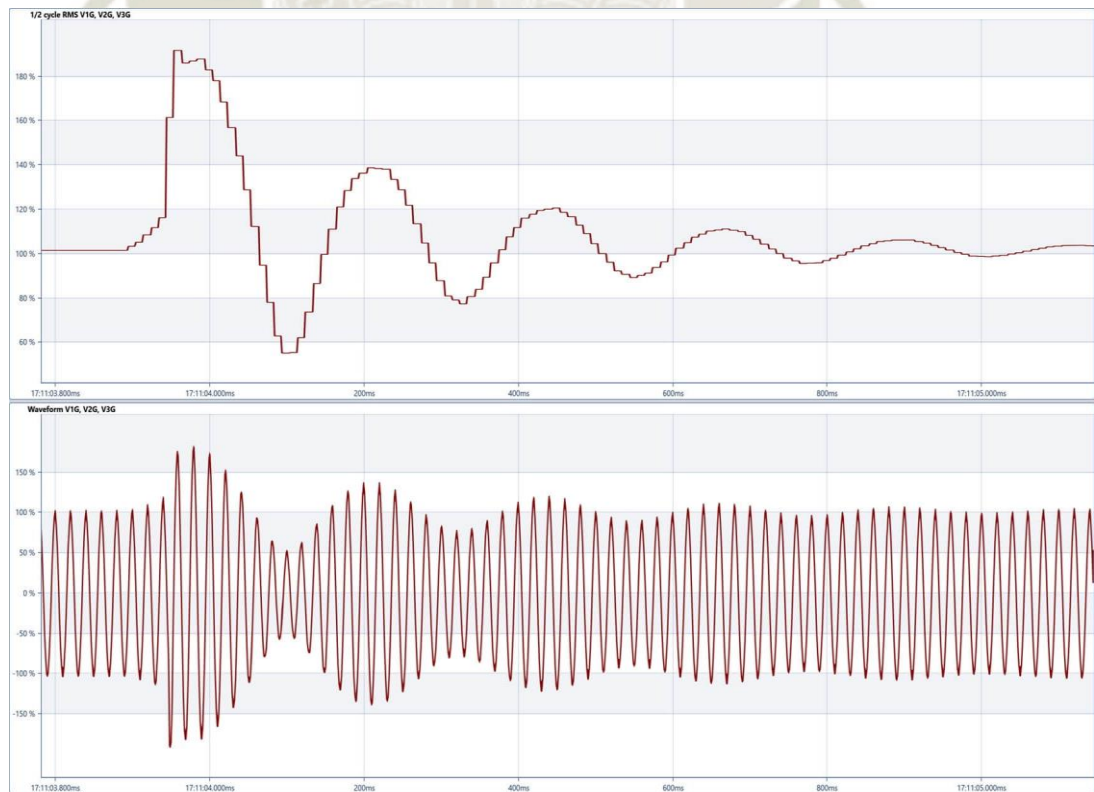


Figura 2-3: Elevación de Tensión o swell debido a una falla de línea a tierra [3].

2.2.2. Variaciones de Tensión de Larga Duración

Las variaciones de tensión de larga duración tienen un gran impacto en la tensión *RMS* a la frecuencia fundamental por más de un minuto. Las variaciones de tensión de larga duración pueden clasificarse como subtensión o sobretensión, estos fenómenos eléctricos no se deben a fallas en el sistema sino a variaciones de la carga en el sistema eléctrico que pueden analizarse mejor en un gráfico de tensión *RMS* vs el tiempo. En la ausencia de tensión por un periodo extendido de tiempo, la variación se considera una interrupción sostenida [1]. A continuación, se revisará brevemente las variaciones de tensión y sus posibles causas.

- **Subtensión:** Un evento se considera como subtensión si la tensión *RMS* inferior decae por debajo de un 90% a frecuencia nominal por un tiempo mayor a un minuto. Las subtensiones se generan por la desenergización de bancos capacitores o la energización de grandes cargas, un circuito sobrecargado también conllevará a una subtensión en el sistema.
- **Sobretensión:** Se considera como sobretensión, si la tensión *RMS* a frecuencia nominal se incrementa por encima del 110% por un periodo mayor a 01 minuto. Las sobretensiones son ocasionadas generalmente por la conmutación de cargas en el sistema como la energización de bancos de capacitores o la desenergización de grandes cargas. Si el sistema es débil o el control de regulación de la tensión es inadecuado o los taps de los transformadores no están correctamente seleccionados, se producirá una sobretensión en el sistema eléctrico.
- **Interrupciones Sostenidas:** Se considera una interrupción sostenida, si la tensión de suministro se ausenta por un periodo de tiempo mayor a un minuto. Generalmente las interrupciones mayores a un minuto se consideran permanentes y requieren de personal calificado para evaluar la falla.

2.2.3. Variaciones de Frecuencia

La variación de frecuencia se define como la alteración de la frecuencia nominal en un sistema eléctrico de 50 o 60 Hz. En circunstancias usuales de operación, la frecuencia del suministro eléctrico puede fluctuar ± 1 Hz por encima de la frecuencia nominal, la Figura 2-4 ilustra lo indicado. Las variaciones de frecuencia que superan los límites aceptados de operación en estado estable se generan por fallas en el sistema de transmisión de un gran bloque de carga desconectado, o una gran fuente de generación fuera de línea. [1]. Si la energía eléctrica se suministra mediante un generador, la frecuencia del sistema puede fluctuar sutilmente ya que está en función a sus RPM's, el sistema es sensible a los cambios dinámicos que puedan generarse entre la carga y el sistema de generación, otras causas se deben al uso de fuentes auxiliares como centrales terminas y solares, entre otras.

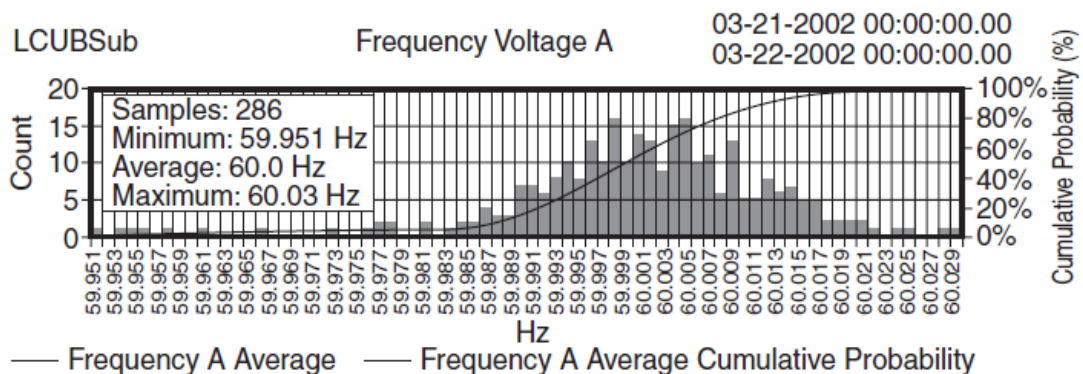


Figura 2-4: Tendencia de frecuencia y distribución estadística en bus de una subestación de 13-kV [1].

2.2.4. Sistemas Trifásicos Desbalanceados

Un sistema eléctrico trifásico está balanceado cuando los fasores de tensión tienen magnitudes iguales desplazadas 120° una fase respecto a otra; si el sistema trifásico presenta una diferencia en amplitud o en fase, el sistema se considera desbalanceado. Un desbalance de tensión de línea puede generarse por algún fusible fuera de línea en un banco de condensadores trifásico o un desbalance de carga en una fase de un circuito trifásico y se define por:

$$\% \delta_v = \frac{100 \times \text{desviación máxima de la tensión o corriente promedio}}{\text{tensión o corriente promedio}} \quad (2-1)$$

2.2.5. Transitorios

El término transitorio se usa ampliamente en el análisis de las variaciones de los sistemas de potencia; una definición hace referencia a un evento no deseable y momentáneo, otra definición aceptada es el cambio de una variable que desaparece de una condición en estado estable a otra. Los transitorios se pueden clasificar en dos grupos: impulsivos y oscilatorios [1]:

El término transitorio impulsivo hace alusión a un cambio repentino, unidireccional (positivo o negativo) a diferente frecuencia de la fundamental como se muestra en Figura 2-5, en la forma de onda de tensión, corriente o ambos. La forma de un transitorio impulsivo puede cambiar rápidamente en los circuitos eléctricos asociados debido a las altas frecuencias asociadas.

Los transitorios impulsivos pueden excitar la frecuencia natural del sistema de potencia, en consecuencia, pueden generar transitorios oscilatorios como la Figura 2-6. Los transitorios oscilatorios se pueden agrupar en tres categorías: transitorios de baja frecuencia, mediana frecuencia y alta frecuencia y pueden tener componentes desde 300Hz hasta 500kHz.

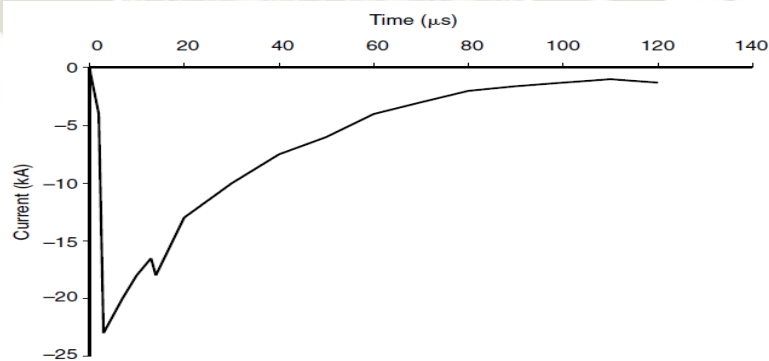


Figura 2-5: Transitorio impulsivo de corriente de un rayo [1].

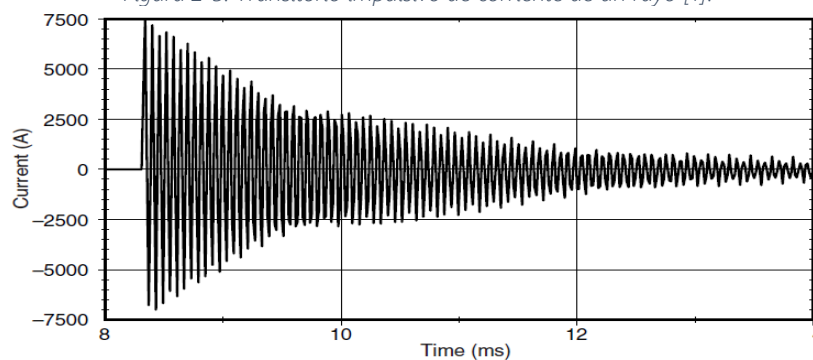


Figura 2-6: Transitorio oscilatorio de corriente por conmutación de un capacitor [1].

2.2.6. Armónicos

Una onda senoidal periódica de amplitud y frecuencia constante en el tiempo es una onda exenta de armónicos, cuando la onda presenta alguna variación en su valor pico y/o valor *RMS* se denomina una onda con contenido armónico, las cargas no lineales *RLC* generan corrientes y tensiones a frecuencias múltiples de la fundamental 50 o 60 *Hz* Los armónicos se pueden catalogarse como: sincrónicos y asincrónicos [4]. Los armónicos sincrónicos son múltiplos de la frecuencia fundamental y se subdividen en dos categorías: los subarmónicos y los superarmónicos, los primeros son armónicos cuya frecuencia armónica es inferior a la nominal, a diferencia de la segunda categoría cuya frecuencia armónica es mayor a la nominal.

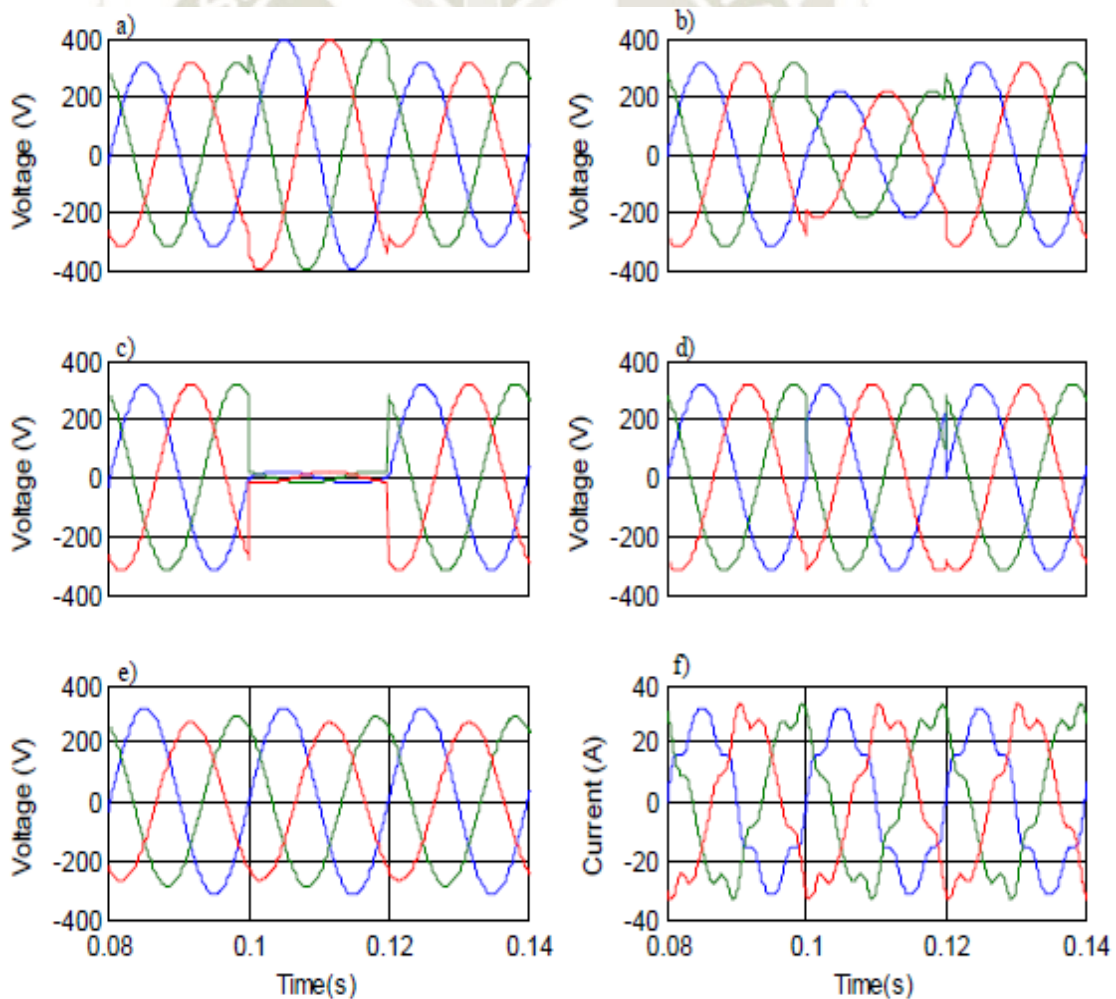


Figura 2-7: Problemas en sistemas de potencia más frecuentes. a) swells. b) sags. c) interrupción de tensión. d) variación de frecuencia. e) desbalance de tensión. f) armónicos [5].

A continuación, se definen algunos términos relacionados a los armónicos como componente armónica, orden armónico y espectro.

El término “*componente armónico*” hace alusión a ondas senoidales múltiplos de la frecuencia fundamental como se muestra en la Figura 2-9. La amplitud de los armónicos se expresada habitualmente en un porcentaje de la fundamental.

El término “*orden armónico*” o “*número armónico*” es la relación entre la n -sima frecuencia de un armónico y la frecuencia fundamental.

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (2-2)$$

El “*espectro*” es usualmente ilustrado en un histograma, el espectro refleja las amplitudes de los armónicos en porcentaje como función de su orden armónico. Ver Figura 2-8.

Fourier introdujo el concepto de armónicos demostrando que cualquier señal periódica no senoidal puede representarse por una serie de Fourier.

$$y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (2-3)$$

Donde:

- Y_0 , es la amplitud de la componente *DC*, el cual es generalmente cero para sistemas eléctricos (en estado estable).
- Y_n , es el valor *RMS* de la componente armónica n -sima.
- φ_n , es el ángulo de fase de la n -sima componente armónica cuando $t=0$

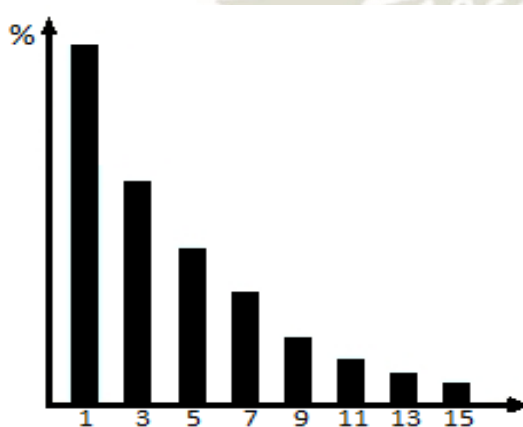


Figura 2-8: Histograma de armónicos.

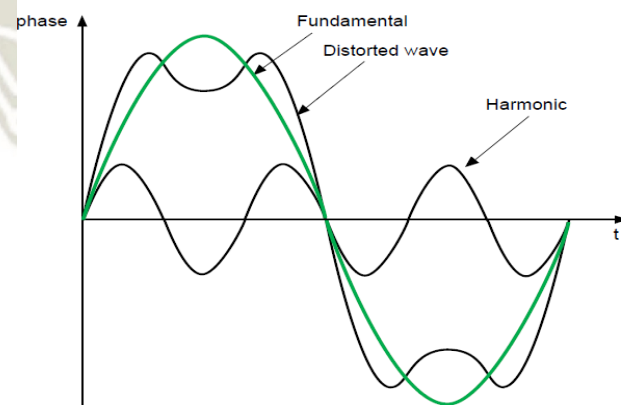


Figura 2-9: Forma de Onda con distorsión armónica [6].

2.2.6.1 Distorsión Armónica Total (THD)

El término “*THD*” (*Total Harmonic Distortion*) se traduce al español como “*Distorsión Armónica Total*”; el *THD* se usa para indicar el nivel del contenido armónico en ondas periódicas senoidales. El estándar de la *IEEE* clasifica dos grupos: de tiempo muy corto y de corta duración, para realizar mediciones con el objetivo de cuantificar el contenido armónico [7].

Mediciones de armónicos de tiempo muy corto

Según la *IEEE-519-2014*, “Los valores de armónicos de tiempo muy corto se evalúan durante un intervalo de 3 segundos en base a una agregación de 15 ventanas consecutivas de 12 (10) ciclos para sistemas de potencia de 60(50) Hz. Los componentes de frecuencia individuales se agregan en función de un cálculo eficaz como se muestra en la ecuación” [7].

$$F_{n,vs} = \sqrt{\frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} F_{n,i}^2} \quad (2-4)$$

Donde

- $F_{n,vs}$, representa la tensión(V) o la corriente (I) en valor *RMS*,
- n , representa el orden armónico e
- i , es un contador simple.
- vs , subíndice usado para denotar "muy corto".

Mediciones de Armónicos de Corta Duración.

Según la *IEEE-519-2014*, “Los valores de armónicos a corto plazo se evalúan durante un intervalo de 10 minutos en base a una agregación de 200 valores de tiempo muy cortos consecutivos para una componente de frecuencia específica. Los 200 valores se agregan en base a un cálculo de *RMS* como se muestra en la Ecuación (2-1)” [7].

$$F_{n,sh} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} F_{(n,sh),i}^2} \quad (2-5)$$

Donde:

- $F_{n,vs}$, representa la tensión (V) o la corriente (I)
- n , representa el orden armónico,
- i , es un contador simple.
- sh , el subíndice sh se usa para denotar "corto".

2.2.6.2 Límites Armónicos Recomendados por la IEEE-519-2014

El estándar hace alusión al compromiso compartido entre los usuarios finales, propietarios del sistema y los operadores, además de detallar los niveles de distorsión de tensión que son aceptables. Los límites recomendados en la norma solo aplican al Punto de Acoplamiento Común (PCC) y no deben aplicarse a elementos individuales o equipos o locaciones dentro de una facilidad de un usuario [7].

Límites de tensión Armónica Recomendada

En el PCC, los propietarios del sistema u operadores deben restringir las tensiones línea-neutro armónicas. Los valores deben estar en niveles porcentuales a la tensión-frecuencia nominales en el PCC. La Tabla 2-1 solo aplica a frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental [7].

Tabla 2-1: Límites de distorsión de tensión [7].

Bus voltage V at PCC	Individual harmonic (%)	Total harmonic distortion THD (%)
$V \leq 1.0$ kV	5.0	8.0
1 kV $< V \leq 69$ kV	3.0	5.0
69 kV $< V \leq 161$ kV	1.5	2.5
161 kV $< V$	1.0	1.5 ^a

Límites de Distorsión de Corriente para Sistemas de 120V a 69kV.

En el PCC los usuarios deberían limitar sus armónicos de corriente. Todos los valores deben estar un porcentaje de la corriente de demanda máxima I_L . El valor de corriente se establece en el PAC, se debe considerar la suma de las corrientes de máxima demanda de los 12 meses previos divididos por 12. La Tabla 2-2 aplica a armónicos de corrientes cuyas frecuencias sean múltiplos enteros de la frecuencia fundamental [7].

Tabla 2-2: Límites de Distorsión de corriente para sistemas nominales desde 120V hasta 69kV [7].

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics) ^{a, b}						
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
$< 20^c$	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

^aEven harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

^bCurrent distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

^cAll power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where

I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC

I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component)
at the PCC under normal load operating conditions

2.2.7. Factor de Potencia

El factor de potencia es la relación entre la potencia real y la potencia aparente; el coseno del factor de potencia indica la fase entre la tensión y la corriente en un circuito AC, ambos términos están claramente definidos para circuitos ideales de tensión y corriente senoidales, el factor de potencia puede mejorar con la implementación de bancos capacitores, estos añaden una corriente en adelanto para compensar la corriente en atraso inductiva. Usualmente, los equipos eléctricos se diseñan bajo condiciones ideales. A continuación, las expresiones relacionadas al factor de potencia. La potencia aparente se define por:

$$S = V_{rms} I_{rms} = V_{rms} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_L^2 dt} \quad (2-6)$$

La potencia real o activa “P” está definida por la expresión:

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos(\alpha) \quad (2-7)$$

La potencia reactiva “Q” está definida por la expresión:

$$Q = V_{rms} I_{rms} \sin(\alpha) \quad (2-8)$$

El factor de potencia “F.P” está definido por la expresión:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2-9)$$

En presencia de armónicos aparece una nueva potencia denominada “*potencia distorsionada*”, el cual se denota por la letra “*D*” en la siguiente expresión:

$$D = V_{rms} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (2-10)$$

Tomando en consideración la expresión (2-7), podemos reescribir la potencia aparente de la siguiente forma:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2-11)$$

De igual forma, el nuevo factor de potencia mostrado en la Figura 2-10 puede expresarse de la siguiente forma:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (2-12)$$

De la expresión (2-13) podemos inferir que el factor de potencia disminuirá debido a la inclusión de una potencia adicional denominada potencia distorsionada, por consiguiente, un filtro activo al mitigar los armónicos de corriente mejorará el factor potencia debido a la eliminación de la potencia distorsionada.

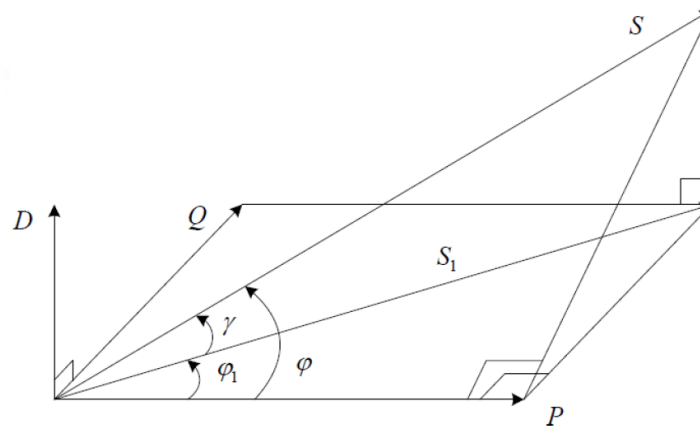


Figura 2-10:Diagrama de Potencia – Representación de Fresnel [8].

2.3. Fuentes de Corriente Armónica

Los armónicos se originan por cargas no lineales que deforman la naturaleza de la forma de onda senoidal de corriente y tensión. Previamente al uso aplicativo de los semiconductores en la industria moderna, las cargas no lineales que causaban la mayor cantidad de armónicos provenían de los transformadores, maquinas eléctricas y hornos eléctricos. En la actualidad el uso de elementos semiconductores se ha acrecentado en los diferentes tipos de industria que van desde el suministro de energía mediante rectificadores y/o convertidores de potencia hasta dispositivos electrónicos domésticos, estas cargas no lineales contribuyen en gran medida en la generación de armónicos, no obstante, la mayor contribución de armónicos se da en las etapas de conversión de energía monofásicas o trifásicas, siendo la trifásica la que más influye en la deformación de las formas de ondas senoidales, debido a las características no lineales de los elementos semiconductores basados en la electrónica de potencia, por tal razón, los efectos que pueden desencadenar los armónicos en un sistema eléctrico es motivo de preocupación debido a las pérdidas económicas y al impacto en el rendimiento de los equipos [9].

La Pala P&H modelo 4100XPC *DC* cuenta con varias cargas no lineales que contribuyen a la generación de armónicos, entre ellas se encuentran: 02 transformadores, 04 convertidores de potencia para 07 motores *DC*, 03 drives *DC* para el control de los devanados de campo de los 7 motores principales, blowers (motores *AC*) para refrigeración de los motores principales *DC*, gabinetes eléctricos de control, lámparas fluorescentes, etc.

A continuación, se revisará brevemente las fuentes que podrían contribuir a la generación de armónicos y distorsionar la forma de onda senoidal de tensión y corriente en la Pala 4100XPC *DC* como transformadores, convertidores trifásicos de corriente, convertidores de fuente de tensión y sistemas de compensación de potencia reactiva como reactores controlados por tiristores y compensación en serie controlada por tiristores.

2.3.1. Transformadores

Cuando se aplica tensión al lado primario de un transformador y el lado secundario no tiene una carga acoplada, se genera un flujo magnético sinusoidal, bajo esta condición, el efecto de resistencia del bobinado y la reactancia de fuga es despreciable, sin embargo, la forma de onda de la corriente del lado secundario no será una senoidal pura debido a que el flujo no es linealmente proporcional a la corriente de magnetización [9]. La tensión para una fuente de alimentación senoidal para cualquier instante en el tiempo está dada por la siguiente expresión.

$$v_1 = -e_1 = -E_m \sin \omega t = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2-13)$$

De la ecuación (2-14) anterior se obtiene la ecuación para el flujo principal

$$\phi = - \int \frac{e_1}{N_1} dt = \frac{E_m}{N_1 \omega} \cos \omega t = \phi_m \cos \omega t \quad (2-14)$$

Anteriormente, se mencionó que la corriente del lado secundario no será una senoidal debido a que el flujo Φ no es linealmente proporcional a la corriente de magnetización. En un núcleo ideal (sin histéresis) el flujo y la corriente de magnetización necesaria están estrechamente relacionadas por la curva de magnetización del acero usado en la construcción del núcleo (Figura 2-11). Cuando el transformador opera a su tensión nominal, la corriente de magnetización es menor al 3% de su corriente nominal por lo que se puede considerar como una condición normal propia del componente [9].

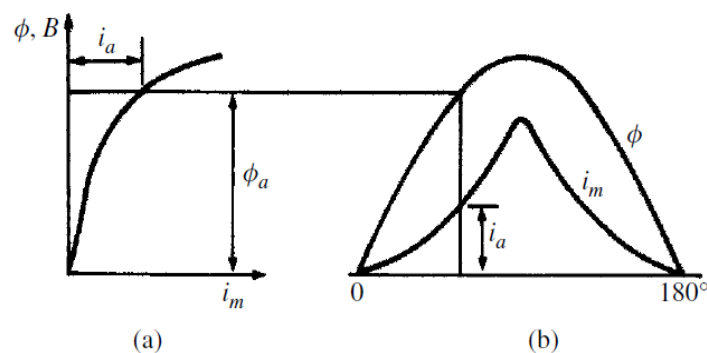


Figura 2-11: Magnetización del Transformador (sin histéresis): (a) curva de magnetización; (b) formas de flujo y onda de corriente de magnetización [9].

Una de las ventajas del conexionado delta-estrella para cualquier transformador es la reducción de los armónicos de corriente de secuencia cero a través de la conexión en delta de los bobinados; esta ventaja asemeja la forma de onda de tensión a una onda senoidal pura. Los bobinados de un transformador en conexión delta eliminan los armónicos triples, siempre y cuando, las tensiones de las tres fases se encuentren balanceadas. En los transformadores de tres extremidades (*three – limbs*), como en el caso de la Pala DC, los armónicos triples de secuencia cero, específicamente el tercero, están en fase y en la misma dirección; el flujo magnético característico del núcleo se dispersa entre las laminaciones de acero y parte del aire; cuando los armónicos triples retornan por el aire se produce una mayor reluctancia (propiedad de un material o circuito magnético de oponerse al paso de un flujo magnético), en consecuencia, los armónicos triples se reducen a valores muy pequeños (típicamente alrededor del 10%) [9].

El inconveniente de la saturación debido a las corrientes de magnetización simétrica es la reproducción de armónicos impares, sin embargo, los armónicos triples se minimizan por el conexionado en delta de los bobinados, en consecuencia, los armónicos a filtrar en el lado AC son del orden $6k \pm 1$ (5,7,11,13,17,19 ...), éstos concuerdan con los armónicos generados por convertidores de 6-pulsos [9].

Los armónicos generados durante la energización de un transformador pueden alcanzar a sobre saturar el núcleo. Usualmente cuando se desenergiza un transformador, el núcleo puede almacenar una densidad de flujo magnético residual $+Br$ o $-Br$; cuando el transformador necesita ser reenergizado, la densidad de flujo puede alcanzar a doblar el valor pico usual $2B_{max}$ o incluso triplicar el valor en estado estable $Br + 2B_{max}$ debido al flujo residual que el núcleo puede almacenar [9].

Las corrientes armónicas generadas durante la energización de un transformador pueden alcanzar a durar varios segundos, como se muestra en la Figura 2-12-a, hasta su estabilización en el tiempo debido especialmente a la baja resistencia del bobinado primario. El establecimiento de las corrientes en el tiempo para transformadores grandes está en función a la resistencia de los devanados en el lado primario, el cual es relativamente baja [9]. La Figura 2-12-b muestra la variación de contenido armónico corriente en ciclos.

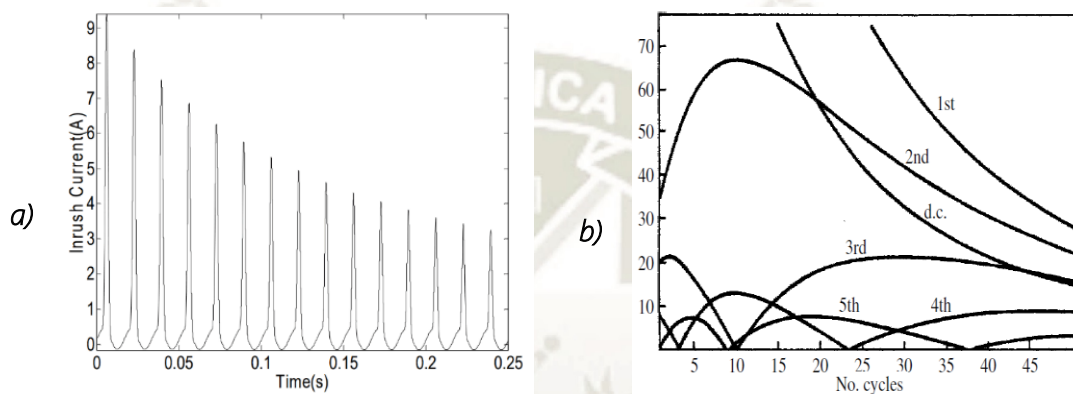


Figura 2-12:a) Variación de la corriente pico para un transformador [10]., b) Variación de contenido armónico en número de ciclos [9].

Entre los componentes de la Pala están dos transformadores con conexión delta-estrella: transformador principal para los motores *DC* y transformador auxiliar para el resto del sistema, se revisó que las corrientes de magnetización contribuyen a la generación de armónicos, sin embargo, sólo durante la energización y cuando se operan por valores por encima de la tensión nominal es que los armónicos se incrementan considerablemente.

La Pala también cuenta con sistemas de conversión de energía (*AC* a *DC*) y compensación de potencia reactiva, los armónicos generados por el transformador y los convertidores de la propia pala son del orden $6k \pm 1$, ambos sistemas tienen dispositivos semiconductores-tiristores en común, que son la principal fuente de generación de armónicos de corriente; en la práctica se evidenció que la interacción de la Pala 4100XPC *DC* con otros equipos eléctricos, distorsionan la onda de tensión a frecuencia nominal amplificándola según en orden y la amplitud del armónico característico.

2.3.2. Conversión Trifásica de Fuentes de Corriente

Un rectificador de energía se identifica por poseer un lado de configuración DC muy inductivo relativo al lado del sistema AC, cuando el sistema se asume inductivo, se debe instalar capacitores en shunt en el lado AC del convertidor, en estas circunstancias, la corriente DC se mantiene invariable y el rectificador opera como una fuente de armónicos de corriente en el lado AC y de armónicos de tensión en el lado DC. Los convertidores de potencia son usualmente de tipo de fuente de corriente por las características intrínsecas de los elementos semiconductores-tiristores de alta eficiencia, estos elementos pueden bloquear tensiones en sus etapas de no conducción y durante su etapa de conducción solo conducen corrientes en un sentido [9]. Los convertidores trifásicos de potencia no generan corrientes armónicas de tercer orden y sus múltiplos, sin embargo, si se generan armónicos característicos del tipo de convertidor, que para el caso de la Pala 4100XPC DC son del orden $6k \pm 1$ por ser convertidores de 6 pulsos.

En la industria eléctrica, los drives se pueden clasificar dependiendo del tipo de fuente: de corriente (Adjustable-Speed-Drive) para motores DC y de fuente de tensión (drives de tipo PWM) para motores AC. Los drives DC trifásicos tienen generalmente una configuración de 06 pulsos. Las principales ventajas de estos drives son: la simpleza de su sistema de control, amplio rango de velocidad y alto torque de arranque, sin embargo, los elevados costos de mantenimiento de los motores DC hacen que su aplicación se vea reducida, en comparación a los drives AC [9].

Las Palas P&H modelo 4100XPC DC cuentan con 4 convertidores de potencia de 6 pulsos para las armaduras de los motores de los movimientos de Levante (Hoist), Empuje (Crowd), Giro (Swing) y Propulsion (Propel), adicionalmente, la pala cuenta con 03 drives trifásicos DC de 06 pulsos para suministro de alimentación a los devanados de campo de los motores principales.

2.3.3. Conversión Trifásica de Fuente de Tensión

Anteriormente, se mencionó que los convertidores de fuente de corriente (CSC- *Current Source Converter*) se caracterizan principalmente por tener un lado de configuración *DC* muy inductivo relativo al lado del sistema *AC*, sin embargo, los *VSC* (*VSC-Voltage Source Converter*) se caracterizan por ser predominantemente capacitivos en el lado *DC* e inductivos en el lado *AC*. Un ejemplo muy común para este tipo de aplicaciones de *VSC* son los rectificadores de 6-pulsos usados en la mayoría de los drives *AC* debido a que son económicamente baratos y estructuralmente simples. Los niveles de armónicos de la corriente de entrada *THD* generados por esta estructura pueden alcanzar hasta el 90% sin ningún tipo de filtro instalado con armónicos generados a full carga del orden 5°, 7° y 11°. La ausencia de una conexión neutra en una disposición trifásica elimina los armónicos triples [9]. La Figura 2-13 muestra una onda de corriente con alto contenido armónico de un convertidor *VSC*. Una estructura simple es un puente de diodos de 6-pulsos con un capacitor entre sus terminales de salida (Figura 2-14), este circuito permite cargar el capacitor cada medio ciclo a frecuencia nominal por medio de dos pulsos de corriente, estos se mitigan mediante reactores (línea *AC*) y bobinas de choque (bus *DC*). La palapa cuenta con un drive similar para el caso de la apertura de compuerta del balde.

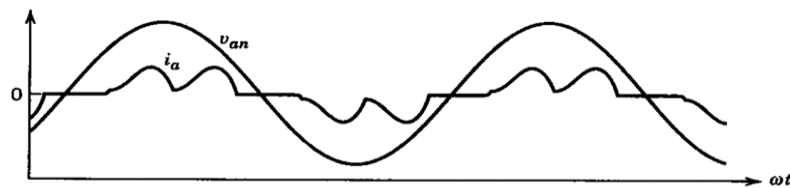


Figura 2-13: Forma de onda de los armónicos de corriente de un convertidor *VSC* [11].

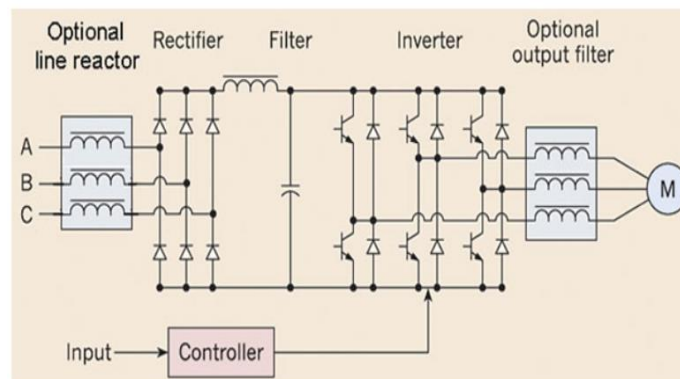


Figura 2-14: Reactor de línea conectado al lado *AC* y bobina de choque *DC* conectada entre el puente de semiconductores de entrada y el Bus *DC* [12].

2.3.4. Reactores Controlados por Tiristores (*TCR-Thyristor Controlled Reactor*)

Un compensador de potencia reactiva estático-SVC es un conjunto de elementos semiconductores que adaptan impedancias con el propósito de regular la tensión, el factor de potencia, los armónicos, reducir el flicker y estabilizar el sistema y se utilizan bajo los siguientes escenarios [9].

- Regular la tensión de transmisión de un sistema de potencia.
- Mejorar la calidad de la energía de grandes cargas industriales.

Si la carga reactiva es esencialmente capacitiva, el SVC empleará Reactores Controlados por Tiristores-TCR para neutralizar los VAR capacitivos, consecuentemente, la tensión del sistema disminuirá, no obstante, cuando la carga reactiva es netamente inductiva, el SVC utilizará bancos capacitores que se sincronizan y suministran una mayor tensión al sistema. Al conectar reactores controlados y bancos de condensadores, el factor de potencia del sistema puede estar en adelanto o en retraso debido a su variación debido a las cargas. La Figura 2-15 muestra un circuito trifásico conectado en delta de un conjunto de reactores controlados por tiristores. Los retardos de disparo en los SCR's disminuyen las magnitudes de las corrientes y deterioran sus formas de onda, por ende, los armónicos de corriente generados son de orden impar [9].

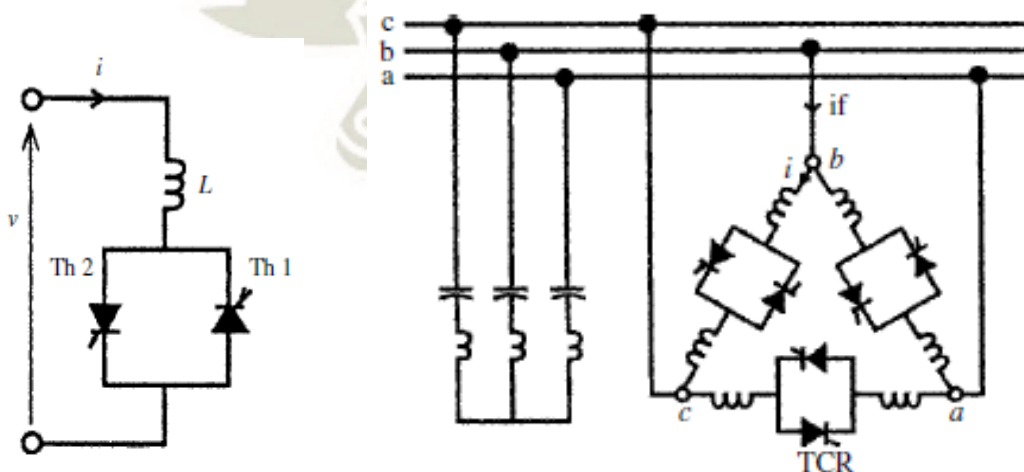


Figura 2-15:a) Configuración Trifásica de TCR paralelo a banco de capacitores en conexión Shunt [9].

2.3.5. Compensación en Serie Controlada por Tiristores (TCSC)

La compensación en serie controlada por tiristores (*TCSC-Thyristor Controlled Series Compensation*) está constituida por un banco de capacitores y un reactor controlado mediante un dispositivo semiconductor – tiristor que se conecta en paralelo como en la Figura 2-16-a), cuando el tiristor se activa antes que la tensión del capacitor cruce la línea cero, el dispositivo estará en el modo boost capacitivo, un pulso de corriente de descarga del capacitor circulara a través del inductor, como se muestra en la Figura 2-16-b). Cuando el tiristor se activa después que el voltaje del capacitor cruza la línea cero, el dispositivo estará en modo boost inductivo, elevando la forma de onda como se muestra en Figura 2-16-c). El capacitor provee un camino de baja impedancia para las frecuencias de armónicos de tensión creadas en los terminales de TCSC [9].

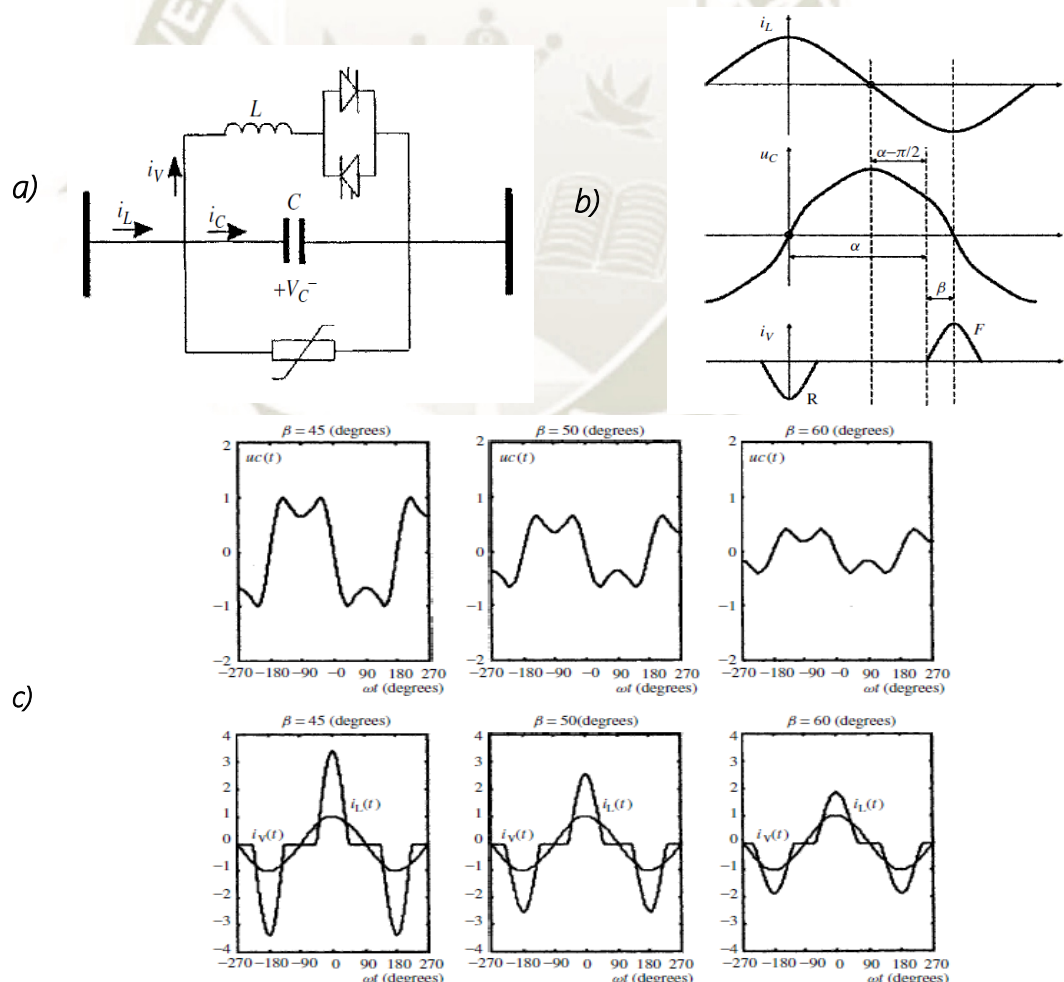


Figura 2-16: a) Circuito TCS, b) Formas de onda de Tensión y Corriente en modo boost capacitivo, c):TCSC- formas de onda el modo boost inductivo [9].

2.4. Efectos de la distorsión armónica

En la presente sección se revisará los efectos de los armónicos como la resonancia, los efectos en máquinas rotativas y elementos no rotativos y los efectos en equipos electrónicos del consumidor, además, se revisará su influencia en el sistema eléctrico de la Pala P&H modelo 4100XPC DC. A continuación, se mencionan los efectos más representativos de los armónicos de corriente y tensión [9]:

- El sistema eléctrico puede derivar en la amplificación de los niveles del contenido armónico producto de una resonancia en serie o en paralelo.
- La energía eléctrica puede afectarse en sus diferentes etapas que van desde la generación hasta la utilización con una disminución representativa en su eficiencia.
- Los armónicos reducirán la vida útil de los componentes eléctricos debido al envejecimiento prematuro del aislamiento de los componentes.
- Los armónicos generan un comportamiento errático de los sistemas eléctricos y electrónicos, pudiendo afectar su funcionamiento bajo condiciones que excedan la capacidad nominal para los que fueron fabricados.
- Las consecuencias externas de la distorsión armónica generan ruido notable y pueden estimular la circulación de voltajes y corrientes parasitas.

2.4.1. Resonancia

Los sistemas eléctricos pueden entrar en resonancia si hay capacitores e inductores en los circuitos eléctricos. Los capacitores pueden verse afectados seriamente debido a las altas corrientes que pueden llegar a circular a través de ellos, acortando su vida útil o incluso dañarlos permanentemente. En la práctica se evidencio fallas prematuras en los capacitores del sistema de compensación de potencia reactiva de la Pala. Existen dos modos de resonancia que se pueden generar en los sistemas eléctricos: en serie y en paralelo. A continuación, se revisarán ambos modos.

2.4.1.1 Resonancia En Paralelo

Las fuentes de generación de armónicos son, en su mayoría, fuentes de corriente, en consecuencia, los armónicos de tensión y corriente se incrementan en cada tramo de la impedancia paralela. Los sistemas eléctricos pueden resonar en paralelo de muchas maneras, un claro ejemplo, se da cuando un capacitor está conectado a la misma barra que la fuente generadora de armónicos, o entre un capacitor y la impedancia del sistema. Ver Figura 2-17.

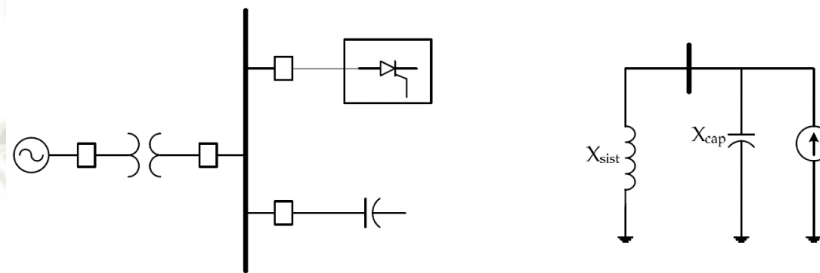


Figura 2-17: Resonancia en paralelo en PCC-(Point Common Coupling) [13].

La frecuencia de resonancia para una impedancia de sistema netamente inductiva se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$f_p = f \sqrt{\frac{S_s}{S_c}} \quad (2-15)$$

f = frecuencia fundamental (Hz)
 f_p = frecuencia resonante paralela (Hz)
 S_s = Capacidad nominal de corto circuito (VAR)
 S_c = Capacidad nominal del capacitor (VAR)

2.4.1.2 Resonancia en Serie

Para sistemas eléctricos como el de la Figura 2-18, la carga puede obviarse debido a que la impedancia capacitiva varía inversamente, es decir, a altas frecuencias la impedancia es mucho menor. En una condición de resonancia en serie, las impedancias capacitiva e inductiva se anulan mutuamente, en consecuencia, altas corrientes circulan a través de los capacitores para tensiones armónicas relativamente pequeñas, las corrientes se limitarán únicamente por el factor de calidad “Q” (parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que almacena y disipa durante un ciclo) del circuito. En circuitos donde se utilizan capacitores para corrección del factor de potencia, las corrientes armónicas que circularán en los filtros sintonizados afectarán el funcionamiento para el cual fueron diseñados.

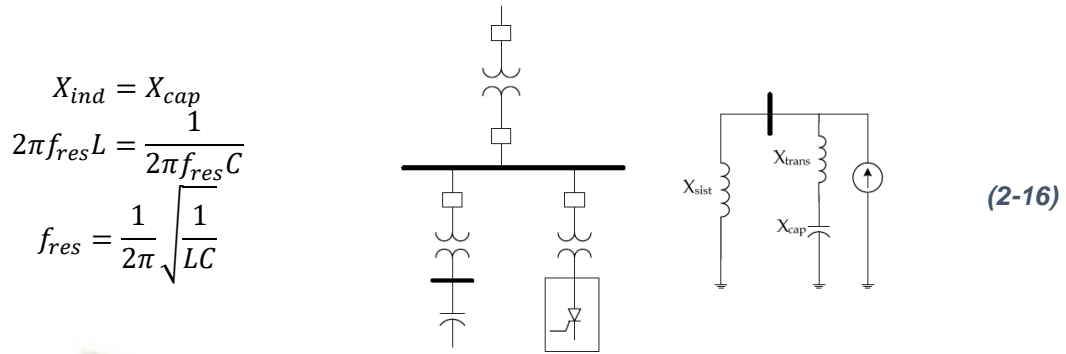


Figura 2-18: Sistema de resonancia en serie [13].

2.4.2. Efectos de Los Armónicos en Máquinas Rotativas

En general, cualquier máquina rotativa sometida a formas de onda de tensión no senoidales puede recalentarse. Los motores operan en buenas condiciones mientras la distorsión armónica permanezca por debajo del 5% establecido por las normas o estándares, de otra manera, el motor puede presentar problemas por recalentamiento. Los armónicos de tensión y corriente incrementan las pérdidas en los bobinados y laminaciones del estator y rotor, producto de las corrientes de Eddy (o corrientes parasitas, fenómeno eléctrico producido cuando un conductor atraviesa un campo magnético variable o viceversa) y el efecto Skin. Los armónicos de corrientes que circulan por el devanado del rotor y del estator producen flujos magnéticos de fuga. El flujo de fuga varía en el estator y rotor para el caso de motores de inducción con rotor oblicuo, además a mayores frecuencias, las pérdidas en el núcleo de acero pueden ser muy considerables. En general, los rotores de los motores de inducción tipo jaula de ardilla pueden tolerar mayores pérdidas, siempre y cuando, la temperatura del estator no represente un problema, en contraparte, las máquinas con devanados de rotor aislado, como el de la Pala 4100XPC DC, están más limitadas a tener pérdidas. El torque generado por el efecto de los armónicos en las máquinas rotativas puede despreciarse debido a que el deslizamiento tiende a la unidad para las frecuencias armónicas, además, los torques generados por las corrientes parasitas no representan mayor problema debido a que son muy pequeñas y ocurren en pares por lo que tienden a cancelarse entre ellos, sin embargo, podrían llegar a producir pulsaciones de torque significativas [9].

2.4.3. Efecto de los Armónicos en Elementos no Rotativos

Sistema de Transmisión

La vida útil de los cables está en función a los parámetros de operación nominales para los que fueron diseñados; un incremento en la tensión pico-a-pico, generada por la distorsión armónica, incrementará el estrés dieléctrico en los cables y por ende acortará su vida útil, en consecuencia, los costos de mantenimiento se elevarán por reparación y/o cambio. El flujo de las corrientes armónicas en las redes de transmisión puede generar dos efectos principales [9]:

1. El primer efecto es el incremento de las pérdidas I^2R en los cables de transmisión, ocasionado por la variación de los valores nominales de la onda de corriente, que a su vez se genera por la distorsión armónica; los efectos de Skin y proximidad varían según la frecuencia, en consecuencia, las frecuencias armónicas elevarán la resistencia de cable, contribuyendo así a las pérdidas en la línea de transmisión.
2. El segundo efecto son las caídas de tensión armónicas en las impedancias de los circuitos ocasionadas por las corrientes armónicas.

Transformadores

Los transformadores en los sistemas de potencia son propensos al recalentamiento, producto de los efectos de los armónicos de corriente generados por la carga, además de la posibilidad de entrar en resonancia entre la inductancia del transformador y la capacitancia del resto del sistema, adicionalmente, las partes del transformador como las bobinas y las laminaciones son propensas a sufrir estrés mecánico debido a los ciclos de temperatura y vibraciones que se generan. En la práctica se evidenció problemas de recalentamiento en el transformador principal de la Pala 4100XPC DC. Las laminaciones del núcleo del transformador tienen a incrementar la histéresis y elevar las pérdidas por corrientes de Eddy y pueden producir estrés mecánico al material aislante. El incremento del estrés mecánico depende del efecto de los armónicos sobre la tensión de suministro y el diseño propio del núcleo del transformador. El flujo de corrientes armónicas en los bobinados del transformador amplifica las pérdidas en el cobre, los transformadores de

convertidor son los más propensos a este problema ya que algunas veces no cuentan con filtros, los cuales se conectan normalmente en el lado AC, adicionalmente, los armónicos generan puntos calientes entre las uniones mecánicas del transformador. Los transformadores en conexionado en delta pueden sobrecargarse debido a la circulación de corrientes de secuencia cero de frecuencia triple, sin embargo, estas corrientes parasitas pueden considerarse en su etapa de diseño [9].

Bancos de Capacitores

Las tensiones armónicas pueden amplificar la pérdida dieléctrica en los capacitores; cuando los capacitores se conectan directamente al sistema pueden someterse a estrés térmico. Las sobretensiones y sobre corrientes pueden desencadenar eventos de resonancia en serie y paralelo, en consecuencia, los capacitores tenderán a recalentar y a incrementar sus pérdidas, hasta su detrimento. En la práctica se evidencio fallas en los capacitores del sistema de compensación de potencia reactiva de la Pala 4100XPC DC. Los capacitores, usados para corregir del factor de potencia, deben analizarse en las etapas de diseño, bajo qué condiciones podrían causar un evento de resonancia. Los capacitores usados para la corrección del factor de potencia usualmente se sintonizan alrededor de la tercera y quinta armónica de frecuencia mediante la adición de una inductancia que va enseriada, típicamente alrededor de 9 y 4%, para cada frecuencia de sintonización. Para frecuencias de orden mayor, el conjunto tiende a ser inductivo, en consecuencia, los eventos de resonancia se pueden prevenir [9].

Interferencia Armónica con Sistemas de Protección de Potencia

Los interruptores automáticos (circuit breakers) y fusibles son susceptibles a la distorsión armónica debido a la reducción del nivel de disparo generado por el calentamiento del solenoide. Los fusibles no deben activarse térmicamente ya que su propósito de diseño es actuar por sobrecorrientes *RMS*, los armónicos son susceptibles al efecto skin debido a las frecuencias armónicas [9].

2.4.4. Efecto de los Armónicos en los Equipos del Consumidor

Los consumidores pueden experimentar los efectos de los armónicos en mayor medida, si están conectados a la misma barra colectora. La probabilidad de que varios consumidores se afecten entre sí producto de una interacción simultánea es relativamente baja, sin embargo, si pueden influir entre consumidores que estén en diferentes barras, sin embargo, los factores como la distancia y los elementos que los separan, como transformadores y líneas de potencia, disminuirán la probabilidad de un evento de falla. En la Pala 4100XPC DC se evidenció fallas en fluorescentes, tarjetas electrónicas de los drives y en dispositivos semiconductores. El efecto de los armónicos es un tema extenso de debate, muchas entidades, revistas y organizaciones como la IEEE han discutido los efectos que producen los armónicos en los equipos eléctricos y electrónicos. A continuación, se detallan los principales efectos en diferentes equipos [9], [14]:

1. Fluorescentes: Estas luminarias tienen condensadores que con la inductancia del balastro y el circuito pueden producir una frecuencia de resonancia.
2. Computadores, Ordenadores: Fabricantes como Honeywell y DEC (Digital Equipment Corporation) establecen límites para la distorsión armónica para dispositivos con tasas inferiores al 3% y 5% para IBM.
3. Dispositivos Electrónicos: Las muescas que se producen en la forma de onda de tensión producto de la conmutación de corriente pueden afectar los dispositivos de sincronización o aquellos que utilicen un sistema de detección de cruce por cero. Los armónicos pueden interferir en las conmutaciones de los dispositivos semiconductores como tiristores de las siguientes formas:
 - El dispositivo semiconductor puede activarse en un instante en el que no debe producto de la muesca de tensión.
 - Los circuitos o dispositivo de protección pueden activarse intempestivamente debido a las tensiones armónicas.
 - Las interacciones de los sistemas eléctricos bajo condiciones de distorsión armónica pueden producir efectos resonantes.

2.5. Soluciones Tradicionales para los armónicos

En las etapas previas al diseño de una planta, generalmente, se debe acordar si el diseño del sistema contemplará niveles de distorsión armónica relativamente bajos o utilizará sistemas de mitigación armónica, la primera solución se logra mediante la instalación de transformadores de desplazamiento de fase (dispositivo usado para rectificadores multipulso diodos/SCR) y/o el control de un rectificador controlado por fase, cuando se opta por la segunda alternativa, mediante la instalación de sistemas de compensación armónica, los armónicos se mitigan mediante filtros; cada alternativa dependerá de factores como: la potencia, la tensión nominal y el efecto de la interacción de los armónicos con el resto del sistema. Si el objetivo es evitar la introducción de ciertas frecuencias armónicas a los dispositivos de la planta, la instalación de un filtro en serie es lo más recomendado, sin embargo, cuando se requiere mitigar los armónicos en las fuentes de generación de armónicos como los convertidores de potencia, se debe utilizar un sistema de filtración con conexión tipo shunt [9].

Las soluciones tradicionales para los armónicos presentan problemas al momento de diseñarse, más aún cuando son puestos en operación, el alto costo debido a las pérdidas, su capacidad limitada para restringir las frecuencias interarmónicas y los propios armónicos característicos de un sistema eléctrico, hacen que los filtros pasivos no sean tan atractivos frente a nuevas alternativas como los filtros activos. Las soluciones tradicionales involucran reactores en línea, filtros pasivos y filtros amortiguados.

2.5.1. Reactores en Línea

Los drives de conversión AC a DC generan armónicos por su naturaleza intrínseca. Si la potencia del drive es pequeña, la corriente extraída de la red no representará ningún problema debido a que la carga es insignificante, en cambio, si el drive requiere una potencia significativa, entonces se requerirá adicionar una impedancia para eliminar el impacto de los pulsos de corriente. Los dos tipos de inductancias más usuales que pueden instalarse son los reactores AC y las bobinas de choque DC [15].

2.5.2. Filtros Pasivos

Un filtro tipo Shunt es un filtro sintonizado a una frecuencia determinada donde su reactancia inductiva y capacitiva son iguales; los filtros se diseñan para un parámetro de calidad denominado “Q”, el factor “Q” determina la precisión bajo el cual el filtro es sintonizado, el factor “Q” se subdivide en alto y bajo, un factor alto se considera normalmente entre 30 y 60, mientras que un factor bajo oscila entre 0.5 a 5, un bajo factor de “Q” ofrece una baja impedancia sobre un amplio espectro de frecuencias. El dimensionamiento de un filtro se delimita en función a la energía reactiva que el filtro suministra a la frecuencia fundamental a través de los capacitores. El tamaño de todas las extremidades de los filtros está en función a la exigencia de energía reactiva de la fuente armónica y cuánto puede proveer la red de suministro AC. El criterio ideal de diseño del filtro tiene como propósito eliminar todos los efectos adversos causados por la distorsión armónica de la forma de onda, sin embargo, un modelo ideal es prácticamente inalcanzable debido a limitaciones económicas y técnicas. El diseño ideal de un filtro puede entenderse como una configuración de banda ancha simple capaz de atenuar todo el espectro de armónicos inyectados (por ejemplo, desde el quinto orden hasta órdenes superiores para un convertidor de seis pulsos), sin embargo, la capacitancia requerida para alcanzar dicho objetivo sería demasiado grande, por lo que es más económico atenuar los armónicos inferiores por medio de filtros sintonizados en una sola extremidad. La principal limitante técnica para diseñar un filtro es la estimación anticipada de los armónicos en toda la red, en consecuencia, es más práctico reducir el problema a un nivel aceptable en el PCC, tomando como referencia los parámetros³ de TDD de corriente o THD tensión armónica o ambos. El diseño de un filtro es más conveniente cuando se realiza tomando como referencia el THD de tensión armónica porque es más fácil garantizar que los niveles de tensión se mantengan dentro un límite de tensión razonable, a limitar el nivel de corriente según cambie la impedancia de la red A.C. El THD de tensión armónica representa más que una suma aritmética, porque corresponde a la potencia armónica, en consecuencia, está más relacionado a la severidad de las perturbaciones de la red [9].

El criterio de diseño más usado para convertidores de potencia *HVd.c.* es el máximo nivel de un armónico singular de tensión y el *THD* de tensión. Para el diseño del filtro es suficiente considerar todos los armónicos hasta el 25^{avo} orden debido a que los niveles máximos de armónicos individuales solo ocurren bajo ciertos escenarios. Para lograr reducir el contenido armónico, el diseño convencional del filtro debe basarse en los siguientes pasos [9]:

1. El espectro de corriente armónica generada por la carga no lineal que se inyecta en el circuito consistente de filtros en paralelo con el sistema A.C.
2. Los resultados de primer punto se usan para determinar los parámetros específicos como *Total Harmonic Distortion - THD*, *Telephone Interference Factor - TIF* entre otros.
3. El estrés en los elementos de los filtros, por ejemplo, capacitores, inductores, resistores se computarizan para calcular sus valores nominales y pérdidas.

Adicionalmente, se debe tomar en cuenta tres elementos de suma importancia para diseñar el filtro [9]:

1. La fuente de corriente: el contenido de la fuente de corriente para convertidores de potencia varía en función al rango de carga y las condiciones de ángulo de disparo de los semiconductores.
2. Las admitancias del filtro (la admitancia es la facilidad que este ofrece al paso de la corriente, la admitancia es la inversa de la impedancia y su unidad es el Siemens):
3. Las admitancias del sistema: en lo que se refiere a las admitancias del filtro y del sistema, se debe calcular la mínima admitancia equivalente total para cada frecuencia armónica que resulta en la máxima distorsión armónica de tensión.

2.5.3. Filtros Sintonizados Resistivo, Capacitivo e Inductivo-RLC

Un filtro sintonizado es un filtro resonante, como el mostrado en la Figura 2-19, a una frecuencia armónica determinada, generalmente al armónico predominante más bajo, el filtro se conforma de una parte resistiva- R , inductiva- L y capacitiva- C , enseriados entre sí. El filtro debe diseñarse para filtrar una banda de frecuencia determinada para cada armónico, debe ofrecer una baja impedancia para la banda de frecuencias a filtrar y una alta impedancia a la frecuencia fundamental [16]. A continuación, se detalla, las ecuaciones para un diseño convencional [9], sin embargo, el enfoque para la deconstrucción del filtro de la Pala 4100XPC se realizará utilizando el estándar Std 1531-2003.

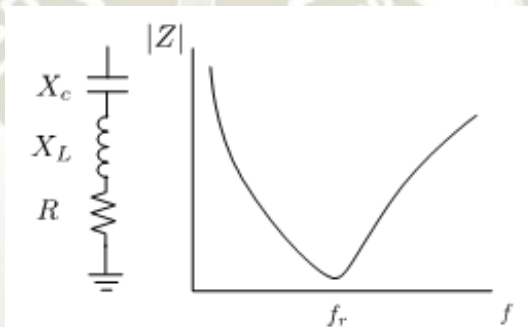


Figura 2-19: Circuito de Filtro sintonizado e Impedancia del filtro Shunt Sintonizado vs frecuencia [17].

La impedancia del circuito resonante está definida por:

$$Z_1 = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2-17)$$

La expresión (2-17) debe tender a R ; los valores nominales del filtro RLC dependen principalmente de dos factores: el factor de calidad del filtro Q y el factor de desviación de frecuencia relativa δ , estos factores se escogen previamente al diseño del filtro.

Expresando la impedancia del filtro en términos del factor de calidad Q y factor de desviación de frecuencia relativa δ .

$$\omega = \omega_n(1 + \delta) \quad (2-18)$$

Donde la frecuencia angular está definida por:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-19)$$

Expresando la reactancia inductiva y capacitiva en ohms a la frecuencia de sintonización.

$$X_0 = \omega_n L = \frac{1}{\omega_n C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-20)$$

$$Q = \frac{X_0}{R} \quad (2-21)$$

$$C = \frac{1}{\omega_n X_0} = \frac{1}{\omega_n R Q} \quad (2-22)$$

$$L = \frac{X_0}{\omega_n} = \frac{R Q}{\omega_n} \quad (2-23)$$

Expresando (2-17) en términos de (2-18), (2-22) y (2-23).

$$Z_f = R \left(1 + j Q \delta \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \right) \quad (2-24)$$

Considerando δ un valor relativamente pequeño comparado a la unidad se tiene:

$$Z_f \approx R(1 + j2\delta Q) = X_0(Q^{-1} + j2\delta) \quad (2-25)$$

La Figura 2-20 muestra a continuación los circuitos del filtro resonante con la fuente armónica y la impedancia de la red.

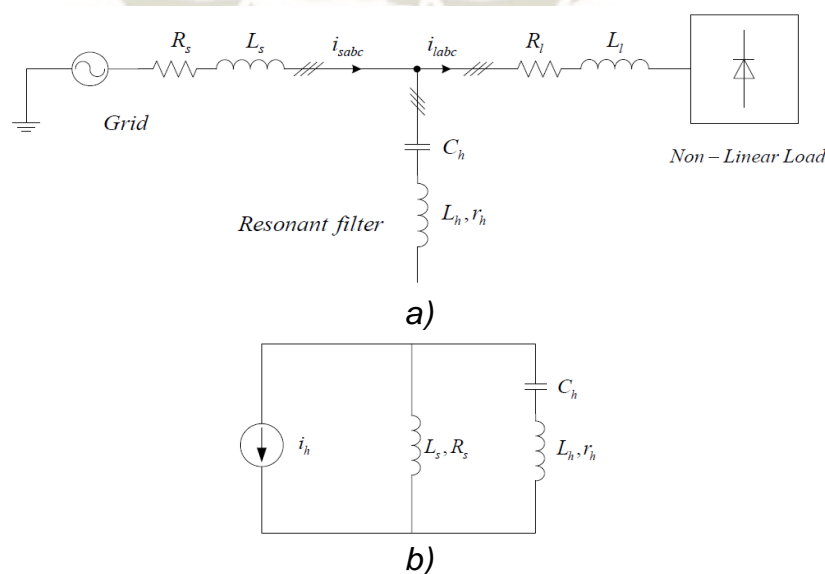


Figura 2-20:a) Filtro resonante conectado con una carga no lineal, b) Circuito equivalente armónico de un filtro pasivo con la impedancia de red [16].

2.6. Controladores para Sistemas de Transmisión AC Flexibles-FACTS

La complejidad de las cargas eléctricas y electrónicas han obligado a los sistemas de potencia a operar con altos niveles de confiabilidad y disponibilidad, en consecuencia, las utilidades y los usuarios se han visto en la necesidad de investigar y proponer nuevas tecnologías que optimicen el rendimiento del sistema y su controlabilidad, en particular, dos nuevas tecnologías fueron propuestas: los Sistemas de Transmisión AC Flexibles (*FACTS-Flexible AC Transmission Systems*) y los Sistemas de Distribución de Energía Eléctrica Confiables e Inteligentes (*FRIENDS-Flexible Reliable and Intelligent Electrical Energy Delivery Systems*) desarrollada en la década de los 80's y 90's respectivamente. Existen dos tipos principales de compensación desarrollados para los controladores *FACTS*: compensación en serie y shunt. En general, la mayoría de los controladores *FACTS* actúan sobre la potencia reactiva para controlar la tensión y la estabilidad del sistema. La compensación tipo shunt se usa para influenciar las características eléctricas de la red con el fin de incrementar la potencia de transmisión en estado estable y controlar la tensión de línea. La compensación en serie se usa para cambiar la impedancia de línea de transmisión y es muy efectiva para controlar la potencia de línea y optimizar la estabilidad del sistema. Los controladores *FACTS* se desarrollaron para mitigar los problemas de calidad de energía que existen entre los sistemas de transmisión y cliente, mediante técnicas de control de potencia reactiva. La compensación de potencia reactiva se puede enfocar desde dos aspectos: compensación de carga y tensión de soporte [18].

- El primer enfoque está orientado a incrementar el factor de potencia para balancear la potencia real extraída del suministro AC, compensar la regulación de tensión y mitigar las frecuencias armónicas de corriente producidas por cargas industriales no lineales fluctuantes. La Pala 4100XPC DC utiliza este enfoque.
- El segundo enfoque está orientado a reducir la fluctuación de tensión en una terminal de línea de transmisión.

En las siguientes secciones se revisará los tipos de compensadores tipo shunt, el gabinete que componente el sistema de compensación de potencia reactiva y su maco teórico, así mismo, se detallará su funcionamiento mediante pasos.

2.6.1. Compensadores Tipo Shunt

La compensación tipo Shunt se desarrolló con el objetivo de regular la cantidad de energía reactiva que circula a través de los sistemas de potencia. La potencia reactiva producida por una fuente de energía AC se acumula en un capacitor o reactor durante el primer cuarto de ciclo, para que en el siguiente cuarto de ciclo sea restituida a la fuente. La potencia reactiva fluctúa entre la fuente de suministro y la carga inductiva (reactor) o capacitiva (capacitor) y viceversa, por ende, la energía reactiva se compensa utilizando equipos estáticos o mediante generadores de energía reactiva, consecuentemente, la tensión de línea y la estabilidad del sistema mejorarán considerablemente. Los compensadores tipo shunt se clasifican dependiendo del tipo de tecnología usada en su implementación, existen dos categorías principales: la primera utiliza capacitores y reactores conmutados por tiristores, la segunda utiliza convertidores estáticos auto conmutados, ya sea del tipo de fuente de corriente o de tensión; ambos sistemas utilizan la electrónica de potencia y esquemas de control [18]. La Pala 4100XPC DC utiliza la primera categoría para el sistema de compensación de potencia reactiva-RPC.

2.6.1.1 Capacitores Conmutados Mecánicamente o Fijos

La compensación de potencia reactiva mediante bancos capacitores en conexión Shunt para elevar el factor de potencia se utilizó primeramente en el año 1914. Los capacitores inyectan corriente en adelanto para compensar la corriente en atraso producida por las cargas inductivas. La cantidad de energía reactiva a compensar es el principal factor en la selección del tipo de capacitores; en sistemas donde las cargas oscilan, la energía reactiva oscilará ampliamente, consecuentemente, los bancos fijos frecuentemente pueden generar subtensiones o sobretensiones debido a la subcompensación o sobrecompensación. La compensación de potencia reactiva inductiva en atraso se logra mediante la conmutación de bancos capacitores, dependiendo del

número de capacitores a conmutar, la conexión será suave o brusca. Generalmente, la conmutación de este tipo de bancos se consigue mediante la implementación de relés e interruptores, sin embargo, estos elementos poseen varias desventajas como ser lentos, poco confiables, generan altas corrientes inrush y demandan un mantenimiento constante [18].

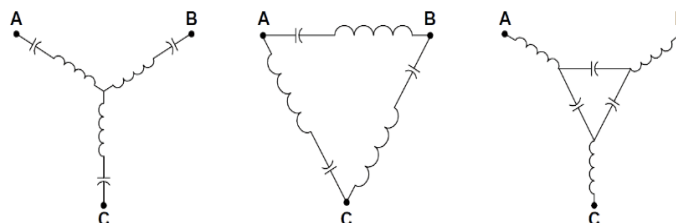


Figura 2-21: Tipos de conexiones de bancos de capacitores [19].

2.6.1.2 Compensadores VAR Conmutados por Tiristores

Los compensadores VAR se dividen en dos categorías: capacitores conmutados por tiristores (*TSC-Thyristor Switched Capacitor*) o reactores controlados por tiristor (*TCR-Thyristor Controlled Reactor*). Los compensadores estáticos consiguen un control preciso sobre el rango de energía reactiva con tiempos de respuesta rápidos [18]. Los compensadores estáticos conmutados por tiristores usan reactores y capacitores controlados para proporcionar energía en retraso o adelanto de una forma versátil y rápida. La Pala 4100XPC DC utiliza la primera categoría para el sistema de Compensación de Potencia Reactiva-*RPC* y se detalla a continuación.

2.6.1.2.1. Capacitores Conmutados por Tiristor (TSC)

Los bancos de capacitores se configuran mediante pasos, es decir, los capacitores se conectan o desconectan dependiendo de la demanda de energía reactiva inductiva a compensar. Cada banco de capacitores se conforma por una extremidad monofásicas que a su vez se conforma por un capacitor C , tiristores Sw_1 y Sw_2 y un inductor L cuyo objetivo es restringir la corriente a través del tiristor y evitar que el circuito entre en resonancia con la red. El capacitor conmuta con un mínimo de transitorios si se origina en el instante en que la tensión en el capacitor y de la red son la mismas. Los *TSC* ofrecen varias ventajas: poseen un control paso a paso, pueden tolerar un retardo de medio ciclo a un ciclo como máximo y no originan frecuencias armónicas de corriente [18].

En la ecuación (2-26), la resistencia del sistema es despreciable contrastada con la reactancia del sistema. Si el capacitor se acopla en el instante que la tensión de la fuente es máxima y la tensión en el capacitor es igual al valor de tensión pico de la fuente $V_m(\alpha = \pm 90^\circ)$, no existirá una componente transitoria de corriente [18]. La corriente que circula a través del capacitor en cualquier instante está definida por:

$$i(t) = \frac{V_m}{X_C - X_L} \cos(\omega t + \alpha) - \frac{V_m}{X_C - X_L} \cos \theta \cos(\omega_r t) + \left[\frac{X_C V_m \sin(\alpha)}{\omega_r L (X_C - X_L)} - \frac{V_{C0}}{\omega_r L} \right] \quad (2-26)$$

Donde

- X_C y X_L reactancias capacitiva e inductiva
- V_m Tensión instantánea máxima de la fuente
- α Desfase angular de tensión al cual el capacitor es conectado
- ω_r Frecuencia de resonancia del sistema ($\omega_r = 1/\sqrt{LC}$)
- V_{C0} Tensión del capacitor en $t=0$.

La configuración propuesta en 1971, mostrada en Figura 2-22-a, ha demostrado poca practicidad debido a sus desventajas: la compensación de potencia reactiva no es continua, cada banco capacitor requiere de tiristores por separado, tal configuración eleva los costos para su implementación, la tensión en estado estable a través de un tiristor es el doble de la tensión pico en su etapa de no conducción, en consecuencia, se requiere circuitos adicionales para protegerlos ante transitorios y corrientes de falla. Una opción más viable y practica es sustituir un tiristor por un diodo (topología usada por la Pala 4100XPC DC), las corrientes inrush se anulan cuando se aplican pulsos de disparo en los tiristores en los instantes correctos, es decir, cuando la tensión alcanza su valor máximo negativo, la corriente seguirá una trayectoria senoidal sin distorsión, una vez culminado el ciclo, la tensión en el capacitor V_{C0} será $-V_m$ y el tiristor se bloqueará automáticamente, de esta forma no se generan armónicos ni corrientes inrush siempre y cuando se satisfagan dos condiciones $dv/dt = 0$ en $v = -V_m$ y la tensión ánodo - cátodo del tiristor sea cero; adicionalmente se puede alcanzar un control continuo si los bancos se configuran de forma binaria como se muestra en la Figura 2-22-b [18].

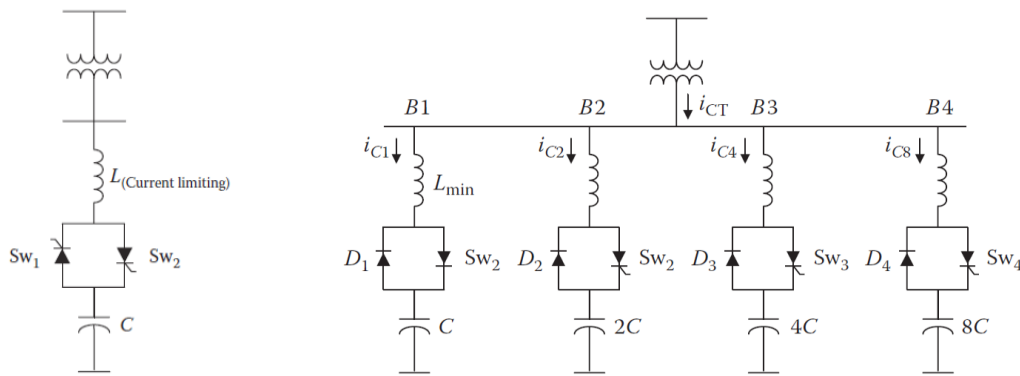


Figura 2-22: Configuración de un capacitor conmutado por a) tiristores, b) diodo y tiristor [18].

2.6.2. Gabinete de Compensación de Potencia Reactiva-RPC de la Pala 4100XPC DC

El gabinete de Compensación de Potencia Reactiva se divide en 6 secciones, 4 secciones corresponden a cuatro bancos capacitores y las 02 secciones restantes corresponden a los elementos de control de los bancos. La Figura 2-23 representa la vista superior donde se muestra la distribución de los bancos y elementos de control. El primer gabinete contiene los componentes del banco ½ y 1. El banco ½ se encuentra en el lado interno y el Banco 1 en el lado externo de la Pala. El segundo gabinete contiene los dispositivos semiconductores o SCR's utilizados para la conmutación de los capacitores, diodos usados para la carga y descarga de los capacitores y circuitos de protección por sobretensión conocidos como snubbers o dV/dT . Los componentes del Banco ½ y 2 se encuentran en el lado interno de la Pala, los bancos 1 y 3 se encuentran en el lado externo. El tercer gabinete contiene los componentes del banco 2 y 3.

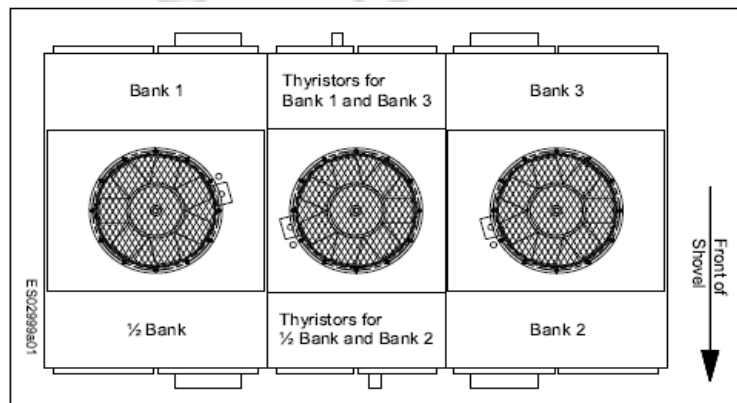


Figura 2-23: Distribución del gabinete RPC de un Pala 4100XPC DC a 60 Hz [20].



Figura 2-24: Gabinete RPC Banco 1/2 (izquierda) y Gabinete Banco full 1,2 y 3 (derecha).

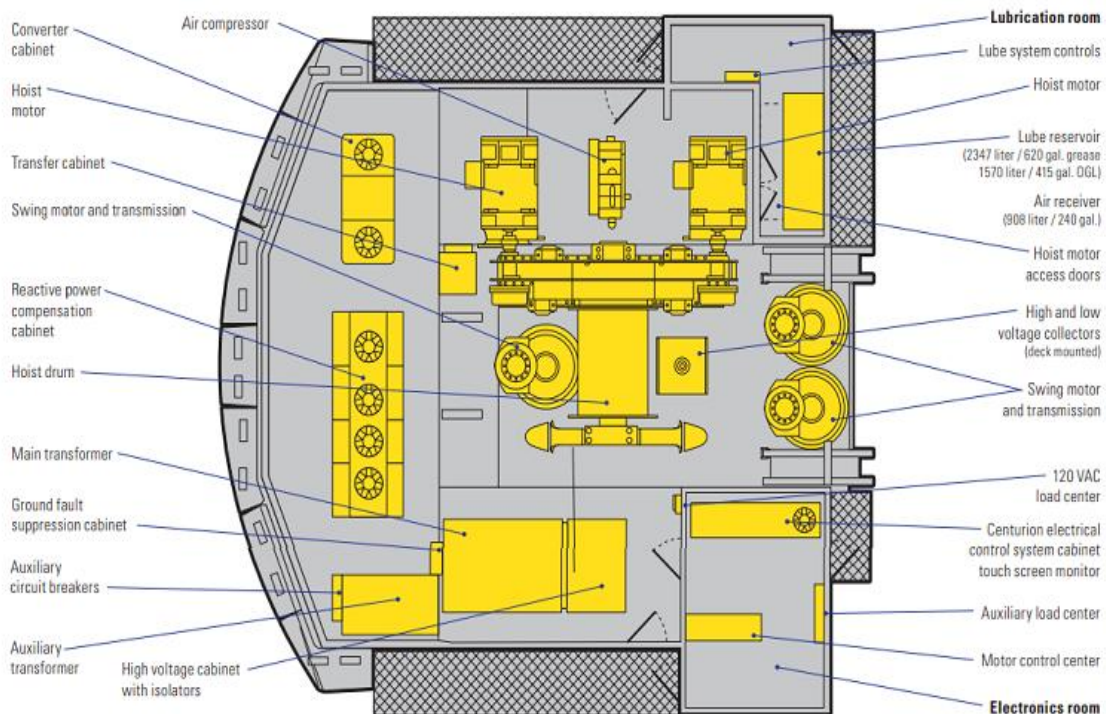


Figura 2-25: Distribución de Gabinetes Eléctricos de la Pala 4100XPC DC [21].

2.6.3. Maro Teórico de la Compensación de Potencia Reactiva de la Pala 4100XPC DC

Los sistemas de potencia controlados por fase de *AC* a *DC* generan una componente de fase denominado *Volt-Ampere-Reactivo (VAR)*. La Pala eléctrica *DC* genera *VAR*'s inductivos a través de los convertidores de armadura y campo de los motores *DC*, dichas cargas requieren dos componentes de potencia eléctrica para operar correctamente.

1. Potencia real expresada en *Kilo Watts* o *KW*, esta potencia efectúa el trabajo real que genera el movimiento.
2. Potencia reactiva expresada en *Kilo VAR* o *KVAR*, esta es la potencia de sustentación del campo electromagnético.

La potencia reactiva no realiza ningún trabajo útil debido a que la corriente reactiva que circula entre el convertidor y el motor incrementa el consumo de potencia en la fuente de suministro y el sistema de distribución. La Figura 2-26 representa la distribución vectorial de la potencia activa *KW* y reactiva *KVAR* dan lugar a la potencia aparente *KVA*.

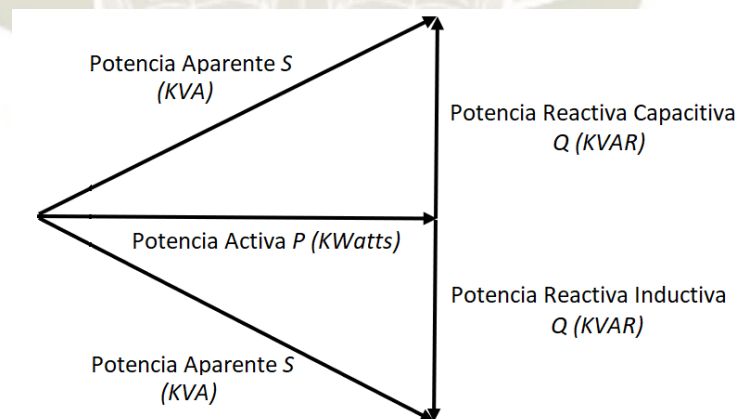


Figura 2-26: Diagrama vectorial de potencias.

El sistema *RPC* suministra potencia reactiva capacitiva automáticamente en forma de pasos dependiendo del nivel de carga inductiva, las cargas inductivas de la Pala están dadas por los convertidores de armadura de los motores de los movimientos principales como Levante, Empuje, Giro y Propulsión. El sistema conmuta los diferentes pasos bajo condiciones de corriente cero de forma que no se generen transitorios de corriente dañinos para el sistema [20].

El sistema *RPC* se conforma básicamente por capacitores que tienen la ventaja de extraer corriente en adelanto cuando están conectados a una línea *AC*. La energía reactiva que se inyecta al sistema se controla mediante dispositivos semiconductores que activan bancos capacitores de forma programada. El gabinete *RPC* no solo presta un control sobre la energía reactiva sino también opera como un filtro para los armónicos predominantes generados por el sistema eléctrico durante la operación normal de la Pala [20].

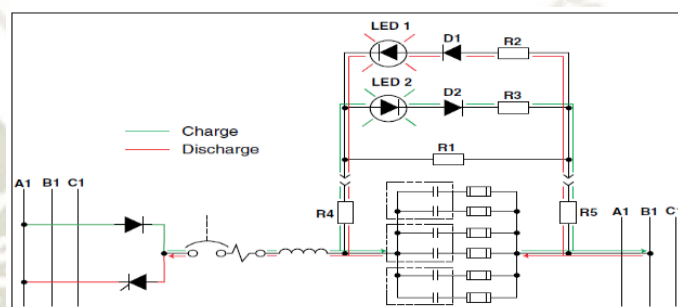


Figura 2-27: Circuito de Carga y Descarga de la línea A1 del RPC [20].

Los dispositivos semiconductores que dan lugar a la activación secuencial son los tiristores o *SCR*'s como el mostrado en la Figura 2-27, los cuales se controlan por fase, es decir que se pueden encender en cualquier punto seleccionado de la onda de tensión *AC*., en consecuencia, la corriente conducida en ese instante retrasa a la tensión aplicada y genera potencia reactiva en retraso. Cuando los convertidores de armadura operan a niveles de tensión reducida, el control retarda el pulso de disparo en la onda *AC*, por ende, la potencia reactiva es elevada, dicha potencia no favorece a la potencia real que realiza el trabajo útil, en consecuencia, el factor de potencia no es unitario, bajo esta condición se requiere mantener un factor de potencia cercano a la unidad, por consiguiente, es necesario compensar la energía reactiva inductiva mediante la inyección de energía reactiva capacitiva para cancelar el efecto de retraso generado por las cargas no lineales inductivas.

La compensación de potencia reactiva se lleva a cabo mediante un procesamiento de señales, explícitamente, la tensión de línea y la corriente de carga, dichas señales son monitoreadas por el transductor *KVAR*, la señal proporcional de salida del transductor se monitorea por módulo de interfaz

inteligente asociado al *IO* remoto del *RPC*. El *IO* procesa las señales y proporciona una salida a la tarjeta de disparo del *RPC*. La señal procesada establece la conmutación de los bancos de capacitores a ser conmutados en tiempo real. La Figura 2-28 muestra el esquema de operación del sistema de compensación del *RPC*. La Figura 2-29 muestra el diagrama unifilar de la Pala eléctrica P&H modelo 4100XPC *DC*. La Pala cuenta con 03 bancos capacitores de 1350 *KVAR* y 01 banco de 750 *KVAR* que compensan la energía reactiva de 04 Convertidores de potencia. Los reactores y filtros del *RPC* se deben mantener en condiciones de trabajo adecuadas, es decir que los componentes se encuentren en condiciones óptimas de operación, para ello se requiere que los fusibles de los capacitores no se encuentren abiertos, no presenten signos de fuga o se encuentren hinchados. Los componentes del *RPC* que difieran de sus características nominales alteran la sintonización del filtro por diseño, tal condición puede conllevar a una operación defectuosa de la Pala o afectar el sistema de suministro.

Si durante la operación o mantenimiento se determina que alguno de los bancos no puede operar bajo condiciones nominales de diseño, el banco entero debe ser puesto fuera de servicio para evitar fallas en el sistema eléctrico [20].

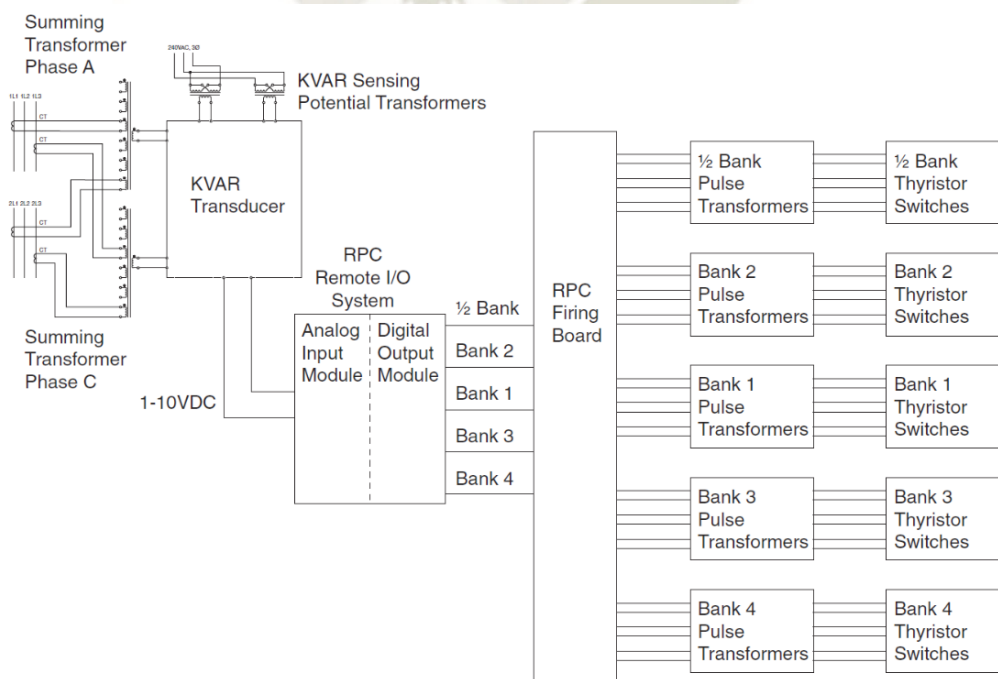


Figura 2-28: Esquema de control del sistema de Compensación de Potencia Reactiva de la Pala [20].

El banco *RPC* está conformado por un circuito *L-C* sintonizado al 4.5 armónico, es decir, $4.5 \times 60 \text{ Hz} = 270 \text{ Hz}$ [20]. El circuito se sintoniza a esta frecuencia para evitar problemas de resonancia que pueden generar corrientes extremadamente altas. Los armónicos predominantes generados por los convertidores son el 5,7,11 y 13, la sintonización del filtro del *RPC* permite mitigar la polución de estas frecuencias.

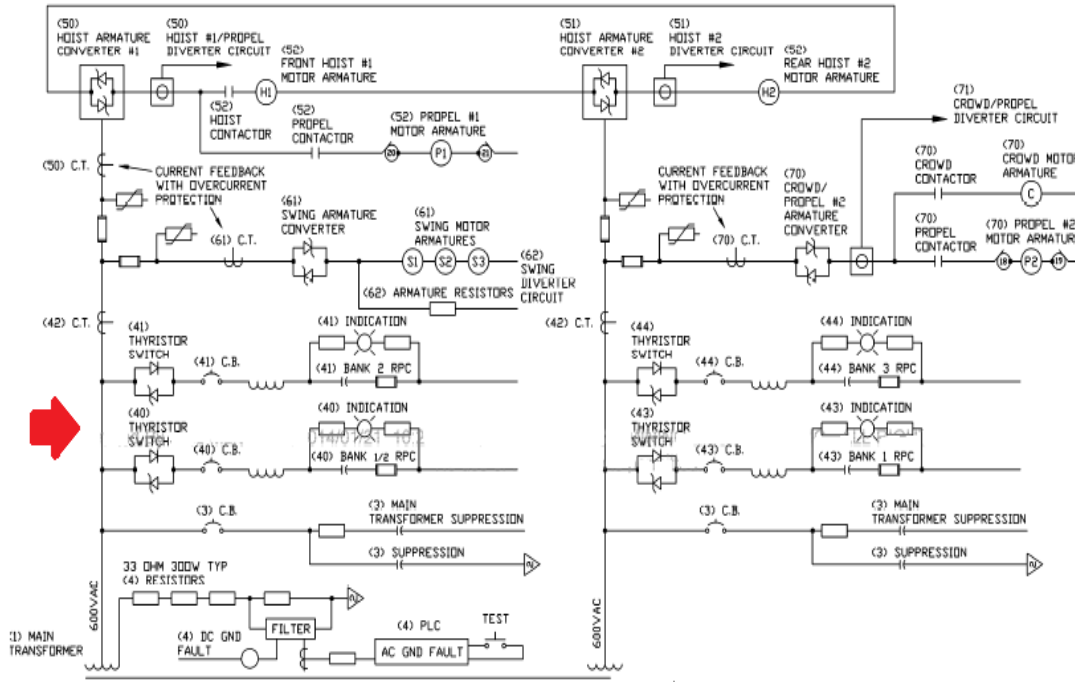


Figura 2-29: Diagrama Unifilar de la Pala P&H modelo 4100XPC DC [22].

2.6.4. Pasos de Nivel del RPC

Los pasos para una Pala eléctrica P&H modelo 4100XPC DC para una aplicación de 60 Hz están definidos por la señal análoga generada por el Transductor KVAR en la Tabla 2-3.

Tabla 2-3: Pasos de compensación del RPC [20].

Tipo de Pala	Step/Pasos	01	02	03	04	05	06	07
4100XPC DC	60Hz	0.6	1.7	2.8	3.9	5.0	6.1	7.2

El sistema *RPC* controla la energía reactiva mediante la variación de la capacitancia según la demanda durante el ciclo de carguío de la Pala. El *RPC* logra esta variación mediante la conmutación de bancos paralelos predeterminados. La Pala eléctrica 4100XPC DC tiene 04 bancos capacitores como se muestra en la Tabla 2-5, el banco medio de 675 KVAR y tres bancos fijos de 1350 KVAR para controlar la energía reactiva inductiva, cada banco cuenta con varios capacitores que suman y definen la cantidad de energía reactiva KVAR a compensar. El sistema *RPC* controla los bancos de una forma efectiva para secuenciar los pasos de compensación. A continuación, la Tabla 2-4 define los pasos que definen la energización de los bancos 1/2, 1, 2 y 3 [20].

Tabla 2-4: Niveles de Compensación del Sistema RPC [20].

Bancos	Paso 01	Paso 02	Paso 03	Paso 04	Paso 05	Paso 06	Paso 07
Banco 1/2	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
Banco 01	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON
Banco 02	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON
Banco 03	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON

La rotación de bancos es muy beneficiosa desde el punto de vista que el tiempo de encendido de los bancos será relativamente igual a diferencia de un banco que se utiliza más. El software establece la rotación de bancos cada dos minutos mediante la Tabla 2-6, también los bancos rotarán si el *PLC (Programmable Logic Controller)* escanea una señal de nivel cero desde el transductor KVAR. Para la aplicación de una Pala 4100XPC DC, los bancos de *RPC* de potencias iguales de KVAR pueden rotar.

Tabla 2-5: Energía Reactiva de Compensación por cada Banco del RPC [20].

Aplicación de 60Hz		
#Banco RPC	Secundario	KVAR
1/2	1L1	675
1	2L1	1350
2	1L1	1350
3	2L1	1350

En la Figura 2-30 se muestra una vista de Planta del gabinete *RPC* y Convertidores. Para una aplicación de 60Hz, los Bancos 1 y 3 se instalan físicamente en una misma línea de bus bars de 600 VAC de la segunda terna del secundario del transformador principal y poseen la misma potencia reactiva nominal, por consiguiente, estos bancos pueden rotar de acuerdo a lo establecido por el software.

Tabla 2-6: Pasos en la compensación del Sistema RPC [20].

Aplicación de 60 Hz		
Etapas	Sin Rotación de Bancos	Con Rotación de Bancos
1	1/2	1/2
2	1	3
3	1, 1/2	3, 1/2
4	1, 2	3, 2
5	1, 2, 1/2	3, 2, 1/2
6	1, 2, 3	3, 2, 1
7	1, 2, 3, 1/2	3, 2, 1, 1/2

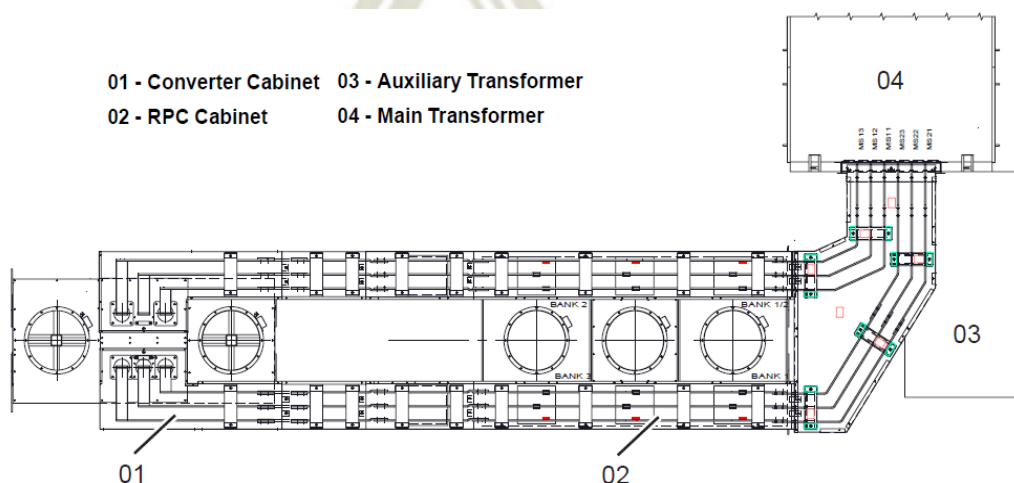


Figura 2-30: Vista de Planta de la distribución de Bancos Capacitores y Convertidores de Potencia de la Pala 4100XPC DC [20].

2.7. Soluciones modernas para problemas armónicos

Los filtros activos nacen como una alternativa a las soluciones tradicionales para mitigar los armónicos y compensar energía reactiva, además, superan las desventajas de los filtros tradicionales como el envejecimiento prematuro de los componentes y los problemas de resonancia en serie o en paralelo; varias teorías y aplicaciones se han desarrollado en las últimas dos décadas. El objetivo de los filtros activos es inyectar corrientes o tensiones armónicas de forma que la corriente o la tensión de la red no se distorsione de la forma básica senoidal. Los filtros activos más usados se pueden categorizar [23].

1. Filtros activos
 - a. Filtros activos en serie.
 - b. Filtros activos tipo shunt.
 - c. Filtros activos en serie y en shunt.
2. Filtros híbridos compuestos por filtros pasivos y alguna de las combinaciones de los filtros activos.

Los filtros activos en serie, como el mostrado en la Figura 2-31, se idealizan como una fuente de tensión armónica cuyos objetivos son los de alterar localmente la impedancia de la red y anular las frecuencias armónicas de tensión que provienen de la red o aquellas que se generan por el flujo de corrientes armónicas dentro de la impedancia de la red. Las principales limitaciones y/o desventajas de los filtros activos en serie son: no pueden compensar las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales y solo se restringen a una frecuencia fundamental fija [23], [9]. La potencia nominal de los filtros activos en serie varía entre el 2 a 5% de la potencia nominal del equipo cuando una parte del contenido armónico fluye a través de un filtro pasivo [9].

El diagrama de la Figura 2-32 muestra la conexión de ambos tipos de filtro en serie y Shunt, este tipo filtro también se conoce como Acondicionador de Calidad de Potencia Unificada (*UPQC-Unified Power Quality Conditioner*). La principal ventaja de ambos tipos de filtro en un mismo sistema se refleja en la forma de onda de corriente y tensión senoidal, es decir, puede compensar corrientes armónicas y desbalances generados por cargas no lineales, así como también, tensiones armónicas y desbalances de la fuente de suministro [23]. Este tipo de

filtros se emplean en sistemas de distribución de potencia y su instalación debe ser lo más próximo a las fuentes de corrientes armónicas.

Los filtros híbridos combinan las ventajas de un filtro activo y un pasivo [5]. Los filtros híbridos se pueden clasificar como la asociación de un filtro pasivo en serie a un filtro activo, asociación paralela de un filtro activo shunt con filtros pasivos, la asociación de un filtro activo en serie con un filtro pasivo. Los filtros híbridos también se pueden clasificar de acuerdo al tipo de inversor (fuente de corriente-CS/ o fuente de tensión-VSI), configuración de pulsos del inversor y el tipo de sistema (monofásico o trifásico de 3 o 4 hilos) [23].

En la sección 2.7.1 se revisará la configuración tipo shunt por ser la elegida para el desarrollo de la tesis. En la sección 2.7.2 se revisará brevemente los requerimientos para un desarrollo integral de un inversor de potencia, en la sección 2.7.3 se revisará la configuración de los inversores de fuente de tensión y corriente, en la sección 2.7.4 se revisará los dispositivos semiconductores que conformar el inversor de fuente de tensión,

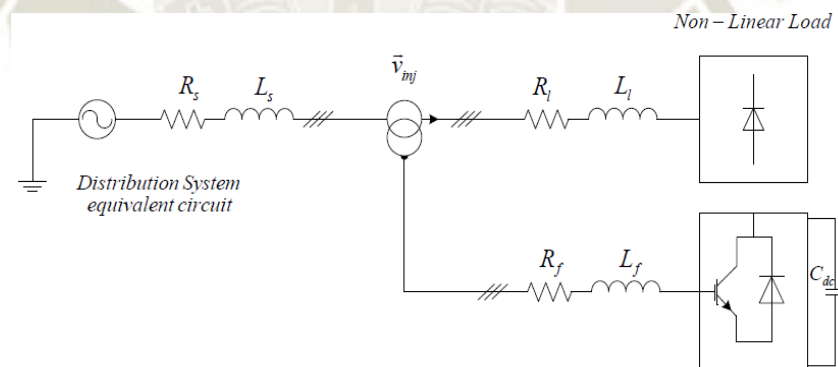


Figura 2-31: Filtro de Potencia Activa en Serie [23].

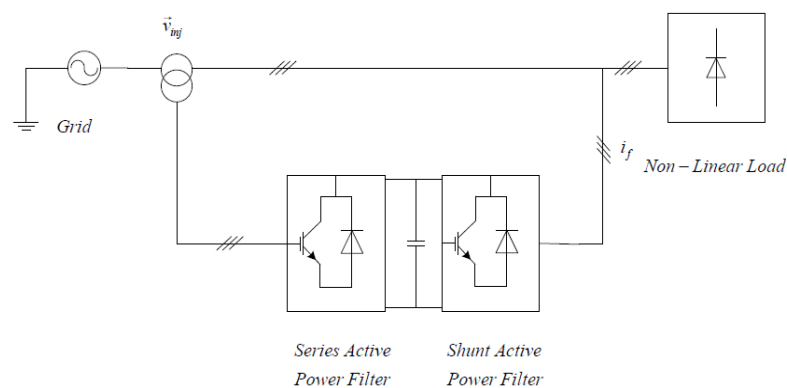


Figura 2-32: Diagrama unifilar del acondicionador de Calidad de Potencia Unificada [23].

2.7.1. Filtros Activos en Conexión Tipo Shunt

Una de las primeras propuestas para la compensación de armónicos a través de un filtro activo tipo Shunt fue propuesto en 1971 por Sasaki y Machida, el objetivo del filtro era inyectar frecuencias armónicas de corriente vía magnética producidas por las cargas no lineales de tal forma que la corriente de la red mantenga su forma senoidal [24].

La ventaja del filtro activo tipo shunt respecto a uno conectado en serie es que no está limitado a una frecuencia fundamental por lo que se adapta a cualquier frecuencia fundamental, pero si estaría limitado a los parámetros del su diseño. En la actualidad, los filtros tipo shunt son más versátiles en forma y función debido a que los filtros activos en serie solo se usan para filtración de armónicos [25].

Las ventajas de un filtro activo sobre un filtro pasivo están muy bien determinadas, sin embargo, su implementación en el mundo real ha sido restringida debido a que los costos de un inversor son mucho mayores respecto a una solución tradicional mediante filtros pasivos [9]. Los investigadores han planteado un filtro activo tipo shunt conectado en serie con un filtro pasivo, mediante esta implementación se consigue reducir los costos, la potencia nominal y se mejora el rendimiento del filtro pasivo [26].

A continuación, se muestra en la Figura 2-33 el diagrama de un filtro activo tipo Shunt en paralelo con una carga.

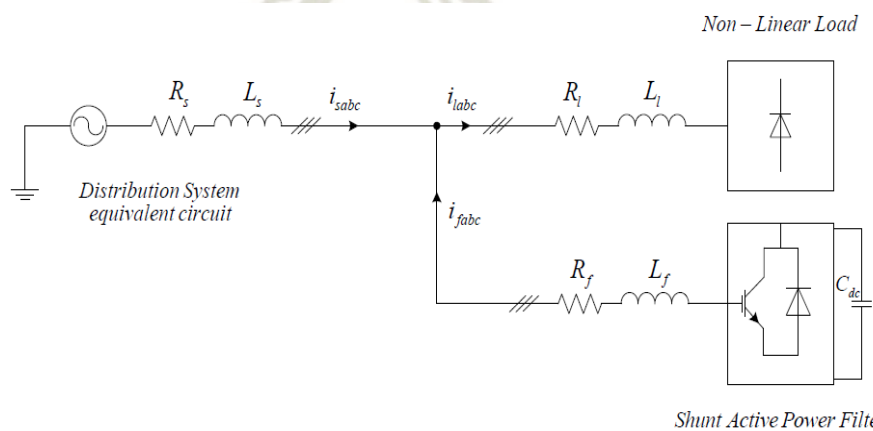


Figura 2-33: Diagrama de filtro activo de potencia tipo Shunt conectado a una carga no lineal [23].

2.7.2. Drives de Alta Potencia

Los drives de alta potencia deben cumplir ciertos criterios y retos, estos requerimientos pueden dividirse en dos grupos: los requisitos asociados del lado de la línea, las restricciones de conmutación de los dispositivos y el diseño de los convertidores del lado del motor [27].

2.7.2.1 Requisitos del Lado de La Línea

Distorsión de la corriente de línea: Las cargas no lineales producen corrientes y tensiones de línea distorsionadas, estas cargas generan muchos problemas como los descritos en las secciones 2.2 y 2.5. El estándar de la IEEE 519-2014 establece ciertos lineamientos para la regulación de las componentes armónicas.

Factor de Potencia: Los equipos eléctricos de hoy en día requieren un alto factor de potencia para operar correctamente.

Supresión de Resonancia LC: Los drives de mediana potencia emplean bancos de capacitores para disminuir el contenido armónico, así como también para la compensación del factor de potencia. Los bancos de capacitores están constituidos por circuitos resonantes LC y pueden resonar con la inductancia de línea del sistema. Los circuitos resonantes pueden generar sobre tensiones que destruyan los elementos de conmutación y otros componentes asociados a los circuitos rectificadores [27].

2.7.2.2 Retos del Lado del Motor

DV/DT: Los dispositivos semiconductores de alta velocidad pueden crear cambios súbitos de gran magnitud dv/dt en los flancos de subida y bajada en la forma de onda de salida de tensión, las oscilaciones pueden llegar fácilmente hasta 10,000 V/us. Los cambios de tensión dv/dt pueden causar una falla prematura en el aislamiento del bobinado del motor, también pueden inducir tensiones en el eje del rotor debido a las capacitancias parásitas entre el estator y rotor. Las tensiones en el estator pueden producir corrientes que circulen a través de los cojinetes fallando prematuramente, adicionalmente, también pueden interferir con la operación de componentes electrónicos [27].

Tensiones de Stress de Modo Común: La conmutación característica de los dispositivos semiconductores de alta velocidad de los rectificadores e inversores puede generar tensiones de modo-común. Las tensiones de modo-común son tensiones de secuencia cero que se superponen con el ruido de la conmutación. Si las tensiones de modo común no se aminoran, podrían causar tensiones en el conductor neutro del motor respecto a tierra. El aumento de la tensión de línea a tierra puede elevarse por las tensiones de modo común desencadenando una falla prematura por degradación en el aislamiento del devanado del motor [27].

Derrateo del Motor: Los convertidores y/o inversores crean grandes componentes armónicas de tensión y corriente. Los armónicos elevan las pérdidas en el motor, en consecuencia, el motor no operará correctamente [27].

Resonancia LC: Los drives de mediana tensión que contienen un capacitor en el lado del motor pueden generar circuitos resonantes LC con la inductancia del motor. Los circuitos resonantes se originan por la excitación armónica de las tensiones y corrientes derivadas por el inversor o convertidor [27].

2.7.2.3 Restricciones de Los Dispositivos de Conmutación

Frecuencia de Conmutación de Los Dispositivos: La minimización de las pérdidas por conmutación pueden reducir los costos de manufactura, operación y el tamaño físico debido a la potencia que representa como pérdida en el sistema. La resistencia térmica del elemento semiconductor está estrechamente relacionada con la frecuencia de conmutación, una disminución en la frecuencia de conmutación puede elevar considerablemente la distorsión armónica de la línea y del lado de la carga. Por ejemplo, la frecuencia de conmutación está limitada para los GTO 's a 200 Hz y para los $IGBT$'s y GCT 's a 500Hz [27].

Requisitos del Sistema de Drive: Las exigencias de un drive deben poseer una alta eficiencia, reducir los costos de manufactura, reducir su tamaño físico, elevar la confiabilidad, tener una protección efectiva ante fallas, ser de fácil instalación, ser fáciles de comisionar y contar con tiempos de reparación cortos.

2.7.3. Configuración de los Inversores

La topología de fuente de tensión-*VSI* multinivel trifásica es la más empleada para los desafíos que enfrenta el lado del Motor, esto incluye inversores de dos niveles *2L-VSI*, inversores tipo *NPC* (Neutral-Point-Clamped), inversores *CHB* (Cascaded H-Bridge) e inversores multinivel modulares - *MMC* (Modular Multilevel Inverter) como se muestran en la Figura 2-34 [27].

- Las topologías de inversores basadas en *2L-VSI* o *NPC* pueden utilizar *IGBT*'s o *GCT*'s como elementos de conmutación. Para el diseño del inversor de la tesis se utilizará una configuración de tres niveles tipo *NPC*.
- Las topologías de inversores basadas en *CHB* y *MMC* utilizan exclusivamente *IGBT*'s como elementos de conmutación.

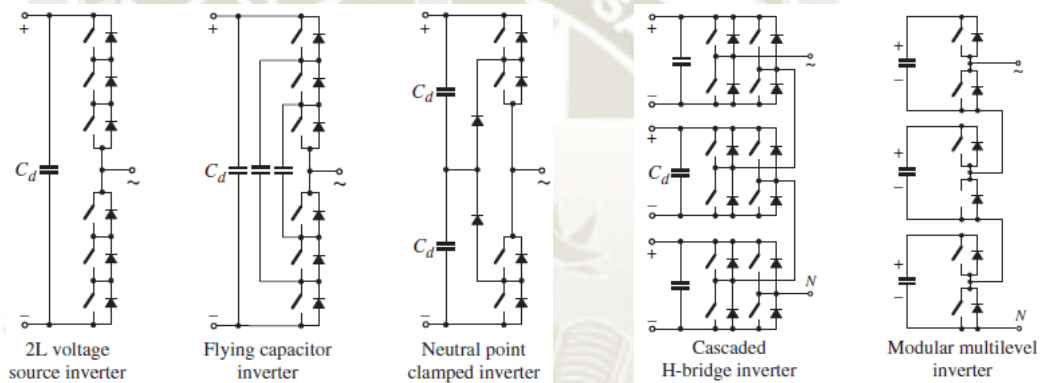


Figura 2-34: Diagrama por fase de las topologías de un VSI [27].

Las tecnologías basadas en Inversores de Fuente de Corriente o *CSI*, como los diagramas mostrados en la Figura 2-35, se utilizan ampliamente en la industria. Las topologías basadas en *CSI* pueden incluir [27]:

- Inversores Conmutados de Carga o *LCI* (Load Commutated Inverter) basados en *SCR*'s se usan en drives para motores síncronos.
- Inversores del tipo *PWM CSI* son comunes en aplicaciones industriales.
- Inversores del tipo *PWM CSI Paralelo* están compuestos por dos o más inversores conectados en paralelo para aplicaciones de alta potencia.

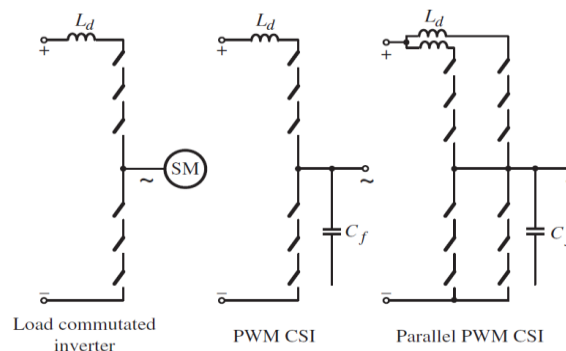


Figura 2-35: Diagrama por fase de las topologías CSI [27].

2.7.4. Dispositivos Semiconductores de Alta Potencia

Los elementos semiconductores fueron desarrollados con el propósito de imitar un switch ideal. Los avances tecnológicos en la producción de los dispositivos semiconductores han logrado disminuir la pérdida de potencia en los dispositivos, elevar la frecuencia de conmutación y simplificar los circuitos de compuerta de los drives, estos progresos han conllevado al desarrollo de dispositivos de alta potencia con una mejorada confiabilidad y a bajos costos. Los elementos semiconductores se pueden agrupar en dos grupos [27]:

- Dispositivos basados en tiristores, estos incluyen los rectificadores controlados de Silicio o *SCR*, Tiristores Apagados por Compuerta O *GTO* (Gate Turn-off Thyristor) y Tiristores Conmutados por Compuerta o *GCT* (Gate Commutated Thyristor).
- Dispositivos basados en transistores, estos incluyen los Transistores bipolares de compuerta aislada o *IGBT* (Insulated Gate Bipolar Transistor) y los transistores de compuerta mejorada de Inyección o *IEGT* (Injection Enhanced Gate Transistor).

La Figura 2-36 muestra las características nominales de tensión y corrientes de los elementos de conmutación usualmente utilizados para convertidores de alta potencia. En las siguientes secciones se repasará las características de conmutación de los diodos, tiristores e *IGBT*'s.

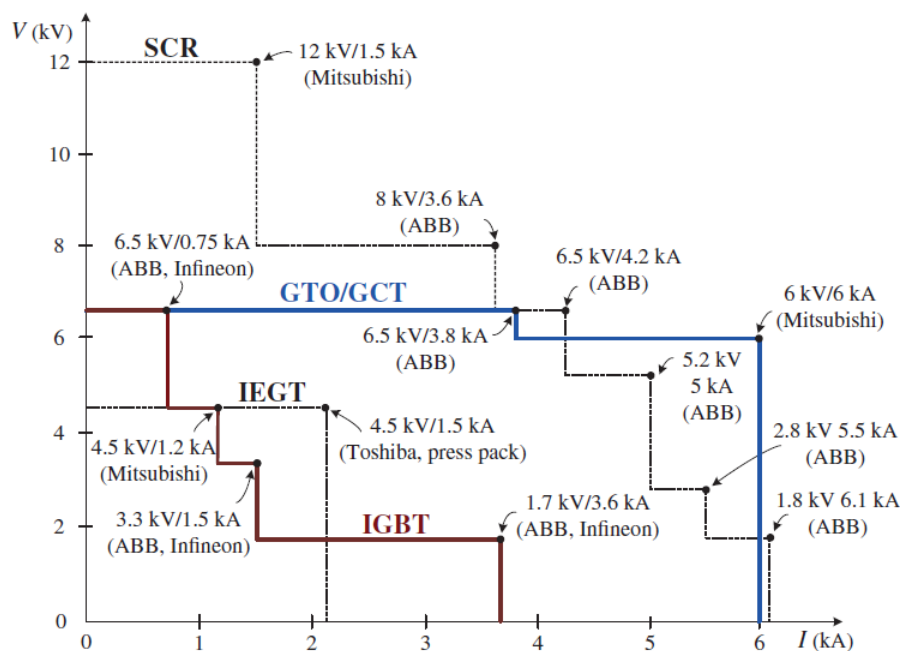


Figura 2-36: Tensiones y corrientes nominales de los dispositivos semiconductores de alta potencia [27].

2.7.4.1 Diodos

Los diodos de alta potencia se dividen en dos grandes grupos: El primer grupo se caracteriza por su uso en rectificadores no controlados de línea-frecuencia, el segundo por su utilización en rectificadores de fuente de tensión como diodo de recuperación rápida (freewheeling diode). Los diodos también se pueden dividir comercialmente en dos categorías [27]. (Ver Figura 2-37 y Figura 2-38).

- El primer grupo es del tipo prensa-paquete o press-pack, este grupo de diodos se caracteriza por refrigerarse por ambos lados, diseñados para un estrés térmico bajo. Para aplicaciones de mediana tensión, los diodos y sus disipadores de calor se pueden instalar con un par de pernos, lo que conlleva a una alta densidad de potencia y reducidos costos de ensamble.
- El segundo grupo es del tipo diodo modular y posee una placa base para disipar el calor donde varios diodos pueden instalarse.

La Pala 4100XPC DC utiliza diodos tipo press-pack, los diodos se instalan con disipadores de calor para ayudar a mantener una temperatura de trabajo óptima y así evitar un comportamiento erróneo y reducir las pérdidas por temperatura: los diodos se encuentran instalados en el gabinete de la compensación de potencia reactiva y en el gabinete de convertidores de armadura de los motores, su función es fundamentalmente la de cargar los capacitores.



Figura 2-37: Diodo tipo press-pack de 4.5kV/0.8kA y diodos modulares de 1.7kV/1.2kA [27].

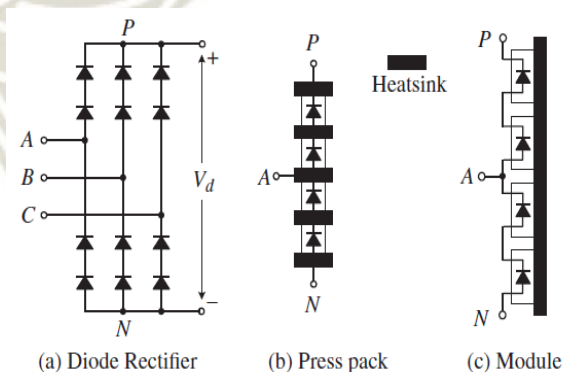


Figura 2-38: Ensamble de disipador de calor para diodos modulares tipo press-pack [27].

2.7.4.2 Rectificadores Controlados de Silicio (SCR)

Los SCR's están constituidos por tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. El SCR conmuta por medio de un pulso de corriente de corta duración a través de la compuerta, siempre y cuando el SCR este previamente polarizado. El SCR, una vez conmutado, permanecerá encendido, para apagar el SCR se requerirá aplicar una corriente negativa a través del ánodo. Los SCR's se dividen en dos tipos: los primeros son del tipo press-pack y los segundos son del tipo modular, los primeros poseen una placa base y son muy comunes para aplicaciones de mediana y baja potencia [27]. La Figura 2-39 muestra un tiristor tipo press-pack.



Figura 2-39: SCR's – Tiristor tipo Disco [28].

La Figura 2-40 muestra las características de conmutación de los SCR's así como las formas de onda de corriente i_G , corriente de ánodo i_T y tensión de ánodo cátodo v_T .

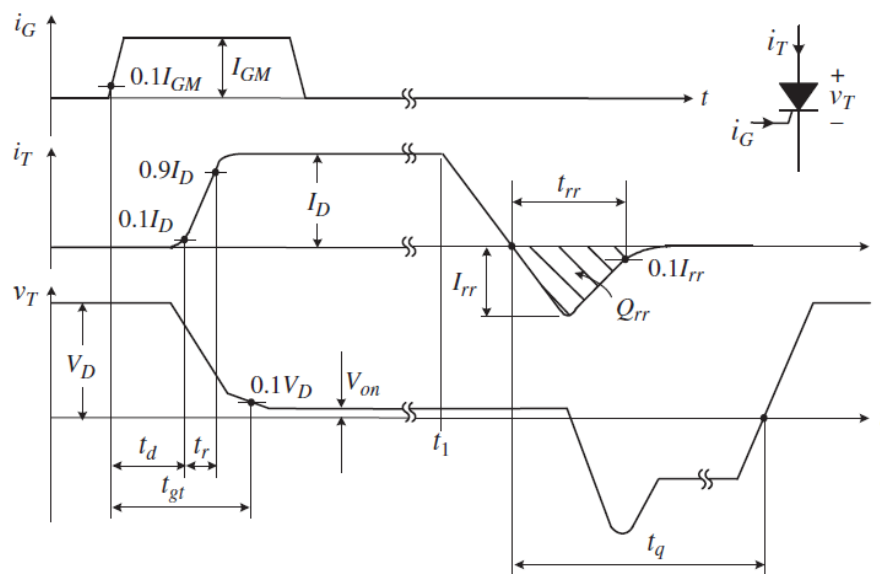


Figura 2-40: Características de conmutación del SCR [27].

La conmutación del SCR se caracteriza por un tiempo de retardo t_d , tiempo de elevación t_r y el tiempo total de conmutación t_{gt} . El SCR deja de conducir cuando una corriente negativa se aplica al switch en el instante t_1 , la corriente del ánodo decaerá en el tiempo. La corriente negativa se genera por el cambio de tensión de la fuente de suministro cuando el SCR se usa en un rectificador o por la tensión de la carga cuando se usa en un Inversor Conmutado de Carga-LCI. El apagado del SCR se caracteriza por un transitorio de corriente inverso I_{rr} de corta duración t_{rr} , una carga de recuperación inversa y un tiempo total de apagado t_q [27]. La Tabla 2-7 muestra un SCR de 12 kV/1.5 kA.

Tabla 2-7: Especificaciones Principales de un SCR de 12kV/1.5kA [27].

Maximum Ratings	V_{DRM}	V_{RRM}	I_{TAVM}	I_{TRMS}	—
	12,000 V	12,000 V	1500 A	2360 A	—
Switching Characteristics	Turn-on Time	Turn-off Time	di_T/dt	dv_T/dt	Q_{rr}
	$t_{gt} = 14 \mu s$	$t_q = 1200 \mu s$	100 A/ μs	2000 V/ μs	7000 μC
Part number: FT1500AU-240 (Mitsubishi)					

- V_{DRM} Tensión en estado apagado pico repetitivo máxima.
- V_{RRM} Tensión reversa pico repetitiva máxima.
- I_{TAVM} Corriente en estado encendido promedio máxima.
- I_{TRMS} Corriente en estado encendido RMS máxima.
- t_{gt} El tiempo de encendido t_{gt} es de 14 us.
- t_q El tiempo de apagado es de 1200us.
- di_t/dt El termino di/dt es el cambio de corriente de elevación 100A/us.
- dv_T/dt El termino dv/dt denota el cambio de tensión en el apagado.
- Q_{rr} Carga de recuperación Inversa.

Nota:

- Para una operación adecuada, los límites de di/dt y dv/dt no deberán excederse.
- Los términos di/dt y dv/dt son parámetros muy importantes para el diseño de convertidores.
- El Q_{rr} está en función al t_{rr} y al I_{rr} . Para reducir las pérdidas en el apagado, los SCR's con un bajo valor de Q_{rr} se prefieren.

La Pala 4100XPC DC utiliza tiristores tipo press-pack, estos se instalan con disipadores de calor que ayudan a mantener una temperatura de trabajo óptima para evitar un comportamiento erróneo y perdidas por temperatura, además, se usan en los convertidores de los motores y en el sistema de compensación de potencia reactiva para inyectar energía reactiva capacitiva.

2.7.4.3 Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT's)

Los IGBT's son dispositivos controlados por tensión y pueden ser conmutados con una tensión de +15VDC y apagados con una tensión cero, sin embargo, en la práctica una tensión negativa debe aplicarse durante el apagado del dispositivo para aumentar su inmunidad al ruido, la Figura 2-42 muestra las características de conmutación de un IGBT. El IGBT no requiere mantener ninguna corriente en la compuerta cuando está totalmente encendido o apagado [27]. Los IGBT de alta potencia se comercializan en su mayoría de forma modular como el mostrado en la Figura 2-41, sin embargo, también existe la posibilidad de adquirirlos de forma press-pack para reducir los costos de ensamble y enfriamiento, pero su selección es muy limitada.



- t_{don} tiempo de retardo de encendido
- t_r tiempo de elevación
- t_{doff} tiempo de retardo de apagado
- t_f tiempo de caída
- V_G tensión de salida del driver,
- V_{GE} tensión compuerta-emisor
- i_c Corriente de colector
- R_G Resistor de compuerta

Figura 2-41: Características físicas de un IGBT's –1200A/4500V [29].

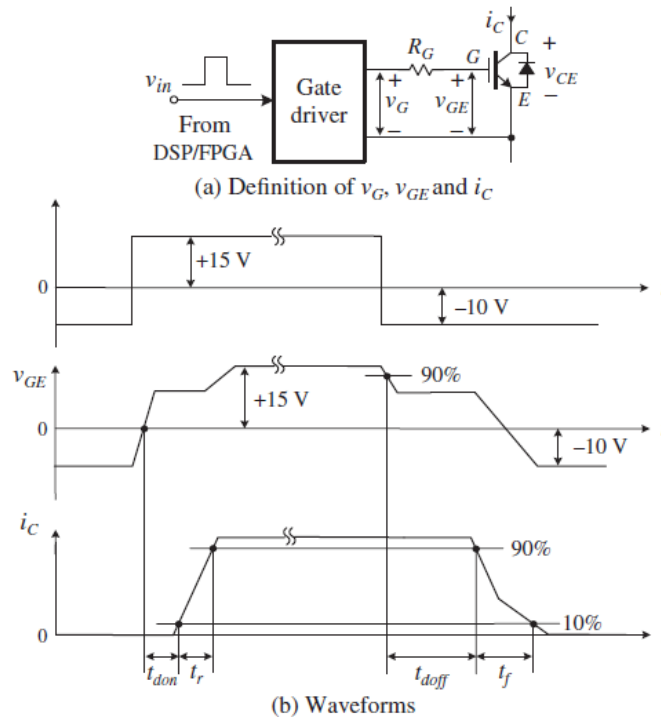


Figura 2-42: Características de conmutación de IGBT [27].

Nota:

- El V_{GE} es igual al V_G después que el *IGBT* está totalmente encendido o apagado, sin embargo, no serán iguales durante transitorios por conmutación.
- El resistor de compuerta se requiere para ajustar la velocidad de conmutación y para limitar la corriente transitoria.

Los *IGBT*'s se caracterizan por tener un circuito de pulsos de compuerta simple, no requieren circuitos de protección – snubber, alta velocidad de conmutación, diseño modular con una placa base aislada, operación en la región activa, la corriente del colector puede controlarse por la tensión de compuerta, esto proporciona un medio efectivo ante algún cortocircuito y control activo del dv/dt y sobretensión al apagado. Los problemas que enfrentan usualmente los *IGBT*'s conectados en serie para aplicaciones de mediana tensión son: los arreglos para enfriamiento, un diseño óptimo de la barra *DC* y placas base a tierra, a diferencia del tipo press-pack que permite una conexión directa, sumado a sus ventajas de montaje y enfriamiento desarrolladas inicialmente para tiristores del tipo press-pack [27]. La Tabla 2-8 muestra las especificaciones de un *IGBT* como ejemplo.

Tabla 2-8: Especificaciones principales de un *IGBT* de 3.3kV/1.2kA [27].

Maximum Rating	V_{CE}	I_C	I_{CM}	—
	3300 V	1200 A	2400 A	—
Switching Characteristics	t_{don}	t_r	t_{doff}	t_f
	0.35 μ s	0.27 μ s	1.7 μ s	0.2 μ s
Saturation Voltage	$I_{CE sat} = 4.3$ V at $I_C = 1200$ A			
Part number: FZ1200 R33 KF2 (Eupec)				

Para el diseño del inversor de tres niveles tipo NPC del filtro activo se usan *IGBT*'s por sus características de encendido de apagado y su capacidad de soportar corrientes relativamente altas, estas características hacen posible que se pueda inyectar ondas no senoidales para la compensación de armónicos de corriente de las cargas lineales que para la presente tesis son convertidores de *AC* a *DC* de 6 pulsos para las armaduras de Empuje (Crowd) y Giro (Swing).

2.8. Métodos de Extracción de Corriente armónica

Los filtros activos tienen como objetivo mitigar los armónicos de corriente que se generan por las diferentes cargas no lineales distribuidas en el sistema, así mismo, deben asegurar la naturaleza de la forma senoidal de las ondas de tensión y corriente de la red, para ello es necesario extraer las componentes armónicas y luego inyectarlas inversamente a la red, el éxito de un buen filtrado depende de la técnica de extracción de armónicos a emplearse, varios métodos se han desarrollado hasta la actualidad, sin embargo, los métodos se pueden agrupar en dos principales categorías. La primera categoría utiliza la transformada de Fourier rápida en el dominio de la frecuencia con el objetivo de extraer las frecuencias armónicas de corriente, sin embargo, sus principales desventajas son [30]:

- Malos resultados en condiciones transitorias,
- Cantidad pesada de cálculos y el uso considerable de memoria y
- Retardo en la extracción de armónicos que puede ser al menos un periodo.

La segunda categoría utiliza el dominio del tiempo para la extracción de armónicos. Un grupo de métodos utilizan la Teoría de la Potencia Instantánea Activa y Reactiva-sección 2.8.1, otros basan sus cálculos en el método de la referencia síncrona DQ – sección 2.8.2 y 2.8.3, además, actualmente se vienen desarrollando métodos de extracción de componentes armónicas de tensión y corrientes basados en redes neuronales, sin embargo, este método puede ser considerado para un trabajo futuro. El segundo grupo de métodos ofrece una rápida respuesta a los cambios de variables, un menor cálculo y uso de memoria por ende son más eficientes, en consecuencia, para la presente tesis se utilizará el método de detección de corriente de referencia síncrona – SRC, perteneciente a la segunda categoría.

2.8.1. Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea

El trabajo desarrollado por Akagi introdujo una nueva magnitud eléctrica conocida como potencia imaginaria instantánea para circuitos trifásicos, además presentó el concepto de potencia reactiva instantánea como un valor único para formas de onda de tensión y corriente arbitrarias. En base a la teoría desarrollada se planteó un compensador de potencia reactiva instantáneo cuya ventaja era una configuración constituida por elementos de conmutación y la ausencia de elementos de almacenamiento de energía. El compensador propuesto por Akagi no sólo eliminaba la potencia reactiva fundamental en estado transitorio sino también algunas corrientes armónicas [31].

2.8.1.1 Definición de Potencia Imaginaria Instantánea

Usualmente, cuando se trabaja con magnitudes eléctricas en circuitos eléctricos, comúnmente se expresan tales variables en vectores de espacio instantáneo. Fundamentalmente, las coordenadas $a-b-c$ de ejes fijos en un mismo plano están separadas una de la otra por $2\pi/3$, sin embargo, estas coordenadas pueden expresarse en un sistema de coordenadas ortogonal fijo $\alpha\beta$. Los vectores de espacio instantáneo, $e_a - i_a$, $e_b - i_b$, $e_c - i_c$ se agrupan en los ejes a, b y c respectivamente, donde su amplitud y dirección varían en el tiempo [31]. Las Figura 2-43-a) y b) muestran la equivalencia de los vectores de ambos sistemas de coordenadas de $a-b-c$ a $\alpha\beta$.

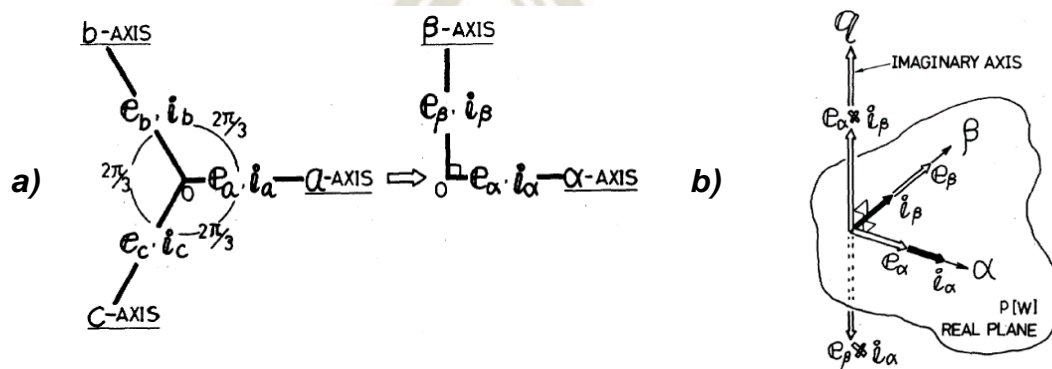


Figura 2-43: a) Transformación de coordenadas $\alpha-\beta$, b) Vectores de espacio instantáneo [31].

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

Las siguientes ecuaciones definen la potencia instantánea convencional y la potencia reactiva instantánea de un circuito trifásico

$$p = e_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + e_{\beta} \cdot i_{\beta} \quad (2-28)$$

$$q = e_{\alpha} \times i_{\beta} + e_{\beta} \times i_{\alpha} \quad (2-29)$$

Los términos e_{α}, i_{α} y e_{β}, i_{β} en la ecuación (4-6) reflejan la potencia media instantánea, donde p es la potencia real dada en [W] para un circuito trifásico, sin embargo, el producto de los vectores $e_{\alpha} \cdot i_{\beta}$ y e_{β}, i_{α} al no ser colineales en un mismo eje, sino perpendiculares, no representan la potencia instantánea. Por consiguiente, q no puede tratarse como una variable eléctrica común, por tal motivo Akagi nombró esta nueva magnitud como potencia imaginaria instantánea para diferenciarla de la potencia real instantánea o más conocida como potencia instantánea [31].

2.8.1.2 Estrategia de Control

El esquema del compensador de potencia reactiva instantánea elimina la potencia reactiva instantánea del lado de la fuente que se genera por la potencia imaginaria instantánea en el lado de la carga. El esquema no contempla el uso de componentes de almacenamiento de energía, pero sí el uso de dispositivos de conmutación, por ende, la potencia real del compensador es nula $p_c = 0$. La Figura 2-44 muestra el flujo de la potencia reactiva instantánea, donde:

- p_s, q_s Potencia real e imaginaria instantánea del lado de la fuente.
- p_c, q_c Potencia real e imaginaria instantánea del lado del compensador.
- p, q Potencia real e imaginaria instantánea del lado de la carga.

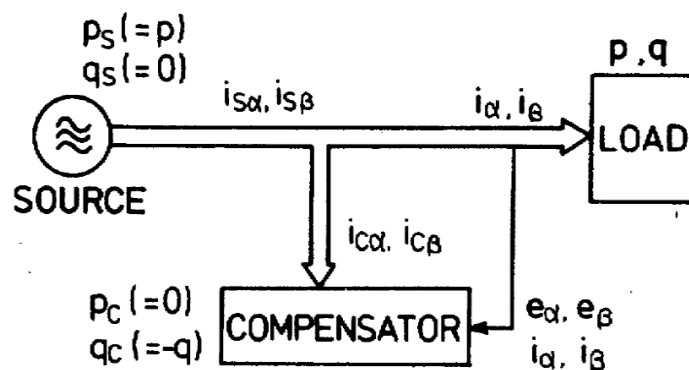


Figura 2-44: Diagrama de compensación del flujo de potencia [31].

2.8.2. Método de Referencia Síncrono DQ

El método de referencia síncrona DQ se conoce también como el método de las corrientes instantáneas i_d e i_q , este método tiene como propósito extraer el contenido armónico de los valores fundamentales de las corrientes de carga, para ello se transforman las corrientes del sistema de coordenadas $a-b-c$ a un sistema de referencia síncrono como el mostrado en la Figura 2-45 [32]. El rendimiento de este método es superior porque opera muy bien bajo condiciones de tensión balanceadas, desbalanceadas, balanceadas no senoidales y balanceadas senoidales [33]. La Figura 2-46 muestra el diagrama de bloques del método de extracción de armónicos definida por la expresión (2-30).

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \\ i_{l0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

Donde: θ Posición angular de la referencia síncrona.

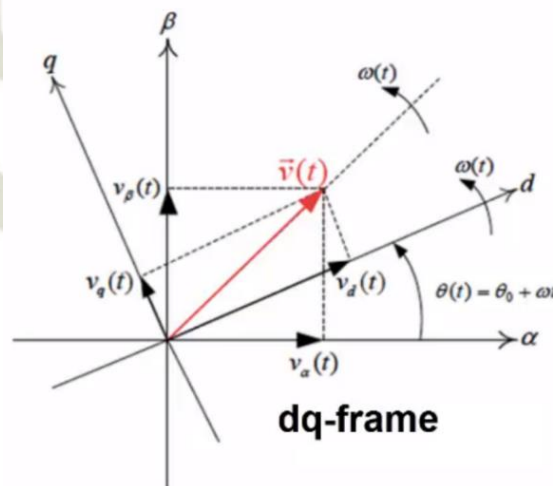


Figura 2-45: Sistema de Referencia Síncrono DQ [34].

En la expresión (2-30), θ es una función lineal a la frecuencia fundamental, el marco de referencia gira a velocidad síncrona [32]. La corriente de referencia armónica puede extraerse de las corrientes de la carga usando un Filtro Pasa Bajas (*LPF-Low Pass Filter*). La expresión (2-30) muestra los dos términos de las corrientes descompuestas en el marco de referencia síncrono [5].

Las componentes a frecuencia fundamental se representan por cantidades DC , mientras que los armónicos se representan por señales oscilatorias desplazadas de 60 Hz en el espectro. Este tipo de controlador no introduce errores de fase a la frecuencia armónica y fundamental [35]. Una de las principales características de este método de detección síncrona es su factibilidad y viabilidad para operar en sistemas trifásicos desbalanceados [36].

$$\begin{aligned} i_{ld} &= \overline{i_{ld}} + \widetilde{i_{ld}} \\ i_{lq} &= \overline{i_{lq}} + \widetilde{i_{lq}} \end{aligned} \quad (2-31)$$

El método DQ de extracción permite obtener solo el contenido armónico, de esta forma, cuando se utiliza el sistema de extracción en el eje d , todas las componentes en el eje q serán usadas como una referencia de compensación, por consiguiente, la potencia reactiva consumida por la carga será compensada además de sus componentes armónicas. Para hallar la posición angular en el marco de referencia síncrono se necesita utilizar un bloque PLL (*Phase Locked Loop*).

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{i_{ld}} \\ \overline{i_{lq}} \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

Para hallar las corrientes trifásicas se requiere utilizar la transformada de Park.

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (2-33)$$

La Figura 2-46 muestra en el diagrama el principio de referencia síncrono.

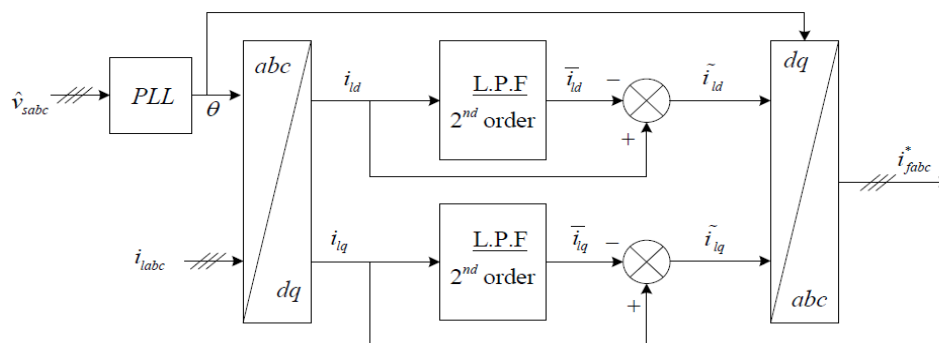


Figura 2-46: Diagrama de bloques del método de referencia síncrona [32].

2.8.3. Método de Detección de Corriente de Referencia Síncrona.

El método de detección de Corriente de Referencia Síncrona-SRC es conciso y requiere menos esfuerzo computacional que otros métodos de control. Las corrientes de compensación del filtro activo se calculan sensando las corrientes de carga, la corriente- I_{smd}^* entregada por el regulador de tensión DC y la tensión pico de la fuente AC- V_{sm} [37].

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= V_{sm} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{sb}(t) &= V_{sm} \cdot \sin\left(\omega t - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ v_{sc}(t) &= V_{sm} \cdot \sin\left(\omega t - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2-34)$$

Para compensar las corrientes armónicas, la potencia activa promedio de la fuente de tensión AC debe ser igual a la potencia promedio de la carga P_{Lav} y el factor de potencia de las corrientes del lado de la fuente AC se asume unitario, por lo tanto, el promedio de la potencia de la fuente AC debe ser:

$$P_s = \frac{3}{2} V_{sm} \cdot I_{smp}^* = P_{Lav} \quad (2-35)$$

De la anterior expresión se puede calcular la primera componente de la corriente del lado AC.

$$I_{smp}^* = \frac{2 P_{Lav}}{3 V_{sm}} \quad (2-36)$$

La segunda componente de la corriente de la fuente AC, I_{smd}^* se obtiene del regulador de tensión DC . La corriente pico de la fuente de AC se puede calcular mediante la siguiente expresión.

$$I_{sm}^* = I_{smp}^* + I_{smd}^* \quad (2-37)$$

Las corrientes de la fuente AC deben ser sinusoidales y estar en fase con las fuentes de tensión de la fuente, estas corrientes se calculan multiplicando las corrientes pico de la fuente I_{sm}^* a una señal sinusoidal unitaria $i_{ua,b,c}(t)$.

$$\begin{aligned} i_{ua}(t) &= \frac{v_{sa}}{V_{sm}} \\ i_{ub}(t) &= \frac{v_{sb}}{V_{sm}} \\ i_{uc}(t) &= \frac{v_{sc}}{V_{sm}} \end{aligned} \quad (2-38)$$

Las corrientes requeridas del lado de la fuente se calculan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} i_{sa}^*(t) &= I_{sm}^* \cdot i_{ua} \\ i_{sb}^*(t) &= I_{sm}^* \cdot i_{ub} \\ i_{sc}^*(t) &= I_{sm}^* \cdot i_{uc} \end{aligned} \quad (2-39)$$

Las corrientes de referencia se pueden calcular de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} i_{ca}^*(t) &= i_{sa}^*(t) - i_{La}^*(t) \\ i_{cb}^*(t) &= i_{sb}^*(t) - i_{Lb}^*(t) \\ i_{cc}^*(t) &= i_{sc}^*(t) - i_{Lc}^*(t) \end{aligned} \quad (2-40)$$

La Figura 2-47 muestra el esquema de control del Método de Detección de Corriente de Referencia Síncrona.

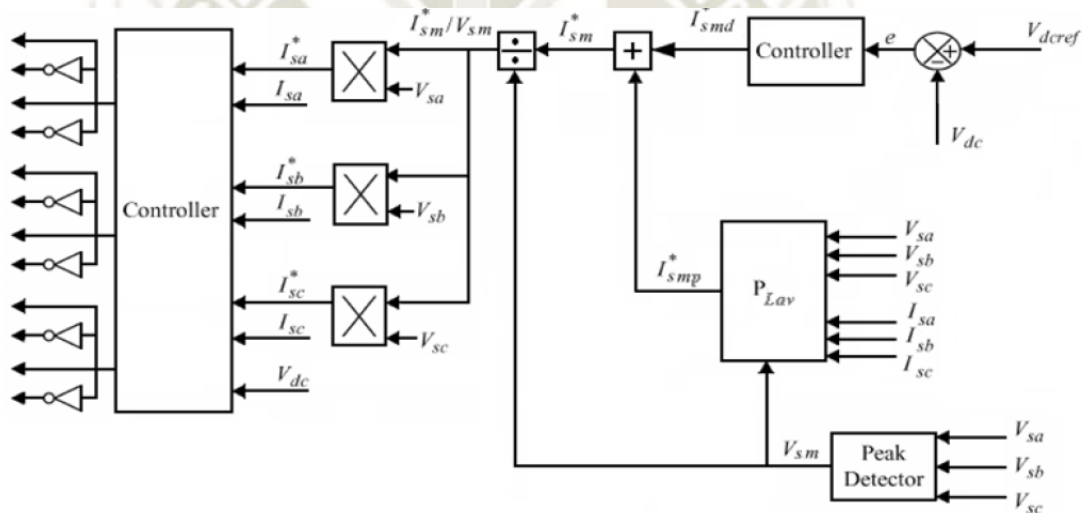


Figura 2-47: Método de control de Detección de Corriente Síncrona [37].

El método de control de detección de corriente síncrona se utilizará para el diseño del filtro activo, el cual será simulado en Simulink-Matlab, en el Capítulo IV se detallará la estructura de este método aplicado a una Pala 4100XPC DC.

2.9. Métodos de Control de un Inversor de Fuente de Tensión - VSI

El principio básico del control del filtro activo se basa en la comparación de las corrientes reales que el filtro emite con las corrientes referenciales generadas por diferentes métodos de extracción armónica para mitigar los armónicos emitidos por las cargas lineales. A continuación, se revisará el método de control por histéresis, el método de control por modulación de ancho de pulso senoidal y el método de control *PWM* por vector de espacios aplicables a los filtros activos.

2.9.1. Método de Control por Histéresis

Uno de los métodos más apropiados para implementar el control de un filtro activo en el dominio del tiempo es mediante el control por histéresis, este método ofrece una respuesta instantánea, buena precisión y una buena estabilidad incondicional para el sistema, además, este método se caracteriza primordialmente por una rápida respuesta del inversor para generar corrientes controladas para mitigar los armónicos.

El método de control por histéresis es un método de extracción de armónicos cuyo propósito es controlar el inversor de fuente de tensión de tal manera que las corrientes de compensación generadas sigan una forma de onda de corriente referencial con el objetivo de eliminar los armónicos de las cargas lineales [38].

El método de control por histéresis establece una banda con límites inferior y superior definidos con el fin de mantener la corriente controlada dentro de la región preestablecida. Los dispositivos de conmutación – switches alternan de estados dependiendo del error entre la corriente controlada y la referencial. Los switches cambian dependiendo de la trayectoria de la corriente, es decir, cambian de estado cuando la corriente controlada supere cierto valor preestablecido, en consecuencia, la corriente comenzará a decrecer hasta que nuevamente alcance cierto valor inferior preestablecido, en este punto, los switches cambiarán nuevamente de estado. La Figura 2-48 muestra el comportamiento de un controlador por histéresis de un *VSI* mediante *PWM* [39].

La frecuencia de conmutación para un control por banda de histéresis fija está en función a la derivada de la salida de la corriente. El filtro de acoplamiento juega un papel importante debido a que los valores de inductancia y la caída de tensión a través de este afectará la frecuencia de conmutación, así como el comportamiento dinámico del filtro.

La principal ventaja del método de control por histéresis es su fácil implementación, pero al mismo tiempo su mayor desventaja es su frecuencia de conmutación variable, en general, esta desventaja dificulta el diseño de los filtros de acoplamiento del inversor, además de generar posibles resonancias en la red. [40]. Una frecuencia variable tiene una gran implicancia en los dispositivos semiconductores debido a que las frecuencias que puede exigir el controlador a los dispositivos son muy altas para aplicaciones de potencia.

Una alternativa de solución al problema de la frecuencia variable de conmutación son los métodos de control de histéresis modulada [41] y la banda de histéresis variable [42], sin embargo, es muy difícil definir el ancho de banda del método de control de histéresis modulada, este método logra establecer una frecuencia de conmutación constante a costo de disminuir la rapidez de la respuesta establecida por el método de control por histéresis.

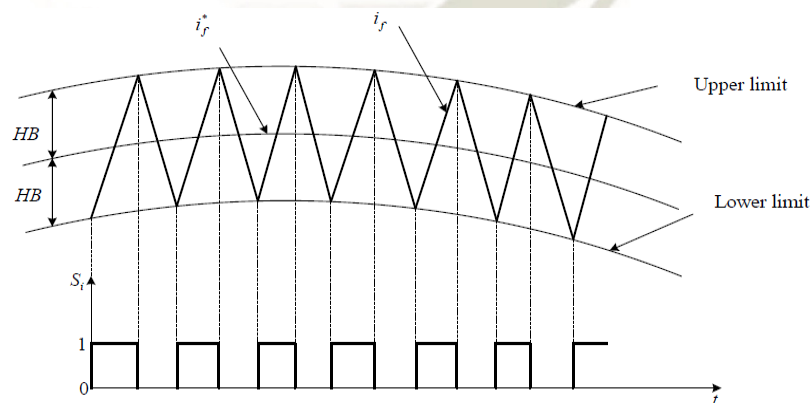


Figura 2-48: Principio de control por histéresis [30].

Para controlar el inversor de tres niveles tipo NPC conformado por *IGBT's* se utilizará un controlador por histéresis de tres bandas por brindar una respuesta instantánea, buena precisión y estabilidad incondicional para el sistema; los límites de las bandas se calcularán y detallarán en Capítulo V.

La presente tesis desarrolló el control del inversor en base al control por histéresis. Los autores se enfocan en el desarrollo de las estrategias de regulación de corriente de histéresis, específicamente utiliza el concepto de multibanda. La banda de histéresis se define a partir de las condiciones deseadas y existentes del sistema [43].

Los inversores de corrientes modulados por *PWM* presentan varias ventajas respecto a los inversores *PWM* de fuente de tensión a lazo abierto, entre ellas, se tiene un mejor control de la forma de onda de la corriente instantánea con un alto grado de precisión, protección de corriente pico, compensación debido al cambio de los parámetros de la carga y las caídas de tensión en los semiconductores [44].

La regulación de los inversores multinivel puede implementarse mediante estrategias de modulación lineal o no lineal. Los controladores de corriente lineal se caracterizan por tener una respuesta limitada, pero tienen la ventaja de poseer una frecuencia de conmutación constante. A diferencia de los sistemas no lineales, estos utilizan una banda de histéresis para determinar los pulsos de conmutación de cada elemento semiconductor, este tipo de estrategia consigue una buena respuesta dinámica, estabilidad incondicional y un amplio ancho de banda de comando-seguimiento.

La estrategia de modulación mediante histéresis ha probado ser una de las mejores soluciones para aplicaciones de inversores de fuente de tensión controladas por corriente donde filtros y drives requieren mayores niveles de rendimiento, aunque, estas estrategias lo hacen a expensa de una frecuencia de conmutación variable, lo que prácticamente la hace difícil de implementar en hardware [44].

2.9.1.1 Regulación de Corriente Multinivel por Histéresis

La función elemental del controlador por histéresis es generar las señales para conmutar un inversor de n -niveles entre n niveles de tensión para circunscribir el error de la corriente dentro de una banda de histéresis predefinida. Si el error de la corriente excede un límite de histéresis, el siguiente nivel de tensión más alto

(o más bajo) deberá seleccionarse para forzar el error de la corriente a cero, sin embargo, el nivel de tensión puede no ser el adecuado, en consecuencia, el inversor conmutará al siguiente nivel de tensión más alto o más bajo, este proceso se repetirá sucesivamente hasta conseguir que el nivel de tensión adecuado logre cambiar la dirección del error de corriente [43]. La Figura 2-49 muestra el esquema de un inversor de 5 niveles e ilustra este proceso mediante un inversor de 05 niveles. La ecuación Figura 2-41 refleja el modelo del inversor en una fase.

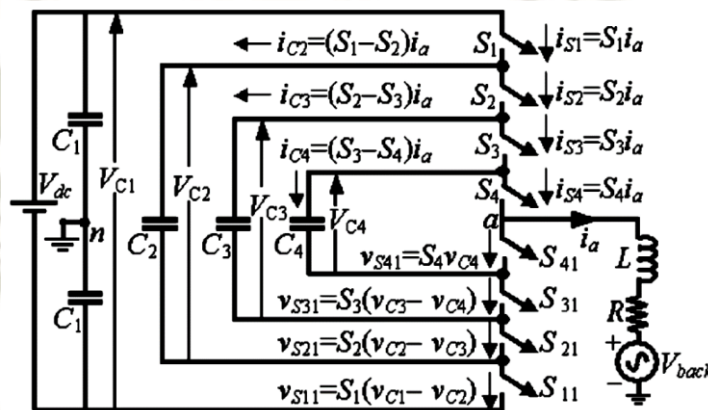


Figura 2-49: Esquema de un Inversor de 05 niveles monofásico [43].

$$v_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{back} \quad (2-41)$$

Donde:

- $v_{an} = nV_{dc}$ para $n = \frac{1}{2}; \frac{1}{4}; 0; -\frac{1}{4}y -\frac{1}{2}$ para un inversor de 05 niveles
- i_a Es la corriente de carga
- L y R Es la inductancia y la resistencia del inductor, sin embargo, la pérdida en el inductor puede despreciarse por ser de un valor muy bajo.

El método de control por histéresis multibanda introduce el término di_{ref}/dt , donde i_{ref} es la corriente de referencia a ser rastreada usando la estrategia de control por corriente basado en histéresis [43].

$$\frac{d(i_a - i_{ref})}{dt} \approx \frac{v_{an} - v_{back}}{L} - \frac{di_{ref}}{dt} \quad (2-42)$$

En la ecuación es evidente que el error $(i_a - i_{ref})$ puede reducirse incrementando o decrementando v_{an} dependiendo de la polaridad de $(i_a - i_{ref})$.

2.9.1.2 Consideraciones para el Tamaño de la Banda de Histéresis

Para conseguir un seguimiento preciso de la corriente de referencia, se requiere sintonizar el offset de la separación de la banda de histéresis. El tamaño de la banda de histéresis se determina por los máximos niveles permitidos de distorsión de corriente. Un buen rendimiento puede lograrse estableciendo el offset ΔB del tamaño de las bandas como la mitad del tamaño de las bandas principales B_1, B_2 . Como regla general, $n - 2$ offset de bandas y 2 bandas se requieren para un inversor de n -niveles [43]. La figura muestra el error entre las corrientes de referencia y de compensación para un inversor de 05 niveles.

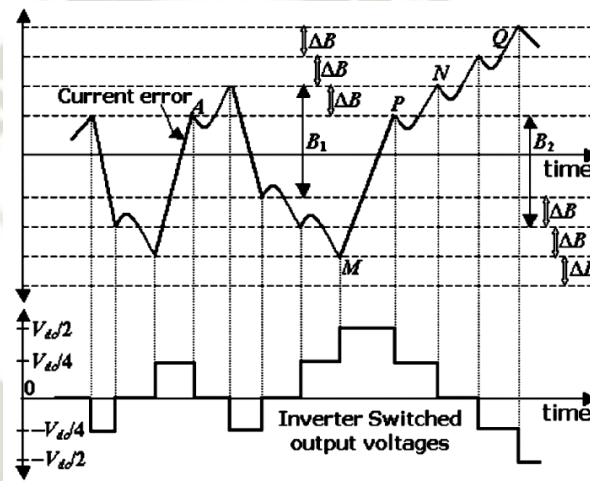


Figura 2-50: Control de corriente basado en histéresis de un inversor de 05 niveles de banda Multioffset. [43].

El tamaño mínimo de la banda se determina esencialmente por la máxima frecuencia de conmutación de los dispositivos de conmutación. La ecuación puede reorganizarse de la siguiente forma, considerando que la caída de tensión a través de la resistencia del bobinado es despreciable [43].

$$\frac{di_a}{dt} \cong \frac{\Delta i_a}{\Delta t} \quad (2-43)$$

$$\Delta i_a = \frac{v_{an} - v_{back}}{L} \quad (2-44)$$

Para una inductancia L y una frecuencia de conmutación máxima permitida $f_s = 1/\Delta t$, el mínimo valor de las bandas de histéresis está determinado por $B_1 = B_2 = \Delta i_a$, asumiendo que la tensión v_{an} es la tensión máxima de salida del inversor [43].

El mínimo valor de las bandas se da por la ecuación:

$$B_1 = B_2 = \frac{v_{dc}/2 - v_{back}}{L} \frac{1}{f_s} \quad (2-45)$$

2.9.2. Método de Control de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal

El problema de una frecuencia variable se puede afrontar mediante los métodos de control basados en *PWM*, estos surgen ante la necesidad de establecer una frecuencia fija, esta característica elimina fácilmente los armónicos generados por la conmutación de los semiconductores [45]. Existen diferentes técnicas y/o enfoques para la implementación de la modulación mediante *PWM*: Modulación *PWM* basada en portadora (*CB-PWM*) y Modulación *PWM* basada en vectores espaciales (*SVPWM*) [46]. La distorsión armónica de un inversor puede reducirse notablemente mediante una modulación PWM en función de una señal sinusoidal (*SPWM-sinusoidal PWM*) [47]. El *PWM* sinusoidal (*SPWM-Sinusoidal Pulse Width Modulation*) es una de los métodos de control más usados. En la Figura 2-51 se muestra el esquema del este tipo de control, básicamente un controlador determina la tensión referencial del error entre la corriente medida y la corriente referencial, luego esta tensión referencial es comparada con una onda portadora triangular de alta frecuencia, el resultado de dicha comparación define la función de conmutación del VSI. La razón entre la frecuencia de la señal de referencia con la frecuencia de la señal portadora se denomina “índice de modulación de frecuencias-*N*”.

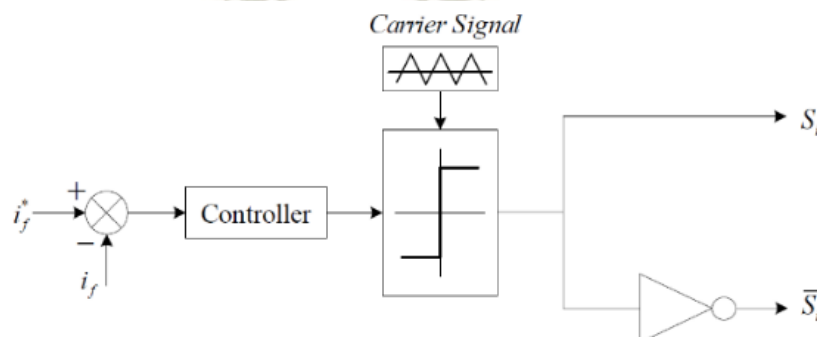


Figura 2-51: Esquema del método de control basado en PWM Sinusoidal [30].

2.9.3. Control PWM por Vector de Espacios

El método de control de *PWM* por vector de espacios (*SVPWM-Space Vector Pulse Width Modulation*) fue desarrollado por científicos alemanes en la década de los 80's, las ventajas que ofrece este nuevo método son: la forma de onda generada mediante este método es superior, la conmutación se reduce considerablemente en un 30% a la misma frecuencia de la señal portadora del control de *PWM* sinusoidal (*SPWM*), utiliza mejor el bus *DC* con menor contenido armónico, reduciendo así las pérdidas por conmutación. La desventaja de este método de control es su alta complejidad computacional el cual limita su operación al rango de los kilohertz [48].

El principio básico de operación del método de control por *SVPWM* representa al inversor como unidad, el vector de tensión referencial se descompone en un vector de tensión realizable mediante un inversor de 6 o 12 pulsos [5]. El método *SVPWM* es más simple de implementar digitalmente que el método *SPWM*. Actualmente, el método se emplea extensamente en una diversidad de aplicaciones desde rectificadores a inversores. Existen diversos algoritmos para modular el inversor o rectificador por medio del *SVPWM*, sin embargo, los objetivos son los mismos: reducir las pérdidas por conmutación, maximizar la utilización del bus, reducir el contenido armónico y lograr un control preciso [48]. La Figura 2-52 ilustra 06 vectores activos y 02 vectores nulos, estos vectores circunscriben el plano del vector de referencia rotativo; solo una extremidad se ve afectada en cada paso en cada secuencia de conmutación.

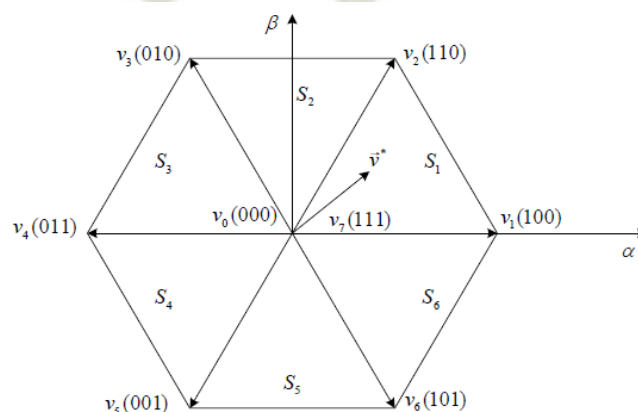


Figura 2-52: Esquema de vectores por SVM de un inversor [48].

2.10. Métodos de Control del Filtro de Potencia Activa

El objetivo de las técnicas de control de los filtros de activos es mejorar el rendimiento del filtro, procesando mejor las variables de entrada, para obtener respuestas rápidas que se adapten al sistema y poder reducir el *THD* a valores aceptables, para ello existen dos tipos de métodos que permiten compensar las corrientes armónicas, básicamente, los métodos dependen de las corrientes a medir y se pueden clasificar en métodos de control directo e indirecto [5].

2.10.1. Descripción General del Método de Control Directo

En el esquema de la Figura 2-53, los armónicos se extraen de las mediciones tomadas en la corriente de carga, bajo esta configuración el filtro activo inyecta corrientes armónicas sin información de las corrientes de la red, los errores asociados a este control se reflejarán en ondas de corriente distorsionadas [49]. Este método de control requiere un algoritmo de control expandido y una gran cantidad de sensores, sin embargo, su mayor ventaja es la estabilidad que ofrece al sistema [50]. Este método de control se eligió para el diseño del filtro activo de la presente tesis.

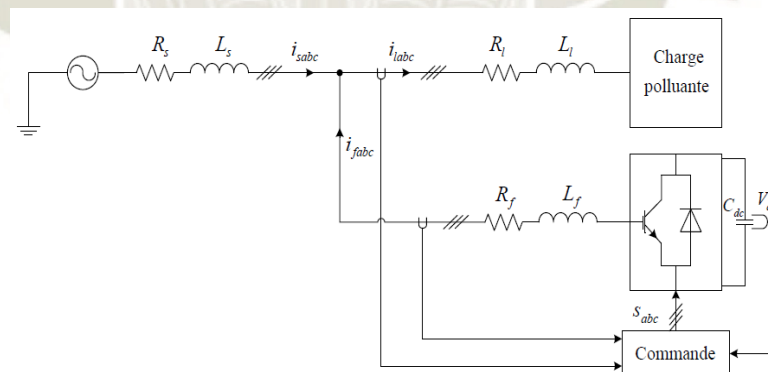


Figura 2-53: Diagrama de Bloques del Método de Control Directo [50].

Existen varios métodos de control directo, sin embargo, los más comunes son: el control en el marco de referencia trifásica utilizando controladores *PI* y el control en el marco de referencia síncrono *D-Q*. El primer método utiliza un controlador proporcional integral *PI* muy común en la regulación de corriente debido a su sencillez [5]. Este método requiere una respuesta dinámica inmediata y su frecuencia de corte del sistema debe ser mucho mayor a la frecuencia de conmutación del *PWM* [51].

El control en el marco de referencia síncrono D - Q involucra dos controladores PI en el marco de referencia síncrona en lugar de tres controladores como en el marco de referencia trifásico [5].

2.10.2. Descripción General del Método de Control Indirecto

Este método se basa en las medidas de las corrientes de suministro, el filtro inyectará frecuencias armónicas a la red, de tal modo que las formas de onda de las corrientes se asemejen a una onda senoidal pura. El algoritmo de control es menos complicado y necesita muy pocos sensores que el método de control directo [50]. La Figura 2-54 muestra el diagrama del método de control indirecto.

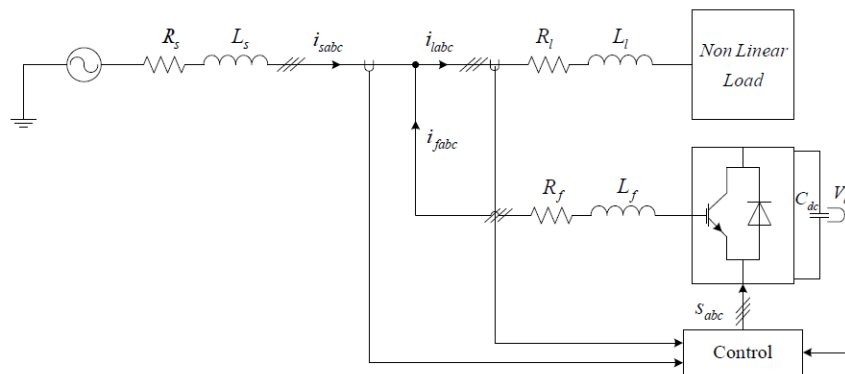


Figura 2-54: Diagrama de bloques del Método de control Indirecto [50].

El método de control indirecto de potencia activa utiliza como referencia la corriente de la red, a diferencia del control directo que utiliza las corrientes del filtro para procesar la señal de salida. Las corrientes sinusoidales de referencia se generan mediante métodos apropiados para posteriormente compararse con las corrientes de la red, posteriormente, el controlador de corriente por histéresis utiliza como entrada el error el cual se procesa subsiguientemente para obtener los pulsos de disparo que serán enviados a los $IGBT$'s [5].

Las señales de corrientes referenciales se generan a partir de diversos métodos, las corrientes se generan de forma similar a las del método directo que utiliza las corrientes del filtro; dentro los métodos más comunes están: el método basado en la teoría PQ [31], el método basado en la teoría DQ [52].

2.11. Inductor de Acoplamiento

La inductancia juega un papel significativo debido a que suprime los picos de corriente de salida del inversor. Diversos autores han propuesto varios métodos para estimar el valor del inductor en función al rizado, sin embargo, ninguno ha definido de forma clara el rizo (ripple), en consecuencia, el valor del inductor se aproxima sin un análisis de error. El rizo (ripple) (Figura 2-55.) se define como la máxima diferencia entre la corriente de compensación y la corriente de referencia en un periodo de un pulso de *PWM* [53].

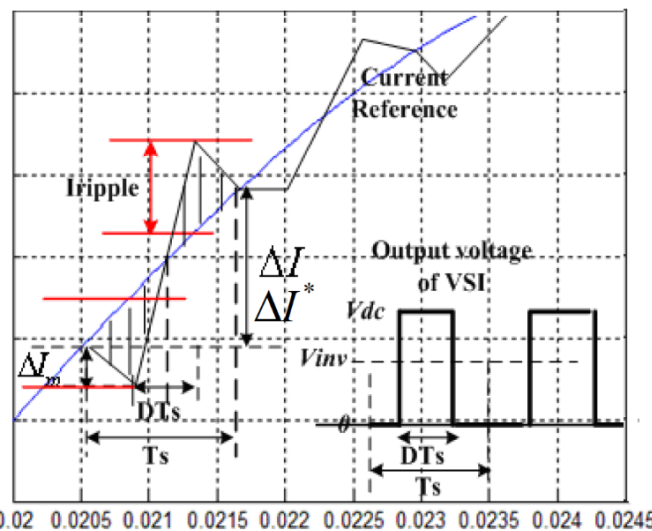


Figura 2-55: Rizo de corriente en un periodo de conmutación por PWM [53].

2.11.1. Supresión de Rizo de Corriente

A continuación, se revisará la deducción del diseño de la inductancia de acoplamiento del inversor para la presente tesis. Si el periodo generado por un control por *PWM* es lo suficientemente pequeño, la corriente que atraviesa el inductor varía linealmente [53]. La ecuación (2-46) representa la variación de la corriente en un periodo de PWM y la Figura 2-55 ilustra lo descrito.

$$\Delta I^* = \frac{v_{inv} - v_s}{L} \cdot T_s, \quad (2-46)$$

Donde:

- v_{inv} tensión de salida del inversor promedio en un periodo de conmutación
- v_s tensión en el PCC, y
- T_s , periodo de PWM

El promedio de tensión de salida en cada periodo para un inversor de dos niveles v_{inv} se da por la ecuación (2-47).

$$v_{inv} \cdot T_s = V_{dc} \cdot DT_s \quad (2-47)$$

La tensión de salida para un inversor multinivel varía en el rango de V_{offset} a $V_{offset} + V_{dc}$, donde V_{dc} representa la tensión de salida de cada nivel, D es el duty ratio y V_{offset} es un múltiplo entero de V_{dc} .

Si se asume constante la tensión de la fuente de suministro en un periodo, la corriente que atraviesa al inductor de acoplamiento variará como una onda de sierra, y una señal de modulación simétricamente alineada [54]. La variación de corriente se puede expresar de la siguiente forma.

$$\Delta I = -\frac{v_s}{L} \cdot \frac{1-D}{2} T_s + \frac{V_{dc} - v_s}{L} \cdot DT_s + -\frac{v_s}{L} \cdot \frac{1-D}{2} T_s \quad (2-48)$$

El rizo de corriente es intrínseco debido a los cambios discontinuos de tensión de salida del inversor. El error entre la corriente de compensación y la corriente de referencia se muestra sombreada en la Figura 2-55, por simetría, se asume que las dos áreas sombreadas son las mismas, por lo tanto, el área de error está dada por la ecuación.

$$S_{error} = 2 \left[\frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta I}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{T_s}{2} + \frac{DT_s}{2} \right) \Delta I_m - \frac{1}{2} \frac{DT_s}{2} \left(\frac{\Delta I}{2} + \Delta I_m \right) \right] \quad (2-49)$$

$$S_{error} = \frac{1}{2} T_s \left(\frac{1-D}{2} \Delta I + \Delta I_m \right)$$

Donde:

$$\Delta I_m = \frac{v_s}{L} \frac{1-D}{2} T_s$$

ΔI_m , es el cambio de corriente desde 0 hasta $\frac{1-D}{2} T_s$

Reescribiendo la ecuación (2-49) en función a ΔI_m :

$$S_{error} = \frac{T_s^2}{4L} (DV_{dc} - D^2V_{dc}) \quad (2-50)$$

Donde D es el duty ratio y varía entre 0 y 1. La derivada del error respecto al duty ratio es cero para $D = 1/2$, por ende, el S_{error} es máximo cuando $D = 1/2$.

$$\frac{dS_{error}}{dD} = \frac{T_s^2}{4L} (V_{dc} - 2DV_{dc}) = 0 \quad (2-51)$$

El rizo de corriente se define en (4-77) como la máxima variación de la corriente de salida del filtro activo respecto a la corriente de referencia en un periodo. Reescribiendo la relación entre el error de área y el rizo de corriente.

$$I_{ripple} = \Delta I_m + \frac{(1-D)}{2} \Delta I \quad (2-52)$$

$$S_{error} = \frac{1}{2} T_s I_{ripple} \quad (2-53)$$

En $D = 1/2$, el error alcanza su máximo valor, en consecuencia, el rizado de la corriente se da por la ecuación:

$$I_{ripple} = \frac{T_s V_{dc}}{8L} \quad (2-54)$$

Si la corriente de rizado es mucho más pequeña que ΔI_r , el valor de la inductancia se da por:

$$L \geq \frac{V_{dc}}{8f_s \Delta I_r} \quad (2-55)$$

La inductancia para inversores multinivel es también una función a la tensión DC, en consecuencia, $V_{dc} = V_{dc-bus} / (Level - 1)$. El valor de la inductancia se da por la ecuación.

$$L \geq \frac{V_{dc-bus}}{8(Level - 1)f_s \Delta I_r} \quad (2-56)$$

Cuando se requiere compensar la corriente reactiva y armónica a través del filtro activo, la pendiente de la ecuación se puede expresar como:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{di_{cfq}}{dt} + \frac{di_{ch}}{dt}, \quad (2-57)$$

Donde

$$\begin{aligned} \frac{di_{ch}}{dt} &= \frac{d(\sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{ch} \sin(h\omega t - \varphi_h))}{dt} \\ \frac{di_{ch}}{dt} &= \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{ch} h\omega \cos(h\omega t - \varphi_h) \end{aligned} \quad (2-58)$$

La desigualdad de la ecuación (2-59) requiere mantener un seguimiento de la máxima pendiente de corriente, en consecuencia, el valor de la inductancia es:

$$L \leq \frac{\delta_v V_{dc_bus}}{\sqrt{2}I_{cfq}\omega + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}I_{ch}h\omega \cos(h\omega t - \varphi_h)} \quad (2-59)$$

Donde: δ_v es un valor típico que varía entre 0.1~0.3

La pendiente de la corriente varía con el desplazamiento de fase entre la corriente armónica y la corriente reactiva, además, no es factible incluir todos los armónicos, en consecuencia, los autores proponen una versión más simplificada para determinar el límite superior de la inductancia de acoplamiento [53].

$$L \leq \frac{\delta_v V_{dc_bus}}{rI_c\omega} \quad (2-60)$$

Donde:

- I_c corriente nominal del filtro activo
- r valor sugerido para seleccionar los órdenes de armónicos más significantes en el sistema, “ r ” puede estimarse sin medir las corrientes de carga. Si las cargas son de aplicación doméstica, “ r ” es 3, si en cambio, las cargas son de aplicación industrial, “ r ” es 5.

En resumen, el rango de la inductancia de acoplamiento del filtro activo se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{V_{dc_bus}}{8f_s(Level - 1)\Delta I_r} \leq L \leq \frac{\delta_v V_{dc_bus}}{r\omega I_c} \quad (2-61)$$

Los autores sugieren que una vez calculado el valor de la inductancia, se escoja un valor cercano al límite inferior, un valor inferior proporciona una mejor velocidad de seguimiento de la corriente y ofrece mejores niveles de rizado, además de reducir los costos de manufactura del propio inductor: sin embargo, también sugieren que el valor final se estime considerando el límite superior y la interacción con el sistema. En algunos casos es posible que el límite superior sea mucho mejor al límite inferior, esto indicaría un conflicto entre la velocidad de seguimiento de la corriente y la supresión del rizado de corriente [53]. Algunas soluciones implican incrementar la frecuencia de conmutación del *PWM*, así como, adoptar inversores multinivel para reducir el límite inferior. Una solución alternativa es utilizar filtros de acoplamiento del tipo *LC* o *LCL* [55].

2.12. Controlador PI Para el Bus DC

EL bus *DC* de tensión es afectado por los efectos de transitorios de la red, además, por ende, el bus debe estar en la capacidad de compensar las pérdidas en los elementos semiconductores y la variación de la carga de forma dinámica, en consecuencia, la tensión del bus *DC* se regula a través de controladores en lazo cerrado. El control proporcional-integral-derivativo (*PID*) proporciona una solución eficiente para sopesar estos inconvenientes. Los autores proponen un controlador de respuesta rápida basado en energía [56]. La señal de control del controlador *PID* para regular la tensión del bus *DC* se da por la siguiente expresión:

$$v_c = K_p(V_{dcref} - v_{dc}) + K_i \int (V_{dcref} - v_{dc})dt + K_d \frac{d(V_{dcref} - v_{dc})}{dt}. \quad (2-62)$$

Donde:

- K_p, K_i, K_d , son la ganancias proporcional, integral y derivativo respectivamente del controlador *PID*.
- K_p , la ganancia proporcional provee una acción proporcional de control general a la señal de error.
- K_i , la ganancia integral reduce el error en estado estable y el tiempo de subida, sin embargo, también incrementa el “overshoot” (sobreimpulso) y el tiempo de establecimiento.
- K_d , la ganancia derivativa mejora la estabilidad del sistema, sin embargo, varios autores reportaron que el término puede tener una acción anticiparía ante el retraso de alguna señal, en consecuencia, la sintonización de los parámetros se hace muy complicada, por lo que varios autores excluyeron el término derivativo [57].

2.12.1. Controlador del bus de tensión DC de respuesta rápida.

Los controladores basados en corriente tienen una respuesta dinámica lenta en el momento de regular la tensión del bus *DC*, además, su respuesta transitoria es lenta, especialmente para cargas dinámicas. Los parámetros de diseño para este tipo de controladores son difíciles de calcular para un sistema complejo como los inversores, en general, sus parámetros se sintonizan bajo prueba y error. La respuesta dinámica de este tipo de controladores depende única y exclusivamente de los valores K_p, K_i, K_d [56].

Los autores proponen un nuevo controlador de acción rápida basado en energía que supera las desventajas indicadas anteriormente. El diseño del controlador se basa en la energía del capacitor, el cual depende del nivel de tensión entre sus terminales [56]. La energía que requiere el capacitor desde un punto de carga a un valor referencial puede expresarse como:

$$W_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc-ref}^2 - v_{dc}^2) \quad (2-63)$$

La potencia que requiere el inversor para mantenerse a un valor referencial esta dado por la expresión. Es importante indicar que la tensión en el capacitor posee un rizado al doble de la frecuencia de la fuente de suministro [56].

$$P'_{dc} = \frac{W_{dc}}{T_c} = \frac{1}{2T_c} C_{dc} (V_{dc-ref}^2 - v_{dc}^2) \quad (2-64)$$

Donde:

- T_c periodo de rizado de tensión del capacitor del bus DC.

La expresión de potencia (2-64) carece de un término integral, por ende, existe un error en estado estable mientras se compensa las cargas del lado AC y DC, por lo tanto, es necesario incluir en el controlador un término integral [56]. La Figura 2-56 muestra el esquema del controlador con las ganancias proporcionales e integrales.

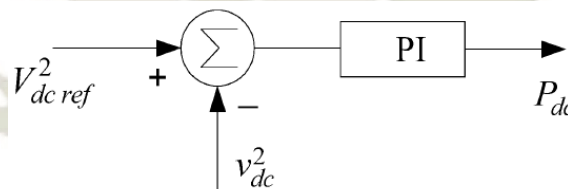


Figura 2-56: Esquema de un controlador de tensión de bus DC de acción rápida [56].

La expresión de la potencia del capacitor se determinada por la expresión (2-65).

$$P_{dc} = K_{pe} (V_{dc-ref}^2 - v_{dc}^2) + K_{ie} \int (V_{dc-ref}^2 - v_{dc}^2) dt \quad (2-65)$$

Donde:

- K_{pe}, K_{ie} , son los términos proporcional e integral del controlador basado en energía.

Las ganancias proporcional e integral de este tipo de controlador son mucho más simples de calcular. La ganancia K_{pe} del controlador está dado por la siguiente expresión:

$$K_{pe} = \frac{C_{dc}}{2T_c} \quad (2-66)$$

La selección de la ganancia integral depende de la compensación entre la respuesta transitoria y el sobreimpulso (overshoot) en la corriente de la fuente compensada. La ganancia proporcional puede establecerse alrededor de la mitad de la ganancia integral. Los autores reportaron que si la ganancia integral K_{ie} es mucho mayor que $K_{pe}/2$, la respuesta tiende a ser más oscilatoria mientras que si K_{ie} es menor a $K_{pe}/2$, la respuesta tiende a ser lenta [56]. Para la presente tesis se analizaron los siguientes casos, el primer caso corresponde a una ganancia proporcional e integral igual a K_{pe} y $K_{ie} = K_{pe}/2$, el segundo caso corresponde a una ganancia $2K_{pe}$ y $K_{ie} = K_{pe}$ y el tercer caso corresponde a una ganancia K_{pe} y $K_{ie} = 2K_{pe}$.

2.13. Modelamiento de los Convertidores de la Pala 4100XPC DC

Los convertidores de armadura de Empuje y Giro de la Pala 4100XPC DC son rectificadores de 6-pulsos controlados por fase debido a su estructura de tiristores que utiliza para controlar los motores DC. Los convertidores de armadura de la Pala 4100XPC DC generan ondas no senoidales debido a que son controlados por fase, es decir que las corrientes de línea retrasan la tensión. Esta onda no senoidal puede descomponerse matemáticamente en una serie de ondas senoidales que varían en amplitud, relación de fase y frecuencia, estas ondas senoidales de diferentes frecuencias se conocen como armónicos. Los convertidores de 6-pulsos de la Pala conformados por tiristores generan armónicos característicos propios de este convertidor. La expresión matemática de los armónicos generados por los convertidores de h-pulsos está dada por:

$$h = pn \pm 1 \quad (2-67)$$

Donde:

- p , número de pulsos de disparo. Pala 6 tiristores, 6 pulsos
- n , 1,2,3,4,5, etc

Los armónicos característicos para un convertidor de 6 tiristores o 6 pulsos son:

$$\begin{aligned} h &= 6(1) \pm 1 = 5, 7, \quad \text{ó} \quad \text{donde } n = 1 \\ h &= 6(2) \pm 1 = 11, 13, \quad \text{ó} \quad \text{donde } n = 2 \\ h &= 6(3) \pm 1 = 17, 19, \text{ etc} \quad \text{donde } n = 3 \end{aligned}$$

La Figura 2-57 muestra el histograma de armónicos generados por los convertidores de 6-pulsos de la Pala 4100XPC.

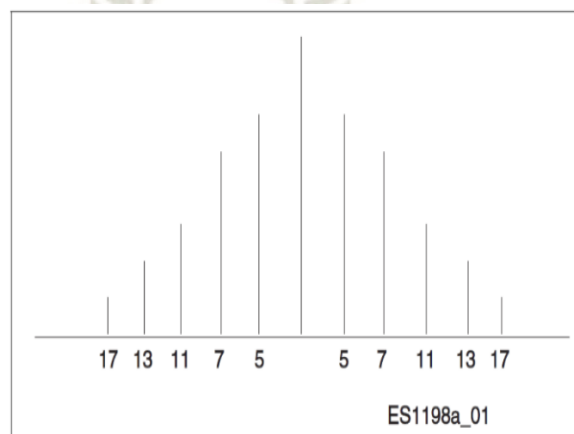


Figura 2-57: Frecuencias armónicas para un sistema de 60 Hz [20].

A continuación, se muestran las características de los motores y convertidores de los movimientos principales de la Pala como Levante (Hoist), Giro (Swing) y Empuje (Crowd), extraídos del folleto técnico online del fabricante P&H. Los convertidores de Empuje y Giro de la Pala 4100XPC DC serán modelados como rectificadores de 6-pulsos no controlados para su simulación vía software Matlab-Simulink en el Capítulo IV, para ello se utilizará las características de potencia del convertidor de Empuje y Giro del fabricante, en las siguientes secciones 2.13.1. y 2.13.2 se analizan los rectificadores con una carga resistiva y resistiva e inductiva respectivamente.

Tabla 2-9: Motores de respuesta rápida de la Pala P&H modelo 4100XPC DC, b) Convertidores Estáticos de Potencia de la Pala P&H modelo 4100XPC DC, c) Requerimientos de Potencia de la Pala P&H modelo 4100XPC DC [21].

P&H DC fast response main machinery motors		
Hoist motor (two used)	Continuous rating @ 600 volts peak developed power	Total 2148kW / 2880hp 2770kW / 3713hp
Swing motor (three used)	Continuous rating @ 550 volts peak developed power	Total 1119kW / 1500hp 1340kW / 1796hp
Crowd motor (one used)	Continuous rating @ 550 volts peak developed power	Total 537kW / 720hp 825 kW / 1106hp
Propel motor (two used)	Continuous rating @ 550 volts peak developed power	Total 1074kW / 1440hp 1434kW / 1922hp

a)

Electrical control systems

P&H digital DC static DC power conversion and reactive power compensation

	Hoist**/Propel	Swing	Crowd/Propel
Continuous armature converter KW rating @ 600 VDC*	2x1860 kW	1860 kW	1860 kW
15 Sec. armature converter current rating*	3700 amp.	3700 amp.	3700 amp.
Continuous field converter rating*	150 amp.	150 amp.	150 amp.

* Rated at 600 V and based on outside ambient temperature of 50°C or 122°F.

** Cascaded hoist converters.

b)

Power requirements

Supply voltage*	7200 or 13800V 3 phase, 60 Hz	6000, 6600, 7200 or 11000 3 phase, 50 Hz
Supply transformer	(minimum) 3750 kVA	
Minimum short circuit VA available at shovel	30 MVA	

*Voltage per customer requirements

c)

2.13.1. Carga Resistiva y Fuente Ideal

La forma de onda de la corriente de carga y de suministro están en fase con la tensión de línea. Cada diodo del puente rectificador de onda completa conduce cada 120° de los 360° del ciclo de tensión de la fuente de suministro [58]. La Figura 2-58 muestra un rectificador de onda completa de configuración y su numeración estándar.

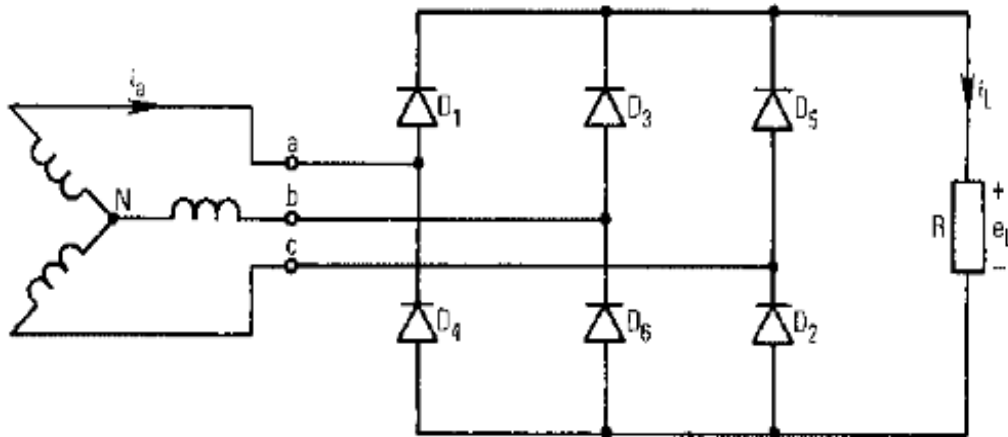


Figura 2-58: Rectificador de diodos de seis pulsos con una carga resistiva [58].

La Figura 2-60 muestra el patrón de los diodos del rectificador de onda completa. En el periodo de $30^\circ < \omega t < 90^\circ$ de la forma de onda de la tensión de fase, los diodos D_1 y D_6 están conduciendo. La tensión de línea e_{ab} fluye a través de la carga [58]. Las tensiones de fase de suministro de la Figura 2-60-c están definidas por:

$$\begin{aligned} e_{aN} &= E_m \sin \omega t \\ e_{bN} &= E_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ e_{cN} &= E_m \sin(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2-68)$$

Las tensiones de línea a línea están dadas por:

$$\begin{aligned} e_{ab} &= e_{aN} + e_{bN} = \sqrt{3}E_m \sin(\omega t + 30^\circ) \\ e_{bc} &= \sqrt{3}E_m \sin(\omega t - 90^\circ) \\ e_{ca} &= \sqrt{3}E_m \sin(\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2-69)$$

El perfil de la tensión y corriente de carga contiene una componente de rizado de 6 veces la frecuencia de suministro.

La corriente de carga promedio se define por la siguiente ecuación y es la misma para cada intervalo de 60° .

$$\begin{aligned}
 I_{av} &= \text{average value of } i_L(\omega t) \\
 I_{av} &= \text{average value of } \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + 30^\circ) \Big|_{30^\circ}^{90^\circ} \\
 I_{av} &= \frac{6}{2\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + 30^\circ) d\omega t \\
 I_{av} &= \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3} E_m}{R} \\
 I_{av} &= 1.654 \frac{E_m}{R} \tag{2-70}
 \end{aligned}$$

De la ecuación (2-70) se puede inferir la tensión promedio de salida.

$$E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \tag{2-71}$$

La corriente de carga *rms* es igual para cada intervalo de 60° de la forma de onda. Ver Figura 2-60-e.

$$\begin{aligned}
 I_L(\omega t) &= \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + 30^\circ) \Big|_{30^\circ}^{90^\circ} \\
 I_L(\omega t) &= \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \frac{E_m^2}{R^2} \sin^2(\omega t + 30^\circ)} \\
 I_L(\omega t) &= \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi R} = 0.956 \frac{\sqrt{3} E_m}{R} = 1.66 \frac{E_m}{R} \tag{2-72}
 \end{aligned}$$

La potencia disipada por la carga está dada por la ecuación:

$$\begin{aligned}
 P &= I_L^2 R = 2.74 \frac{E_m^2}{R} \\
 P &= \frac{3E_m^2}{2R} \left(\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \tag{2-73}
 \end{aligned}$$

La forma de onda de la corriente de suministro $i_a(\omega t)$ de la Figura 2-60- f, está definida por la siguiente ecuación.

$$i_a(\omega t) = \frac{\sqrt{3}E_m}{R} \sin(\omega t + 30^\circ) \Big|_{30^\circ}^{90^\circ} + \frac{\sqrt{3}E_m}{R} \sin(\omega t - 30^\circ) \Big|_{90^\circ}^{150^\circ} \tag{2-74}$$

La corriente RMS de la corriente de suministro $i_a(\omega t)$ es simétrica, para efectos de cálculo solo se considera la mitad de la forma de onda.

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a(\omega t) d\omega t}$$

$$I_a = 0.78 \frac{\sqrt{3} E_m}{R}$$

$$I_a = 1.351 \frac{E_m}{R} \quad \text{o} \quad I_a = \frac{E_m}{R} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi}} \quad (2-75)$$

La corriente fundamental $i_{a1}(\omega t)$ está en fase con la tensión de fase respectiva $e_{aN}(\omega t)$. El ángulo de desplazamiento de corriente ψ_1 es cero, en consecuencia, el factor de desplazamiento $\cos \psi_1 = 1$. El factor de potencia debajo de la unidad se debe a los efectos de la distorsión.

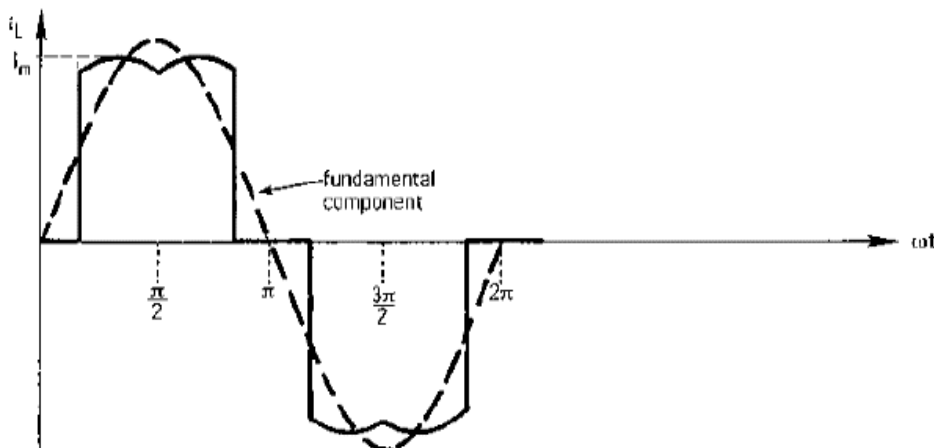


Figura 2-59: Corriente de línea de un rectificador de onda completa trifásico con carga resistiva [58].

El factor de potencia visto desde los terminales del puente rectificador se define por la ecuación:

$$PF = \frac{P/3}{E_{aN} I_a} = \frac{\left(\frac{2.74}{3}\right) x (E_m^2 / R)}{\left(\frac{E_m}{\sqrt{2}}\right) x 1.351 \frac{E_m}{R}} \quad (2-76)$$

$$PF = 0.956$$

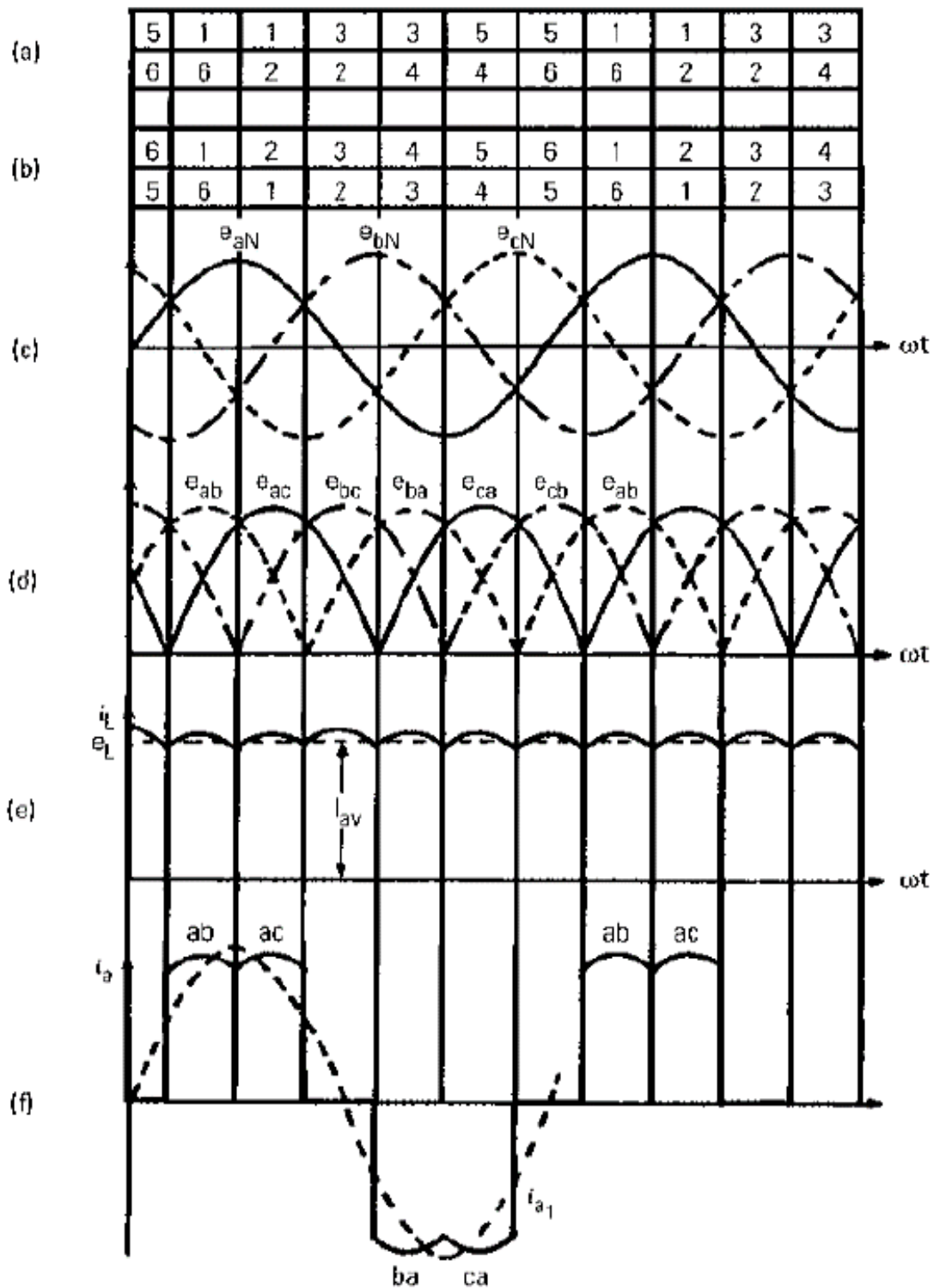


Figura 2-60: Formas de Onda de un puente rectificador trifásico de onda completa con carga resistiva: a) y b) secuencias de conmutación, c) tensiones de fuente de suministro, d) tensiones de línea de suministro, e) tensión y corriente de carga y f) corriente de línea [58].

2.13.2. Carga Altamente Inductiva y Fuente Ideal de Suministro

Cuando la carga es altamente inductiva en el lado DC, la corriente de salida se suaviza. La tensión de carga instantánea $e_L(\omega t)$ para el caso de una carga inductiva será similar a una resistiva, sin embargo, la corriente de carga ahora será constante [58].

$$i_L(\omega t) = I_L = I_{av} = \frac{E_{av}}{R}$$

$$i_L(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{E_m}{R} \quad (2-77)$$

De la ecuación (4-103), se puede deducir que la corriente de carga RL es la misma que la de una resistiva.

La tensión de carga promedio E_{av} de salida es igual que la tensión de la carga resistiva, debido a que la tensión promedio en el inductor es cero.

$$E_{av} = E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \quad (2-78)$$

La corriente de carga se restringe en su mayoría más por la carga resistiva que la inductiva. La ecuación (2-79) muestra la corriente de carga promedio I_{av} .

$$I_{av} = \frac{E_{av}}{R} \quad (2-79)$$

La potencia disipada por la carga está definida por la ecuación (2-80).

$$P_L = I_L^2 R$$

$$P_L = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{E_m}{R} \right)^2 R$$

$$P_L = \frac{27 E_m^2}{\pi^2 R} \quad (2-80)$$

La corriente de la fuente de suministro RMS $i_a(\omega t)$ se da por la ecuación (2-81).

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} I_{av}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{av}$$

$$I_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{E_m}{R}$$

$$I_a = 1.350 \frac{E_m}{R} \quad (2-81)$$

El factor de potencia para un rectificador de onda completa con una carga altamente inductiva está definido por la ecuación.

$$PF = \frac{P/3}{E_{aN}I_a}$$

$$PF = \frac{\frac{27}{3} \frac{E_m^2}{\pi^2 R}}{\left(\frac{E_m}{\sqrt{2}}\right) \times \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{E_m}{R}}$$

$$PF = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (2-82)$$

Se puede deducir de la ecuación (2-82) que el uso de una carga inductiva no influye en el factor de potencia de un puente rectificador de seis pulsos. La componente fundamental de la corriente de suministro está en fase con la carga resistiva y en fase con la tensión de suministro, en consecuencia, el factor de desplazamiento es la unidad. El factor de potencia se ve reducido por la distorsión de la forma de onda de la corriente más que por la diferencia de fases. De la Figura 2-61-a) se puede observar que la corriente de reversa máxima a través del diodo es la tensión línea a línea [58]. La corriente nominal RMS del diodo D_1 se da por la ecuación (2-83).

$$I_{D_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} I_{av}^2 d\omega t} \quad (2-83)$$

De la ecuación (2-81), se puede reescribir la ecuación (2-84).

$$I_{D_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_a$$

$$I_{D_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{E_m}{R} \right)$$

$$I_{D_1} = \frac{3}{\pi} \frac{E_m}{R} \quad (2-84)$$

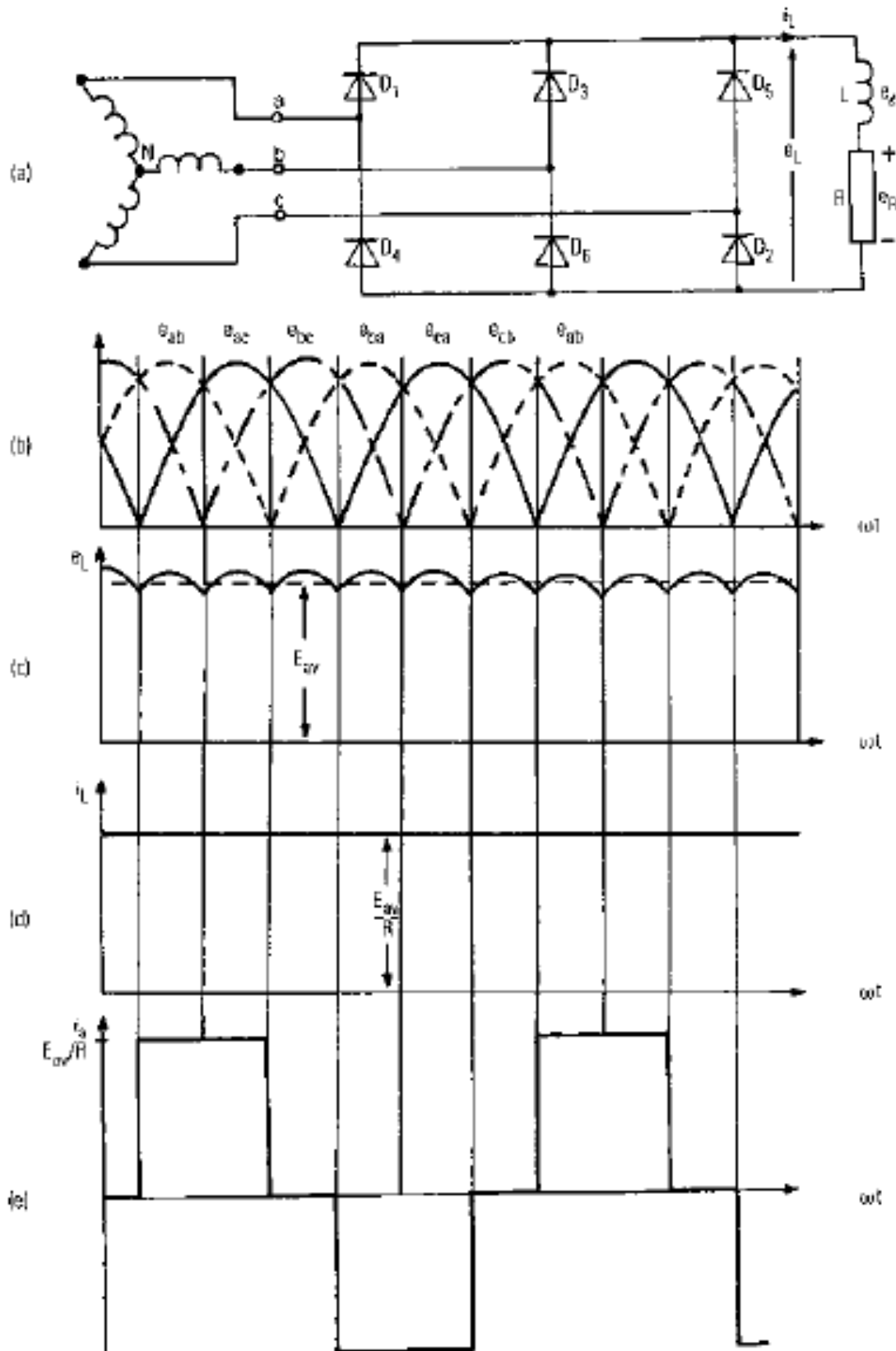


Figura 2-61: Formas de Onda de un puente rectificador trifásico de onda completa con carga altamente inductiva: a) y b) secuencias de conmutación, c) tensiones de fuente de suministro, d) tensiones de línea de suministro, e) tensión y corriente de carga y f) corriente de línea [58].

Capítulo III

3. Análisis del Sistema de Compensación de Potencia Reactiva - RPC

3.1. Introducción

En el capítulo 3, se analizará el sistema de compensación armónica y reactiva modelado como un filtro sintonizado al 4.5 armónico capaz de mitigar armónicos y suministrar potencia reactiva para compensación. En la sección 3.2 se describe brevemente los componentes que conforman el sistema de compensación de potencia reactiva de la Pala 4100XPC como capacitores y reactores activados por tiristores y los niveles de compensación de potencia reactiva generados por la carga (convertidores para motores *DC*). Las teorías de control no son el principal objetivo de la tesis por ser un modelo ya implementado por el fabricante, por lo que no se considerará en la presente tesis, sin embargo, en la sección 3.3 se analizarán la estructura y los parámetros que conforman el filtro sintonizado del banco $\frac{1}{2}$ y full a través del estándar IEEE Std 1531-2003 [19]. Un análisis exhaustivo de los niveles de *THD* de tensión y *TDD* de corriente en la red eléctrica de operaciones mina requiere grandes cantidades de mediciones, además de incluir los modelos precisos de los transformadores y las cargas no lineales, por consiguiente, esta información es muy complicada de adquirir debido a que la topología y las cargas de los equipos varían diariamente, por lo que no se contemplará en la presente tesis, sin embargo, se analizará de forma puntual en la sección 3.4 los armónicos de tensión y corriente, variación de frecuencia, entre otros, del medidor de energía del fabricante Eaton propio de la Pala 4100XPDC y la data adquirida a través de un instrumento de medición externo del fabricante *DATAQ* en la sección 3.5, con el objetivo de discernir y evidenciar la problemática de los armónicos de tensión y corriente comparándola de forma referencial con el estándar de la IEEE-519-2014.

3.2. Sistema de Control de la Compensación de Potencia Reactiva–RPC de la Pala 4100XPC DC

En la presente sección se describen los componentes asociados al sistema de control del *RPC* de la Pala 4100XPC DC. El hardware del sistema *RPC* se divide en dos categorías: la primera categoría incluye los componentes de control, mientras que la segunda categoría incluye los componentes de potencia [20]. La Tabla 3-1 muestra ambas categorías y sus respectivos componentes.

Tabla 3-1: Componentes del Sistema de Compensación de Potencia Reactiva [20].

Tipo	Item	Descripción	Cantidad
Control	01	Transformadores sumadores	02
	02	Transformadores de Potencial de detección de <i>KVAR</i>	02
	03	Transductor de <i>KVAR</i>	01
	04	Módulo de Interface y <i>IO</i> remoto	01
	05	Tarjeta de disparo <i>RPC</i>	01
	06	Transformador de sincronización <i>RPC</i>	01
	07	Transformadores de Pulso/Banco	03
Potencia	08	<i>SCR's</i> /Banco	12
	09	Reactores/Banco	03
	10	Capacitores/Banco	09

La Tabla 3-2 define las características del sistema de compensación de potencia reactiva (*RPC*), de la Pala estas características serán usadas en la siguiente sección para la deconstrucción de los filtros sintonizados al 4.5 armónico del banco ½ y un banco completo (1,2 y 3) mediante el estándar Std 1531-2003.

Tabla 3-2: Sistema de Compensación de Potencia Reactiva para Palas P&H modelo 4100XPC DC [21].

P&H digital DC automatic reactive power compensation*

	60 Hz (7 step)	50 Hz (8 step)
Switched steps	+4725 kVAR total	+6000 kVAR total

* Nominal rating at rated capacitor voltage (600 VAC)

* Rated at 600 V and based on outside ambient temperature of 50°C or 122°F.

** Cascaded hoist converters.

El sistema *RPC* está conformado por 04 Bancos, los cuales se denominan: Banco 1/2, Banco 01, Banco 02 y Banco 03; cada banco tiene una capacidad de compensación nominal de 1350*KVAR* a excepción del Banco ½ que tiene 675*KVAR*. Los Bancos están configurados para proporcionar 07 niveles de compensación que se logran mediante la combinación de los 04 Bancos. La compensación máxima de los 04 Bancos activos es de 4725 *KVAR*.

3.3. Deconstrucción de los Filtros del RPC de la Pala 4100XPC

3.3.1. Tolerancias del Capacitor y Reactor en la Frecuencia de Sintonización

Las tolerancias del capacitor y del reactor se deben evaluar en conjunto para determinar su influencia en la frecuencia de sintonización. Según la IEEE Std 18-2002, los fabricantes de capacitores manejan tolerancias entre 0% y 10% a 25°C, debido a que estos componentes se producen masivamente, en consecuencia, el fabricante pierde control sobre los valores nominales [19]. Según la IEEE Std C57.16-2011, la impedancia para un reactor monofásico o trifásico puede variar entre +7% o -3% del valor garantizado. La impedancia para otras conexiones no debe variar más allá de +10% o -3% [19]. La ecuación (3-1) se utiliza para calcular la frecuencia de sintonización considerando las influencias de las tolerancias del inductor y el capacitor.

$$f_{tuned} = f_{nominal} \left(\frac{1}{\sqrt{(1 + t_r)(1 + t_c)}} \right) \quad (3-1)$$

Donde:

- f_{tuned} es la frecuencia de sintonización actual
- $f_{nominal}$ es la frecuencia de sintonización especificada
- t_r es la tolerancia del reactor
- t_c es la tolerancia del capacitor

Según el manual eléctrico del fabricante, el filtro LC está diseñado para una sintonización del 4.5 armónico. Asumiendo una variación de la capacitancia entre 0% a +10% con un valor esperado del 5% del valor nominal y una variación de la inductancia de $\pm 1.5\%$ con un valor esperado al nominal, se puede calcular el rango de variación de frecuencia de sintonización del filtro LC con un mínimo y máximo de 4.26 y 4.53 respectivamente y con un valor nominal esperado de 4.39. Los resultados calculados anteriormente exponen la variación de la frecuencia de sintonización del filtro debido a la tolerancia de los componentes y exponen la necesidad de conocer las tolerancias de los fabricantes al momento de la implementación del filtro. Para la presente tesis, los parámetros se calcularán en base a la frecuencia de sintonización del fabricante – 4.5 armónico.

3.3.2. Parámetros de Sintonización del Filtro para un banco completo (1,2 y 3)

Los filtros LC se sintonizan a la frecuencia más baja y significativa; el diseño puede variar en un rango de 3% a 15% por debajo de la frecuencia de sintonización [19]. La Pala *DC* tiene convertidores de seis pulsos, este tipo de convertidores generan altas componentes armónicas de 5to y 7mo orden. Estas componentes se filtran mediante el uso de filtros sintonizados.

El diseño desarrollado por el fabricante cuenta con filtros sintonizados al 4.5 armónico para operar a una tensión de 600 VAC trifásica @ 60 Hz.

Mediante la ecuación (3-2) podemos hallar la impedancia efectiva del banco.

$$X_{eff} = \frac{V_{LLsys}^2(kV)}{Q_{eff}(Mvar)} \quad (3-2)$$

Para una tensión de línea a línea de 600 VAC y una potencia reactiva de compensación de $1350/3 = 450 \text{ KVAR}$, se tiene una reactancia efectiva de:

$$X_{eff} = \frac{(0.6 \text{ kV})^2}{(0.450) \text{ Mvar}}$$

$$X_{eff} = 0.8 \Omega$$

Mediante las ecuaciones (3-3) y (3-4), es posible calcular las reactancias capacitivas e inductivas.

$$X_c = \left(\frac{h^2}{h^2 - 1} \right) X_{eff} \Omega \quad (3-3)$$

$$X_L = \frac{X_c}{h^2} \Omega \quad (3-4)$$

Para una frecuencia de sintonización de 4.5 se obtiene una reactancia capacitiva:

$$X_c = \left(\frac{4.5^2}{4.5^2 - 1} \right) 0.8 \Omega$$

$$X_c = 0.841558 \Omega$$

Hallando la capacitancia a la frecuencia fundamental

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \quad (3-5)$$

$$C = \frac{1}{2\pi * 60 * 0.841558}$$

$$C = 3151.988328 \mu f$$

Para una frecuencia de sintonización de 4.5 se tiene una reactancia inductiva de:

$$X_L = \frac{0.841558}{4.5^2}$$

$$X_L = 0.041558 \Omega$$

Hallando la inductancia a la frecuencia fundamental

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (3-6)$$

$$L = \frac{0.041558}{2\pi * 60}$$

$$L = 110.237190 \mu H$$

Hallando el valor de la resistencia del filtro. Asumiendo un factor de calidad de 40 para valores típicos de Q que varían entre $30 < Q < 60$.

$$Q = \frac{X_L}{R} \quad (3-7)$$

$$R = \frac{0.041558}{40}$$

$$R = 0.001039 \Omega$$

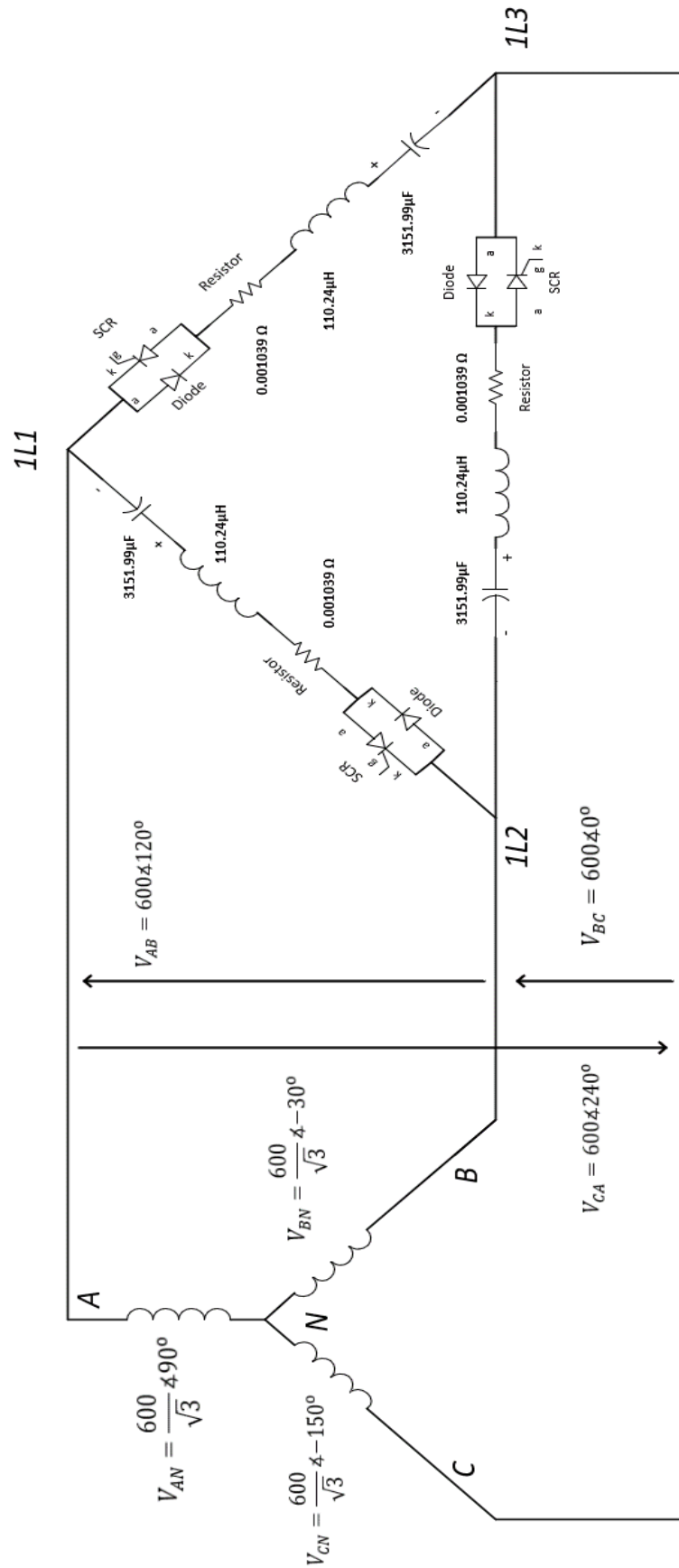


Figura 3-1: Diagrama de filtro de compensación de potencia reactiva – Banco ½ de una Pala 4100XPC.

3.3.3. Discusión de Resultados del filtro – Banco Completo

Finalmente, el filtro está conformado por un capacitor de $3151.99 \mu f$, un reactor de $110.24 \mu H$ y una resistencia de 0.001039Ω intrínseca al reactor, sin embargo, en la configuración real del gabinete *RPC*, la capacitancia total requerida por cada extremidad se divide en tres y se conecta en paralelo, el reactor viene ensamblado de fábrica en una sola unidad y la resistencia es un parámetro intrínseco del inductor. El esquema de la Figura 3-1 muestra la configuración de un banco completo o full con una capacidad de compensación de potencia reactiva de 1350KVAR en total.

La Figura 3-2 muestra la variación de la impedancia respecto al orden armónico del filtro del banco completo del sistema de compensación de potencia reactiva de la Pala 4100XPC DC, además, se aprecia que el filtro proporciona una trayectoria de baja impedancia para el 4.5 armónico, sin embargo, a mayores frecuencias, la impedancia tiende a aumentar por lo que la capacidad del filtro se ve reducida en la presencia de armónicos de tensión y/o corriente de altos órdenes.

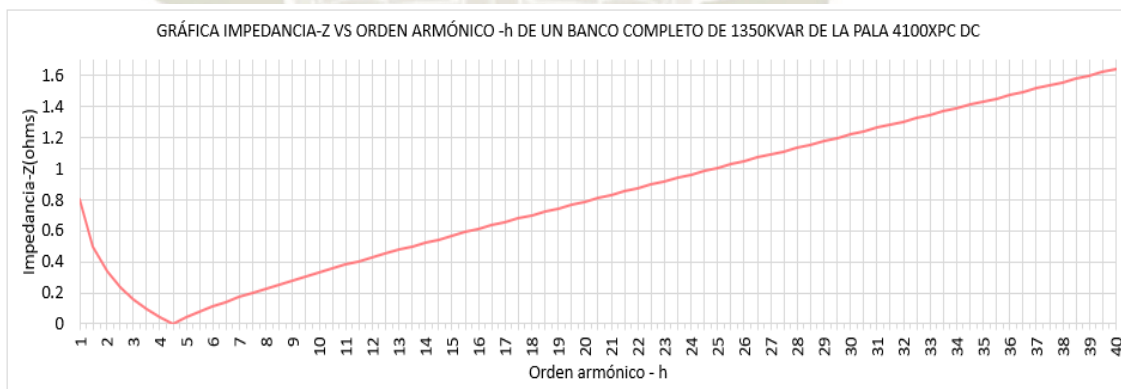


Figura 3-2: Gráfica impedancia Z vs orden armónico h de un banco completo de 1350KVar de la Pala 4100XPC DC.

3.3.4. Parámetros de Sintonización del Filtro para un banco ½

El banco ½, sintonizado al 4.5 armónico, opera a una tensión de 600 VAC trifásica @ 60Hz con una capacidad de compensación de 675 KVAR. Hallando la impedancia efectiva para una capacidad de 675/3= 225 KVAR por cada rama.

$$X_{eff} = \frac{(0.6 \text{ kV})^2}{(0.225) \text{ Mvar}}$$

$$X_{eff} = 1.6 \Omega$$

Para una frecuencia de sintonización de 4.5 se obtiene una reactancia capacitiva:

$$X_C = \left(\frac{4.5^2}{4.5^2 - 1} \right) 1.6 \Omega$$

$$X_C = 1.683 \Omega$$

Hallando la capacitancia a la frecuencia fundamental mediante (3-5)

$$C = \frac{1}{2\pi * 60 * 1.683}$$

$$C = 1575.994 \mu\text{f}$$

Para una frecuencia de sintonización de 4.5 se obtiene una reactancia inductiva:

$$X_L = \frac{1.683117}{4.5^2}$$

$$X_L = 0.083 \Omega$$

Hallando la inductancia a la frecuencia fundamental

$$L = \frac{0.083}{2\pi * 60}$$

$$L = 220.474 \mu\text{H}$$

Hallando el valor de la resistencia del filtro mediante (3-7). Asumiendo un factor de calidad de 40 para valores típicos de Q que varían entre 30 < Q < 60.

$$R = \frac{0.083}{40}$$

$$R = 0.002075 \Omega$$

3.3.5. Discusión de Resultados del filtro – Banco Medio 1/2

Finalmente, el filtro está conformado por un capacitor de $1575.994 \mu f$, un reactor de $220.474 \mu H$ y una resistencia de 0.002075Ω intrínseca al reactor, sin embargo, en la configuración real del gabinete *RPC*, la capacitancia total requerida por cada extremidad se divide en tres y se conecta en paralelo, el reactor viene ensamblado de fábrica en una sola unidad y la resistencia es un parámetro intrínseco del inductor.

La Figura 3-3 muestra la variación de la impedancia respecto al orden armónico del filtro del banco completo del sistema de compensación de potencia reactiva de la Pala 4100XPC DC, además, se aprecia que el filtro proporciona una trayectoria de baja impedancia para el 4.5 armónico, sin embargo, a mayores frecuencias, la impedancia tiende a aumentar por lo que la capacidad del filtro se ve reducida en la presencia de armónicos de tensión y/o corriente de altos órdenes. El esquema de la Figura 3-4 muestra la configuración de un banco completo o full con una capacidad de compensación de potencia reactiva de 675KVAR en total.

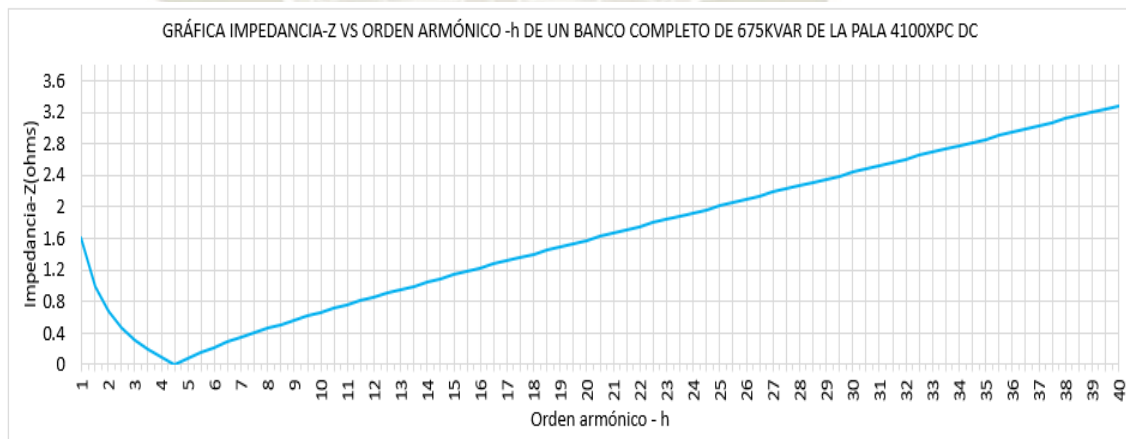


Figura 3-3: Gráfica impedancia Z vs orden armónico h de un banco completo de 675KVar de la Pala 4100XPC DC.

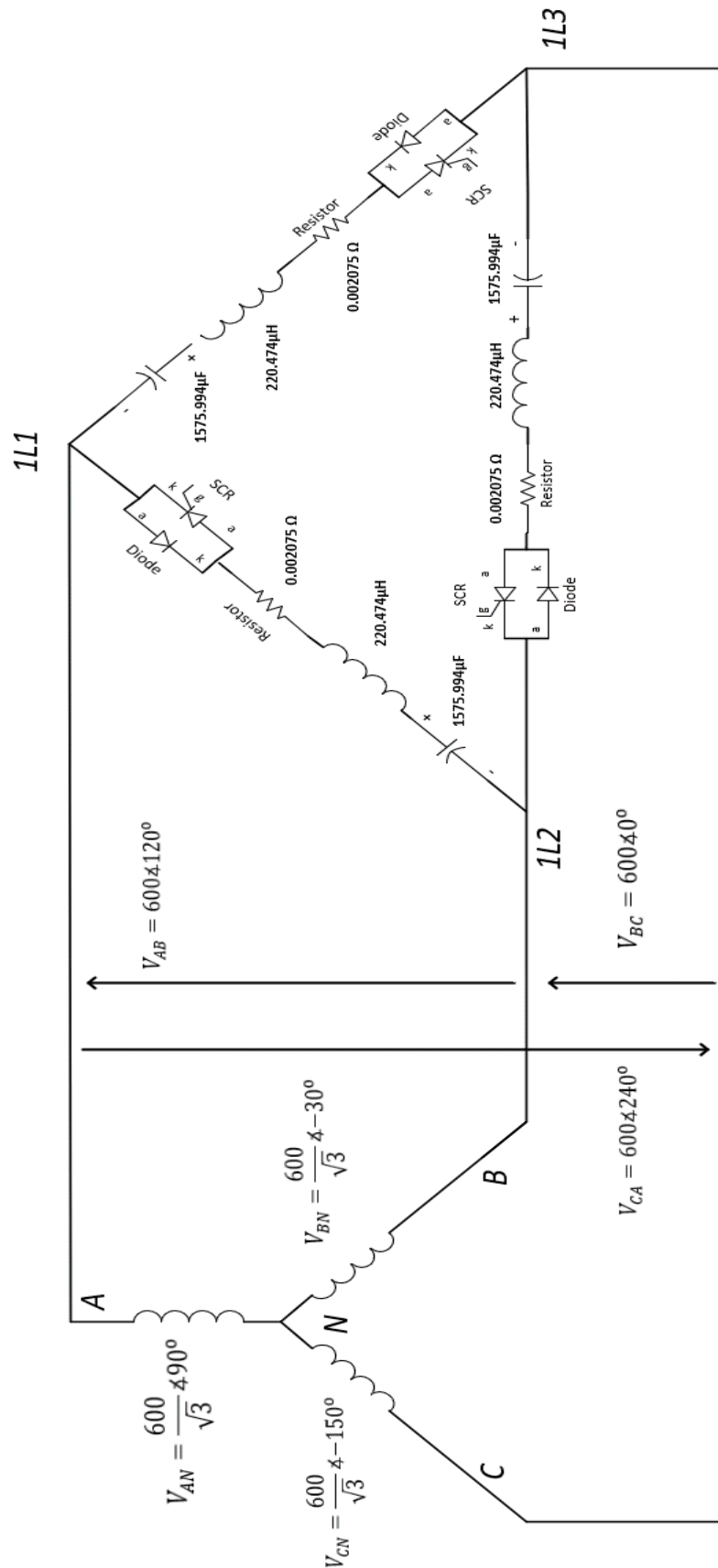


Figura 3-4: Diagrama de filtro de compensación de potencia reactiva – Banco 1,2 y 3 de una Pala 4100XPC.

3.4. Medidor de Calidad de Energía – PQM - Eaton 8000

La Pala cuenta con un medidor de calidad de energía de la marca Eaton modelo Eaton Power Xpert Meter Serie 8000, como el que se muestra en la Figura 3-5, llamado *PQM* (Power Quality Meter), este medidor permite monitorear parámetros como la corriente, tensión, armónicos de tensión y corriente, variaciones de frecuencia, variaciones de tensión de corta y larga duración como SAGS, SWELLS y subtensiones y sobretensiones respectivamente. Las gráficas que a continuación se muestran fueron tomadas de una Pala 4100XPC DC y corresponden al año 2016.



Figura 3-5: Eaton Power Xpert Meter 8000 [59].

La Figura 3-6 muestra el esquema de conexión del transformador de potencial-PT's y de los transformadores de corriente-CT's del medidor de energía instalado en el gabinete de alta tensión de la sala de máquinas superior de la Pala 4100XPC DC, el medidor utiliza estos componentes para muestrear las tensiones y corrientes, el transformador de potencial reduce la tensión de alimentación de la Pala de 7200VAC a 120VAC y los transformadores de corriente tienen una relación de 300/5. El medidor adquiere estas señales previas a la conexión del transformador principal de 7200VAC/600VAC, del sistema de compensación de energía y de los convertidores de los motores DC de la Pala.

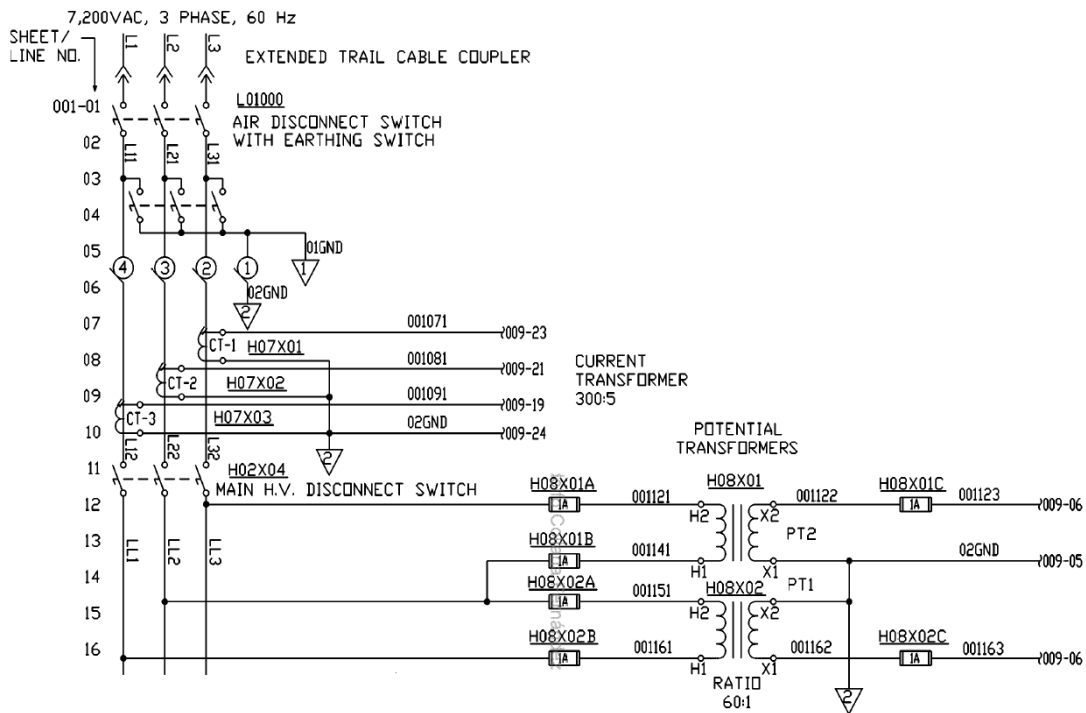


Figura 3-6:Esquema de conexiones eléctricas de tensión y corriente del medidor PQM [22].

Las características del medidor de calidad de energía - Eaton 8000 se muestran en la Tabla 3-3, los parámetros a analizar en las siguientes secciones comprenden la variación de frecuencia, tensión de alimentación, la distorsión armónica Total -THD y la distorsión de demanda total de corriente - TDD.

Tabla 3-3:Características Técnicas del Medido de Energía Eaton 8000 [59].

Metered/monitored parameters available

- Comprehensive power metering
- Flicker
- Availability
- Phasors
- Sequence components
- Crest factor
- K-factor
- PQ Index

High-Speed Transient Capture and Detection

- 6 MHz capture of impulsive transients
- Transient capture duration: ~20 ms / 6 MHz ~120 ms / 1 MHz
- Waveform recorded at 100,000 samples per cycle
- Three-phase voltage and neutral-to-ground fast transient capture

Accuracy

- Currents: 0.05% reading +0.025% FS
- Voltage: 0.1% reading +0.025% FS
- Energy and demand power: 0.2% in accordance with ANSI C12.20
- Frequency: ±0.01 Hz
- Power factor:
 - 0.10% at Unity PF
 - 0.30% at 0.5 PF
- IEC/EN 60687, Class 0.2 and 0.5 (0.2% minimum)
- ANSI C12.20 (electricity meters 0.2%)

Physical characteristics

- Two-piece design—power quality meter base module and display module
- 320 x 240 pixel backlit LCD remote graphic display module
- Display mounted with meter base module or up to 2000 feet away
- Meter may be operated without a display
- Graphic display module can support a sub-network of up to 16 remote meter base modules

3.4.1. Curva del Consejo de la Industria Tecnológica de la Información - ITIC

En el año 1977, la “Computer Business Equipment Manufactures Association” desarrolló la curva CBEMA para describir la tolerancia de equipos electrónicos sujetas a las variaciones de tensión. La representación de datos de la calidad del servicio se puede graficar en un plano XY, donde el eje “X” corresponde a la duración y el eje “Y” corresponde a la amplitud del evento. Los puntos que están por encima de la traza positiva suponen causas de mal funcionamiento, tales como fallas en el aislamiento, disparos por sobretensión y sobre excitación. Los puntos ubicados por debajo de la traza negativa indican problemas por pérdida de carga debido a la falta de energía. Los puntos que estén en la región de $\pm 10\%$ no son considerados como eventos o perturbaciones [60].

En la década de los 90's, la “Information Technology Industry Council” amplió el espectro de la curva ITIC, esta curva (Figura 3-7) ha servido para que los nuevos fabricantes puedan diseñar nuevos dispositivos con mayores capacidades. La curva ITIC fue desarrollada inicialmente para niveles de tensión de 120/240VAC @ 60Hz. La curva ITIC añade tres regiones de análisis estadístico a parte de las 02 regiones de operación y mal-funcionamiento de la curva CBEMA. Una región de subtensiones (sag/dip) limita al -10% a -20%, otra región de sobretensiones (swell) comprendida entre el 10% y 20% con duraciones inferiores a los 0.5s y la última región comprendida por los eventos con decaimiento oscilatorio de baja frecuencia [60].

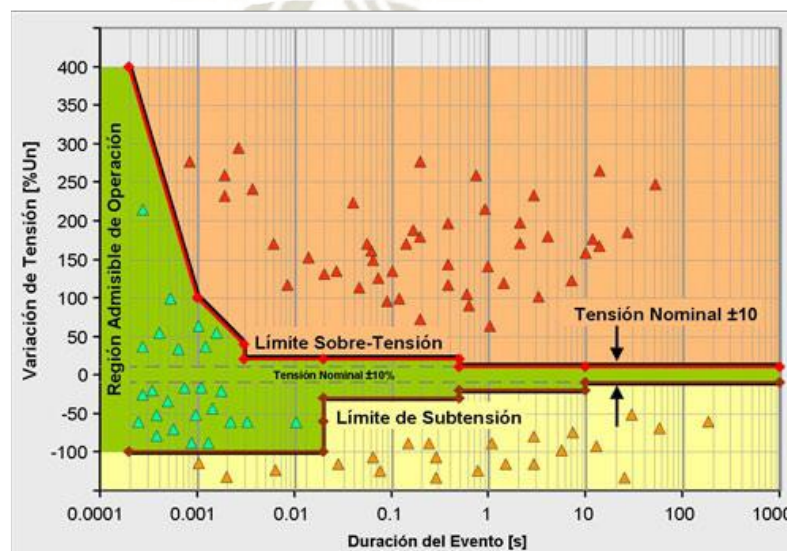


Figura 3-7: Curva ITIC [60].

3.4.2. Análisis de los Eventos de la Curva ITIC

El medidor de energía de Eaton Power Xpert Meter 8000 grafica automáticamente eventos en la curva ITIC, esta curva describe cuanta tensión pueden soportar los equipos electrónicos sin dañarse. Este medidor no requiere un software adicional para graficar eventos ya que su interfaz puede visualizarse mediante página web, el medidor proporciona la data analizando variables como mínimos, máximos y promedios de la formad de onda. En la Figura 3-8 se puede apreciar el registro de eventos en una curva ITIC de marzo del 2015.

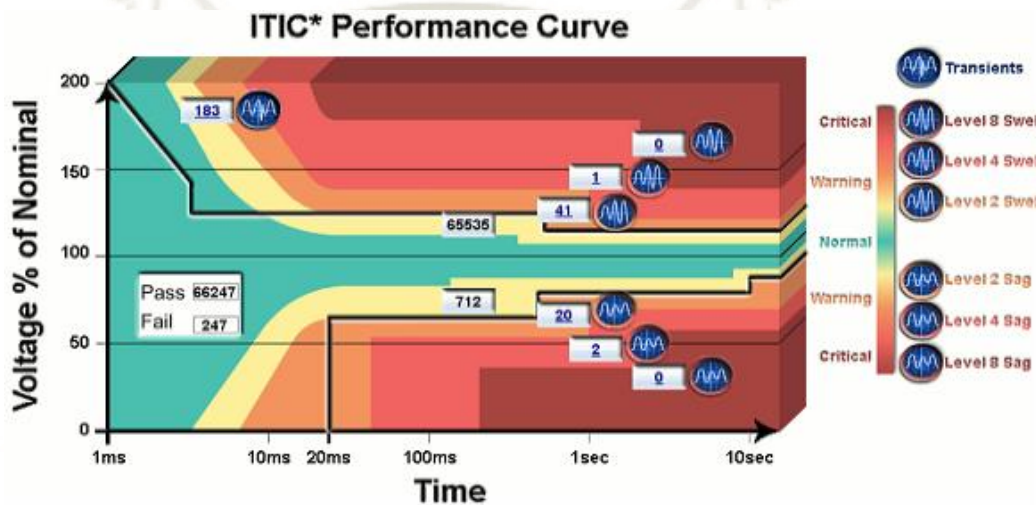


Figura 3-8: Curva ITIC de una Pala Eléctrica 4100XPC.

La Figura 3-8 muestra los eventos de sobretensión (swell) y de subtensión (SAG's). A su costado se muestra la severidad de los eventos donde se aprecian tres niveles, la zona verde corresponde a eventos que no tienen mayor repercusión en el sistema, la zona naranja-amarilla corresponde a eventos que indican una advertencia en la alimentación y que podrían tener una influencia a largo plazo y la zona roja-marrón son eventos críticos que pueden afectar la vida útil de los componentes eléctricos y electrónicos.

La gráfica muestra 66247 eventos que están en la zona verde, 247 eventos estuvieron fuera de los límites mostrados. Hubo 712 eventos de subtensión y 65535 eventos de sobretensión clasificados como advertencia. Adicionalmente se registraron 41 eventos de sobretensión y 20 eventos de subtensión en la región naranja, sólo se registraron 3 eventos de nivel crítico de los cuales 2 de ellos fueron por sobretensión y 01 por subtensión.

3.4.3. Análisis de la Variación de Frecuencia en la Pala 4100XPC DC

En el capítulo 2 se indicó que las variaciones de frecuencia deben oscilar en el rango de $60/50 \pm 1 \text{ Hz}$, el medidor de calidad de energía dentro de sus aplicaciones puede graficar la variación de frecuencia. La Figura 3-9 de marzo del 2016 muestra la oscilación de la frecuencia entre 60.2 y 59.8 Hz, por ende, se concluye que la variación de frecuencia se encuentra dentro del rango.

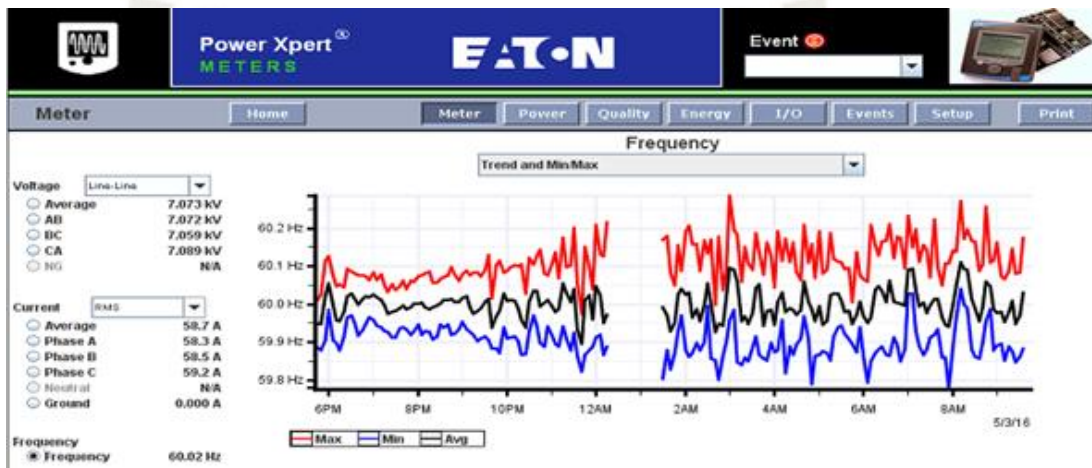


Figura 3-9: Variación de frecuencia registrada el día 05 de marzo del 2016.

3.4.4. Análisis de la Distorsión Armónica Total de Tensión-THD de la fuente de suministro de la Pala 4100XPC DC

El medidor puede graficar el espectro de los armónicos de tensión a través de un histograma donde se muestra la amplitud de los armónicos para cada orden armónico. En el capítulo II se indicó que los armónicos característicos de los convertidores de la Pala 4100XPC DC son del orden de $h = pn \pm 1$, con mayor incidencia en los armónicos 5,7,11 y 13. En agosto del 2016, se registró en la fase AB una amplitud aproximada de 690VAC en el 31 orden armónico, 900VAC para el 35 orden armónico y 700VAC para el 37 orden armónico. Ver Figura 3-10.

Las amplitudes de tensión de las frecuencias armónicas 31,35 y 37 registradas por el medidor fueron elevadas y pudieron ser ajenas a la Pala 4100XPC, se requieren estudios más complejos para determinar la direccionalidad de los armónicos e identificar las fuentes que los generan, se puede apreciar que el THDV de Tensión que se registró aquella oportunidad en la Pala fue alrededor del 14.5%, aproximadamente, el doble de lo permitido por la IEEE 519-2014.

Es importante indicar que los armónicos de la red varían dependiendo del tipo de configuración de los equipos que se conecten a una misma subestación debido a los fenómenos de cancelación y amplificación de las frecuencias armónicas que puedan darse. Adicionalmente, frecuencias armónicas de elevados órdenes y magnitud podrían alterar el funcionamiento normal de la pala, induciendo a errores en circuitos de detección cruce por cero y reducir la vida útil de los componentes eléctricos y electrónicos.

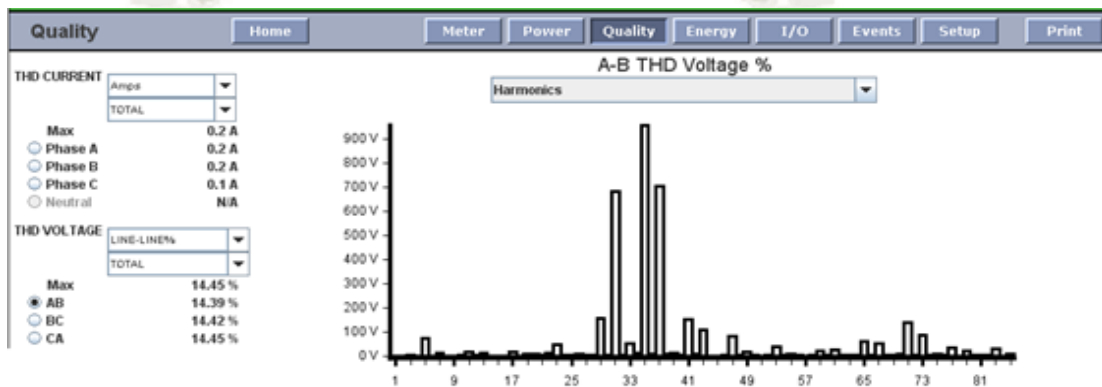


Figura 3-10: Histograma de orden armónico de tensión de línea - línea AB y THDV.

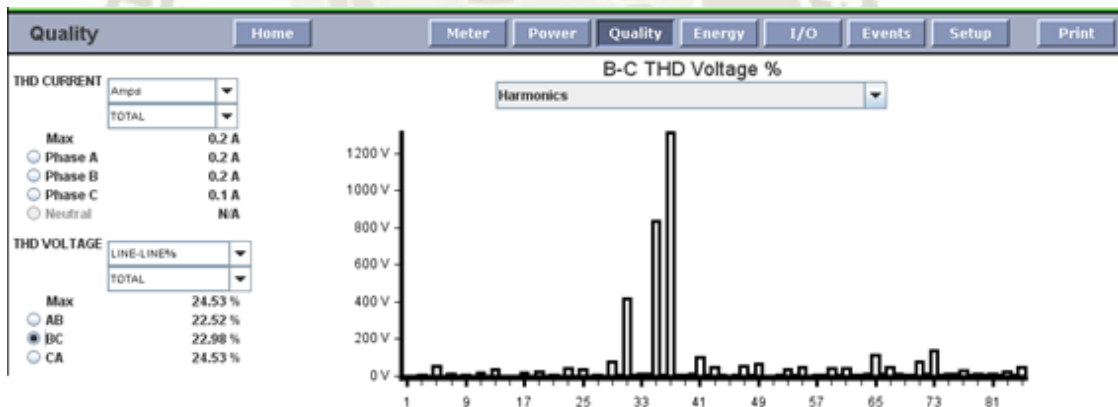


Figura 3-11: Histograma de orden armónico de tensión de línea - línea BC y THDV.

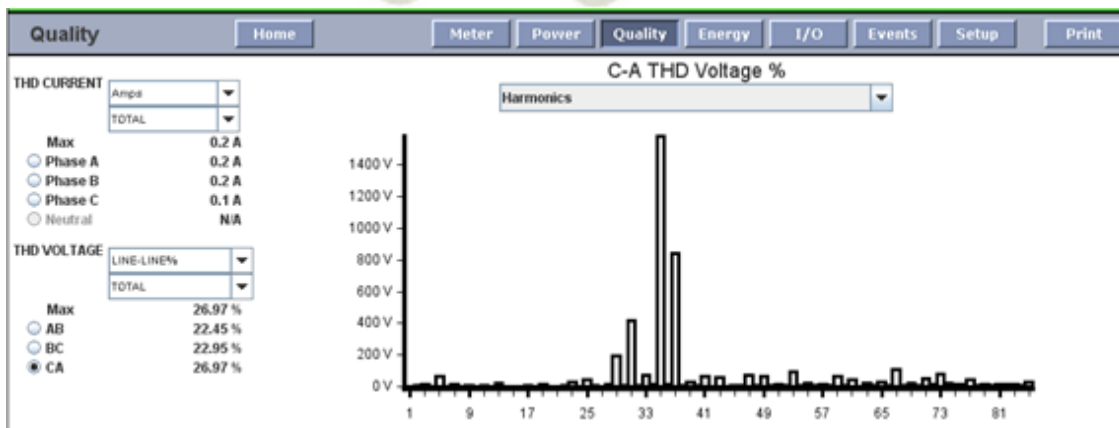


Figura 3-12: Histograma de orden armónico de tensión de línea - línea CA y THDV.

3.4.5. Análisis de la Distorsión de Demanda Total-TDD de las corrientes de fuente de Suministro de la Pala 4100XPC DC

El medidor de calidad de energía también puede graficar el TDD de los armónicos de corriente de las fases A, B y C, la Figura 3-13, Figura 3-14 y Figura 3-15 fueron tomadas el 05 de mayo del 2016 y corresponde a un intervalo de tiempo desde las 8 horas hasta las 22 horas, las la graficas Figura 3-13, Figura 3-14, Figura 3-15 muestran el porcentaje total del TDD a lo largo del tiempo, las gráficas muestran los valores máximos(rojo), mínimo (mínimo) y promedio(negro). Se puede apreciar la similitud de la tendencia del TDD a lo largo del tiempo entre las fases A, B y C. EL medidor registró un valor pico de 30% del TDD a las 19 horas aproximadamente en las fases A, B y C, este valor supera ampliamente los TDD recomendados, mostrado en la Tabla 2-2, por el estándar de la IEEE-519-2014 para sistemas nominales de 120V hasta 69kV. Es importante indicar que los armónicos de corriente de la red varían dependiendo del tipo de configuración de los equipos que están conectados a una misma subestación debido a los fenómenos de cancelación y amplificación de las frecuencias armónicas que puedan darse.

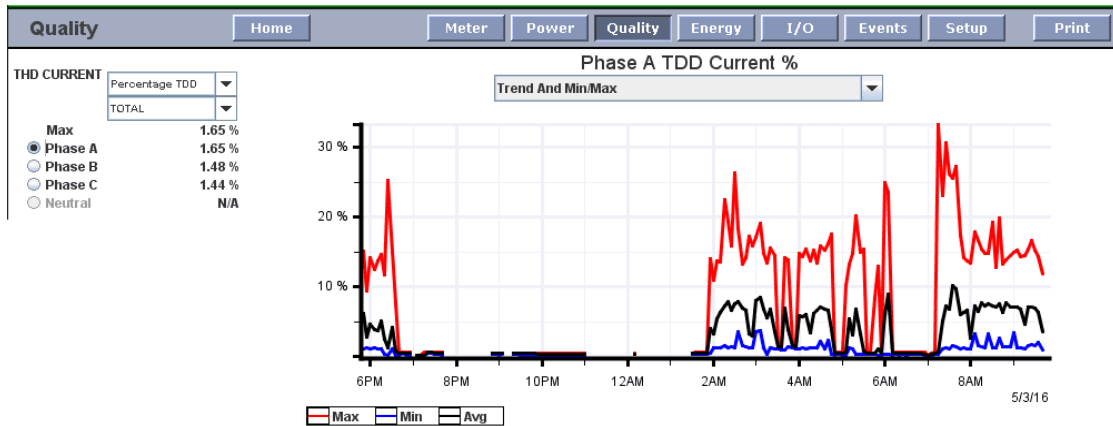


Figura 3-13: Distorsión de Demanda Total – TDD de la línea A.

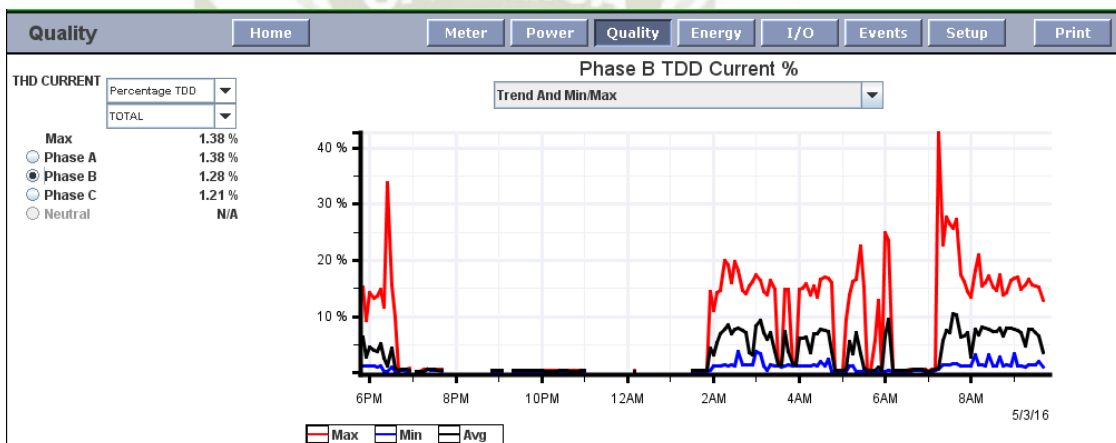


Figura 3-14: Distorsión de Demanda Total – TDD de la línea B.

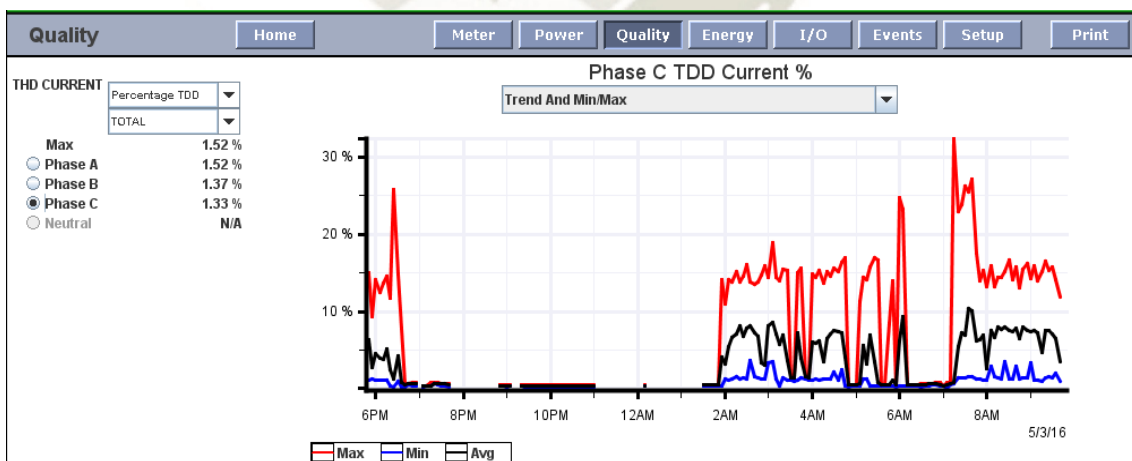


Figura 3-15: Distorsión de Demanda Total – TDD de la línea C.

3.4.6. Análisis del Nivel de Tensión de la fuente de suministro de la Pala 4100XPC DC.

En las figuras mostradas abajo, registradas en agosto del 2016, se aprecia la tensión RMS de suministro a las Palas DC no es uniforme con valores mínimos registrados hasta 6.5kV o 10% por debajo de lo nominal y valores máximos de hasta 8kV o 10% por encima de la tensión nominal. Las gráficas muestran que la tensión para ese periodo tuvo una oscilación entre el $\pm 10\%$ de la tensión nominal. Una tensión oscilante podría afectar el tiempo de vida de los componentes eléctricos y electrónicos a largo plazo.

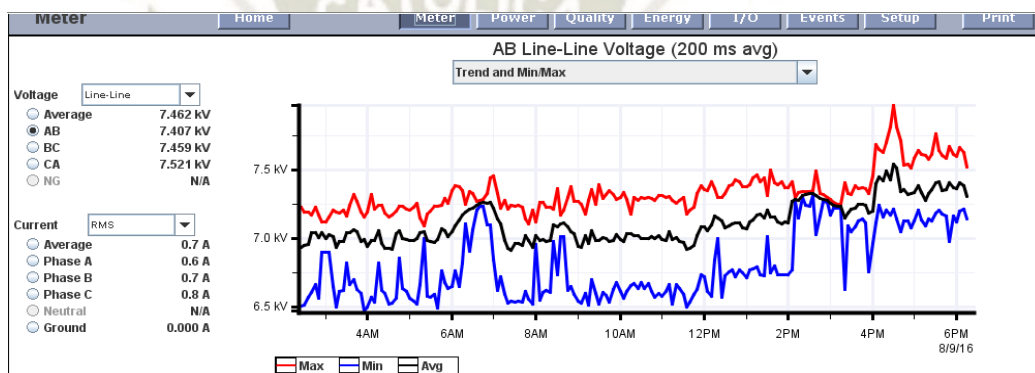


Figura 3-16: Nivel de tensión RMS línea - línea AB de 7.2kV de alimentación de la Pala

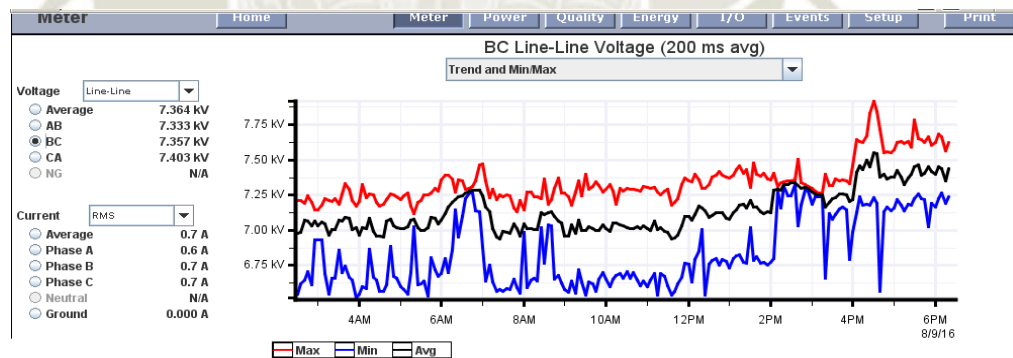


Figura 3-17: Nivel de tensión RMS línea - línea BC de 7.2kV de alimentación de la Pala

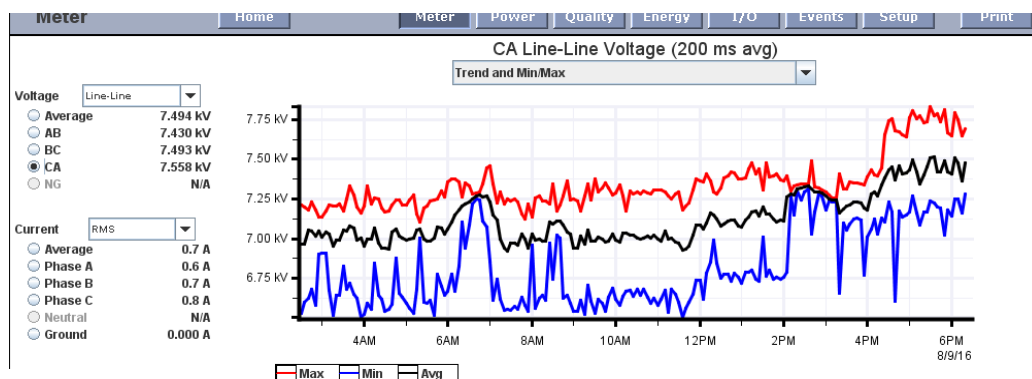


Figura 3-18: Nivel de tensión RMS línea - línea CA de 7.2kV de alimentación de la Pala

3.5. Análisis de la Distorsión armónica de Tensión THD a través del Instrumento de Adquisición de Data -DATAQ

Los armónicos de tensión también fueron analizados con un instrumento de adquisición de señales del fabricante DATAQ (Figura 3-19) en mayo del 2016. La Figura 3-21 muestra una señal de 120VAC de un instrumento de medición-transformador de tensión perteneciente a una subestación que alimenta a las Palas con 7200VAC. La señal fue muestreada a 100kHz por 10 segundos. La señal fue procesada en Matlab y graficada en un Histograma en Simulink (Figura 3-22, Figura 3-23) para analizar el orden y la magnitud de la forma de onda que fue suministrada. La medición fue realizada con la Pala apagada para discernir los armónicos propios de la red. Es importante indicar que la medición no fue realizada de acuerdo al procedimiento que sugiere la IEEE519-2014. Se escogió una frecuencia de muestreo relativamente alta en base a las características máximas de la frecuencia de muestreo del equipo de medición para analizar la calidad de la forma de onda que se suministraba a la Pala aquella vez. Las características técnicas del instrumento de medición se muestran a continuación.



Figura 3-19: Dataq DI-720/730

Analog Inputs	
Number of Channels	DI-720: 32SE/16DI (software selectable per channel) DI-730: 8 wide range and 16SE/8DI general purpose
Input Type	Bipolar
Isolation (DI-730 only)	±1000V input-to-output and channel-to-channel
Analog Resolution	14-bit, 1 part in 16,384
Maximum normal mode voltage (V_{NM})	DI-720: $V_{NM} + V_{CM} < 30V$ Peak DI-730: 1500VDC or peak AC
Maximum common mode voltage (V_{CM})	DI-720: $V_{NM} + V_{CM} < 30V$ Peak DI-730: 1000VDC or peak AC
Sample Throughput Rate (Printer Port)	Standard: 40,000 Hz max Bi-directional: 80,000 Hz max EPP: 200,000 Hz (DI-720) max or 150,000 Hz (DI-730) max
Sample Throughput Rate (USB)	DI-720: 200,000 Hz max DI-730: 150,000 Hz max
Sample Throughput Rate (Ethernet)	DI-720: 180,000 Hz max DI-730: 150,000 Hz max

Figura 3-20: Características Técnicas del Instrumento de adquisición de Señales DI-730.

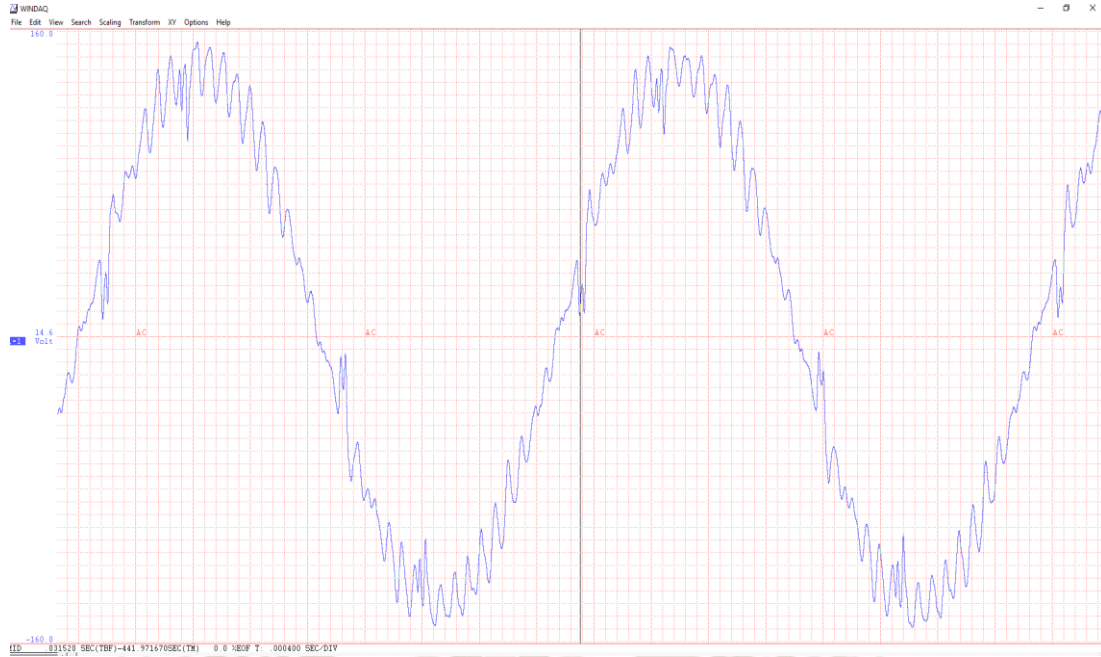


Figura 3-21: Forma de onda de tensión reflejada de 120VAC de una subestación alimentación de una Pala de 7.2kV.

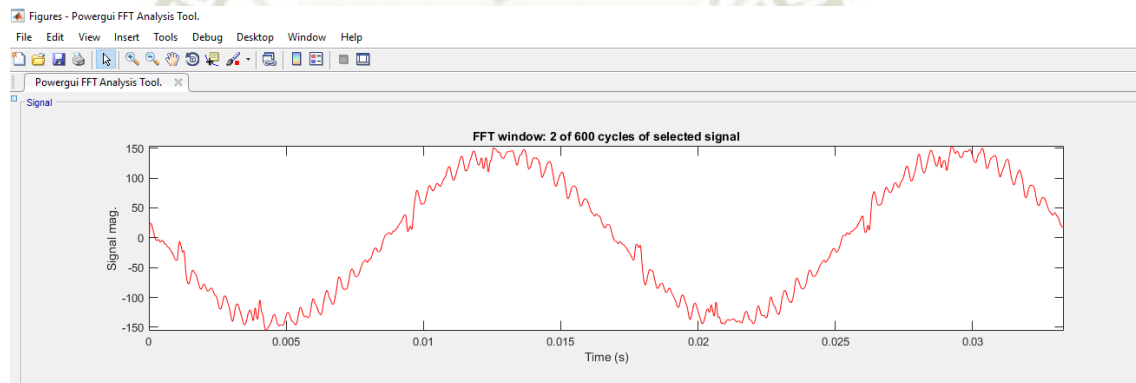


Figura 3-22: Forma de onda Tensión de 120VAC exportada a Simulink

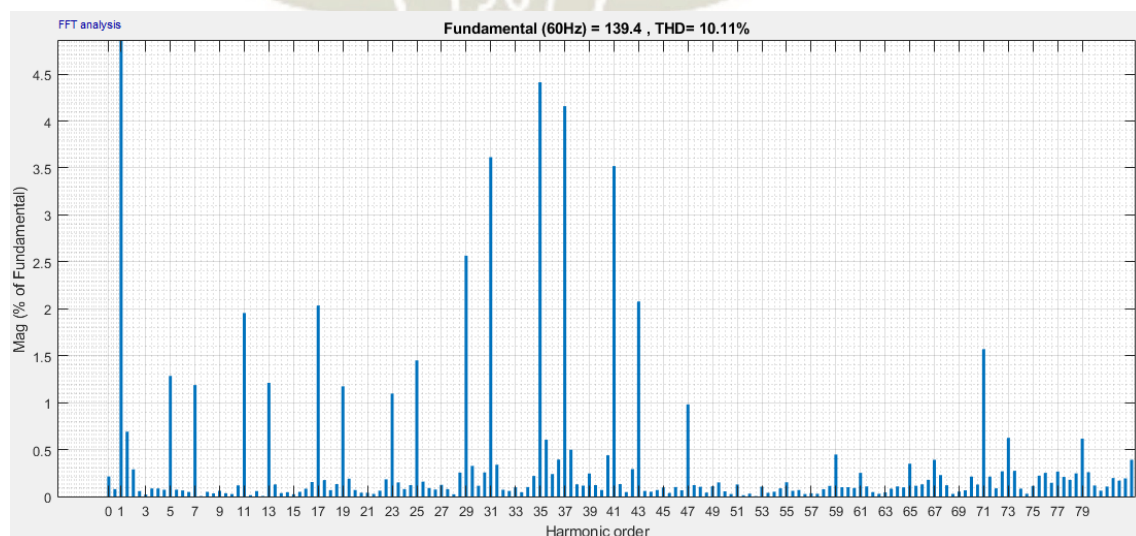


Figura 3-23: Histograma de orden armónica de la forma de onda de 120VAC.

La Figura 3-23 muestra el histograma de tensión de 120VAC de la onda reflejada de 7200VAC de una subestación que alimentaba a la Pala 4100XPC DC. La gráfica muestra el espectro de armónicos a través de un histograma, el histograma muestra armónicos de tensión de alto orden 31°, 35°, 37°, 41° hasta niveles porcentuales de 4.5%, el histograma procesado en Simulink-Matlab a la vez confirmó la información adquirida por el Medidor de Calidad de energía – Eaton 8000 registradas en las Figura 3-10, Figura 3-11 y Figura 3-12. Estos armónicos de orden superior no superan el 5% permitido para cada armónico individual según la IEEE-519-2014, sin embargo, el THD total excede el 8% de lo permitido con un valor porcentual del 10.11%.



Capítulo IV

4. Diseño del Filtro Activo

4.1. Descripción General

El presente capítulo tiene como propósito modelar los convertidores de Empuje y Giro de la Pala 4100XPC DC, y establecer una metodología de diseño de los elementos básicos del filtro activo shunt trifásico en base a las topologías y métodos estudiados en el Capítulo II. Los modelamientos y diseños fueron simulados vía software Simulink-Matlab donde se utilizaron el Toolbox-SimPowerSystem. El filtro activo se compone de un inversor de tres niveles modelado la sección 4.2., los convertidores de Empuje y Giro de la Pala 4100XPC fueron modelados en la sección 4.3 como un rectificador de 6-pulsos no controlado donde se consideran dos modelos de carga, uno puramente resistivo y otro resistivo e inductivo, en la sección 4.4. se diseñó un esquema de extracción de corrientes armónicas basado en el método de detección de Corriente de Referencia Síncrona-SRC, en las secciones 4.5. se diseñó un bus DC conformado por dos capacitores, en la sección 4.6. se dimensionó la capacitancia requerida para el bus DC calculado previamente, en la sección 4.7 se diseñó la inductancia de acoplamiento del inversor, en la sección 4.8 se diseñó un controlador multinivel de histéresis para generar los pulsos de control de los IGBT's del inversor y en la sección 4.9 se diseñó un controlador proporcional integral PI para regular la tensión del bus DC, en la sección 4.10. y 4.11. se unificaron los diseños previos para compensar las corrientes armónicas del convertidor de Empuje y Giro. Los objetivos al diseñar los filtros activos tipo Shunt fueron los de mitigar los armónicos generados por el rectificador de 6-pulsos no controlado de la Pala 4100XPC DC mediante la inyección de corrientes armónicas a la red de forma que la carga no lineal se asemeje a una carga lineal vista desde la fuente de suministro. El filtro activo se comportó como una fuente de corriente cuyo objetivo fue la de inyectar frecuencias armónicas iguales a las cargas no lineales pero desfasadas en 180° .

4.2. Inversor de Fuente de Tensión

El creciente desarrollo de los dispositivos semiconductores mejorados, más robustos, potentes y rápidos han hecho posible el desarrollo de inversores de fuente de tensión (*VSI-Voltage Source Inverter*) más eficientes, cuyos propósitos son los de proveer una tensión controlable en amplitud, fase y frecuencia y extraer/suministrar corrientes de compensación desde/hacia la utilidad para eliminar la distorsión armónica que se genera por las cargas no lineales, mediante la implementación de este tipo de filtro se logra una corriente en fase con la tensión en el *PCC* [61]. Estos inversores se controlan mediante técnicas de *PWM*. Los inversores multinivel más usados en la industria (desde drives para controlar motores hasta compensadores de factor de potencia) son los de tres niveles por sus ventajas de reducir la capacidad nominal de los dispositivos semiconductores a usarse y reducir el contenido armónico de las tensiones y corrientes generados por el filtro y las cargas lineales a valores aceptables [37]. Un inversor de fuente de tensión se constituye básicamente por elementos semiconductores reversibles o switches controlados para la apertura y cierre, además de capacitores como fuente de tensión *DC*. Los switches más usados para inversores son del tipo *GTO* o *IGBT*'s con diodos antiparalelos. En la Figura 4-1 se muestra el diagrama de conexión de los elementos del inversor de fuente de tensión del filtro activo tipo Shunt *NPC* (*Neutral Point Clamped*).

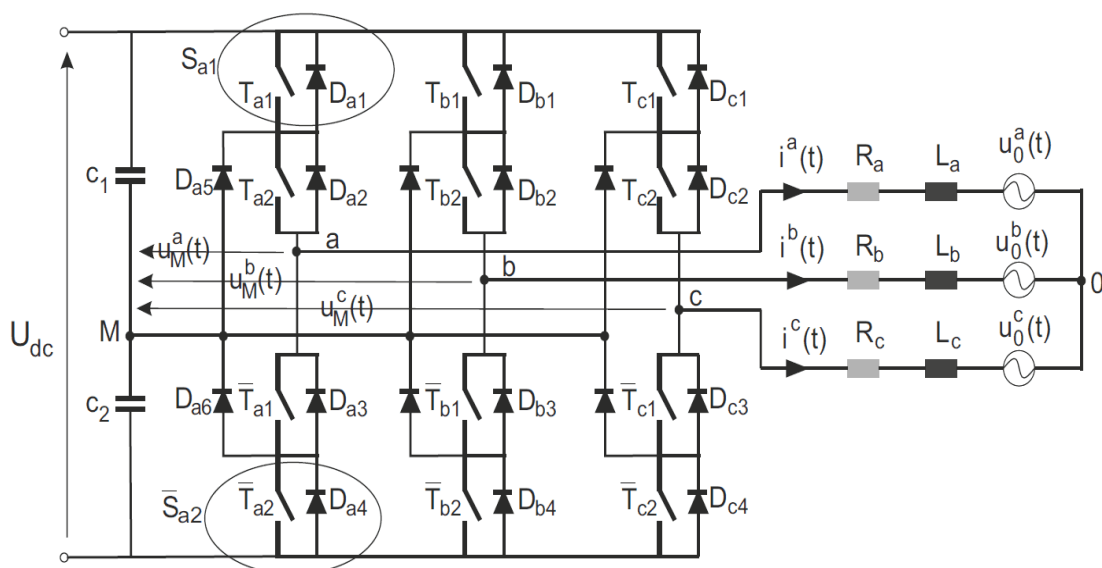


Figura 4-1: Circuito de un inversor trifásico de tres niveles NPC de fuente de tensión-VSI [62].

El filtro de potencia activa de trifásico de tres niveles NPC se compone esencialmente de cuatro extremidades, cada extremidad consta de cuatro transistores $T_{a1}(t), T_{a2}(t), \bar{T}_{a1}(t)$ y $\bar{T}_{a2}(t)$ con cuatro diodos antiparalelos $D_{a1}(t), D_{a2}(t), D_{a3}(t)$ y $D_{a4}(t)$. Los transistores se conmutan en pares. $\bar{T}_{a1}(t)$ y $\bar{T}_{a2}(t)$ son los transistores complementarios de $T_{a1}(t), T_{a2}(t)$. Un switch está compuesto básicamente $S_x(t)$ de un transistor $T_x(t)$ y un diodo anti-paralelo $D_x(t)$, los switches $S_{a1}(t)$ y $\bar{S}_{a2}(t)$ son los switches externos, mientras que los switches $S_{a2}(t)$ y $\bar{S}_{a1}(t)$ son los switches internos. El bus DC del inversor está conformado por dos capacitores divididos por un neutro M , adicionalmente, dos diodos $D_{a5}(t), D_{a6}(t)$ están conectados al punto neutro, estos diodos se conocen como diodos de sujeción (*clamping diodes*). Cuando los transistores internos están encendidos, la fase a se conecta al punto neutro M a través $D_{a5}(t)$ o $D_{a6}(t)$ [62].

4.2.1. Estados de Switches y conmutación del Inversor de 3-Niveles

La Tabla 4-1 muestra los estados de conmutación del inversor. El inversor puede reproducir tres niveles de tensión, sin embargo, solo se requieren conmutar dos switches de los cuatro para lograr alguno de los tres niveles, los dos switches a conmutar deben ser conmutados en pares $\bar{S}_{x1}(t)$ y $\bar{S}_{x2}(t)$ [62]. El vector de conmutación puede expresarse de forma matricial de la siguiente forma.

Tabla 4-1: Estados de conmutación del inversor [62]

$S_{x1}(t)$	$S_{x2}(t)$	$\bar{S}_{x1}(t)$	$\bar{S}_{x2}(t)$	$u_M^x(t), x \in \{a, b, c\}$
1	1	0	0	U_{C1} [V]
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-U_{C2}$ [V]

$$S_{abc}^{1,2}(t) = \begin{bmatrix} S_{a1}(t) & S_{a2}(t) \\ S_{b1}(t) & S_{b2}(t) \\ S_{c1}(t) & S_{c2}(t) \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

A continuación, se muestra las salidas de tensión para los tres estados básicos en la conmutación del inversor de tensión [62].

1. Si los switches superiores $S_{x1}(1)$ y $S_{x2}(1)$ están encendidos, $u_M^x(t)$ es igual a U_{c1}
 - Donde $u_M^x(t)$ es la tensión en el terminal x ($x \in \{a, b, c\}$) con respecto al punto neutro M y
 - U_{c1} es la tensión a través del capacitor C_1 .
2. Si $\bar{S}_{x1}(1)$ y $\bar{S}_{x2}(1)$ están encendidos, $u_M^x(t) = -U_{c2}$,
 - donde U_{c2} es la tensión a través del capacitor C_2 .
3. Si los switches internos $\bar{S}_{x1}(1)$ y $S_{x2}(1)$ están encendidos, $u_M^x(t) = 0$ a través de los diodos $D_{x5}(t), D_{x6}(t)$. La dirección de la corriente $i^x(t)$ fase determina la activación de cualquiera de los diodos de sujeción. Por ejemplo:
 - Si $i^x(t) > 0, D_{x5}(t)$ debería estar encendido y el terminal x se conecta al punto neutro M a través del diodo $D_{x5}(t)$ y del transistor $T_{x2}(t)$. Por lo tanto, $u_M^x(t)$ tiene tres niveles de tensión $U_{c1}, 0$ y $-U_{c2}$.

La Figura 4-2-a muestra la trayectoria de las corrientes $i^x(t)$ x ($x \in \{a, b, c\}$) en el inversor de tres niveles NPC [62].

1. En cualquiera de los casos, si los switches superiores o inferiores están encendidos, dos transistores o dos diodos están siempre conduciendo.
2. Si los switches internos están encendidos, la dirección de la corriente $i^x(t)$ determina la conducción de $T_{x2}(t)$ y $\bar{T}_{x1}(t)$. En este estado solo un transistor y un diodo están conduciendo.

La Tabla 4-2 muestra el estado de conmutación de los switches, por ejemplo [1 0] significa S_{x1} está encendido y S_{x2} está apagado. El proceso de conmutación genera pérdidas por conmutación. Las pérdidas por conmutación ocurren cuando los switches se están encendiendo y apagando [62].

Tabla 4-2: Estados de conducción en un VSI NPC [62].

$S_x^{1,2}(t)$	$T_{x1}(t)$	$D_{x1}(t)$	$T_{x2}(t)$	$D_{x2}(t)$	$\bar{T}_{x1}(t)$	$D_{x3}(t)$	$\bar{T}_{x2}(t)$	$D_{x4}(t)$	$D_{x5}(t)$	$D_{x6}(t)$
$i^x(t) > 0, x \in \{a, b, c\}$										
[1 1]	On	-	On	-	-	-	-	-	-	-
[0 1]	-	-	On	-	-	-	-	-	On	-
[0 0]	-	-	-	-	-	On	-	On	-	-
$i^x(t) < 0, x \in \{a, b, c\}$										
[1 1]	-	On	-	On	-	-	-	-	-	-
[0 1]	-	-	-	-	On	-	-	-	-	On
[0 0]	-	-	-	-	On	-	On	-	-	-

El proceso de conmutación de $S_x^{1,2}(t) = [0 \ 1]$ a $S_x^{1,2}(t) = [1 \ 1]$. La Figura 4-2-b) muestra el proceso de conmutación cuando $i^x(t) > 0$. La dirección de la corriente de fase determina los switches a conmutar o apagar. En el primer estado, los switches $T_{x2}(t)$ y $\bar{T}_{x1}(t)$ están encendidos mientras que los switches $T_{x1}(t)$ y $\bar{T}_{x2}(t)$ están apagados. El diodo de sujeción $D_{x5}(t)$ está encendido por la corriente de fase positiva $i^x(t) > 0$, diodo se despolariza cuando $\bar{T}_{x1}(t)$ está apagado y $T_{x1}(t)$ está encendido. Por lo tanto, $D_{x5}(t)$ es apagado y la trayectoria de la corriente $i^x(t)$ es forzada a pasar a través de $T_{x1}(t)$ [62].

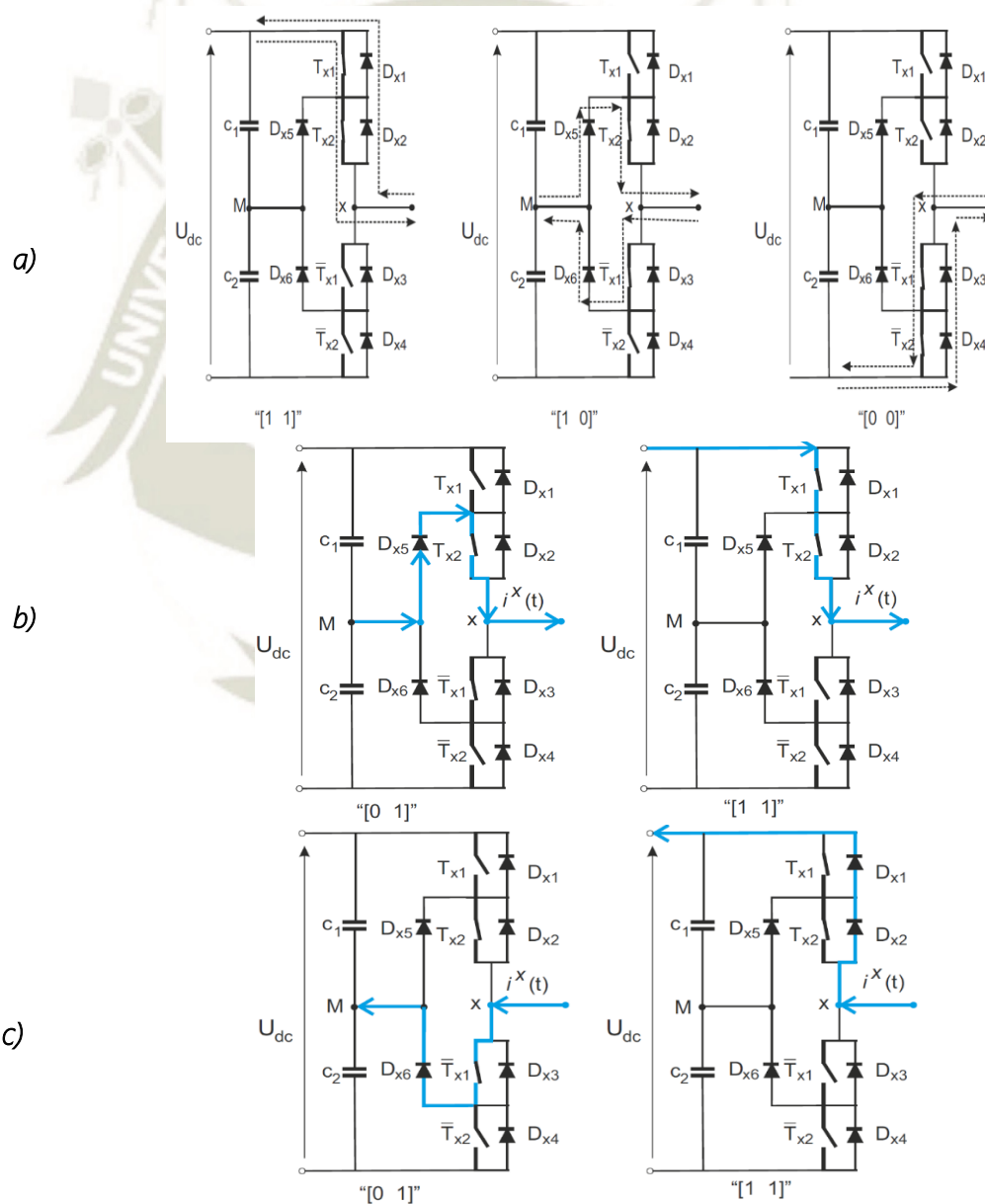


Figura 4-2: a) Formas de conducción de las corrientes en un VSI-NPC , b) Estados de conmutación para una corriente positiva $i^x > 0$ en un VSI-NPC, c) Estados de conmutación para una corriente negativa $i^x < 0$ en un VSI-NPC [62].

La Figura 4-2-c) muestra el proceso de conmutación cuando la corriente $i^x(t) < 0$. Cuando $S_x^{1,2}(t) = [0\ 0]$, $T_{x2}(t)$ y $\bar{T}_{x1}(t)$ están encendidos y el diodo de sujeción $D_{x6}(t)$ provee la trayectoria para la corriente de fase negativa $i^x(t)$. En el caso $S_x^{1,2}(t) = [1\ 1]$, $\bar{T}_{x1}(t)$ esta apagado y la corriente de fase fuerza a los diodos $D_{x1}(t)$ y $D_{x2}(t)$ a estar encendidos. La corriente de $i^x(t)$ conmuta de $T_{x1}(t)$ y $D_{x6}(t)$ a los diodos $D_{x1}(t)$ y $D_{x2}(t)$ [62]. La Tabla 4-3 muestra la transición de los estados de conmutación.

Tabla 4-3: Pérdidas de conmutación en un VSI-NPC de tres niveles [62].

$S_x^{1,2}(t)$	$T_{x1}(t)$	$D_{x1}(t)$	$T_{x2}(t)$	$D_{x2}(t)$	$\bar{T}_{x1}(t)$	$D_{x3}(t)$	$\bar{T}_{x2}(t)$	$D_{x4}(t)$	$D_{x5}(t)$	$D_{x6}(t)$
$i^x(t) > 0, x \in \{a, b, c\}$										
$[1\ 1] \rightarrow [0\ 1]$	Off	-	-	-	-	-	-	-	-	On
$[0\ 1] \rightarrow [1\ 1]$	On	-	-	-	-	-	-	-	-	Off
$[0\ 1] \rightarrow [0\ 0]$	-	-	Off	-	-	On	-	On	Off	-
$[0\ 0] \rightarrow [0\ 1]$	-	-	On	-	-	Off	-	Off	On	-
$i^x(t) < 0, x \in \{a, b, c\}$										
$[1\ 1] \rightarrow [0\ 1]$	-	Off	-	Off	On	-	-	-	-	On
$[0\ 1] \rightarrow [1\ 1]$	-	On	-	On	Off	-	-	-	-	Off
$[0\ 0] \rightarrow [0\ 1]$	-	-	-	-	-	-	Off	-	-	On
$[0\ 1] \rightarrow [0\ 0]$	-	-	-	-	-	-	On	-	-	Off

4.2.2. Modelamiento del Inversor Trifásico de Tres Niveles NPC del filtro activo

El inversor trifásico de tres niveles NPC está constituido por un bus DC de dos capacitores, switches y diodos que se conectan al PCC. Los switches de una extremidad del inversor pueden considerarse como un switch de tres polos que pueden conectar una fase a cualquier de las tensiones del bus DC de acuerdo a la estrategia de control del inversor [62]. Los switches de tres polos $S_i(t)$ ($i \in \{a, b, c\}$) se pueden expresar de la siguiente forma:

$$S_i(t) = \begin{cases} S_i^U(t), & \text{si } S_x^{1,2}(t) = [1\ 1] \\ S_i^M(t), & \text{si } S_x^{1,2}(t) = [0\ 1] \\ S_i^L(t), & \text{si } S_x^{1,2}(t) = [0\ 0] \end{cases} \quad (4-2)$$

Donde:

- $S_i^U(t)$ representa a los switches superiores encendidos o $S_x^{1,2}(t) = [1\ 1]$
- $S_i^M(t)$ representa a los switches internos encendidos o $S_x^{1,2}(t) = [0\ 1]$
- $S_i^L(t)$ representa a los switches inferiores encendidos o $S_x^{1,2}(t) = [0\ 0]$

Por lo tanto, solo un estado de los tres mencionados arriba puede estar activo.

$$i \in \{a, b, c\}, S_i^U(t) + S_i^M(t) + S_i^L(t) = 1 \quad (4-3)$$

A continuación, se presenta el modelamiento del inversor trifásico de tres niveles NPC, previamente se asume los siguientes puntos [62]:

1. Los dispositivos de conmutación son ideales con características idénticas
2. Los elementos parásitos de los componentes del circuito se consideran insignificantes.

La Figura 4-3 muestra el esquema del inversor trifásico de tres niveles NPC.

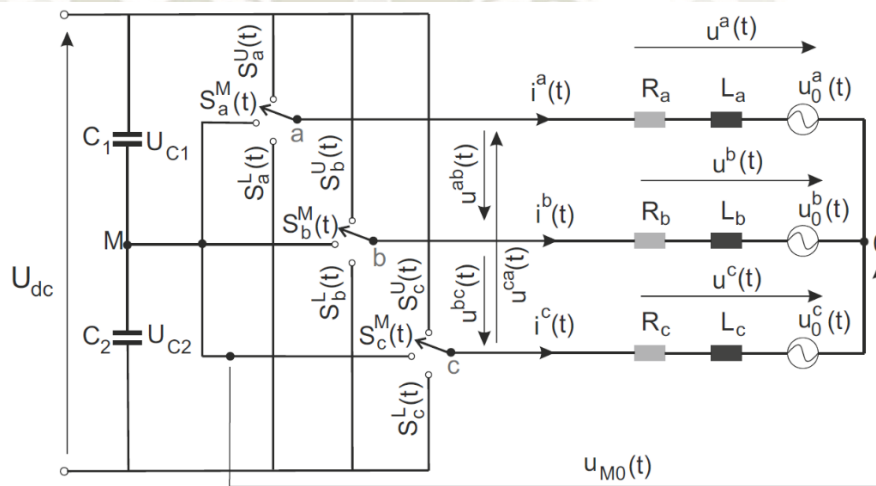


Figura 4-3: Esquema de un circuito trifásico de un VSI NPC de tres niveles [62].

Las siguientes ecuaciones describen al inversor:

$$\begin{cases} L_a \frac{di^a(t)}{dt} = u^a(t) - u_0^a(t) - R_a i^a(t) \\ L_b \frac{di^b(t)}{dt} = u^b(t) - u_0^b(t) - R_b i^b(t) \\ L_c \frac{di^c(t)}{dt} = u^c(t) - u_0^c(t) - R_c i^c(t) \end{cases} \quad (4-4)$$

Las siguientes ecuaciones describen las tensiones por fase del inversor:

$$\begin{cases} u^a(t) = U_M^a(t) + u_{M0}(t), \\ u^b(t) = U_M^b(t) + u_{M0}(t), \\ u^c(t) = U_M^c(t) + u_{M0}(t), \end{cases} \quad (4-5)$$

Donde:

- $u_{M0}(t)$ es la tensión entre el punto medio M de los capacitores y el punto neutro 0 de la conexión en estrella.

Las tensiones de fase a, b, c respecto al punto medio de los dos capacitores se dan por:

$$\begin{cases} u_M^a(t) = S_a^U(t)U_{c1} - S_a^L(t)U_{c2} + S_a^M(t).0, \\ u_M^b(t) = S_b^U(t)U_{c1} - S_b^L(t)U_{c2} + S_b^M(t).0, \\ u_M^c(t) = S_c^U(t)U_{c1} - S_c^L(t)U_{c2} + S_c^M(t).0, \end{cases} \quad (4-6)$$

Considerando las tensiones y corrientes de la fuente como ideales:

$$\begin{cases} u^a(t) + u^b(t) + u^c(t) = 0 \\ i^a(t) + i^b(t) + i^c(t) = 0 \end{cases} \quad (4-7)$$

Expresando $u_{M0}(t)$ en función a (4-7) se tiene:

$$u_{M0}(t) = -\frac{u_M^a(t) + u_M^b(t) + u_M^c(t)}{3} \quad (4-8)$$

Expresando las tensiones de fase en función a (4-32) y (4-34):

$$\begin{cases} u^a(t) = \left[S_a^U(t) - \frac{S_a^U(t) + S_b^U(t) + S_c^U(t)}{3} \right] U_{c1} - \left[S_a^L(t) - \frac{S_a^L(t) + S_b^L(t) + S_c^L(t)}{3} \right] U_{c2}, \\ u^b(t) = \left[S_b^U(t) - \frac{S_a^U(t) + S_b^U(t) + S_c^U(t)}{3} \right] U_{c1} - \left[S_b^L(t) - \frac{S_a^L(t) + S_b^L(t) + S_c^L(t)}{3} \right] U_{c2}, \\ u^c(t) = \left[S_c^U(t) - \frac{S_a^U(t) + S_b^U(t) + S_c^U(t)}{3} \right] U_{c1} - \left[S_c^L(t) - \frac{S_a^L(t) + S_b^L(t) + S_c^L(t)}{3} \right] U_{c2}, \end{cases} \quad (4-9)$$

Donde U_{c1} y U_{c2} representan las tensiones a través de los capacitores C_1 y C_2 respectivamente. Considerando la tensión del bus DC U_{dc} constante y asumiendo capacitancias iguales C_1 y C_2 .

$$U_{c2} = U_{c1} = \frac{U_{dc}}{2}, \quad (4-10)$$

Expresando las ecuaciones de fase de forma matricial en función a la tensión del bus DC , se tiene:

$$u^{abc}(t) = \begin{bmatrix} u^a(t) \\ u^b(t) \\ u^c(t) \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} S_a^U(t) \\ S_b^U(t) \\ S_c^U(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_a^L(t) \\ S_b^L(t) \\ S_c^L(t) \end{bmatrix} \right] \quad (4-11)$$

Para la presente tesis, los puntos M y N fueron aterrados, por lo que ambos puntos se encontraron al mismo potencial, en consecuencia, las tensiones de fase generadas por el inversor expresadas de forma matricial tienen la forma:

$$u^{abc}(t) = \begin{bmatrix} u^a(t) \\ u^b(t) \\ u^c(t) \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \left[\begin{bmatrix} S_a^U(t) \\ S_b^U(t) \\ S_c^U(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_a^L(t) \\ S_b^L(t) \\ S_c^L(t) \end{bmatrix} \right] \quad (4-12)$$

Es importante mencionar que aterrando los puntos M y N, la tensión de fase se incrementó de un 1/6 a 1/2. Expresando las tensiones de línea-línea $u_{ll}^{abc}(t)$ en función a (4-6) y (4-10), se obtiene:

$$u_{ll}^{abc}(t) = \begin{bmatrix} u_{ll}^{ab}(t) \\ u_{ll}^{bc}(t) \\ u_{ll}^{ca}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_M^a(t) - u_M^b(t) \\ u_M^b(t) - u_M^c(t) \\ u_M^c(t) - u_M^a(t) \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} S_a^U(t) \\ S_b^U(t) \\ S_c^U(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_a^L(t) \\ S_b^L(t) \\ S_c^L(t) \end{bmatrix} \right] \quad (4-13)$$

Las tensiones de fase y de línea (4-12) y (4-13) fueron graficadas en el Capítulo V (secciones 5.2 y 5.3). La tensión del bus DC se diseñó en la sección 4.4. Los análisis efectuados en las secciones 5.2, 5.3 y 5.4 fueron realizados considerando que la tensión del bus DC fue suministrada por fuentes ideales de tensión. En la sección 5.5 se analizó el comportamiento del filtro cuando la tensión del bus DC era proporcionada por capacitores. Para controlar y mantener constante la tensión del bus DC se diseñó un controlador PI en la sección 4.8.

4.3. Modelamiento del Convertidor de Empuje y Giro

En las secciones 4.3.1. y 4.3.2 se detalla el modelamiento de los motores de Empuje y Giro como cargas puramente resistivas alimentada por convertidores modelados como rectificadores de 6-pulsos no controlados, las secciones 4.3.3. y 4.3.4 detallan el modelamiento de los motores de Empuje y Giro como cargas resistivas e inductivas alimentadas por convertidores modelados como rectificadores de 6-pulsos no controlados. Los análisis efectuados en el Capítulo V se realizaron considerando los motores como cargas resistivas e inductivas, donde se asumió un valor de inductancia de 10uH debido a que los parámetros de diseño del motor son propiedad intelectual del fabricante.

La Figura 4-4 muestra el modelamiento del convertidor de Empuje como una carga puramente resistiva de la sección 4.3.1.

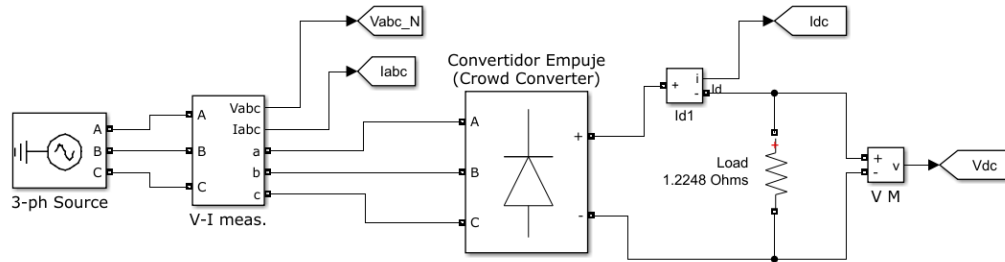


Figura 4-4: Modelamiento del Convertidor de Empuje-carga resistiva.

La Figura 4-5 muestra el modelamiento del convertidor de Giro como una carga puramente resistiva de la sección 4.3.2.

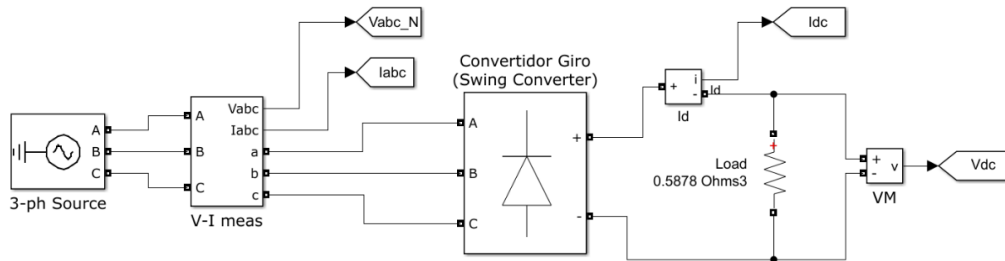


Figura 4-5: Modelamiento del Convertidor de Giro-carga resistiva.

La Figura 4-6 muestra el modelamiento del convertidor de Empuje como una carga resistiva e inductiva de la sección 4.3.3.

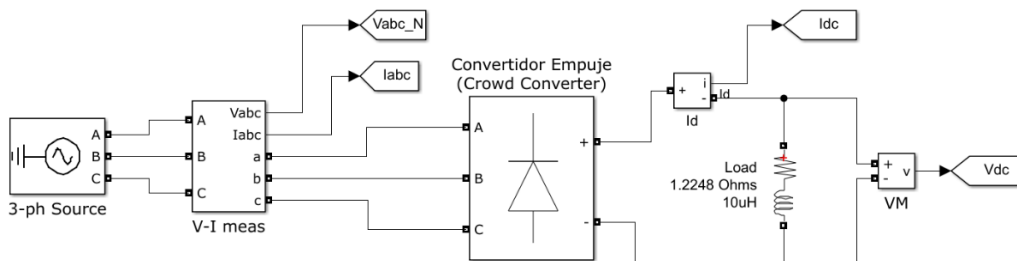


Figura 4-6: Modelamiento del Convertidor de Empuje-carga resistiva e inductiva.

La Figura 4-7 muestra el modelamiento del convertidor de Giro como una carga resistiva e inductiva de la sección 4.3.4.

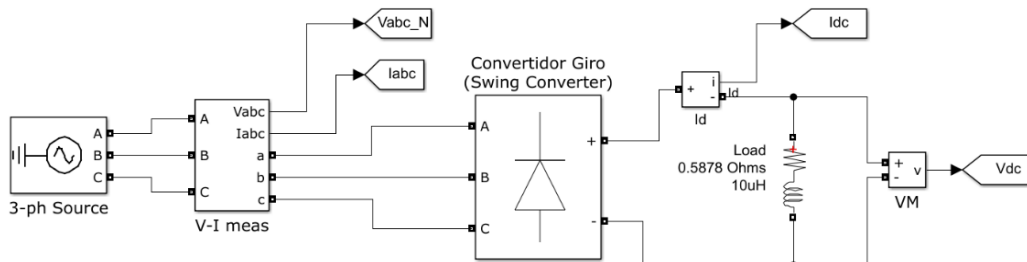


Figura 4-7: Modelamiento del Convertidor de Giro-carga resistiva e inductiva.

4.3.1. Convertidor del Empuje (Crowd) - Carga Resistiva

Para el modelamiento del convertidor de Empuje de la presente sección se consideró el convertidor como un rectificador de onda completa trifásico, donde se asume una carga resistiva- R ideal. La tensión nominal de alimentación del convertidor de Empuje es de 600 VAC. La Figura 4-8 muestra las tensiones de fase de la fuente de suministro, las corrientes de línea de carga y la tensión y corriente DC de la carga.

Hallando la tensión de fase pico dada, donde E_m :

$$E_m = \frac{600\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 489.8979 \text{ VAC} \quad (4-14)$$

Hallando la resistencia de carga mediante la ecuación de potencia. Para una potencia nominal de 537 KW para el movimiento de Empuje y una tensión de fase pico en (4-14).

$$P = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \frac{E_m^2}{R} \Rightarrow R = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \frac{489.8979^2}{537 * 10^3} = 1.2248 \Omega \quad (4-15)$$

Hallando la corriente promedio de carga,

$$I_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * \frac{E_m}{R} \Rightarrow I_{av} = 1.654 * \frac{489.8979}{1.2248} = 661.5648 \text{ A} \quad (4-16)$$

Hallando la corriente RMS de carga,

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi}} * \frac{E_m}{R}} \Rightarrow I_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi}} * \frac{489.8979}{1.2248}} = 662.1472 \text{ A} \quad (4-17)$$

Hallando la tensión promedio de la carga, mediante la ecuación:

$$E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \Rightarrow E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * 489.8979 = 810.2847 \text{ VDC} \quad (4-18)$$

Hallando la tensión RMS de la carga, mediante la ecuación:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi}} * E_m} V_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi}} * 489.8979} = 810.9979 \text{ V} \quad (4-19)$$

Hallando la corriente RMS de la fuente de suministro.

$$I_a = \frac{3\sqrt{2} E_m}{\pi R} \Rightarrow I_a = \frac{3\sqrt{2} * 489.8979}{\pi * 1.2248} = 540.1655 \text{ A} \quad (4-20)$$

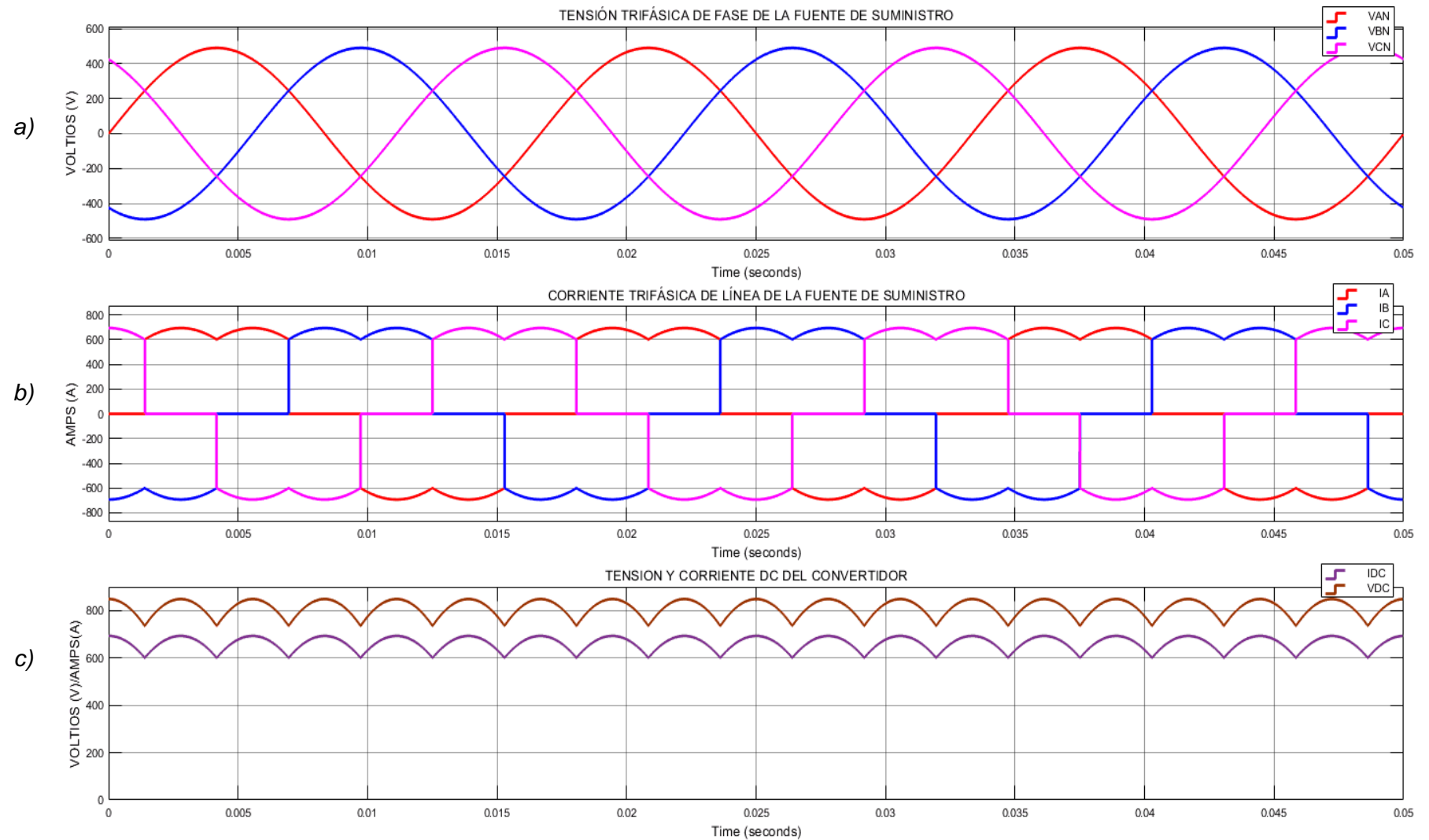


Figura 4-8: a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro, c) Tensión y Corriente DC del Convertidor DC del Convertidor de Crowd con carga Resistiva de 1.2248ohms .

4.3.2. Convertidor del Giro (Swing) - Carga Resistiva

Para el modelamiento del convertidor de Giro de la presente sección se considera el convertidor como un rectificador de onda completa trifásico, donde se asume una carga resistiva- R ideal. La tensión nominal de alimentación del convertidor de Giro es de 600 VAC. La Figura 4-9 muestra las tensiones de fase de la fuente de suministro, las corrientes de línea de carga y la tensión y corriente DC de la carga.

Hallando la tensión de fase pico dada, donde E_m :

$$E_m = \frac{600\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 489.8979 \text{ VAC} \quad (4-21)$$

Hallando la resistencia de carga mediante la ecuación de potencia (4-106). Para una potencia nominal de 1119 KW para el movimiento de Giro y una tensión de fase pico en (4-21).

$$P = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \frac{E_m^2}{R} \Rightarrow R = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \frac{489.8979^2}{1119 * 10^3} = 0.5878 \Omega \quad (4-22)$$

Hallando la corriente promedio de carga,

$$I_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * \frac{E_m}{R} \Rightarrow I_{av} = 1.654 * \frac{489.8979}{0.5878} = 1378.5682 \text{ A} \quad (4-23)$$

Hallando la corriente RMS de carga,

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} * \frac{E_m}{R}} \Rightarrow I_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} * \frac{489.8979}{0.5878}} = 1379.7816 \text{ A} \quad (4-24)$$

Hallando la tensión promedio de la carga, mediante la ecuación (4-104).

$$E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \Rightarrow E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * 489.8979 = 810.2847 \text{ VDC} \quad (4-25)$$

Hallando la tensión RMS de la carga, mediante la ecuación (4-26).

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} * E_m} \Rightarrow \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{2\pi} * 489.8979} = 810.9979 \text{ V} \quad (4-26)$$

Hallando la corriente RMS de la fuente de suministro.

$$I_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{E_m}{R} \Rightarrow I_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{489.8979}{0.5878} = 1125.5962 \text{ A} \quad (4-27)$$

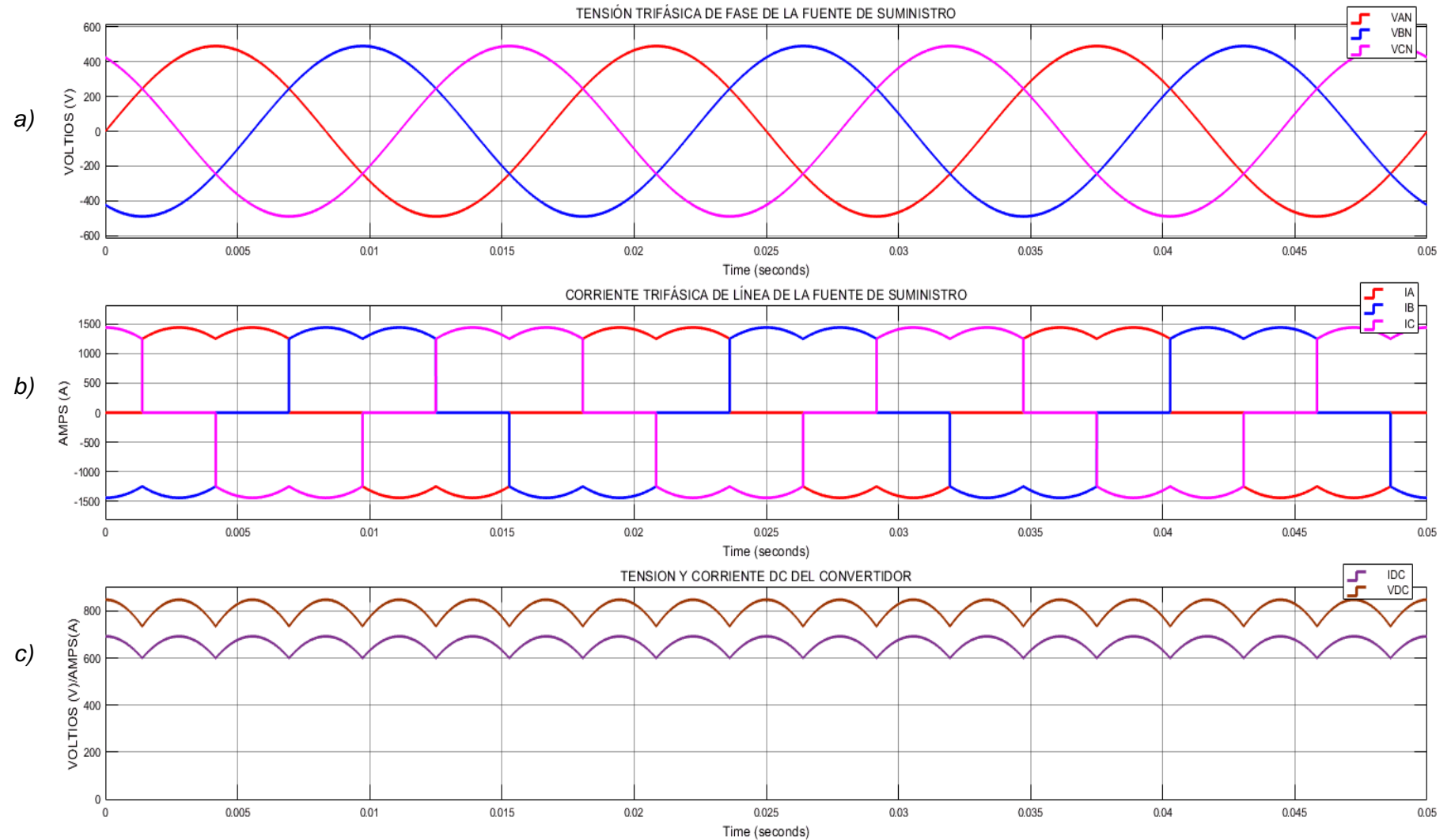


Figura 4-9:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro, c) Tensión y Corriente DC del Convertidor de Swing con carga Resistiva de 0.5878ohms.

4.3.3. Convertidor de Empuje-Carga Resistiva e Inductiva.

Para el modelamiento del convertidor de Empuje de la presente sección se considera el convertidor como un rectificador de onda completa trifásico, donde se asume una carga resistiva-inductiva RL ideal. La tensión nominal de alimentación del convertidor de Empuje es de 600 VAC. La Figura 4-10 muestra las tensiones de fase de la fuente de suministro, las corrientes de línea de carga y la tensión y corriente DC de la carga.

Hallando la tensión de fase pico dada, donde E_m :

$$E_m = \frac{600\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (4-28)$$

$$E_m = 489.8900 \text{ VAC}$$

Hallando la resistencia de carga mediante la ecuación de potencia. Para una potencia nominal de 537 KW para el movimiento de Empuje y una tensión de fase pico en (4-28).

$$R = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right)^2 \frac{489.89^2}{537 * 10^3} \quad (4-29)$$

$$R = 1.2226 \Omega$$

Para hallar corriente promedio de carga, es importante indicar su valor no varía debido a la inductancia en serie, el inductor absorbe el rizado de la tensión dando lugar a una corriente continua de valor fijo a través del resistor, por ende, los valores pico, RMS y promedio son idénticos.

$$I_{av} = 1.654 * \frac{489.89}{1.2226} \quad (4-30)$$

$$I_{av} = 662.7300 \text{ A}$$

Hallando la tensión promedio de la carga, mediante la ecuación (4-31).

$$E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * 489.89$$

$$E_{av} = 810.2800 \text{ VDC} \quad (4-31)$$

Hallando la corriente RMS de la fuente de suministro.

$$I_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{449}{1.2226}$$

$$I_a = 541.1200 \text{ A} \quad (4-32)$$

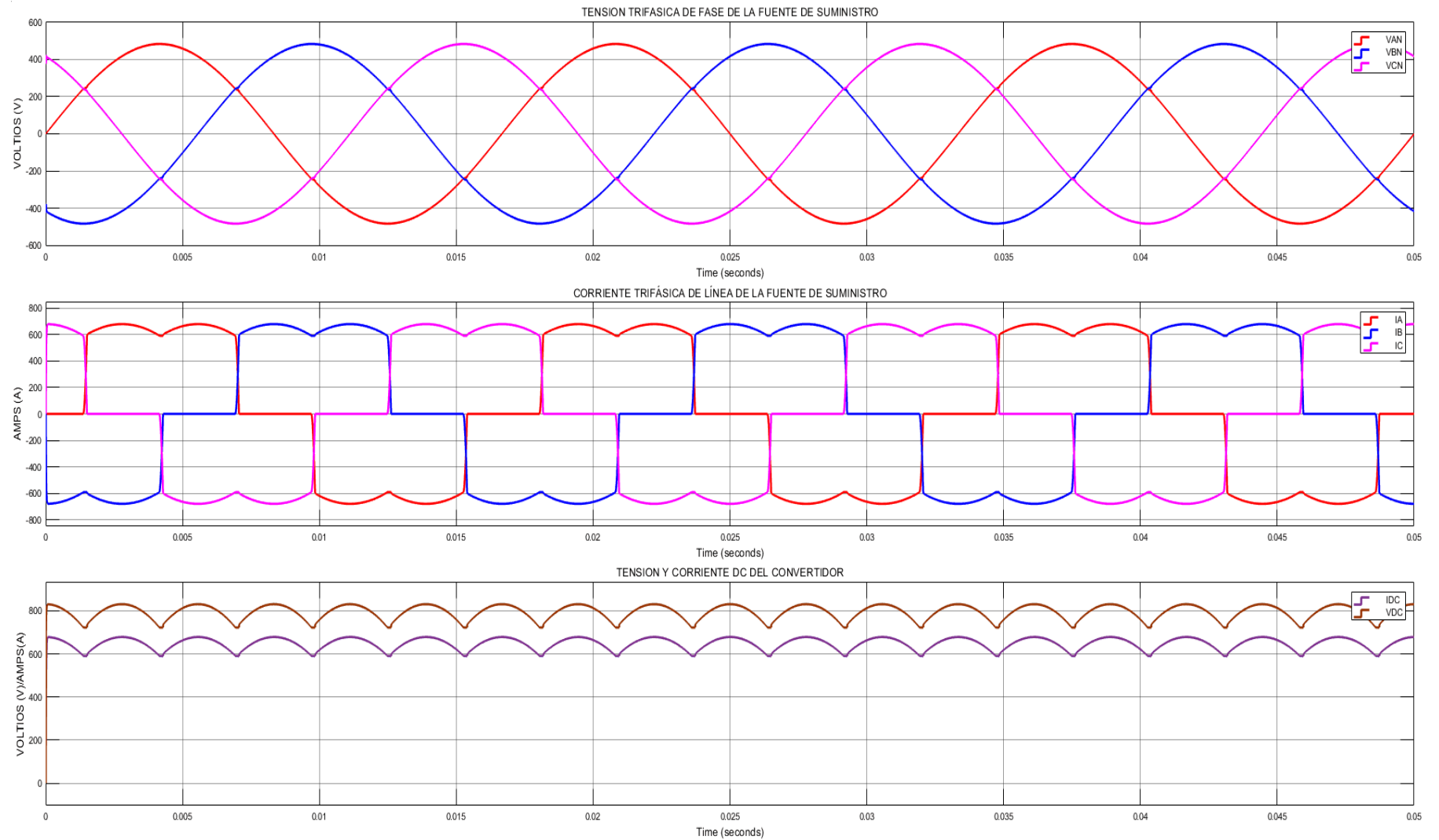


Figura 4-10:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro, c) Tensión y Corriente DC del Convertidor de Crow con carga Resistiva e inductiva de 1.2248ohms y 10uH.

4.3.4. Convertidor de Giro – Carga Resistiva e inductiva.

Para el modelamiento de la presente sección se considera el convertidor de Giro como un rectificador de onda completa trifásico, donde se asume una carga resistiva-inductiva RL ideal. La tensión nominal de alimentación del convertidor de Giro es de 600 VAC. La Figura 4-11 muestra las tensiones de fase de la fuente de suministro, las corrientes de línea de carga y la tensión y corriente DC de la carga.

Hallando la tensión de fase pico dada, donde E_m :

$$E_m = \frac{600\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

$$E_m = 489.89 \text{ VAC} \quad (4-33)$$

Hallando la resistencia de carga mediante la ecuación de potencia. Para una potencia nominal de 1119 KW para el movimiento de Giro y una tensión de fase pico en (4-111).

$$R = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right)^2 \frac{489.89^2}{1119 * 10^3}$$

$$R = 0.5867 \Omega \quad (4-34)$$

Hallando la corriente promedio de carga, es importante indicar que su valor no varía debido a la inductancia en serie, el inductor absorbe el rizado de la tensión dando lugar a una corriente continua de valor fijo a través del resistor, en consecuencia, los valores pico, RMS y promedio son idénticos.

$$I_{av} = 1.654 * \frac{490}{0.5867}$$

$$I_{av} = 1380.99 \text{ A} \quad (4-35)$$

Hallando la tensión promedio de la carga:

$$E_{av} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * 489.89$$

$$E_{av} = 810.28 \text{ VDC} \quad (4-36)$$

Hallando la corriente RMS de la fuente de suministro.

$$I_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{449}{0.5867}$$

$$I_a = 1127.5786 \text{ A} \quad (4-37)$$

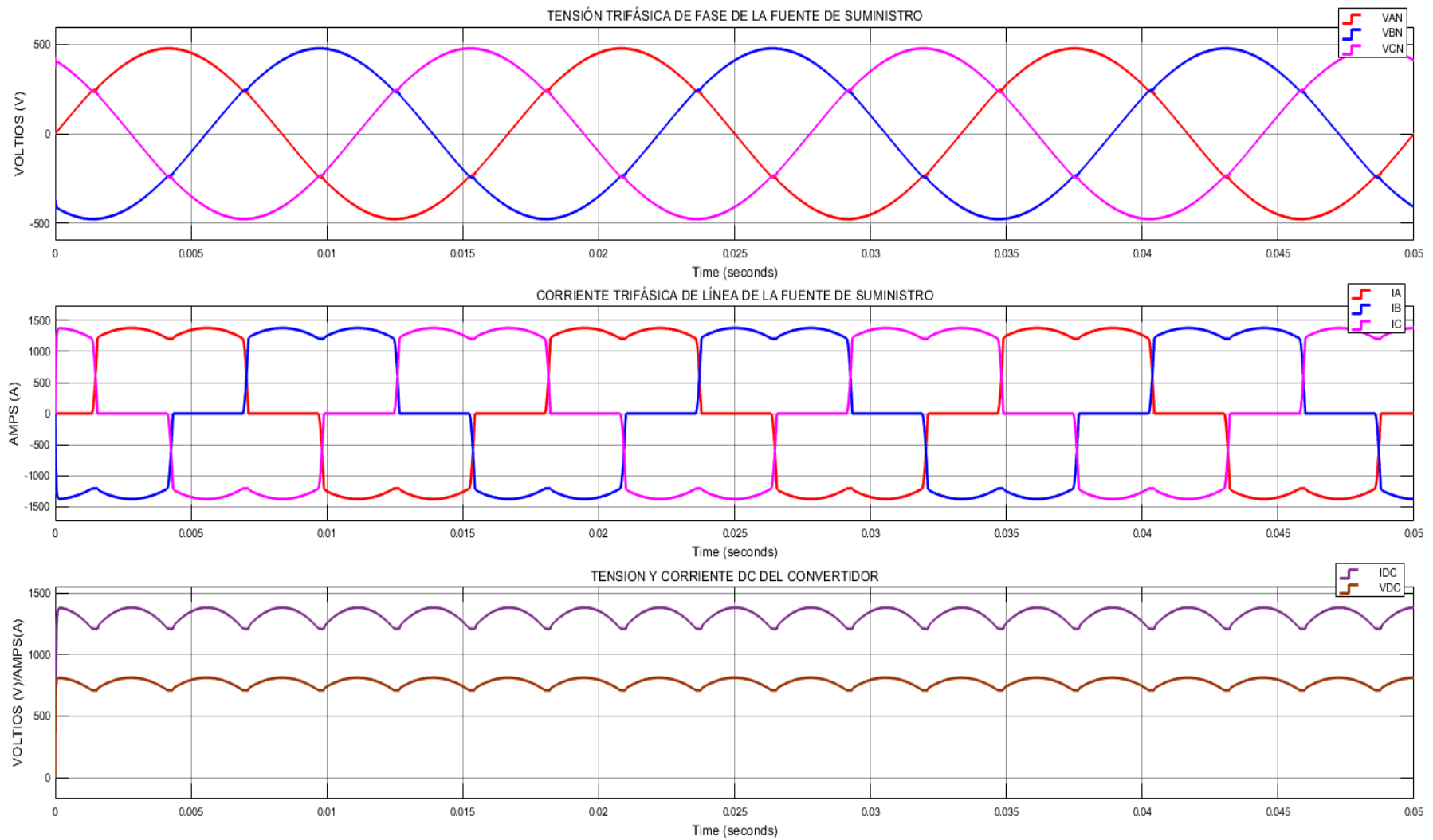


Figura 4-11:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro, c) Tensión y Corriente DC del Convertidor de Swing con carga Resistiva e inductiva de 0.5878ohms y 10uH.

4.4. Diseño del Método de Detección de Corriente de Referencia Síncrona

La Figura 4-12 muestra el bloque Ref_I (amarillo) de control de generación de corrientes referenciales de la fuente de suministro. La Figura 4-14 muestra el detalle del bloque Ref_I.

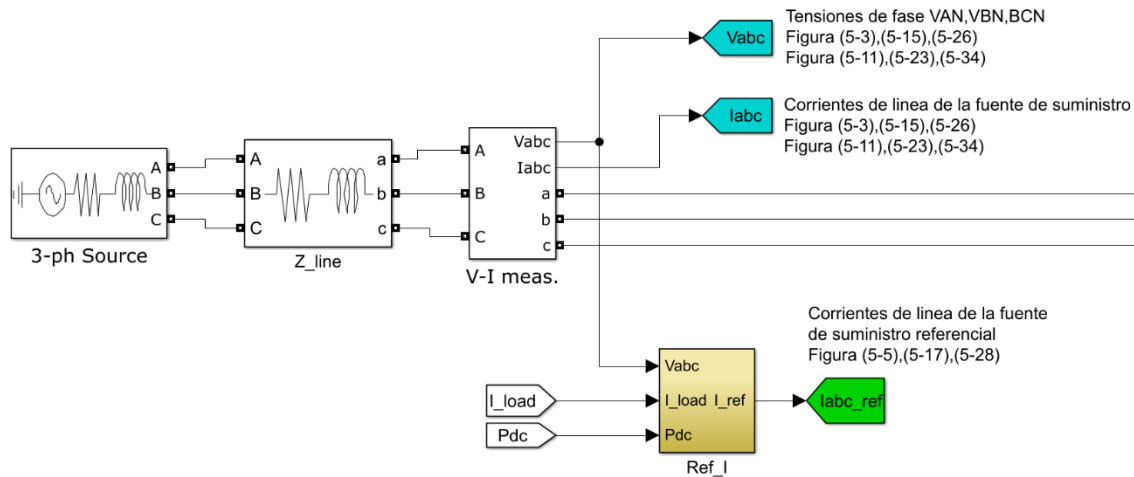


Figura 4-12: Bloque de generación de corrientes referenciales basado en el método de detección de referencia de corriente síncrona.

La Figura 4-13 muestra el esquema de extracción de la tensión pico. El bloque amarillo transforma las tensiones de la fuente de suministro de un marco de referencia trifásico a un marco de referencia fijo $\alpha\beta$, la ecuación (2-23) de la sección 2.8.1.1 del Capítulo II detalla la transformación de los vectores de tensión de espacio instantáneo, posteriormente se halla la magnitud pico de la tensión de fase V_{sm} mediante el triángulo de Pitágoras.

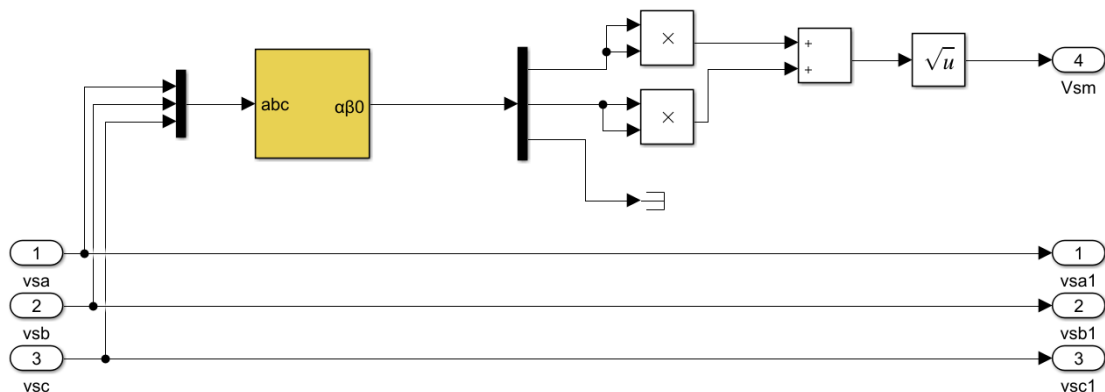


Figura 4-13: Esquema de extracción de la tensión pico de fase de la fuente de suministro V_{sm} basado en la transformada $\alpha\beta$ [5].

La Figura 4-14 muestra el esquema de control de corrientes referenciales senoidales de la fuente de suministro. El esquema basado en el método de control directo, revisado en el capítulo II utiliza las tensiones de la fuente de suministro V_{abc} y las corrientes de línea I_{Load} del convertidor de carga para calcular la potencia activa instantánea P_{dot} , posteriormente, se halla la potencia activa promedio. El bloque I_{smf} calcula la corriente pico referencial de la fuente de suministro I_{sm} , esta corriente se compone de dos corrientes, la primera componente pertenece a la corriente de la carga I_{smd} y la segunda componente I_{smc} se obtiene del regulador de tensión del bus DC. El bloque I_{abc_ref} calcula las corrientes referenciales de la fuente de suministro multiplicando la corriente pico I_{sm} por las señales senoidales unitarias calculadas mediante la relación entre las tensiones de fase y la tensión pico de fase.

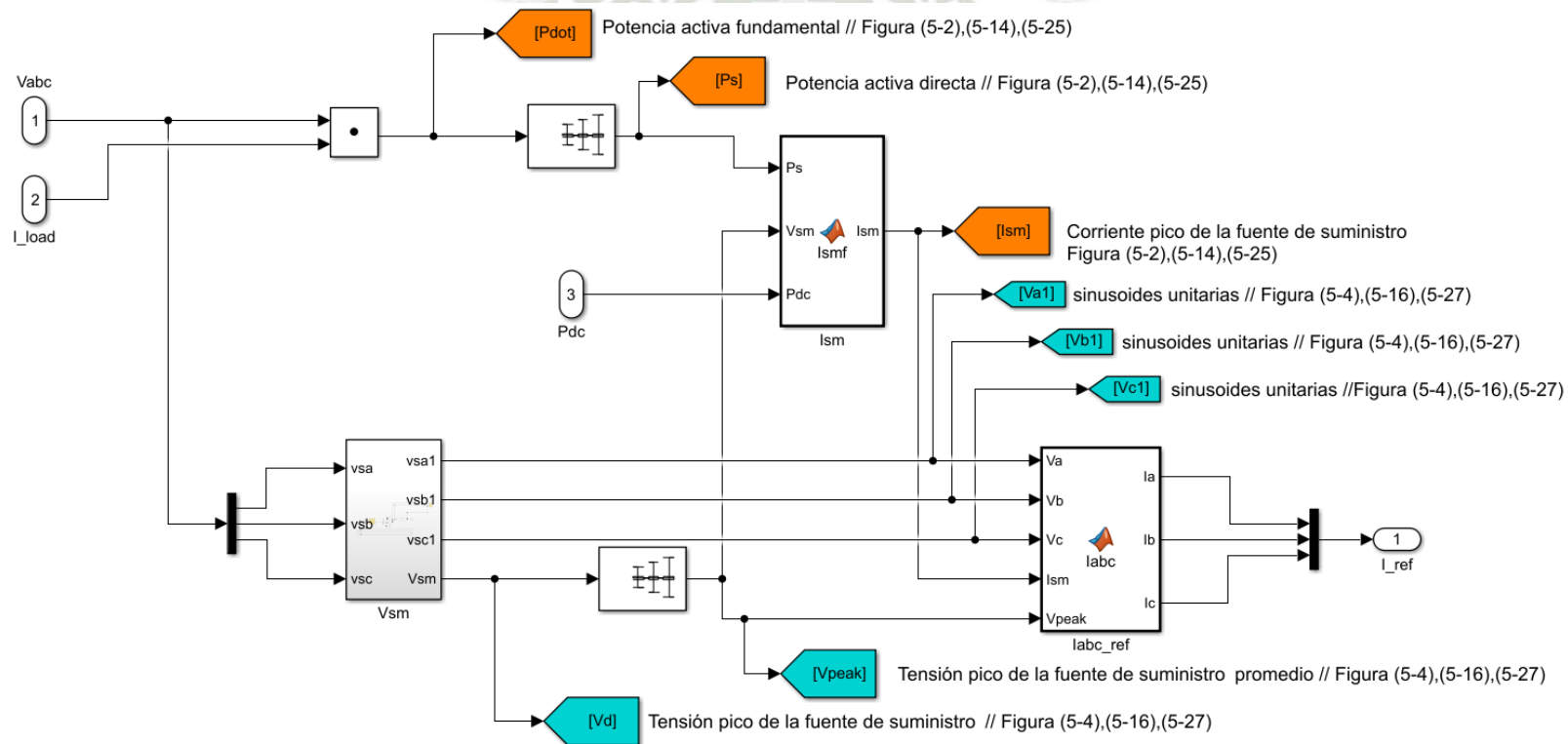


Figura 4-14: Esquema de control de corrientes referenciales senoidales de la fuente de suministro.

La función de bloque I_{smf} de la Figura 4-14 permite calcular la corriente pico de la fuente de suministro I_{sm} mediante la ecuación (2-37). A continuación, se muestra el código de la función de bloque en Matlab-Simulink.

```
function Ism = Ismf(Ps,Vsm,Pdc)
    Ismp = (2/3)*(Ps/Vsm);
    Ismd = (2/3)*(Pdc/Vsm);
    Ism = Ismp + Ismd;
end
```

La función de bloque I_{abc_ref} de la Figura 4-14 permite calcular las corrientes senoidales referenciales de la fuente de suministro mediante la ecuación (2-38). A continuación, se muestra el código de la función de bloque en Matlab-Simulink.

```
function [Ia,Ib,Ic] = Iabc(Va,Vb,Vc,Ism,Vmag)
    Ia = Ism*(Va/Vmag);
    Ib = Ism*(Vb/Vmag);
    Ic = Ism*(Vc/Vmag);
end
```

La Figura 4-15 muestra el bloque I_comp , el bloque calcula las corrientes de referencia a inyectar a la red para compensar los armónicos mediante la sustracción de las corrientes referenciales de la fuente de suministro I_{abc_ref} de las corrientes de línea de la carga-conversor de Empuje.

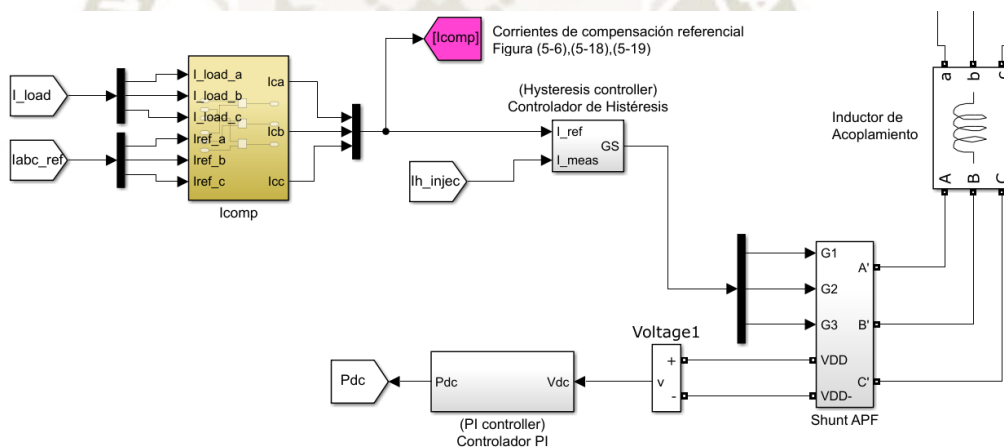


Figura 4-15: Bloque de control de corrientes referenciales para compensación I_{comp} .

La Figura 4-16 muestra el esquema de control de corrientes referenciales para compensación del bloque I_comp .

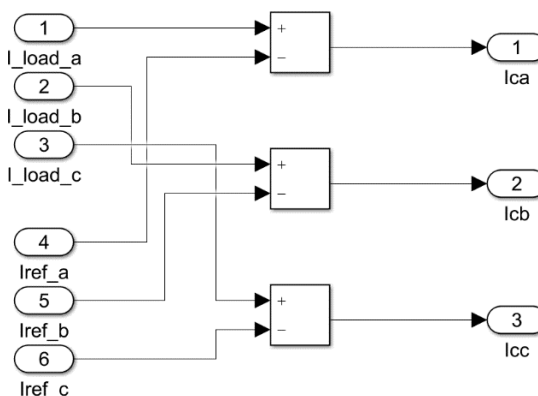


Figura 4-16: Esquema de control de corrientes referenciales para compensación.

4.5. Diseño de Tensión del Bus DC del Inversor

La tensión del bus DC para un inversor de fuente de tensión VSI debe permanecer invariable [45]. La tensión del bus DC del inversor debe controlarse para evitar su oscilación debido a las inductancias del filtro, elementos semiconductores y el intercambio de potencia entre la red y el capacitor [63]. Para un rendimiento adecuado del filtro activo se requiere que las variaciones de tensión del bus DC no sean bruscas, un error en el control del bus DC podría dañar los elementos semiconductores del filtro [64]. El control más común para la regulación de tensión del bus DC de un inversor de tensión es un controlador proporcional-integral- PI [5].

La tensión del bus DC está en función a la tensión RMS de la fuente de suministro. El inversor debe suministrar corriente para compensar la energía reactiva y los armónicos, por ende, se requiere que la tensión del bus DC sea mucho mayor que la tensión de la fuente de alimentación de la fuente de suministro. Si la inductancia de acoplamiento del filtro es pequeña debido a la alta frecuencia de conmutación, entonces, la tensión del filtro es aproximadamente igual a la tensión de la fuente. Los autores consideran un rango de 10% adicional al doble de la tensión pico de fase de la fuente de suministro debido a que la tensión DC se regula a un 10% por encima de la tensión de entrada pico [65], [66] y [67]. El diseño de la tensión del bus DC para un inversor de tres niveles fue calculado mediante la ecuación (4-38). La tensión del bus DC calculada se utilizó para todos los análisis efectuados en el Capítulo V. La Pala 4100XPC DC por diseño tiene una tensión de línea a línea de la fuente de suministro de 600 VAC trifásicos, en consecuencia, la tensión del bus DC para un inversor de tres niveles es:

$$\begin{aligned}V_{dc} &= 1.1 * (2\sqrt{2} * V_{phase,rms}) \\V_{dc} &= 1.1 * \left(2\sqrt{2} * \frac{600}{\sqrt{3}}\right) \\V_{dc} &= 1078 \text{ VDC} \\V_{dc} &\cong \mathbf{1100 \text{ V}}\end{aligned}\tag{4-38}$$

La Figura 4-17 muestra el diseño del bus del inversor de tres niveles calculado previamente, el bus DC se dividió en dos partes iguales para conformar los tres niveles $550VDC$, 0 , $-550VDC$. Los resultados de la sección 5.2, 5.3 y 5.4 se obtuvieron mediante la configuración mostrada, donde se utilizaron fuentes de tensión DC ideales.

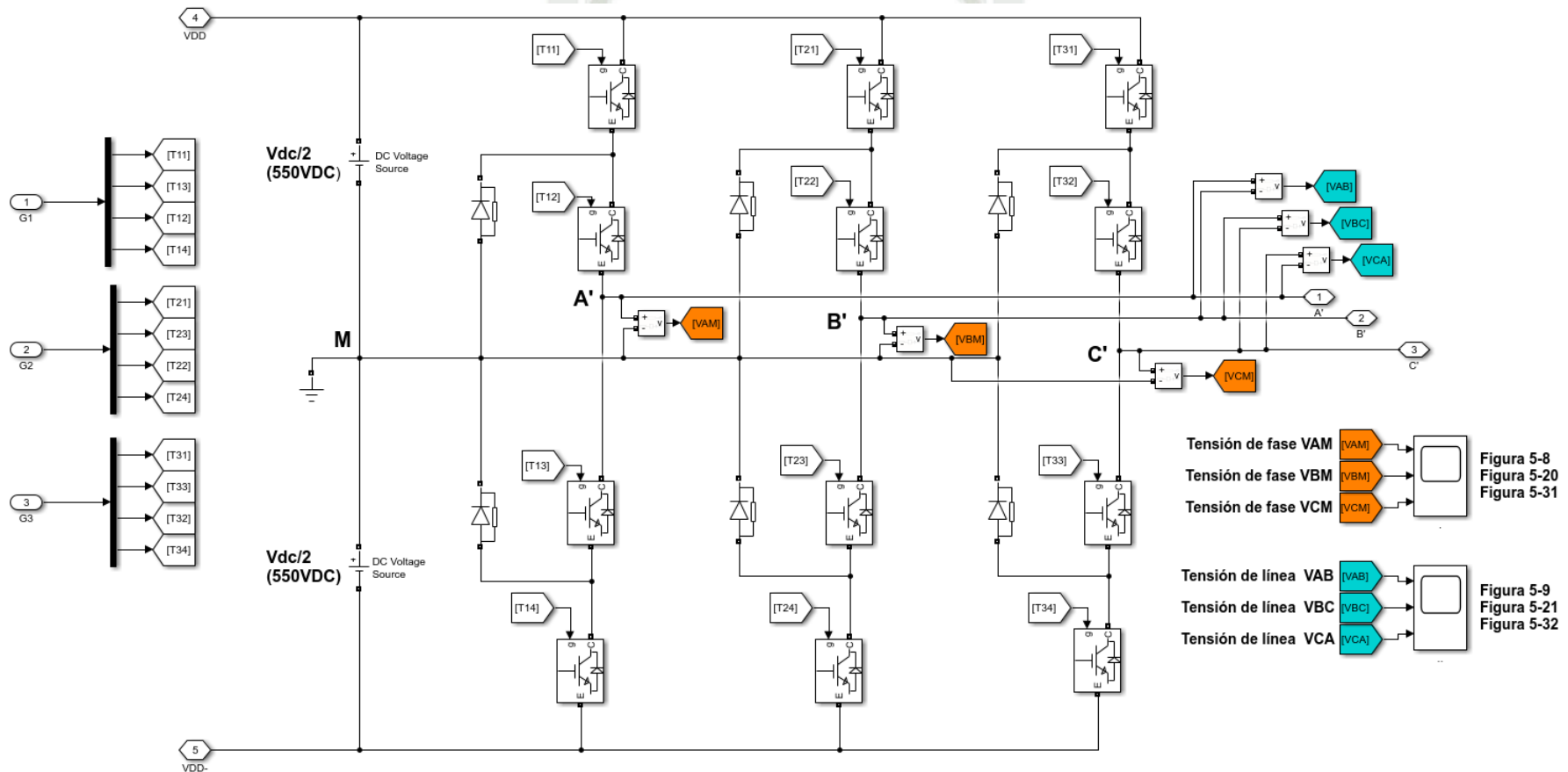


Figura 4-17: Inversor de Tres Niveles para generación de las corrientes referenciales para compensación.

4.6. Diseño de los Capacitores DC del Inversor

El diseño de un inversor de un filtro activo consta de dos partes fundamentales: 1) la selección de los valores inductor y la tensión del bus DC y 2) la selección de los valores del capacitor. La presente sección se enfoca en el segundo punto donde se afronta el problema de desbalance de corriente de carga que fluye a través de los capacitores que origina que estos sean voluminosos. El diseño de los capacitores del inversor del filtro activo se basa en una estructura multimodular paralela. La capacitancia se diseña desde la perspectiva de reducción de las fluctuaciones de tensión del bus DC- V_{dc} del inversor de tensión causados por el desbalance de carga y el cambio de carga [68]. El autor diseñó la capacitancia basado en el principio de igualdad de la potencia entregada por la fuente AC versus la potencia consumida por la carga. El valor del rizado de tensión $V_{dr,p-p}$ del bus DC se puede estimar mediante la siguiente expresión:

$$V_{dr,p-p(max)} = \frac{\pi I_{01, rated}}{\sqrt{3} \omega_0 C} \quad (4-39)$$

La selección del capacitor C se basa en la reducción del rizado de tensión causado por el desbalance de carga. Los valores de rizado de tensión $V_{dr,p-p(max)}$ y la corriente nominal del filtro $I_{01, rated}$ son preestablecidos por diseño, en consecuencia, se puede determinar el capacitor mediante la expresión (4-40) [68].

$$C = \frac{\pi I_{01, rated}}{\sqrt{3} \omega_0 V_{dr,p-p(max)}} \quad (4-40)$$

La Tabla 4-4 muestra los parámetros para el cálculo de la capacitancia, los valores calculados se utilizaron para el análisis de la sección 5.5. del Capítulo V.

Tabla 4-4: Tabla de parámetros para cálculo de la capacitancia.

Capacitancia (F)	Corriente nominal del Filtro Activo $I_{01, rated}$	Tensión de rizado $V_{dr,p-p(max)}$	Frecuencia Fundamental ω_0
0.0656085	150 A	11.0 (1.0%)	377 rad/s ($2\pi 60$)
0.0262432	150 A	27.5 (2.5%)	377 rad/s ($2\pi 60$)
0.0131216	150 A	55.0 (5.0%)	377 rad/s ($2\pi 60$)

4.7. Diseño del Inductor de Acoplamiento del Inversor

En el Capítulo V se analizaron 5 secciones principales, a continuación, se detalla el cálculo de las inductancias de acoplamiento para cada sección. El análisis de la sección 5.2.1 del Capítulo V del rendimiento del filtro activo se realizó con una inductancia de acoplamiento calculada con los parámetros de la Tabla 4-5.

Tabla 4-5: Parámetros para el cálculo del Inductor de acoplamiento para compensar los armónicos de Empuje.

Frecuencia de conmutación	50kHz
Nivel del Inversor	3
Máximo rizado de corriente	8
Numero adimensional (01-03)	0.3
Armónico más significativo	5
Frecuencia Fundamental	377 rad/s ($2\pi 60$)
Corriente Nominal del Filtro Activo	150 Amps

Los valores de la inductancia mínima y máxima para la sección 5.2.1. son:

$$\frac{1100}{8 * 50000(3 - 1) * 8} \leq L \leq \frac{0.3 * 1100}{5 * (2\pi 60) * 150}$$

$$\mathbf{0.171mH \leq L \leq 1.167 mH}$$

El valor seleccionado del inductor de acoplamiento para el análisis de la sección 5.2.1 fue de **0.190mH** por proporcionar una mejor velocidad de seguimiento a las corrientes de referencia y ofrecer mejores niveles de rizados durante la simulación realizada vía software Simulink-Matlab.

El análisis de la sección 5.2.2. y 5.3. del Capítulo V del rendimiento del filtro activo en función a la inductancia de acoplamiento se realizó con los parámetros de la Tabla 4-6.

Tabla 4-6: Parámetros para cálculo del Inductor de acoplamiento para compensar los armónicos de Empuje y Giro.

Frecuencia de conmutación	50kHz
Nivel del Inversor	3
Máximo rizado de corriente	13
Numero adimensional (01-03)	0.3
Armónico más significativo	5
Frecuencia Fundamental	377 rad/s ($2\pi 60$)
Corriente Nominal del Filtro Activo	375 Amps

Los valores de la inductancia mínima y máxima para la sección 5.2.2. y 5.3. son:

$$\frac{1100}{8 * 50000(3 - 1) * 13} \leq L \leq \frac{0.3 * 1100}{5 * (2\pi 60) * 375}$$

$$\mathbf{0.105mH \leq L \leq 0.467mH}$$

El valor seleccionado del inductor de acoplamiento para el análisis de las secciones 5.2.2. y 5.3. fue de **0.105mH** por proporcionar una mejor velocidad de seguimiento a las corrientes de referencia y ofrecer mejores niveles de rizados durante la simulación realizada vía software Simulink-Matlab. En el capítulo V, sección 5.4. se analizó el rendimiento del filtro en función al inductor de acoplamiento para diferentes frecuencias (12.5kHz, 25kHz y 50kHz) y valores de máximos de rizado (valor porcentual de la corriente nominal del filtro), en consecuencia, se calcularon diferentes valores de las bandas principales, la Figura 4-19 muestra la gráfica de la inductancia en función de la frecuencia de conmutación, los valores calculados están registrados en el Anexo I. En el capítulo V, sección 5.5 y 5.6 los análisis de rendimiento del filtro activo se llevaron a cabo con el valor de la inductancia de acoplamiento de **0.190mH** calculada previamente para la sección 5.2.1.

La Figura 4-18 muestra el inductor de acoplamiento del inversor de tres niveles del filtro activo shunt simulado vía software en Simulink-Matlab, los valores del inductor fueron variados para analizar el comportamiento del filtro activo.

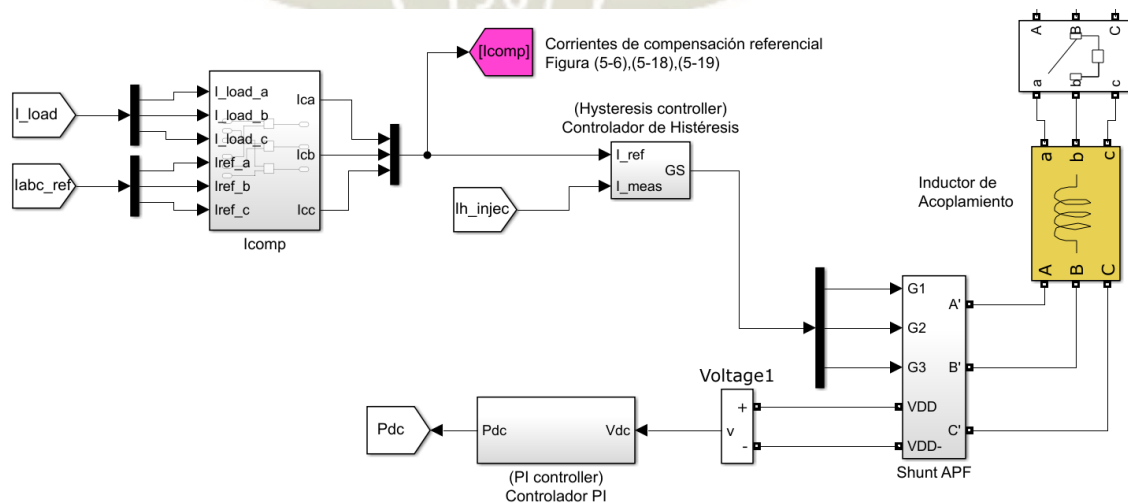


Figura 4-18:Inducto de Acoplamiento del Inversor del Filtro Activo Shunt.

La Figura 4-19 muestra valores de inductancia calculados para distintas frecuencias de conmutación, de la grafica se puede inferir que a medida que la frecuencia de conmutacion disminuye, la inductancia de acoplamiento es mayor, lo que se podria traducir mayores costos de manufactura y perdidas por resitencia de bobinado, en contraparte, a medida que la frecuencia de conmutacion aumenta, la inductancia de acoplamiento disminuye, sin embargo, una mayor frecuencia de conmutación requiere dispositivos capaces de encendido y apagado cada vez menores, elevando asi el costo de los dispositivos de conmutacion del inversor. La linea constante (naranja) representa el maximo valor de inductancia de **1.167 mH** calculado previamente.

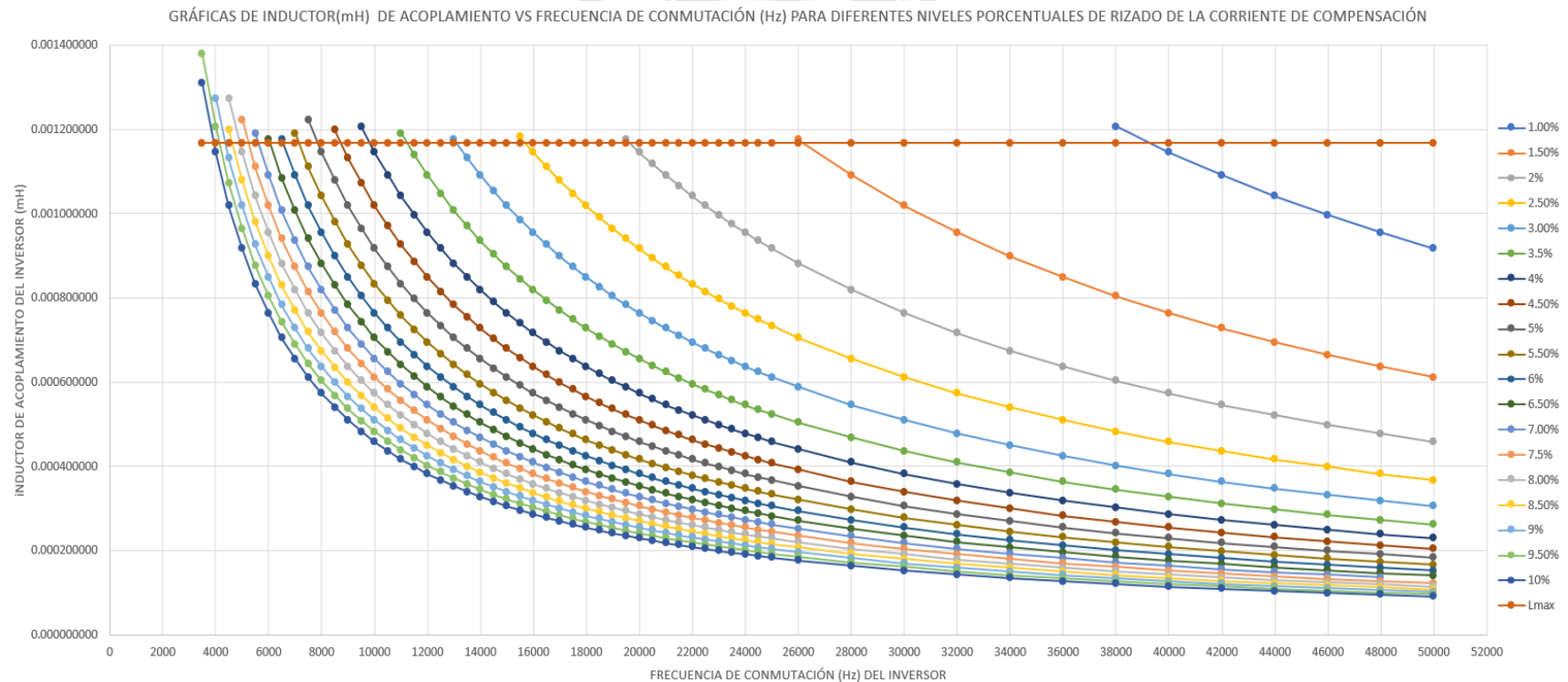


Figura 4-19: Graficas del Inductor de Acoplamiento vs Frecuencia de Conmutación (Hz) para diferentes niveles porcentuales de rizado de la corriente de compensación.

4.8. Diseño de las Bandas de Histéresis Multinivel

Las bandas B_1 y B_2 y el offset de banda ΔB de histéresis de corriente para un inversor de tres niveles son 2 y 1 respectivamente. Según [43], la banda es una función principalmente del inductor de acoplamiento L y de la frecuencia de conmutación del inversor f_s . A continuación, se detalla los valores de las bandas y offset de banda calculados para el análisis efectuado en el Capítulo V. Los análisis del rendimiento del filtro activo en las secciones 5.2.1. y 5.5 y 5.6 del Capítulo V se realizaron con los siguientes valores de banda y offset de banda calculados con los parámetros de la Tabla 4-7-Sección 5.2.1., 5.5. y 5.6.

Tabla 4-7: Parámetros de diseño para el cálculo de las bandas de histéresis.

	Sección 5.2.1, 5.5 y 5.6	Sección 5.2.2 y 5.3
$v_{dc}/2$	$1100VDC/2 = 550V$	$1100VDC/2 = 550V$
v_{back}	$489.89V$	$489.89V$
L	$0.190mH$	$0.105mH$
f_s	$50kHz$	$50kHz$

Por lo tanto, el mínimo valor de la inductancia de acoplamiento para un inversor de tres niveles para el análisis de las secciones 5.2.1, 5.5 y 5.6 son:

$$B_1 = B_2 = 6.99 A$$

El offset ΔB para las secciones 5.2.1. y 5.5 y 5.6 fue calculado para un 35% del tamaño de las bandas principales B_1, B_2 y tuvo un valor de **2.21 A**.

Los análisis del rendimiento del filtro activo en las secciones 5.2.2 y 5.3 del Capítulo V se realizaron con los siguientes valores de banda y offset de banda calculados con los parámetros de la Tabla 4-7- Sección 5.2.2. y 5.3., por lo tanto, los valores de ancho de banda para el controlador histéresis son:

$$B_1 = B_2 = 11.36 A$$

El offset ΔB fue calculado para un 35% del tamaño de las bandas principales B_1, B_2 para las secciones 5.2.2 y 5.3. y tuvo un valor de **3.98 A**.

En el capítulo 5, sección 5.4. se analizó el rendimiento del filtro en función al inductor de acoplamiento para diferentes frecuencias y valores de máximos de rizado, en consecuencia, se calcularon diferentes valores para las bandas principales (ver Anexo II), la Figura 4-20 muestra las bandas de histéresis en función a las frecuencia de conmutación.

La Tabla 4-8 muestra los valores de ancho de banda calculados en función a la ecuación (2-45), esta ecuación a su vez es una función del inductor de acoplamiento, la tensión del bus DC, la tensión de fase de la fuente de suministro y la frecuencia de conmutación.

Tabla 4-8: Parámetros de diseño para el cálculo de las bandas de histéresis- Sección 5.4.

Sección 5.4					
B_1/B_2	$\Delta B(35\%)$	L	$v_{dc}/2$	v_{back}	f_s
7.21 A	2.52 A	0.66mH	550V	489.89V	12.5kHz
7.21 A	2.52 A	0.19mH	550V	489.89V	12.5kHz
7.21 A	2.52 A	0.33mH	550V	489.89V	25kHz
12.46 A	4.36 A	0.19mH	550V	489.89V	25kHz
7.21 A	2.52 A	0.16mH	550V	489.89V	50kHz
12.46 A	4.36 A	0.09mH	550V	489.89V	50kHz

Los valores calculados en la Tabla 4-8 deben acondicionarse para poder ingresarse en el código de Matlab. La Tabla 4-9 muestra los valores acondicionados.

Tabla 4-9: Parámetros acondicionados de las bandas de histéresis- Sección 5.4.

Sección 5.4			
B_1/B_2	$\Delta B(35\%)$	$\pm ub$	$\pm ib$
7.21 A	2.52 A	4.87 A	2.34 A
7.21 A	2.52 A	4.87 A	2.34 A
7.21 A	2.52 A	4.87 A	2.34 A
12.46 A	4.36 A	8.41 A	4.05 A
7.21 A	2.52 A	4.87 A	2.34 A
12.46 A	4.36 A	8.41 A	4.05 A

La Figura 4-20, correlacionada con la Figura 4-19, muestra valores de banda calculados para distintas frecuencias de conmutación, de la grafica se puede inferir que las bandas de histéresis están en función al rizado de corriente del inductor, a medida que se incrementó el rizado de corriente, el ancho de banda aumentó para un mayor rango de frecuencias, en contraparte, a medida que el rizado de corriente disminuyó, el ancho de banda también disminuyó, sin embargo, un menor rizado de corriente solo será realizable a altas frecuencias de conmutación. Una mayor frecuencia de conmutación reproducirá mejor las corrientes de compensación referenciales, en contraparte, una menor frecuencia afectará la calidad de la onda.

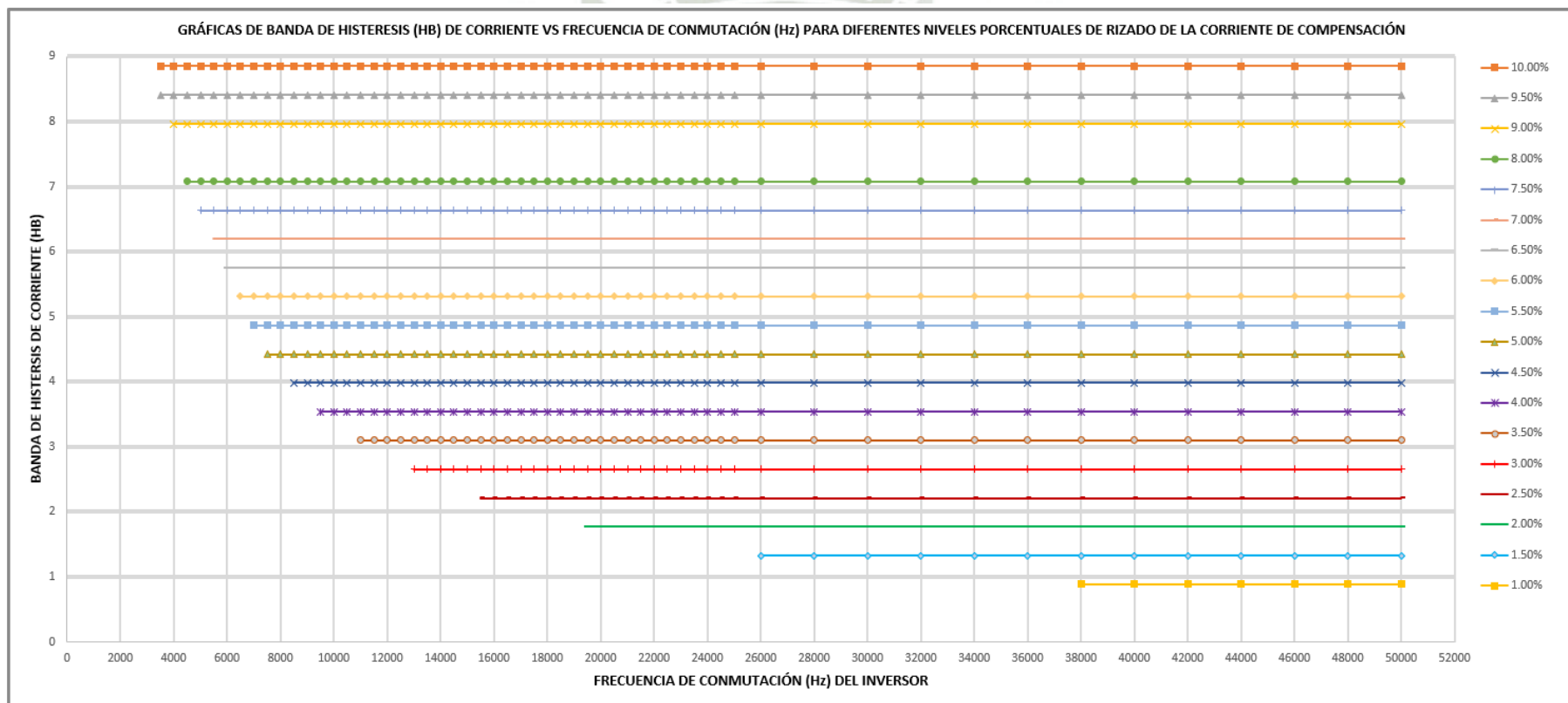


Figura 4-20: Graficas de Banda de Histéresis (HB) de corriente de conmutación (Hz) para diferentes niveles porcentuales de rizado de la corriente de compensación.

La Figura 4-21 muestra los controladores de Histéresis, el controlador recibe como entrada el error entre la corriente de referencia y la corriente medida, posteriormente, el error es procesado para cada línea a, b y c mediante el script de los Controladores de Histéresis para emitir dos salidas booleanas representadas por S_1 y S_2 , estas señales representan los pulsos de activación o desactivación de los IGBT's del inversor de tres niveles del filtro activo.

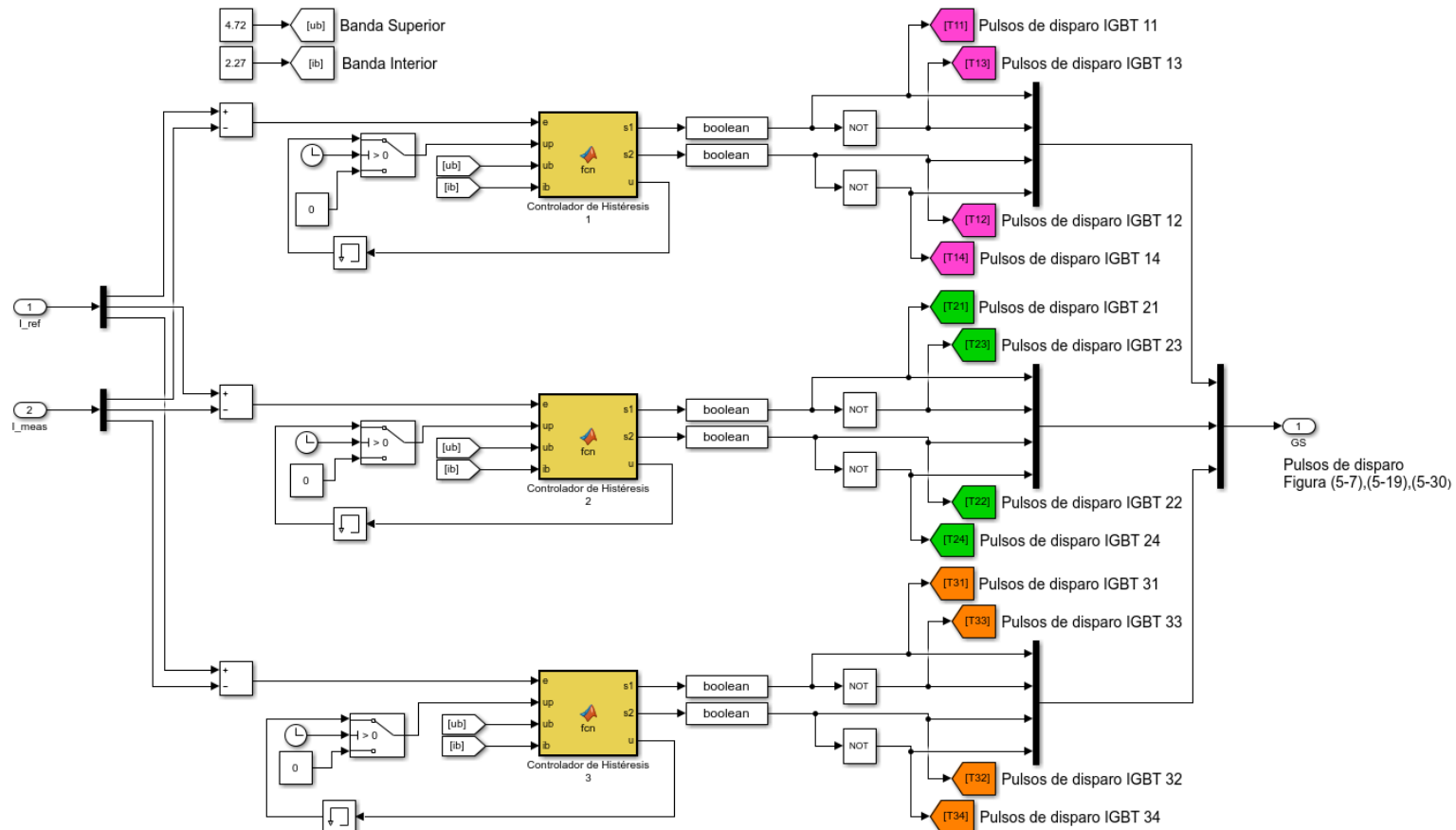


Figura 4-21: Esquema del Controlador Multinivel de Histéresis Trifásico para la generación de las corrientes referenciales.

El controlador de histéresis multibanda utiliza las bandas B_1, B_2 y ΔB acondicionadas previamente. El controlador utiliza la variable “ u ” para discernir el estado actual de salida del inversor, donde $u = 1(+VDC)$, $u = 0(0VDC)$ y $u = -1(-VDC)$. La variable u_p representa la última salida del inversor u . Todos los controladores inicializan la salida del inversor en $u_p = 0$ en Simulink. El controlador de histéresis fue basado en las siguientes reglas para la generación de pulsos de control de los IGBT's [69]:

- If $error \geq h$ entonces $u = 1$
- If $error \leq -\delta \ \& \ u_p = 1$ entonces $u = 0$
- If $error \leq -h$ entonces $u = -1$
- If $error \geq \delta \ \& \ u_p = -1$ entonces $u = 0$

Las reglas propuestas [69] para el controlador por histéresis fueron adaptadas para ser programadas en un script de Matlab. A continuación, se muestran las reglas adaptadas.

1. If $error \geq ib \ \& \ error < ub \ \& \ u_p = 0 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
2. If $error \geq ib \ \& \ error < ub \ \& \ u_p = 1 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
3. If $error \geq ib \ \& \ error < ub \ \& \ u_p = -1 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
4. If $error \geq ub \ \& \ u_p = 0 \rightarrow u = 1$, $S_1 = 1 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = +Vdc/2$
5. If $error \geq ub \ \& \ u_p = 1 \rightarrow u = 1$, $S_1 = 1 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = +Vdc/2$
6. If $error \geq ub \ \& \ u_p = -1 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
7. If $error \leq -ib \ \& \ error > -ub \ \& \ u_p = 0 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
8. If $error \leq -ib \ \& \ error > -ub \ \& \ u_p = 1 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
9. If $error \leq -ib \ \& \ error > -ub \ \& \ u_p = -1 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
10. If $error \leq -ub \ \& \ u_p = 1 \rightarrow u = 0$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$
11. If $error \leq -ub \ \& \ u_p = 0 \rightarrow u = -1$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 0 \rightarrow V = -Vdc/2$
12. If $error \leq -ub \ \& \ u_p = -1 \rightarrow u = -1$, $S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 0 \rightarrow V = -Vdc/2$

13. Otherwise

- a. $u=0, S_1 = 0 \ \& \ S_2 = 1 \rightarrow V = 0$

El código mostrado línea abajo pertenece a los Bloques del Controlador de Histéresis (sombreado en amarillo) de las líneas A, B y C de la Figura 4-21.

```
function [s1,s2,u] = fcn(e,up,ub,ib)
%e->error
%ib-> inner band
%ub-> upper band
%up-> last output state of the inverter
%u -> current output state of the inverter
%s1-> output state of IGBT T1 & T3
%s2-> output state of IGBT T2 & T4
if e>=ib && e<ub && up==0
    u=0;
    s1=0;
    s2=1;
else
    if e>=ib && e<ub && up==1
        u=0;
        s1=0;
        s2=1;
    else
        if e>=ib && e<ub && up==-1
            u=0;
            s1=0;
            s2=1;
        else
            if e>=ub && up==0
                u=1;
                s1=1;
                s2=1;
            else
                if e>=ub && up==1
                    u=1;
                    s1=1;
                    s2=1;
                else
                    if e>=ub && up==-1
                        u=0;
                        s1=0;
                        s2=1;
                    else
                        if e<=-ib && e>-ub && up==1
                            u=0;
                            s1=0;
                            s2=1;
                        else
                            if e<=-ib && e>-ub && up==0
                                u=0;
                                s1=0;
                                s2=1;
                            else
                                if e<=-ib && e>-ub && up==-1
                                    u=0;
                                    s1=0;
                                    s2=1;
                                else
                                    if e<=-ub && up==1
```

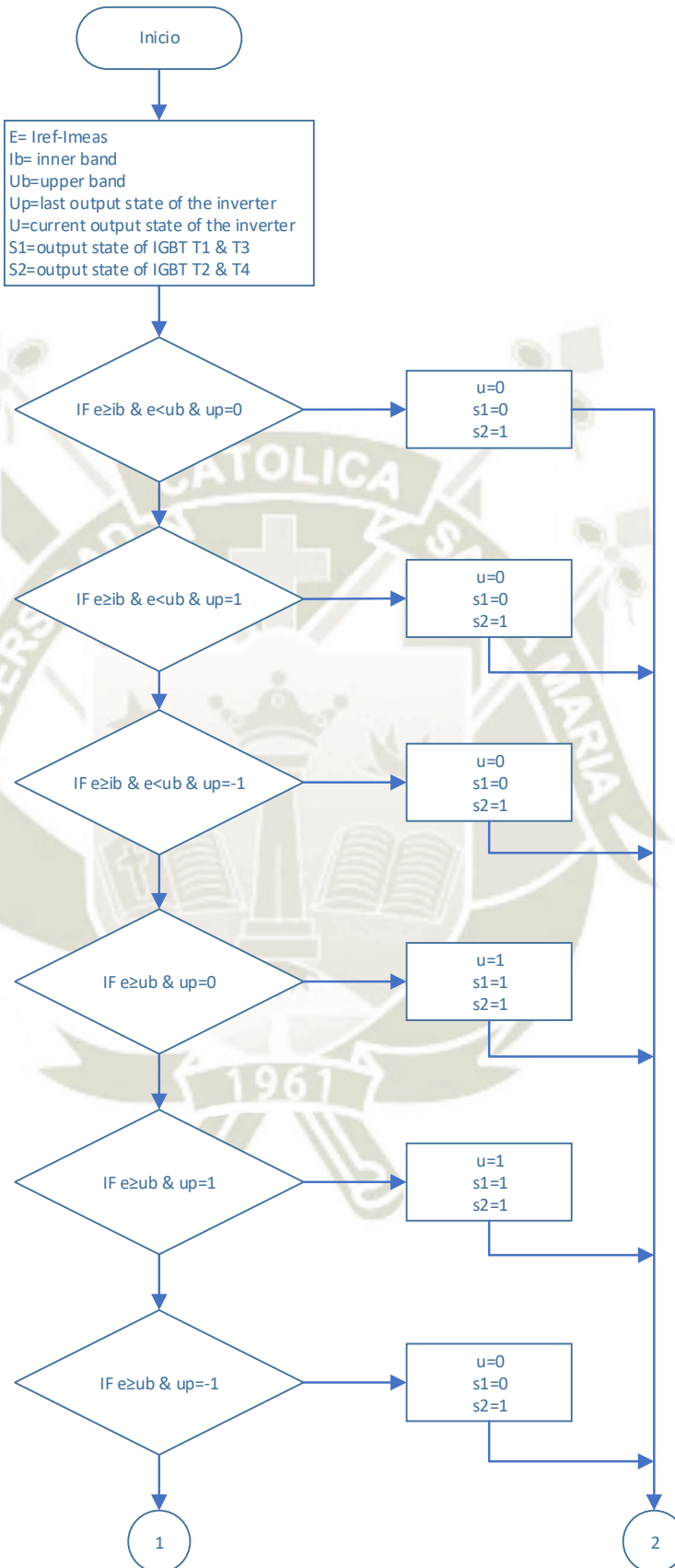



Figura 4-22:Diagrama de flujo del controlador por Histéresis-Parte I.

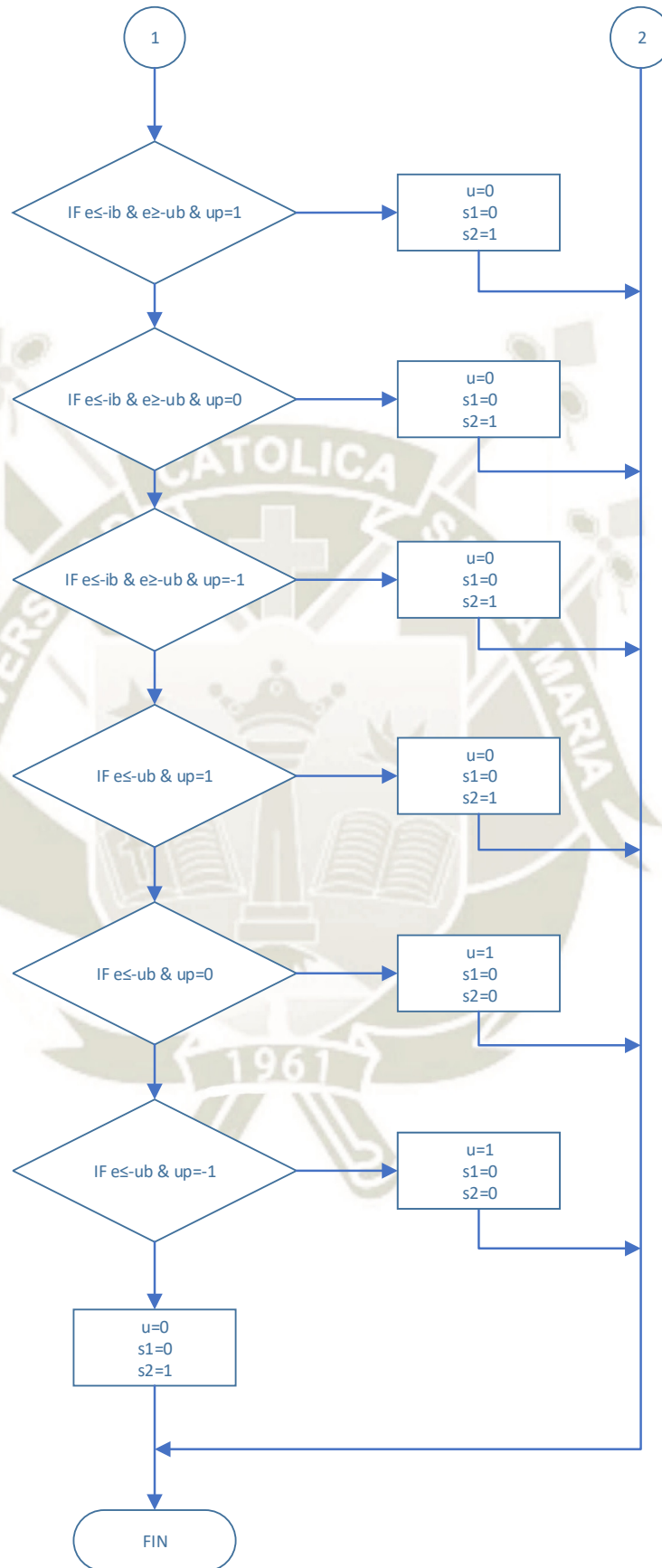


Figura 4-23: Diagrama de flujo del controlador por Histéresis-Parte II.

4.9. Diseño del Controlador PI del Bus DC del Inversor

En la Tabla 4-10 se muestra los parámetros proporcional-P e integral-I K_{pe} y K_{ie} respectivamente del controlador del bus de tensión DC del inversor de tres niveles. En el capítulo V, sección 5.5.1, el rendimiento del filtro activo se analizó en función a los parámetros del controlador PI del bus de tensión para una ganancia proporcional e integral de K_{pe} y $K_{ie} = K_{pe}/2$, con periodos de rizado de tensión de medio ciclo y diferentes niveles porcentuales de rizado de tensión de 1%, 2.5 y 5%, en consecuencia, se calcularon diferentes capacitancias. Ver Tabla 4-10.

Tabla 4-10: Parámetros Proporcional K_{pe} e Integral $K_{ie} = K_{pe}/2$ para periodo de rizado de $\frac{1}{2}$.

% Rizado Tensión	Rizado de Tensión (V)	Capacitancia(F)	$\frac{1}{2}$ ciclo de 60Hz	
			Kpe	Kie=Kpe/2
1.0%	11.0 (1.0%)	0.065607985	1.96823960	0.98411978
2.5%	27.5 (2.5%)	0.026243194	0.78729582	0.39364791
5.0%	55.0 (5.0%)	0.013121597	0.39364791	0.19682396

En el capítulo V, sección 5.5.2, se analizó el rendimiento del filtro activo en función a los parámetros del controlador PI del bus de tensión para una ganancia proporcional e integral de $2K_{pe}$ y $K_{ie} = K_{pe}$, con periodos de rizado de tensión de medio ciclo y un cuarto de ciclo y diferentes niveles porcentuales de rizado de tensión de 1%, 2.5 y 5%, en consecuencia, se calcularon diferentes capacitancias. Ver Tabla 4-11.

Tabla 4-11: Parametros Proporcional $2K_{pe}$ e Integral $K_{ie} = K_{pe}$ para periodo de rizado de $\frac{1}{2}$ y $\frac{1}{4}$ de ciclo.

% Rizado Tensión	Rizado de Tensión (V)	Capacitancia(F)	$\frac{1}{2}$ ciclo de 60Hz		$\frac{1}{4}$ ciclo de 60Hz	
			2Kpe	Kie=Kpe	2Kpe	Kie=Kpe
1.0%	11.0 (1.0%)	0.065607985	3.936479108	1.968239554	7.872958216	3.936479108
2.5%	27.5 (2.5%)	0.026243194	1.574591643	0.787295822	3.149183286	1.574591643
5.0%	55.0 (5.0%)	0.013121597	0.787295822	0.393647911	1.574591643	0.787295822

En el capítulo V, sección 5.5.3 y 5.5.4, se analizó el rendimiento del filtro activo en función a los parámetros del controlador PI del bus de tensión para una configuración K_{pe} y $K_{ie} = 2K_{pe}$ y un periodo de rizado de tensión de medio de ciclo respectivamente. Los análisis efectuados en las secciones 5.5.3 y 5.5.4 consideraron diferentes niveles porcentuales de rizado de tensión de 1%, 2.5 y 5%, por ende, se calcularon diferentes capacitancias para cada rizado.

Los parámetros PI para periodos de rizado de tensión de $\frac{1}{2}$ y $\frac{1}{4}$ de ciclo se muestran sombreados en color naranja y amarillo respectivamente en la Tabla 4-12.

Tabla 4-12: Parámetros Proporcional K_{pe} e Integral $K_{ie} = 2K_{pe}$ para un periodo de rizado de $\frac{1}{2}$ ciclo.

% Rizado Tensión	Rizado de Tensión (V)	Capacitancia (F)	$\frac{1}{2}$ ciclo de 60Hz	
			Kpe	Kie=2Kpe
1.0%	11.0 (1.0%)	0.0656085	1.9682396	3.9364791
2.5%	27.5 (2.5%)	0.0262432	0.7872958	1.5745916
5.0%	55.0 (5.0%)	0.0131216	0.3936479	0.7872958

En la Figura 4-24 se muestra el controlador PI implementado en Simulink-Matlab que controla el bus DC del inversor de tres niveles, el controlador basado en la potencia del capacitor recibe como entrada la diferencia cuadrática de la tensión referencial calculada previamente (1100^2) menos la tensión medida del bus (V_{dc}^2), posteriormente el controlador procesa la señal emitiendo una salida proporcional de la potencia requerida para mantener el bus del inversor constante.

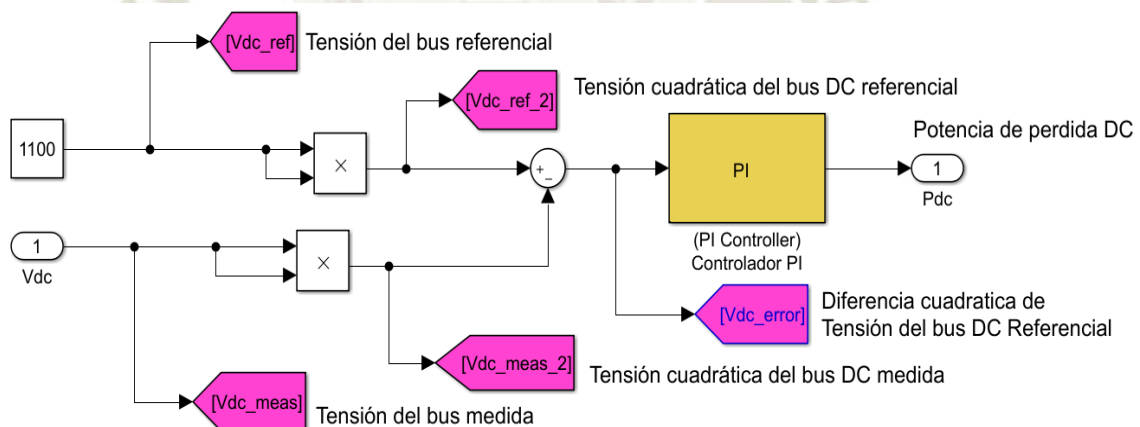


Figura 4-24: Esquema de control PI para el bus DC del inversor de Tres Niveles.

4.10. Diseño del Filtro Activo de Potencia Trifásico de 3-Niveles para compensación armónica de corrientes del convertidor de Empuje

A continuación, se muestra el diagrama eléctrico del filtro activo, los bloques sombreados (amarillo) fueron diseñados en las secciones previas (4-5:4-9), del motor del convertidor de Empuje fue modelado en la sección 4.3. como una carga RL. El diagrama fue simulado en Simulink-Matlab, los variables sombreadas de colores fueron graficadas para su posterior análisis en el Capítulo V, en su parte inferior se detalla el numero de la Figura donde se encontrará los resultados de la simulación. El filtro activo se conectó al convertidor vía shunt a la carga no lineal, el algoritmo de extracción armónica fue basado en el método de referencia síncrona para generar las corrientes de referencia, los pulsos de control fueron generados mediante un controlador de histéresis, para posteriormente ser enviados al inversor de tres niveles con neutro a tierra para generar las corrientes de compensación.

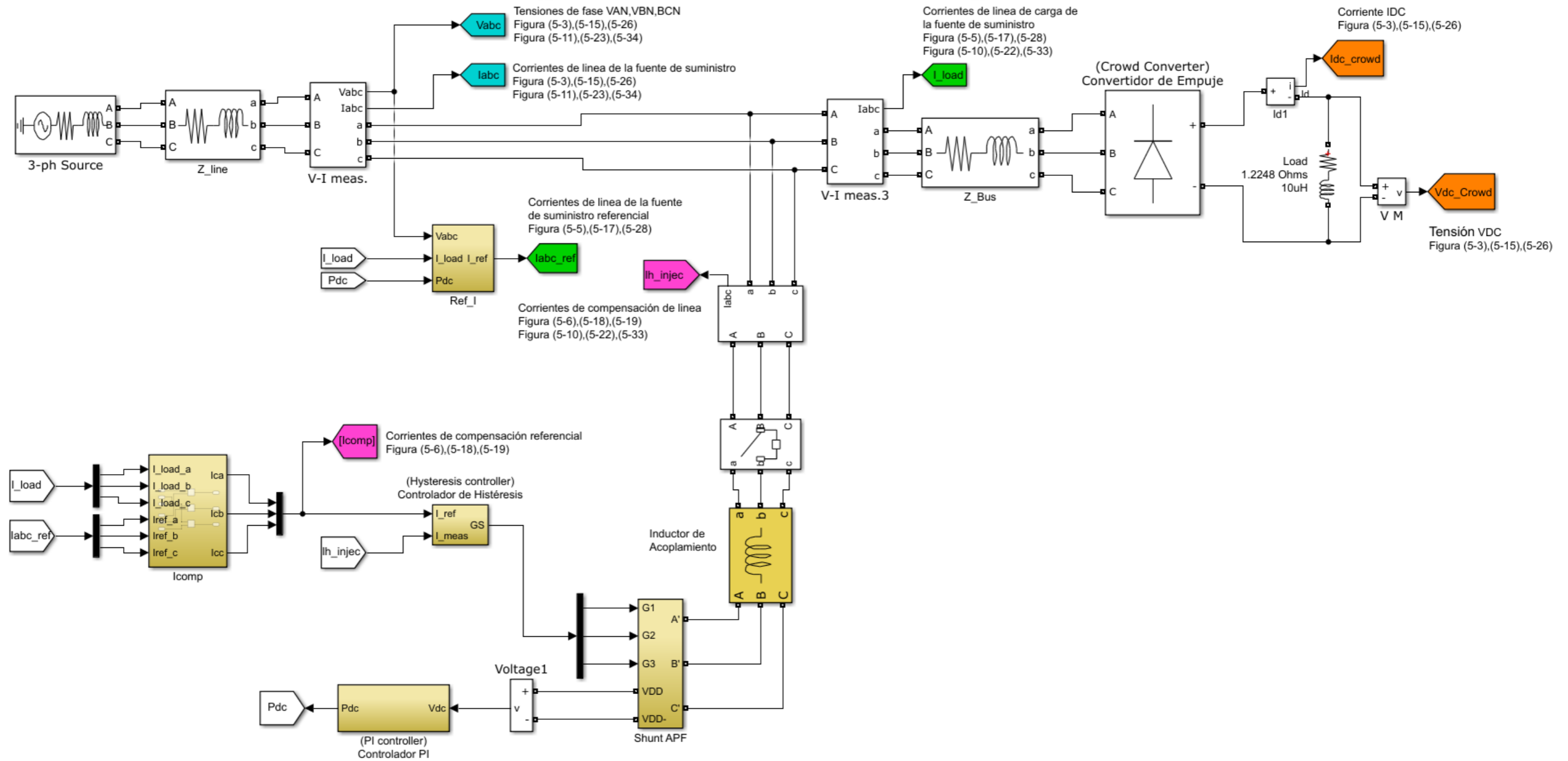


Figura 4-25: Diagrama eléctrico del Filtro Activo de Potencia Trifásico de Tres Niveles Tipo Shunt para compensación armónica de corrientes del Convertidor de Empuje (Crowd).

4.11. Diseño del Filtro Activo de Potencia Trifásico de 3-Niveles para compensación armónica de corrientes del convertidor de Empuje y Giro

A continuación, se muestra el diagrama eléctrico del filtro activo, los bloques sombreados (amarillo) fueron diseñados en las secciones previas (4-5:4-9), los motores del convertidor de Empuje y Giro fueron modelados en la sección 4.3. como carga RL. El diagrama fue simulado en Simulink-Matlab, los variables sombreadas de colores fueron graficadas para su posterior análisis en el Capítulo V, en su parte inferior se detalla el numero de la Figura donde se encontrará los resultados de la simulación. El filtro activo se conectó al convertidor vía shunt a las cargas no lineales, el algoritmo de extracción armónica fue basado en el método de referencia síncrona para generar las corrientes de referencia, los pulsos de control fueron generados mediante un controlador de histéresis, para posteriormente ser enviados al inversor de tres niveles con neutro a tierra para generar las corrientes de compensación.

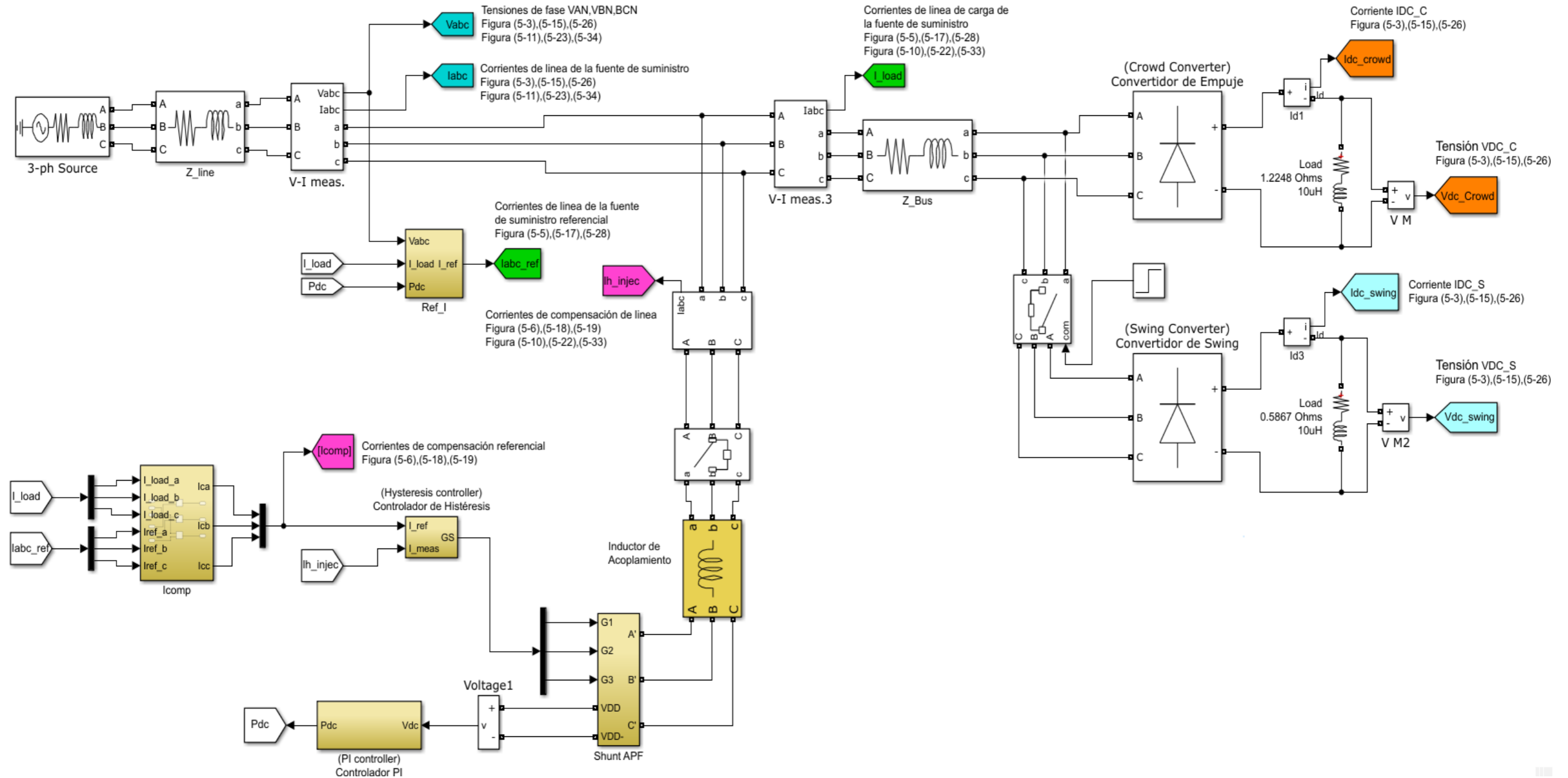


Figura 4-26: Diagrama eléctrico del Filtro Activo de Potencia Trifásico de Tres Niveles Tipo Shunt para compensación armónica de corrientes del Convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing).

Capítulo V

5. Resultados y Discusión

5.1. Introducción

En el presente capítulo se analizará el rendimiento del filtro activo, diseñado previamente en el Capítulo IV, variando los parámetros de diseño con el objetivo de evaluar la compensación de las corrientes armónicas utilizando el software SIMULINK de MATLAB. El parámetro de rendimiento del filtro activo para propósitos de comparativos será la Distorsión de Demanda Total-TDD de la corriente de línea de la fuente de suministro basado en el estándar de la IEEE 519-2014. El presente capítulo se divide en cinco partes fundamentales para el análisis del rendimiento del filtro activo. En la sección 5.2. se analizará el filtro activo en estado estable para compensar las corrientes armónicas del convertidor de Empuje y Giro. En la sección 5.3. se analizará el rendimiento del filtro bajo condiciones transitorias, para ello, se conmutará el convertidor de Giro a los 50ms adicional al convertidor de Empuje conmutado inicialmente. En la sección 5.4 se analizará la influencia del inductor de acoplamiento y la frecuencia de conmutación del inversor en el rendimiento del filtro activo para compensar las corrientes armónicas del convertidor de Empuje. En la sección 5.5. se analizará el rendimiento del filtro para compensar las corrientes armónicas del convertidor de Empuje utilizando un controlador proporcional-integral PI para la carga y regulación de tensión de los capacitores del bus DC en lugar de fuentes de tensión DC ideales utilizadas en las secciones previas 5.2.,5.3 y 5. 4.. En la sección 5.6. se analizará el rendimiento del filtro activo bajo condiciones de tensión de fuente de suministro no ideales – desbalanceado para compensar las corrientes armónicas del convertidor de Empuje y Giro.

5.2. Análisis del filtro activo en estado estable

En análisis de la sección 5.2.1 se realizó vía Simulink-Matlab considerando las tensiones trifásicas de la fuente de suministro balanceadas. El convertidor de Empuje se modeló como un rectificador no controlado de 6-pulsos. A continuación, la Tabla 5-1 muestra los parámetros de simulación de la Pala, del filtro activo y del motor del convertidor de Empuje (Crowd) modelado como una carga RL.

Tabla 5-1: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.

SÍMBOLO	DESCRIPCIÓN	VALOR
V_s	Tensión Línea - Línea	600VAC
f	Frecuencia	60 Hz
R_T	Resistencia interna de la fuente de suministro	0.001 Ω
L_T	Inductancia interna de la fuente de suministro	1 μH
R_L	Resistencia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	0.010 Ω
L_L	Inductancia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	1 μH
R_{LC}	Resistencia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	0.001 Ω
L_{LC}	Inductancia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	1 μH
R_B	Resistencia interna del breaker	10 $\mu\Omega$
C_{BS}	Capacitancia del snubber del convertidor	1 μF
R_{BS}	Resistencia del snubber del convertidor	100 K Ω
R_{on}	Resistencia interna del diodo del convertidor	0.1 Ω
V_f	Caída de tensión en el diodo del convertidor	0.8V
R_C	Resistencia devanado de armadura de Crowd (valor asumido)	1.2248 Ω
I_C	Inductancia devanado de armadura de Crowd (valor asumido)	10 μH
HB	Banda de Histéresis	6.994
ΔB	Delta de Histéresis de Banda	2.448
V_{DC}	Bus DC del inversor de tres niveles	1100 VDC
R_{din}	Resistencia interna del diodo del inversor	0.001 V
V_{din}	Caída de tensión en el diodo del inversor	0.8 V
C_{SDI}	Capacitancia del snubber del diodo del inversor	0.250 μF
R_{SDI}	Resistencia del snubber del diodo del inversor	500 Ω
R_{IGBT}	Resistencia interna del IGBT del inversor	0.001 Ω
R_{S-IGBT}	Resistencia del snubber del IGBT del inversor	100 K Ω
L_c	Inductancia de acoplamiento del inversor	0.190 mH
f_s	Frecuencia de conmutación del inversor	50KHz

5.2.1. Carga Resistiva-Inductiva RL del convertidor de Empuje

La Figura 5-1-a muestra la corriente de la línea de la fuente de suministro I_{SA} , el circuito simulado corresponde a la Figura 5-23, el análisis de la Distorsión de Demanda Total – TDD de la onda de corriente fue realizado utilizando la herramienta de análisis de la Transformada de Fourier Rápida FFT de SIMULINK. El histograma de la Figura 5-1-b mostró claramente la ausencia del tercer armónico en la forma de onda de corriente de la fuente de suministro, se observó que los armónicos predominantes para un convertidor no controlado de 06 pulsos son el 5to y 7mo armónico, seguidamente de los armónicos de orden 11,13,15,17 y 19 con magnitudes superiores al 4% establecidas por la IEEE 519-2014 para armónicos individuales, adicionalmente, el TDD fue de 29.78% sin ningún tipo de compensación armónica y/o reactiva. Los armónicos de corriente a partir del orden 23 en adelante fueron inferiores al 4% con una tendencia decreciente a mayores ordenes armónicos. Es importante indicar que los armónicos de corriente variarán en una aplicación real de una Pala 4100XPC DC debido a que los convertidores usados para los motores son rectificadores de onda controlados por fase, por ende, se requerirá mayor análisis para determinar el comportamiento de la Pala bajo condiciones de carguío dinámicas, este tipo de análisis no se contempló en la presente tesis.

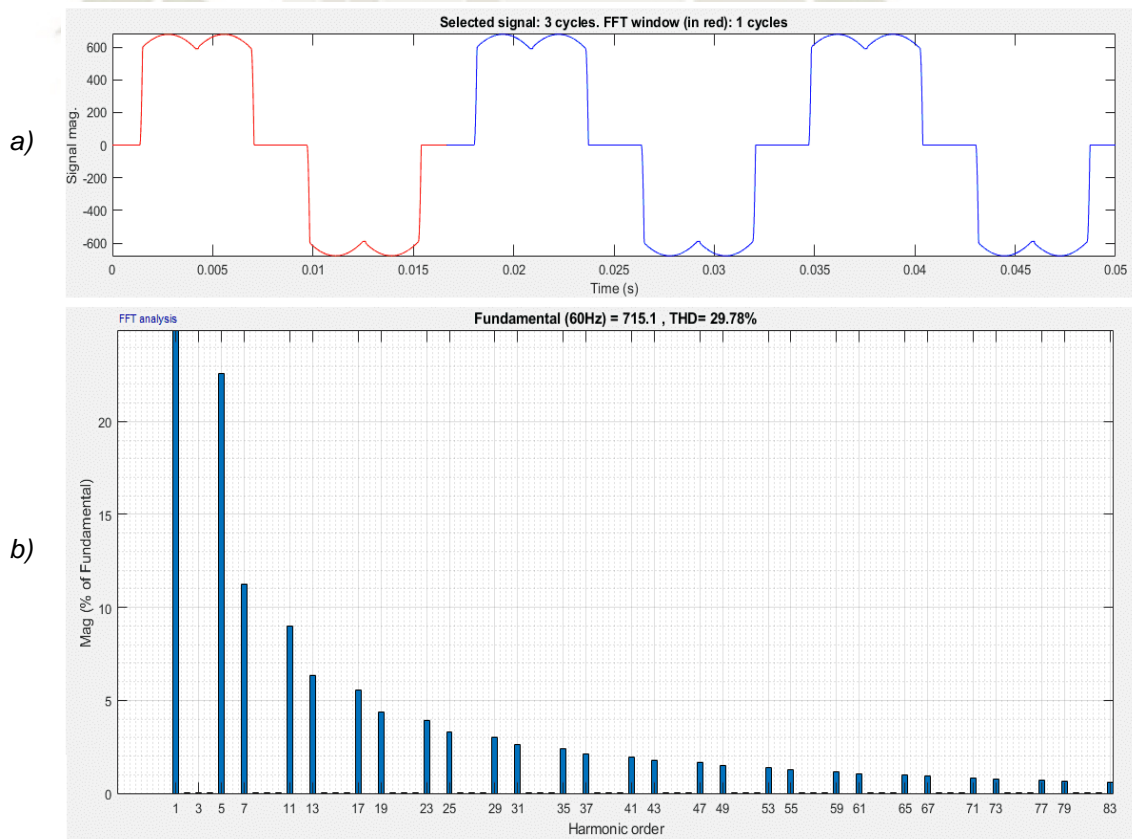


Figura 5-1: a) Corriente de línea “A” de la fuente de suministro, b) Espectro armónico de la corriente de la corriente de línea.

La Figura 5-2-a) muestra la potencia activa instantánea de la carga (fucsia) 491KVA peak y la potencia activa directa (azul). La potencia activa instantánea contiene una potencia directa (fundamental) y una alternante (armónica), la señal azul representa la potencia activa directa (fundamental) procesada y/o filtrada. La potencia directa registrada fue de 448 KW. La Figura 5-2-b) representa la corriente directa referencial de la fuente de suministro I_{sm}^* y registró un valor de 618 amperios y fue calculada mediante la ecuación (2-37), esta corriente está conformada por dos corrientes I_{smp}^* e I_{smd}^* , el primer término representa la corriente directa fundamental de la carga y fue calculada mediante la ecuación (2-36), el segundo término representa la corriente referencial requerida por los capacitores del inversor para mantener constante el bus DC, un controlador PI, basado en energía (sección 2.12), regula la corriente del bus DC indirectamente, sin embargo, la pérdida de potencia de compensación para la simulación fue nula debido a que las fuentes de tensión DC se consideraron ideales.

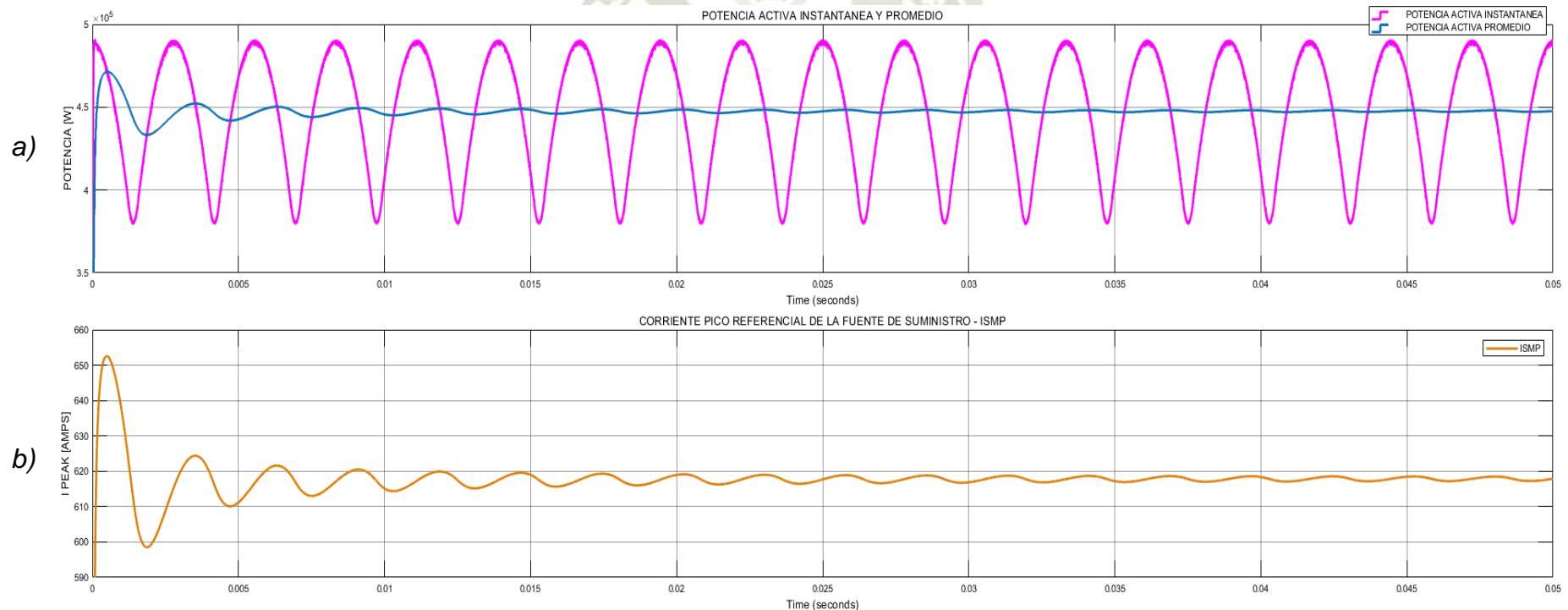


Figura 5-2-a) Potencia activa instantánea (fundamental y armónica) y potencia activa directa (fundamental), b) Corriente pico de la fuente de suministro- I_{smp}^* .

La Figura 5-3-a) muestra la tensión de fase la fuente de suministro, en “b)” se muestra las corrientes de línea de la fuente de suministro, en “c)” se muestra la tensión y corriente DC de carga del convertidor de Crowd. La tensión de fase registrada fue de 341VRMS. La corriente de línea registrada fue de 453 amperios RMS. La corriente DC del convertidor de Empuje (Crowd) registrada fue de 560 amperios RMS.

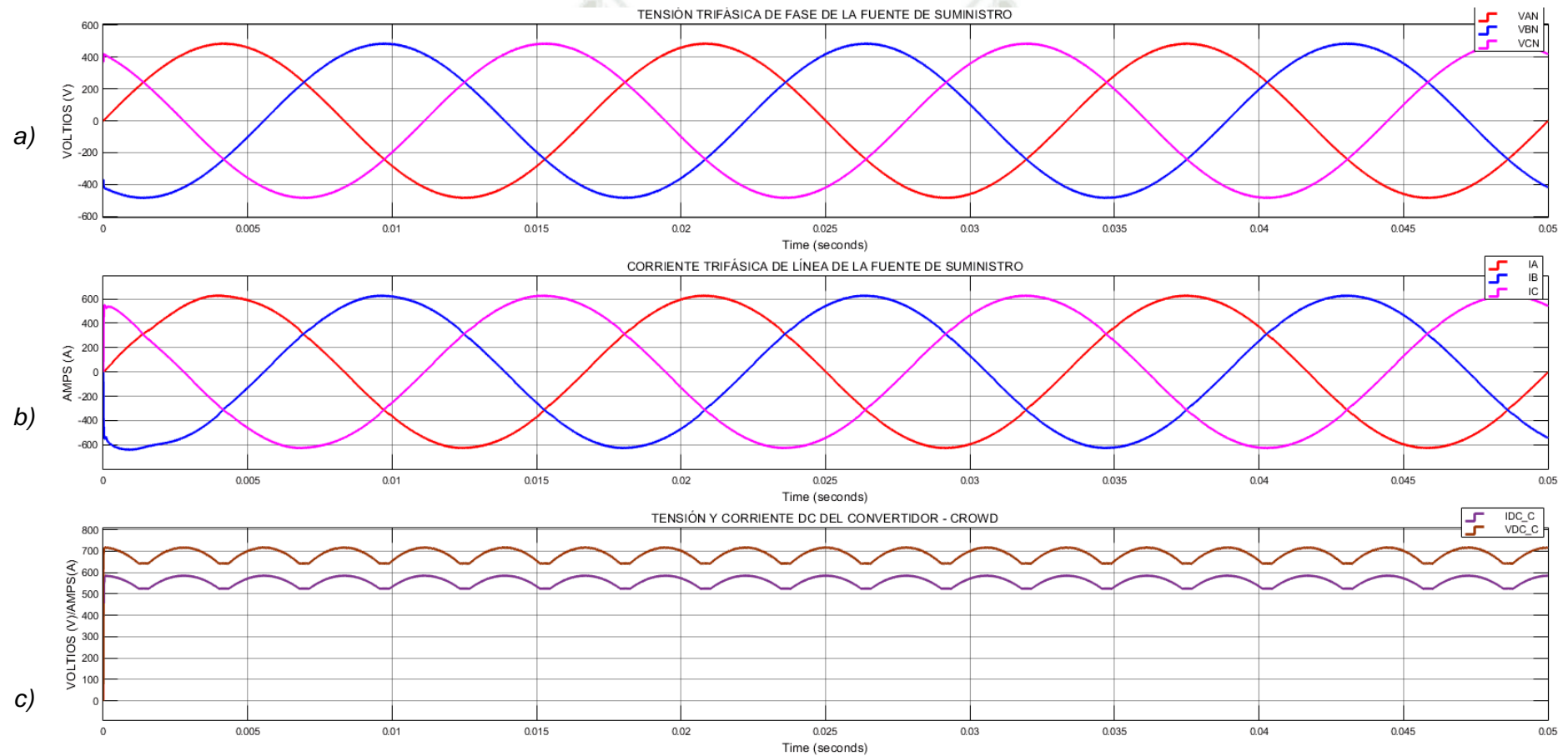


Figura 5-3:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro VAN,VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA,IB e IC, c) Tensión VDC_C y Corriente IDC_C del Convertidor de Empuje(Crowd).

La Figura 5-4-a) muestra la tensión pico de fase de la fuente de suministro filtrada (fucsia) $V_{SM} = 483V$; las tres figuras inferiores b), c) y d) representan las sinusoides unitarias de corriente referenciales i_{ua} , i_{ub} y i_{uc} de la ecuación (2-38), para posteriormente multiplicarse a la corriente directa $I_{sm}^* = 618 \text{ amps} - \text{peak}$ de la ecuación (2-37) para generar las corrientes de línea referenciales de la fuente de suministro i_{sa}^* , i_{sb}^* y i_{sc}^* de la ecuación (2-39) desplazadas entre si 120° .

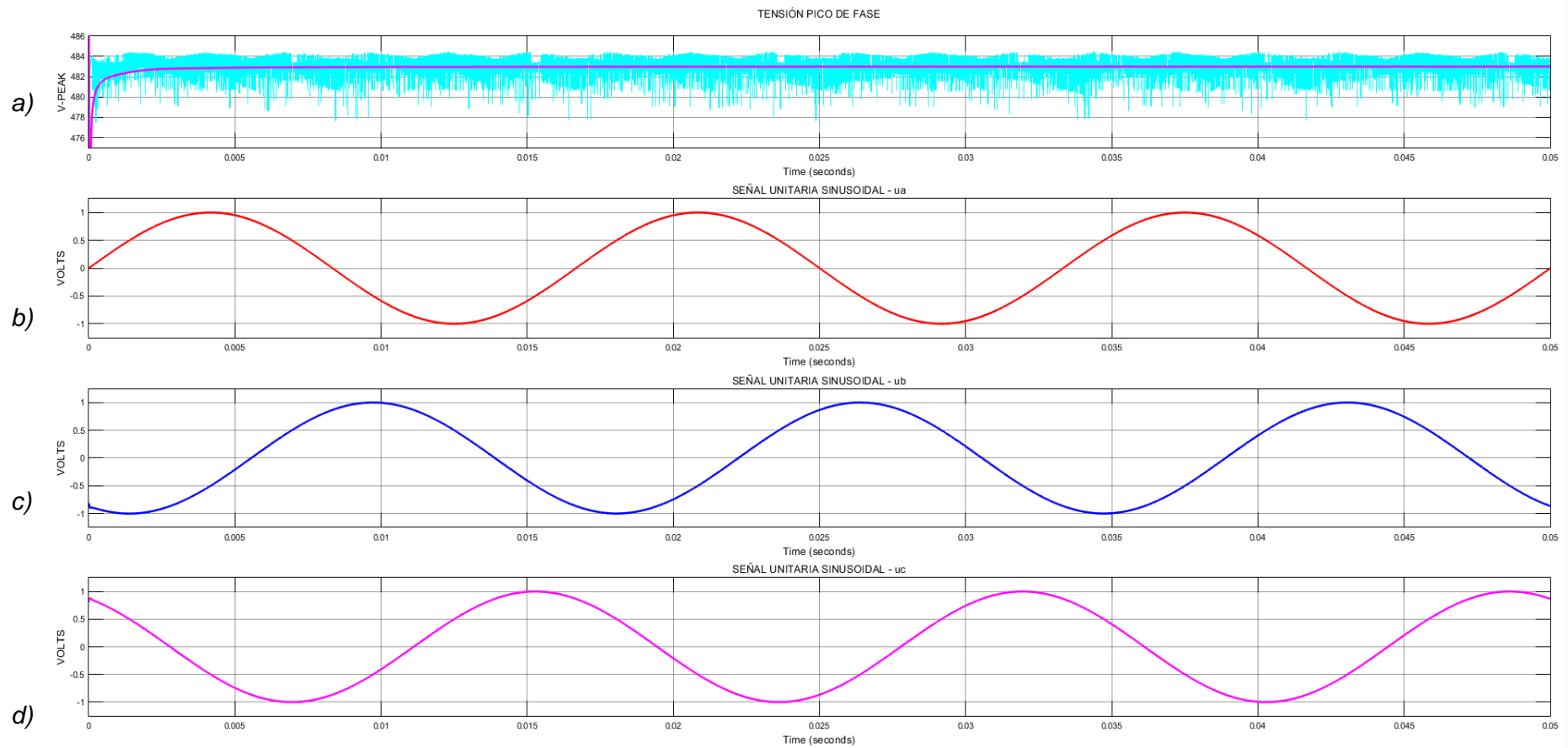


Figura 5-4-a): Tensión pico de fase de la fuente de la fuente de suministro y b), c) y d) sinusoides unitarias referenciales de la fuente de suministro.

La Figura 5-5 muestra las corrientes de línea del convertidor de Empuje (Crowd) de 453 amperios RMS superpuesta a las corrientes de línea referencial (senoidal) de la fuente de suministro de 436 amperios RMS calculadas mediante la ecuación (2-39). Las corrientes de línea referenciales experimentaron una leve distorsión durante los primeros 5ms debido al pico de potencia directa - Figura 5-2-a) experimentado en ese lapso de tiempo. Las corrientes de línea referenciales fueron de naturaleza senoidal @ 60Hz.

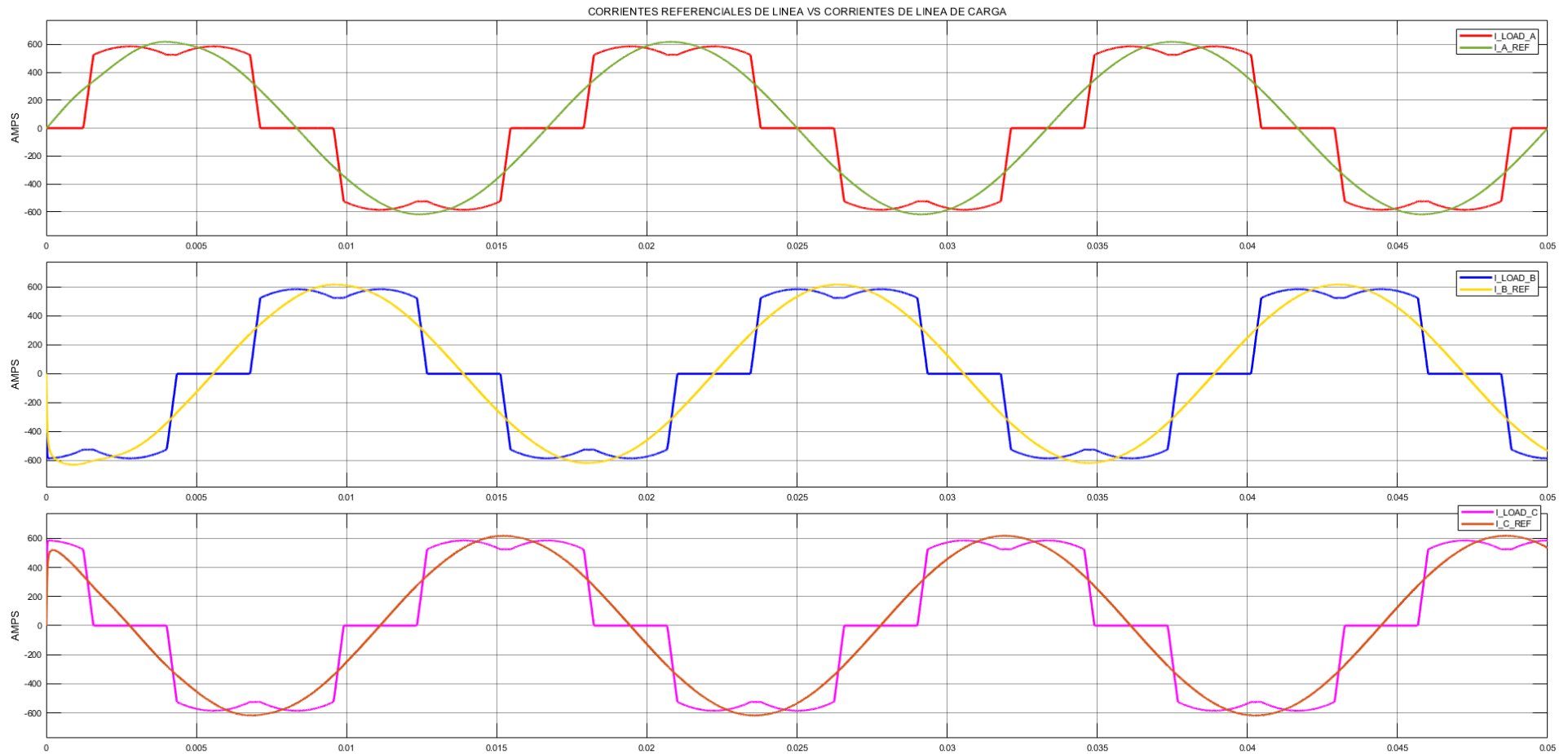


Figura 5-5: Corriente de línea de carga de la fuente de suministro $I_{LOAD_A/B/C}$ vs Corrientes de línea de la fuente de suministro referenciales I_{A_REF} , I_{B_REF} y I_{C_REF} .

La Figura 5-6 muestra las corrientes de compensación referencial calculadas mediante la ecuación (2-40) y las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles. Las corrientes generadas por el inversor reprodujeron correctamente las corrientes referenciales de 121 amperios RMS, estas corrientes fueron inyectadas a las corrientes de carga de línea de la fuente de suministro-Figura 5-5 ($I_{LOAD_A/B/C}$) de los convertidores de Empuje. Las corrientes de compensación experimentaron una leve distorsión durante los primeros 50ms debido a pico de potencia directa - Figura 5-2-a) experimentado en ese lapso de tiempo.

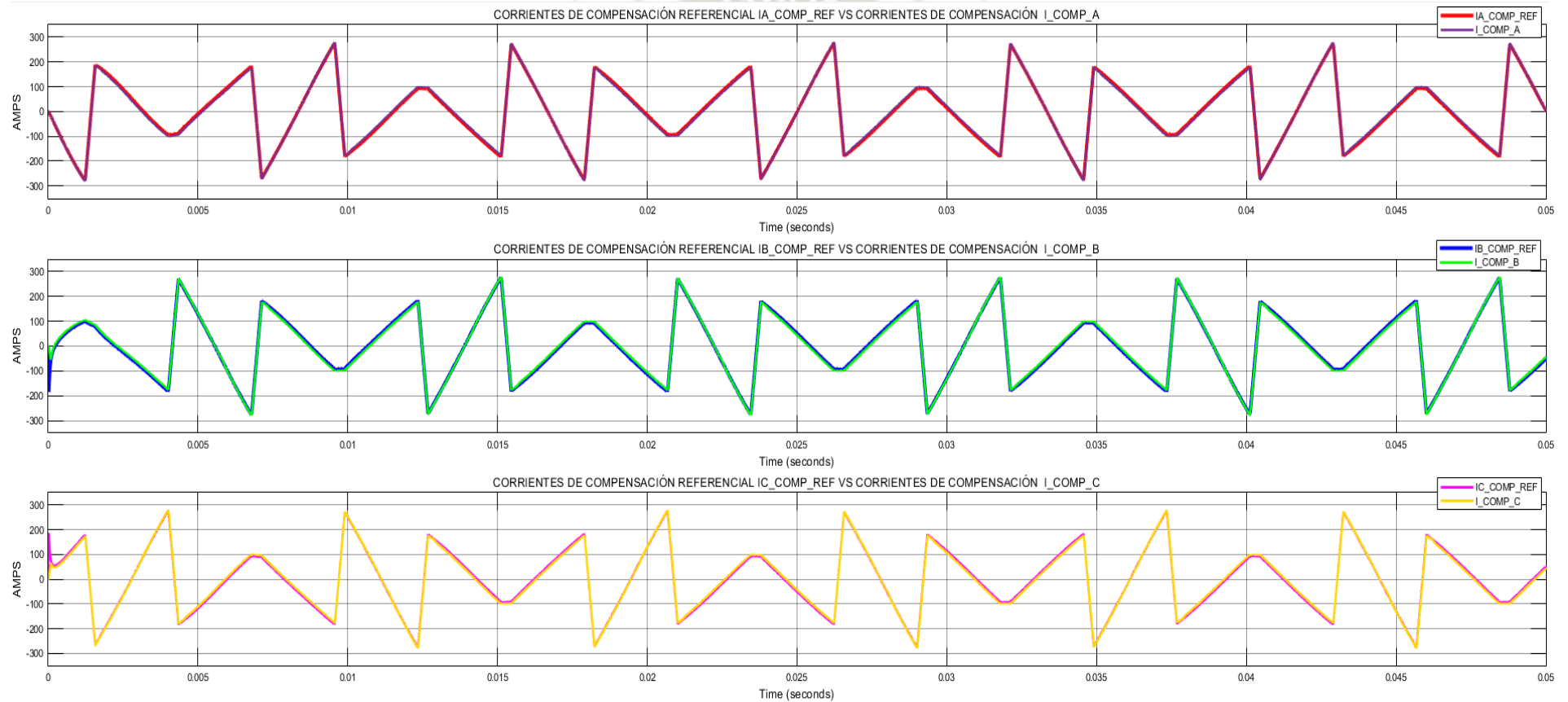


Figura 5-6: Corrientes de compensación referencial $I_{A_COMP_REF}$, $I_{B_COMP_REF}$ y $I_{C_COMP_REF}$ vs corrientes de compensación de línea de $I_{COMP_A/B/C}$.

La Figura 5-7 muestra las señales de pulsos de disparo para $\frac{1}{4}$ de ciclo de la frecuencia de la red de 60Hz que fueron generados por el controlador de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor de tres niveles para compensar las corrientes de línea “A”, “B” y “C” del convertidor de Empuje. Las señales de compuerta T11 y T13, T21 y T23 y T31 y T33 para los IGBT’s son complementarias, así como también las señales T12 y T14, T22 y T24 y T32 y T34 (ver (4-1)).

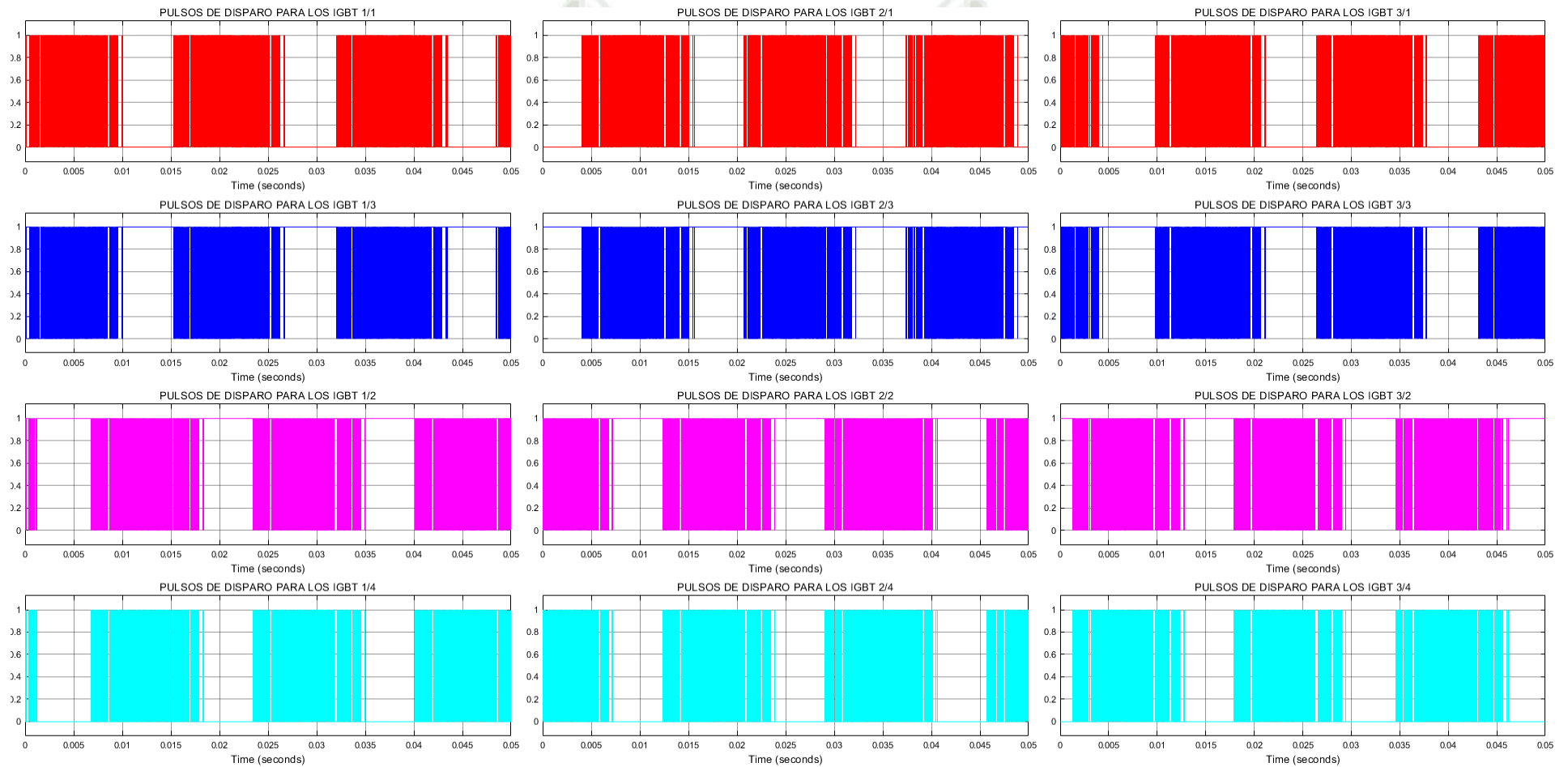


Figura 5-7: Pulsos de disparo generados por los controladores de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor.

La Figura 5-8 muestra las tensiones de fase de salida del inversor respecto a tierra VA'M, VB'M y VC'M (Ver Figura 4-17). La tensión de salida por cada fase oscila entre $V_{dc}/2(550V)$, 0 y $-V_{dc}/2(-550V)$. El tiempo graficado corresponde a 0.05s.

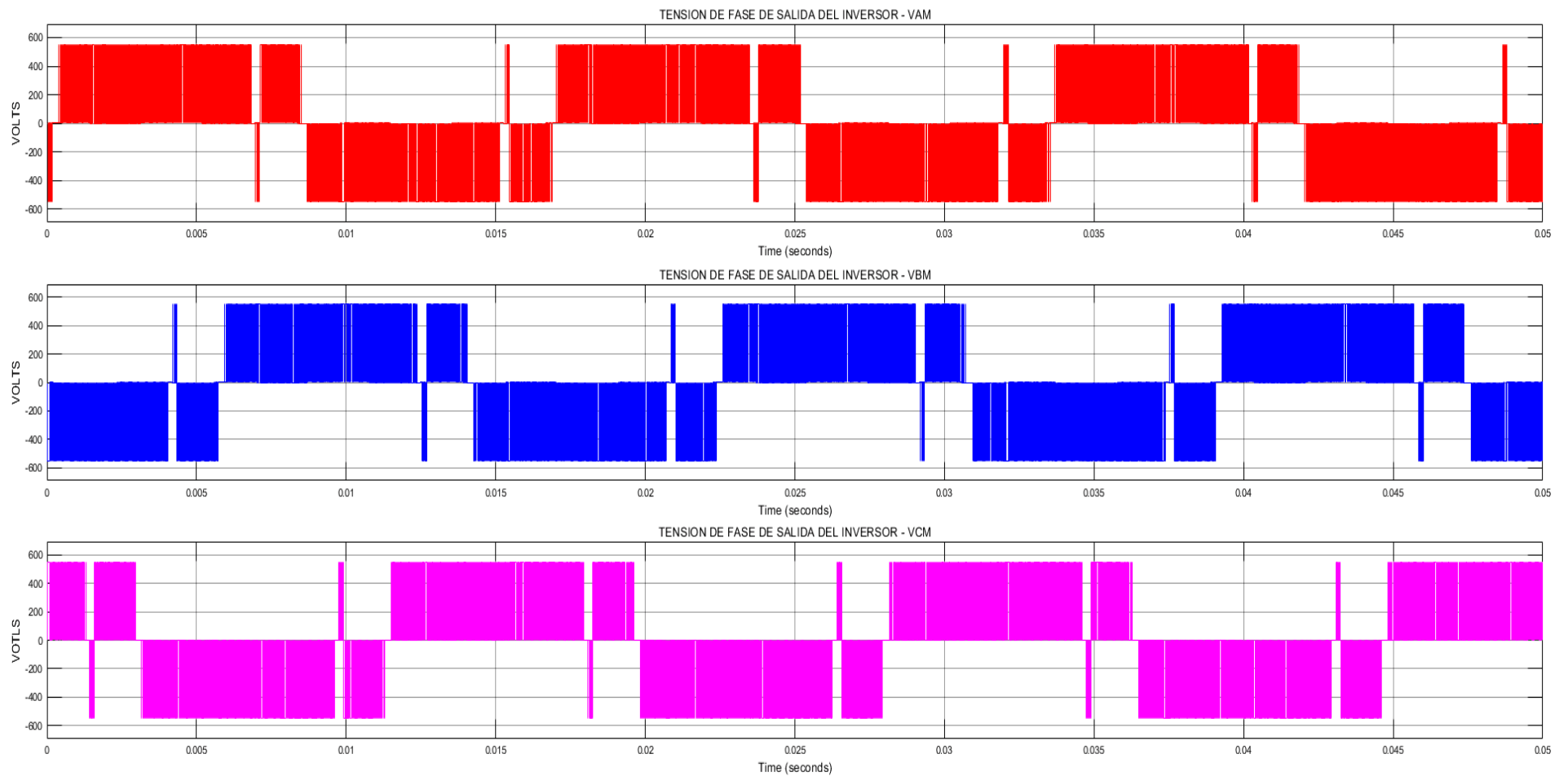


Figura 5-8: Tensión de fase respecto a tierra VA'M, VB'M y VC'M.

La Figura 5-9 muestra las tensiones de línea compuestas por las tensiones de fase VA'B', VB'C' y VA'C' proporcionadas por el bus DC del inversor de tres niveles. Las tensiones de línea salida están conformadas por las tensiones entre fases (Figura 5-8) generadas por el inversor de tres niveles y oscilan entre $V_{dc}(1100V)$, $V_{dc}/2(550V)$, 0 , $-V_{dc}/2(-550V)$ y $-V_{dc}(-1100V)$. El tiempo graficado corresponde a 0.05s.

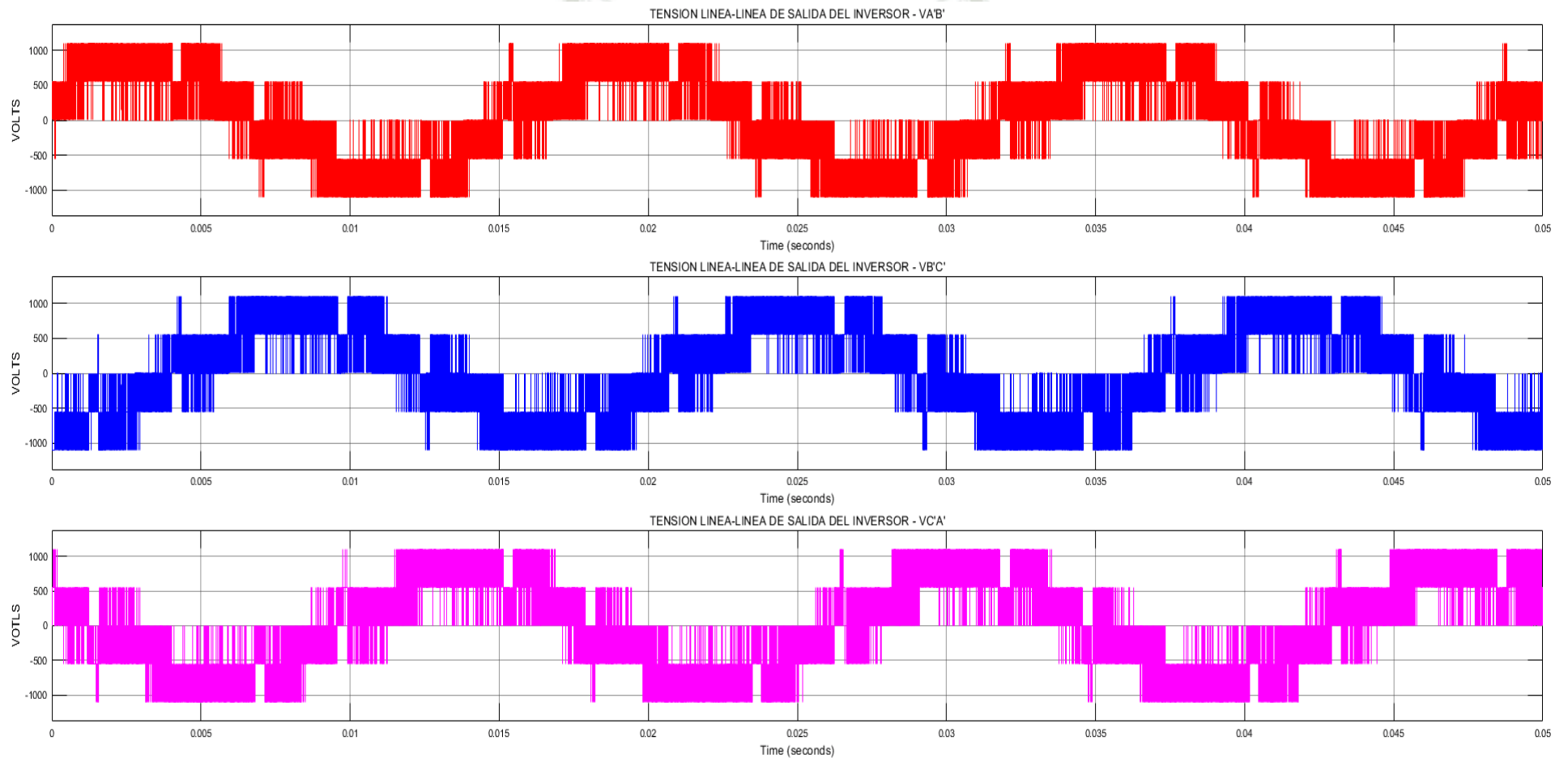


Figura 5-9: Tensiones de línea a línea VA'B', VB'C' y VA'C'.

La Figura 5-10 muestra las corrientes de línea de la fuente de suministro (compensadas) vs las corrientes de línea del Convertidor de Empuje (Crowd) vs las corrientes de compensación generadas por el inversor. La corriente de compensación de 121 amperios RMS fue inyectada para cada corriente de línea de 453 amperios RMS del convertidor de Empuje (Crowd), reproduciendo así, las formas de onda de corriente senoidales de línea de 436 amperios RMS en fase con la forma de onda de tensión de fase de la fuente de suministro. Las corrientes de línea trifásicas son de igual amplitud y están desplazadas entre sí 120°.

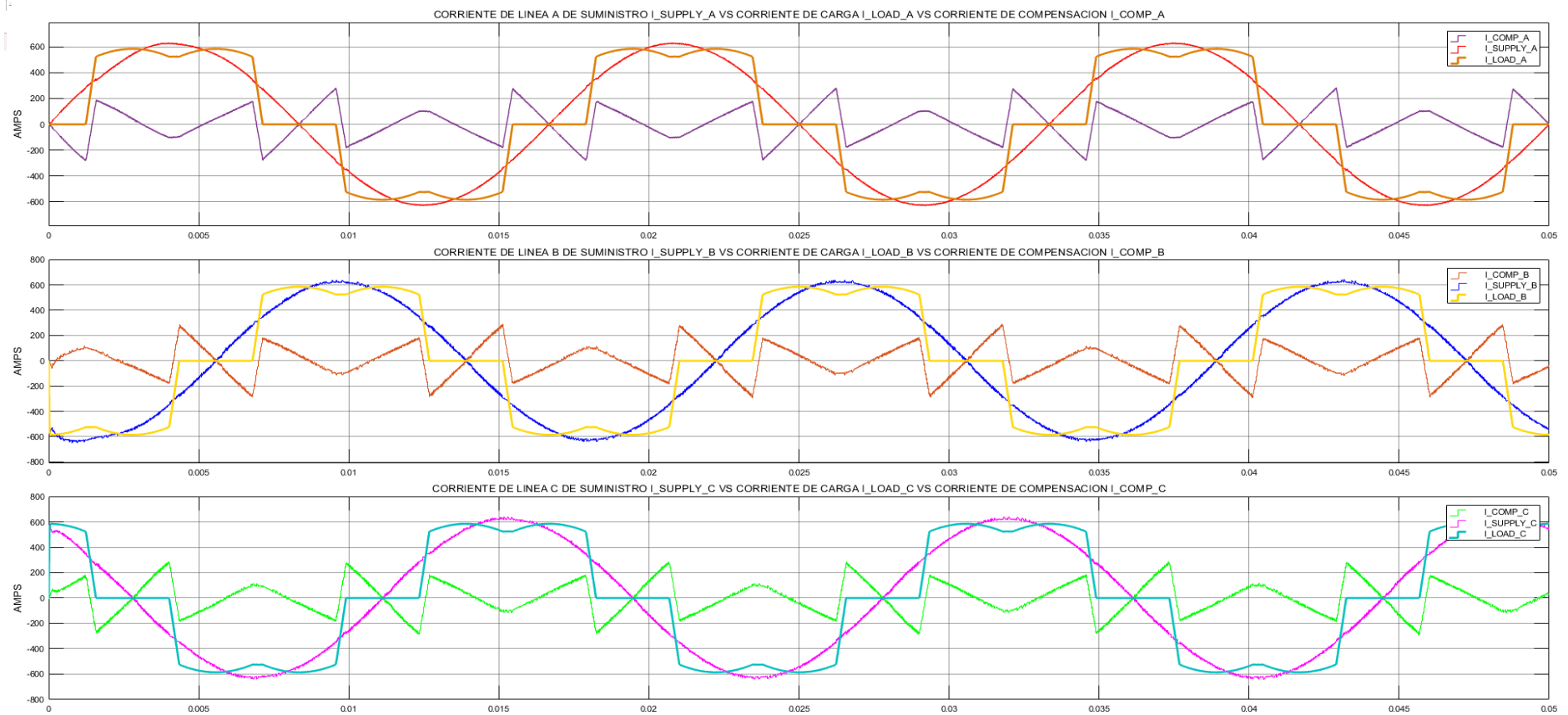


Figura 5-10: Corrientes de línea de la fuente de suministro $I_SUPPLY_A/B/C$ vs corrientes de línea de carga del convertidor de Empuje (Crowd) $I_LOAD_A/B/C$ vs corrientes de compensación $I_COMP_A/B/C$.

La Figura 5-11 muestra las tensiones de fase (VAN, VBN y VCN – 483 V_{peak}/342 RMS) y las corrientes de línea (I_{supply_A/B/C}-627 I_{peak}/442 RMS) de la fuente de suministro, ambas formas de onda están en fase entre sí. De la Figura 5-11 se puede deducir que el factor de potencia es muy cercano a la unidad. Las corrientes se mostraron levemente distorsionadas durante los primeros 5ms, debido a pico de potencia directa - Figura 5-2-a) experimentado en ese lapso de tiempo, posteriormente, la potencia directa entró en estado estacionario, en consecuencia, las corrientes de línea mantuvieron una forma de onda senoidal para el resto de ciclos simulados.

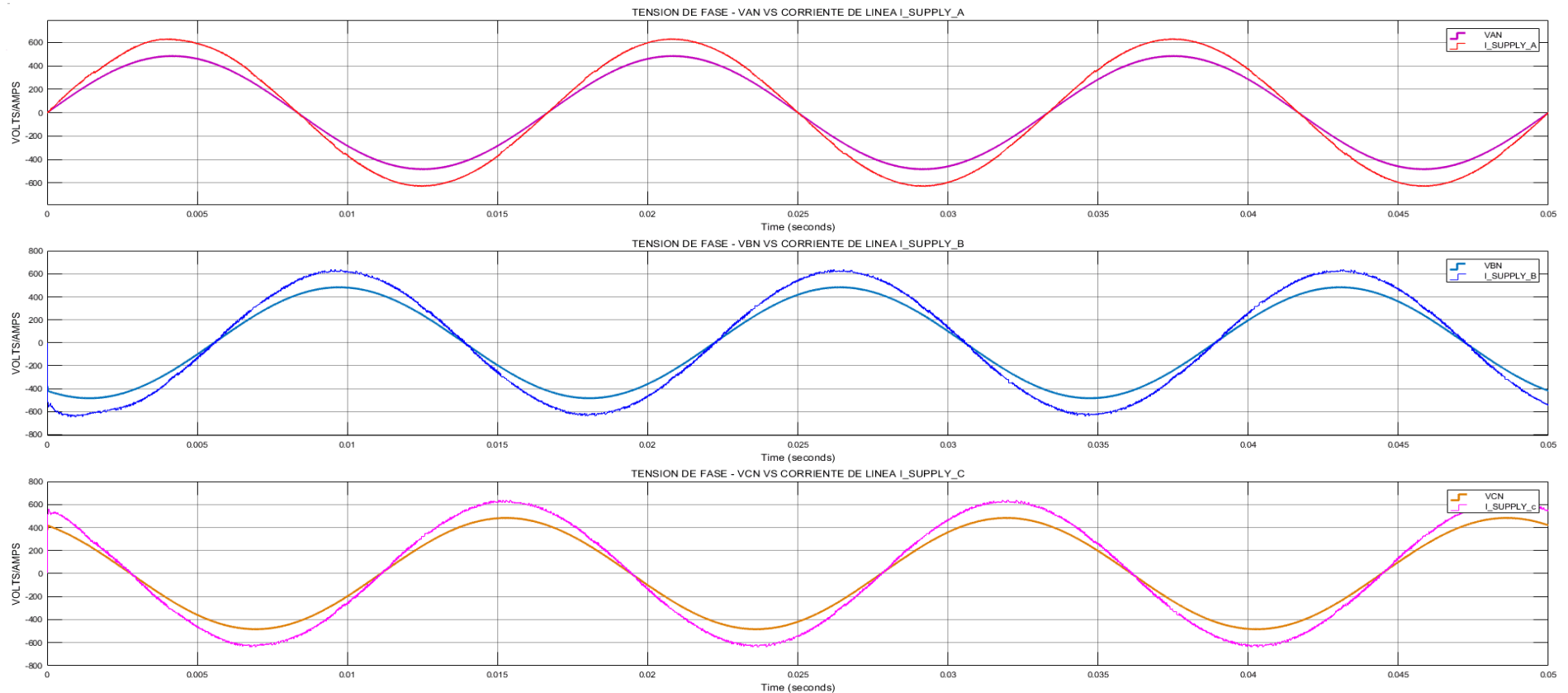


Figura 5-11: Tensiones de fase VAN, VBN y VCN y corrientes de línea de la fuente de suministro I_SUPPLY_A/B/C.

5.2.1.1 Discusión de los Resultados

La Figura 5-12 muestra el histograma de los armónicos de la corriente de línea compensada de la fuente de suministro. La distorsión armónica de las formas de onda de las corrientes de línea de la fuente de suministro “A”, “B” y “C” registrados fueron de 0.93%, 2.05% y 1.95% respectivamente. En general, la distorsión no superó el límite del 5% del TDD establecido por la IEEE 519-2014.

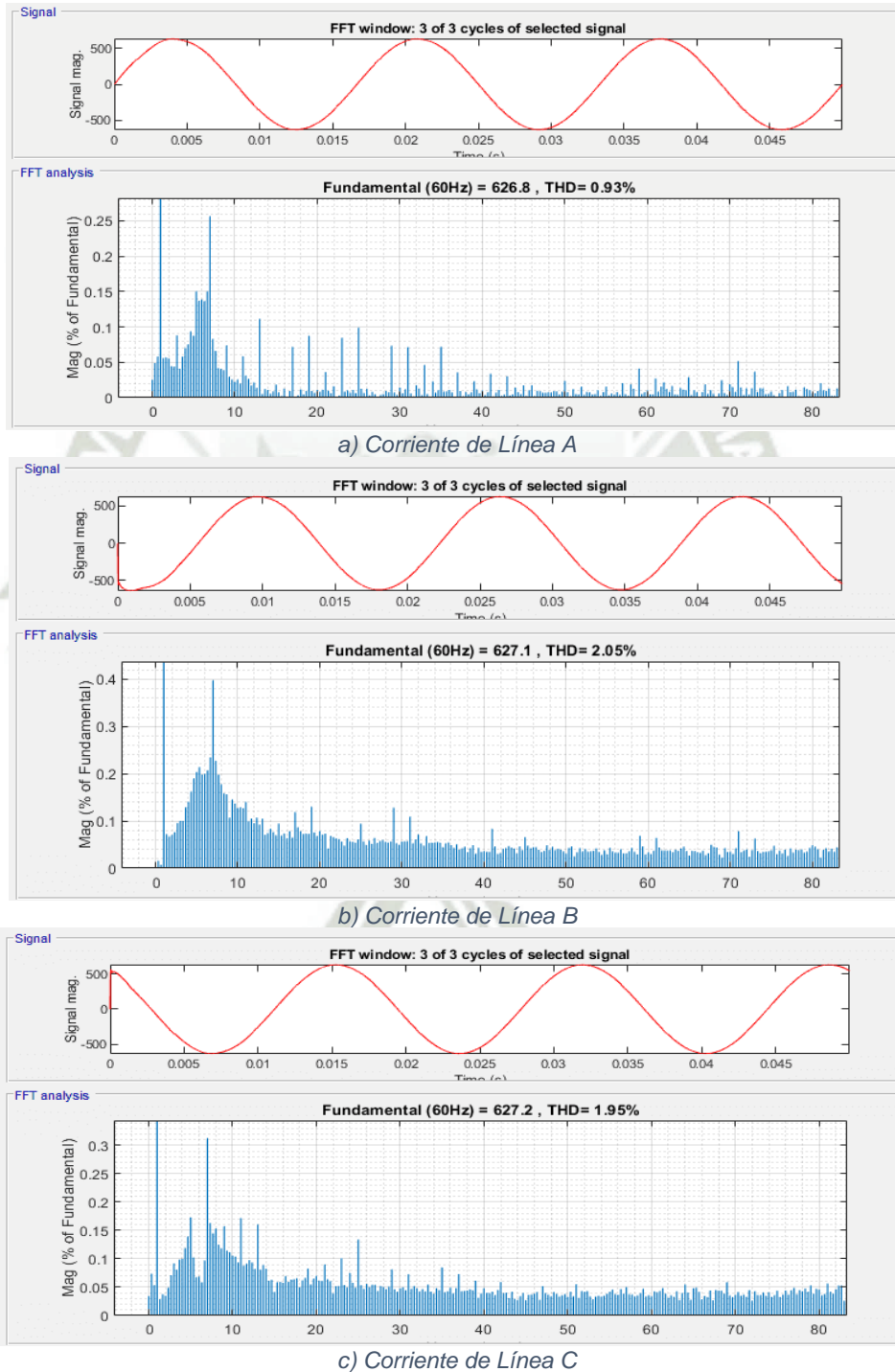


Figura 5-12: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.

5.2.2. Carga Resistiva-Inductiva RL del convertidor de Empuje y Giro

En análisis de la sección 5.2.2. se realizó vía Simulink-Matlab considerando las tensiones trifásicas de la fuente de suministro balanceadas. Los convertidores de Empuje y Giro se modelaron como rectificadores no controlados de 6-pulsos. A continuación, la Tabla 5-2 muestra los parámetros de simulación de la Pala, del filtro activo y de los motores del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) modelados como cargas RL.

Tabla 5-2: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.

SÍMBOLO	DESCRIPCIÓN	VALOR
V_s	Tensión Línea - Línea	600VAC
f	Frecuencia	60 Hz
R_T	Resistencia interna de la fuente de suministro	0.001 Ω
L_T	Inductancia interna de la fuente de suministro	1 μH
R_L	Resistencia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	0.010 Ω
L_L	Inductancia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	1 μH
R_{LC}	Resistencia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	0.001 Ω
L_{LC}	Inductancia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	1 μH
R_B	Resistencia interna del breaker	10 $\mu\Omega$
C_{BS}	Capacitancia del snubber del convertidor	1 μF
R_{BS}	Resistencia del snubber del convertidor	100 K Ω
R_{on}	Resistencia interna del diodo del convertidor	0.1 Ω
V_f	Caída de tensión en el diodo del convertidor	0.8V
R_s	Resistencia devanado de armadura Swing calculado	1.2248 Ω
R_c	Resistencia devanado de armadura Crowd calculado	0.588 Ω
I_c	Inductancia devanado de armadura de Crowd (valor asumido)	10 μH
I_s	Inductancia devanado de armadura de Swing (valor asumido)	10 μH
HB	Banda de Histéresis	11.365 A
ΔB	Delta de Histéresis de Banda	3.978 A
V_{DC}	Bus DC del inversor de tres niveles	1100 VDC
R_{din}	Resistencia interna del diodo del inversor	0.001 Ω
V_{din}	Caída de tensión en el diodo del inversor	0.8 V
C_{SDI}	Capacitancia del snubber del diodo del inversor	0.250 μF
R_{SDI}	Resistencia del snubber del diodo del inversor	500 Ω
R_{IGBT}	Resistencia interna del IGBT del inversor	0.001 Ω
R_{S-IGBT}	Resistencia del snubber del IGBT del inversor	100 K Ω
L_c	Inductancia de acoplamiento del inversor	0.105 H
f_s	Frecuencia de conmutación del inversor	50 KHz

La Figura 5-13 muestra la corriente de la línea de la fuente de suministro I_{SA} , el circuito simulado se muestra en la Figura 4-26, el análisis de la Distorsión de Demanda Total – TDD de la onda de corriente fue realizado utilizando la herramienta de análisis de SIMULINK de la Transformada de Fourier Rápida FFT. El histograma de la Figura 5-13-b) mostró claramente la ausencia del tercer armónico en la onda de corriente de la fuente de suministro, se observó que los armónicos predominantes para un convertidor no controlado de 06 pulsos son el 5to y 7mo armónico, seguidamente de los armónicos de 11,13,15,17 y 19 con magnitudes superiores al 4% establecidas por la IEEE 519-2014 para armónicos individuales, adicionalmente, el TDD es de 24.84% sin ningún tipo de compensación armónica y/o reactiva. Los armónicos a partir del 23 en adelante son inferiores al 4% para cada armónico individual con una tendencia decreciente a mayores ordenes armónicos. Es importante indicar que los armónicos variarán en una aplicación de una Pala real debido a que los convertidores usados para los motores son rectificadores de onda controlados por fase, por lo que se requerirá mayor análisis para determinar el comportamiento bajo condiciones de carguío dinámicas, este tipo de análisis no se contempló en la presente tesis.

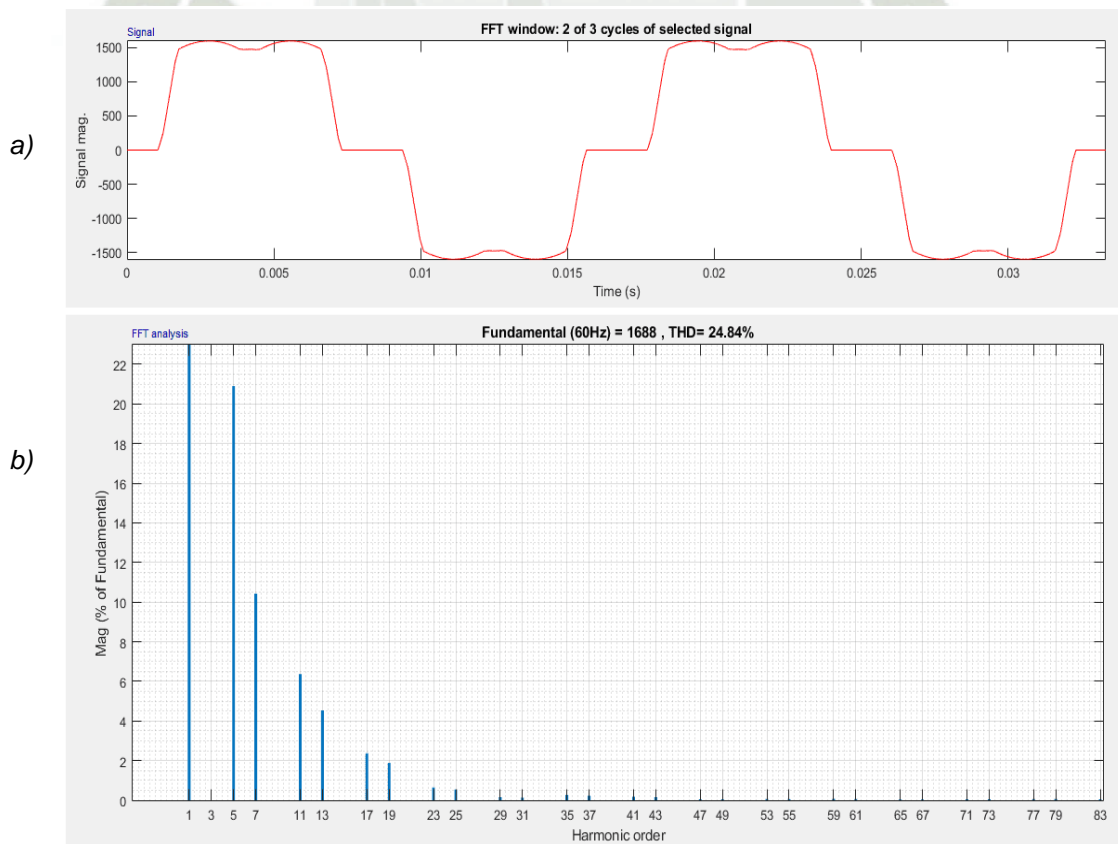


Figura 5-13: a) Corriente de línea de la fuente de suministro de la fase “A”, b) Espectro armónico de la corriente de la corriente de línea.

La Figura 5-14-a) muestra la potencia activa instantánea de la carga (fucsia) 1312KVA peak y la potencia activa directa (azul). La potencia activa instantánea contiene una potencia directa (fundamental) y una alternante (armónica), la señal azul representa la potencia activa directa (fundamental) procesada y/o filtrada. La potencia directa registrada fue de 1197 KW. La Figura 5-14-b) representa la corriente directa referencial de la fuente de suministro I_{sm}^* , tuvo un valor de 1693 amperios y fue calculada mediante la ecuación (2-37), esta corriente está conformada por dos corrientes I_{smp}^* e I_{smd}^* , el primer término representa la corriente directa fundamental de la carga y fue calculada mediante la ecuación (2-36), el segundo término representa la corriente referencial requerida por los capacitores del inversor para mantener constante el bus DC, un controlador PI, basado en energía (sección 2.12), regula la corriente del bus DC indirectamente, sin embargo, la pérdida de potencia de compensación para la simulación fue nula debido a que las fuentes de tensión DC se consideraron ideales.

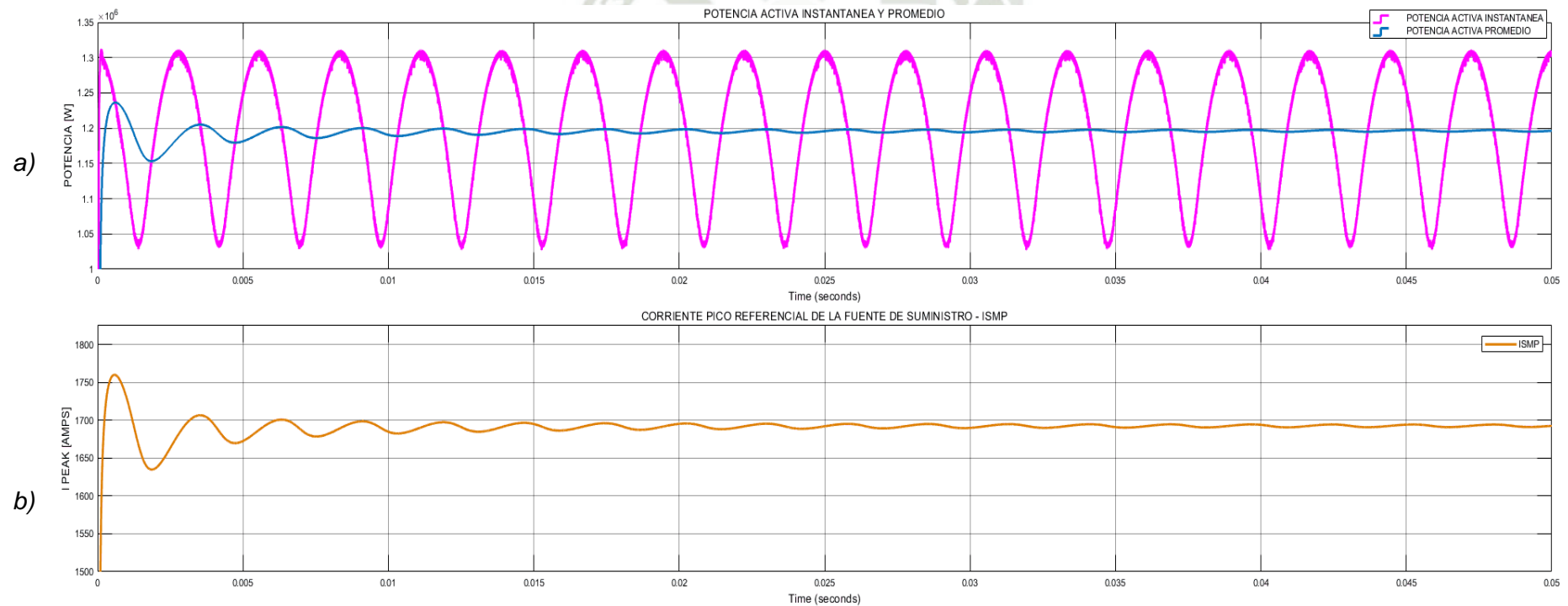


Figura 5-14-a)Potencia activa instantánea (fundamental y armónica) y potencia activa directa (fundamental),b)Corriente pico de la fuente de suministro- I_{smp}^* .

La Figura 5-15-a) muestra la tensión de fase la fuente de suministro, en “b)” se muestra las corrientes de línea de la fuente de suministro, en “c)” y “d)” se muestra la tensión y corriente DC de carga del convertidor de Empuje y Giro respetivamente. La tensión de fase registrada fue de 333VRMS. La corriente de línea registrada fue de 1236 amperios RMS. La corriente DC del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) registrada fue de 545 amperios RMS y 991 amperios RMS.

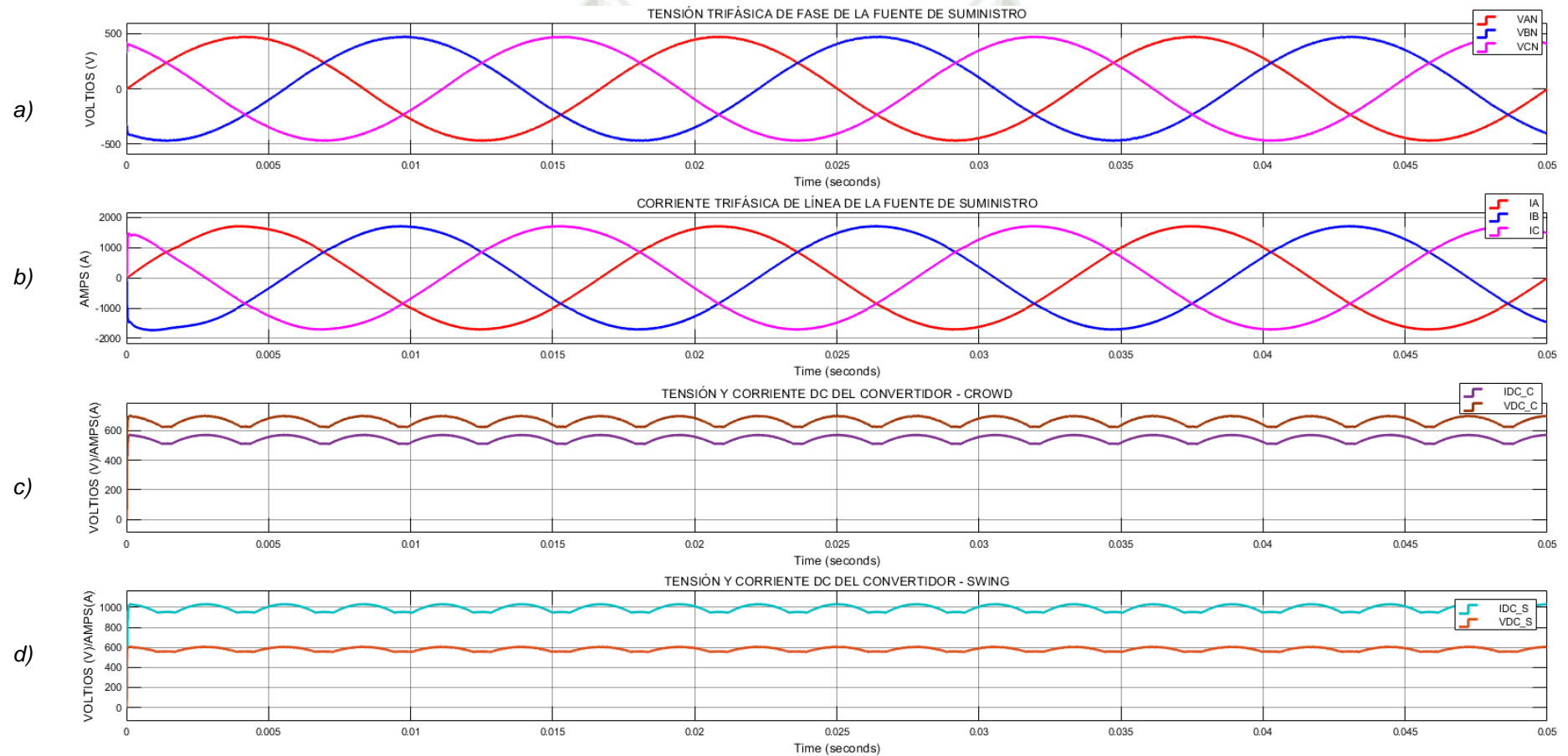


Figura 5-15:a) Tensión Trifásica de Fase de la Fuente de Suministro VAN,VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA,IB e IC, c) Tensión VDC_C y VDC_S y Corriente IDC_C e IDC_S del Convertidor de Empuje (Crowd) y Swing (Giro) respectivamente.

La Figura 5-16-a) muestra la tensión pico de fase de la fuente de suministro filtrada (fucsia) $V_{SM} = 471V$; las tres figuras inferiores b), c) y d) representan las sinusoides unitarias de corriente referenciales i_{ua}, i_{ub} y i_{uc} de la ecuación (2-38), para posteriormente multiplicarse a la corriente directa $I_{sm}^* = 1694 \text{ amps} - \text{peak}$ de la ecuación 2-37) para generar las corrientes de línea referenciales de la fuente de suministro i_{sa}^*, i_{sb}^* y i_{sc}^* de la ecuación (2-39) desplazadas entre si 120° .

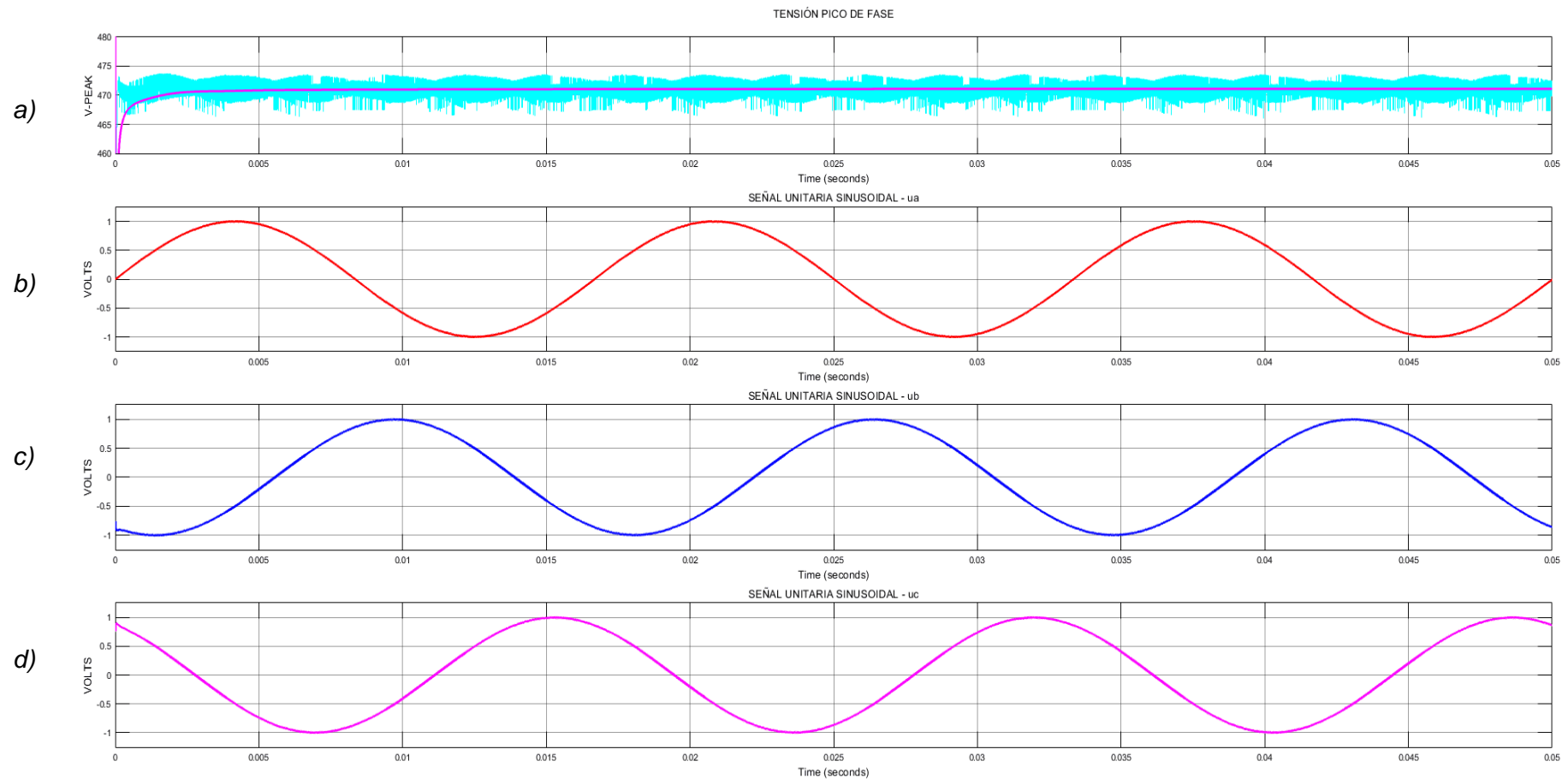


Figura 5-16-a): Tensión pico de fase de la fuente de la fuente de suministro y b), c) y d) sinusoides unitarias referenciales de la fuente de suministro.

La Figura 5-17 muestra las corrientes de línea del convertidor de Empuje y Giro de 1236 amperios RMS superpuesta a la corriente de línea referencial (senoidal) de la fuente de suministro de 1206 amperios RMS calculadas mediante la ecuación (2-39). Las corrientes de línea referenciales experimentaron una leve distorsión durante los primeros 5ms debido a pico de potencia directa - Figura 5-14 experimentado en ese lapso de tiempo. Las corrientes de línea referenciales fueron de naturaleza senoidal @ 60Hz.

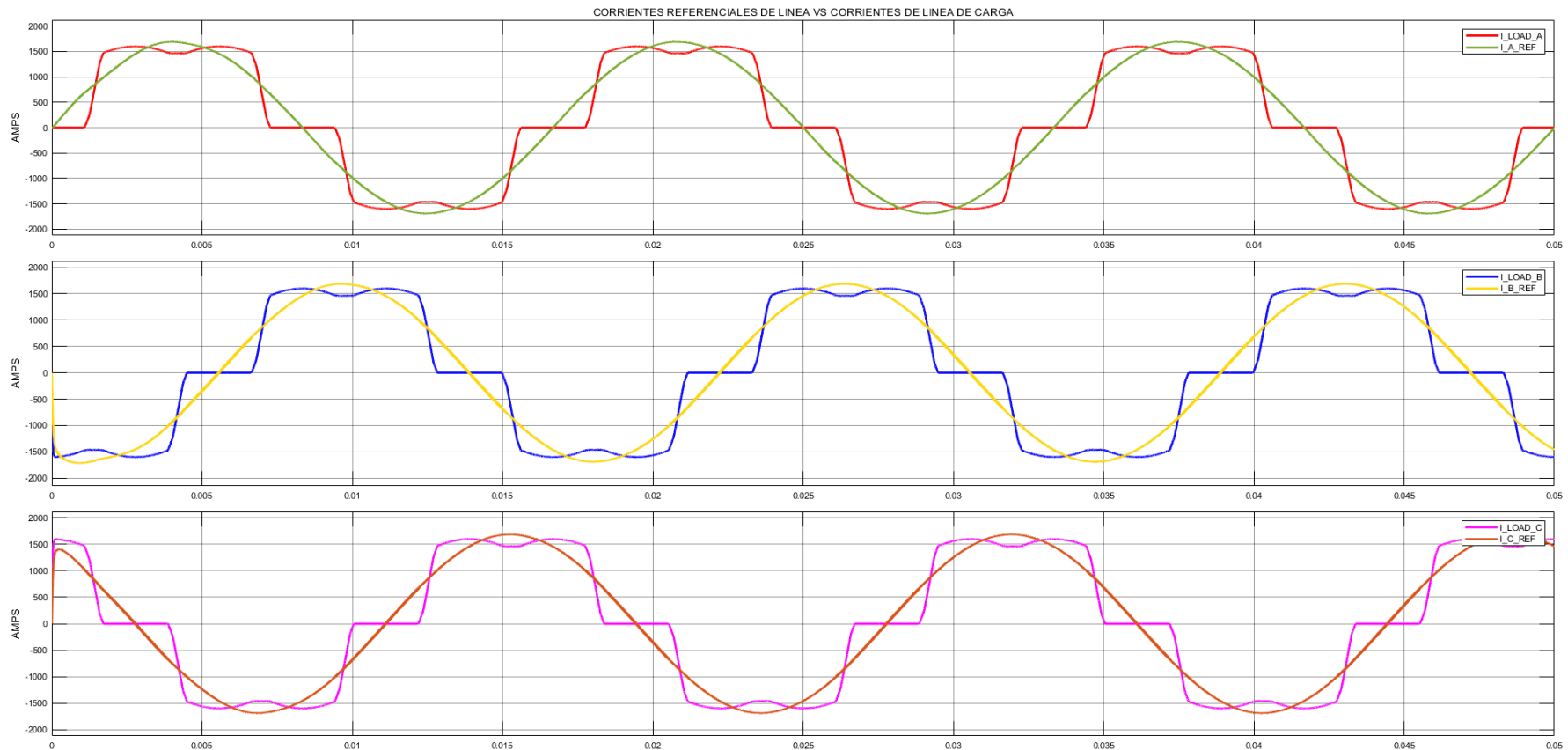


Figura 5-17:Corrientes de línea de la fuente de suministro referenciales I_{A_REF} , I_{B_REF} y I_{C_REF} vs corriente de carga de la fuente de suministro $I_{LOAD_A/B/C}$.

La Figura 5-18 muestra las corrientes de compensación referencial calculadas mediante la ecuación (2-40) y las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles. Las corrientes generadas por el inversor reprodujeron correctamente las corrientes referenciales de 306 amperios RMS, estas corrientes fueron inyectadas a las corrientes de carga de línea de la fuente de suministro-Figura 5-17(I_LOAD_A/B/C) de los convertidores de Empuje y Giro. Las corrientes de compensación experimentaron una leve distorsión durante los primeros 50ms debido a pico de potencia directa - Figura 5-14-a) experimentado en ese lapso de tiempo.

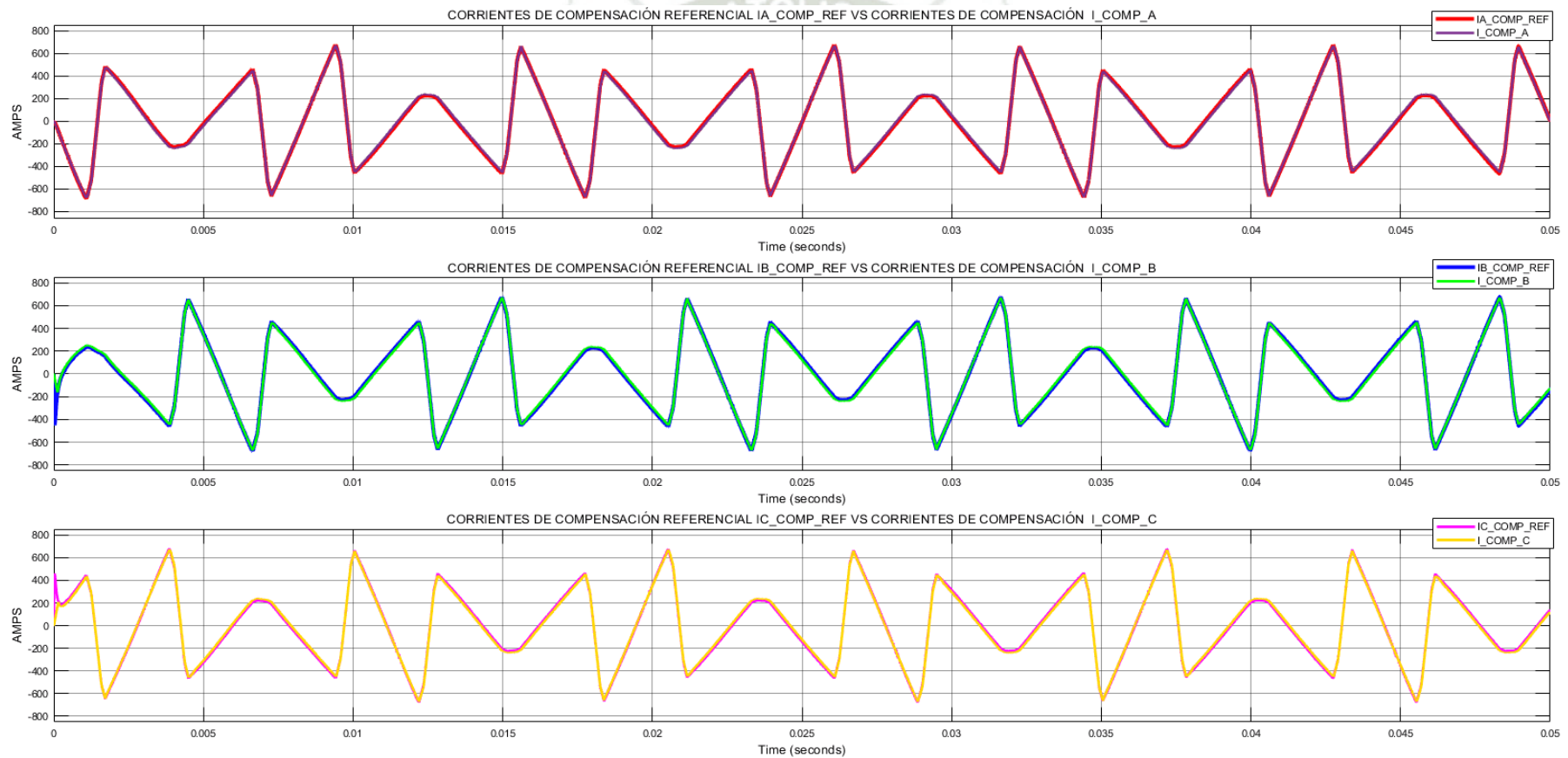


Figura 5-18: Corrientes de compensación referencial IA_COMP_REF, IB_COMP_REF y IC_COMP_REF vs corrientes de compensación de línea de I_COMP_A/B/C.

La Figura 5-19 muestra las señales de pulsos de disparo para $\frac{1}{4}$ de ciclo de la frecuencia de la red de 60Hz que fueron generados por el controlador de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor de tres niveles para compensar las corrientes de línea “A”, “B” y “C” del convertidor de Empuje y Giro. Las señales de compuerta T11 y T13, T21 y T23 y T31 y T33 para los IGBT’s son complementarias, así como también las señales T12 y T14, T22 y T24 y T32 y T34 (ver (4-1)).

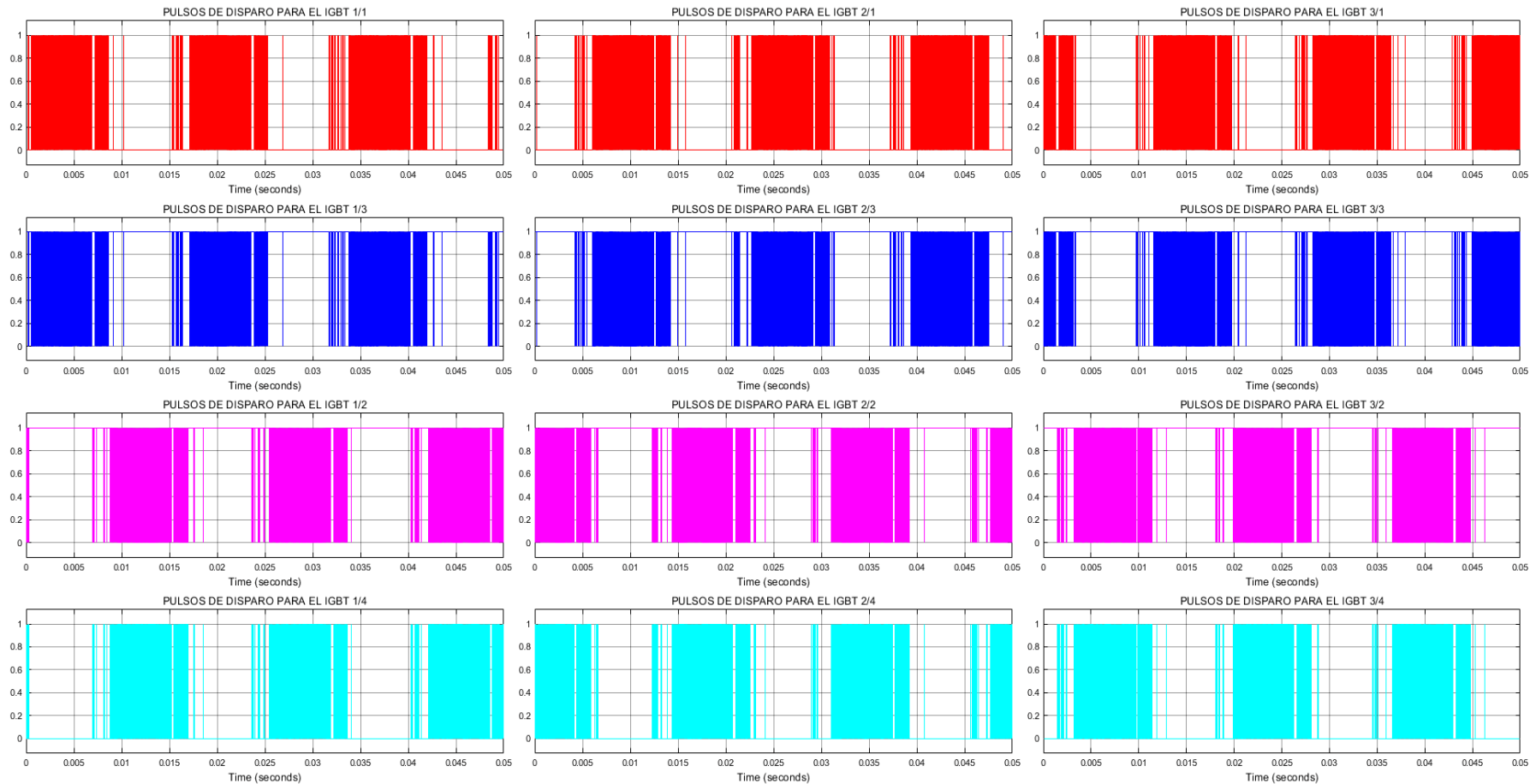


Figura 5-19:Pulsos de disparo generado por los controladores de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor.

La Figura 5-20 muestra las tensiones de fase de salida del inversor respecto a tierra VAM, VBM y VCM (Ver Figura 4-17). La tensión de salida por cada fase oscila entre $V_{dc}/2(550V)$, 0 y $-V_{dc}/2(-550V)$. El tiempo graficado corresponde a 0.05s.

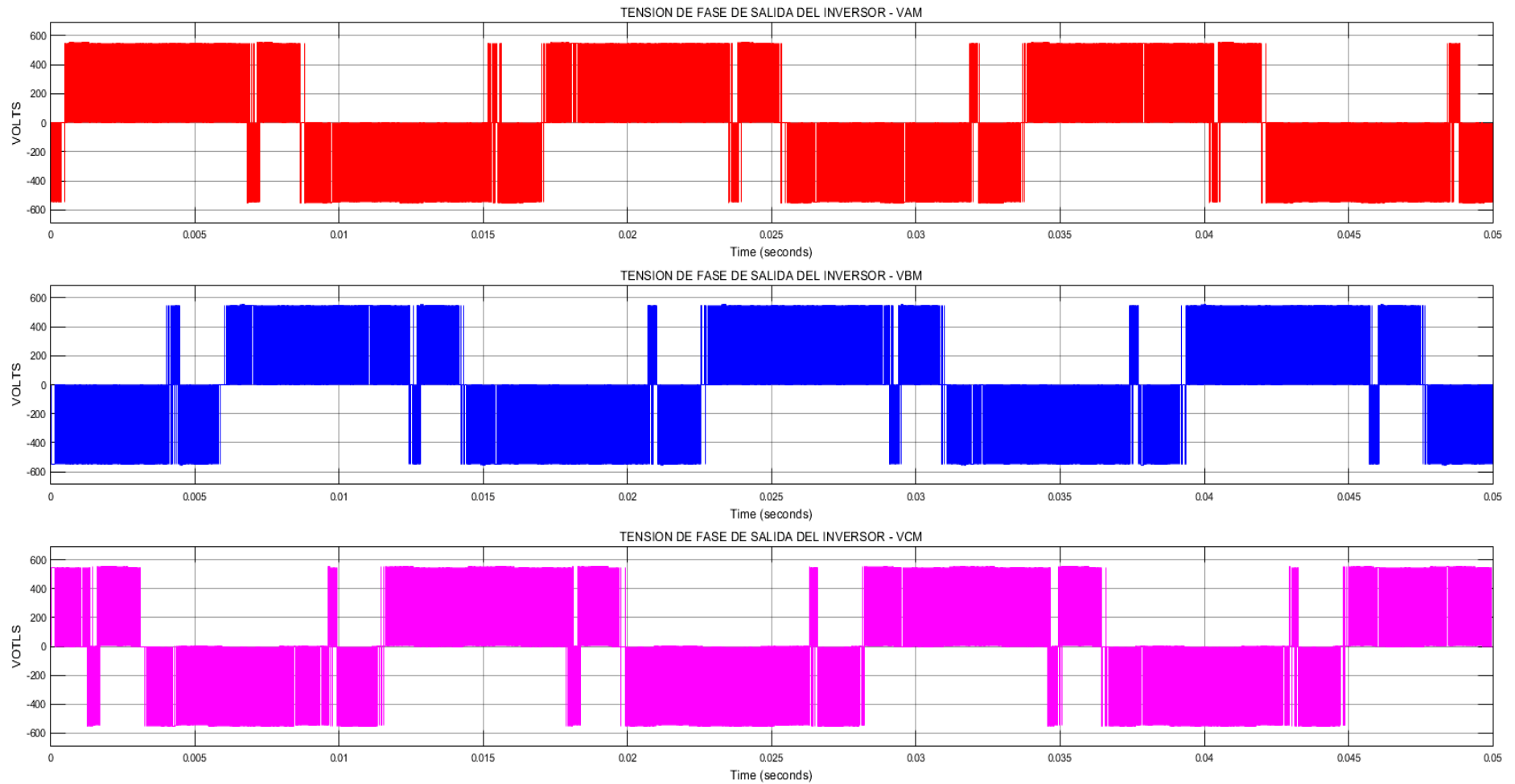


Figura 5-20: Tensión de fase respecto a tierra VA'M', VB'M' y VC'M'.

La Figura 5-21 muestra las tensiones de línea compuestas por las tensiones de fase VA'B', VB'C' y VA'C' proporcionadas por el bus DC del inversor de tres niveles. Las tensiones de línea salida están conformadas por las tensiones entre fases (Figura 5-20) generadas por el inversor de tres niveles y oscilan entre $V_{dc}(1100V)$, $V_{dc}/2(550V)$, 0 , $-V_{dc}/2(-550V)$ y $-V_{dc}(-1100V)$. El tiempo graficado corresponde a 0.05s.

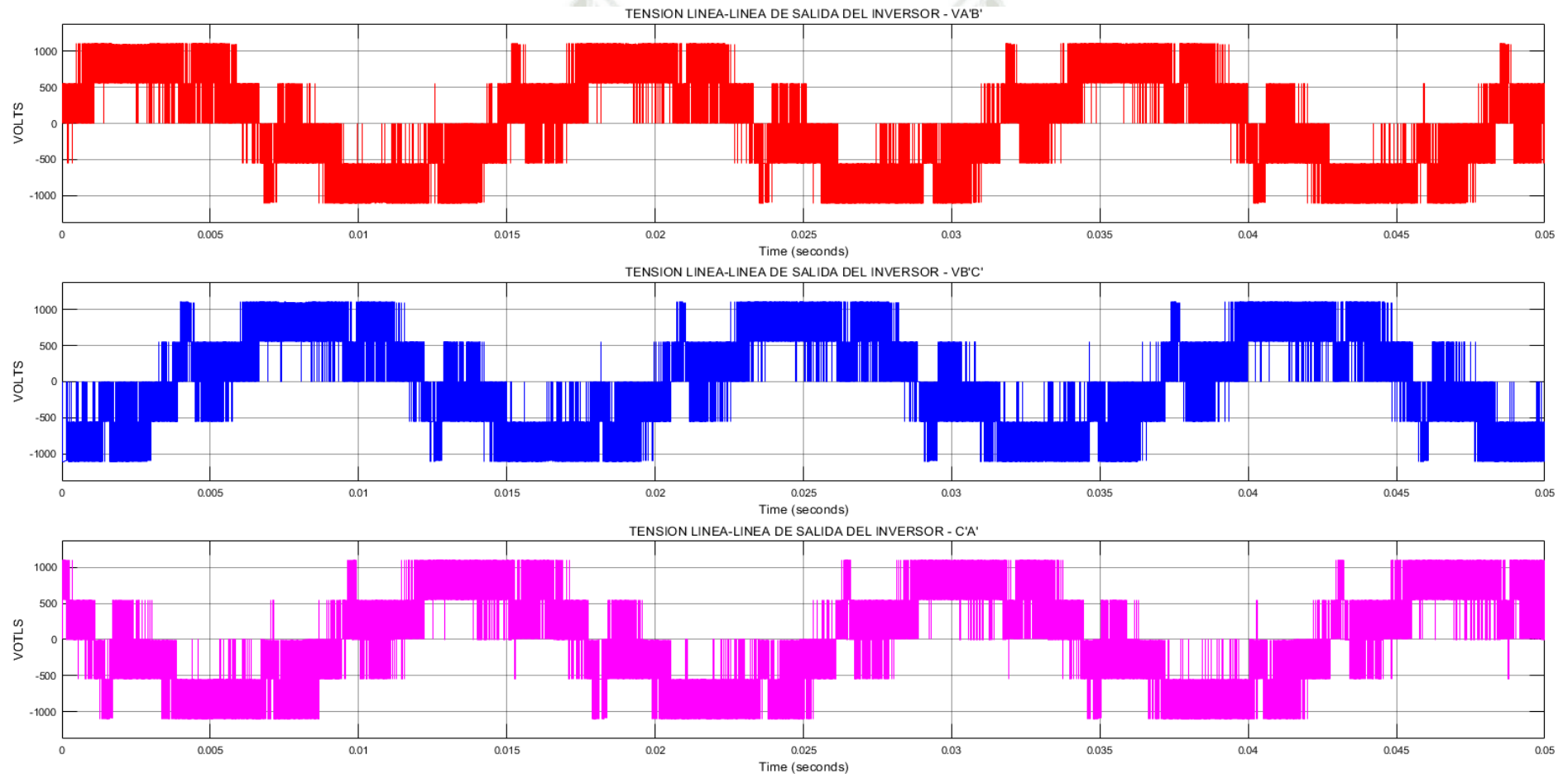


Figura 5-21: Tensiones de línea a línea VA'B', VB'C' y VA'C'.

La Figura 5-22 muestra las corrientes de compensación generadas por el inversor vs las corrientes de línea de la fuente de suministro (compensadas) vs las corrientes de línea de los convertidores de Empuje y Giro en conjunto. La corriente de compensación de 306 amperios RMS fue inyectada para cada corriente de línea de 1236 amperios RMS del convertidor de Empuje y Giro, reproduciendo así, las formas de onda de corriente senoidales de línea de 1206 amperios RMS en fase con la forma de onda de tensión de fase de la fuente de suministro. Las corrientes de línea trifásicas son de igual amplitud y están desplazadas entre sí 120°.

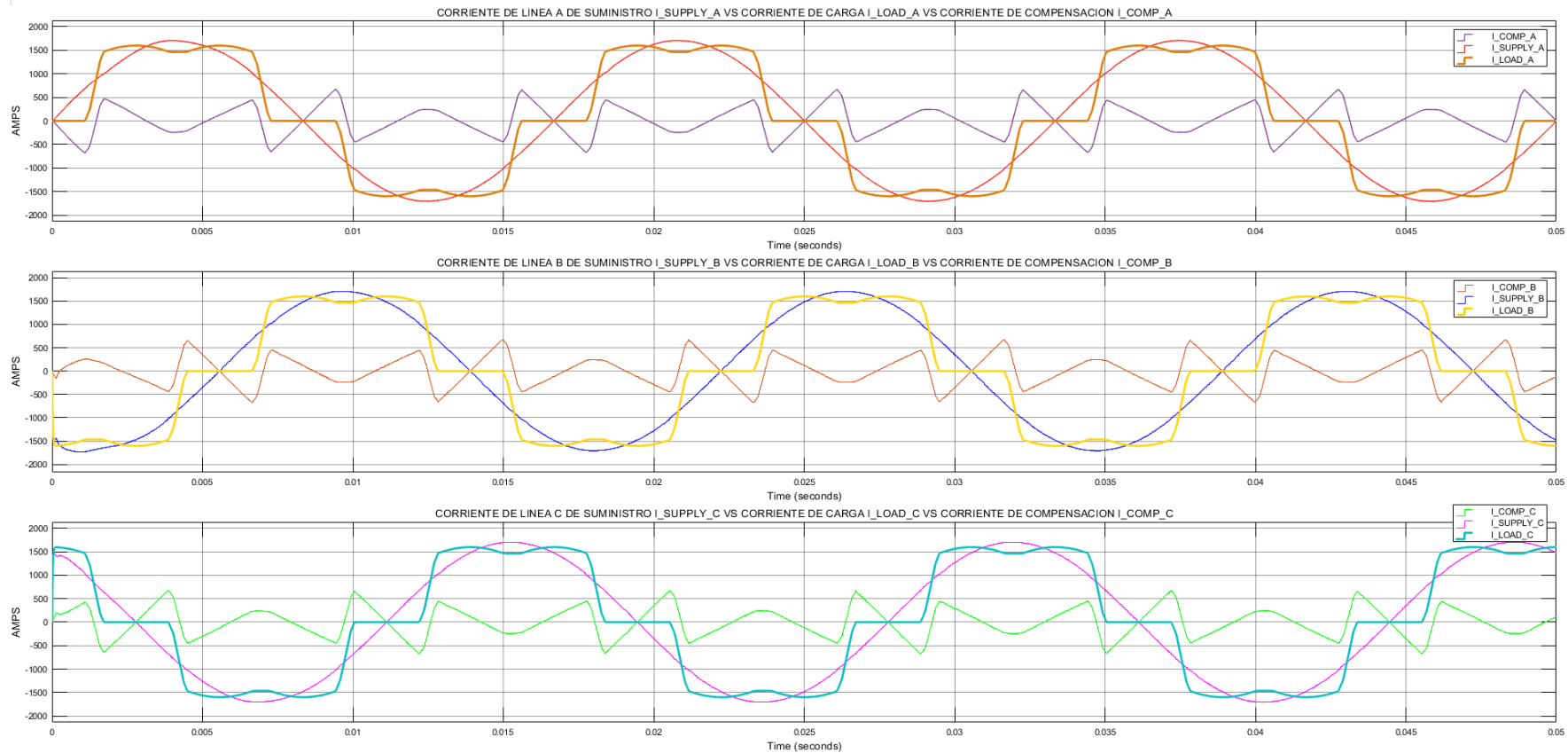


Figura 5-22: Corrientes de línea de la fuente de suministro $I_SUPPLY_A/B/C$ vs corrientes de línea de carga del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) $I_LOAD_A/B/C$ vs Corrientes de compensación $I_COMP_A/B/C$.

La Figura 5-23 muestra las tensiones de fase (VAN, VBN y VCN-472.414V_{peak}) y las corrientes de línea (I_SUPPLY_A/B/C-1705.649 amperios peak- I_{peak}) de la fuente de suministro de los convertidores de Empuje y Giro, ambas formas de onda están en fase entre sí. De la Figura 5-23 se puede deducir que el factor de potencia es muy cercano a la unidad. Las corrientes se mostraron levemente distorsionadas durante los primeros 5ms, debido a pico de potencia directa - Figura 5-14 experimentado en ese lapso de tiempo, posteriormente, la potencia directa entró en estado estacionario, en consecuencia, las corrientes de línea mantuvieron una forma de onda senoidal para el resto de ciclos simulados.

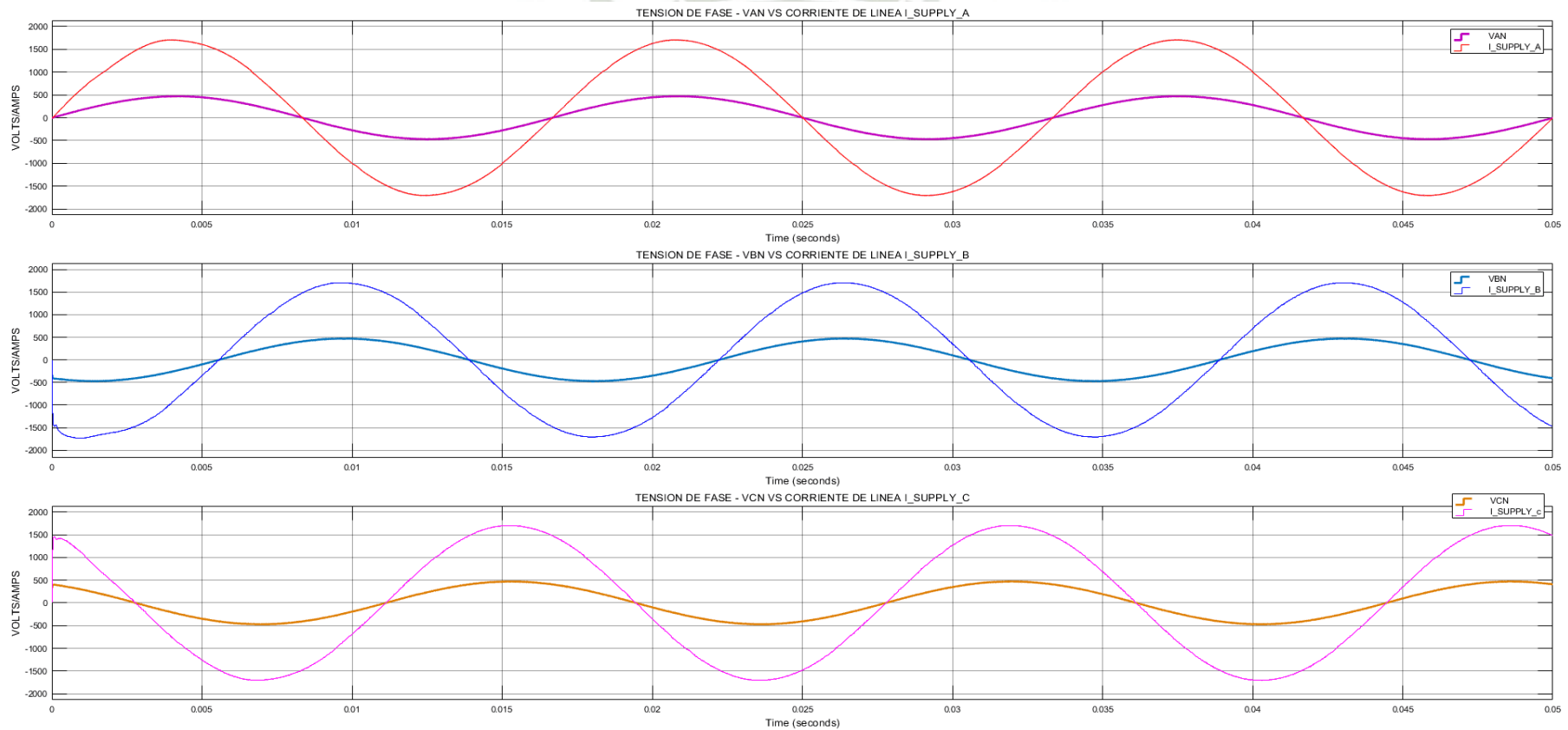


Figura 5-23: Tensiones de fase VAN, VBN y VCN y corrientes de línea de la fuente de suministro I_SUPPLY_A/B/C.

5.2.2.1 Discusión de los Resultados

La Figura 5-24 muestra el histograma de los armónicos de la corriente de línea compensada de la fuente de suministro. La distorsión armónica de las formas de onda de las corrientes de línea de la fuente de suministro "A", "B" y "C" registrados fueron de 0.43%, 1.12% y 1.06% respectivamente. En general, la distorsión no superó el límite del 5% del TDD establecido por la IEEE 519-2014.

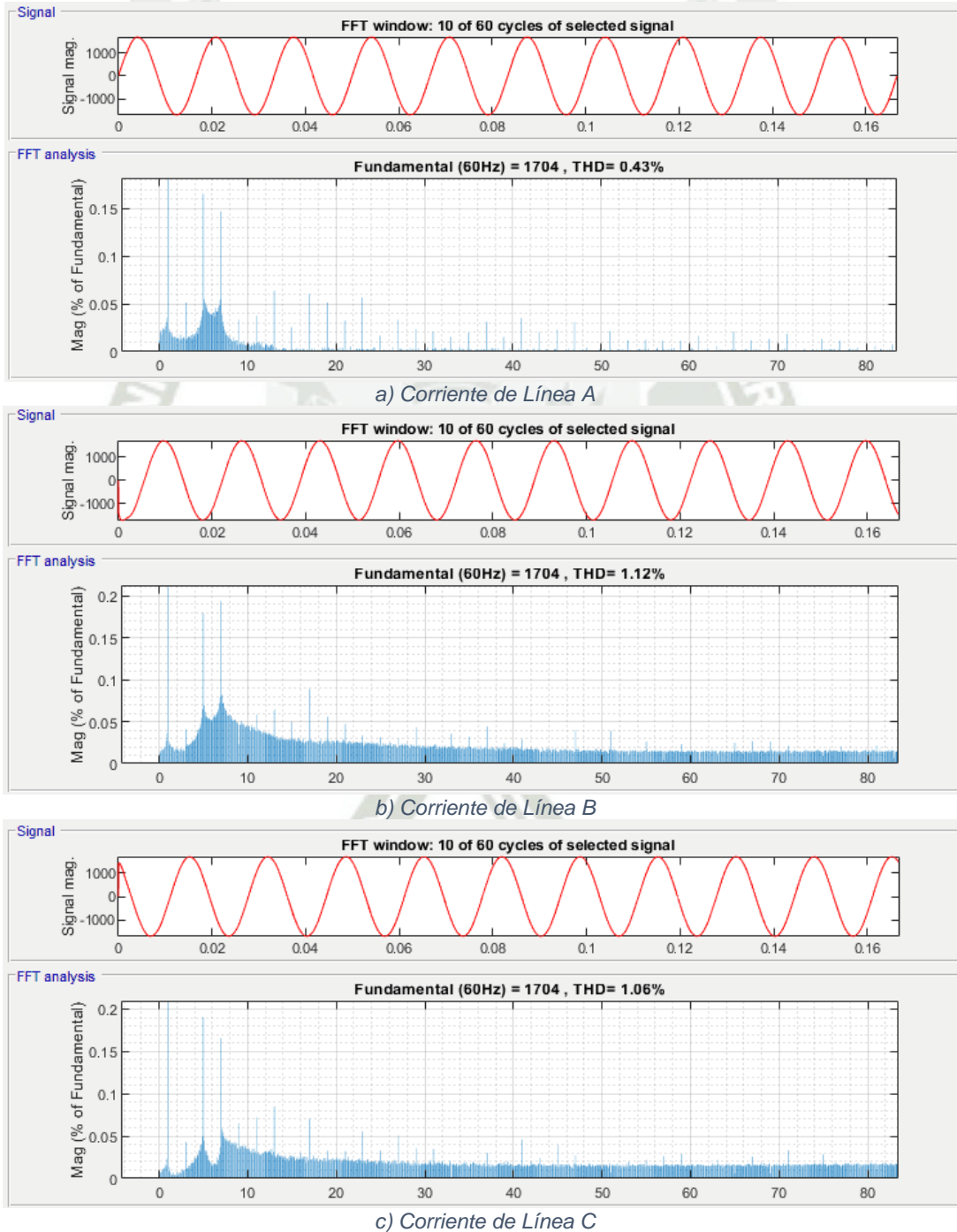


Figura 5-24: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.

5.3. Análisis del filtro activo en estado transitorio

En análisis de la sección 5.3. se realizó vía Simulink-Matlab considerando las tensiones trifásicas de la fuente de suministro balanceadas. El circuito simulado se muestra en la Figura 4-26. Los convertidores de Empuje y Giro se modelaron como rectificadores no controlados de 6-pulsos. A continuación, la Tabla 5-3 muestra los parámetros de simulación de la Pala, del filtro activo y de los motores del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) modelados como cargas RL.

Tabla 5-3: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.

SÍMBOLO	DESCRIPCIÓN	VALOR
V_s	Tensión Línea - Línea	600VAC
f	Frecuencia	60 Hz
R_T	Resistencia interna de la fuente de suministro	0.001 Ω
L_T	Inductancia interna de la fuente de suministro	1 μH
R_L	Resistencia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	0.010 Ω
L_L	Inductancia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	1 μH
R_{LC}	Resistencia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	0.001 Ω
L_{LC}	Inductancia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	1 μH
R_B	Resistencia interna del breaker	10 $\mu \Omega$
C_{BS}	Capacitancia del snubber del convertidor	1 μF
R_{BS}	Resistencia del snubber del convertidor	100 K Ω
R_{on}	Resistencia interna del diodo del convertidor	0.1 Ω
V_f	Caída de tensión en el diodo del convertidor	0.8V
R_S	Resistencia devanado de armadura Crowd calculado	1.2248 Ω
R_C	Resistencia devanado de armadura Swing calculado	0.5880 Ω
I_C	Inductancia devanado de armadura de Crowd (valor asumido)	10 μH
I_S	Inductancia devanado de armadura de Swing (valor asumido)	10 μH
HB	Banda de Histéresis	11.365
ΔB	Delta de Histéresis de Banda	3.978
V_{DC}	Bus DC del inversor de tres niveles	1100 VDC
R_{din}	Resistencia interna del diodo del inversor	0.001 V
V_{din}	Caída de tensión en el diodo del inversor	0.8 V
C_{SDI}	Capacitancia del snubber del diodo del inversor	0.250 μF
R_{SDI}	Resistencia del snubber del diodo del inversor	500 Ω
R_{IGBT}	Resistencia interna del IGBT del inversor	0.001 Ω
R_{S-IGBT}	Resistencia del snubber del IGBT del inversor	100 K Ω
L_c	Inductancia de acoplamiento del inversor	0.105 H
f_s	Frecuencia de conmutación del inversor	50KHz

La Figura 5-25-a) muestra la potencia activa instantánea de la carga (fucsia) y la potencia activa directa (azul), durante los primeros 0.05 la potencia activa instantánea de Empuje registrada fue de 491KVA-peak, posteriormente, la potencia de ambos convertidores de Empuje y Giro fue de 1318KVA-peak. La potencia activa instantánea contiene una potencia directa (fundamental) y una alternante (armónica), la señal azul representa la potencia activa directa (fundamental) procesada y/o filtrada. La potencia directa registrada de Empuje registrada en los primeros 0.05s fue de 448KW, posteriormente, la potencia directa de ambos convertidores de Empuje y Giro fue de 1135KW. La Figura 5-25-b) mostró la corriente directa referencial de la fuente de suministro I_{sm}^* durante los primeros 0.05s, la corriente directa registró un valor de 618 amperios, posteriormente, la corriente directa de Empuje y Giro incrementó hasta 1593 amperios a los 0.5s. La corriente directa fue calculada mediante la ecuación (2-37), esta corriente está conformada por dos corrientes I_{smp}^* e I_{smd}^* , el primer término representa la corriente directa fundamental de la carga y fue calculada mediante la ecuación (2-36), el segundo término representa la corriente referencial requerida por los capacitores del inversor para mantener constante el bus DC, un controlador PI, basado en energía (sección 2.12), regula la corriente del bus DC indirectamente, sin embargo, la pérdida de potencia de compensación para la simulación fue nula debido a que las fuentes de tensión DC fueron consideradas ideales.

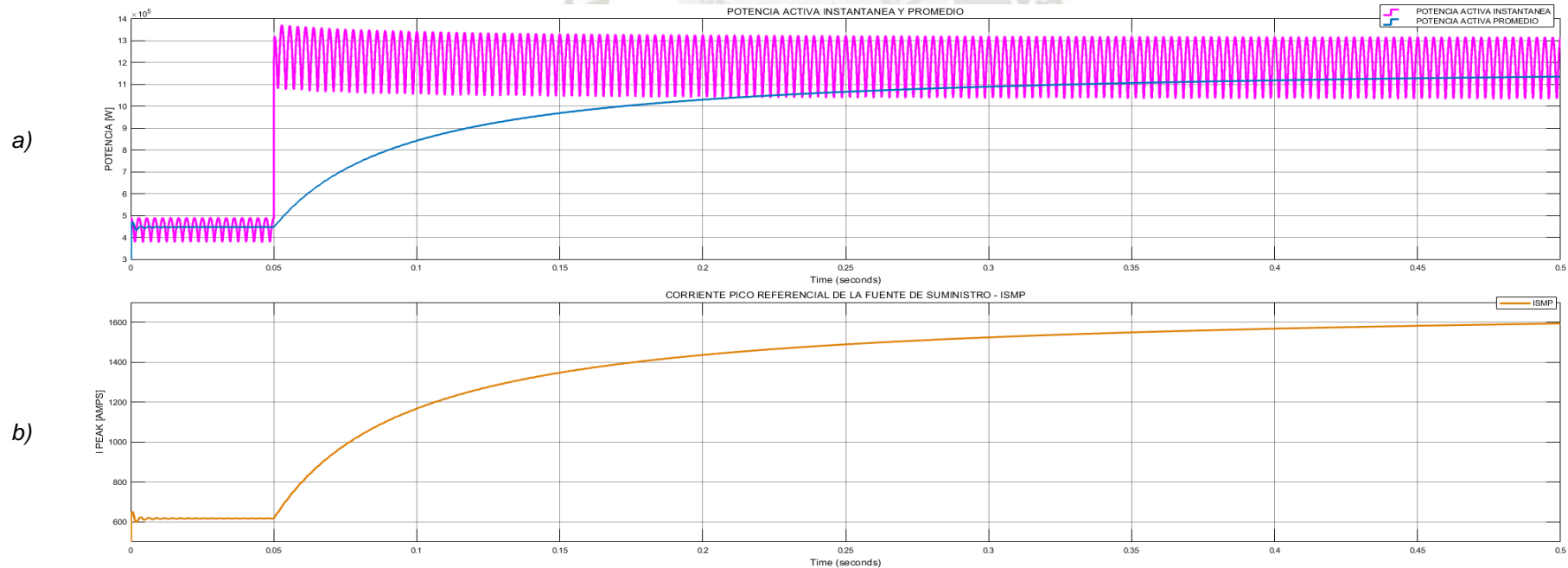


Figura 5-25: Potencia activa instantánea (fundamental y armónica) y potencia activa directa (fundamental).

La Figura 5-26-a) muestra la tensión de fase la fuente de suministro, en “b)” se muestra las corrientes de línea de la fuente de suministro, en “c)” y “d)” se muestra la tensión y corriente DC de carga del convertidor de Empuje y Giro respectivamente. La tensión de fase decayó desde 341VRMS en los primeros 5ms hasta 334VRMS a los 0.5s. La corriente de línea se incrementó desde 453 amperios RMS a los 50ms hasta 1239 amperios RMS a los 0.5s, debido a la conmutación del convertidor de Giro. La corriente DC del convertidor de Empuje y Giro registrada fue de 546 amperios RMS y 994 amperios RMS respectivamente.

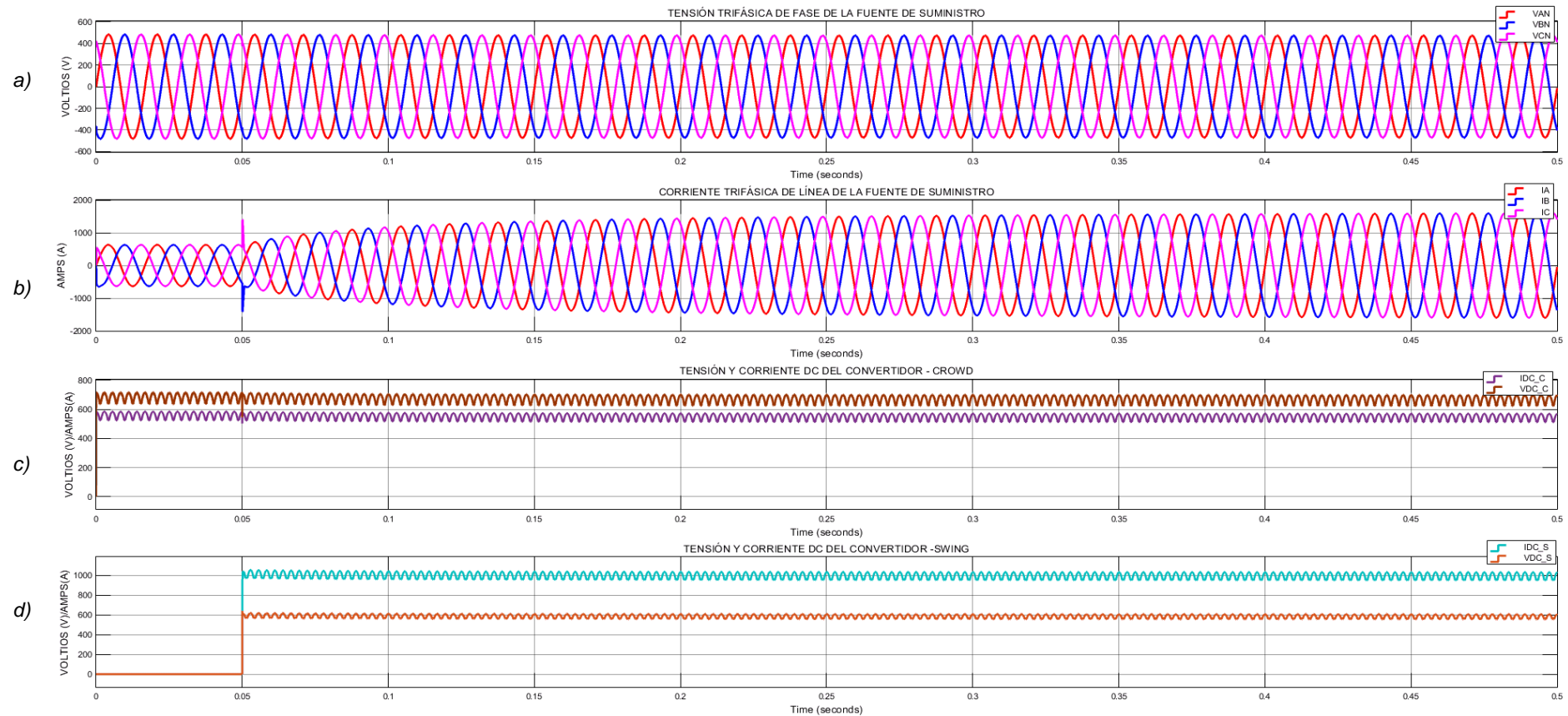


Figura 5-26:a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro VAN, VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA, IB e IC, c) Tensión VDC_C y Corriente IDC_C del Convertidor de Empuje (Crowd), d) Tensión VDC_S y Corriente IDC_S del convertidor de Giro (Swing).

La Figura 5-27-a) muestra la tensión pico de fase de la fuente de suministro filtrada (fucsia), durante los primeros 0.05s, la tensión pico fue de $V_{SM} = 483V$, posteriormente, al conmutar el segundo convertidor de Giro, la potencia decayó hasta los $V_{SM} = 475V$; las tres figuras inferiores b), c) y d) representan las sinusoides unitarias de corriente referenciales i_{ua} , i_{ub} y i_{uc} de la ecuación (2-38), para posteriormente multiplicarse a la corriente directa I_{sm}^* - Figura 5-25-b) de la ecuación (2-37) para generar las corrientes de línea referenciales de la fuente de suministro i_{sa}^* , i_{sb}^* y i_{sc}^* de la ecuación (2-39) desplazadas entre si 120° .

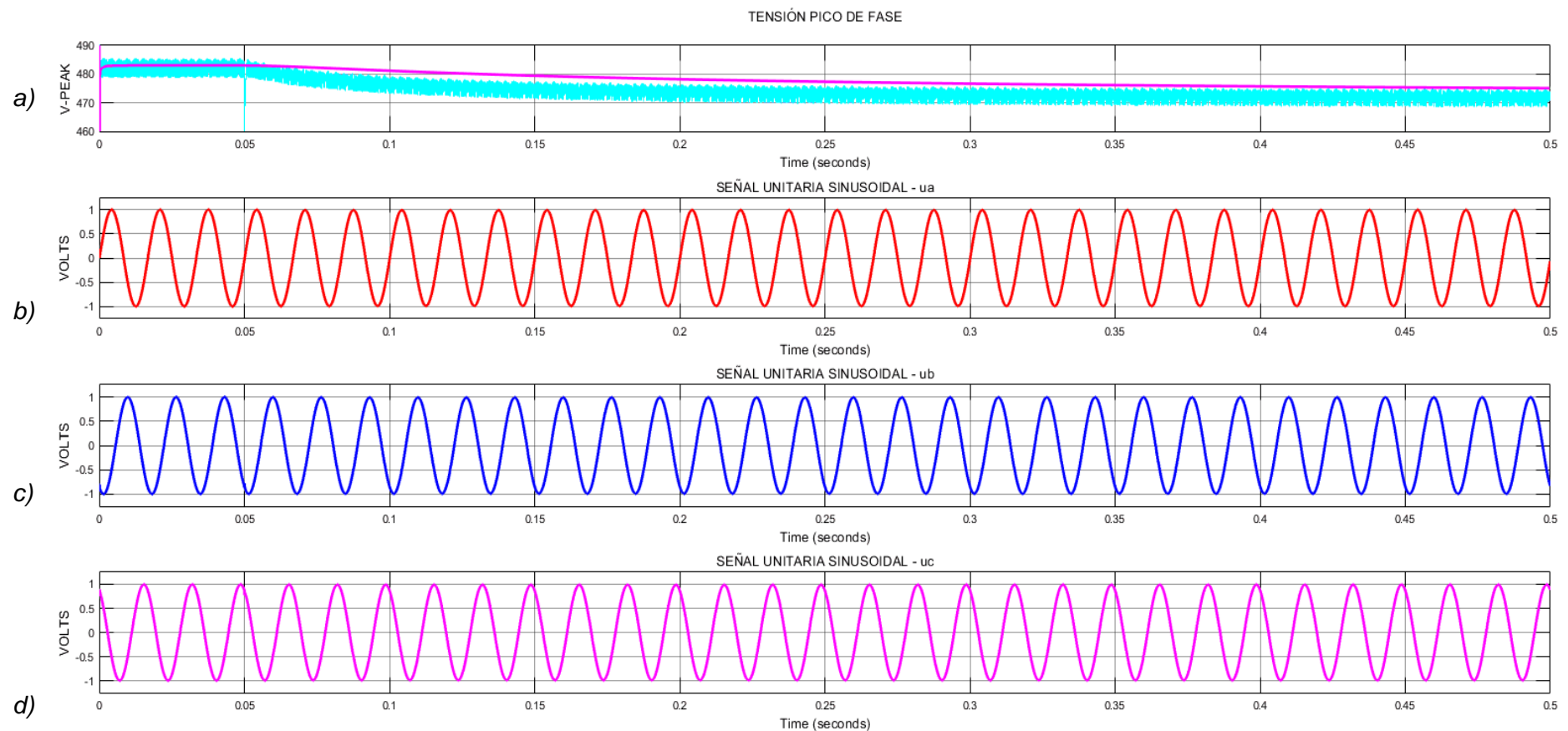


Figura 5-27-a): Tensión pico de fase de la fuente de la fuente de suministro y b), c) y d) sinusoides unitarias referenciales de la fuente de suministro.

La Figura 5-28 muestra las corrientes de línea de las cargas superpuesta a las corrientes de línea referenciales (senoidales) de la fuente de suministro. Las corrientes referenciales fueron calculadas mediante la ecuación (2-39). Las corrientes de línea 438RMS amperios y las corrientes de línea referenciales 453RMS amperios incrementaron su valor a los 0.05s a 1239RMS y 1119RMS amperios respectivamente, debido a la conmutación del convertidor de Giro. La corriente de la línea “C” registró un transitorio a los 50ms debido a la conmutación del convertidor de Giro. Las corrientes de línea referenciales fueron de naturaleza senoidal @ 60Hz antes y después de la conmutación del convertidor de Giro.

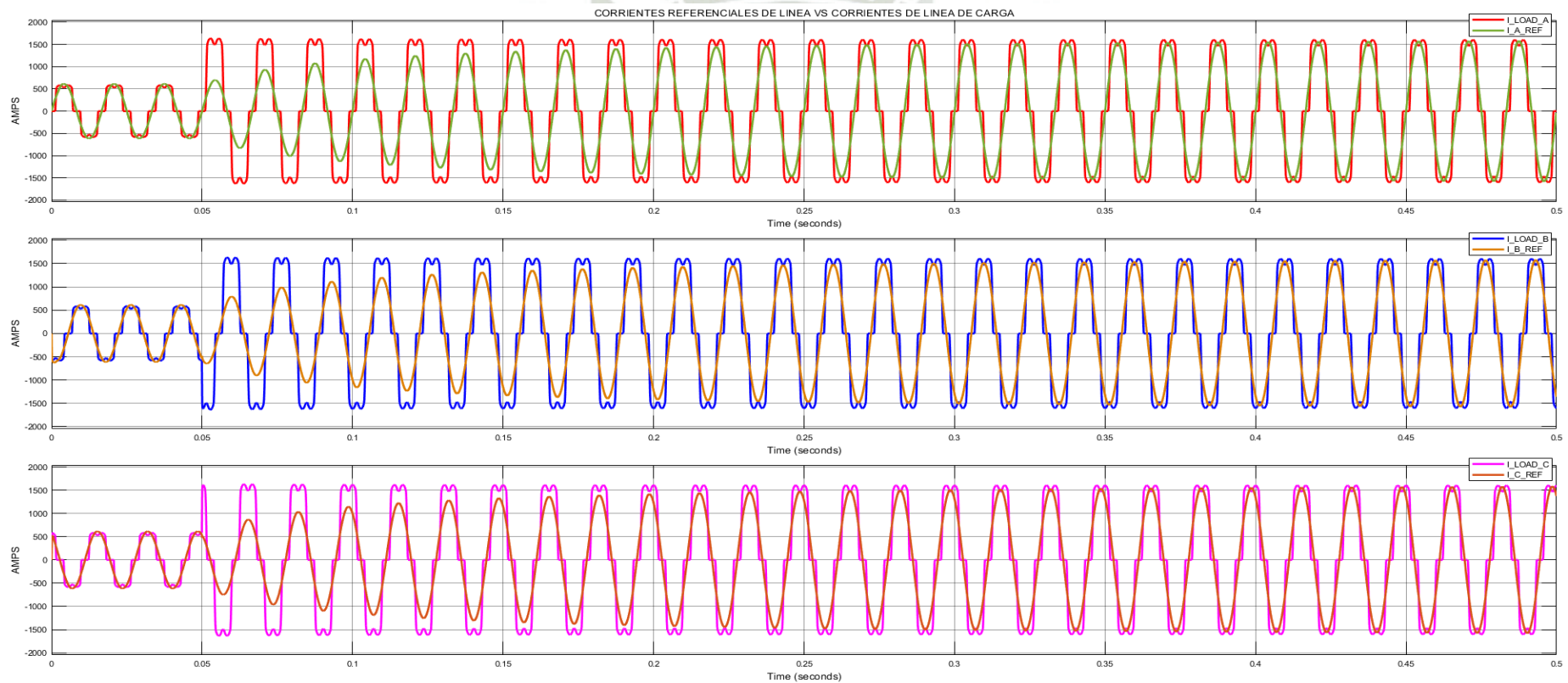


Figura 5-28: Corriente de línea de carga de la fuente de suministro $I_{LOAD_A/B/C}$ vs Corrientes de línea de la fuente de suministro referenciales I_{A_REF} , I_{B_REF} y I_{C_REF} .

La Figura 5-29 muestra las corrientes de compensación referencial calculadas mediante la ecuación (2-40) y las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles. Las corrientes generadas por el inversor reprodujeron correctamente las corrientes referenciales de 121 amperios RMS durante los primeros 50ms, estas corrientes fueron inyectadas a las corrientes de carga de línea de la fuente de suministro-Figura 5-28 ($I_{LOAD_A/B/C}$) de los convertidores de Crowd y Swing. Las corrientes de compensación experimentaron una leve distorsión a los 50ms debido a pico de potencia directa - Figura 5-25-a) experimentado en ese lapso de tiempo, posteriormente, las corrientes de compensación generadas por el inversor se establecieron en 315RMS Amps.

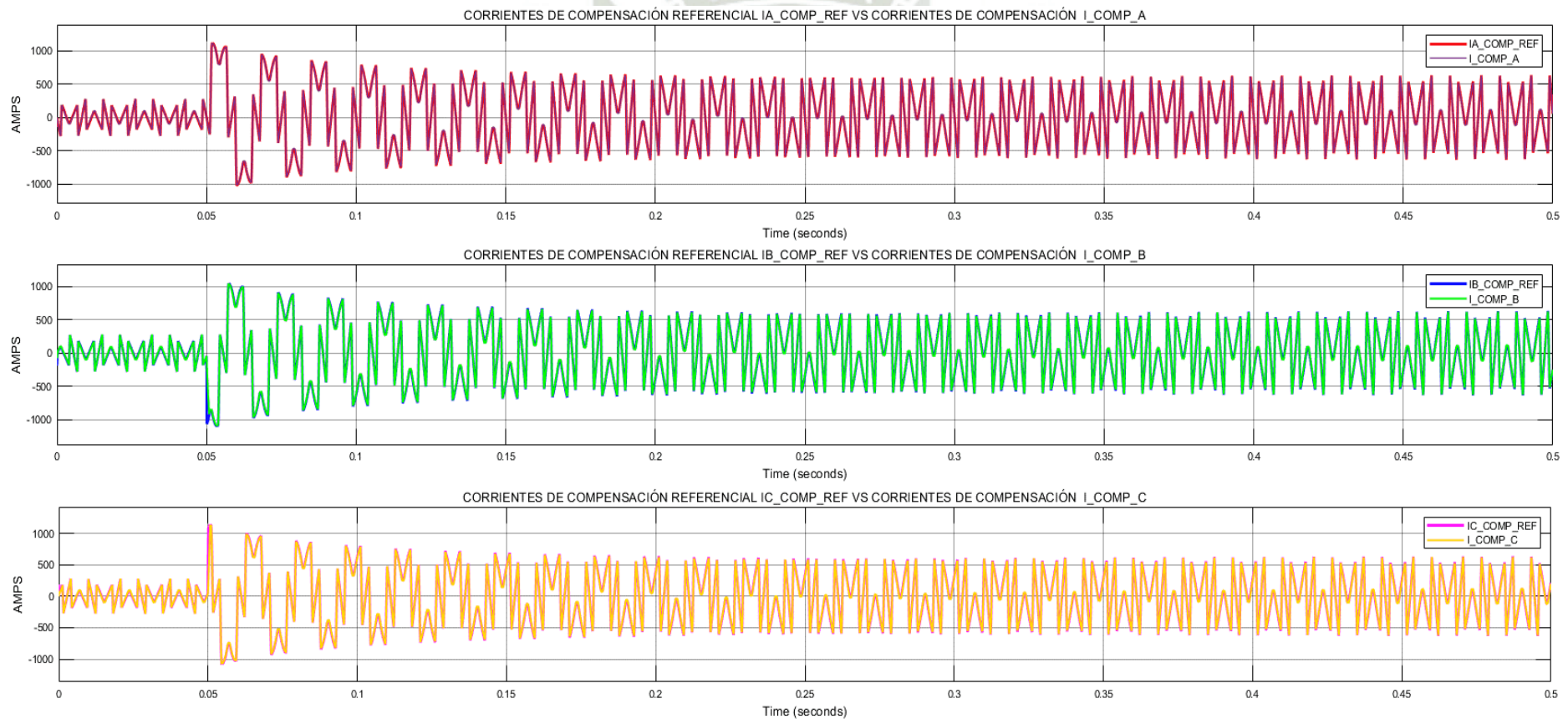


Figura 5-29: Corrientes de compensación referencial $I_{A_COMP_REF}$, $I_{B_COMP_REF}$ y $I_{C_COMP_REF}$ vs corrientes de compensación de línea de $I_{COMP_A/B/C}$.

La Figura 5-30 muestra las señales de pulsos de disparo para $\frac{1}{4}$ de ciclo de la frecuencia de la red de 60Hz que fueron generados por el controlador de banda para las tres extremidades del inversor de tres niveles para compensar las corrientes de línea “A”, “B” y “C” del convertidor de Empuje y Giro. Las señales de compuerta T11 y T13, T21 y T23 y T31 y T33 para los IGBT’s son complementarias, así como también las señales T12 y T14, T22 y T24 y T32 y T34 (ver (4-1)).

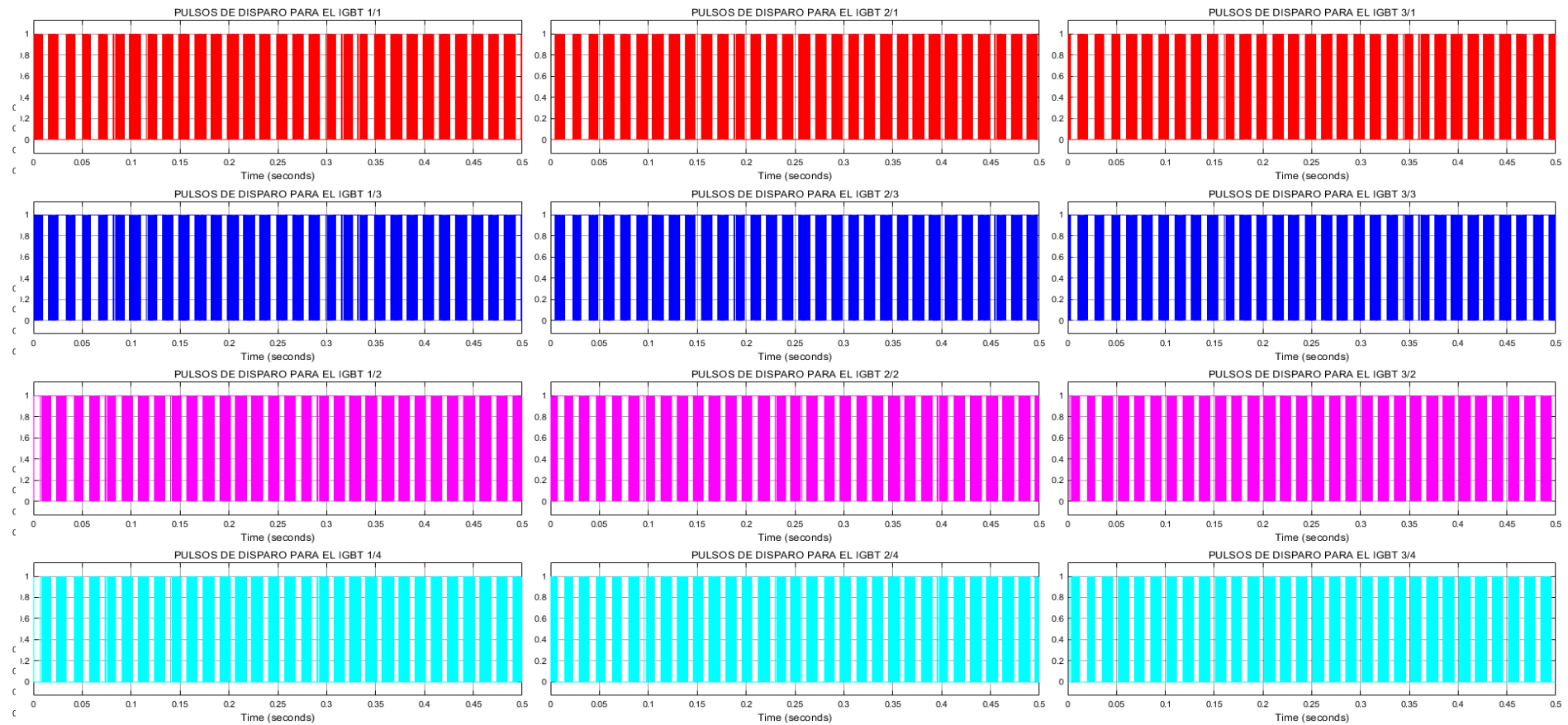


Figura 5-30:Pulsos de disparo generado por los controladores de banda de histéresis para las tres extremidades del inversor.

La Figura 5-31 muestra las tensiones de fase de salida del inversor respecto a tierra $VA'M$, $VB'M$ y $VC'M$ (Ver Figura 4-17). La tensión de salida por cada fase oscila entre $V_{dc}/2(550V)$, 0 y $-V_{dc}/2(-550V)$. El tiempo graficado corresponde a $0.5s$.

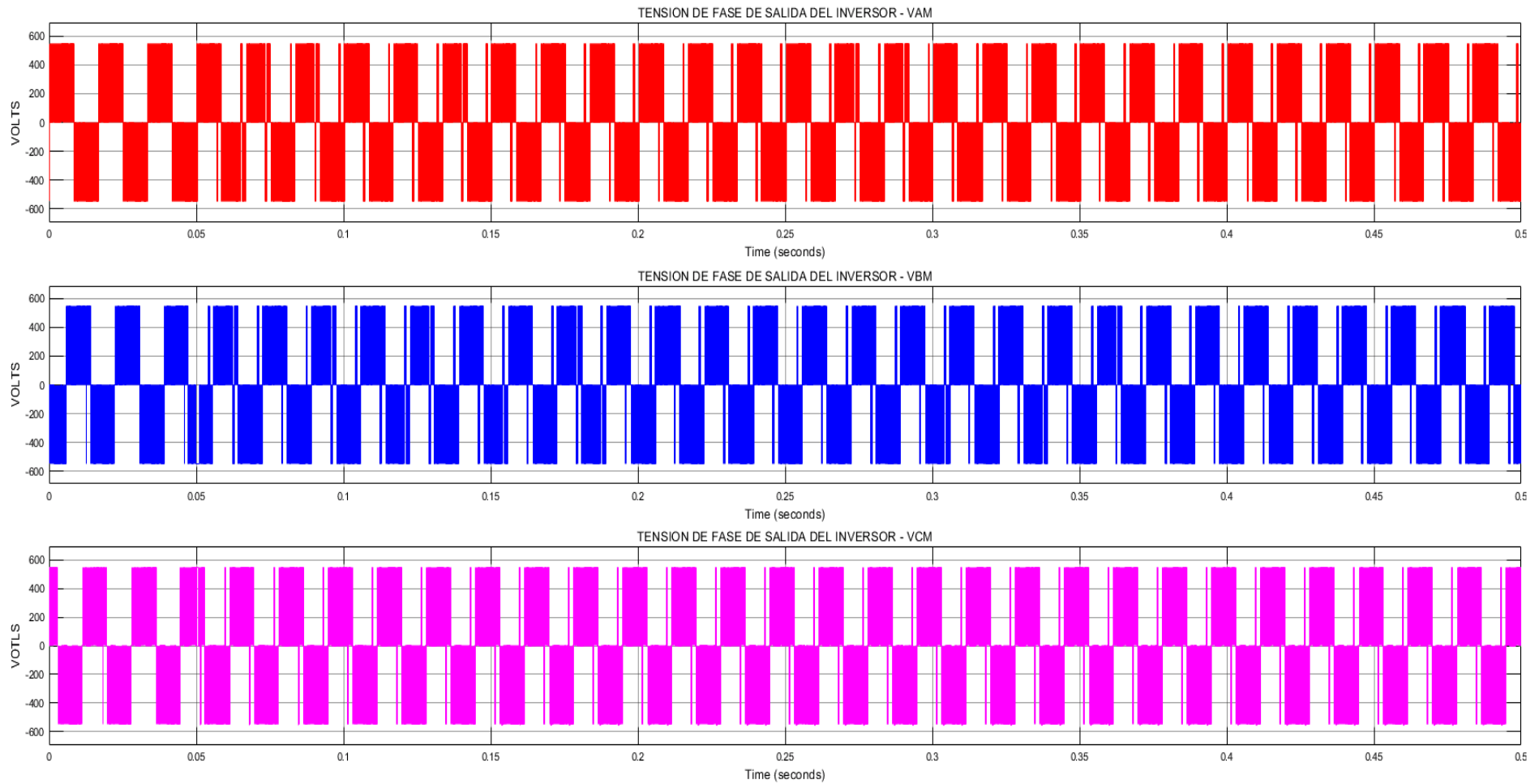


Figura 5-31: Tensión de fase respecto a tierra $VA'M$, $VB'M$ y $VC'M$.

La Figura 5-32 muestra las tensiones de línea compuestas por las tensiones de fase VA'B', VB'C' y VA'C' proporcionadas por el bus DC del inversor de tres niveles. Las tensiones de línea salida están conformadas por las tensiones entre fases - Figura 5-31 generadas por el inversor de tres niveles y oscilan entre $V_{dc}(1100V)$, $V_{dc}/2(550V)$, 0 , $-V_{dc}/2(-550V)$ y $-V_{dc}(-1100V)$. El tiempo graficado corresponde a 0.5s.

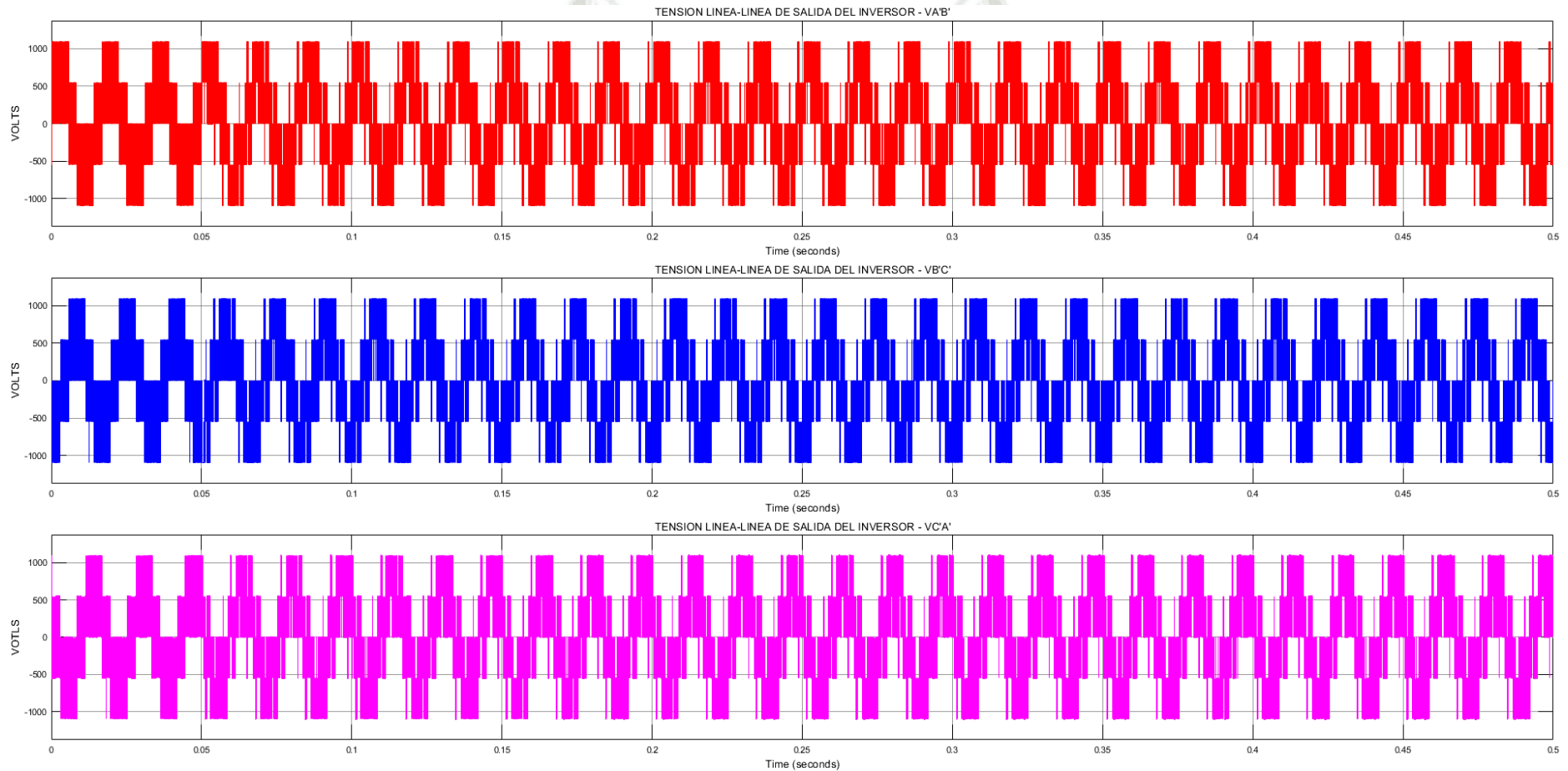


Figura 5-32: Tensiones de línea a línea VA'B', VB'C' y VA'C'

La Figura 5-33 muestra las corrientes de línea de la fuente de suministro (compensadas) vs las corrientes de línea de carga vs las corrientes de compensación generadas por el inversor; durante los primeros 50ms la única carga fue el convertidor de Empuje, posteriormente, se conmutó una carga adicional (convertidor de Giro) a los 50ms. Las corrientes de compensación antes y después de la conmutación fueron de 120 y 315 amperios RMS. Las corrientes de carga antes y después de la conmutación fue de 443 y 1126 amperios RMS respectivamente. Las corrientes senoidales de línea de la fuente de suministro antes y después de la conmutación fueron de 453 y 1239 amperios RMS respectivamente. Las corrientes de línea estuvieron en fase con la forma de onda de tensión de fase de la fuente de suministro. Las corrientes de línea trifásicas tuvieron igual amplitud y estuvieron desplazadas entre si 120°.

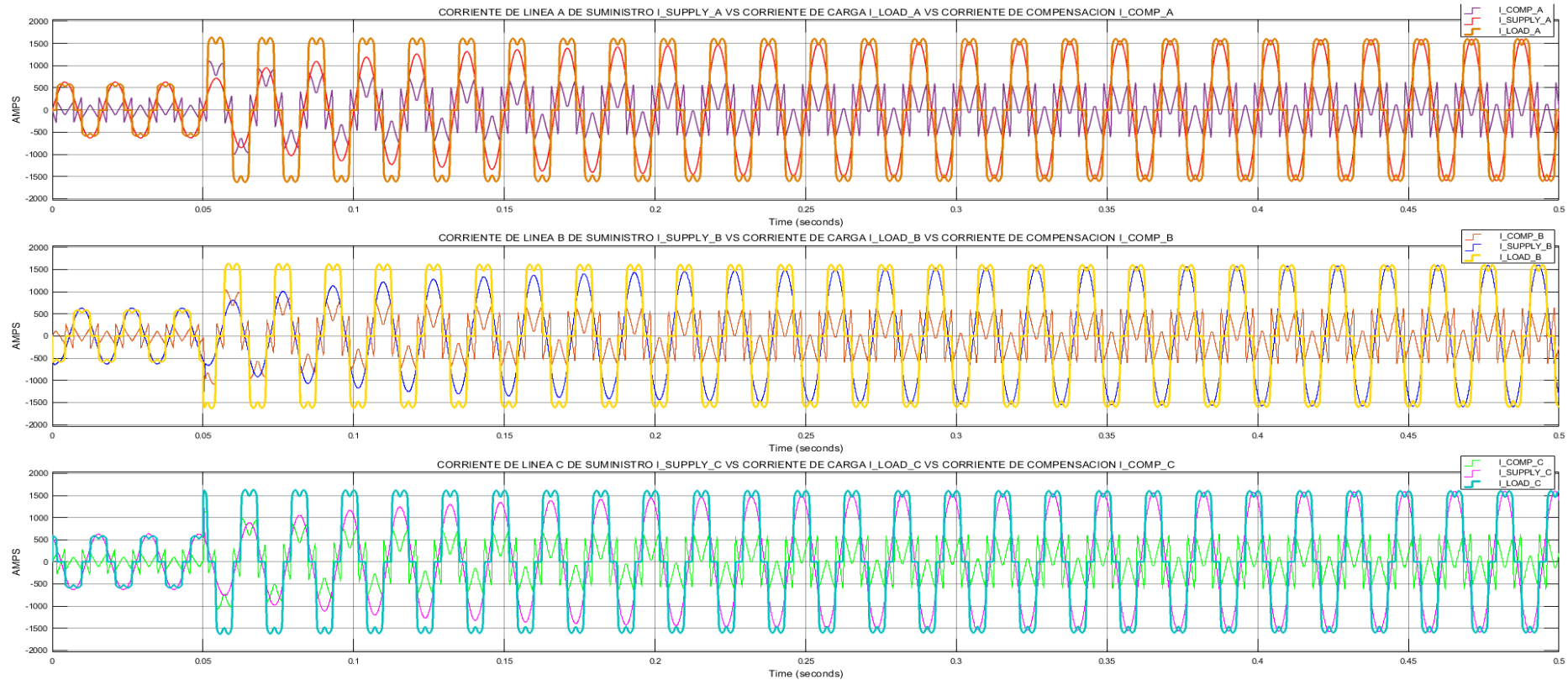


Figura 5-33: Corrientes de línea de la fuente de suministro $I_SUPPLY_A/B/C$ vs corrientes de línea de carga del convertidor de Empuje (Crowd) y Giro (Swing) $I_LOAD_A/B/C$ vs Corrientes de compensación $I_COMP_A/B/C$.

La Figura 5-34 muestra las formas de onda de las tensiones de fase (VAN, VBN y VCN-484 voltios $V_{peak}/334$ voltios RMS) y las corrientes de línea de la fuente de suministro antes y después de la conmutación del convertidor de Giro ($I_{supply_A/B/C}$ -630 amperios $I_{peak}/1127$ amperios RMS) en fase entre sí. De la Figura 5-34 se puede apreciar que el factor de potencia es muy cercano a la unidad. Las corrientes compensadas durante los primeros 50ms pertenecieron solo al convertidor de Empuje; a los 50ms, un breaker simuló la conexión automática del convertidor de Giro, la simulación registró un transitorio negativo y positivo de 1441 amperios en las fases "B" y "C" respectivamente, posteriormente, la transición de las corrientes se realizó de forma suave sin distorsionar la forma de onda senoidal; la potencia directa de Empuje y Giro entró en estado estacionario, manteniendo así, la forma de onda senoidal de las corrientes de línea compensadas por el filtro activo.

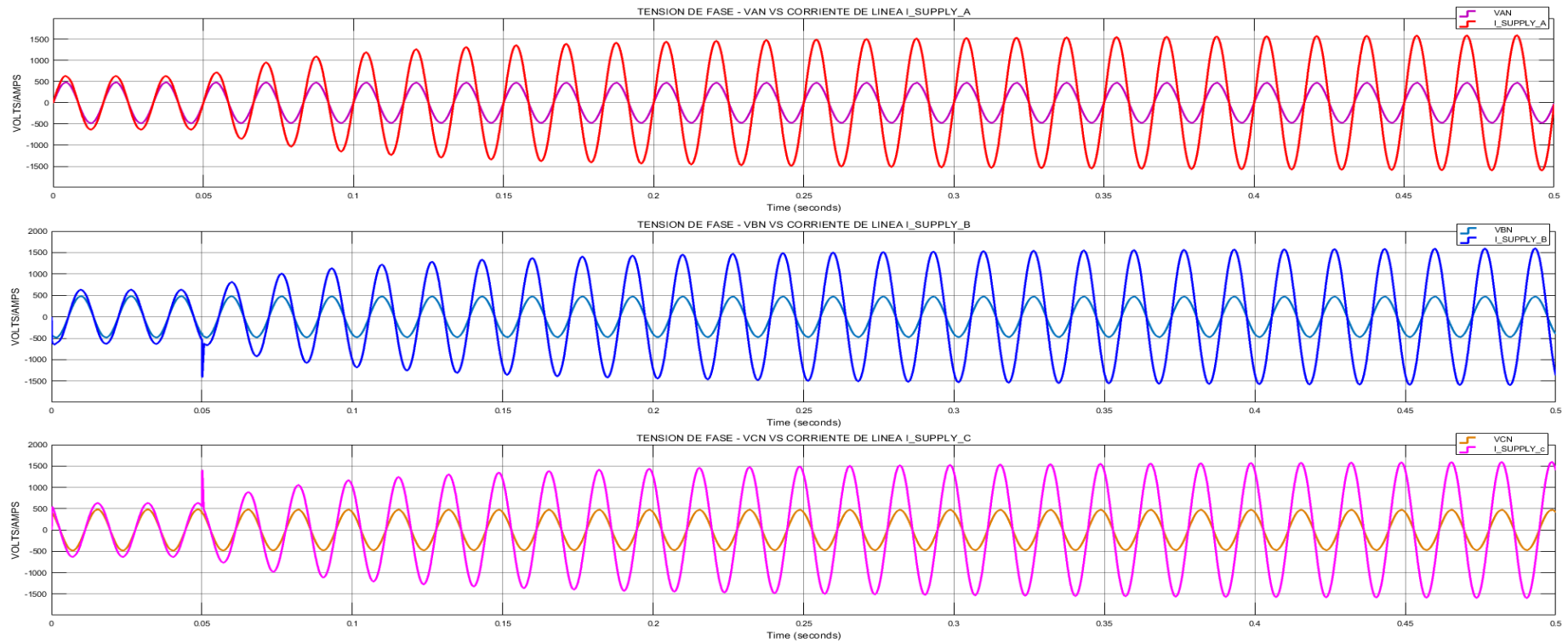


Figura 5-34: Tensiones de fase VAN, VBN y VCN y corrientes de línea de la fuente de suministro $I_{SUPPLY_A/B/C}$.

5.3.1. Discusión de los Resultados

La Figura 5-35 muestra únicamente el histograma de los armónicos de las corrientes de línea compensada de la fuente de suministro del convertidor de Empuje. La distorsión armónica de las formas de onda de las corrientes de línea de la fuente de suministro “A”, “B” y “C”, durante los primeros 0.05 segundos, registradas fueron de 0.78%, 1.78% y 1.71%. En general, la distorsión no superó el límite del 5% del TDD establecido por la IEEE 519-2014.

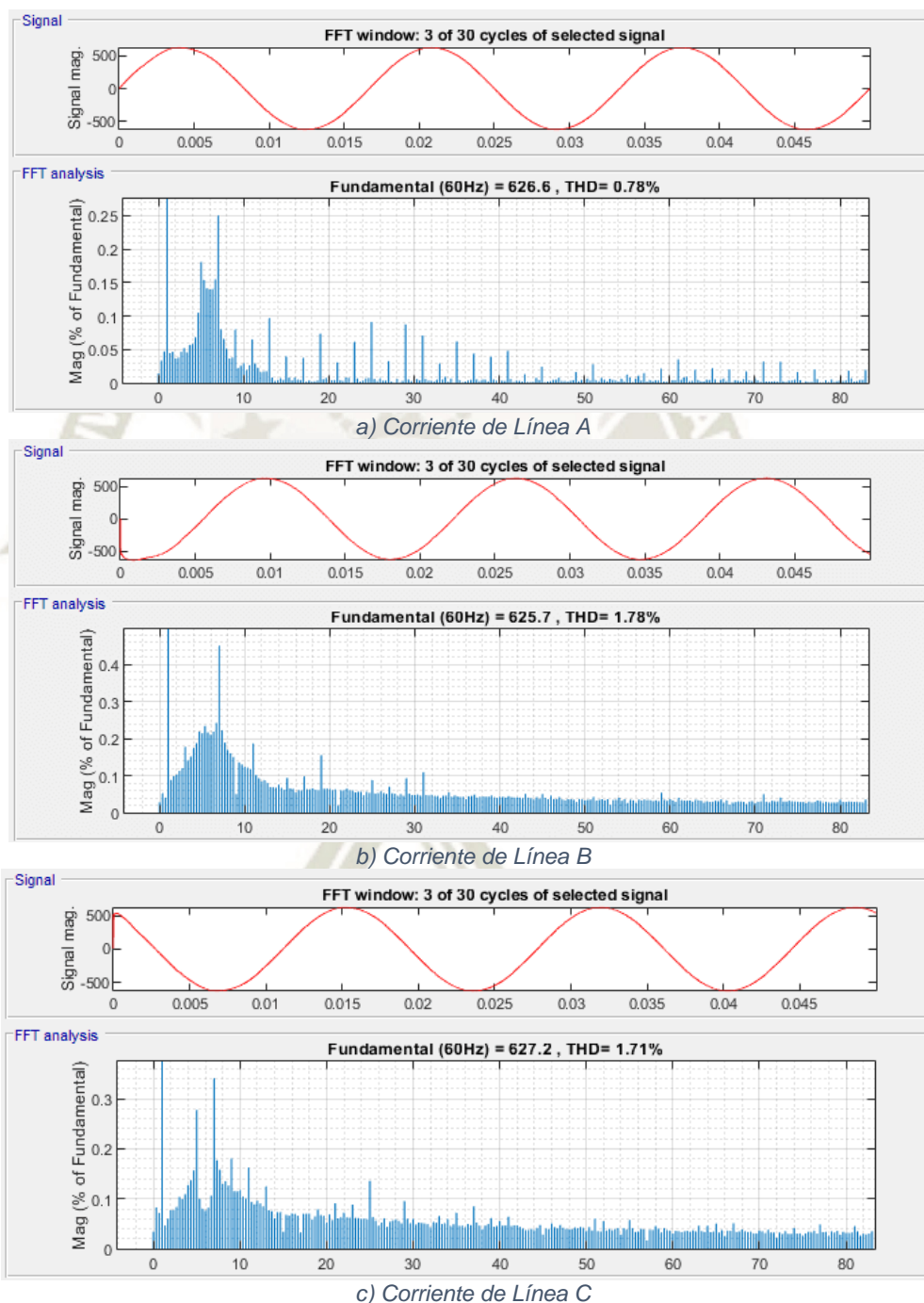


Figura 5-35: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.

La Figura 5-36 muestra el histograma de los armónicos de las corrientes de línea compensada de la fuente de suministro de los convertidores de Empuje y Giro. La distorsión armónica de las formas de onda de las corrientes de línea de la fuente de suministro “A”, “B” y “C” para los ciclos restantes simulados fueron de 0.82%, 0.95% y 0.94%. En general, la distorsión no superó el límite del 5% del TDD establecido por la IEEE 519-2014.

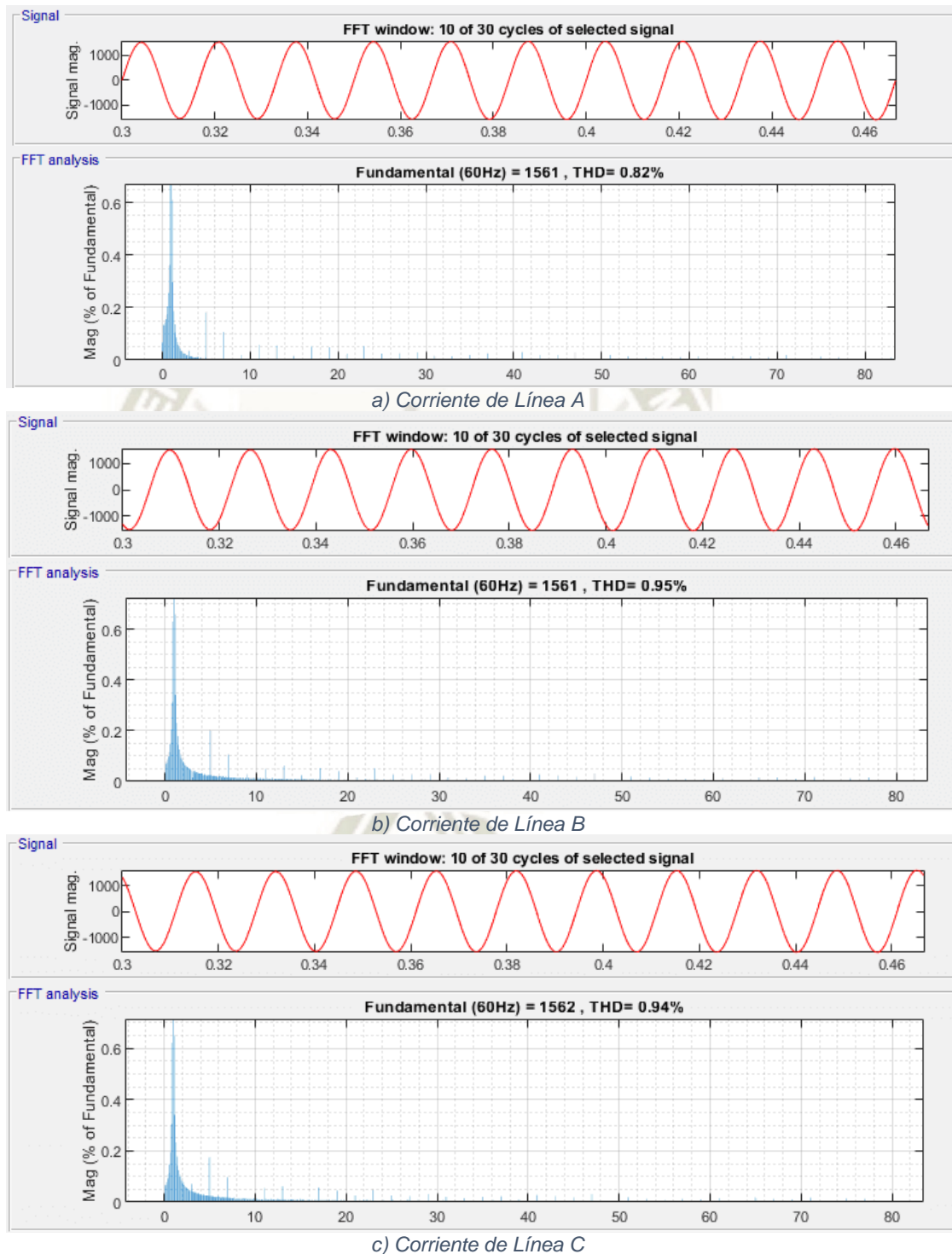


Figura 5-36: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.

5.4. Análisis del Inductor de Acoplamiento del Filtro Activo

El análisis del inductor de acoplamiento fue realizado mediante la ecuación (2-61). La desigualdad (2-61) muestra que el inductor puede variar entre un límite inferior y superior. El valor máximo del inductor es directamente proporcional a la tensión de bus DC e inversamente proporcional al orden armónico más significativo r , la frecuencia fundamental ω y la corriente nominal RMS del filtro activo I_c . Los parámetros del inductor máximo fueron fijados previamente, en consecuencia, el límite máximo del inductor para un convertidor de Empuje (Crowd) tiene un valor de 1.167mH. El valor del inductor mínimo es directamente proporcional a la tensión del bus DC también y es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación, el nivel del inversor y el máximo rizado de la corriente. Para analizar el comportamiento del filtro, se realizaron diversas gráficas del inductor de acoplamiento para diferentes frecuencias de conmutación de los IGBT's a diferentes niveles de rizado para evaluar el rendimiento del filtro activo.

La Figura 4-19 mostró que, para valores pequeños de rizado de corriente, la frecuencia de conmutación de los IGBT's tuvo que incrementarse para cumplir la desigualdad de (2-61) mientras que, para valores relativamente altos de rizado de corriente, la frecuencia de conmutación tiende a disminuir, cumpliendo así con la desigualdad de la ecuación. Una frecuencia de conmutación alta conlleva mayores pérdidas de energía en los dispositivos semiconductores, mientras que una menor frecuencia de conmutación afectará la calidad de la forma de onda, introduciendo armónicos a las corrientes de la fuente de suministro.

La Figura 4-20 representa la variación del ancho de banda de corriente para el controlador basado en histéresis en función a la variación de la frecuencia de conmutación para varios valores de inductores que a su vez son función del rizado de corriente. La ecuación (2-45) muestra que el valor del ancho de banda es directamente proporcional a la tensión del bus DC e inversamente proporcional al valor del inductor de acoplamiento y la frecuencia de conmutación. El valor de ancho de banda es función lineal de primer orden que varía según el valor del rizado de corriente.

A continuación, se analizará el rendimiento del filtro variando los parámetros del inductor y ancho banda para diferentes valores de rizado, posteriormente, se analizará el TDD de la forma de onda de corriente de la fuente de suministro después de la compensación realizada por el filtro activo. El análisis fue realizado en base al diagrama eléctrico de la Figura 4-25.

El sistema a analizar es un sistema trifásico balanceado, la carga es un rectificador de onda completa basado en diodos que representa el convertidor de Empuje (Crowd) de la Pala 4100XPC DC. La fuente de suministro del convertidor a utilizar en la simulación es el secundario del transformador principal de la Pala. A continuación, se muestra en la Tabla 5-4 los parámetros de la Pala, del filtro activo y del convertidor DC.

Tabla 5-4: Parámetros de simulación del filtro activo trifásico de tres niveles.

SÍMBOLO	DESCRIPCIÓN	VALOR
V_s	Tensión Línea - Línea	600VAC
f	Frecuencia	60 Hz
R_T	Resistencia interna de la fuente de suministro	0.001 Ω
L_T	Inductancia interna de la fuente de suministro	1 μH
R_L	Resistencia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	0.010 Ω
L_L	Inductancia de línea del bus bar (Trafo-Inversor)	1 μH
R_{LC}	Resistencia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	0.001 Ω
L_{LC}	Inductancia de línea del bus bar (Inversor-Convertidor)	1 μH
R_B	Resistencia interna del breaker	10 $\mu\Omega$
C_{BS}	Capacitancia del snubber del convertidor	1 μF
R_{BS}	Resistencia del snubber del convertidor	100 K Ω
R_{on}	Resistencia interna del diodo del convertidor	0.1 Ω
V_f	Caída de tensión en el diodo del convertidor	0.8V
R_C	Resistencia devanado de armadura de Crowd calculado	1.2248 Ω
I_C	Inductancia devanado de armadura de Crowd - asumido	10 μH
V_{DC}	Bus DC del inversor de tres niveles	1100 VDC
R_{din}	Resistencia interna del diodo del inversor	0.001 V
V_{din}	Caída de tensión en el diodo del inversor	0.8 V
C_{SDI}	Capacitancia del snubber del diodo del inversor	0.250 μF
R_{SDI}	Resistencia del snubber del diodo del inversor	500 Ω
R_{IGBT}	Resistencia interna del IGBT del inversor	0.001 Ω
R_{S-IGBT}	Resistencia del snubber del IGBT del inversor	100 K Ω

5.4.1. Inductor de $666.67\mu\text{H}$ @ 12.5kHz y 5.5% de Rizado de Corriente

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para un inductor calculado de $666.67\mu\text{H}$ @ 12.5Khz y 5.5% de rizado, la Figura 5-37 muestra las corrientes de referencia vs las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles, la corriente de compensación no siguió correctamente a la referencia en ciertos tramos, lo que causó que las corrientes de la fuente de suministro Figura 5-38 contenga armónicos impares. La distorsión armónica de la corriente de línea A - Figura 5-39 registrado fue de 11.36% .

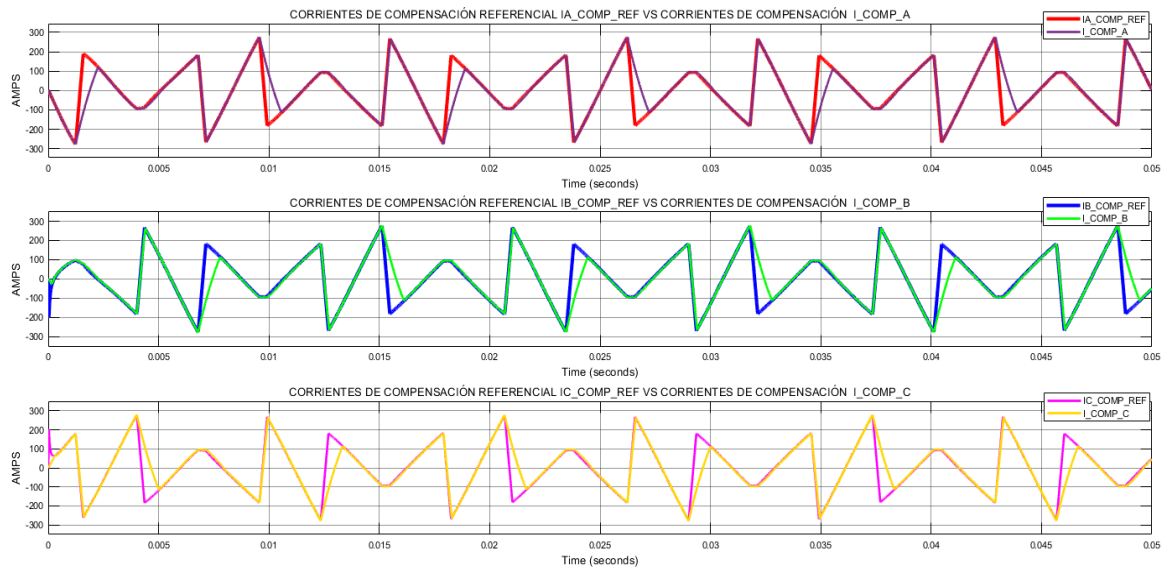


Figura 5-37: Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.

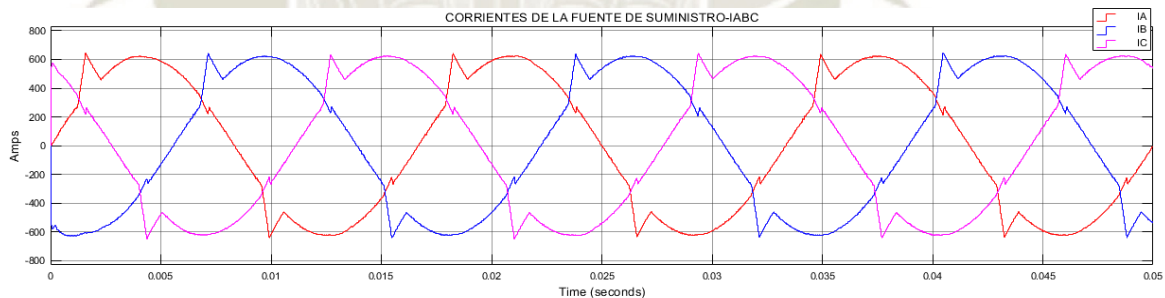


Figura 5-38: Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.

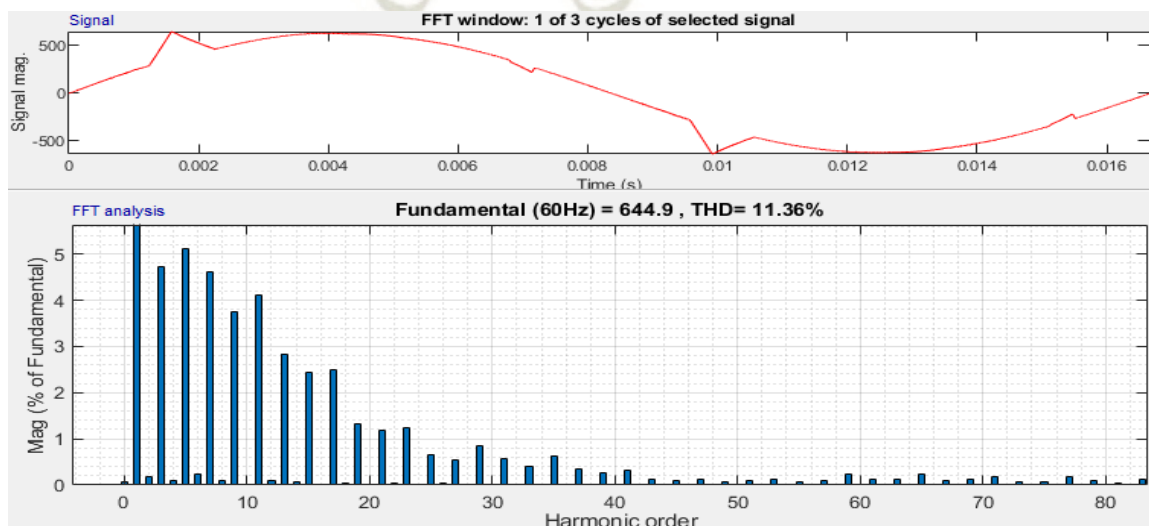


Figura 5-39: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.

5.4.2. Inductor de 385.97 μ H @ 12.5kHz y 9.5% de Rizado de Corriente

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para un inductor calculado de 385.97 μ H @ 12.5Khz y 13% de rizado, la Figura 5-40 muestra las corrientes de referencia vs las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles, la corriente de compensación siguió correctamente a la corriente referencia, lo que causó que las corrientes de la fuente de suministro Figura 5-41 reduzca el contenido armónico. La distorsión armónica de la corriente de línea A-Figura 5-42 registrado fue de 6%.

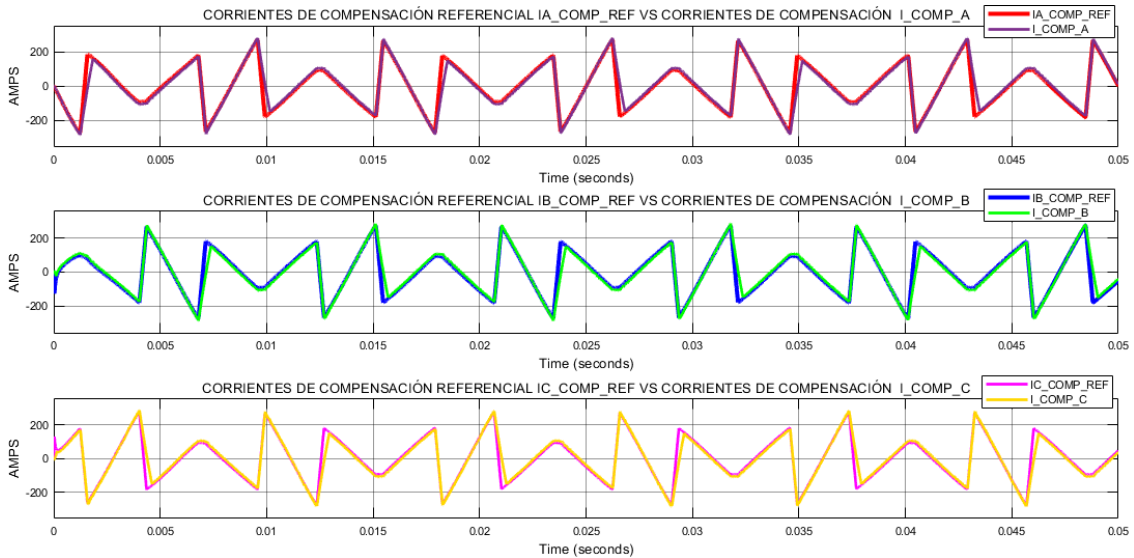


Figura 5-40: Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.

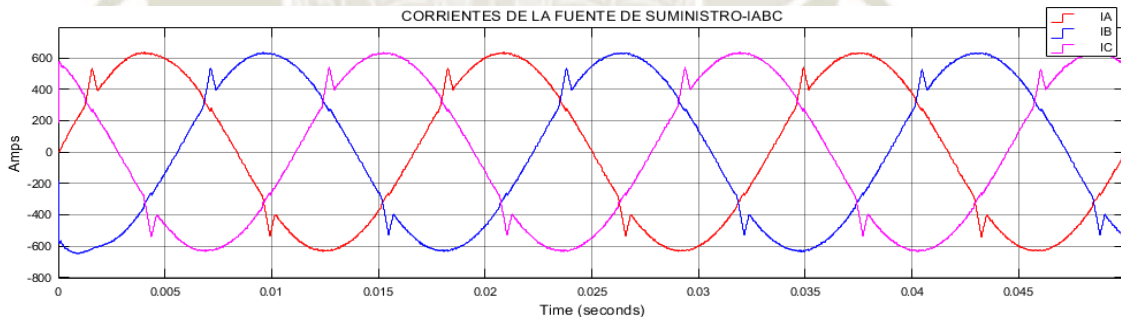


Figura 5-41: Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.

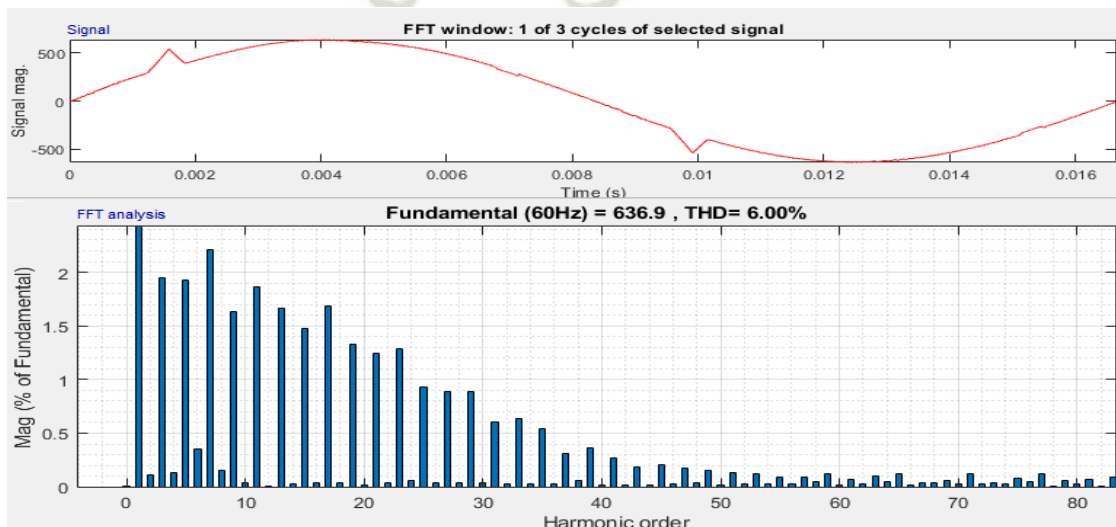


Figura 5-42: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.

5.4.3. Inductor de 333.33 μ H @ 25kHz y 5.5% de Rizado de Corriente

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para un inductor calculado de 333.33 μ H @ 25Khz y 5.5% de rizado, la Figura 5-43 muestra las corrientes de referencia vs las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles, la corriente de compensación no siguió correctamente a la referencia en ciertos tramos, lo que causó que las corrientes de la fuente de suministro Figura 5-44 contenga armónicos impares. La distorsión armónica de la corriente de línea A-Figura 5-45 registrado fue de 4.42%.

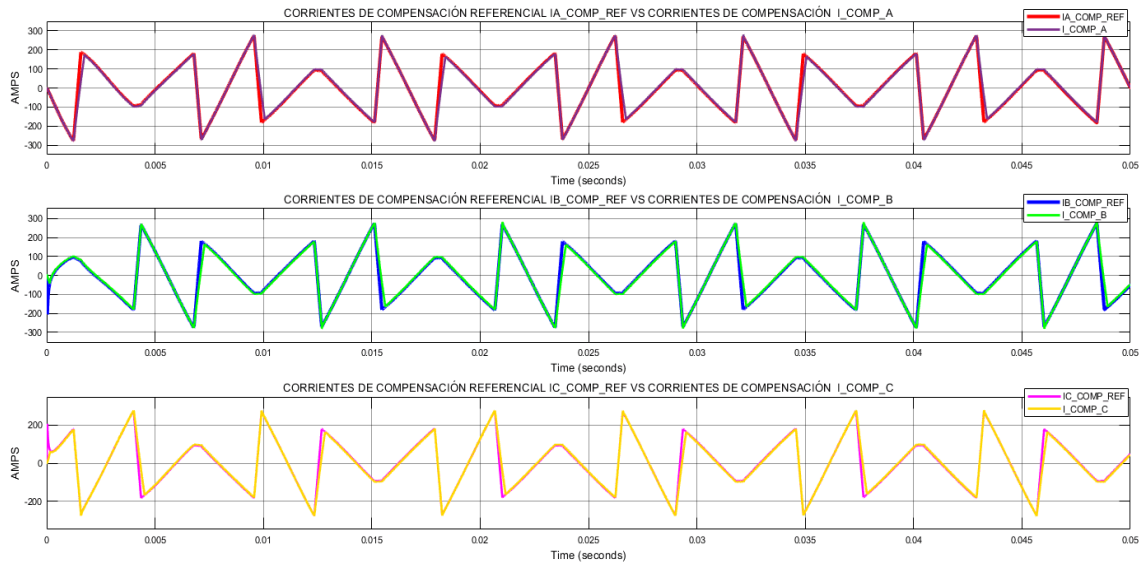


Figura 5-43: Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.

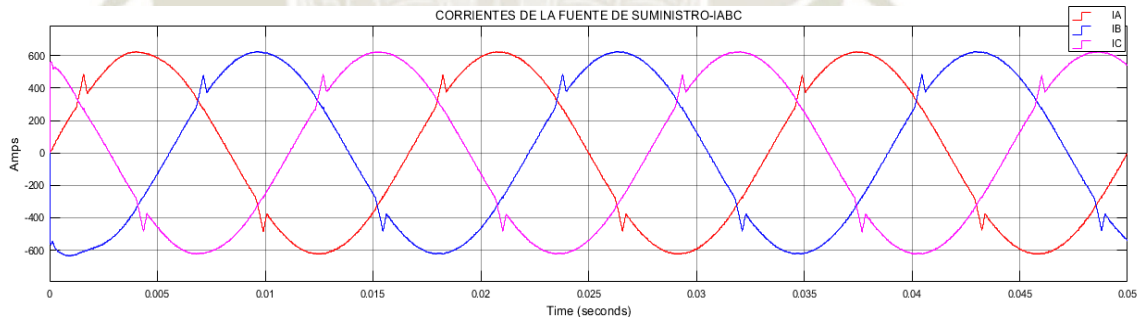


Figura 5-44: Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.

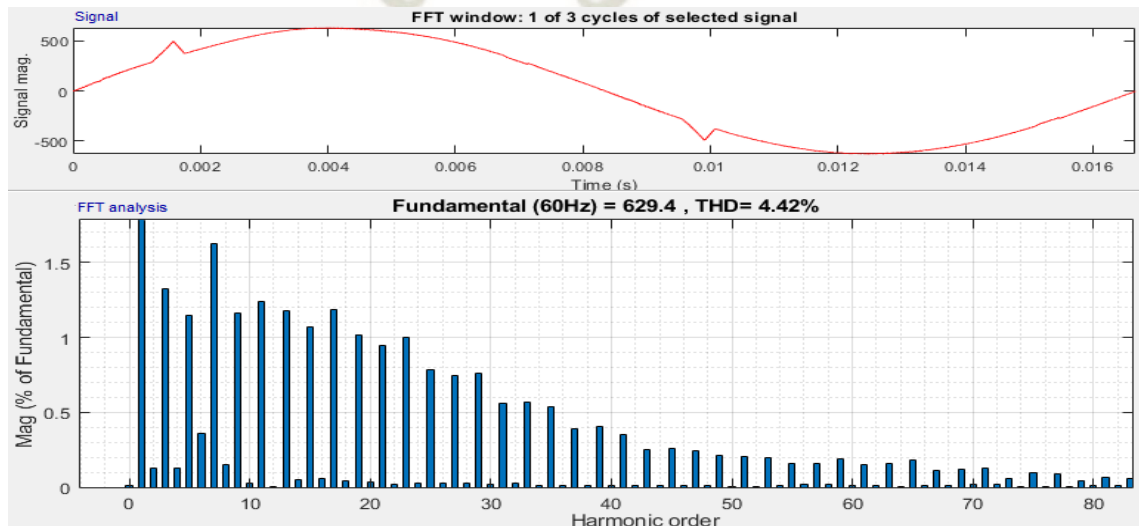


Figura 5-45: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.

5.4.4. Inductor de 192.98 μ H @ 25kHz y 9.5% de Rizado de Corriente

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para un inductor calculado de 192.98 μ H @ 25Khz y 9.5% de rizado, la Figura 5-46 muestra las corrientes de referencia vs las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles, la corriente de compensación siguió correctamente a la referencia en ciertos tramos, lo que causó que las corrientes de la fuente de suministro Figura 5-47 contenga armónicos impares. La distorsión armónica de la corriente de línea A-Figura 5-48 registrado fue de 1.18%.

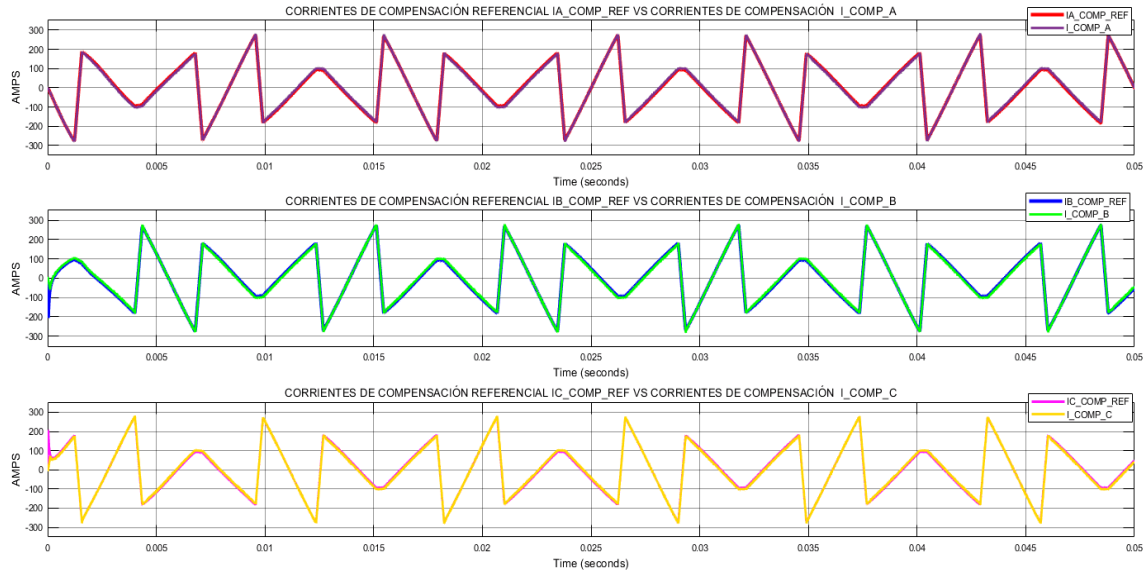


Figura 5-46: Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.

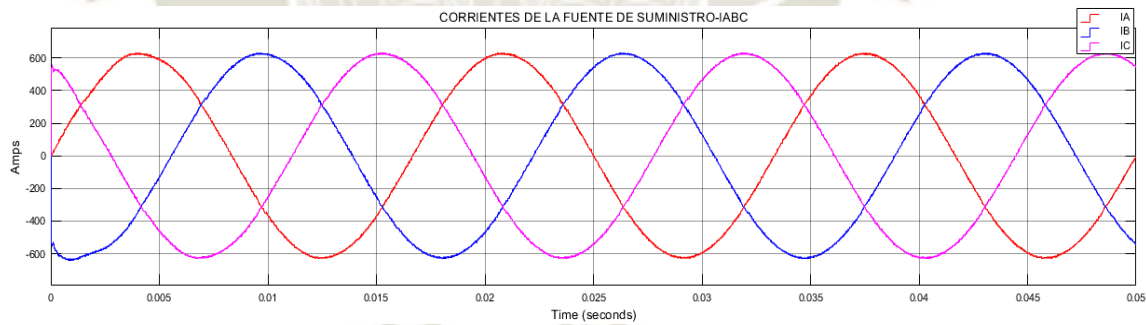


Figura 5-47: Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.

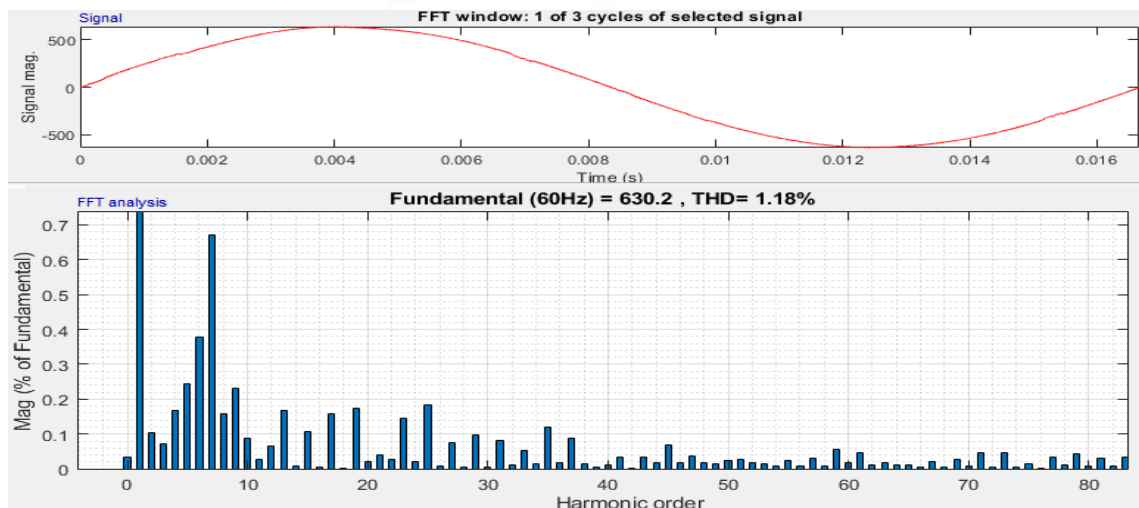


Figura 5-48: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.

5.4.5. Inductor de $166.67\mu\text{H}$ @ 50kHz y 5.5% de Rizado de Corriente

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para un inductor calculado de $166.67\mu\text{H}$ @ 50kHz y 5.5% de rizado, la Figura 5-49 muestra las corrientes de referencia vs las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles, la corriente de compensación siguió correctamente a la referencia, el cual mejoró notablemente la forma de onda de las corrientes de la fuente de suministro Figura 5-50, disminuyendo así el contenido armónico. La distorsión armónica de la corriente de línea A-Figura 5-51 registrado fue de 0.96% .

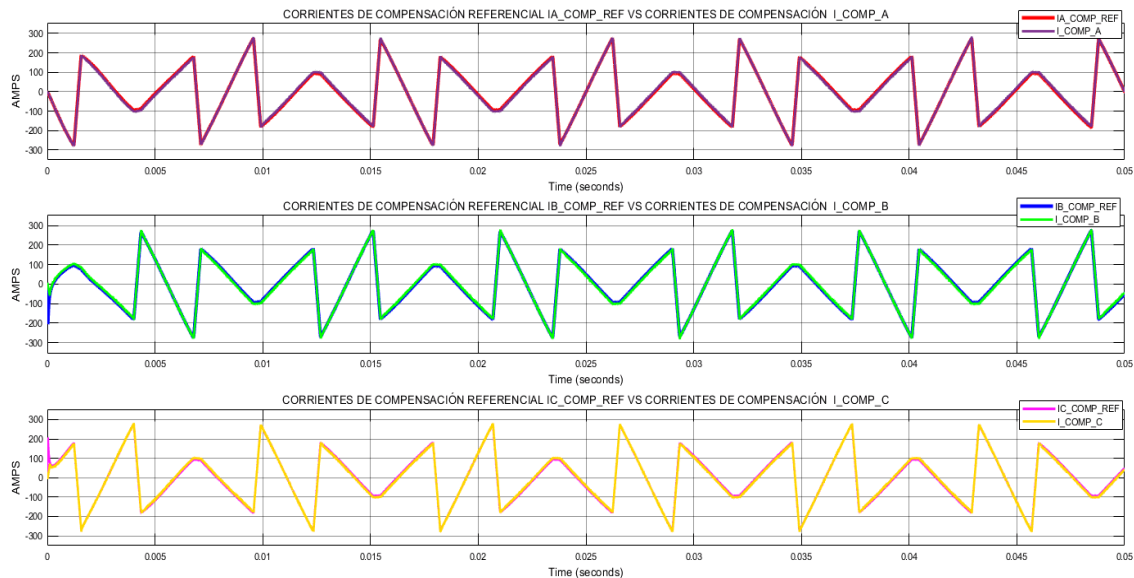


Figura 5-49: Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.

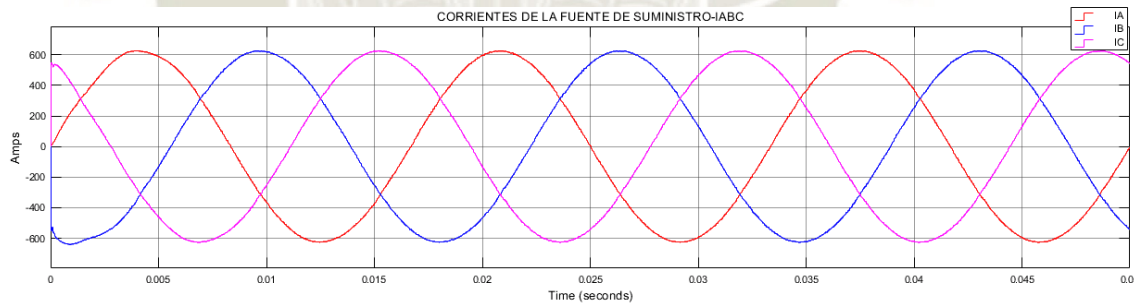


Figura 5-50: Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.

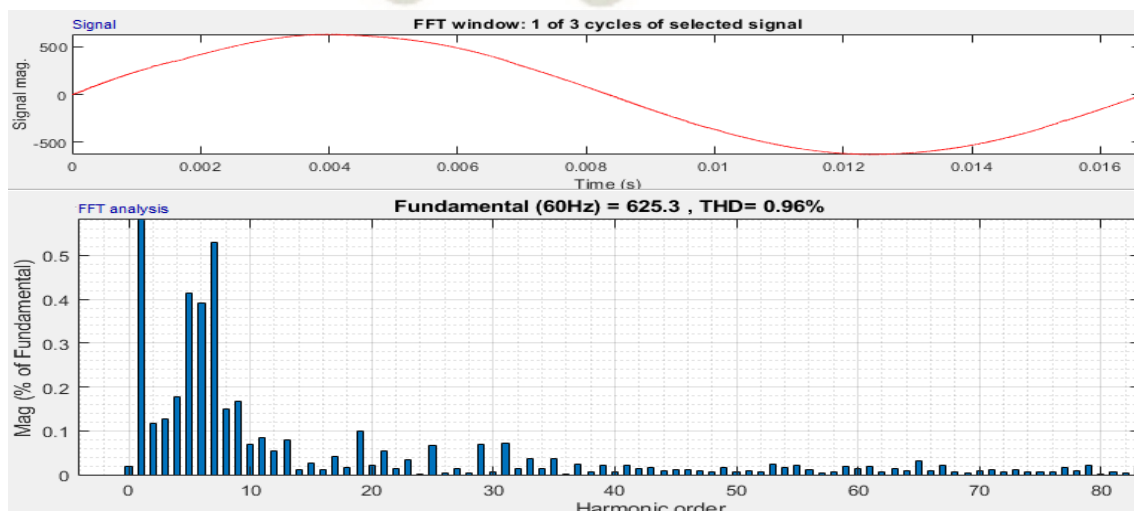


Figura 5-51: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.

5.4.6. Inductor de 96.49 μH @ 50kHz y 9.5% de Rizado de Corriente

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para un inductor calculado de 96.49 μH @ 50Khz y 9.5% de rizado, la Figura 5-52 muestra las corrientes de referencia vs las corrientes de compensación generadas por el inversor de tres niveles, la corriente de compensación siguió correctamente a la referencia mejorando la forma de onda de las corrientes de suministro. La distorsión armónica de la corriente de línea A-Figura 5-54 fue de 1.12%.

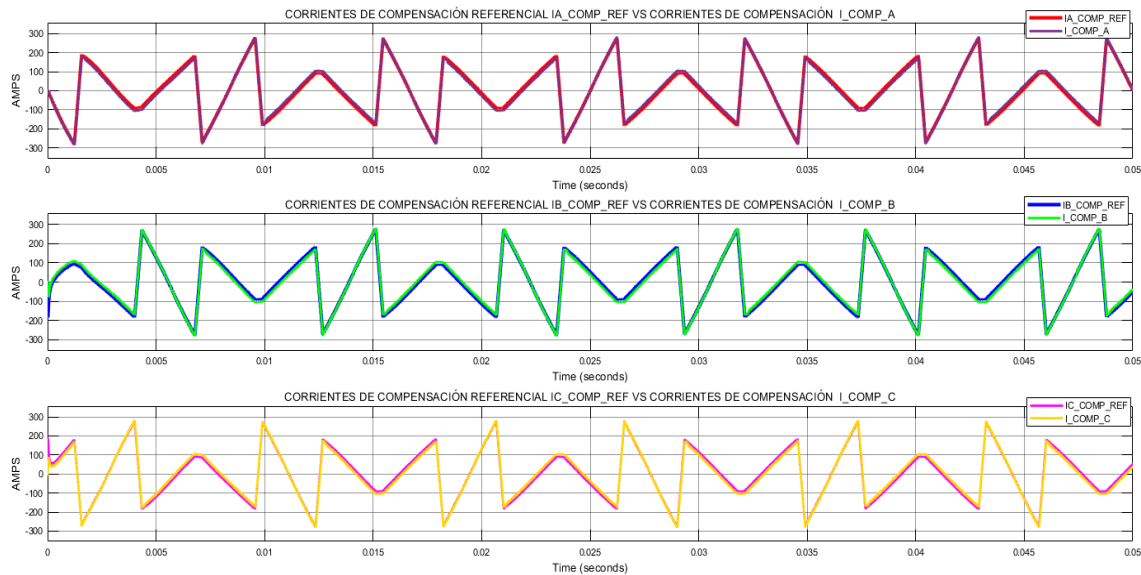


Figura 5-52: Corrientes de compensación referencial vs corrientes de compensación de las fases A, B y C.

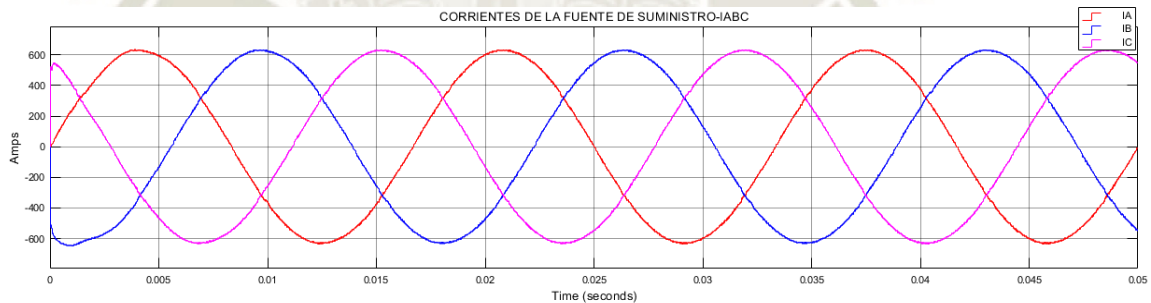


Figura 5-53: Corrientes senoidales compensadas de la fuente de suministro.

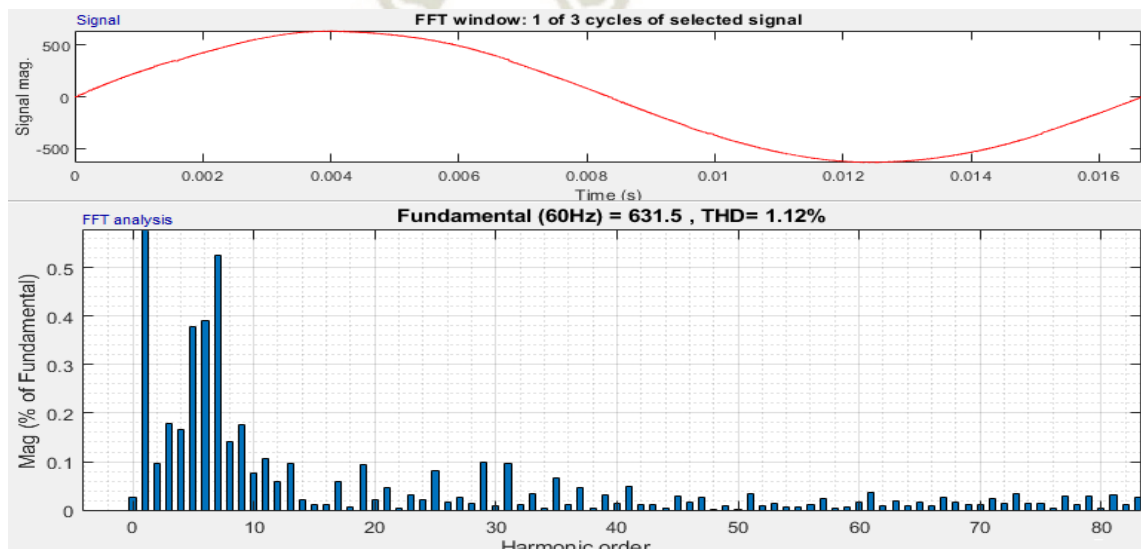


Figura 5-54: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A.

5.4.7. Discusión de los Resultados

El rendimiento del filtro activo se analizó para diferentes valores del inductor de acoplamiento. Las secciones 5.4.1 y 5.4.2 permitieron analizar el rendimiento del filtro activo para una frecuencia de conmutación de 12.5 KHz para dos valores de rizado de corriente de 5.5% y 9.5%, los resultados mostraron que, para una misma frecuencia de conmutación se obtuvieron dos valores de inductancia de $666.67\mu\text{H}$ y $385.97\mu\text{H}$, la calidad de la forma de onda tendió a mejorar a medida que se incrementó el rizado de la corriente, esto se puede apreciar en la disminución del contenido armónico de 11.36% a 6%. Adicionalmente se pudo observar que incrementando el rizado a una misma frecuencia de conmutación, el valor de la inductancia también tiende a disminuir.

Las secciones 5.4.3 y 5.4.4 permitieron analizar el rendimiento del filtro activo para una frecuencia de conmutación de 25KHz para dos valores de rizado diferentes de 5.5% y 9.5% de rizado, los resultados mostraron que, incrementando la frecuencia de conmutación de 12.5 KHz a 25KHz los valores de inductancia se redujeron de $333.33\mu\text{H}$ a $192.98\mu\text{H}$ para valores de rizado de corriente de 5.5% y 9.5% respectivamente, la calidad de la forma de onda mejoró a medida que se incrementó el rizado de la corriente, esto se puede apreciar en la disminución del contenido armónico de 4.42% a 1.18%.

Las secciones 5.4.6 y 5.4.7 permitieron analizar el rendimiento del filtro activo para una frecuencia de conmutación de 50KHz para dos valores de rizado de 5.5% y 9.5% de rizado, los resultados mostraron que incrementando la frecuencia de conmutación de 25KHz a 50KHz los valores de inductancia se redujeron de $166.67\mu\text{H}$ a $96.49\mu\text{H}$ para valores de rizado de corriente 5.5% y 9.5%. El contenido armónico de corriente disminuyó a 0.96% para un rizado de 5.5%, sin embargo, para un rizado de 9.5%, el contenido armónico aumentó ligeramente a 1.12%.

En general, se pudo inferir que a medida que el valor de la inductancia disminuyó, la calidad de la forma de onda de la corriente tendió a mejorar, a excepción de la simulación de la sección 5.4.7, por consiguiente, el valor final del inductor deberá sintonizarse considerando la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores y el nivel de distorsión de onda requerido; mayores frecuencias de conmutación elevaran las pérdidas en los dispositivos semiconductores. El contenido armónico de las corrientes de línea de las simulaciones realizadas no superó el límite del 5% del TDD establecido por la IEEE 519-2014.

5.5. Análisis del bus DC del inversor de 3-niveles tipo NPC

A continuación, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación para el bus DC calculado de 1100V utilizando un controlador PI de ganancia proporcional e integral para distintos niveles de rizado de tensión del bus DC. El análisis del bus DC del inversor de tres niveles fue simulado en Simulink y está basado en un controlador basado en energía propuesto por [56], El análisis se divide en cuatro partes, en la primera parte se utiliza un controlador PI con ganancias proporcional e integral K_{pe} y $k_{ie} = K_{pe}/2$ con una precarga por capacitor de 275VDC, en la segunda parte las ganancias del controlador PI proporcional e integral son $2K_{pe}$ y $K_{ie} = K_{pe}$, en la tercera parte las ganancias proporcional e integral son K_{pe} y $K_{ie} = 2K_{pe}$ y en la última parte se replica la penúltima parte pero con la condición que los capacitores se encuentran con una tensión inicial diferente de cero(500VDC).

Cada parte muestra tres figuras, la primera figura está compuesta por tres subgráficas, las subgráficas muestran el comportamiento de las entradas de tensión referencial vs la tensión medida del bus DC, la tensión cuadrática de ambas tensiones y en la parte inferior se muestra el error o diferencia cuadrática de ambas tensiones que sirvió de entrada al controlador PI basado en energía propuesto por [56], la salida del controlador proporciona la energía de pérdida que requiere el inversor para mantener constante el bus DC. La segunda figura muestra el comportamiento de las corrientes de línea A, B y C compensadas de la fuente de suministro, estas corrientes fueron analizadas posteriormente para evaluar el rendimiento del filtro a través de una figura que muestra el espectro armónico de las corrientes de línea de la fuente de suministro.

Para evaluar el rendimiento del controlador PI basado en energía se variaron los parámetros de K_{pe} y K_{ie} basados en la ecuación (2-66), ambos son funciones del valor de la capacitancia y del periodo de rizado de tensión del capacitor; a su vez la capacitancia fue variada para distintos niveles de rizado pico-pico de tensión DC basada en la ecuación (4-40). El circuito fue simulado utilizando la Figura 4-25. Los parámetros PI fueron variados en el esquema de control mostrado en la Figura 4-24.

5.5.1. Controlador Proporcional K_p e Integral $K_i=K_p/2$ y Capacitor Precargado $V_{dc}/2=500V_{DC}$

5.5.1.1 Controlador PI de 0.394 y 0.197 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-55-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 2.622ms, 4.540ms y 5.496ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable osciló entre 0.828% y 0.238%. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 2.622ms, 4.540ms y 5.496ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 1.682% y 0.4793%. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta de carga rápida, además, el sistema no experimentó un sobreimpulso, no obstante, la figura muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores de 13.121mF depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida.

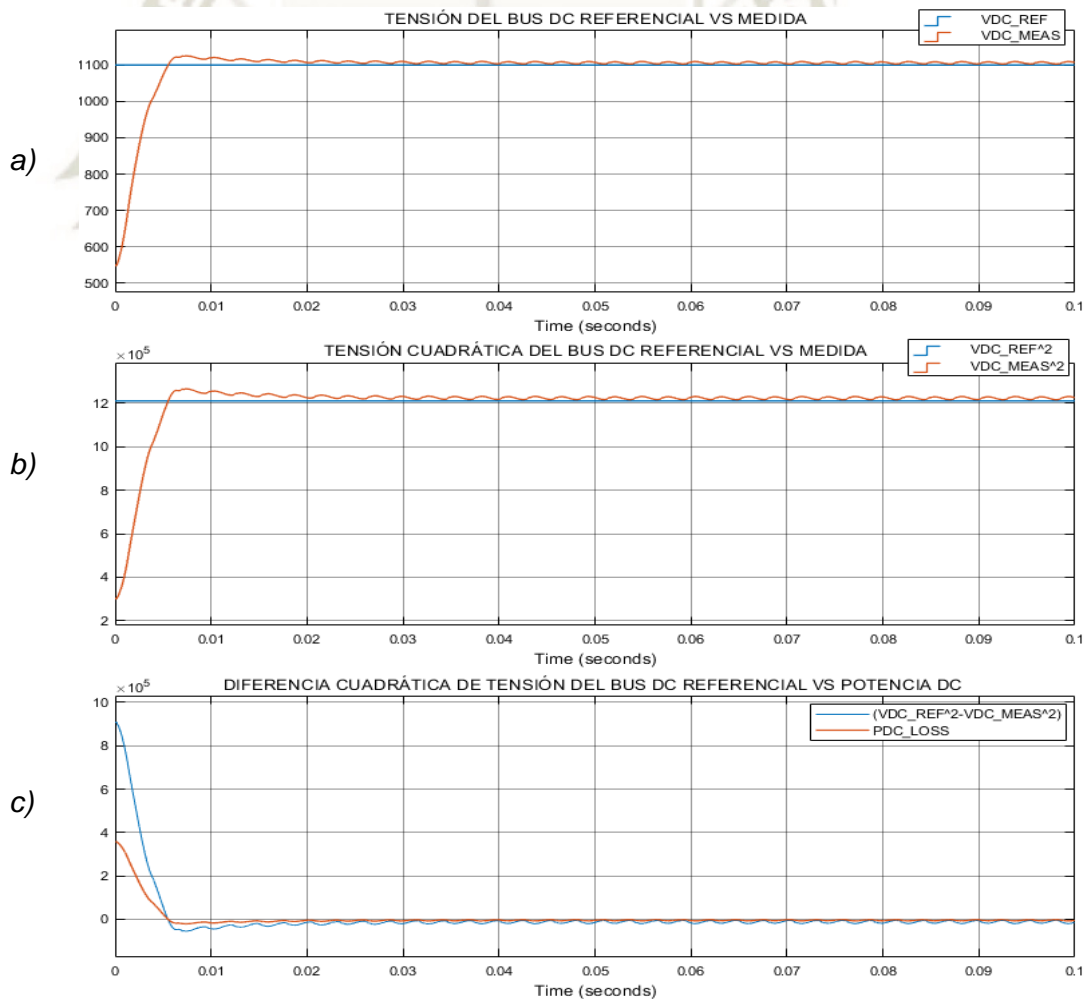


Figura 5-55:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-56 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +1357.30(219.34%), -2228.20(360.08%) y +1243.32(200.92%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 618.80 (100%) amperios.

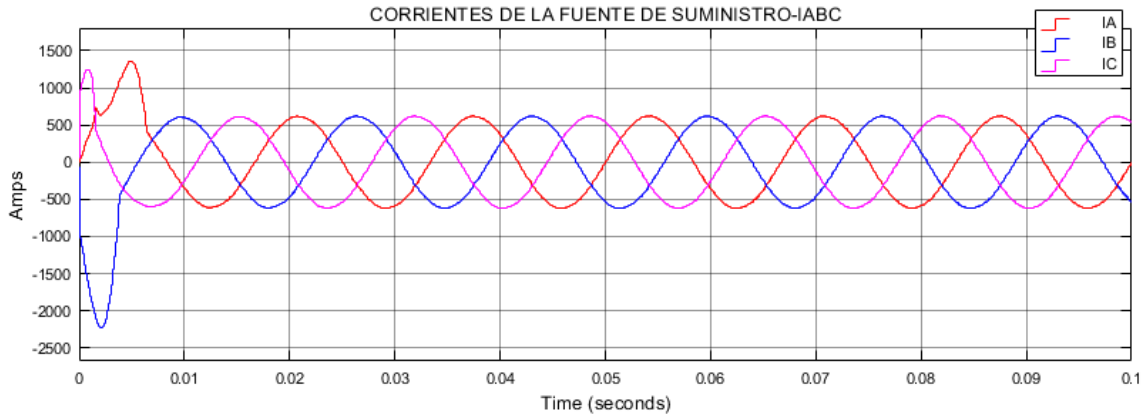


Figura 5-56: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-66 a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “B”, alcanzando valores de THD de 49.46% y 0.69% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 25.47% y 36.39% durante su primer ciclo respectivamente.

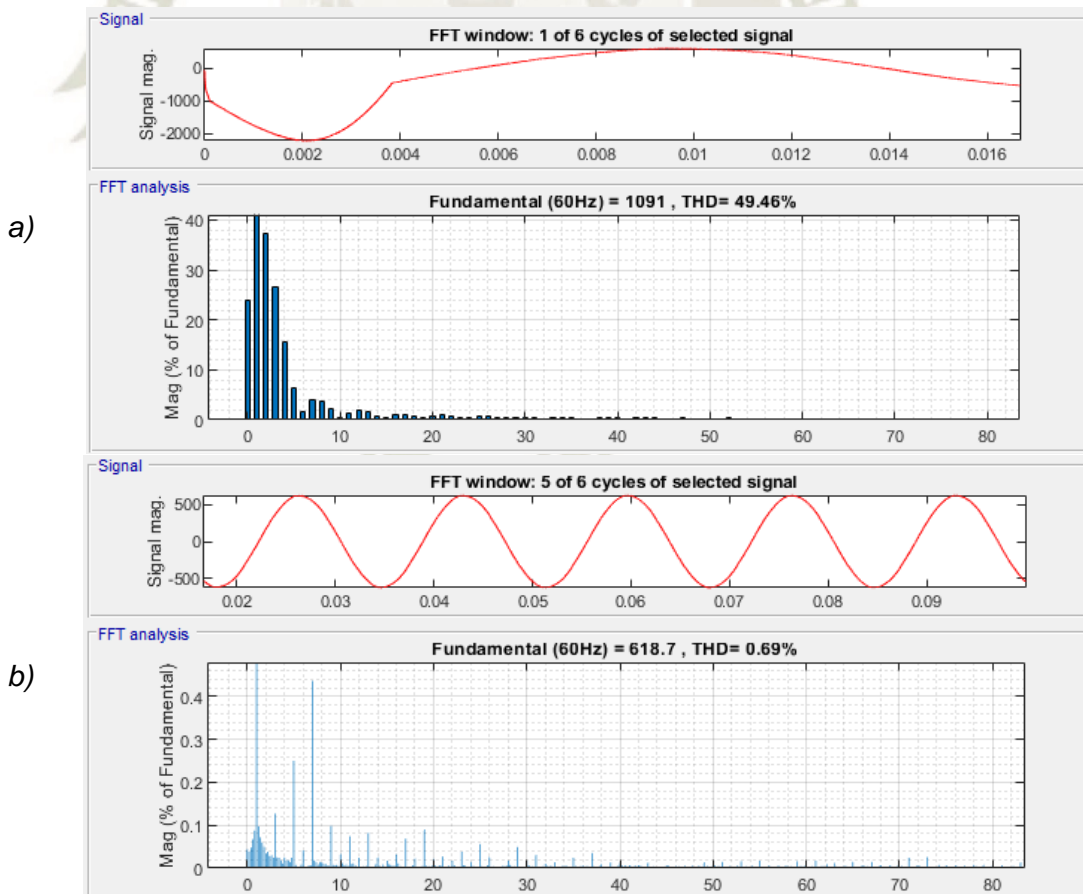


Figura 5-57: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.1.2 Controlador PI-0.787 y 0.394 al 2.5% Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-58-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 3.520ms, 5.93ms y 24ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable osciló entre 0.492% y 0.177%. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 3.50ms, 5.93ms y 24ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.909% y 0.347%. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta de carga más lenta, sin embargo, el sistema no experimentó un sobreimpulso, no obstante, la figura muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores de 26.243mF depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida.

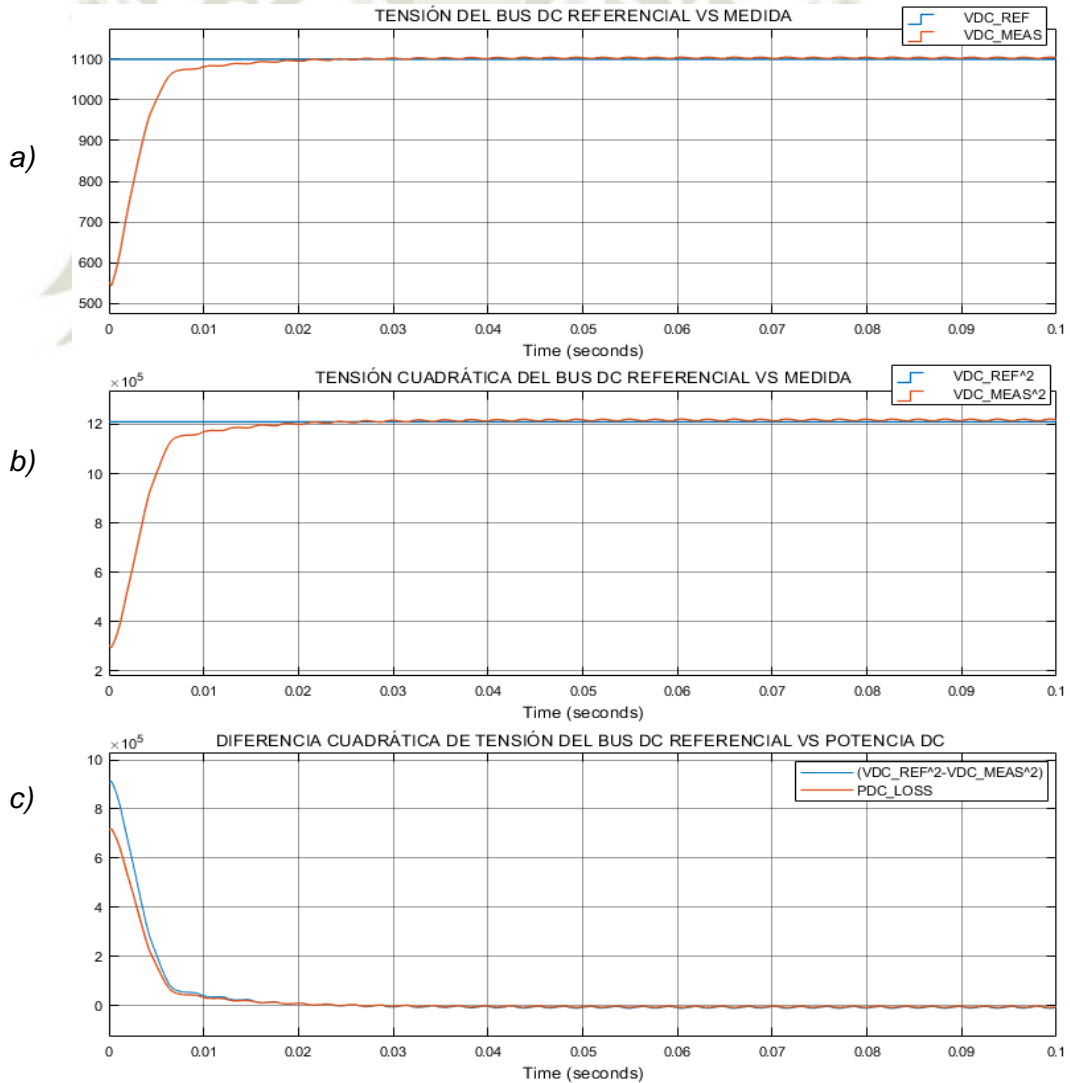


Figura 5-58:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-59 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +1824(293.20%), -2921(469.54%) y +1558(250.44%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 622.10 (100%) amperios.

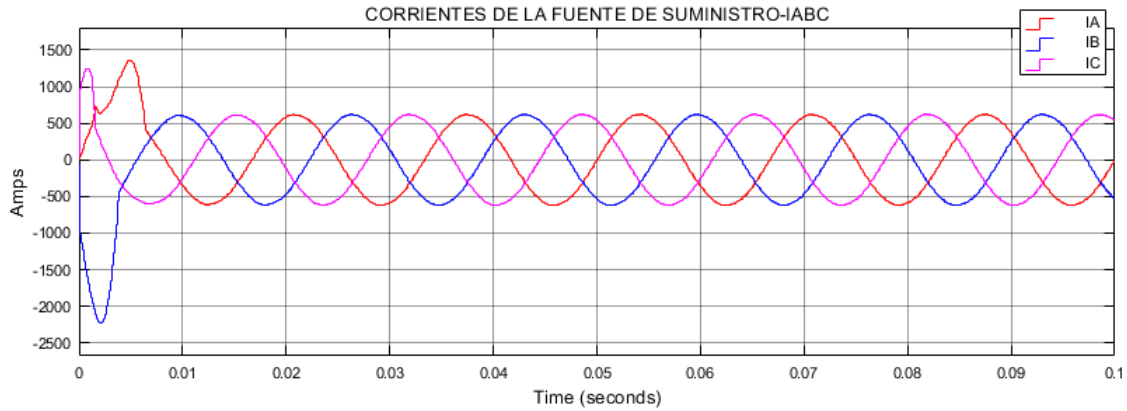


Figura 5-59: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-60 a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “B”, alcanzando valores de THD de 53.08% y 0.97% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 28.59% y 45.67% durante su primer ciclo respectivamente.

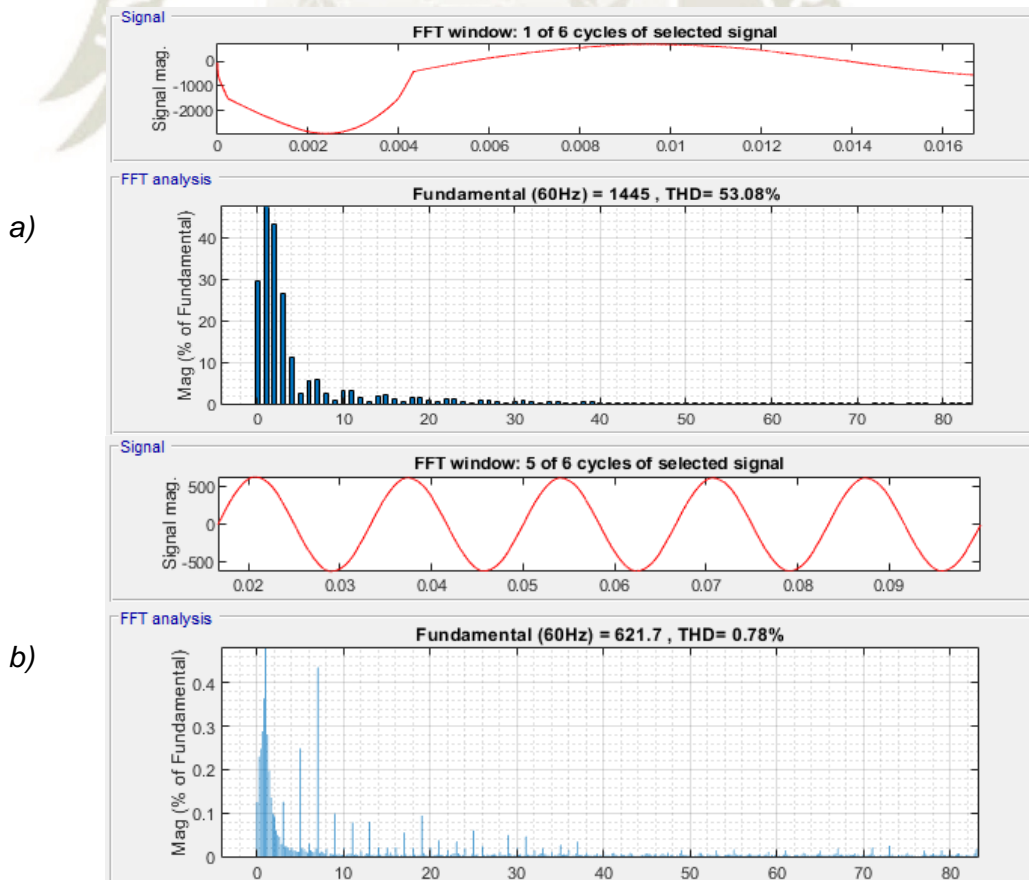


Figura 5-60: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.1.3 Controlador PI-1.968 y 0.984 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-61-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 4.85ms, 11ms y 35ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable osciló entre 0.268% y 0.155%. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 4.85ms, 11ms y 35ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.537% y 0.309%. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta de carga más lenta que las anteriores simulaciones, sin embargo, el sistema no experimentó un sobreimpulso, no obstante, la figura muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores de 65.608mF depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida.

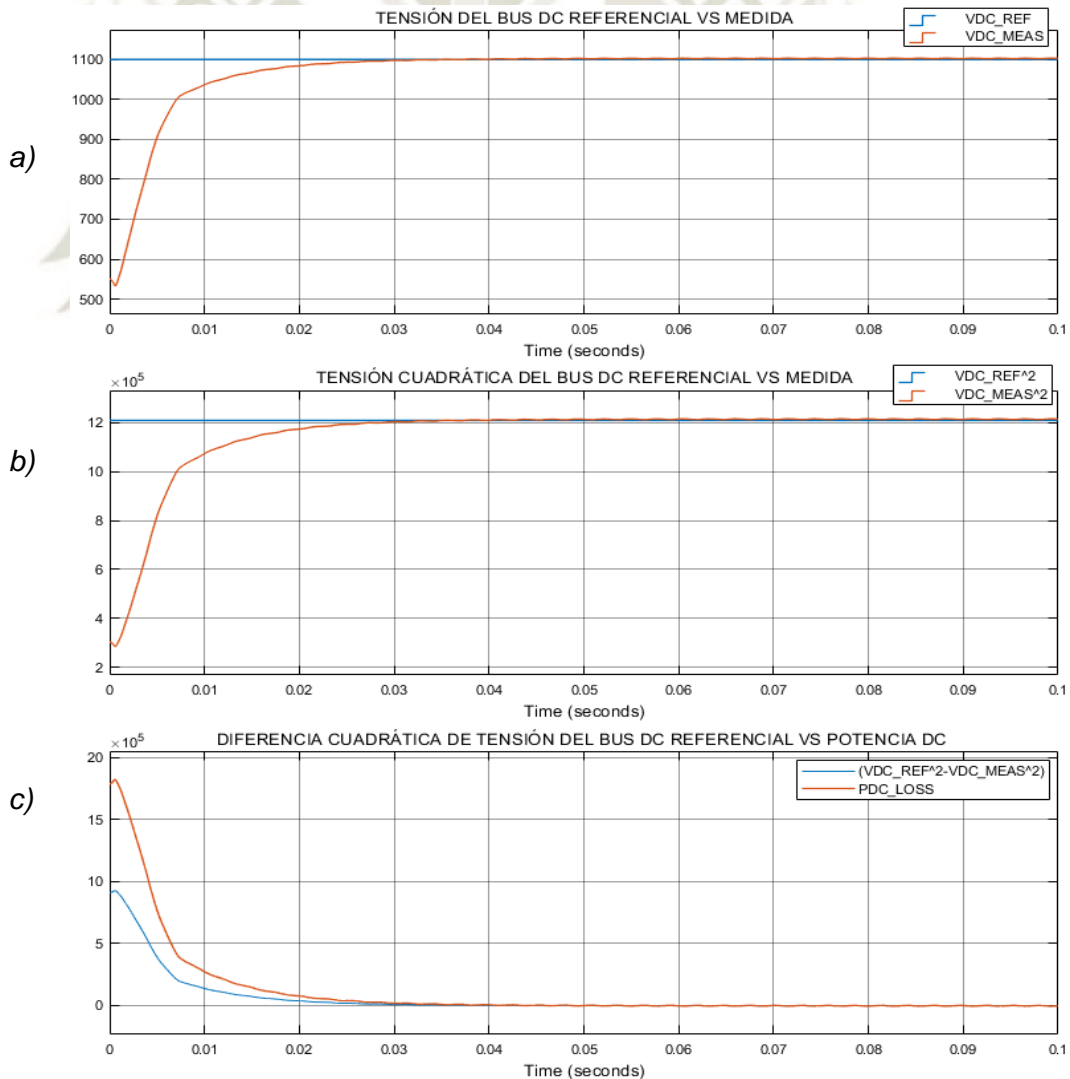


Figura 5-61:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-62 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +3086.5(496.06%), -4440.78.100(713.72%) y +2502.97(402.28%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 622.200 (100%) amperios.

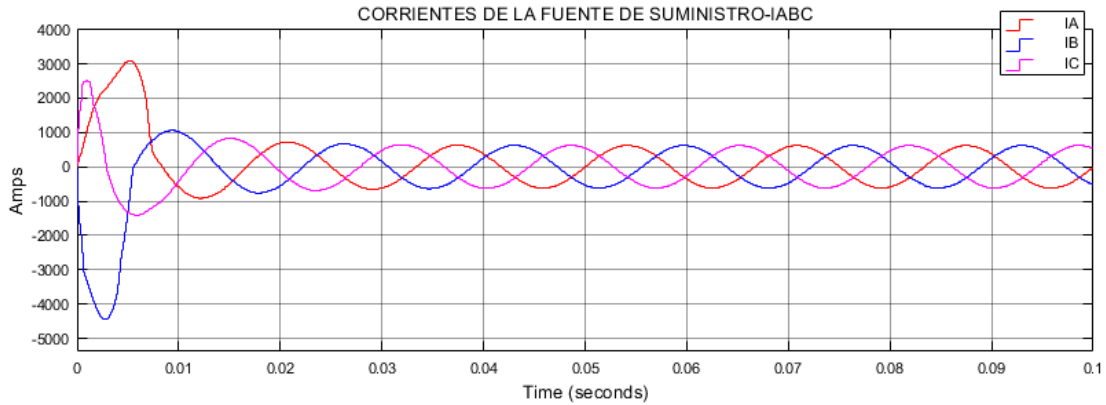


Figura 5-62: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-63 a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de THD de 50.89% y 0.92% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 28.89% y 55.27% durante su primer ciclo respectivamente.

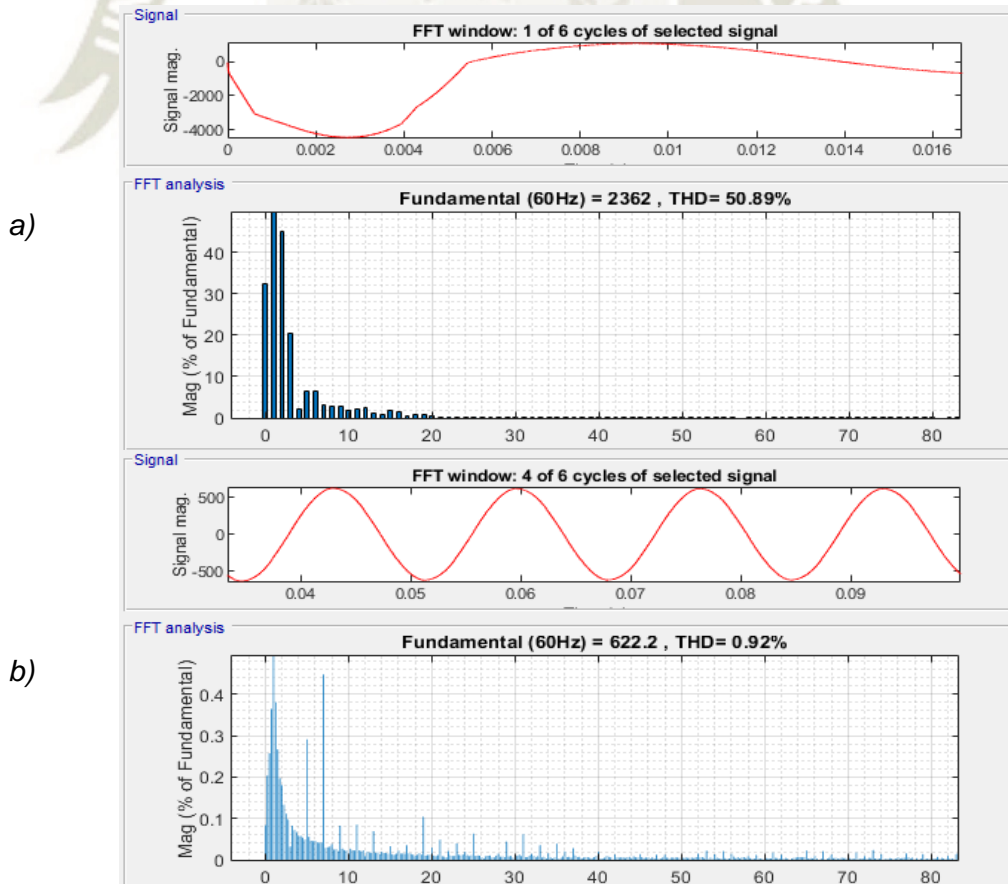


Figura 5-63: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.1.4 Discusión de los Resultados

El rendimiento del filtro activo se analizó para tres valores diferentes de capacitancia de 13.12mF, 26.24mF y 65.61mF del bus DC en las secciones 5.5.1.1, 5.5.1.2 y 5.5.1.3., además, los capacitores se precargaron inicialmente a 275VDC cada uno. En cada sección se variaron los valores de rizado de tensión para un mismo periodo de rizado de 5.0%-1/2ciclo, 2.5%-1/2ciclo y 1.0%-1/2ciclo, por consiguiente, se calcularon diferentes ganancias proporcionales e integrales de 0.394/0.197, 0.787/0.394 y 1.968/0.984.

Los resultados simulados en las secciones 5.5.1.1, 5.5.1.2 y 5.5.1.3. mostraron que a medida que se incrementó las ganancias del controlador PI, la carga de los capacitores del bus DC se realizó de una forma relativamente más lenta una respecto de la otra y el error de entrada al controlador PI (diferencia cuadrática de la tensión referencial y la tensión medida) se mantuvo por más tiempo debido al incremento del valor de la capacitancia, en consecuencia, la pérdida de potencia para mantener el bus DC constante fue muy elevada durante los primeros ciclos, por ende, se registraron sobrecorrientes para cada sección simulada en la línea "A" de 1357.3, 1824 y 3086.5 amperios, en "B" de -2228.2, -2921.00 y -4440.78 amperios y en "C" de 1243.32, 1558.00 y 2502.97 amperios, a la vez se introdujo alto contenido armónico de corriente en la línea para cada sección simulada durante el primer ciclo "A" de 25.47%, 28.59% y 28.89%, "B" de 49.46%, 53.08% y 50.89% y "C" de 36.39%, 45.67% y 55.27%.

El contenido armónico después del primer ciclo simulado de la línea "B", registró los siguientes valores 0.69%, 0.97% y 0.92% para cada sección respectivamente. El contenido armónico para los ciclos posteriores se redujo considerablemente a valores por debajo del estándar IEEE 519-2014. El contenido armónico de la corriente de línea "B" para el resto de ciclos simulados en cada sección se incrementó a medida que los valores de capacitancia y las ganancias del controlador PI se incrementaron, además, la carga del capacitor fue relativamente lenta y suave a la vez, sin embargo, se registraron sobrecorrientes durante los primeros ciclos, también, se pudo apreciar que control de tensión del bus DC se asemejó a un sistema lineal de primer orden.

5.5.2. Controlador Proporcional 2Kpe e Integral Kie=Kpe

5.5.2.1 Controlador PI de 0.787 y 0.394 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-64-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 2.285ms, 2.920ms y 3.210ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 25.364% en 5.020 ms y alcanzó un error del 5% a los 12.340ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 2.790ms, 3.046 y 3.210ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 57.273% en 5.020 ms y alcanzó un error del 5% a los 16.788ms. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-65 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador proporcionaron una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 13.121mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

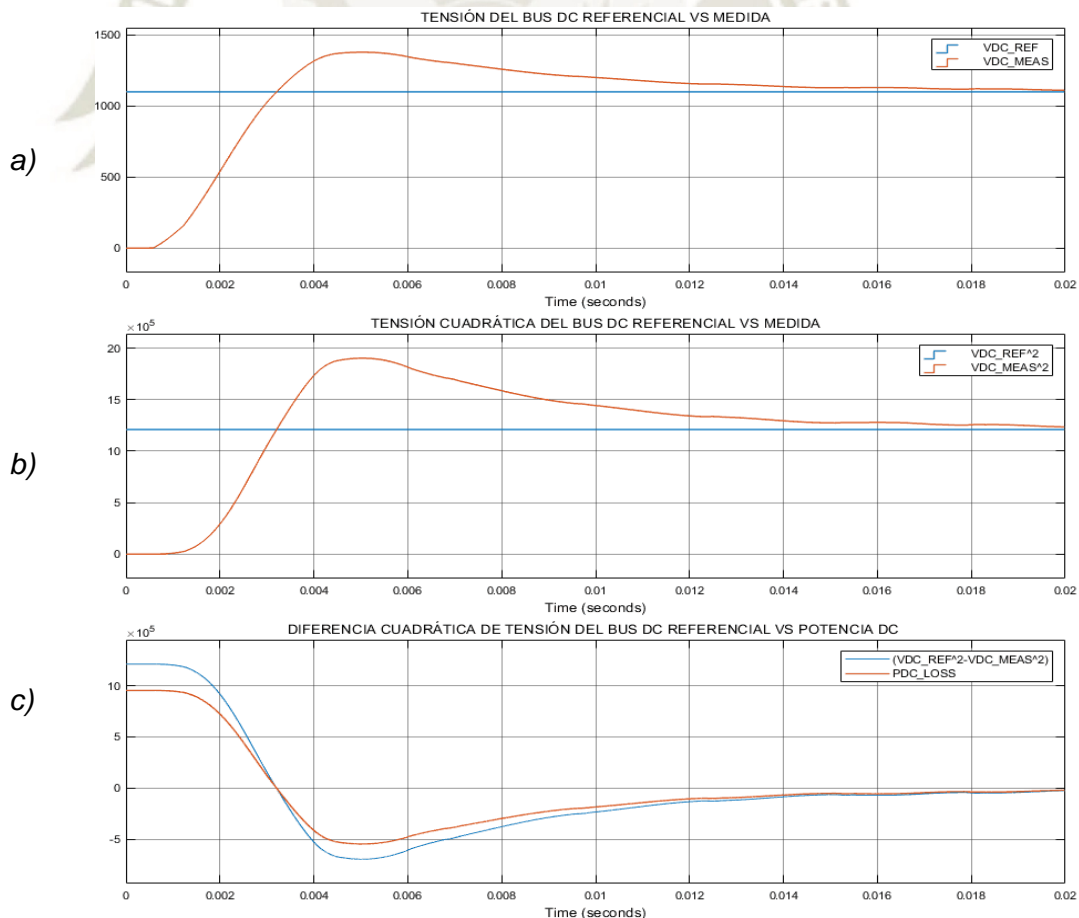


Figura 5-64:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-65 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +1773.000(288.012%), -4484.950(727.014%) y +2463.000(400.097%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 616.900(100%) amperios.

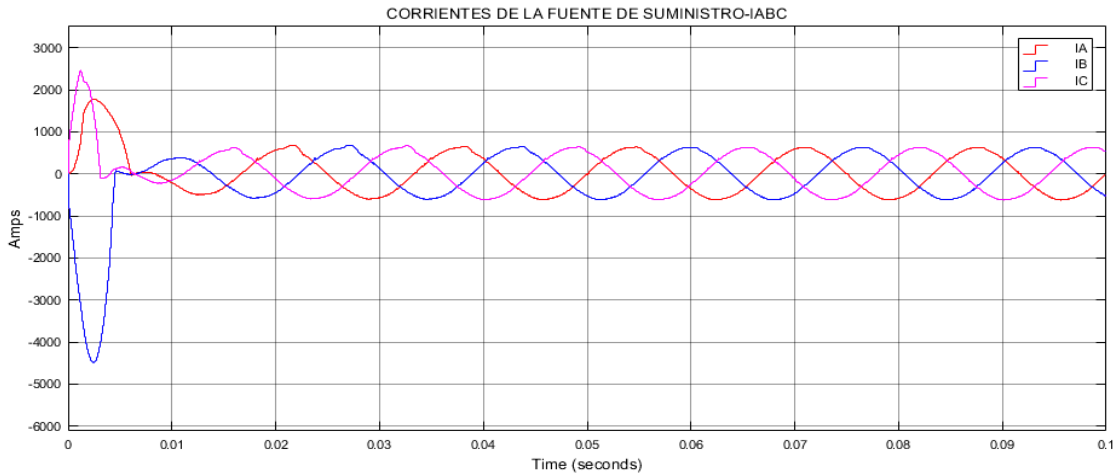


Figura 5-65: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-66-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 79.030% y 1.39% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A”, y “C” alcanzó valores de 55.920% y 84.97% durante su primer ciclo respectivamente.

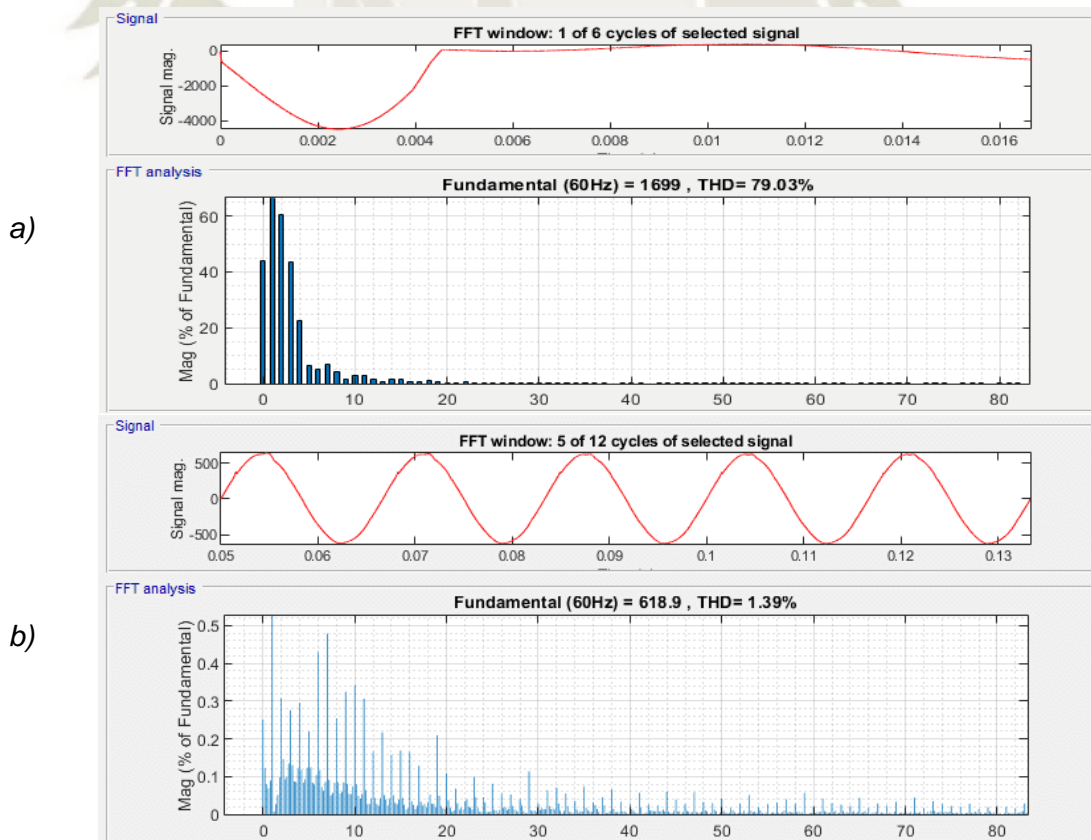


Figura 5-66: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.2.2 Controlador PI de 1.575 y 0.787 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-67-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 2.500ms, 2.990ms y 3.340ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 33.550% en 4.692 ms y alcanzó un error del 5% a los 9.800ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en "b" alcanzó en 2.794ms, 3.096 y 3.340ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 78.264% en 4.692 ms y alcanzó un error del 5% a los 11.200ms. La gráfica en "c" muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-68 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 13.121mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

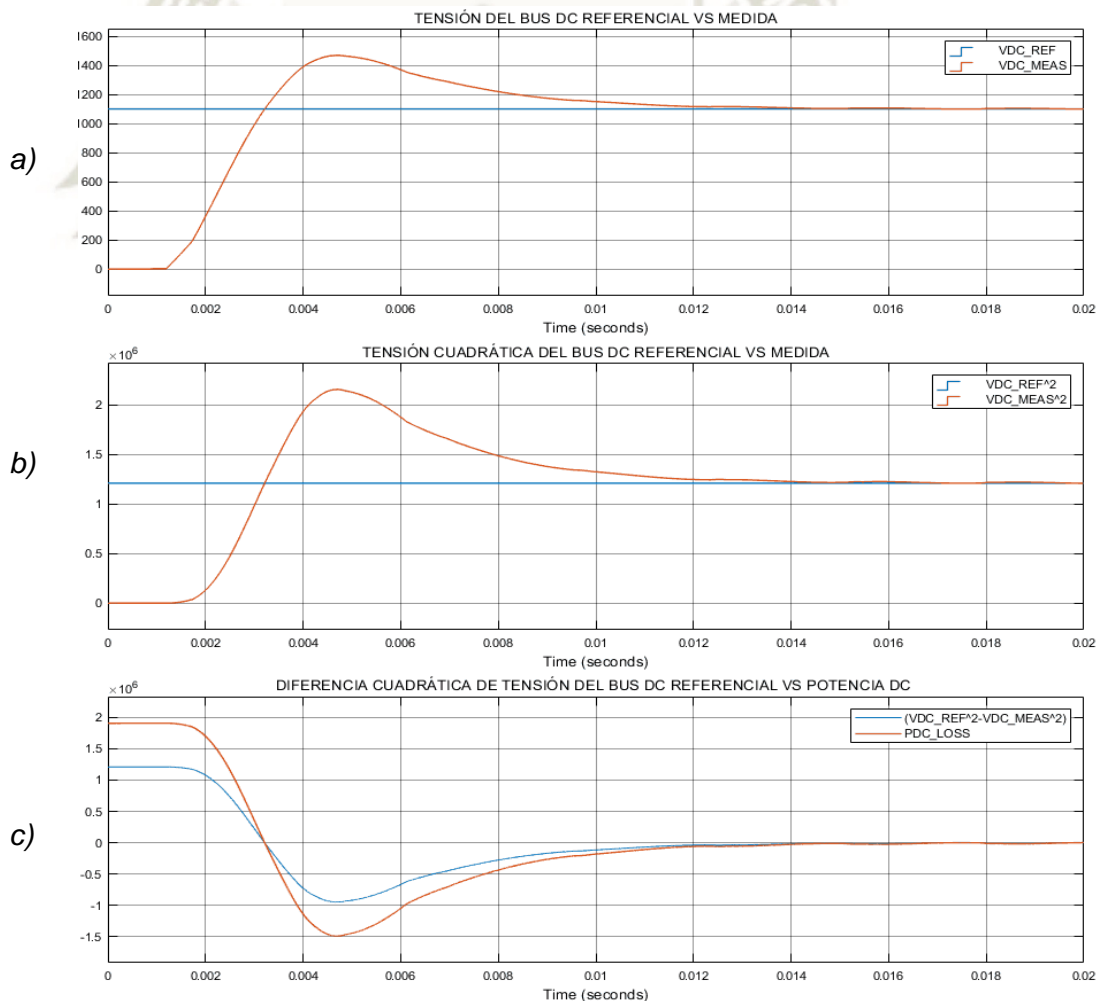


Figura 5-67: a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC

La Figura 5-68 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +2416.175(390.244%), -5149.505(831.773%) y +2560.610(413.602%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 619.100(100%) amperios.

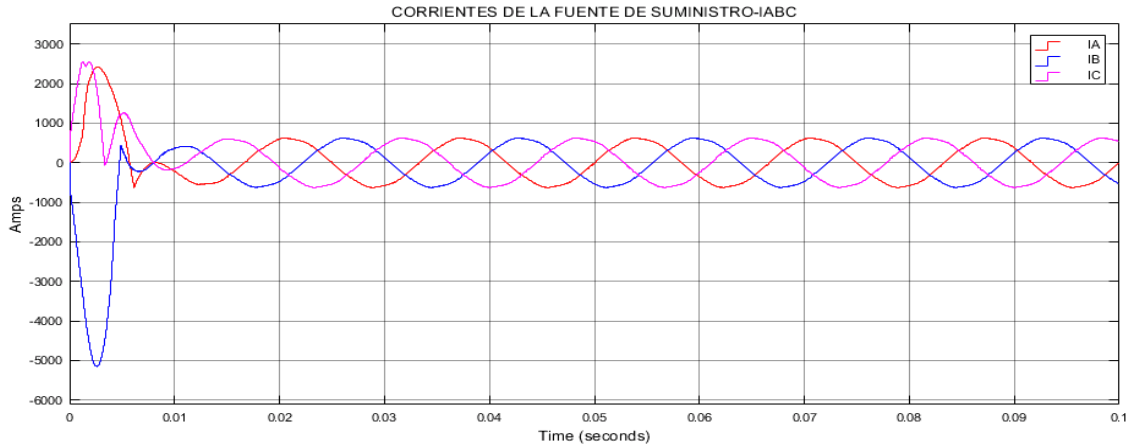


Figura 5-68: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-69-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 79.830% y 1.7609% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 74.640% y 79.93% durante su primer ciclo respectivamente.

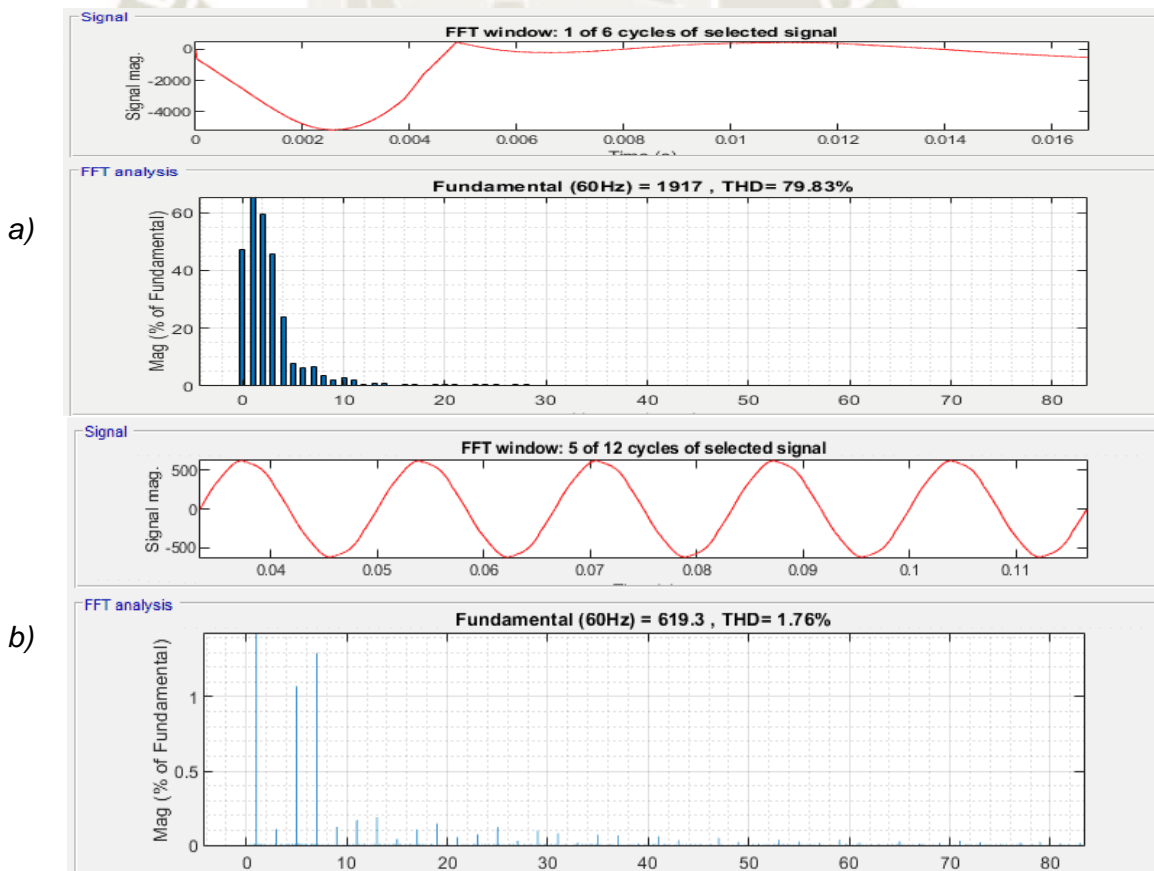


Figura 5-69: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.2.3 Controlador PI-1.575 y 0.787 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-70-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 3.400ms, 4.325ms y 4.738ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 17.273% en 6.650 ms y alcanzó un error del 5% a los 11.928ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 3.950ms, 4.520 y 4.738ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 37.438% en 6.650 ms y alcanzó un error del 5% a los 14.806ms. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-71 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador proporcionaron PI una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 26.243mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

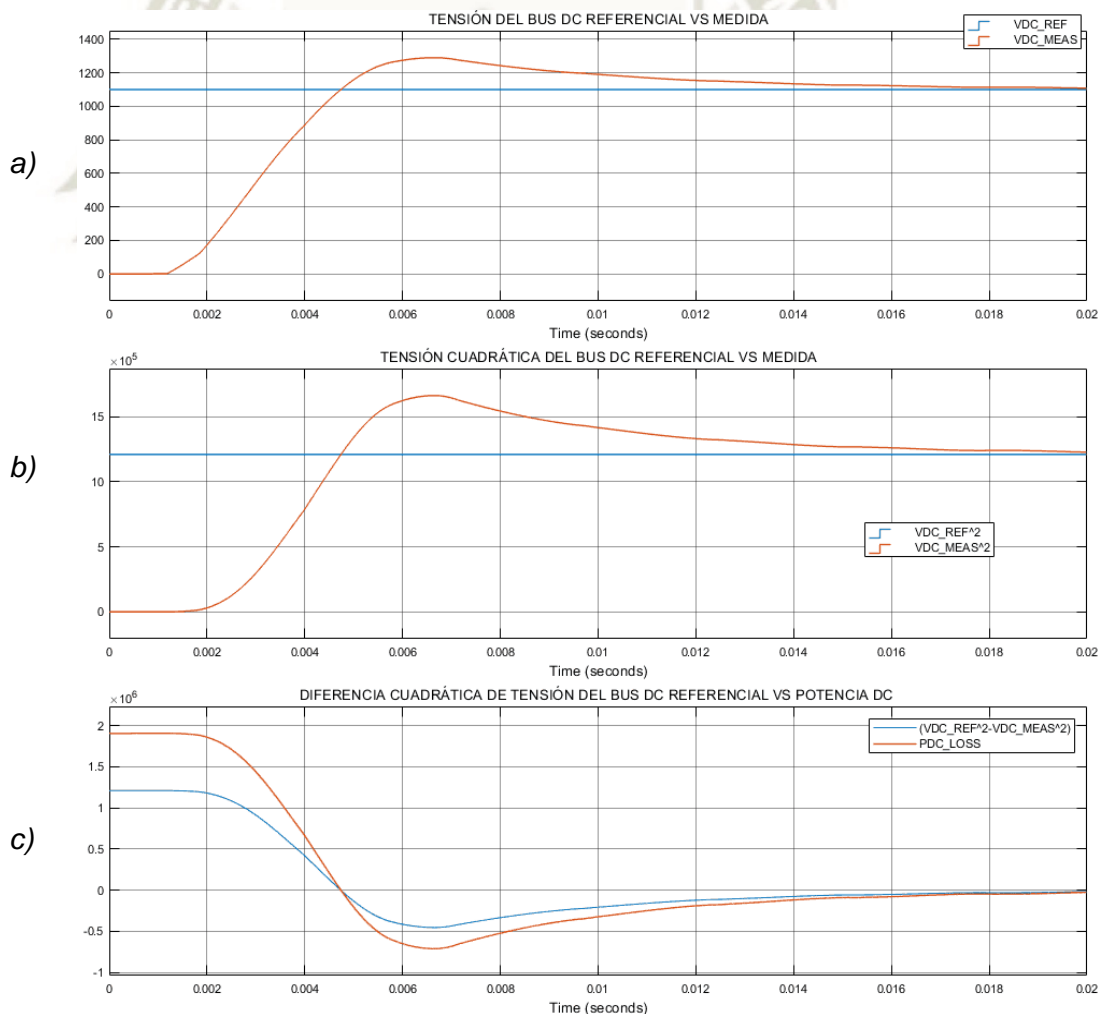


Figura 5-70:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-71 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +3693.000(599.903%), -5972.700(970.224%) y +2680.000(435.348%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 615.600(100%) amperios.

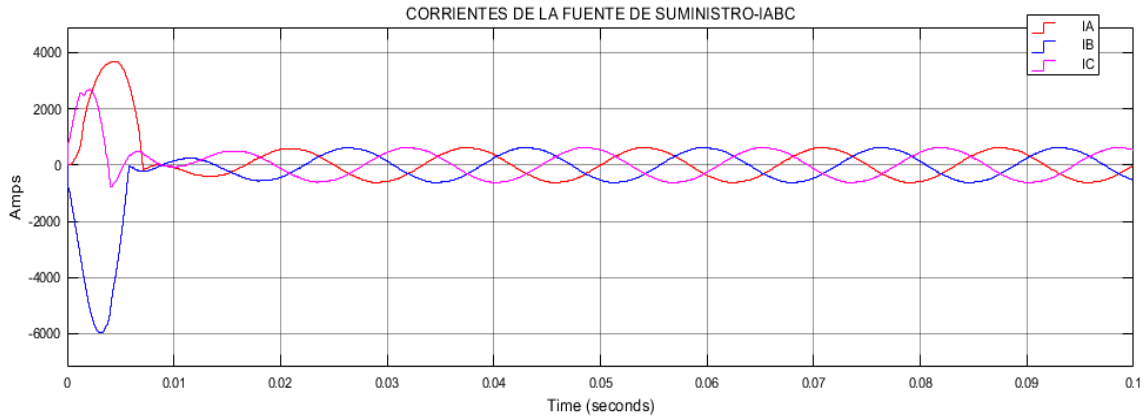


Figura 5-71: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-72-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 68.120% y 1.420% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 55.250% y 114.73% durante su primer ciclo respectivamente.

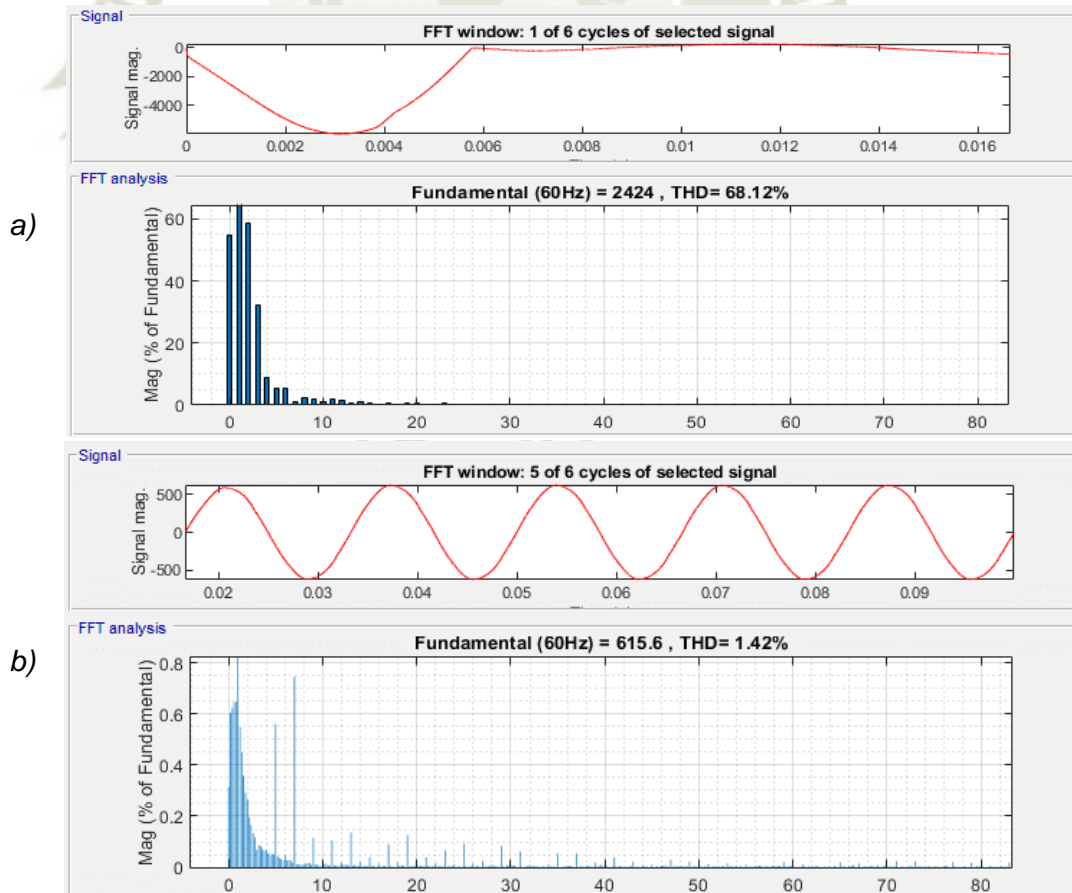


Figura 5-72: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.2.4 Controlador PI-3.149 y 1.575 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-73-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 4.320ms, 4.970ms y 5.212ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 32.182% en 6.712 ms y alcanzó un error del 5% a los 11.750ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en "b" alcanzó en 4.730ms, 5.080 y 5.212ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 74.644% en 6.712 ms y alcanzó un error del 5% a los 13.396ms. La gráfica en "c" muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-74 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 26.243mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

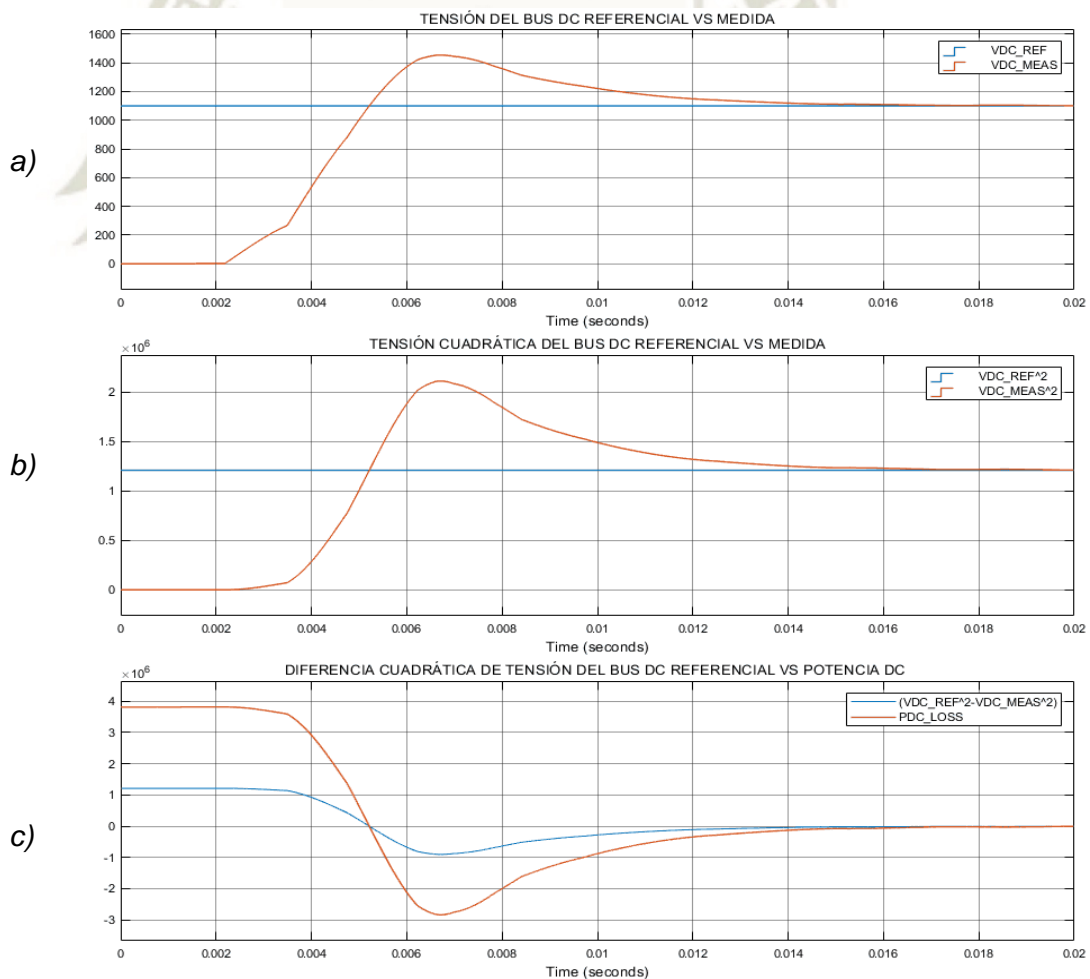


Figura 5-73:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-74 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +6330.000(1028.265%), -4484.950(728.549%) y +7322.800(1189.539%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 615.600(100%) amperios.

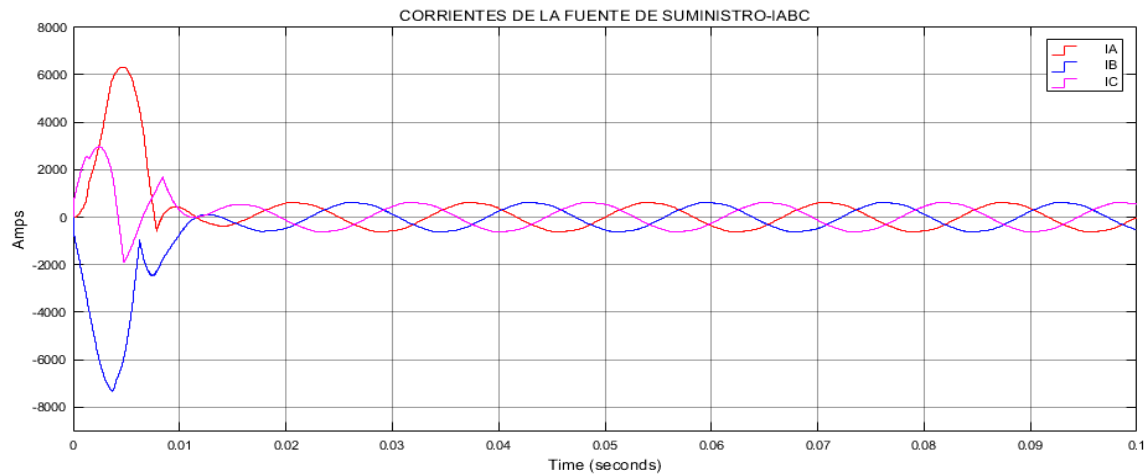


Figura 5-74: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-75-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de THD de 53.280% y 1.850% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 62.620% y 208.65% durante su primer ciclo respectivamente.

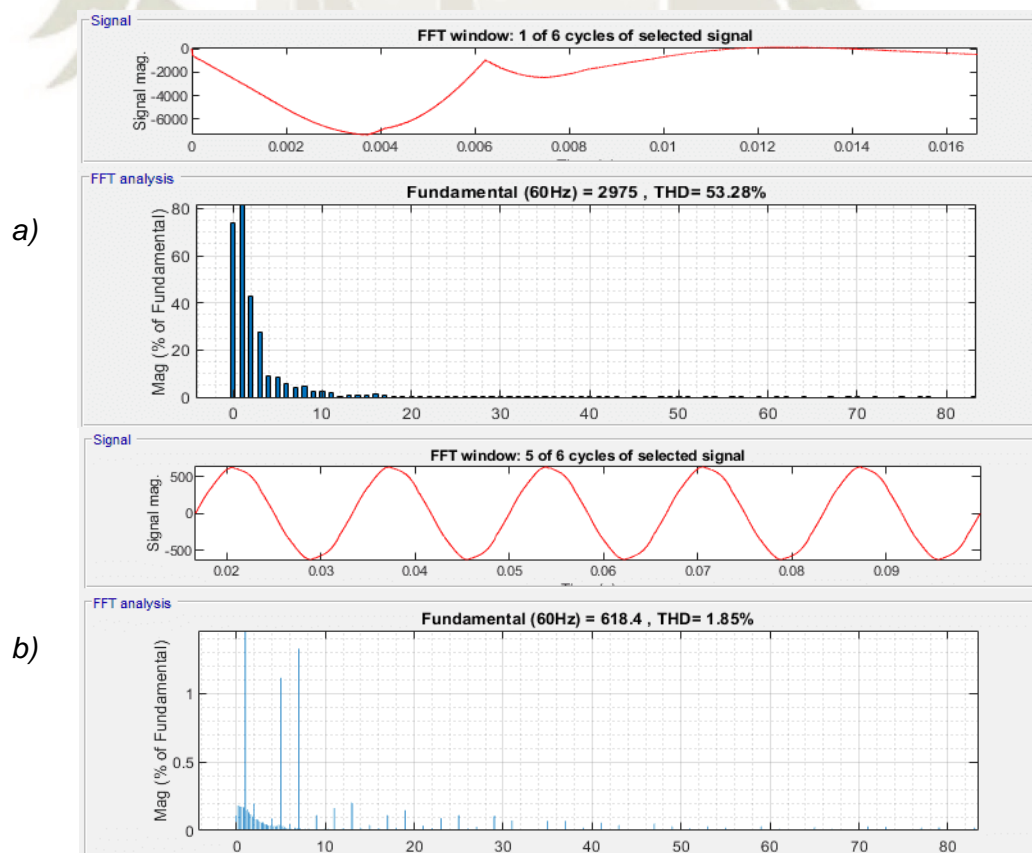


Figura 5-75: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.2.5 Controlador PI de 3.936 y 1.968 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-76-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 7.010ms, 8.490ms y 9.240ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 7.545% en 11.000 ms y alcanzó un error del 5% a los 12.938ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 7.810ms, 8.820 y 9.240ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 15.660% en 11.000 ms y alcanzó un error del 5% a los 15.868ms. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-77 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 65.608mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

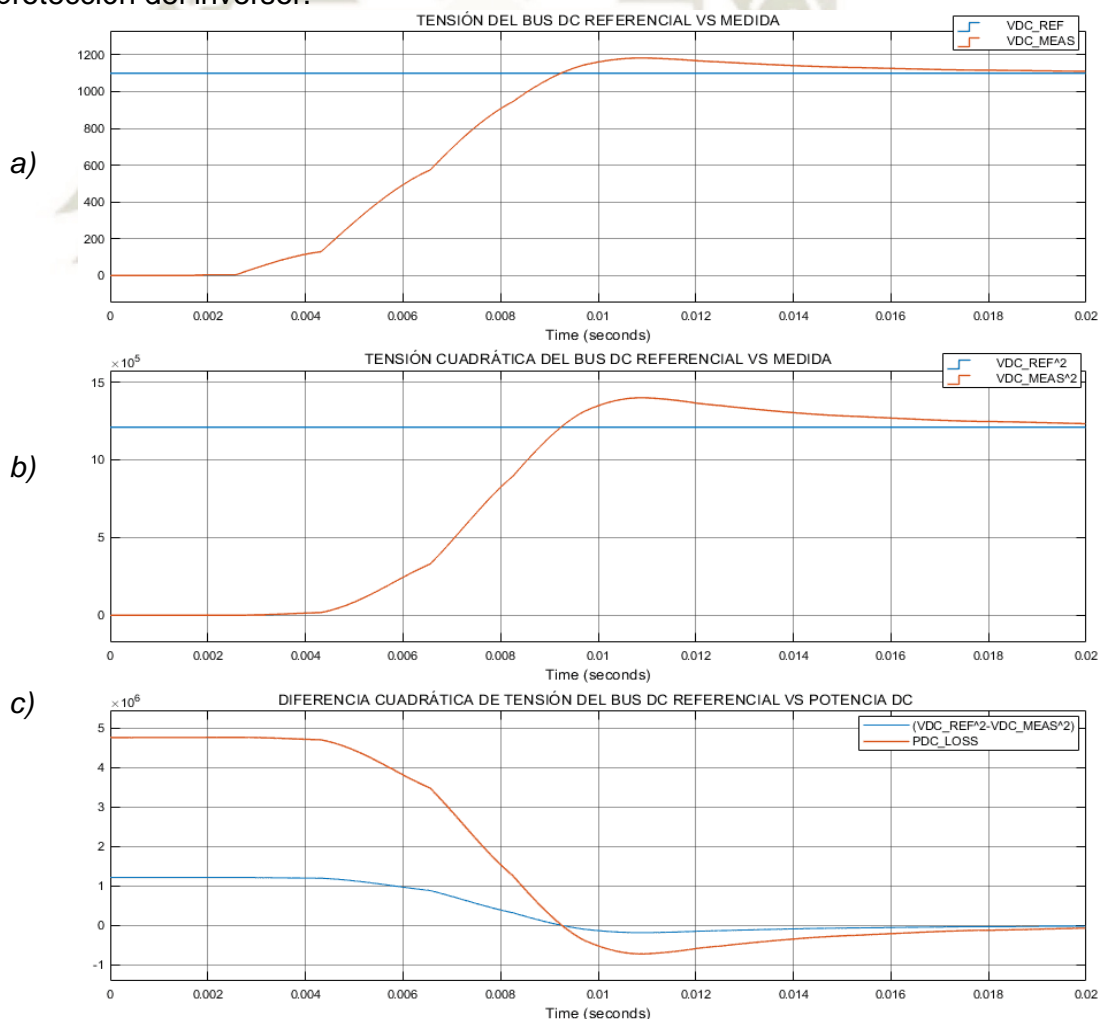


Figura 5-76:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-77 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +8800.000(1421.648%), -7799.100(1259.952%) y +2996.000(484.006%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 619.000(100%) amperios.

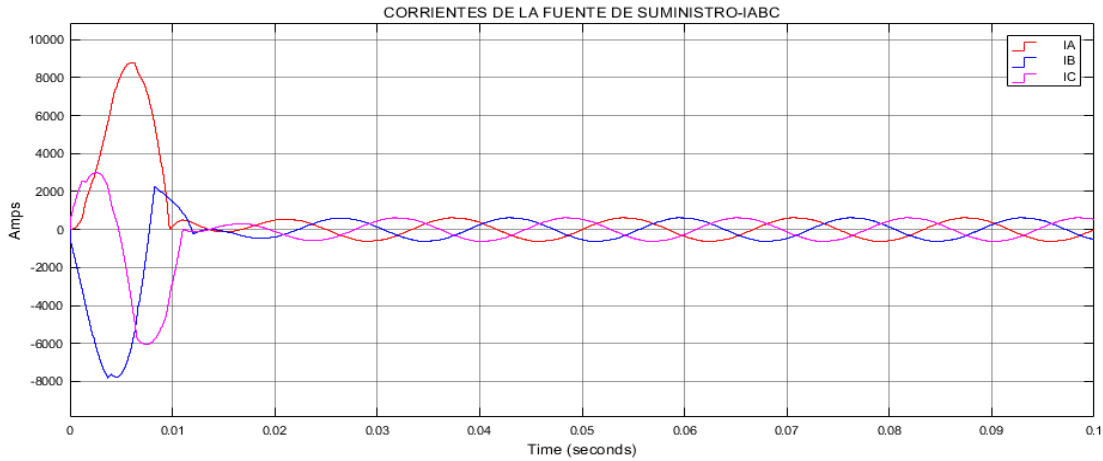


Figura 5-77: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-78-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 54.210% y 1.020% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 39.700% y 65.540% durante su primer ciclo respectivamente.

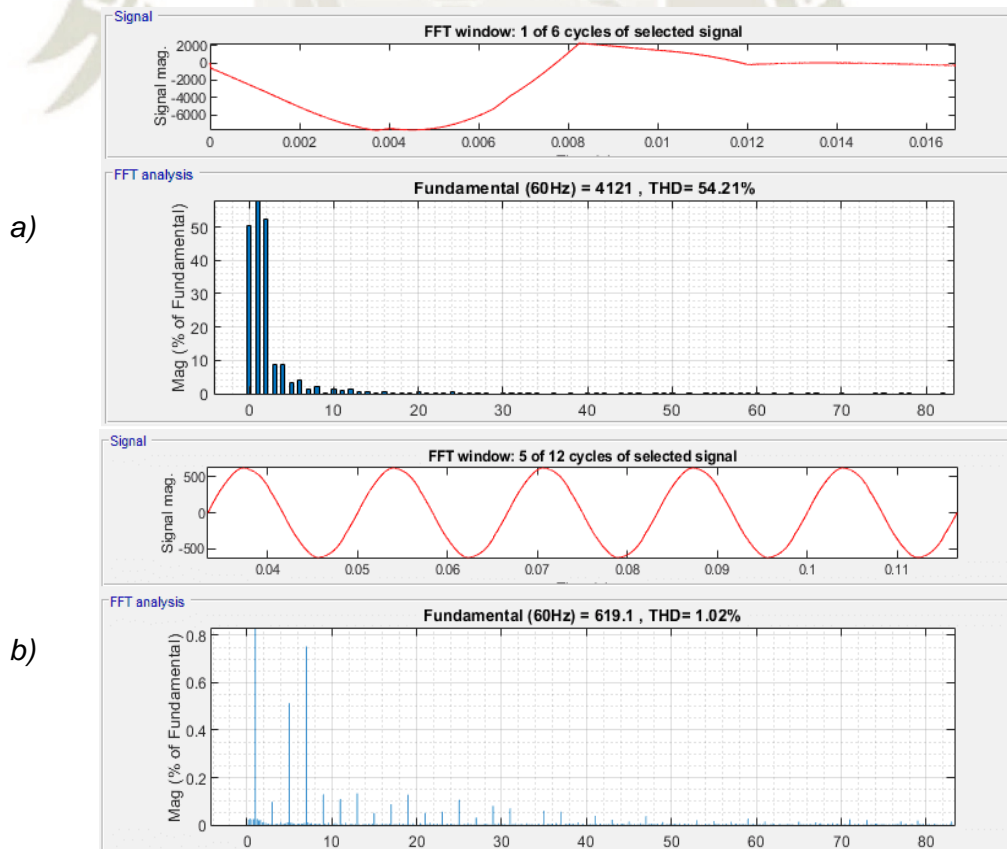


Figura 5-78: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.2.6 Controlador PI de 7.873 y 3.936 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-79-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 9.570ms, 11.414ms y 12.104ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 9.091% en 14.000 ms y alcanzó un error del 5% a los 15.632ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 10.752ms, 11.746 y 12.104ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 18.917% en 14.000 ms y alcanzó un error del 5% a los 17.226ms. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-80 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador proporcionaron una respuesta rápida para la carga de los capacitores 65.608mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

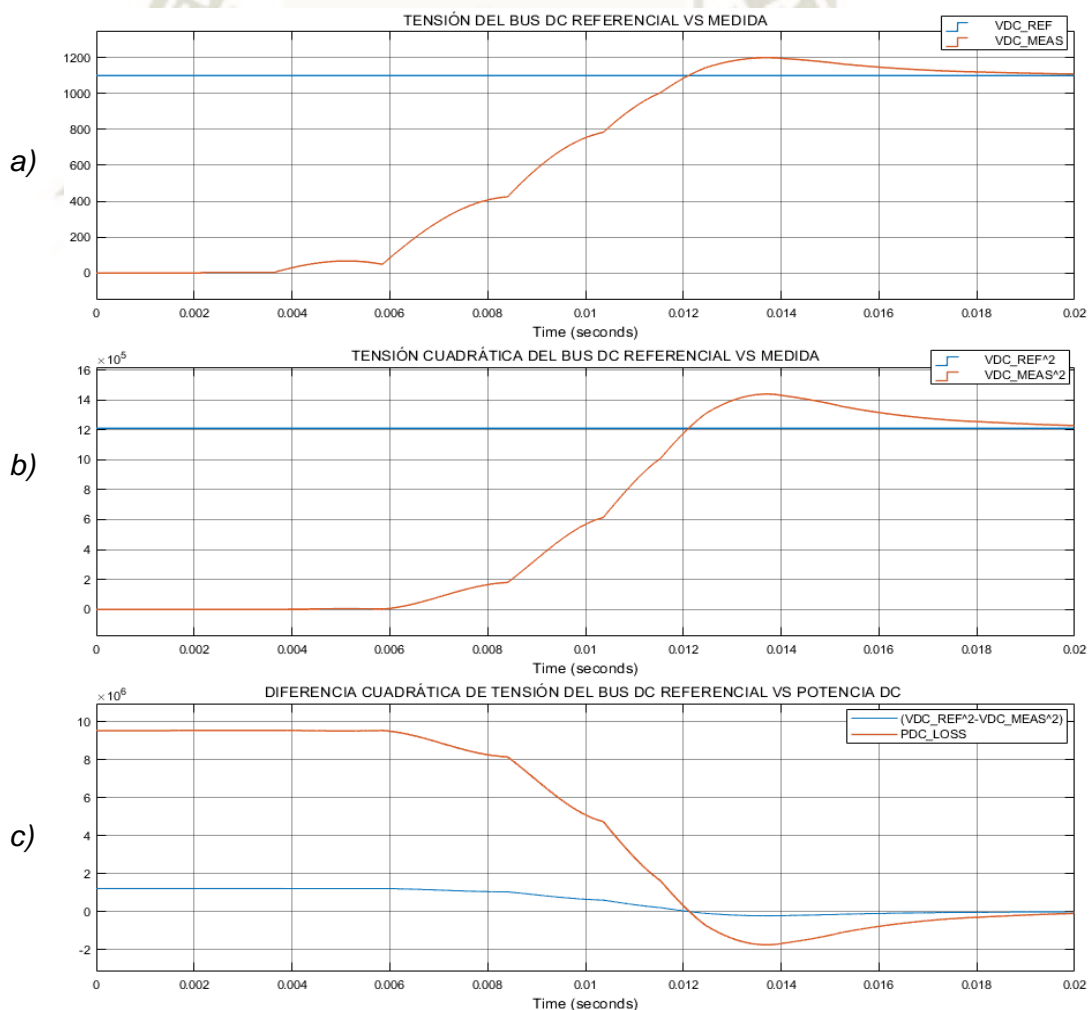


Figura 5-79: a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-80 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +1518.000(246.709%), -4252.940(691.198%) y +2379.000(386.641%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 615.300(100%) amperios.

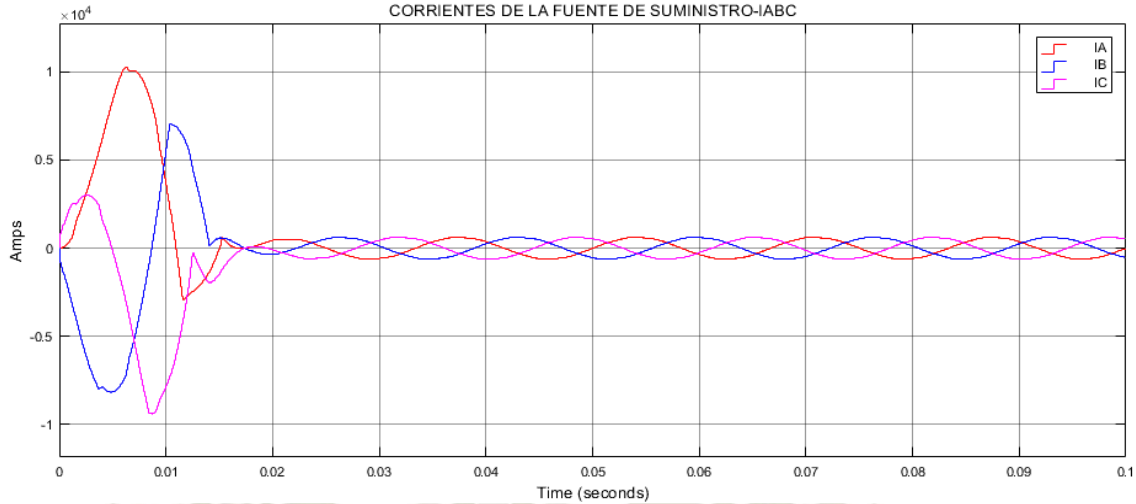


Figura 5-80: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-81-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 33.580% y 1.82% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A”, “B” y “C” alcanzó valores de 35.040%, 33.580% y 45.51% respectivamente.

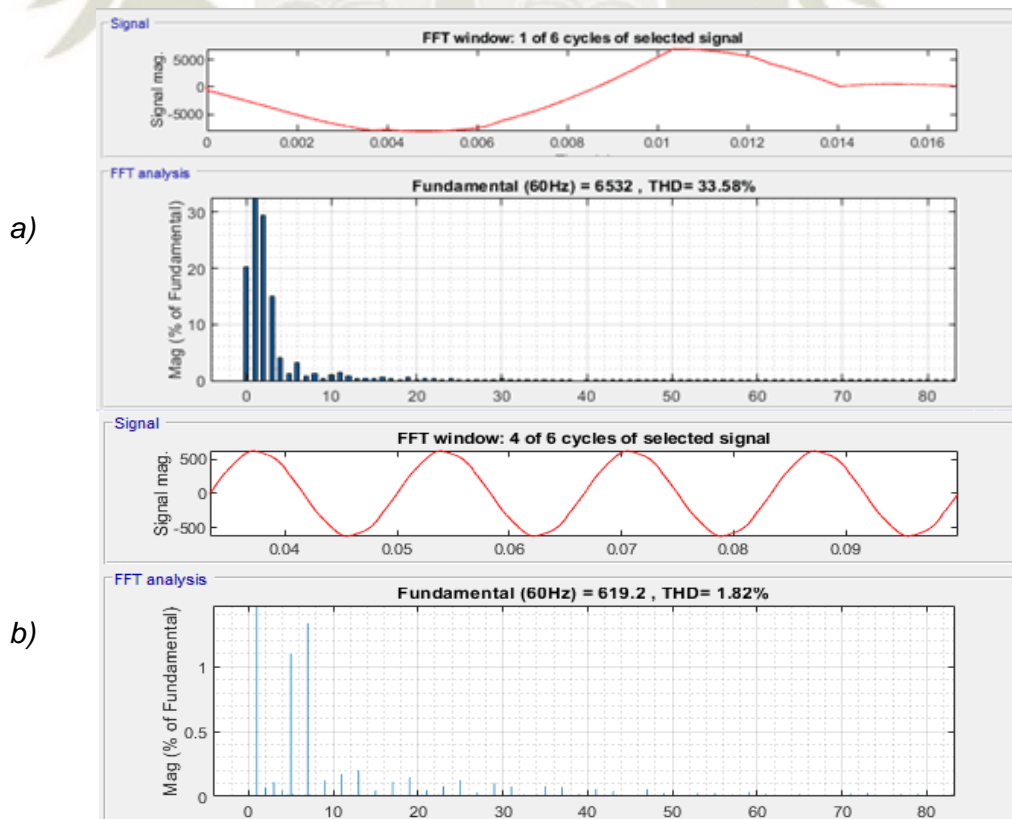


Figura 5-81: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.2.7 Discusión de los Resultados

En las secciones 5.5.2.1, 5.5.2.2 se analizó el rendimiento del filtro activo para valores de rizado de tensión y periodos de $5\% - 1/2$ ciclo y $5\% - 1/4$ ciclo respectivamente, los resultados mostraron diferentes ganancias PI de 0.787/0.394 y 1.575/0.787 respectivamente. Los resultados mostraron que a medida que se incrementó las ganancias del controlador PI, los capacitores se cargaron de una forma relativamente más lenta una respecto de la otra, esto generó una sobrecompensación de potencia, lo que se tradujo, en altas corrientes durante el primer ciclo, introduciendo así alto contenido armónico en las corrientes de línea "B" hasta 79.03% y 79.83% para periodos de rizado de $1/2$ y $1/4$ de ciclo respectivamente. La distorsión armónica de la corriente de línea "A" para los ciclos posteriores se redujo considerablemente a 1.39% y 1.76%, cumpliendo así con el estándar IEEE 519-2014.

En las secciones 5.5.2.3 y 5.5.2.4 se analizó el rendimiento del filtro activo para valores de rizado de tensión y periodos de $2.5\% - 1/2$ ciclo y $2.5\% - 1/4$ ciclo para ganancias PI de 1.575/0.787 y 3.149/1.575 respectivamente. Los resultados mostraron que a medida que se incrementó las ganancias del controlador PI, los capacitores se cargaron de una forma relativamente más lenta una respecto de la otra, esto generó una sobrecompensación de potencia, lo que se tradujo, en altas corrientes durante el primer ciclo, introduciendo así alto contenido armónico en las corrientes de línea "B" hasta 68.12% y 53.28% para periodos de rizado de $1/2$ ciclo y $1/4$ respectivamente. La distorsión armónica de la corriente de línea "A" para los ciclos posteriores se redujo considerablemente a 1.42% y 1.85%, cumpliendo así con el estándar IEEE 519-2014.

En las secciones 5.5.2.5 y 5.5.2.6 se analizó el rendimiento del filtro activo para valores de rizado de tensión y periodos de $1\% - 1/2$ ciclo y $1\% - 1/4$ ciclo para ganancias PI de 3.936/1.968 y 7.873/3.936 respectivamente. Los resultados mostraron que a medida que se incrementó las ganancias del controlador PI, los capacitores se cargaron de una forma relativamente más lenta una respecto de la otra, esto generó una sobrecompensación de potencia, lo que se tradujo, en altas corrientes durante el primer ciclo, introduciendo así alto contenido armónico en las corrientes de línea "B" hasta 54.210% a 35.580% para periodos de rizado de $1/2$ y $1/4$ de ciclo respectivamente. La distorsión armónica de la corriente de línea "A" para los ciclos posteriores se redujo considerablemente a 1.02% y 1.82%, cumpliendo así con el estándar IEEE 519-2014.

5.5.3. Controlador Proporcional K_pe e Integral K_i=2K_pe

5.5.3.1 Controlador PI de 0.394 y 0.787 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-82-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 2.250ms, 2.940ms y 3.290ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 22.545% en 5.480 ms y alcanzó un error del 5% a los 19.134ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 2.650ms, 3.100 y 3.290ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 50.248% en 5.480 ms y alcanzó un error del 5% a los 30.750ms. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-83 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 13.122mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

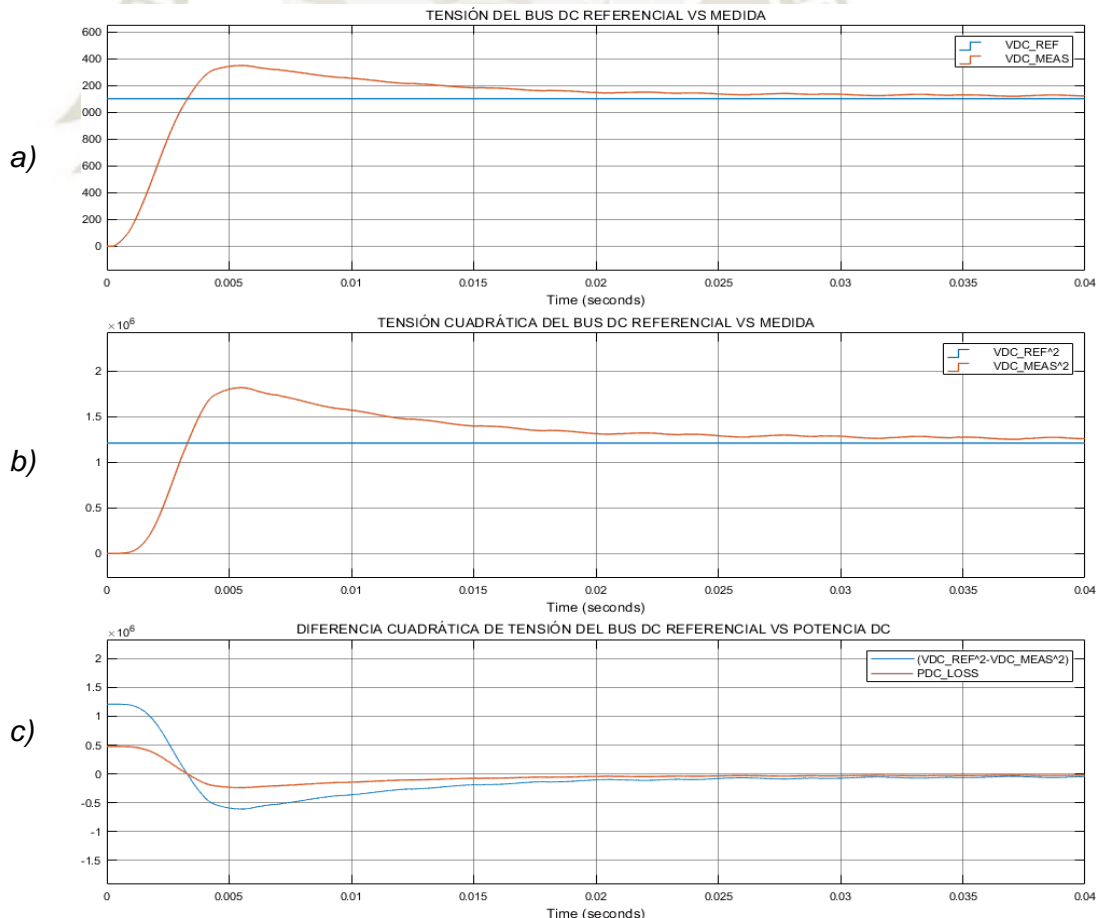


Figura 5-82:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-83 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +1518.000(246.709%), -4252.940(691.198%) y +2379.000(386.641%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 615.300(100%) amperios.

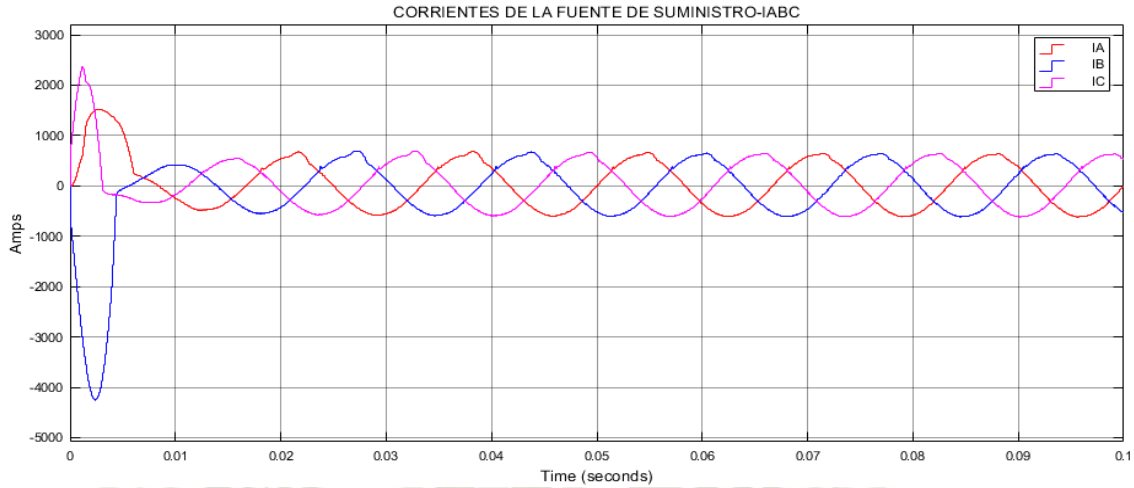


Figura 5-83: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-84 a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 75.980% y 3.46% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 43.540% y 82.18% durante su primer ciclo respectivamente.

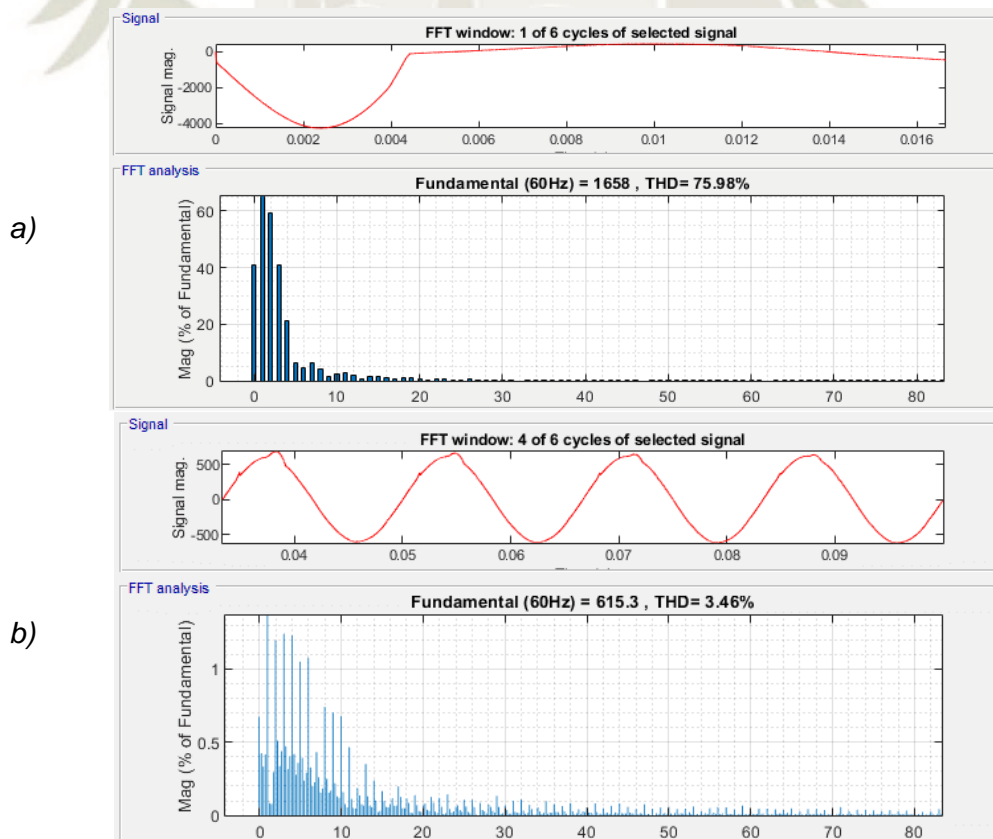


Figura 5-84: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.3.2 Controlador PI-0.787 y 1.575 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-85 muestra que, la tensión medida alcanzó en 3.260ms, 4.330ms y 4.830ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente. La tensión medida alcanzó un sobreimpulso de 14.818% en 6.870 ms y alcanzó un error del 5% a los 16.320ms. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 3.890ms, 4.560 y 4.830ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente. La tensión cuadrática medida alcanzó un sobreimpulso de 31.818% en 6.870 ms y alcanzó un error del 5% a los 22.422ms. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-86 muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida. Los parámetros del controlador proporcionaron PI una respuesta rápida para la carga de los capacitores de 26.243mF, sin embargo, las corrientes experimentaron grandes magnitudes lo que en la práctica se podría traducir en la falla de fusibles de protección del inversor.

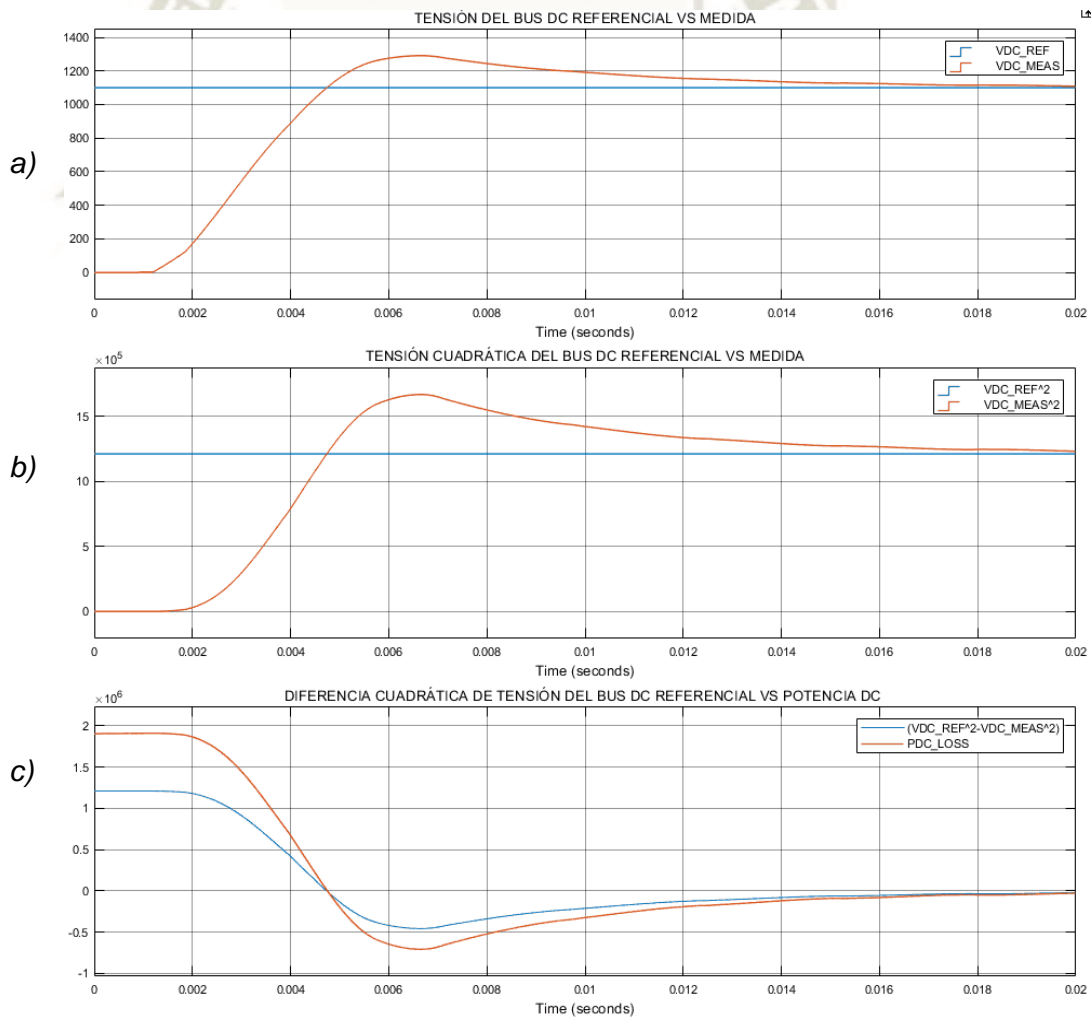


Figura 5-85:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-86 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas, en el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +3237.400(532.729%), -5475.700(900.938%) y +2512.150(413.387%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 607.700(100%) amperios.

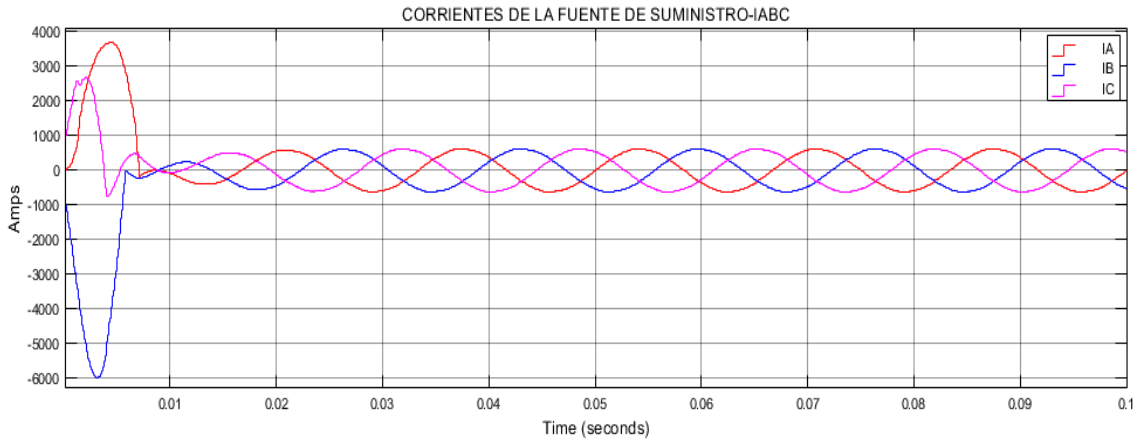


Figura 5-86: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-87-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 68.420% y 2.23% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 49.860% y 96.93% durante su primer ciclo respectivamente.

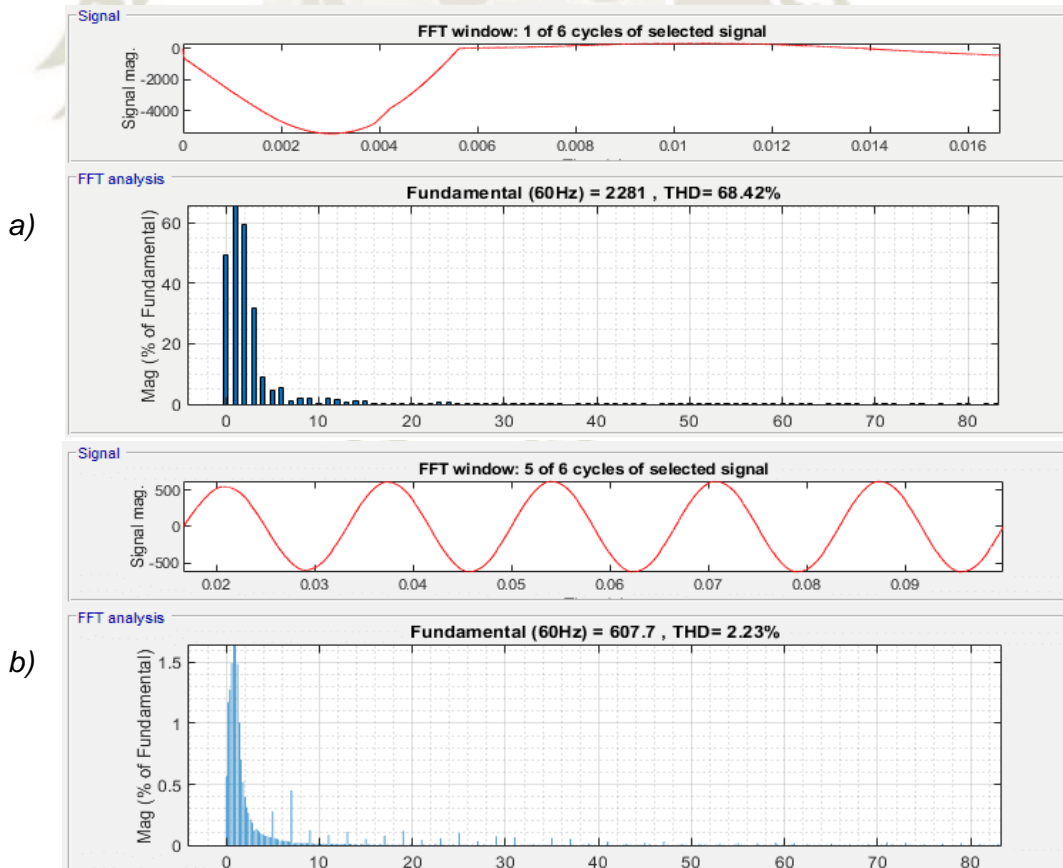


Figura 5-87: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.3.3 Controlador PI-1.968 y 3.936 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-88-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 5.720ms, 7.740ms y 17.880ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable osciló entre 0.609% y 0.712%. La tensión cuadrática medida del bus DC en "b" alcanzó en 6.740ms, 8.390 y 17.880ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 1.429% y 1.222%. La gráfica en "c" muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. Los parámetros del controlador PI proporcionaron una respuesta de carga más lenta, sin embargo, el sistema no experimentó un sobreimpulso como en los casos anteriores, no obstante, la figura muestra que las corrientes se incrementaron exponencialmente durante el primer ciclo, este comportamiento se generó porque la potencia para cargar los capacitores de 65.608mF depende de la diferencia cuadrática de la tensión referencial vs la medida.

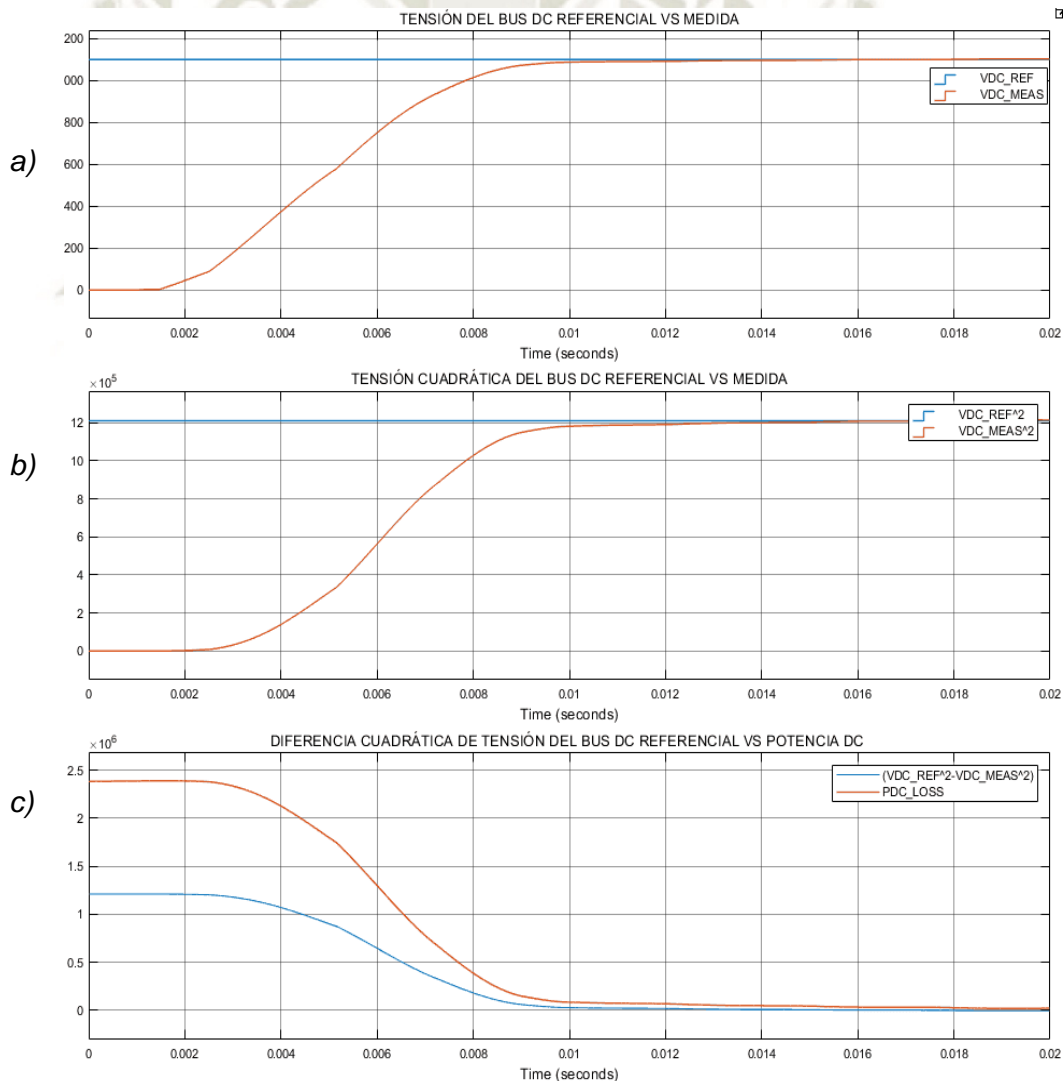


Figura 5-88:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-89 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +6661.222(1066.307%), -7236.100(1158.331%) y +2888.089(462.316%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 624.700(100%) amperios.

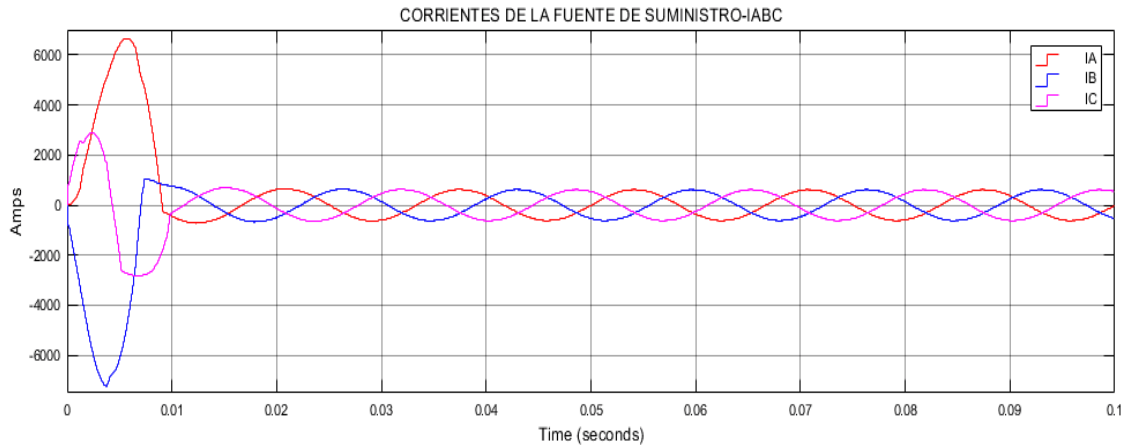


Figura 5-89: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-90-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de THD de 53.000% y 1.72% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 38.340% y 71.47% durante su primer ciclo respectivamente.

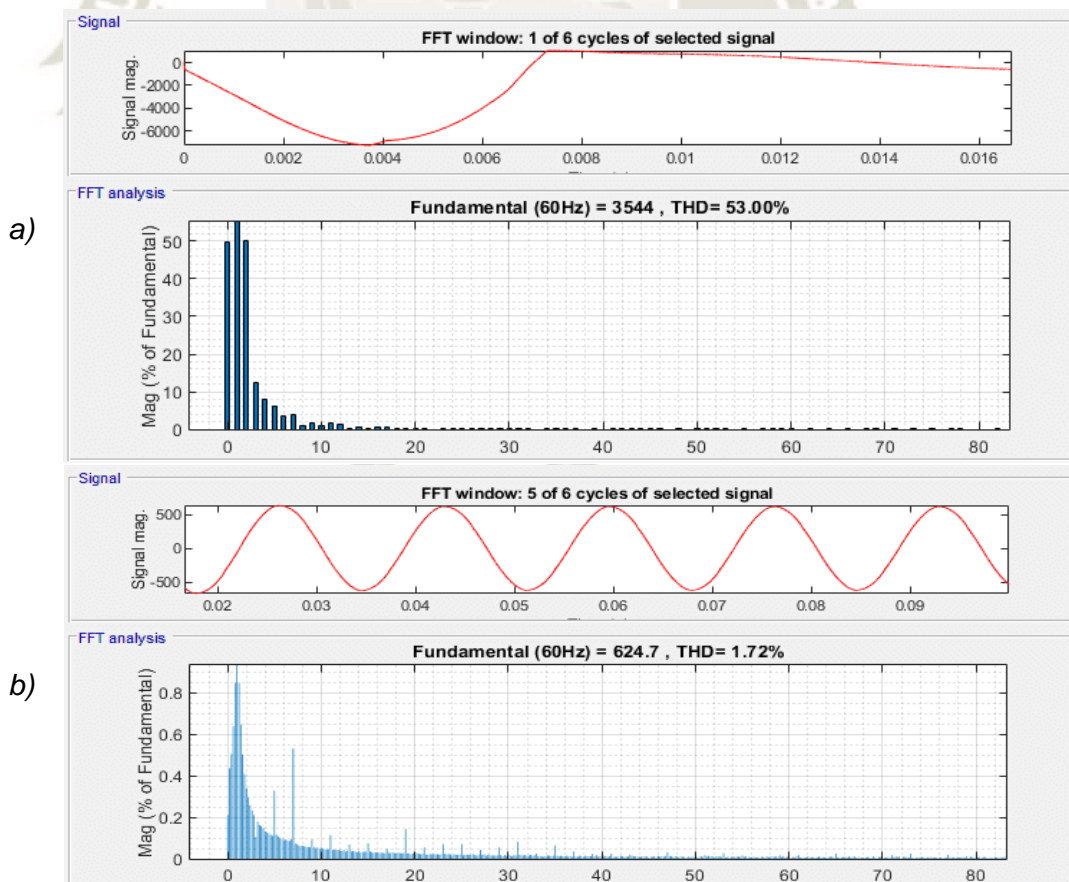


Figura 5-90: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.3.4 Discusión de los Resultados

El rendimiento del filtro activo se analizó para tres valores diferentes de capacitancia de 13.12mF, 26.24mF y 65.61mF del bus DC. Las secciones 5.5.3.1, 5.5.3.2 y 5.5.3.3. permitieron analizar el rendimiento del filtro activo para distintos valores de rizado de tensión y un mismo periodo de rizado de tensión de 5.0%-1/2ciclo, 2.5%-1/2ciclo y 1.0%-1/2ciclo respectivamente, los resultados mostraron diferentes ganancias proporcionales e integrales de 0.394/0.787, 0.787/1.575 y 1.968/3.936 respectivamente.

Los resultados simulados en las secciones 5.5.3.1, 5.5.3.2 y 5.5.3.3. mostraron que a medida que se incrementaron las ganancias del controlador PI, la carga de los capacitores del bus DC se realizó de una forma relativamente más lenta y el error de entrada al controlador PI (diferencia cuadrática de la tensión referencial y la tensión medida) se mantuvo por más tiempo, en consecuencia, la pérdida de potencia para mantener el bus DC constante fue muy elevada durante los primeros ciclos, por ende, se registraron sobrecorrientes para cada sección simulada en la línea "A" de 1518, 3237 y 6661 amperios, "B" de 4252, 5475 y 7236 amperios y "C" de 2379, 2512 y 2888 amperios, a la vez se introdujo alto contenido armónico en corriente en la línea "A" de 43.54%, 49.86% y 38.40%, "B" de 75%,68% y 53% y "C" de 82%,96% y 71% para cada sección simulada.

Adicionalmente, se analizó el contenido armónico para el resto de ciclos simulados, considerando solo como referencia la corriente de línea "A", los valores simulados registrados fueron de 3.46%,2.23% y 1.72%. El contenido armónico para los ciclos posteriores se redujo considerablemente a valores por debajo del estándar IEEE 519-2014. El contenido armónico de la corriente de línea "A" para el resto de ciclos simulados en cada sección se decrementó a medida que las ganancias del controlador PI se incrementaron, además, la carga del capacitor fue más lenta y suave a la vez, sin embargo, aún se registraron sobrecorrientes. Para una aplicación real, estas sobrecorrientes podrían afectar la vida útil de los componentes eléctricos hasta su destrucción.

5.5.4. Controlador Proporcional Kpe e Integral Kie=2Kpe y Capacitor Precargado Vdc/2=275VDC

5.5.4.1 Controlador PI 0.394 y de 0.787 al 5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-91 en “a” muestra que, la tensión medida alcanzó en 7.140ms, 15.244ms y 21.128ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.246% y 0.806%. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 7.140ms, 15.244ms y 21.128ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.492% y 1.618%. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-92 muestra que las corrientes de línea se asemejan a una senoidal pura durante el primer ciclo. Las corrientes exponenciales se redujeron a un 20% por encima de la corriente pico nominal, debido a la precarga de los capacitores de 13.12mF a 500VDC cada uno. El control de tensión del bus DC se asemejó a un sistema lineal de primer orden.

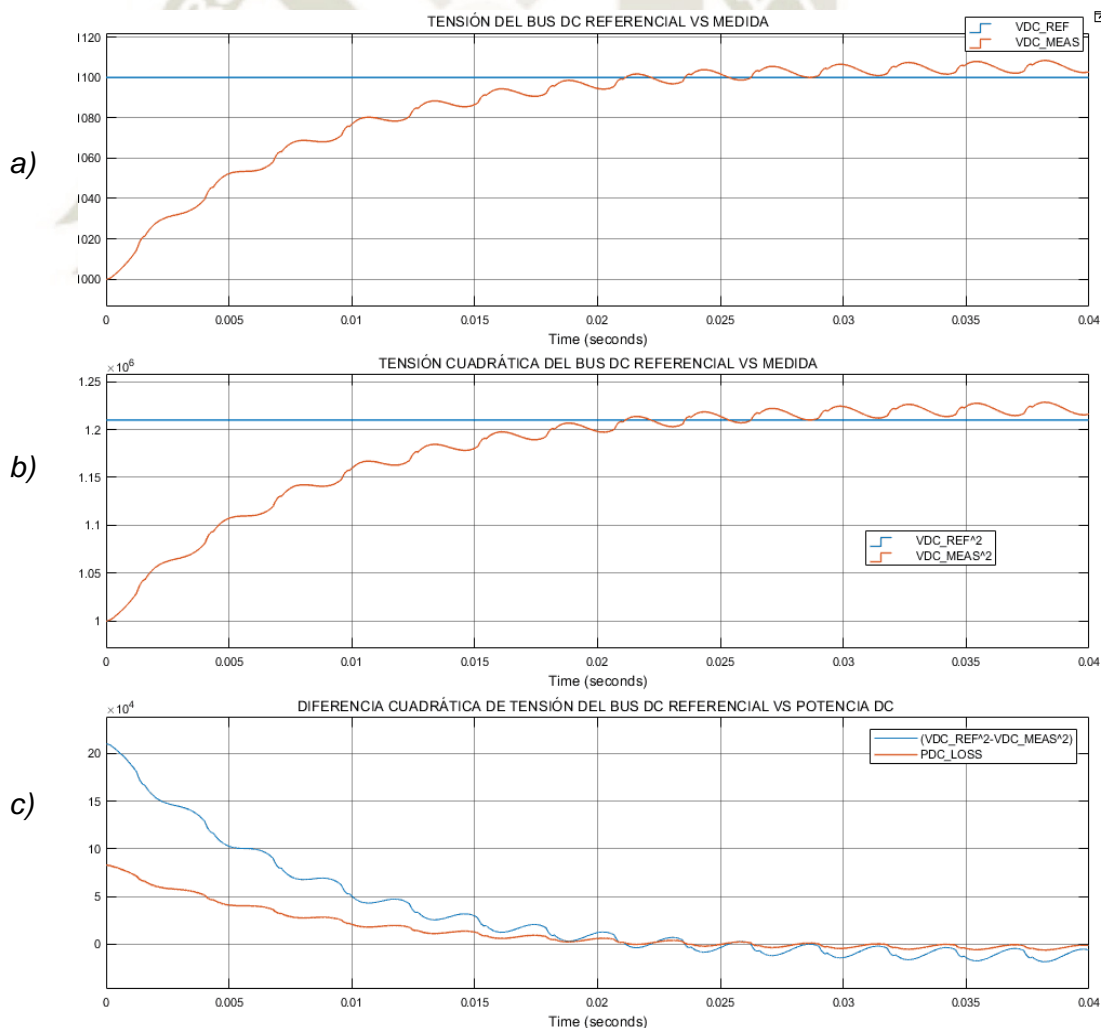


Figura 5-91: a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-92 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +698.600(112.478%), -743.000(119.623%) y +631.600(101.690%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 621.100(100%) amperios.

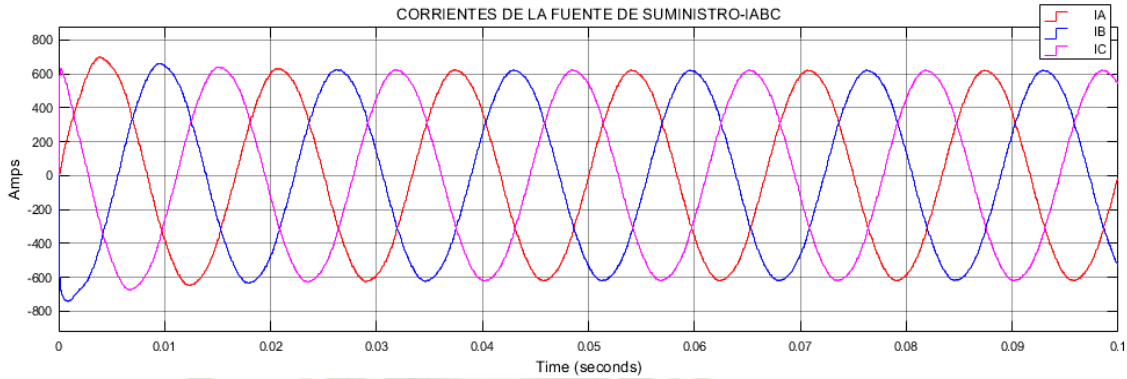


Figura 5-92: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-93-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la fase “A”, alcanzando valores de 5.470% y 0.83% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 1.950% y 5.320% durante su primer ciclo respectivamente.

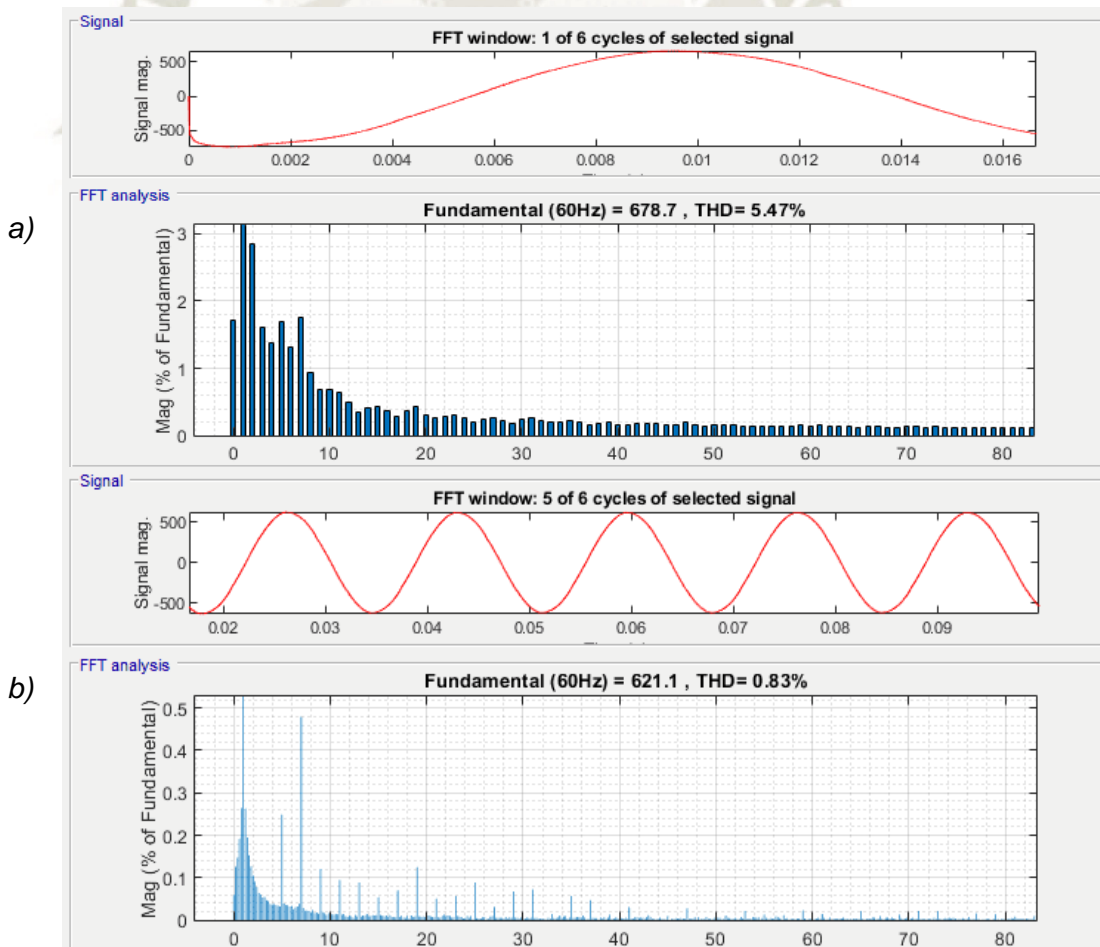


Figura 5-93: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.4.2 Controlador PI-0.787 y 1.575 al 2.5% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-94-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 7.370ms, 15.740ms y 26.386ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.185% y 0.465%. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 7.370ms, 15.740ms y 26.386ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.383% y 0.931%. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-95 muestra que las corrientes de línea se asemejan a una senoidal pura durante el primer ciclo. Las corrientes exponenciales se redujeron a un 35.852% por encima de la corriente pico nominal, debido a la precarga de los capacitores de 26.243mF a 500VDC cada uno. El control de tensión del bus DC se asemejó a un sistema lineal de primer orden.

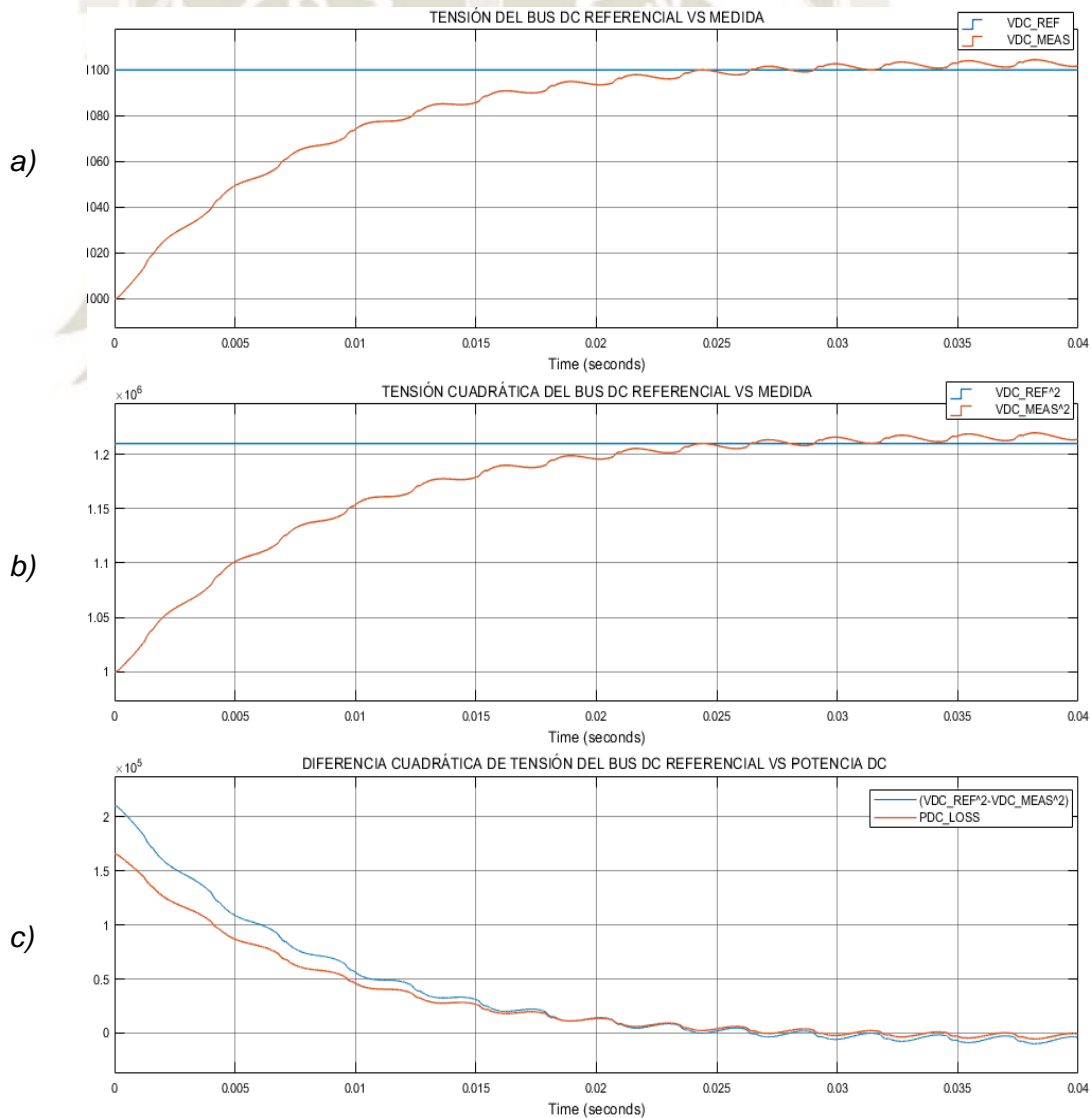


Figura 5-94: a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-95 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +770.400(123.799%), -845.200(135.787%) y +726.600(116.760%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 622.300(100%) amperios.

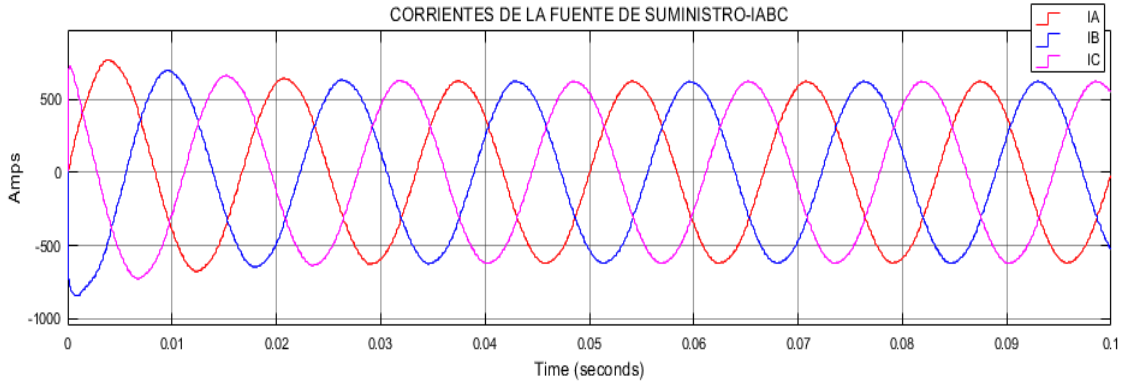


Figura 5-95: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La Figura 5-96-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 8.35% y 0.88% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 3.180% y 8.260% durante su primer ciclo respectivamente.

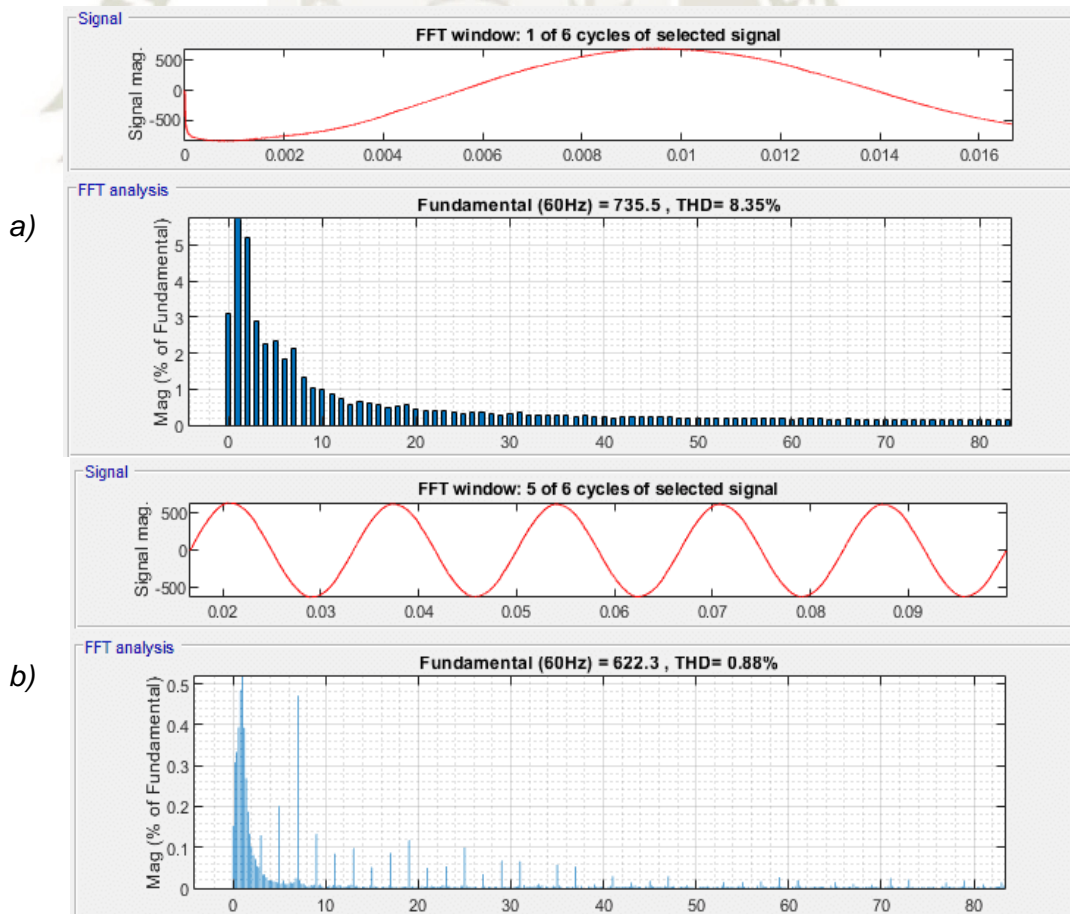


Figura 5-96: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.4.3 Controlador PI de 1.968 y 3.936 al 1% de Rizado de Tensión del bus DC

La Figura 5-97-a) muestra que, la tensión medida alcanzó en 7.690ms, 17.672ms y 29.474ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión referencial respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.149% y 0.262%. La tensión cuadrática medida del bus DC en “b” alcanzó en 7.690ms, 17.672 y 29.474ms el 63.200%, 90.000% y el 100.000% de la tensión cuadrática respectivamente, el error en estado estable oscila entre 0.299% y 0.527%. La gráfica en “c” muestra una curva en azul y naranja, la primera representa el error o diferencia cuadrática de las tensiones del bus DC referencial vs medida, la curva naranja representa la energía que el inversor requirió al inicio para lograr la tensión referencial del bus DC de la gráfica superior. La Figura 5-98 muestra que las corrientes de línea se asemejan a una senoidal pura durante el primer ciclo. Las corrientes exponenciales se redujeron a un 84.984% por encima de la corriente pico nominal, debido a la precarga de los capacitores de 65.608mF a 500VDC cada uno. El control de tensión del bus DC se asemeja a un sistema lineal de primer orden.

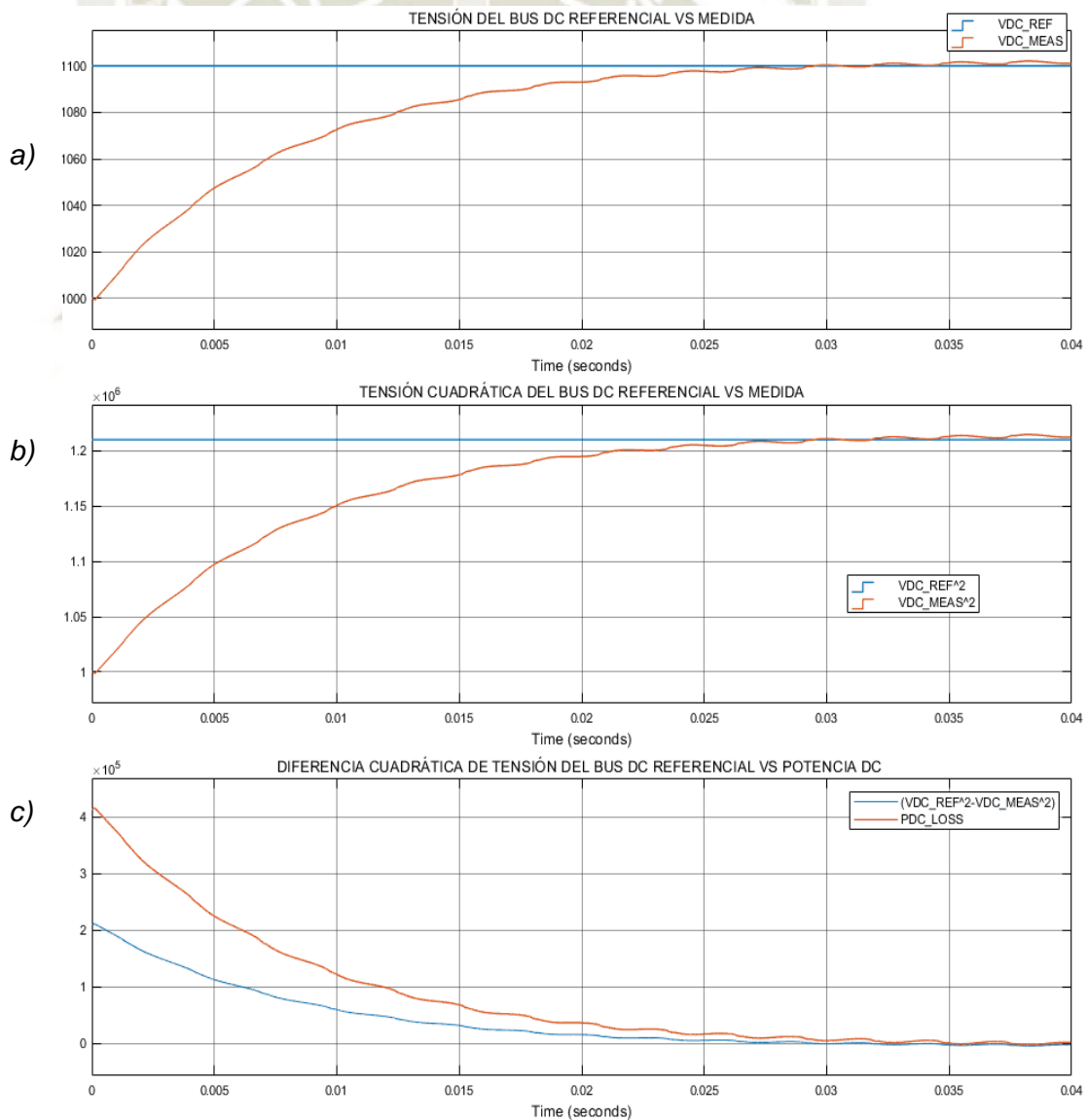


Figura 5-97:a) Tensión del bus Referencial vs Medida, b) Tensión cuadrática del bus DC Referencial vs Medida, c) Diferencia Cuadrática de Tensión del Bus DC Referencial vs Potencia DC.

La Figura 5-98 muestra las corrientes de línea “A”, “B” y “C” de la fuente de suministro compensadas. En el primer ciclo, la corriente experimentó picos de +990.600(158.041%), -1158.300(184.796%) y +1027.000(163.849%) amperios respectivamente para una corriente fundamental de 626.800(100%) amperios.

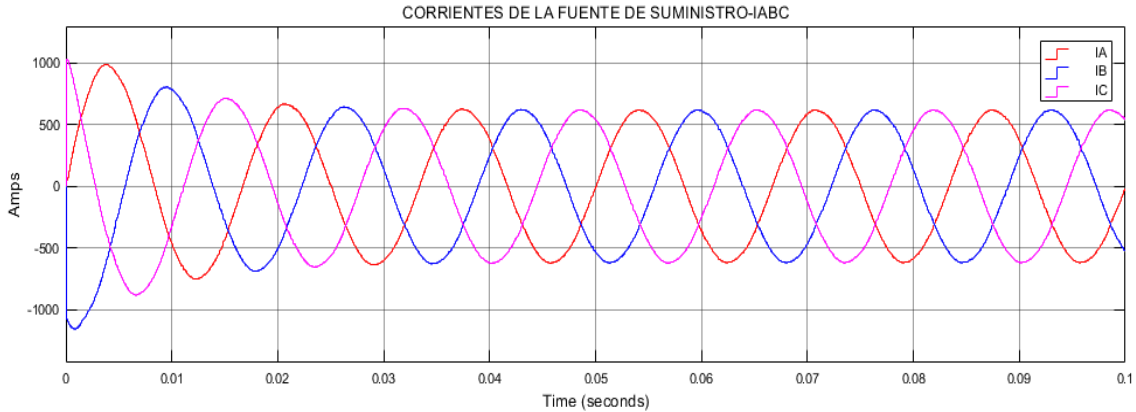


Figura 5-98: Corrientes de la Fuente de Suministro IABC

La -Figura 5-99-a) y b) muestra el espectro armónico de la corriente de la línea “B” de la fuente de suministro en su primer ciclo y el resto de ciclos simulados de la línea “A”, alcanzando valores de 15.600% y 1.520% respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A” y “C” alcanzó valores de 6.490% y 15.860% durante su primer ciclo respectivamente.

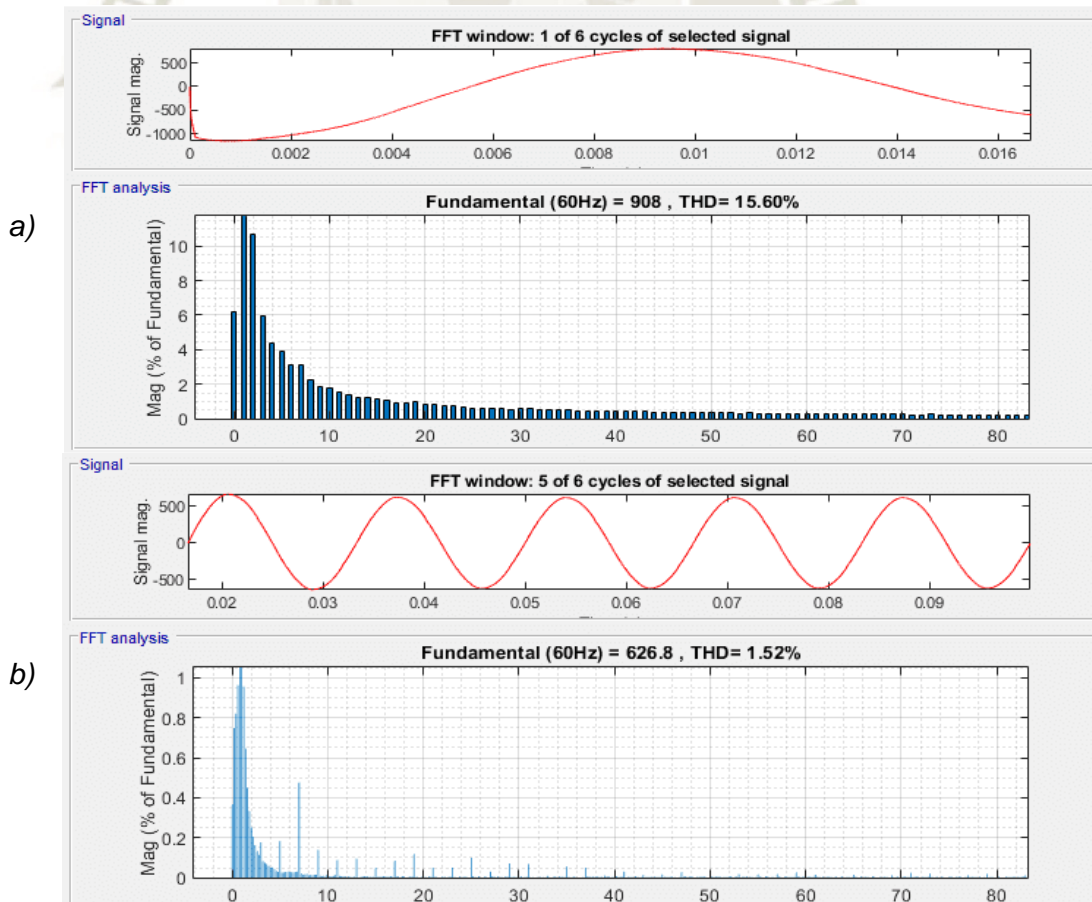


Figura 5-99: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A del a) primer ciclo y b) demás ciclos simulados.

5.5.4.4 Discusión de los Resultados

El rendimiento del filtro activo se analizó para tres valores diferentes de capacitancia de 13.12mF, 26.24mF y 65.61mF del bus DC en las secciones 5.5.4.1, 5.5.4.2 y 5.5.4.3., además, los capacitores se precargaron inicialmente a 500VDC cada uno. En cada sección se variaron los valores de rizado de tensión para un mismo periodo de rizado de 5.0%-1/2ciclo, 2.5%-1/2ciclo y 1.0%-1/2ciclo, por consiguiente, se calcularon diferentes ganancias proporcionales e integrales de 0.394/0.787, 0.787/1.575 y 1.968/3.936.

Los resultados simulados en las secciones 5.5.4.1, 5.5.4.2 y 5.5.4.3. mostraron que a medida que se incrementó las ganancias del controlador PI, la carga de los capacitores del bus DC se realizó de una forma relativamente más lenta una respecto de la otra y el error de entrada al controlador PI (diferencia cuadrática de la tensión referencial y la tensión medida) se mantuvo por más tiempo, en consecuencia, la pérdida de potencia para mantener el bus DC constante fue muy elevada durante los primeros ciclos, por ende, se registraron sobrecorrientes en la línea "A" de 698, 770 y 990 amperios, en "B" de 743, 845 y 1158 amperios y en "C" de 631, 726 y 1027 amperios para cada sección simulada, a la vez se introdujo alto contenido armónico de corriente en la línea "A" de 1.95%, 3.18% y 6.49%, "B" de 5.47%, 8.35% y 15.60% y "C" de 5.23%, 8.26% y 15.86% para cada sección simulada.

Adicionalmente, se analizó el contenido armónico para el resto de ciclos simulados, considerando como referencia la línea "A", los valores simulados registrados fueron de 0.83%, 0.88% y 1.52%. El contenido armónico para los ciclos posteriores se redujo considerablemente a valores por debajo del estándar IEEE 519-2014. El contenido armónico de la corriente de línea "A" para el resto de ciclos simulados en cada sección se decrementó a medida que las ganancias del controlador PI se incrementaron, además, la carga del capacitor fue relativamente lenta y suave a la vez y no se registraron sobrecorrientes durante los primeros ciclos debido a la precarga inicial, también, se pudo apreciar que control de tensión del bus DC se asemejó a un sistema lineal de primer orden.

5.6. Análisis del filtro activo bajo condiciones de tensión de suministro no ideales.

La Figura 5-100 muestra las corrientes de la línea de la fuente de suministro I_{SA} , I_{SB} , I_{SC} , el análisis del contenido armónico de las formas de ondas de corrientes fue realizado utilizando la herramienta de análisis de la Transformada de Fourier Rápida FFT de SIMULINK - MATLAB. La simulación fue realizada considerando un desbalance de tensión del -10%, +3.33% y +10% de las fases “AB”, “BC” y “CA” de la tensión de línea-línea de 600VAC respectivamente. La distorsión armónica de las corrientes de línea “A”, “B” y “C” registradas fueron de 30.67%, 27.19% y 25.62% respectivamente (ver Figura 5-100), sin embargo, la componente fundamental para cada corriente de línea fue de 589.5, 633.7 y 652.3 amperios, en consecuencia, se concluye que cuando exista un desbalance de tensión, la estrategia de compensación planteada en la presente tesis no operará correctamente, lo que conllevará a errores en la compensación armónica y reactiva.

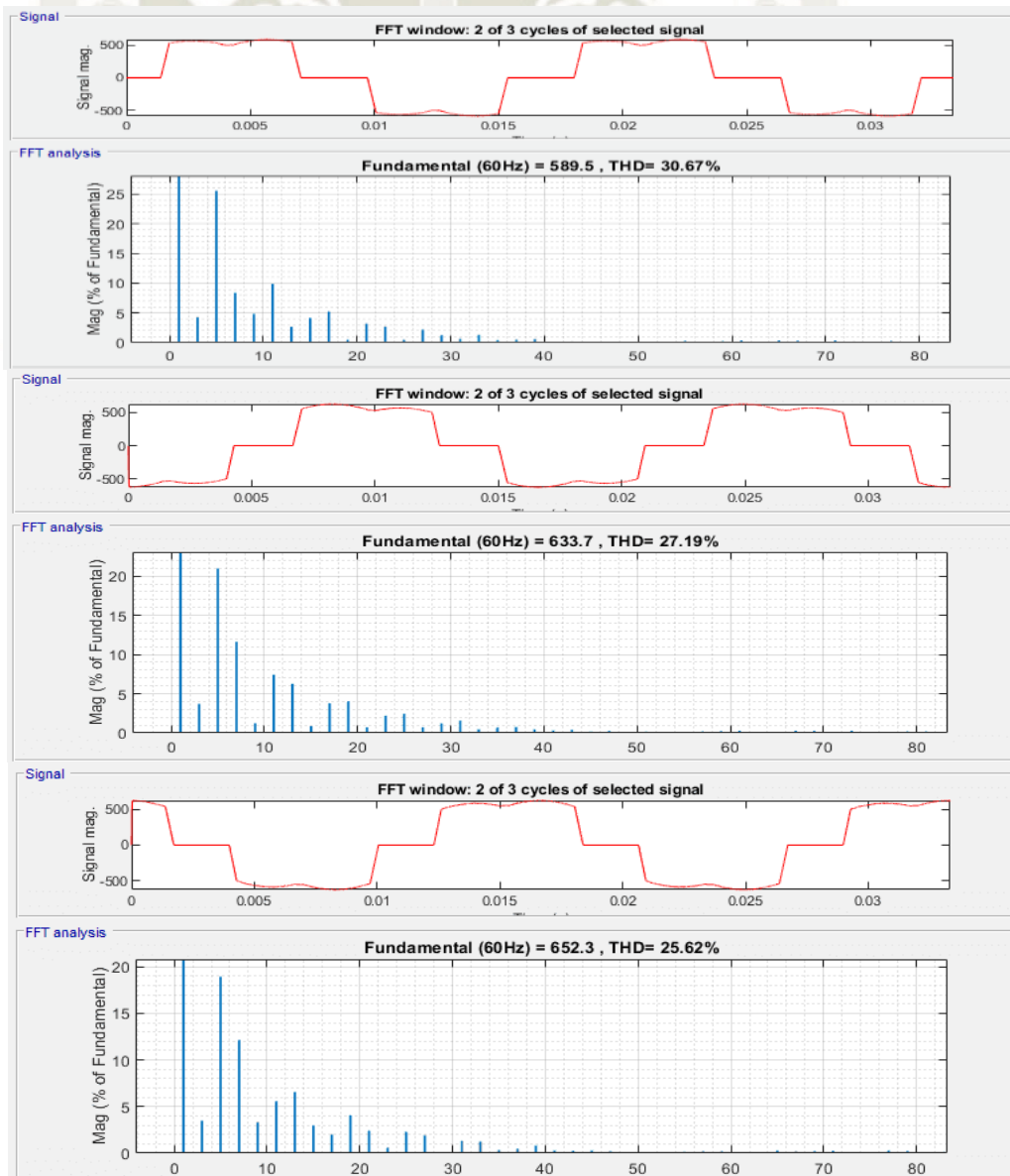


Figura 5-100: Espectros armónico de las corrientes de línea compensada A, B y C.

La Figura 5-101-a) muestra las tensiones de fase VAN-307VRMS, VBN-352VRMS y VCN-375VRMS de la fuente de suministro con desbalance del 30.67%, 27.19% y 25.62% respectivamente, en b) se muestra las corrientes de línea de la fuente de suministro compensadas “A”, “B” y “C” con valores registrados de 397,456 y 485 amperios RMS respectivamente, en c) se muestra las corrientes de línea del convertidor de Empuje con valores registrados de 436, 464 y 476 amperios RMS respectivamente y en d) se muestra la tensión DC - 695VRMS y corriente DC – 567 amperios RMS de carga del convertidor de Empuje.

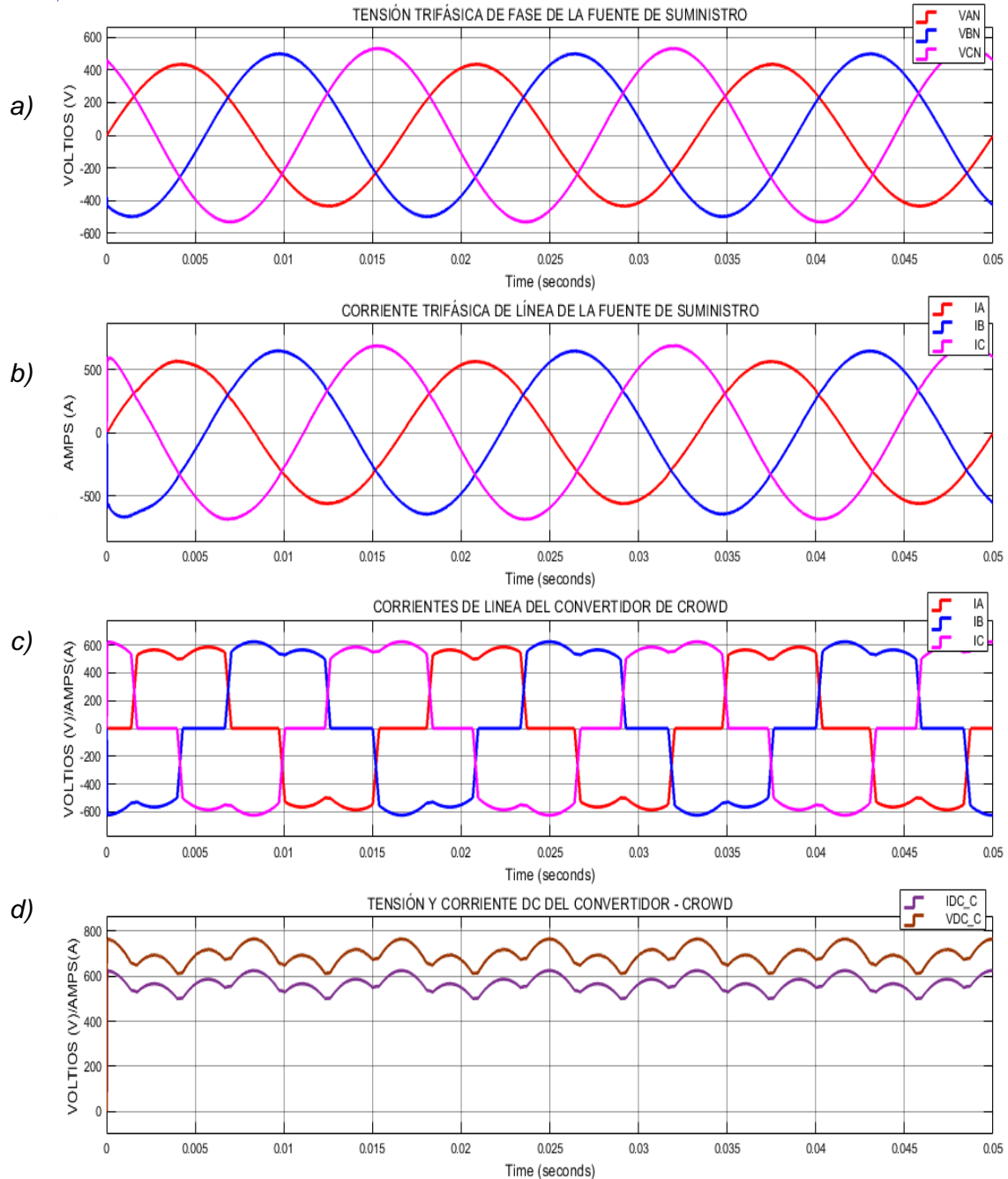


Figura 5-101: a) Tensión Trifásica de la Fuente de Suministro VAN, VBN y VCN, b) Corriente Trifásica de Línea de la Fuente de la Fuente de Suministro IA, IB e IC, c) Corrientes de línea del convertidor de Crowder IA_C, IB_C, IC_C, d) Tensión VDC_C y VDC_S y Corriente IDC_C e IDC_S del Convertidor de Crowder respectivamente.

5.6.1. Discusión de los Resultados

La Figura 5-102 muestra el histograma de los armónicos de las corrientes de línea compensada de la fuente de suministro del convertidor de Empuje. La distorsión armónica de las corrientes de las línea “A,” “B” y “C” registradas fueron de 0.79%, 2.17% y 2.03%, sin embargo, sus componentes fundamentales a 60Hz registradas fueron de 562.7, 648.9 y 687.6 amperios debido al desbalance de tensión, no obstante, el inversor compensó las corrientes en función a cada componente fundamental, no superando el límite del 5% establecido por la IEEE 519-2014 para sistemas nominales de 120V a 69KV.

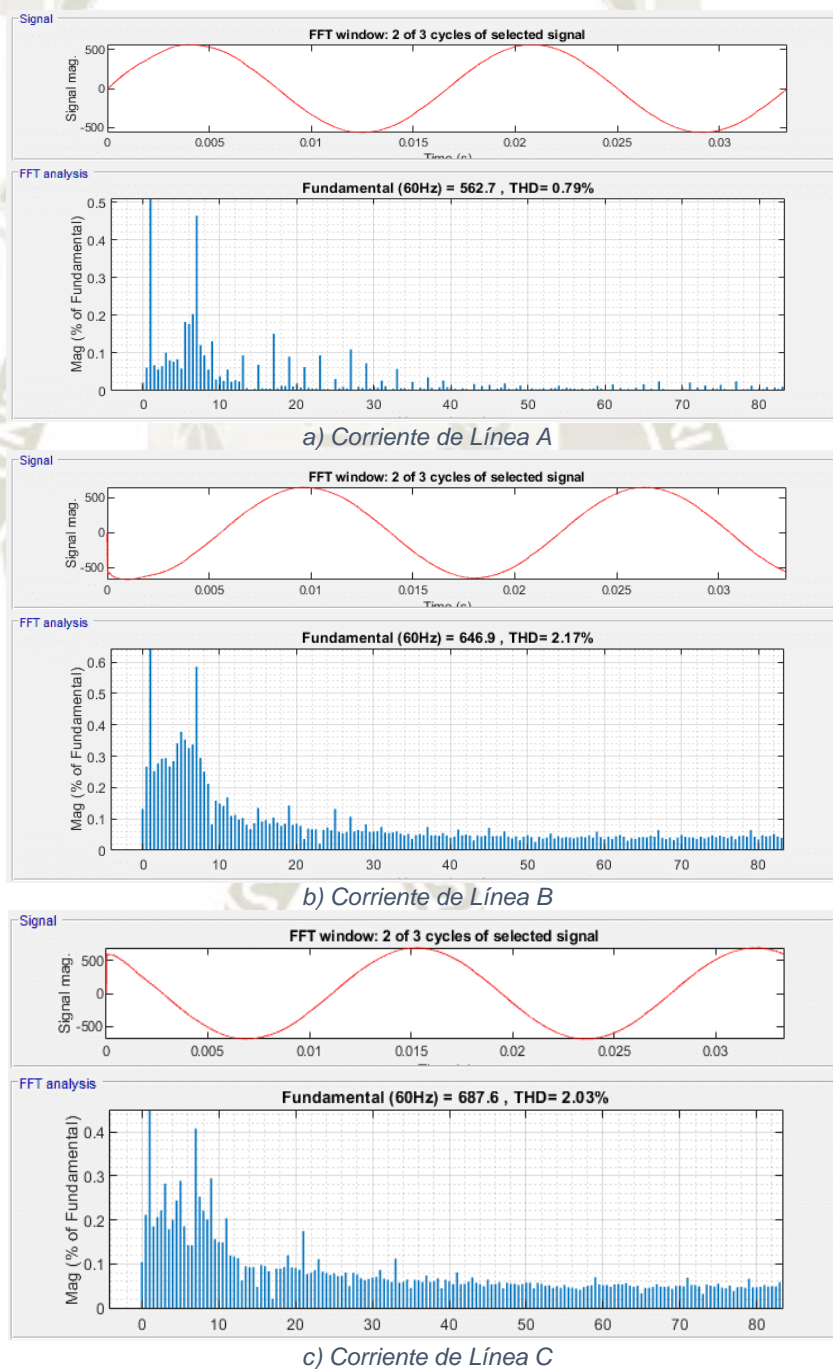


Figura 5-102: Espectros armónicos de las corrientes de línea compensada A, B y C.

Capítulo VI

6. Conclusiones

- Se logró diseñar un esquema de control para un filtro activo tipo Shunt basado en un inversor de tres niveles utilizando un controlador PWM por histéresis para la mitigación de armónicos de corrientes en una Pala del fabricante P&H modelo 4100XPC DC.
- Se logró deconstruir los parámetros resistivo-inductivo-capacitivo (RLC) del banco $\frac{1}{2}$ (675KVAR) y de los bancos 1,2 y 3 (1350KVAR) del sistema de compensación de potencia reactiva – RPC de la Pala P&H modelo 4100XPC DC a través del estándar IEEE Std-18-2002.
- Se logró analizar la Distorsión Armónica Total-THD y la Distorsión de demanda Total -TDD de la fuente de suministro de la Pala 4100XPC DC a través del medidor de calidad de energía del fabricante EATON modelo EATON-8000 y el software MATLAB-Simulink, obteniendo un THD y TDD máximo del 26.97% (Figura 3-12) y 45%(Figura 3-14) respectivamente, en consecuencia, se concluye que los armónicos de tensión y corriente excedieron los límites de distorsión de tensión y corriente del 5% recomendados por la IEEE519-2014.
- Se logró analizar la distorsión armónica de la forma de onda de tensión de 110VAC de la Pala P&H modelo 4100XPC DC mediante un instrumento de adquisición de data – DATAQ y el software MATLAB-Simulink, obteniendo un THD del 10.11% (Figura 3-23), en consecuencia, se concluye que la forma de onda de tensión de 110VAC excedió el límite del 8% recomendado por la IEEE519-2014 para tensiones inferiores a 1kV.
- Se logró diseñar mediante software MATLAB-SIMULINK un filtro activo basado en un inversor trifásico de tres niveles para compensación armónica para la aplicación de una Pala P&H modelo 4100XPC DC. El método para extraer las corrientes armónicas se diseñó en función al

método de Detección de Corrientes de Referencia Síncrona de la sección 4.4. En la sección 4.5 y 4.6 se diseñó la tensión del bus DC con un valor de 1100VDC y la capacitancia requerida por el bus DC del inversor respectivamente; el valor de tensión del bus DC fue el mismo para todas las simulaciones desde la 5.2 hasta la 5.6; Solo en la sección 5.5. se utilizaron capacitores para alimentar el bus DC, para el resto de las secciones simuladas se utilizó fuentes de tensión DC de 550VDC. Para acoplar el inversor a la red, en la sección 4.7 se diseñaron los inductores de acoplamiento para las secciones 5.2-5.6. En la sección 4.8 se diseñó un controlador Multibanda de Histéresis para controlar el inversor basado en IGBT's. Finalmente, en la sección 4.9) se diseñó un controlador proporcional-integral PI para regular la tensión del bus DC del inversor.

- Se logró analizar en las secciones 5.2 y 5.3 el filtro activo en estado estable y transitorio para una Pala P&H modelo 4100XPC DC. Para la sección 5.2,1 se diseñó las bandas y offset de banda con valores de 6.99A y 2.21A respectivamente, para las secciones 5.2.2 y 5.3 también se diseñó las bandas y offset de banda con valores de 11.36A y 3.98A. Para la sección 5.2.1 se diseñó la inductancia con un valor de 190mH, para las secciones 5.2.2 y 5.3, la inductancia tuvo un valor de 105mH. En las secciones 5.2.1.1 y 5.2.2.1 y 5.3.1, los resultados mostraron la eficiencia del filtro al compensar las corrientes armónicas generadas por las cargas lineales, la distorsión armónica de las formas de ondas de las corrientes fue inferior a los límites establecidos por el estándar de la IEEE 519-2014.
- Se logro analizar el rendimiento del filtro para diferentes valores de inductancia en función a la frecuencia de conmutación del inversor. Para la sección 5.4 se diseñaron las bandas, offset de banda y las inductancias de acoplamiento. Los valores de las bandas e inductancias de acoplamiento se resumieron en la Tabla 4.8. y Tabla A-1. En la sección 5.4.7, los resultados mostraron que a medida que se incrementó la frecuencia de conmutación, el valor de la inductancia de acoplamiento disminuyó, en consecuencia, la distorsión armónica de corriente de línea disminuyó.

- Se logró analizar el rendimiento del filtro activo para una Pala P&H modelo 4100XPC DC para diferentes valores de capacitancia y ganancias proporcional-integral (PI) del controlador del bus DC del inversor de tres niveles. Para la sección 5.5 se diseñó la inductancia se acoplamiento con un valor de 190mH, los valores de capacitancia se resumieron en la Tabla 4.4, finalmente, se diseñó las bandas y offset de banda con valores de 6.99A y 2.21A respectivamente. En las secciones 5.5.1.4, 5.5.2.7 y 5.5.3.4, los resultados mostraron que la distorsión armónica de las formas de onda de las corrientes de línea durante el primer ciclo fue muy elevada además de generarse sobrecorrientes, sin embargo, para el resto de ciclos simulados la distorsión disminuyó considerablemente por debajo de los límites establecidos por el estándar de la IEEE 519-2014. En la sección 5.5.4.4, los capacitores fueron precargados a 500VDC cada uno, en consecuencia, los resultados no registraron sobrecorrientes y la distorsión armónica de las corrientes línea fue inferior a los límites establecido por el estándar de la IEEE 519-2014.
- Se logró analizar el rendimiento del filtro activo para una Pala P&H modelo 4100XPC DC bajo condiciones de tensión de suministro no ideales, para ello se consideró un desbalance en las tensiones de fase AB, BC y CA del 10%, +3.33% y +10% respectivamente. Para la sección 5.6 se diseñó la inductancia se acoplamiento con un valor de 190mH y las bandas y offset de banda de histéresis con valores de 6.99A y 2.21A respectivamente. En la sección 5.6.1, los resultados mostraron que el filtro logró compensar la distorsión armónica de las formas de onda de corriente de línea con valores por debajo del límite establecido por el estándar de la IEEE 519-2014, sin embargo, la magnitudes pico y RMS de las corrientes se línea frecuencia fundamental de 60Hz se vieron afectadas por el desbalance de la fuente de suministro, por ende, se concluye que el esquema de control del filtro activo desarrollado operará correctamente mientras las tensiones de fuente de suministro estén balanceadas.

7. Recomendaciones

El presente trabajo de tesis presentó la base teórica para el desarrollo de nuevas investigaciones relacionadas a la mejora de la calidad de energía de las Palas 4100XPC DC, los siguientes puntos puede servir de guía para futuros investigadores que deseen profundizar en el tema.

- Investigar y proponer una técnica de control diferente a la utilizada en la presente tesis para inversores de tres niveles para compensación armónica y de energía reactiva.
- Investigar el rendimiento de los filtros activos para los rectificadores controlados de onda de 06 pulsos de la Pala 4100XPC.
- Investigar el rendimiento del filtro activo utilizando lógica difusa para el control del bus DC del inversor de tres niveles.
- Investigar el uso de técnicas de inteligencia artificial como redes neuronales para la compensación armónica y de energía reactiva.
- Se sugiere el uso de un circuito externo para la precarga inicial de los capacitores o la investigación de otras técnicas de control que mitiguen las sobrecorrientes generadas durante el arranque.

Anexo I

Tabla A - 1: Parámetros del Inductor de Acoplamiento vs Frecuencia de conmutación (Hz) para diferentes niveles porcentuales de rizado de la corriente de compensación.

Frequency	2%	2.50%	3.00%	3.5%	4%	4.50%	5%	5.50%	6%	6.50%	7.00%	7.5%	8.00%	8.50%	9%	9.50%	10%	Lmax	
	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmin	Lmax
3000	0.007638889	0.006111111	0.005092593	0.004365079	0.003819444	0.003395062	0.003055556	0.002777778	0.002546296	0.002350427	0.002182540	0.002037037	0.001909722	0.001797386	0.001697531	0.001608187	0.001527778	0.001167136	
3500	0.006547619	0.005238095	0.004365079	0.003741497	0.003273810	0.002910053	0.002619048	0.002380952	0.002182540	0.002014652	0.001870748	0.001746032	0.001636905	0.001540616	0.001455026	0.001378446	0.001309524	0.001167136	
4000	0.005729167	0.004583333	0.003819444	0.003273810	0.002864583	0.002546296	0.002291667	0.002083333	0.001909722	0.001762821	0.001636905	0.001527778	0.001432292	0.001348039	0.001273148	0.001206140	0.001145833	0.001167136	
4500	0.005092593	0.004074074	0.003395062	0.002910053	0.002546296	0.002263374	0.002037037	0.001851852	0.001697531	0.001566952	0.001455026	0.001358025	0.001273148	0.001198257	0.001131687	0.001072125	0.001018519	0.001167136	
5000	0.004583333	0.003666667	0.003055556	0.002619048	0.002291667	0.002037037	0.001833333	0.001666667	0.001527778	0.001410256	0.001309524	0.001222222	0.001145833	0.001078431	0.001018519	0.000964912	0.000916667	0.001167136	
5500	0.004166667	0.003333333	0.002777778	0.002380952	0.002083333	0.001851852	0.001666667	0.001515152	0.001388889	0.001282051	0.001190476	0.001111111	0.001041667	0.000980392	0.000925926	0.000877193	0.000833333	0.001167136	
6000	0.003819444	0.003055556	0.002546296	0.002182540	0.001909722	0.001697531	0.001527778	0.001388889	0.001273148	0.001175214	0.001091270	0.001018519	0.000954861	0.000898693	0.000848765	0.000804094	0.000763889	0.001167136	
6500	0.003525641	0.002820513	0.002350427	0.002014652	0.001762821	0.001566952	0.001410256	0.001282051	0.001175214	0.001084813	0.001007326	0.000940171	0.000881410	0.000829563	0.000783476	0.000742240	0.000705128	0.001167136	
7000	0.003273810	0.002619048	0.002182540	0.001870748	0.001636905	0.001455026	0.001309524	0.001190476	0.001091270	0.001007326	0.000935374	0.000873016	0.000818452	0.000770308	0.000727513	0.000689223	0.000654762	0.001167136	
8000	0.002864583	0.002291667	0.001909722	0.001636905	0.001432292	0.001273148	0.001145833	0.001041667	0.000954861	0.000881410	0.000818452	0.000763889	0.000716146	0.000674020	0.000636574	0.000603070	0.000572917	0.001167136	
9000	0.002546296	0.002037037	0.001697531	0.001455026	0.001273148	0.001131687	0.001018519	0.000925926	0.000848765	0.000783476	0.000727513	0.000679012	0.000636574	0.000599129	0.000565844	0.000536062	0.000509259	0.001167136	
10000	0.002291667	0.001833333	0.001527778	0.001309524	0.001145833	0.001018519	0.000916667	0.000833333	0.000763889	0.000705128	0.000654762	0.000611111	0.000572917	0.000539216	0.000509259	0.000482456	0.000458333	0.001167136	
10500	0.002182540	0.001746032	0.001455026	0.001247166	0.001091270	0.000970018	0.000873016	0.000793651	0.000727513	0.000671551	0.000623583	0.000582011	0.000545635	0.000513539	0.000485009	0.000459482	0.000436508	0.001167136	
11000	0.002083333	0.001666667	0.001388889	0.001190476	0.001041667	0.000925926	0.000833333	0.000757576	0.000694444	0.000641026	0.000595238	0.000555556	0.000520833	0.000490196	0.000462963	0.000438596	0.000416667	0.001167136	
11500	0.001992754	0.001594203	0.001328502	0.001138716	0.000996377	0.000885668	0.000797101	0.000724638	0.000664251	0.000613155	0.000569358	0.000531401	0.000498188	0.000468883	0.000442834	0.000419527	0.000398551	0.001167136	
12000	0.001909722	0.001527778	0.001273148	0.001091270	0.000954861	0.000848765	0.000763889	0.000694444	0.000636574	0.000587607	0.000545635	0.000509259	0.000477431	0.000449346	0.000424383	0.000402047	0.000381944	0.001167136	
12500	0.001833333	0.001466667	0.001222222	0.001047619	0.000916667	0.000814815	0.000733333	0.000666667	0.000611111	0.000564103	0.000523810	0.000488889	0.000458333	0.000431373	0.000407407	0.000385965	0.000366667	0.001167136	
13000	0.001762821	0.001410256	0.001175214	0.001007326	0.000881410	0.000783476	0.000705128	0.000641026	0.000587607	0.000542406	0.000503663	0.000470085	0.000440705	0.000414781	0.000391738	0.000371120	0.000352564	0.001167136	
13500	0.001697531	0.001358025	0.001131687	0.000970018	0.000848765	0.000754458	0.000679012	0.000617284	0.000565844	0.000522317	0.000485009	0.000452675	0.000424383	0.000399419	0.000377229	0.000357375	0.000339506	0.001167136	
14000	0.001636905	0.001309524	0.001091270	0.000935374	0.000818452	0.000727513	0.000654762	0.000595238	0.000545635	0.000503663	0.000467687	0.000436508	0.000409226	0.000385154	0.000363757	0.000344612	0.000327381	0.001167136	
15000	0.001527778	0.001222222	0.001018519	0.000873016	0.000763889	0.000679012	0.000611111	0.000555556	0.000509259	0.000470085	0.000436508	0.000407407	0.000381944	0.000359477	0.000339506	0.000321637	0.000305556	0.001167136	
15500	0.001478495	0.001182796	0.000985663	0.000844854	0.000739247	0.000657109	0.000591398	0.000537634	0.000492832	0.000454921	0.000422427	0.000394265	0.000369624	0.000347881	0.000328554	0.000311262	0.000295699	0.001167136	
16000	0.001432292	0.001145833	0.000954861	0.000818452	0.000716146	0.000636574	0.000572917	0.000520833	0.000477431	0.000440705	0.000409226	0.000381944	0.000358073	0.000337010	0.000318287	0.000301535	0.000286458	0.001167136	
16500	0.001388889	0.001111111	0.000925926	0.000793651	0.000694444	0.000617284	0.000555556	0.000505051	0.000462963	0.000427350	0.000396825	0.000370370	0.000347222	0.000326797	0.000308642	0.000292398	0.000277778	0.001167136	
17000	0.001348039	0.001078431	0.000898693	0.000770308	0.000674020	0.000599129	0.000539216	0.000490196	0.000449346	0.000414781	0.000385154	0.000359477	0.000337010	0.000317186	0.000299564	0.000283798	0.000269608	0.001167136	
18000	0.001273148	0.001018519	0.000848765	0.000727513	0.000636574	0.000565844	0.000509259	0.000462963	0.000424383	0.000391738	0.000363757	0.000339506	0.000318287	0.000299564	0.000282922	0.000268031	0.000254630	0.001167136	
19000	0.001206140	0.000964912	0.000804094	0.000689223	0.000603070	0.000536062	0.000482456	0.000438596	0.000402047	0.000371120	0.000344612	0.000321637	0.000301535	0.000283798	0.000268031	0.000253924	0.000241228	0.001167136	
20000	0.001145833	0.000916667	0.000763889	0.000654762	0.000572917	0.000509259	0.000458333	0.000416667	0.000381944	0.000352564	0.000327381	0.000305556	0.000286458	0.000269608	0.000254630	0.000241228	0.000229167	0.001167136	
21000	0.001091270	0.000873016	0.000727513	0.000623583	0.000545635	0.000485009	0.000436508	0.000396825	0.000363757	0.000335775	0.000311791	0.000291005	0.000272817	0.000256769	0.000242504	0.000229741	0.000218254	0.001167136	
21500	0.001065891	0.000852713	0.000710594	0.000609081	0.000532946	0.000473730	0.000426357	0.000387597	0.000355297	0.000327967	0.000304540	0.000284238	0.000266473	0.000250798	0.000236865	0.000224398	0.000213178	0.001167136	
22000	0.001041667	0.000833333	0.000694444	0.000595238	0.000520833	0.000462963	0.000416667	0.000378788	0.000347222	0.000320513	0.000297619	0.000277778	0.000260417	0.000245098	0.000231481	0.000219298	0.000208333	0.001167136	
22500	0.001018519	0.000814815	0.000679012	0.000582011	0.000509259	0.000452675	0.000407407	0.000370370	0.000339506	0.000313390	0.000291005	0.000271605	0.000254630	0.000239651	0.000226337	0.000214425	0.000203704	0.001167136	
23000	0.000996377	0.000797101	0.000664251	0.000569358	0.000498188	0.000442834	0.000398551	0.000362319	0.000332126	0.000306577	0.000284679	0.000265700	0.000249094	0.000234442	0.000221417	0.000209764	0.000199275	0.001167136	
24000	0.000954861	0.000763889	0.000636574	0.000545635	0.000477431	0.000424383	0.000381944	0.000347222	0.000318287	0.000293803	0.000272817	0.000254630	0.000238715	0.000224673	0.000212191	0.000201023	0.000190972	0.001167136	
24500	0.000935374	0.000748299	0.000623583	0.000534500	0.000467687	0.000415722	0.000374150	0.000340136	0.000311791	0.000287807	0.000267250	0.000249433	0.000233844	0.000220088	0.000207861	0.000196921	0.000187075	0.001167136	
25000	0.000916667	0.000733333	0.000611111	0.000523810	0.000458333	0.000407407	0.000366667	0.000333333	0.000305556	0.000282051	0.000261905	0.000244444	0.000229167	0.000215686	0.000203704	0.000192982	0.000183333	0.001167136	
26000	0.000881410	0.000705128	0.000587607	0.000503663	0.000440705	0.000391738	0.000352564	0.000320513	0.000293803	0.000271203	0.000251832	0.000235043	0.000220353	0.000207391	0.000195869	0.000185560	0.000176282	0.001167136	
28000	0.000818452	0.000654762	0.000545635	0.000467687	0.000409226	0.000363757	0.000327381	0.000297619	0.000272817	0.000251832	0.000233844	0.000218254	0.000204613	0.000192577	0.000181878	0.000172306	0.000163690	0.001167136	
30000	0.000763889	0.000611111	0.000509259	0.000436508	0.000381944	0.000339506	0.000305556	0.000277778	0.000254630	0.000235043	0.000218254	0.000203704	0.000190972	0.000179739	0.000169753	0.000160819	0.000152778	0.001167136	
32000	0.000716146	0.000572917	0.000477431	0.000409226	0.000358073	0.													

Bibliografía

- [1] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso y H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 2nd ed., McGraw-Hill, 2002.
- [2] «IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,» 1995.
- [3] ELSPEC-LTD, «ELSPEC,» [En línea]. Available: <https://www.elspec-ltd.com/what-are-voltage-sags-and-swells/>. [Último acceso: 2019 abril 15].
- [4] M. I. b. A. Bakar, «Active Power Filter with Automatic Control Circuit for Neutral Current Harmonic Minimization Technique,» PhD Thesis, University Sains Malaysia, Malaysia, 2007.
- [5] M. Kmail, «Investigation of Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement,» Turkey, 2012.
- [6] Schneider Electric, «Harmonic disturbances in networks, and their treatment,» [En línea]. Available: <https://www.schneider-electric.com/en/download/document/ECT152/>. [Último acceso: 24 August 2017].
- [7] «IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,» *IEEE Std 519™ - 2014*, 2014.
- [8] A. H. Hamadi, *Amélioration des performance du filtre actif : Application du régulateur proportionnel Intégral et du régulateur flou*, Québec: Mémoire de Maitrise en génie électrique, 2004.
- [9] J. Arrilaga y N. Watson, *Power System Harmonics*, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [10] M. Taghikhani, A. Sheikholeslami y Z. Taghikhani, «Harmonic Modeling of Inrush Current in Core Type Power Transformer using Hartley Transform,» *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, vol. 11, nº 2, pp. 174-183, 2015.
- [11] «University of Nevada, Las Vegas,» [En línea]. Available: <http://www.egr.unlv.edu/~eebag/EE-442-642-Diode%20Rectifiers%20F14.pdf>. [Último acceso: 3 marzo 2019].
- [12] V. Boima, «When to use an ac or dc choke and why,» 2015. [En línea]. Available: <https://www.controldesign.com/vendorsnews/2015/when-to-use-an-ac-or-dc-choke-and-why/>. [Último acceso: 15 September 2017].
- [13] H. Alvarado Perusquia y J. Ramirez Sanchez, «Metodología para el analisis de progagacion y Filtrado de Armonicas en Sistemas Electricos.,» Instituto Politecnico Nacional, Mexico D.F., 2010.
- [14] IEEE, «IEEE Task Force on the Effects of Harmonics on Equipment,» *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, nº 2, pp. 672-80, 1993.
- [15] Eaton, «AC Line Reactors vs. DC Link Chokes,» August 2016. [En línea]. Available: <https://www.eaton.com>. [Último acceso: 25 October 2018].
- [16] M. Magraoui, «Validation de Techniques de Commande d'un Filtre Actif Parallele,» Ecole de Technologie Superieure Université du Québec, Montreal, 2007.
- [17] Manitoba Hydro International Ltd., «HVDC,» [En línea]. Available: https://hvdc.ca/webhelp/Master_Library_Models/Passive/Filters/Passive_Filter_Design.htm. [Último acceso: 16 abril 2019].
- [18] L. Grigsby, *FACTS Controllers*, Boca Raton: CRC Press; 3 edition, 2012, pp. 27-1 @ 27-42.
- [19] IEEE, «IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters,» *IEEE Power Engineering Society*, pp. 01-69, 2003.
- [20] P&H Mining Equipment, Inc., *Centurion System Electrical Maintenance Manual*, Milwaukee: P&H Mining Equipment, 2009.
- [21] Komatsu Mining Corp. Group, «4100XPC Electric Mining Shovel-DC Drive Product Overview,» Komatsu Mining Corp, Milwaukee, 2018.
- [22] P&H, *Schematic Diagram 4100XPC DC*, Milwaukee, 2012.
- [23] M. Muftah, «Structures et Stratégies de Commande des Filtres Actifs Parallele et Hybride avec Validations Expérimentales,» France, 2008.
- [24] H. Sasaki y T. Machida, «A new method to eliminate a.c. harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design.,» *IEEE Power Apparatus Systems*, Vols. %1 de %2PAS-90(5), pp. 2009-2019, 1971.
- [25] A. Hirofumi, «Active Harmonics Filters,» *IEEE*, vol. 93, nº 12, pp. 2128-2141, 2005.
- [26] S. Round, *Active filtering and VAR compensation*, New Zealand.: University of Canterbury., 1992.
- [27] B. Wu y M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives*, Hoboken, New Jersey.: John Wiley & Sons, Inc., 2017.

- [28] Wuhan Wuzheng Rectifier Co.,Ltd., «Tradeindia,» 27 Junio 2015. [En línea]. Available: <https://www.tradeindia.com/fp2606546/Disc-Type-EUPEC-SCR-Thyristor-T501N60TOH.html>. [Último acceso: 14 abril 2019].
- [29] Infineon, «Infineon,» 23 Agosto 2019. [En línea]. Available: https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/fz1200r45kl3_b5/?redird=113572#loview. [Último acceso: 26 noviembre 2019].
- [30] S. Karimi, «Continuité de Service des Convertisseurs Triphasés de Puissance et Prototypage 'FPGA in the Loop': Application au Filtre Actif Parallèle,» H.Poincaré, Nancy-I, 2009.
- [31] H. Akagi, Y. Kanazawa y A. Nabae, «Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching without Energy Storage Components,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. %1 de %2IA-20, nº 3, pp. 625-630, 1984.
- [32] N. Hanna Mandalek, «Qualité de L'onde Electrique et Moyens de Mitigation,» Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieure Univ., Québec, 2003.
- [33] A. Subramaniya Siva y M. Bhavani, «Mitigation of Harmonics by Shunt Active Power Filter using Synchronous Detection Method,» *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, vol. 4, nº 6, pp. 2584-2588, 2013.
- [34] P. Almeida, «Youtube,» 14 febrero 2017. [En línea]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=vdeVVTltr1M&t=306s>. [Último acceso: 11 abril 2019].
- [35] S. Bhattacharya y D. Divan, «Synchronous Frame Based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter System,» *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 2531-2540, 1995.
- [36] C.-L. Chen, Lin y C. E., «An Active filter for an unbalanced three-phase system using the synchronoud detection method,» *Electric Power Systems Research*, vol. 2, pp. 157-161, 1995.
- [37] C. Salim y B. M. Toufik, «Three-phase Three-level (NPC) Shunt Active Power Filter Performances based on PWM and ANN's Controllers for Harmonic Current Compensation,» *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 6, nº 2, pp. 532-552, 2014.
- [38] M. Mohapatra y B. Chitti Babu, «Fixed and Sinusoidal-Band Hysteresis Current Controller for PWM Voltage Source Inverter With LC Filter,» *Proceedings of the 2010 IEEE Students' Technology Symposium*, pp. 88-93, 2010.
- [39] T. A. Kashmieh y H. S. Omran, «Active Power Filter dimensioning Using a Hysteresis Current Controlller,» *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 3, nº 4, pp. 619-623, 2009.
- [40] S. Buso y P. Mattavelli, «Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, nº 5, pp. 722-729, 1998.
- [41] K. Mujibur Rahman, M. Rezwan Khan y M. Ali Choudhury, «Implementation of Programmed Modulated Carrier HCC Based on Analytical Solution for Uniform Switching of Voltage Source Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, nº 1, pp. 188-197, 2003.
- [42] L. Malesani y P. Tenti, «A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, nº 1, pp. 88-92, 1990.
- [43] A. Shukla, G. Arindam y A. Joshi, «Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, nº 2, pp. 518-529, 2008.
- [44] M. Kazmierdkowski y L. Malesani, «Current Control Techniques for three-phase voltage-source PWM converters:A survey,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, nº 5, pp. 691-703, 1998.
- [45] M. AlaaEddin Alali, «Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension,» Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [46] D. J. López Meza, G. A. Camacho Muñoz, J. O. Díaz Chávez y C. A. Gaviria López, «Modulación PWM Aplicada a Inversores Trifásicos Dentro del Esquema de Accionamientos Eléctricos AC.,» pp. 01-24, 2007.
- [47] A. Schonung, «Static frequency changers with subharmonics control in conjunction with reversable variable speed AC drives,» Brown Boverly Review, 1994.
- [48] W. Zhang y Y. Yu, «Comparison of Three SVPWM Strategies,» *Journal of Electronic Science and Technology of China*, vol. 5, nº 3, pp. 283-287, 2007.
- [49] F. Zheng Peng, H. Akagi y A. Nabae, «Compensation Characteristics of the Combined System of Shung Passive and Series Active Filters,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, nº 1, pp. 144-152, 1993.

- [50] M. Chichowlas, «PWM Rectifier with Active Filtering,» Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2004.
- [51] H. Farid, «Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils,» MSc. Thesis, Univ. Batna, Algeria, 2008.
- [52] B. Mohamed Choukri, «Contribution à l'Etude des Différentes Topologies et Commandes des Filtres Actifs Parallèles à Structure Tension : Modélisation, Simulation et Validation Expérimentale de la Commande,» Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I, Nancy, 2004.
- [53] N.-Y. Dai y M.-C. Wong, «Design Considerations of Coupling Inductance for Active Power Filters,» *Department of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 1370-1375, 2011.
- [54] R. Zhang, V. Himamshu Prasad, D. Boroyevich y F. Lee, «Three dimensional space vector modulation for four-leg voltage source converters,» *IEEE Trans Power Electron*, vol. 17, nº 3, pp. 314-326, 2002.
- [55] O. Vodyakho y C. Mi, «Three-Level Inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four wire systems,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 24, nº 5, pp. 1350-1363, 2009.
- [56] K. Mahesh y K. Mishra, «A Fast-Acting DC-Link Voltage Controller for Three-Phase DSTATCOM to Compensate AC and DC Loads,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, nº 4, pp. 2291-2299, 2009.
- [57] k. Ang, G. Ghong y Y. Li, «PID control system analysis, cesing, and technology,» *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 13, nº 4, pp. 559-576, 2005.
- [58] W. Z. Shepherd, *Power Converters Circuits*, New York: Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [59] EATON, «User and Installation Manual IM02601004E,» 2016.
- [60] ECAMEC TECNOLOGIA, «Análisis de eventos de Tensión Curvas ITIC, CBEMA y SEMI F47,» Agosto 2010. [En línea]. Available: <http://www.ecamec.com.ar/newsletter/bajarnotaa0610.pdf>. [Último acceso: 29 Marzo 2019].
- [61] E. E. El-Kholy, A. El-Hefnawy y H. Mahrous, «Three-phase active power based on current controlled voltage source inverter,» *Elsevier, Electric power and Energy Systems* 28, pp. 537-547, 2006.
- [62] M. Fakharmanesh, «Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source Converters for Renewable Energy Systems: Modeling, Operations and Control,» School of Industrial and Information Engineering, Politecnico di Milano, Milan, 2016.
- [63] m. Fatiha, «Etude et Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Structure de Tension,» Univ. Oran, Oran, Argelia, 2001.
- [64] T. Gouraud, «Identification et Rejet de Perturbations Harmoniques dans des Reseaux de Distribution Electrique,» PhD Thesis, Ecole Centrale, Nantes, 1997.
- [65] A. Chaoui, J. Gaubert y F. a. R. Krim, «On the design of shunt active for improving power quality,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008.
- [66] M. Rastogi, R. Naik y N. Mohan, «A comparative evaluation oh harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronics loads,» *IEEE Transaction on inustry appications*, vol. 30, nº 5, September/October 1994.
- [67] N. Mohan, T. Undeland y R. W.P., *Power Electronics: Converters, Applications and Desing.*, John Wiley & Son, 1989.
- [68] S. Chiang y J. Chang, «Design and Implementation of the Paralleable Active Power Filter,» *IEEE*, pp. 406-411, 1999.
- [69] S. Srikanthan y M. Mishra, «Improved hysteresis current control of three-level inverter for distribution static compensator application,» *IET: Power Electron*, vol. 2, nº 5, pp. 517-526, 2009.