



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

**Diseño, implementación y evaluación de
diferentes estrategias de control orientadas
al rechazo activo de perturbaciones para un
rectificador PFC que permitan obtener una
alta calidad de energía eléctrica medida
desde los parámetros de PF y THD de
corriente**

Iván Darío Melo Lagos

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá, Colombia
2015

**Diseño, implementación y evaluación de
diferentes estrategias de control orientadas
al rechazo activo de perturbaciones para un
rectificador PFC que permitan obtener una
alta calidad de energía eléctrica medida
desde los parámetros de PF y THD de
corriente**

Iván Darío Melo Lagos

Tesis o trabajo de investigación presentada como requisito parcial para optar al título
de:

Magister en Automatización Industrial

Director:

Ph.D. Jhon Alexander Cortes Romero

Codirector:

Ph.D. Germán Andrés Ramos Fuentes

Línea de Investigación:

Control automático

Universidad Nacional de Colombia

Facultad de ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Bogotá, Colombia

2015

A mis padres, Hermanos y Sobrinos

Agradecimientos

Quiero agradecer en primera medida a toda mi familia, por todo el apoyo y comprensión en esta etapa de la vida, a mis directores por toda su paciencia, apoyo e interés, a los jefes de las compañías para las que trabajo CHICAGO DIGITAL POWER, y POWERSUN SAS, sin la oportunidad que me brindaron nada de esto sería posible.

A al Ingeniero Ricardo Daniel Restrepo Montoya y el ingeniero Jose Ángel Torralba Valbuena, mis mentores. A Maurilio Hernandez Gómez CEO de CDP, por todo la confianza brindada.

A Zully Maritza Pérez Ojeda, muchas gracias por todo tu apoyo.

Resumen

Este trabajo muestra la implementación de controladores no convencionales (Resonadores, Repetitivos, y GPI), para la corrección dinámica del factor de potencia en rectificadores monofásicos y trifásicos conmutados, dichas implementaciones permiten aumentar el desempeño en variables como factor de potencia y THD, aumentando de esta manera la calidad de la energía que estos dispositivos utilizan de la redes eléctricas. Rechazando las perturbaciones inherentes en este sistema como presencia de armónicos, desbalances, SAC, y cambios de carga.

Palabras clave: (Rectificadores controlados, Factor de potencia, Distorisión armonica, control repetitivo, control resonante, control GPI, rechazo activo de perturbaciones).

Abstract

This work shows the implementation of unconventional controllers (Resonators, repetitive, and GPI), for dynamic power factor correction switched in single and three phase rectifiers, these implementations allow increased performance variables such as power factor and THD, increasing Thus the quality of these devices utilize energy of power grids. Rejecting disturbances inherent in this system as the presence of harmonics, imbalances, SAC, and load changes.

Keywords (Controlled rectifiers, power factor, harmonic distortion, repetitive control, resonate control GPI control active disturbance rejection)

Contenido

INTRODUCCIÓN	2
1. RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CON CORRECCIÓN DINÁMICA DEL FACTOR DE POTENCIA.....	11
1.1 Técnicas básicas de control	12
1.2 Topologías básicas para la corrección del factor de potencia.....	14
1.3 Topología bridgeless	15
1.4 Objetivos de control	16
1.5 Simulación de la planta con control PI en el Toolbox SIMPOWERSYSTEM de Simulink®	26
2. ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA MEJORAR EL DESEMPEÑO DEL RECTIFICADOR PFC	35
2.1 CONTROL RESONANTE	35
2.2 Control repetitivo digital.....	40
2.3 CONTROL ROBUSTO PROPORCIONAL INTEGRAL GENERALIZADO DISCRETO GPI.....	47
1.2.1 GPI asistido por observador en el rectificador PFC	50
2.3.2. Estimación de la perturbación	51
2.3.4 Diseño del controlador en el lazo interno de corriente	54
2.4 Comparación de las distintas estrategias de control en la planta Monofásica	58
2.4.1 Simulaciones de la planta en lazo abierto	59
2.4.2 Simulaciones de THD y PF con controlador PI en la planta monofásica	59
2.4.3 Simulaciones de THD y PF con controlador resonante en la planta monofásica.....	61
2.4.4 Simulación de la planta monofásica utilizando control resonante adaptativo	62
2.4.5 Simulaciones de control repetitivo aplicado a planta monofásica	63
2.4.6 Control repetitivo de alto orden aplicado a planta monofásica	66
2.4.7 Control GPI aplicado a la planta monofásica.....	67
3. RECTIFICADORES TRIFASICOS CONTROLADOS	70
3.1 Modelo del rectificador trifásico.	71
3.2 Comparación de resultados en la planta trifásica	83
3.2.1 Control PI en el planta trifásica.....	84
3.2.2 Control resonante en la planta trifásica	85
3.2.3 Control resonante adaptativo de frecuencia variable.....	87
3.2.4 Control repetitivo en la planta trifásica	88
3.2.5 Control repetitivo de alto orden en la plata trifásica.....	90
3.2.6 Control GPI en la planta trifásica	92
4. IMPLEMENTACIÓN Y DESARROLLOS EXPERIMENTALES.....	95
4.1 Implementación del lazo del control.....	96
4.1.1 La planta $G(s)$	96
4.1.2 Etapa de sensores $H(s)$	98
4.1.3 Comparador.....	102

4.1.4 Controlador	102
4.2 Adecuaciones auxiliares	104
4.3 PROCEDIMIENTO DE ARRANQUE	109
4.4 IMPLEMENTACIÓN DE LOS CONTROLADORES	114
5. RESULTADOS	118
5.1 Implementaciones y resultados en el planta monofásica	118
5.2 Controlador tipo PI	119
5.3 Controlador tipo Resonador o AFC	120
5.4 Controlador tipo resonador o AFC con frecuencia adaptativa	120
5.5 Control repetitivo	121
5.6 Control repetitivo de alto orden	122
5.7 Control GPI	123
5.8 Implementaciones y resultados en la planta trifásica	126
5.9 Control PI trifásico	127
5.10 Control resonador o AFC trifásico	128
5.11 Controlador tipo resonador trifásico o AFC con frecuencia adaptativa	129
5.12 Control repetitivo para el caso trifásico	130
5.13 Control repetitivo de alto orden	131
5.14 Control GPI para el caso trifásico	133
6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	137
6.1 Conclusiones	137
6.2 Recomendaciones	140
BIBLIOGRAFÍA	141

Lista de figuras

Figura 0-1. Esquema basico de un convertidor de potencia[1]	3
Figura 0-2. Rectificador con puente de diodos	4
Figura 0-3 Corriente en un rectificador con puente de diodos.....	4
Figura 0-4 Niveles de armónicos permitidos según estándar IEC 61000 3-2 contra producidos por puentes de diodos.....	4
Figura 0-5 Circuito básico corrector de factor de potencia.....	5
Figura 0-6. Proceso de carga de la inductancia	6
Figura 0-7. Proceso de descarga de la bobina, y carga del condensador.....	6
Figura 0-8 Seguimiento de la forma de onda con un corrector de factor de potencia	6
Figura 0-9. Diagrama de bloques de sistema PFC.....	8
Figura 1-1 Clasificación de los rectificadores monofásicos [16]	11
Figura 1-2 Diagrama de bloques de convertidor PFC [17]	12
Figura 1-3 a. Modo de conmutación discontinuo, b. Modo de conmutación continuo [17]	13
Figura 1-4 Clasificación de los distintos técnicas de control [16]	13
Figura 1-5 . Topología bridgeless	15
Figura 1-6 Diagrama de bloques del modelo promedio de un PFC bridgeless.....	16
Figura 1-7 Sistemas de control necesarios para alcanzar los 2 objetivos de control ...	17
Figura 1-8 Referencia sinusoidal generada con el voltaje de entrada.....	18
Figura 1-9 Filtro pasa bajos para el rizado del voltaje DC	19
Figura 1-10 Voltaje de salida del rectificador	19
Figura 1-11 Referencia y salida de voltaje DC.....	20
Figura 1-12 Referencia de corriente y corriente de entrada	20
Figura 1-13 Simulación del sistema, generando la señal de referencia de corriente con PLL.....	21
Figura 1-14 Referencia DC y Salida DC con el PLL	22

Figura 1-15 . Referencia de corriente y corriente de entrada	22
Figura 1-16 a) Frecuencia estimada por el PLL, B) frecuencia estimada por PLL mas de cerca, C) Voltaje de entrada y señal seno generada	25
Figura 1-17 Referencia de corriente generada con PLL, Corriente entrada	25
Figura 1-18 Simulación en SIMPOWERSYSTEM de un rectificador bridgeless en lazo abierto.....	26
Figura 1-19 Salida DC del rectificador en lazo abierto	27
Figura 1-20 Voltaje de entrada y corriente de entrada en lazo abierto	27
Figura 1-21 Diagrama de Bode del controlador PI por la planta.....	29
Figura 1-22 Diagrama de Bode de la respuesta frecuencia del lazo cerrado de corriente	29
Figura 1-23 Simulación en Matlab de los 2 lazos de control.....	30
Figura 1-24 Simulación de Salida DC del sistema.....	30
Figura 1-25 Salida del voltaje del rectificador con control PI en el lazo de voltaje	32
Figura 1-26 Señal de referencia y salida del filtro pasabajos en el lazo de voltaje	33
Figura 1-27 Señal de referencia de corriente y Corriente de entrada.....	33
Figura 1-28 Referencia de corriente y corriente de entrada obtenida.....	34
Figura 2-1 Estructura del control basado en resonadores.....	36
Figura 2-2 Diagrama de Bode del control resonante	37
Figura 2-3 Diagrama de bloques del control resonante	37
Figura 2-4 Voltaje de salida DC del rectificador con control resonante	38
Figura 2-5 Señal de referencia y señal de salida del filtro pasa bajos	39
Figura 2-6 Corriente de entrada y señal de referencia.....	39
Figura 2-7 . Acercamiento del transitorio de la corriente de entrada	40
Figura 2-8 Corriente de entrada y referencia en estado estacionario.....	40
Figura 2-9 Modelo interno continuo de una señal periódica.....	41
Figura 2-10 . Estructura plug-in del control Repetitivo.....	42
Figura 2-11 Simulación de control repetitivo	43
Figura 2-12 Salida DC del rectificador.....	43
Figura 2-13 Acercamiento al rizado de la salida del filtro pasa bajos	44
Figura 2-14 Corriente de entrada y referencia de corriente.....	45
Figura 2-15 . Acercamiento del transitorio de la corriente de entrada.....	45
Figura 2-16 Corriente de entrada y referencia de corriente en estado estacionario....	45
Figura 2-17 Voltaje y corriente de entrada	46
Figura 2-18 Acercamiento del voltaje y la corriente de entrada.....	46
Figura 2-19 Voltaje y corriente de entrada	47
Figura 2-20 Simulación del controlador GPI para rectificador monofásico.....	55
Figura 2-21 Ley de Control para el controlador GPI	55
Figura 2-22 Observador GPI discreto	56
Figura 2-23 Salida DC del rectificador usando control GPI.....	56
Figura 2-24 Referencia de Voltaje y salida del filtro pasa bajos con control GPI.....	56
Figura 2-25 Referencia de Voltaje y salida del filtro pasa bajos con control GPI.....	57
Figura 2-26 Corriente de entrada y referencia de entrada.....	57
Figura 2-27 Transitorio en la corriente de entrada.....	57
Figura 2-28 Corriente de entrada y referencia de entrada.....	58
Figura 2-29 Voltaje de entrada y corriente de entrada.....	58

Figura 2-30. THD de corriente y factor de potencia de la planta en lazo abierto	59
Figura 2-31. THD de corriente y Factor de potencia a varias frecuencias utilizando control PI	60
Figura 2-32. Desempeño del THD de corriente y factor de potencia con control resonante a distintas frecuencias	62
Figura 2-33. Desempeño del THD de corriente y factor de potencia con control resonante de frecuencia adaptativa a distintas frecuencias	63
Figura 2-34. Diagrama de Bode del control repetitivo	64
Figura 2-35. THD de corriente y Factor de potencia implementado control repetitivo a 60Hz.....	64
Figura 2-36. Desempeño de control repetitivo en THD y factor de potencia a diferentes frecuencias	65
Figura 2-37. Comparación del diagrama de Bode de control repetitivo de alto orden con el control repetitivo normal.....	66
Figura 2-38. Factor de potencia y THD de corriente con control repetitivo de alto orden	66
Figura 2-39. Factor de potencia con control repetitivo de alto orden a distintas frecuencias	67
Figura 2-40. THD de corriente con control repetitivo de alto orden a diferentes frecuencias	67
Figura 2-41. Desempeño del control GPI en THD y Factor de potencia a diferentes frecuencias	69
Figura 3-1 Clasificación de los rectificadores trifásicos [43-45].....	70
Figura 3-2 a) rectificador de puente completo con 6 transistores, b) rectificador tipo Viena [44]	71
Figura 3-3 Circuito eléctrico del rectificador trifásico	71
Figura 3-4 Diagrama de bloques de la planta	73
Figura 3-5 Simulación de un PFC trifásico con modelo y control promediados	74
Figura 3-6 Esquema de control para un rectificador trifásico	75
Figura 3-7 Corrientes trifásicas de entrada	75
Figura 3-8 Transitorio de la corrientes de entrada	75
Figura 3-9 Voltaje y corriente de entrada en la fase A.....	76
Figura 3-10 Voltaje DC a la salida del rectificador	76
Figura 3-11 Voltajes de entrada trifásicos, y voltaje de salida DC del rectificador	77
Figura 3-12 Corrientes de entrada en simulación conmutada	77
Figura 3-13 Modelo de Simulink conmutado	78
Figura 3-14 Simulación con control resonante	79
Figura 3-15. Simulación del controlador desacoplado.....	80
Figura 3-16. Señales de control con el sistema desacoplado.....	81
Figura 3-17. Algoritmo PI en DQ.....	81
Figura 3-18. Referencia y salida en el eje d	82
Figura 3-19 Referencia y salida en el eje q	82
Figura 3-20. Señales de control con el control en transformada DQ.....	82
Figura 3-21. Voltaje y Corriente en el tiempo	83
Figura 3-22. Factor de potencia y THD de corriente con la planta en lazo abierto.....	83
Figura 3-23. THD de corriente y factor de potencia con control PI a 60Hz.....	84

Figura 3-24. Factor de potencia con control PI a diferentes frecuencias de entrada....	85
Figura 3-25. THD de corriente con control PI a diferentes frecuencias.....	85
Figura 3-26. THD de corriente y Factor de potencia con control resonante	86
Figura 3-27. THD de corriente con control Resonante a diferentes frecuencias	86
Figura 3-28. Factor de potencia con control resonante a diferentes frecuencias	87
Figura 3-29. THD de corriente con control resonante de frecuencia adaptativo a diferentes frecuencias.....	88
Figura 3-30. Factor de potencia con control resonante adaptativo a diferentes frecuencias	88
Figura 3-31. THD de corriente y factor de potencia con control repetitivo	89
Figura 3-32. THD de corriente con control repetitivo a diferentes frecuencias	89
Figura 3-33. Factor de potencia con control repetitivo a diferentes frecuencias.....	90
Figura 3-34. Factor de potencia y THD de corriente con control repetitivo de alto orden	91
Figura 3-35. THD de corriente con control repetitivo de alto orden a diferentes frecuencias	91
Figura 3-36. Factor de potencia con control repetitivo de alto orden a diferentes frecuencias	92
Figura 3-37. Factor de potencia y THD de corriente con control GPI.....	93
Figura 3-38. THD de corriente con control GPI a diferentes frecuencias.....	93
Figura 3-39. Factor de potencia con control GPI a diferentes frecuencias	94
Figura 4-1 Diagrama de bloques de un sistema de control básico.....	95
Figura 4-2 Conexiones de los IGBTs en el semiteach	96
Figura 4-3 Conexiones del semiteach	97
Figura 4-4 Inductancia para la entrada del rectificador	97
Figura 4-5 Inductancia para la entrada del rectificador	98
Figura 4-6 Variac trifásico	98
Figura 4-7 Tarjeta de adquisición de datos PCI6221, para la toma de señales análogas	99
Figura 4-8 Diagrama conexión de la tarjeta NI PCI-6221	100
Figura 4-9 Sensor de voltaje LEM LV20-P	100
Figura 4-10 Sensor de corriente LEM LA55-P	100
Figura 4-11 Sensor de temperatura LM335.....	101
Figura 4-12 Circuito de acondicionamiento de las señales análogas.....	101
Figura 4-13 Simulación del circuito de acondicionamiento.....	102
Figura 4-14 Tarjeta 6602 de la National Instrument.....	103
Figura 4-15 . Circuito acondicionador de señales PWM	103
Figura 4-16 Montaje del lazo cerrado del rectificador	104
Figura 4-17 Fuente Mean well RT-50l.....	105
Figura 4-18 Circuito de precarga del condensador	105
Figura 4-19 Circuito de descarga de los condensadores	106
Figura 4-20 Circuito para controlar el relevo de carga.....	107
Figura 4-21 Protecciones hardware.....	107
Figura 4-22 Circuito combinatorio para protección de los IGBT.....	108
Figura 4-23 Esquema de protecciones en Simulink	109
Figura 4-24 Simulación del sistema en lazo abierto.....	110

Figura 4-25 Voltajes y corrientes en el proceso de arranque.....	111
Figura 4-26 Salidas de las resistencias en el proceso de arranque.....	112
Figura 4-27 Entrada de la resistencia de carga	113
Figura 4-28 Proceso de arranque en el montaje experimental	113
Figura 4-29 Caída de voltaje al entrar la carga	114
Figura 4-30. simulación de la planta en Simulink.....	115
Figura 4-31. Respuesta de la simulación de la planta en Simulink.....	115
Figura 4-32. Corrientes en la simulación de la planta	116
Figura 4-33. Fotografía montaje experimental.....	116
Figura 4-34. Fotografía montaje experimental.....	117
Figura 4-35. Fotografía montaje experimental.....	117
Figura 5-1. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, en lazo abierto.....	118
Figura 5-2. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada.....	119
Figura 5-3. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control PI	119
Figura 5-4. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada.....	119
Figura 5-5. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control resonante.....	120
Figura 5-6. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada.....	120
Figura 5-7 Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control resonante variable.....	121
Figura 5-8. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control repetitivo	121
Figura 5-9. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada con control repetitivo	122
Figura 5-10. Forma de onda de corriente, factor de potencia y THD de corriente, con control repetitivo de alto orden	122
Figura 5-11. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada con control repetitivo de alto orden.....	122
Figura 5-12. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control GPI	123
Figura 5-13. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada con control GPI	123
Figura 5-14. Comparación de los distintos THD de corriente en cada controlador en la planta monofásica.....	124
Figura 5-15. Respuesta de distintos controladores a distintas frecuencias.....	126
Figura 5-16. Voltajes y corrientes en lazo abierto en rectificador trifásico	127
Figura 5-17. Armónicos y factor de potencia de la planta en lazo abierto.	127
Figura 5-18. Voltajes y corrientes de entrada en el controlador PI.....	127
Figura 5-19. Armónicos en las corrientes de entrada con el controlador PI.	128
Figura 5-20. Voltajes y corrientes de entrada en el control resonante trifásico.....	128
Figura 5-21. Armónicos de corriente, factor de potencia en el control resonante.	129
Figura 5-22. Desempeño del control AFC a 58Hz, 61Hz y 62Hz	129
Figura 5-23. Voltajes y corrientes de entrada en control resonante con frecuencia variable.....	129

Figura 5-24. Figura 5 22. Desempeño del control AFC a 58Hz, 61Hz y 62Hz.....	130
Figura 5-25. Señales de voltaje y corriente, aplicando controlador repetitivo.	130
Figura 5-26. Armónicos en la corriente de entrada usando control repetitivo.....	130
Figura 5-27. Fasores de corriente y voltaje, y factor de potencia.....	131
Figura 5-28. Armónicos de Corriente usando control repetitivo, a 58Hz, 59Hz,61Hz,62Hz.....	131
Figura 5-29. Formas de onda de voltaje y corriente usando control repetitivo de alto orden	132
Figura 5-30. Armónicos de corriente de entrada, utilizando control repetitivo de alto orden, a 60Hz.....	132
Figura 5-31. Armónicos de corriente usando control repetitivo de alto orden, a 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz.....	132
Figura 5-32. Factor de potencia usando el control repetitivo de alto orden, a 62Hz..	133
Figura 5-33. Formas de onda de voltaje y corriente con controlador GPI.....	133
Figura 5-34. Armónicos de corriente, Fasores de voltaje y corriente, y factor de potencia, con control GPI.....	133
Figura 5-35. armónicos de corriente de entrada para 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz con el control GPI	134
Figura 5-36. Armónicos de corriente con cada topología de control usando la red eléctrica.....	135
Figura 5-37. Comparación de los distintos controladores a distintas frecuencias	135

Lista de tablas

Tabla 0-1. Limites de armónicos según la norma IEC 61000 3.2	5
Tabla 0-2. Limites de armónicos según norma IEEE 519.....	5
Tabla 1-1 Comparación de las distintas técnicas de control CCM [17]	14
Tabla 1-2. Comparación de las distintas topologías de PFC [16]	14
Tabla 4-4-1. Lista de variables necesarias para realizar el control	99
Tabla 5-1, Comparación de las diferentes características de los controladores en la planta monofásica con la red eléctrica	124
Tabla 5-2. Desempeño de los controladores a frecuencia variable	125
Tabla 5-3. Comparación de los distintos controladores usando la red eléctrica	134
Tabla 5-4. Comparación de los distintos controladores a distintas frecuencias en planta trifásica.....	136

INTRODUCCIÓN

La energía eléctrica es uno de los productos y/o servicio que mas demanda tiene en el mundo actual, ya que es un suministro indispensable para la industria, las comunicaciones, el transporte e incluso en los hogares de las personas. Lastimosamente la energía suministrada por los sistemas interconectados de potencia a través de las redes de transmisión y distribución, tiene parámetros fijos, que son imposibles de controlar para los usuarios, entre estos parámetros los mas comunes son: la forma de onda, la frecuencia, y los niveles de tensión. A parte, de las restricciones impuestas por las condiciones de los sistemas de potencia, se suman la presencia de distorsiones en las formas de ondas de voltaje y corrientes debido a la gran presencia de cargas no lineales conectadas a los sistemas de potencia [1].

En la actualidad muchos equipos necesitan ser alimentados a diferentes niveles de tensión, frecuencias, y usan una alimentación en voltaje continuo. Para poder cumplir con estas exigencias eléctricas es necesario el uso de dispositivos conocidos como convertidores de potencia, capaces de modificar los parámetros fijos de los sistemas de potencia y adaptarlos a las necesidades de cada carga. En la mayoría de casos un convertidor de potencia usa dispositivos semiconductores de alta capacidad y velocidad, elementos almacenadores de energía como condensadores e inductancias.

Los dispositivos semiconductores son interruptores que pueden clasificarse en 3 familias, no controlables, como los Diodos. Parcialmente controlados, SCR y Thyristores, y totalmente controlables como Mosfet o IGBTs. Al no ser no poder ser controlados los convertidores basados únicamente en diodos, no necesitan un sistema de control o regulación, a diferencia de los convertidores, basados en SCR o en transistores. Los rectificadores basados en SCR, necesitan un sistema de regulación cuya acción de control determina el ángulo de apertura del interruptor en una onda sinusoidal, disminuyendo el valor RMS de la onda. Pero inyectando una gran cantidad de armónicos de corriente y voltaje[1, 2]. Por ultimo los dispositivos totalmente controlados pueden encenderse o apagarse de manera totalmente controlada permitiendo al convertidor realizar casi cualquier acción que se desee. Debido a esto los convertidores basados en Mosfets o IGBTs necesitan un sistema de control automático para poder manipular el parámetro eléctrico que se necesita controlar[2].

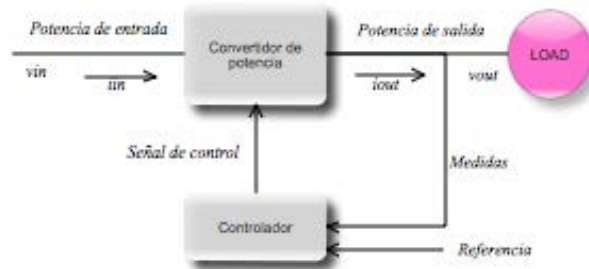


Figura 0-1. Esquema básico de un convertidor de potencia[1]

La implementación de los sistemas de control en la electrónica de potencia, puede realizarse con elementos análogos como amplificadores operacionales, pero gracias a los avances de la microelectrónica, los DSP (procesadores digitales de señales), puede realizar cálculos a velocidades del orden de los MHz, lo cual permiten aplicar técnicas digitales de control y por lo tanto el uso de técnicas no tradicionales y mas modernas. En la figura 1 se muestra un esquema en diagramas bloque de un convertidor de potencia.

Uno de las necesidades mas recurrentes de los usuarios de energía eléctrica es la transformación del voltaje AC al voltaje DC, conocidos como rectificadores. Este tipo de convertidor puede construirse fácilmente usando un puente rectificador de diodos y un condensador como el que se muestra en la figura 2. Dicho rectificador cumple con la necesidad básica de transformar un voltaje sinusoidal a un voltaje continuo, pero no es capaz de variar el nivel de voltaje. Además de inyectar una gran cantidad de armónicos en la corriente, convirtiendo la solución en un problema aun mas complicado de resolver. Aunque que por mucho tiempo fue la forma mas común de construir rectificadores. Para variar el nivel de voltaje era necesario el uso de transformadores lo cual agregaba ineficiencia al sistema, ya que el transformador sigue consumiendo energía así el rectificador este en vacío, además de incluir perdidas adicionales en el hierro.

Las principales desventajas de un rectificador basado en diodos o SCR son un bajo factor de potencia y un THD de corriente alto, han sido durante muchos años los principales problemas de calidad de energía en el mundo, ya que la mayoría de las cargas en edificios comerciales son no lineales y generalmente dichas cargas son rectificadores, luces fluorescentes, computadores e impresoras[3].

Hasta el año 2010 era bastante frecuente encontrar cargas compuestas por un rectificador con un puente completo de diodos y un capacitor como filtro como el que se muestra en la figura 2, que produce un THD de corriente entre un rango del 40% al 130%, el cual tiene una forma de onda en corriente similar a la que ilustra en la figura 3. Dicha onda tiene una descomposición en frecuencia como la que se presenta en la figura 3, allí se comparan los armónicos que produce el puente rectificador contra los armónicos permitidos por la norma IEC 61000-3-2 Clase D[3].

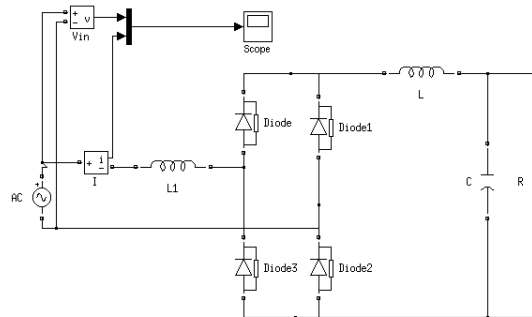


Figura 0-2. Rectificador con puente de diodos

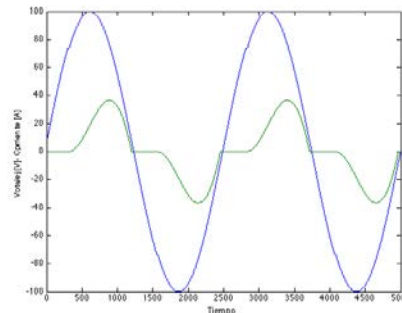


Figura 0-3 Corriente en un rectificador con puente de diodos

El estándar IEC 61000-3-2, define diferentes límites de armónicos dependiendo de las frecuencias y voltajes para equipos que tienen un consumo superior a 16 A; un ejemplo de los diferentes niveles permitidos por esta norma se muestra en la tabla 1. Otro estándar que regula la presencia de armónicos en la red eléctrica es la IEEE/ANSI 519, donde se definen unos límites en armónicos similares a la IEC 61000, con la diferencia que se incluyen cargas de muy alto consumo, como se muestra en la tabla 2[3].

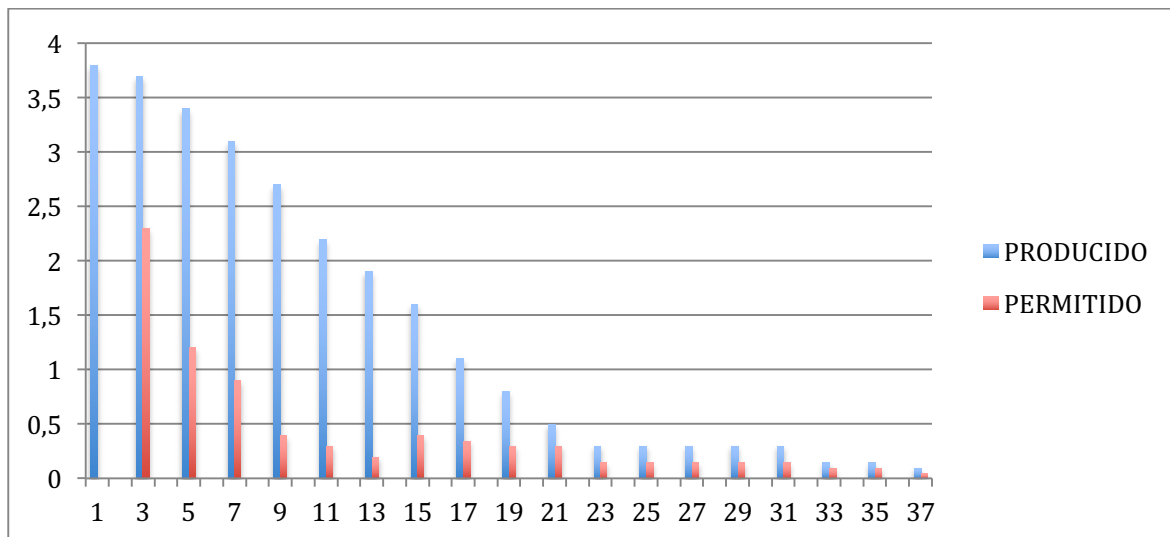


Figura 0-4 Niveles de armónicos permitidos según estándar IEC 61000 3-2 contra producidos por puentes de diodos

Tabla 0-1. Límites de armónicos según la norma IEC 61000 3.2

Armónicos impares		Armónicos pares	
Número armónico	Máxima corriente permitida	Número armónico	Máxima corriente permitida
3	2.30 A	2	1.08 A
5	1.14 A	4	0.43 A
7	0.77 A	6	0.30 A
9	0.40 A	8 < n < 40	0.23 A x(8/n)
11	0.33 A		
13	0.21 A		
15 < n < 39	0.15 A x(15/n)		

Tabla 0-2. Límites de armónicos según norma IEEE 519

Isc/I1	Orden de los armónicos impares					THD
	A<11	11<A<17	17<A<23	23<A<35	35<A	
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Para aminorar el impacto de corrientes con alto contenido armónico en las redes eléctricas, se pensaron distintas alternativas que permitieran filtrar o eliminar las componentes de frecuencias armónicas producidas por los rectificadores, basándose en el esquema que se presenta a continuación, conocido como corrector dinámico de factor de potencia (PFC).

Los circuitos PFC están compuestos por los siguientes elementos: una fuente de voltaje alterna, una bobina, un interruptor de dos (2) posiciones y un condensador; como se muestra en la figura 5. Dichos circuitos tienen un principio de operación basado en la conmutación del interruptor. En la posición cero (0) el interruptor genera cortocircuito entre la bobina y la red, haciendo que una corriente circule y cargue la inductancia por el tiempo en que este interruptor continua en esta posición, esto se muestra en la figura 6[3, 4].

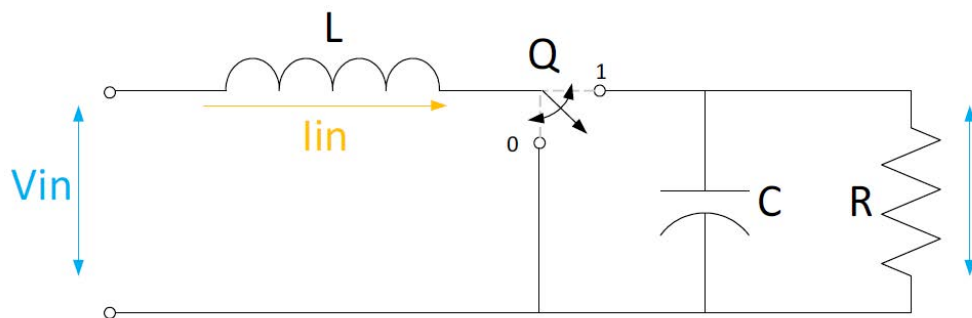


Figura 0-5 Circuito básico corrector de factor de potencia

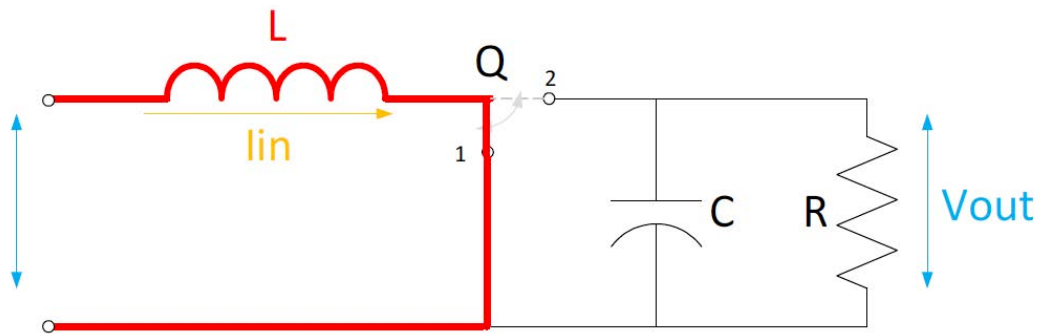


Figura 0-6. Proceso de carga de la inductancia

En la posición uno (1) la corriente almacenada en la bobina va a circular por el condensador permitiendo la carga de éste, generando un voltaje DC en dicho elemento, que será el voltaje rectificado que se le entrega a la carga. Como se muestra en la figura 7.

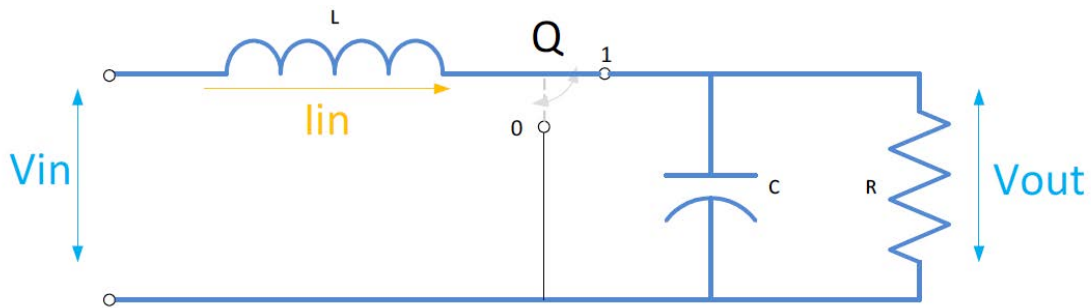


Figura 0-7. Proceso de descarga de la bobina, y carga del condensador

Ahora, para que pueda cumplirse con el objetivo del rectificador de tener un alto PF y un THD de corriente bajo, es necesario que la forma de onda de corriente en la entrada sea lo mas cercana posible a la sinusoidal. Para ello, la inductancia debe cargarse y descargarse siguiendo un patrón sinusoidal similar al mostrado en la figura 8, donde la inductancia se carga y descarga lo suficientemente rápido siguiendo una referencia.

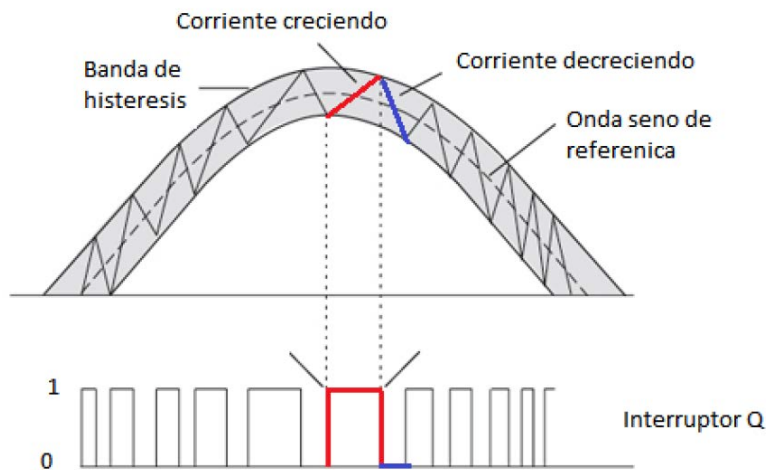


Figura 0-8 Seguimiento de la forma de onda con un corrector de factor de potencia

De conformidad con el párrafo anterior, estos dispositivos pueden verse como un problema de seguimiento de trayectorias, que es uno de los campos de acción de la teoría de control.

En los últimos años, la teoría de control moderna ha incursionando en la electrónica de potencia, debido al aumento considerable en la capacidad de los procesadores actuales y de la masificación de los DSP (Procesadores digitales de señales), permitiendo implementar algoritmos mas complejos que a su vez producen mejores resultados en el desempeño de los convertidores de potencia, lo cual se traduce en una mejor calidad de energía[5].

El aumento en la calidad de la energía se debe a que normalmente las frecuencias de las redes eléctricas tienen un valor de 50Hz o 60 Hz. Y los transistores de potencia actuales como lo son: MOSFET, IGBT, GTIO combinados con la velocidad de procesamiento actual, pueden lograr frecuencias de conmutación cercanas a los 500Khz[6], que es mas alta comparada con la fundamental de la corriente o el voltaje. Lo anterior, permite la disminución de los armónicos según lo reglamentado por la IEC[3, 7].

Uno de los avances mas significativos en el área de la conversión de energía por medio de la electrónica de potencia, es que soporta toda la teoría de control automático[8]. Esta idea permite a los convertidores de potencia operar de manera apropiada, ya que sin la ley de control adecuada, puede operar en una región inadecuada por un periodo de tiempo, lo cual puede dañar o tener efectos negativos tanto en la carga, como en los componentes internos del convertidor[9].

Con la teoría de control realimentado, las variables como voltaje o corriente, tanto en la salida del convertidor como en las variables internas son medidas y realimentadas para ajustar la dinámica de éstas al valor de salida adecuado para un alto desempeño. Además de poder ajustarse a pequeñas perturbaciones y cambios en el sistema[8, 9].

Los rectificadores de potencia PFC, son dispositivos cuya salida $V_{dc}(t)$, depende de voltaje de entrada $V_{in}(t)$ y el ciclo útil $d(t)$. Pero, en el proceso de operación puede presentarse varios fenómenos como: caídas o subidas de tensión que se presentan en pequeños lapsos, voltajes de recuperación que se presentan en los transistores de potencia, cambios en las cargas, aumento de la resistencia debido al incremento de la temperatura en los compontes[8]. Para obtener una buena regulación el compensador debe ajustar sus parámetros en línea para que le permita soportar los mencionados fenómenos.

Desde el punto de vista de control clásico, los correctores dinámicos de factor de potencia tienen dos (2) objetivos de control que son: regular el voltaje continuo de salida del convertidor y controlar la forma de onda de la corriente de entrada; para ello se establecen dos (2) leyes de control realimentado. La primera, determina la amplitud de la onda sinusoidal de corriente de entrada, escalando una forma de onda sinusoidal que puede ser el voltaje de entrada, o puede ser una plantilla ya

predeterminada[10]. La segunda ley de control, debe seguir la onda sinusoidal escalada, para ello usará como actuador la conmutación de los interruptores de potencia que a su vez realizarán el proceso de carga y descarga de la bobina, permitiendo dar la forma deseada a la corriente de entrada[11]. En la figura 9 se muestra un diagrama de bloques donde se ilustran las mencionadas leyes de control en un corrector de factor de potencia.

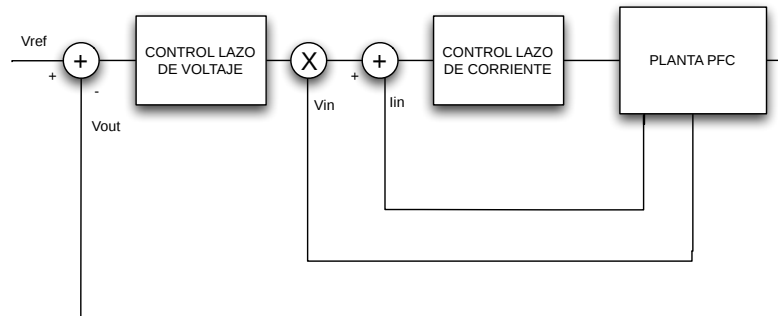


Figura 0-9. Diagrama de bloques de sistema PFC

Un buen desempeño depende de una rápida respuesta del compensador para llegar al V_{dc} fijado y a una excelente forma de onda sinusoidal de corriente cuando se presentan las perturbaciones. Desde los dos (2) puntos de vista anteriores, el problema de control puede tener una triple función; la regulación estática en el voltaje, el seguimiento en la corriente y garantizar la estabilidad del sistema[3, 8, 12].

Normalmente, en la industria las leyes de control descritas anteriormente son dos (2) controladores tipo PI, que sintonizados adecuadamente pueden dar unos buenos desempeños en términos de factor de potencia (cercano a la unidad) y un THD de corriente a la entrada menor al 5%.

Ahora bien, estos sistemas tienen un buen comportamiento a pesar de la no linealidad de la planta, debido a su naturaleza conmutada. Como se muestra en[13], no es necesario desarrollar controladores no lineales para controlar sistemas de electrónica de potencia, ya que pueden verse como un sistema que tiene un comportamiento promedio, lo que permite establecer modelos en función de transferencia o variables de estado de dichos sistemas[4].

Pero, los controles lineales tienen un buen funcionamiento sobre un punto de operación (cargas constantes). Cuando se presenta un cambio en dicho punto o una fuerte perturbación del circuito, los sistemas de control lineales no son suficientes para dar una buena operación del convertidor, aunque, este desempeño puede mejorarse con técnicas de control no lineal, como lo son antiwindup, soft-star, o técnicas de saturación[4, 14].

A pesar de lo anterior, estos sistemas pueden estar sujetos a fuertes perturbaciones internas (variación de los parámetros de la planta, por ejemplo, un aumento de la resistencia en la inductancia debido a la alta temperatura y/o consumo de corriente por los transistores de potencia) o perturbaciones externas

(SACs de voltaje de entrada, variaciones fuertes en la salida del convertidor, ruido en los sensores debido a la fuerte conmutación de los transistores de potencia, armónicos originados en otros puntos de la red eléctrica, aumento o disminución de la impedancia de la red, variaciones de frecuencia en la red pública, entre otras).

Para evitar que los correctores de factor de potencia se vean afectados por las referidas perturbaciones, se pueden adoptar estrategias de una rama del control llamada *rechazo activo de perturbaciones*, que le permitirá a los convertidores seguir cumpliendo con los objetivos de control, pese a que se presenten perturbaciones internas como externas.

El rechazo activo de perturbaciones, es un campo de estudio de la teoría de control donde se busca cancelar aditivamente las perturbaciones que afectan a un sistema. Para lograr dicho propósito es necesario estimar el comportamiento de las perturbaciones tanto internas como externas que interactúan con el sistema. Bajo esta premisa se han desarrollado diversos trabajos como lo son: *Control basado en acomodación de perturbaciones*, *Estimación y rechazo activo de perturbaciones*, *Controladores PID inteligentes y observadores GPI*[15].

Los controladores basados en observadores GPI son controladores robustos para sistemas no lineales, que poseen un observador lineal capaz de realizar buenas estimaciones de perturbaciones tanto internas como externas de la dinámica de la planta, basándose en una aproximación polinomial de la función de perturbación. Esta estimación es usada por el controlador para cancelar la dinámica de la perturbación en línea[15].

Esta estrategia es muy llamativa para implementar en convertidores tipo PFC, tanto monofásicos como trifásicos, para mitigar o rechazar los impactos de perturbaciones internas o externas al sistema, haciendo posible mejorar la robustez en el seguimiento de la forma de ondas sinusoidal de la corriente, y la variación del voltaje DC a la salida del convertidor.

En el primer capítulo se mostrara un estado del arte tanto de los rectificadores PFC monofásicos, haciendo un especial hincapié en topología bridgeless donde se describe el modelo promedio de este sistema, y las estrategias de control tipo PI, que es la que se usa mas ampliamente a nivel industrial, y se mostraran las desventajas de este tipo controladores.

En el capítulo dos se dedicara al diseño de las distintas estrategias de control fuera de los PI, que permitan mejorar el desempeño hablando de la calidad de energía que consume un rectificador PFC, y solucionar los inconvenientes que presentan los controladores convencionales descritos en el capítulo, se presentara la respectiva simulación de cada una de ellas tanto usando la herramienta Sim PowerSystem de Simulink®.

Posteriormente en el capítulo se 3, se hablara del modelo matemático promediado en lazo abierto del modelo trifásico y se realizaran algunas simulaciones con Simulink® de Matlab®, usando el Toolbox SimPowerSystem y comparando sus resultados con una planta real, para de esta manera determinar que tan certero es dicho modelo para posteriormente diseñar las estrategias de control en esta planta. E implementar los mismos controladores diseñados en el capítulo 2, extendido al modelo trifásico.

Finalmente se dedicara un capítulo a la adecuaciones necesarias realizadas a la planta para poder realizar la implementación de control usado XPCtarget. Dichas ajustes se realizaron con la adquisición de equipos proveída por el proyecto, y se relacionan los equipos adquiridos con este dinero. El objetivo es montar los distintos lazos de control diseñados en el capítulo 2 realizar la implementación de la distintas estrategias de control, y comparar el resultado con las simulaciones del capítulo anterior. Y confrontar el desempeño de las diferentes estrategias en términos de desempeño de THD y PF, nivel de voltaje DC, y robustez frente a las distintas perturbaciones.

1. RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CON CORRECCIÓN DINÁMICA DEL FACTOR DE POTENCIA

Como se habló en la introducción muchas de las cargas que se encuentran en la actualidad son tipo continuo y a diferentes niveles de tensión. Ya que las redes de distribución y comercialización de energía eléctrica son de tipo AC, es necesario el uso de rectificadores para poder alimentar las cargas antes mencionadas.

Los rectificadores pueden clasificarse en 2 grupos, como se muestra en la figura 1-1. Los cuales tienen distintas ventajas y aplicaciones[16]. Este trabajo se centra en los rectificadores que pueden entregar un factor de potencia muy cercano a lo a unidad (mayor a 0.99), y dicha acción solo puede conseguirse con rectificadores de naturaleza conmutada que permiten realizar acciones de control.

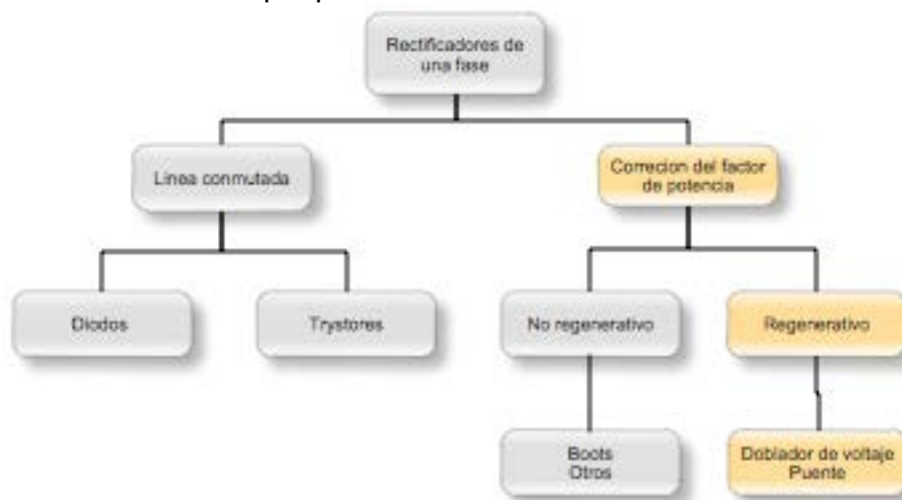


Figura 1-1 Clasificación de los rectificadores monofásicos [16]

Como se menciona en la introducción el uso de rectificadores clásicos tiene 2 grandes desventajas, la primera que produce un desfase entre la onda de voltaje y corriente (factores de potencia menores a la unidad), y se producen una gran cantidad de corrientes armónicas a la entrada del sistema[16, 17].

Estos problemas se resuelven aprovechando el principio básico de funcionamiento de rectificadores conmutados como el que se muestra en la figura 1-2, donde se utilizan distintas técnicas de modulación para prender o apagar un transistor de potencia a una alta velocidad (frecuencias mayores a 10Khz), para que en las frecuencias de las redes eléctricas (50Hz o 60Hz) se aprecie una corriente sinusoidal de esta misma frecuencia[17], la explicación detallada de cómo lograr esto se encuentra en el capítulo introductorio.

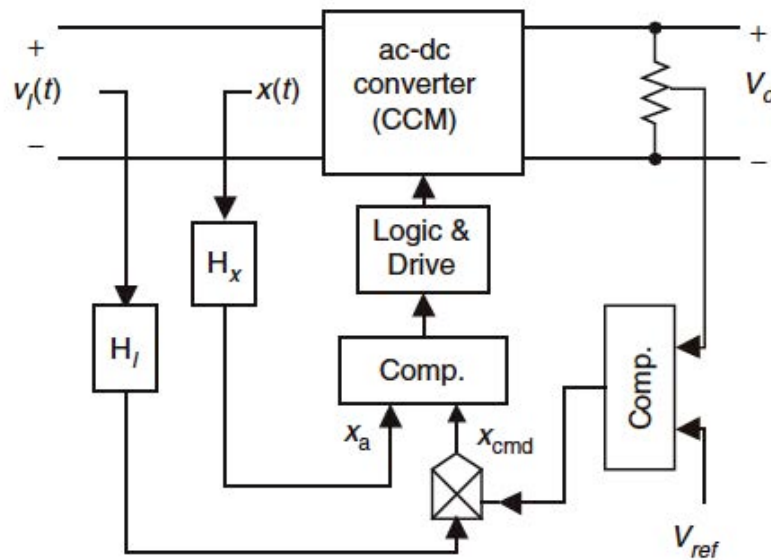


Figura 1-2 Diagrama de bloques de convertidor PFC [17]

1.1 Técnicas básicas de control

Al utilizar transistores de potencia, se hace necesario la aplicación de controladores, y plantear el problema de rectificación como un problema de la teoría de control, donde se buscan 2 objetivos, el primero es controlar la magnitud del voltaje de salida DC, y el segundo es que la corriente este en fase con el voltaje, y de esta manera lograr un alto factor de potencia[18], lastimosamente la acción de control no puede aplicarse de manera análoga ya que el transistor se trabaja en su estado de saturación o corte (encendido o apagado), por ellos las acciones de control deben aplicarse al convertidor de forma modulada[1]. Para ello existen varios tipos de modulaciones dependiendo de la forma de control que se implementara. Ya que las acciones de control para este tipo de sistemas pueden dividirse en 2 grandes categorías. DCM (Discontinuous conduction Mode) y CCM (Continuous Conduction Mode)

La diferencia entre estos 2 tipos de conmutación radica en la corriente de la bobina, si la corriente llega a un valor instantáneo de 0A en un periodo de conmutación, la acción de control está operando en modo discontinuo, en caso contrario la corriente de la bobina no alcanza un valor instantáneo de 0 Amperios en un periodo de conmutación, se dice que el sistema está operando en modo continuo. En la figura 1-3, se ilustra el funcionamiento de las distintas formas de conmutación discontinuas y la continua. La DCM es más eficiente ya que las pérdidas de recuperación de los diodos son eliminadas, pero introduce unas altas corrientes de rizado y distorsiones armónicas apreciables en la red. Por esta razón esta técnica solo se acostumbra usar en potencias menores a 300W[2].

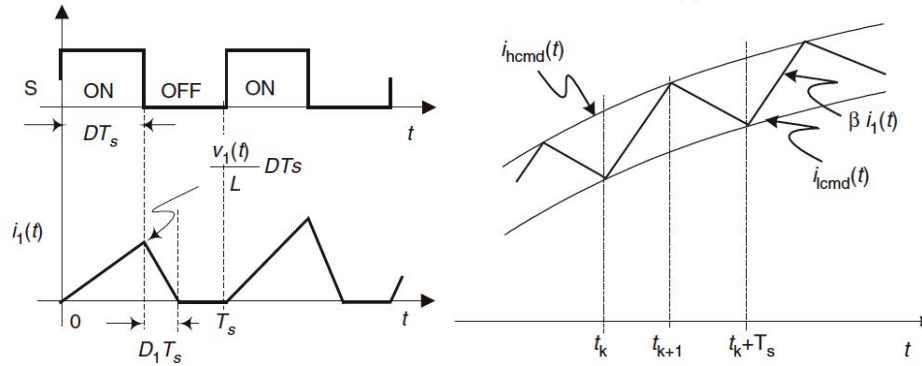


Figura 1-3 a. Modo de conmutación discontinuo, b. Modo de conmutación continuo [17]

A partir de estos 2 grandes grupos de técnicas de control pueden dividirse en otros subgrupos de técnicas básicas de control que permiten alcanzar los objetivos de control, en la figura 1-4, se muestra un diagrama de clasificación de estas técnicas, junto con la tabla 1-1 donde se resumen las características de estas técnicas de control, esta tabla muestra la gran acogida que tiene las técnicas de control lineal como los controladores PI en modo continuo para lograr los objetivos de control.

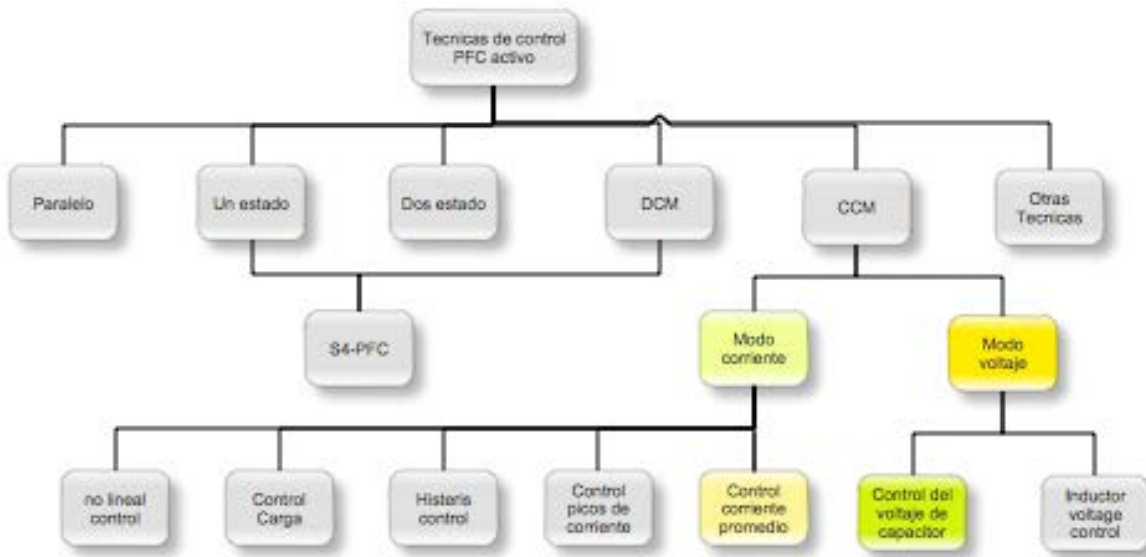


Figura 1-4 Clasificación de los distintos técnicas de control [16]

Tabla 1-1 Comparación de las distintas técnicas de control CCM [17]

	Average current	VF peak-current	CF peak-current	Hysteresis	Charge	Non-linear carrier	Capacitor voltage	Inductor voltage
Input ripple	Low	High	High	Low	Low	Low	Low	Low
Switching frequency	Constant	Variable	Constant	Variable	Constant	Constant	Variable	Variable
Dynamic response	Slow	Slow	Slow	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast
Control signal sensed for inner loop	Input current & input voltage	Input (or switch) current & input voltage	Input (or switch) current & input voltage	Input current & input voltage	Input (or switch) current & input voltage	Input (or switch) current	Input voltage & capacitor voltage	Input voltage & inductor voltage
Inner loop E/A	Yes	No	No	Yes	No	No	No	No
Multiplier	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No	Yes	Yes

A pesar de la popularidad que tiene este tipo de controladores lineales, están diseñados para un punto de equilibrio del sistema, debido a la naturaleza no lineal de la planta, variante en el tiempo, y de naturaleza discreta [16], por lo tanto el desempeño de estos controladores disminuye conforme el rango de operación a que es sometido, se aleje del punto de operación en el que esta linealizada la planta[19]. Otros factores que degradan en desempeño de este tipo de controladores es la alta presencia de perturbaciones en el sistema, como lo son variaciones bruscas de cargas, armónicos en los voltajes de entrada, y presencias de SACs en la red[20]. Por esta razón se hacen necesarios la búsqueda de mecanismos que den al sistema la suficiente robustez para rechazar las perturbaciones antes descritas[16].

1.2 Topologías básicas para la corrección del factor de potencia

Con el surgimiento de las normas que regulan los niveles de armónicos se han desarrollado distintas topologías que permiten la corrección del factor de potencia en rectificadores, las más populares se describen en la tabla 1-2. Con sus respectivas especificaciones, en la referencia [17] pueden encontrarse una explicación de mayores detalles de las distintas topologías.

Tabla 1-2. Comparación de las distintas topologías de PFC [16]

	Buck	Boost	Buck-boost	Flyback	Forward*	Cuk and sepic	Zeta
Line current waveform					–		
Switch drive	Floating	Grounded	Floating	Grounded	Grounded	Grounded	Floating
Peak input current	High	Lower	High	High	–	Lower	High
Inrush and overload protection	Yes	No	Yes	Yes	–	Yes	Yes
Output voltage	$V_o < V_{l,m}$	$V_o > V_{l,m}$	Inverted	$V_o < V_{l,m}$ or $V_o > V_{l,m}$	–	$V_o < V_{l,m}$ or $V_o > V_{l,m}$; Inverted for Cuk	$V_o < V_{l,m}$ or $V_o > V_{l,m}$

1.3 Topología bridgeless

Dentro de las topologías monofásicas más estudiadas en la actualidad se encuentra la topología bridgeless, que se muestra en la figura 1-5. La ventaja de esta topología radica en el reemplazo del puente de diodos a la entrada del rectificador, por una combinación de dos rectificadores boots que trabajan en instantes de tiempos diferentes, cuando el V_{in} es positivo, operara el diodo 1, y el transistor 1, y cuando V_{in} es negativo opera el transistor 2 junto con el diodo 2. En la figura 1-5 se muestran los distintos estados del rectificador bridgeless. Esta topología reduce las pérdidas de conducción [17, 18], pero requiere un nivel más de complejidad en las estrategias de control, como también deben considerarse los filtros EMI y EMC para eliminar los contenidos armónicos de alta frecuencia[2].

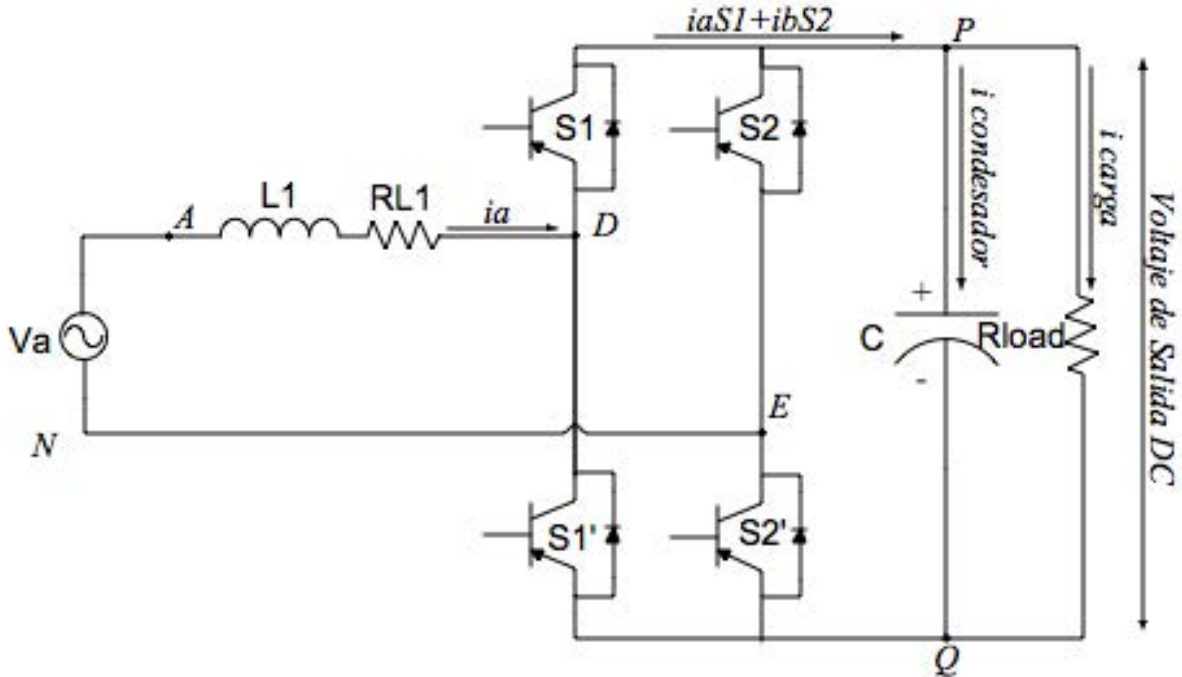


Figura 1-5. Topología bridgeless

El modelo dinámico promedio de la planta puente obtenerse a través de las leyes de Kirchhoff de Voltaje y corriente, en el cual se realiza una malla desde la fuente de voltaje, recorriendo la inductancia y cerrando el camino con los transistores, la ecuación 1, refleja esta ley.

$$V_{Source} = V_L + V_{RL} + V_{switch} \quad (1)$$

Donde

$$V_{Source} = A \sin(\omega t), V_L = L \frac{di}{dt}, V_{switch} = uV_{dc}, V_R = iRL \quad (2)$$

$$A \sin(\omega t) = L \frac{di}{dt} + iRL + uV_{dc} \quad (3)$$

Reorganizando la ecuación.

$$L \frac{di}{dt} + iRL = A \sin(\omega t) - uV_{dc} \quad (4)$$

Expresándolo en términos de S

$$i = \frac{1}{Ls+RL} (A \sin(\omega t) - uV_{dc}) \quad (5)$$

Para determinar la dinámica del condensador se realiza una ecuación de corriente de nodos, como en (2),

$$i_{dc} = i_c + i_{Rload} \quad (6)$$

Donde

$$i_{dc} = ui, i_c = C \frac{dv}{dt}, i_{Rload} = \frac{V_{dc}}{R_{load}} \quad (7)$$

$$ui = C \frac{dv}{dt} + \frac{V_{dc}}{R_{load}} \quad (8)$$

Reorganizando

$$C \frac{dv}{dt} = ui - \frac{V_{dc}}{R_{load}} \quad (9)$$

Expresándolo en términos de S

$$\frac{(ui - \frac{V_{dc}}{R_{load}})}{Cs} = V_{dc} \quad (10)$$

Realizando un diagrama de bloques de las ecuaciones resultantes la planta en lazo abierto puede verse como lo muestra la figura 1-6.

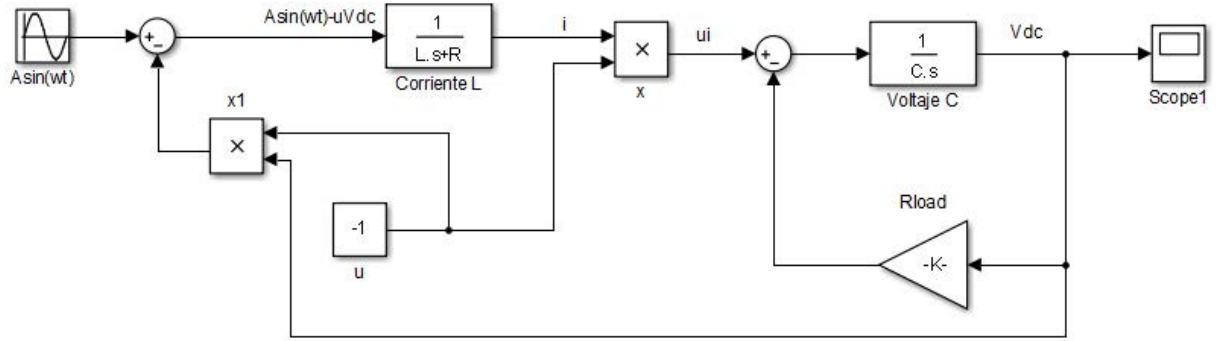


Figura 1-6 Diagrama de bloques del modelo promedio de un PFC bridgeless

1.4 Objetivos de control

Los PFC como cualquier convertidor de potencia del tipo rectificador tiene el objetivo principal de obtener un voltaje DC regulado, que en este caso será la referencia que desea el usuario y será el objetivo de control de voltaje, pero además de este objetivo de control, se agrega otro para este tipo de rectificadores el cual consiste en llevar el factor de potencia lo más cercano posible a la unidad, además de tener una onda de corriente con pocas distorsiones armónicas[19], debido a la definición de factor de potencia, que se encuentra en la ecuación[2, 17].

$$\text{Power factor (PF)} = \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent Power}} \quad (11)$$

$$PF = \frac{I_s V_{s,rms} \cos(\theta)}{I_s V_{s,rms}} = \cos(\theta) \quad (12)$$

Realizando una expansión en series de Fourier de la corriente y voltaje

$$PF = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_s V_{s,rms} \cos(\theta)}{I_s V_{s,rms}} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_s V_{s,rms} \cos(\theta)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn,rms}^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn,rms}^2}} \quad (13)$$

Como se observa en la ecuación (13), el factor de potencia depende de 2 variables, la primera lograr colocar en fase las ondas de voltaje y corriente, y la segunda que el la distorsión armónica total de corriente (THD), sea lo más cercano a 0 posible, en otra palabras que la onda de corriente se asemeje lo más posible a una sinusoidal pura, sin presencia de armónicos o ruidos[17].

De esta forma, llevar el factor de potencia cerca a la unidad en un rectificador PFC, se convierte en 2 problemas de control, el primero seguir una referencia de DC en lado de voltaje, y la segunda seguir una onda seno que este en fase con el voltaje[19]. Ya que la planta solo tiene una entrada U como se observa en el diagrama de bloques de la figura 1-6, los 2 objetivos de control dependen de esta única entrada, por lo tanto existe un acoplamiento entre los 2 objetivos de control.

Dicho acople se refleja con las variaciones de la magnitud de la onda seno de corriente de entrada, suponiendo que ya se ha alcanzado el otro objetivo de control que consiste en seguir una onda seno en fase con el voltaje; Al tener variación en la amplitud de la corriente de entrada inherentemente también se tendrá una variación en el voltaje DC salida, como se evidencia en la ecuación 9. Por lo tanto el sistema de control del voltaje DC tiene como acción de control modificar la amplitud de la onda seno de referencia para el siguiente sistema de control, cuya acción de control será el tiempo que permanecerán encendidos y apagados los transistores de potencia. De esta manera la acción de control que entra a la planta puede cumplir con los dos objetivos descritos anteriormente.

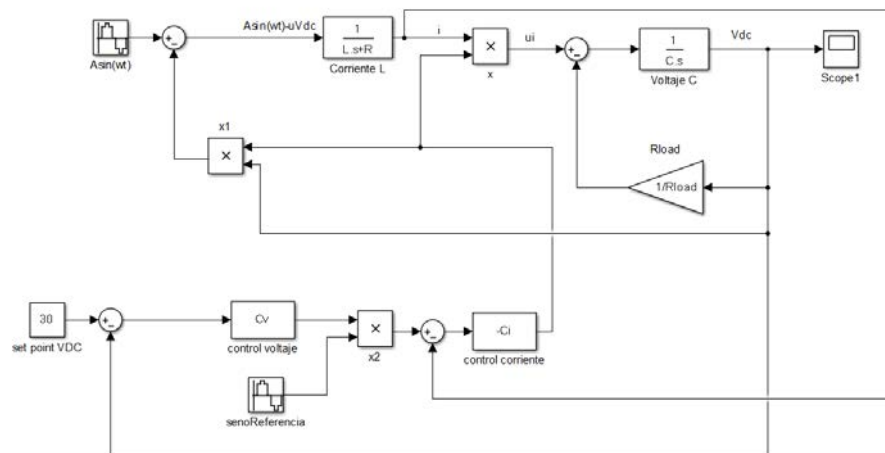


Figura 1-7 Sistemas de control necesarios para alcanzar los 2 objetivos de control

En la figura 1-7, se observa un diagrama de bloque donde se agregan los dos controladores necesarios para poder cumplir con los objetivos de control. En el diagrama anterior aparece un bloque de nombre “seno de referencia”, que es la señal que debe escalarse para lograr cumplir con el objetivo de voltaje, dicha señal normalmente puede ser la misma sinusoidal de entrada para que el sistema de control de corriente siga una señal en fase con el voltaje, aunque normalmente las redes eléctricas de distribución el voltaje tiene presencia de armónicos, lo cual no la hace una referencia totalmente sinusoidal, por esta razón hay que agregar un filtro, para que la referencia de corriente sea lo más sinusoidal posible; en este punto hay que tener especial cuidado a la hora de agregar dicho filtro, ya que estos generan fase en las señales lo que puede causar desfases entra la señal de corriente de entrada y voltaje, provocando que el factor de potencia se degrade.

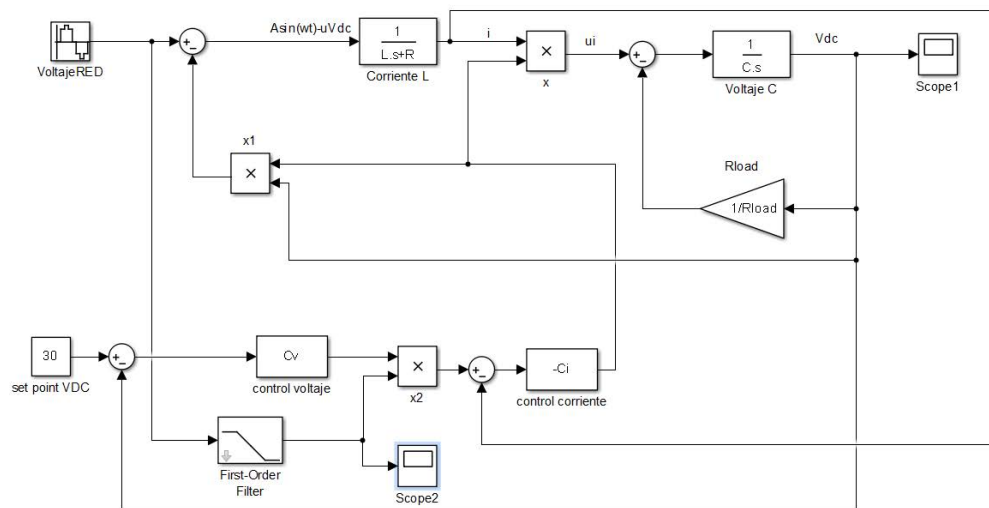


Figura 1-8 Referencia sinusoidal generada con el voltaje de entrada

Para solventar este problema se puede realizar la implementación de sistemas PLL que permiten estimar la frecuencia de la señal de voltaje y generar una nueva señal de referencia totalmente sinusoidal y en fase con el voltaje, garantizando que la señal de referencia del sistema de control de corriente siga la señal necesaria para conseguir un alto factor de potencia (voltaje y corriente totalmente en fase)[21].

Otro punto en que se hace necesario es un filtro en el voltaje DC, ya que tiene una naturaleza ondulatoria, y gracias a este fenómeno el sistema de control no puede producir un DC totalmente constante, lo cual produce que el error de voltaje sea ondulatorio y por lo tanto el producto de la señal de referencia sinusoidal y la salida del control de voltaje produzca una onda que no es totalmente sinusoidal, como se muestra en la simulación de la figura 1-11, por lo tanto se acostumbra a agregar un Filtro que suavice el rizado del voltaje DC, para de esta manera mitigar los efectos de este sobre la señal de referencia que sigue la corriente.

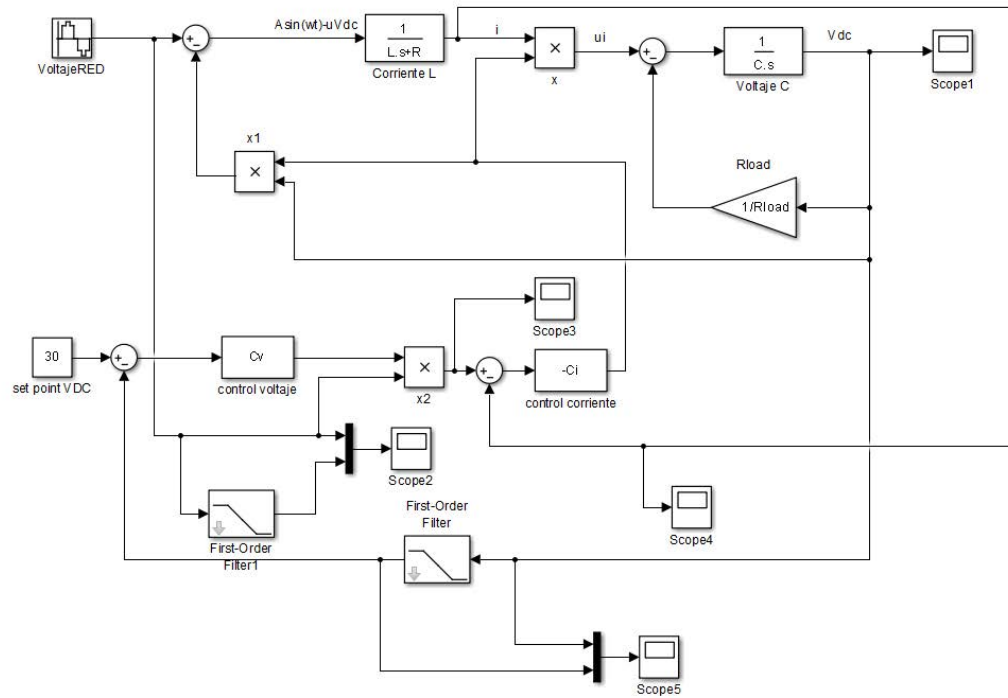


Figura 1-9 Filtro pasa bajos para el rizado del voltaje DC

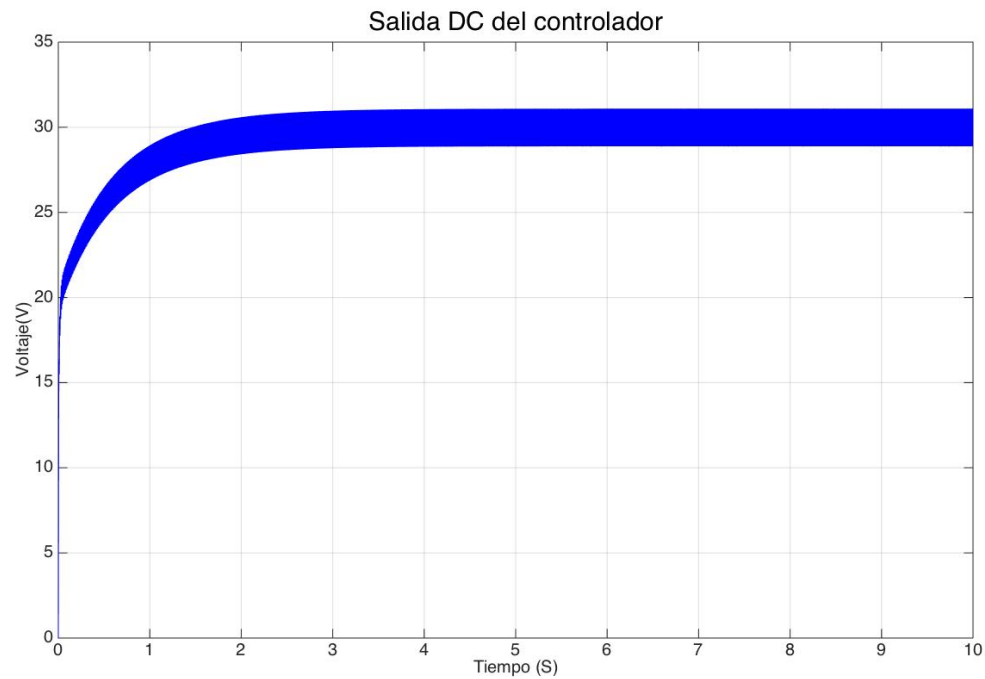


Figura 1-10 Voltaje de salida del rectificador

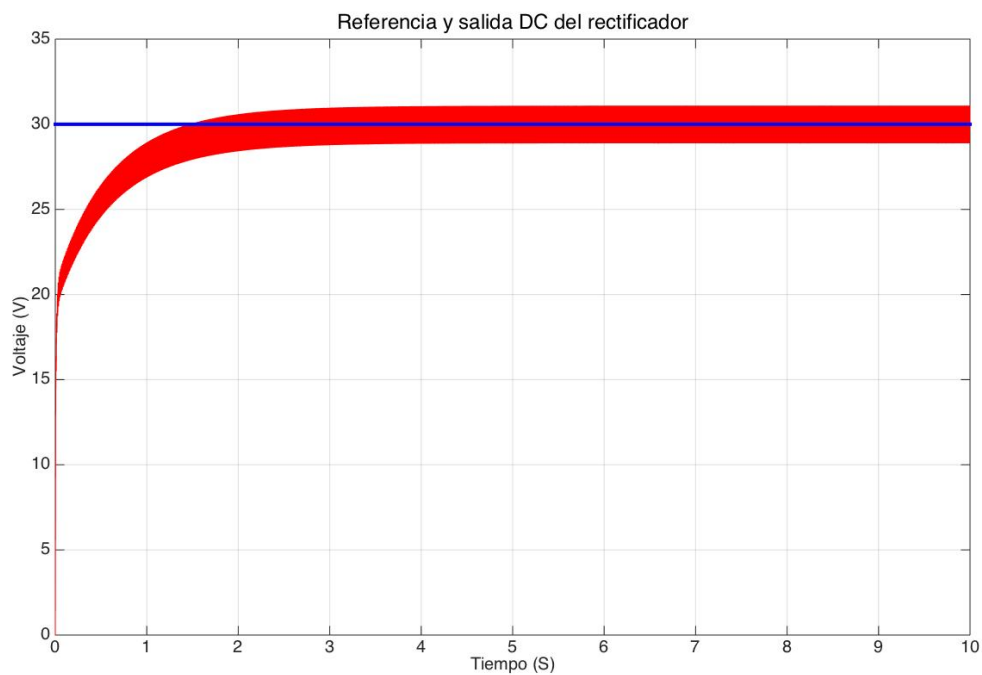


Figura 1-11 Referencia y salida de voltaje DC

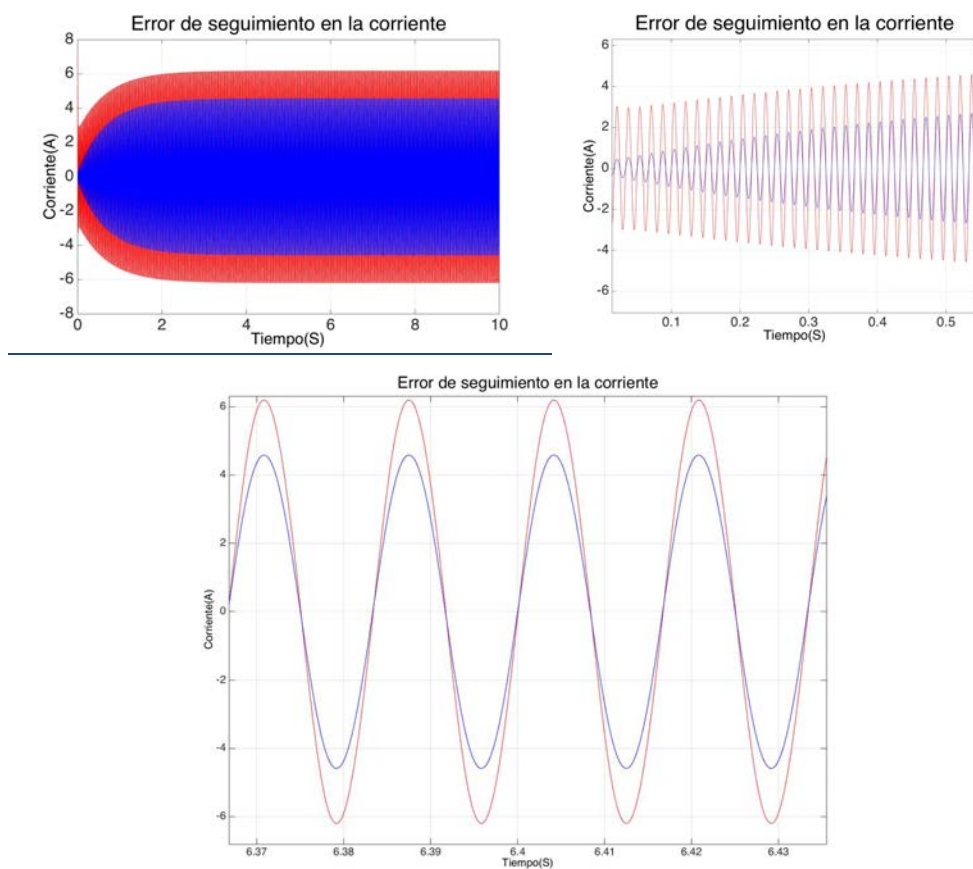


Figura 1-12 Referencia de corriente y corriente de entrada

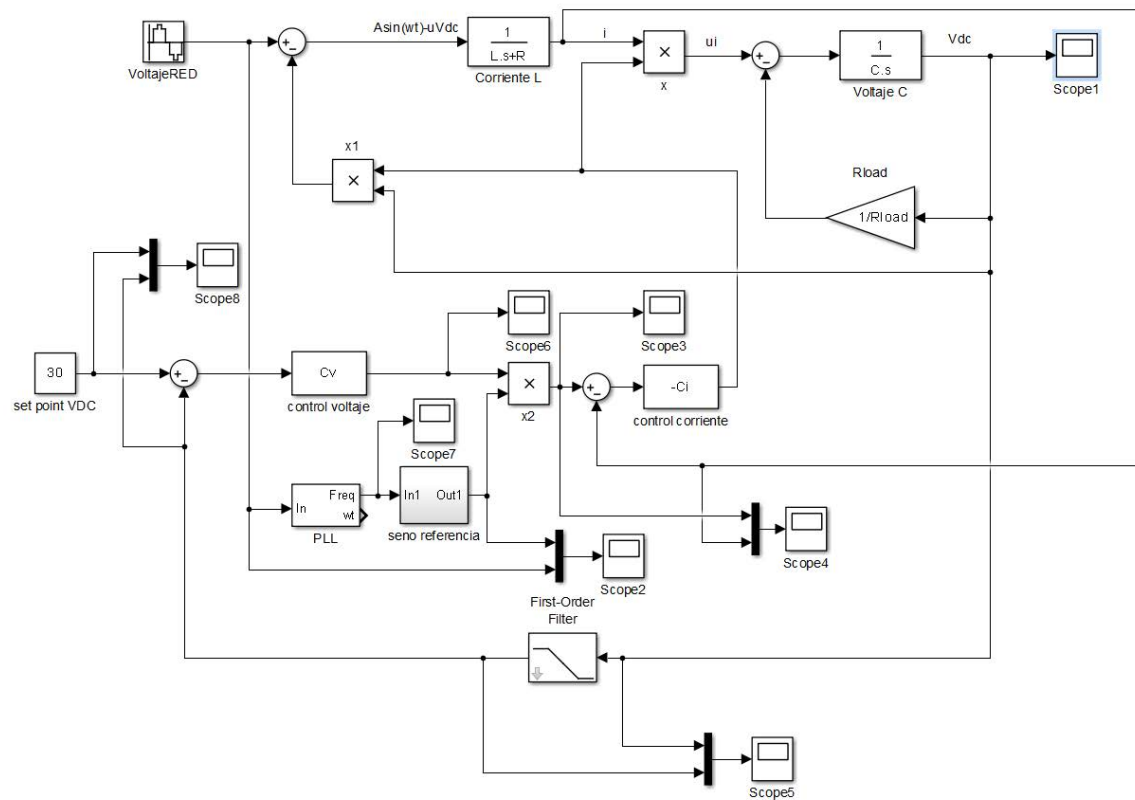
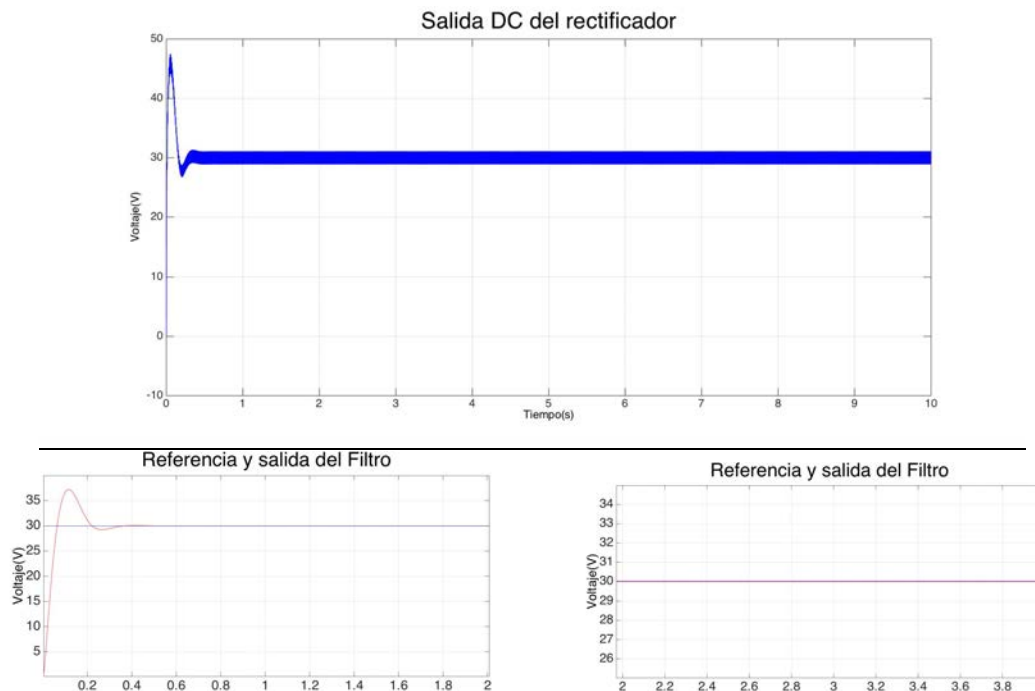


Figura 1-13 Simulación del sistema, generando la señal de referencia de corriente con PLL



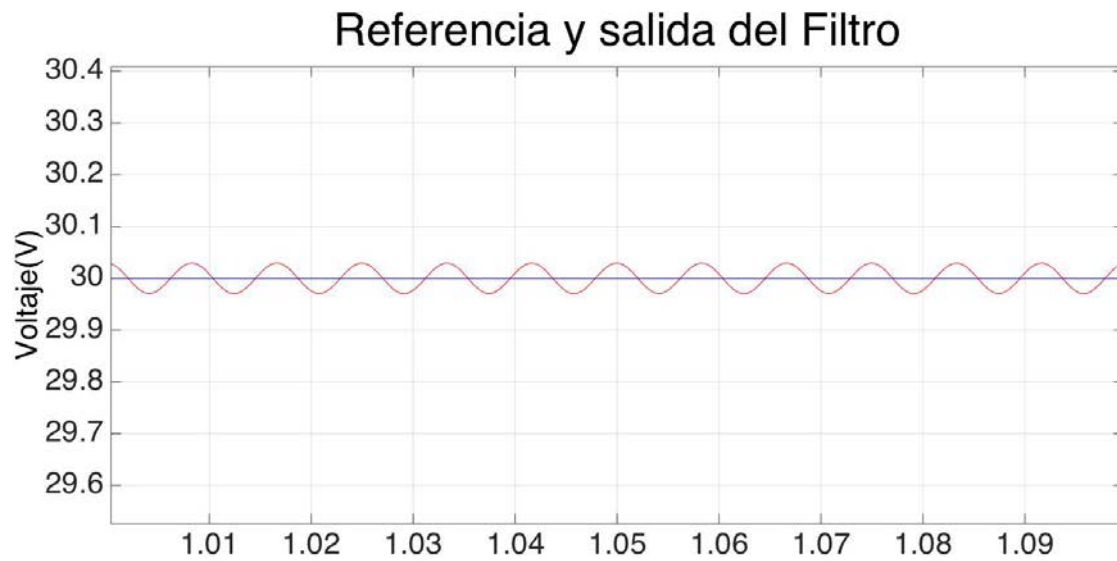


Figura 1-14 Referencia DC y Salida DC con el PLL

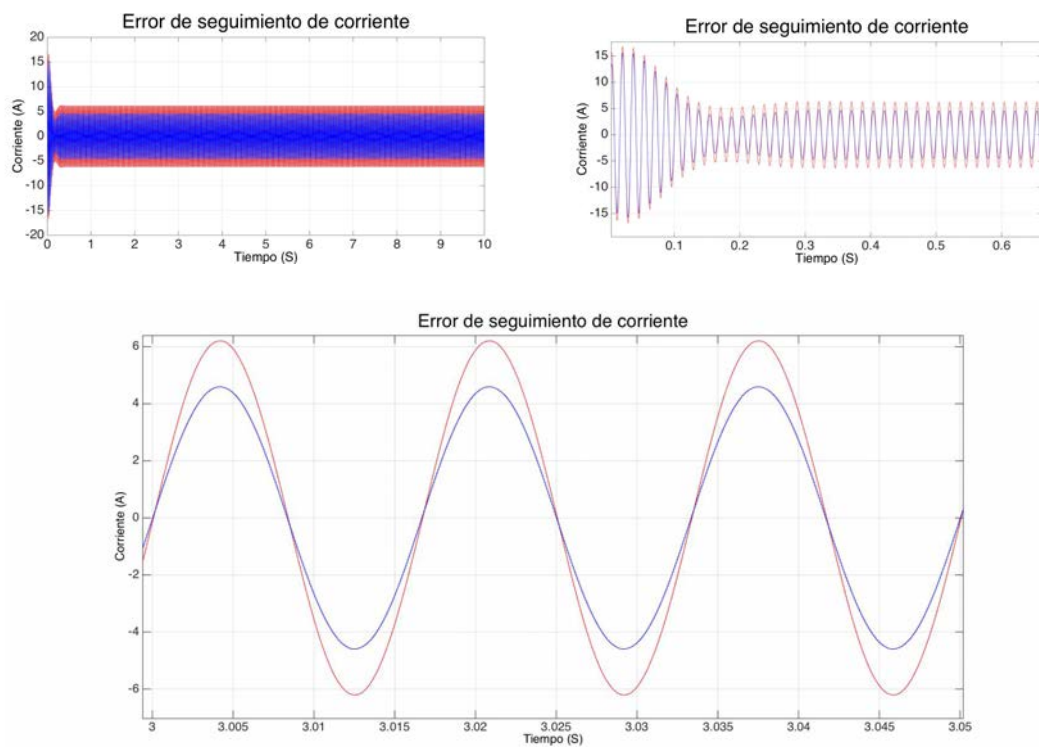
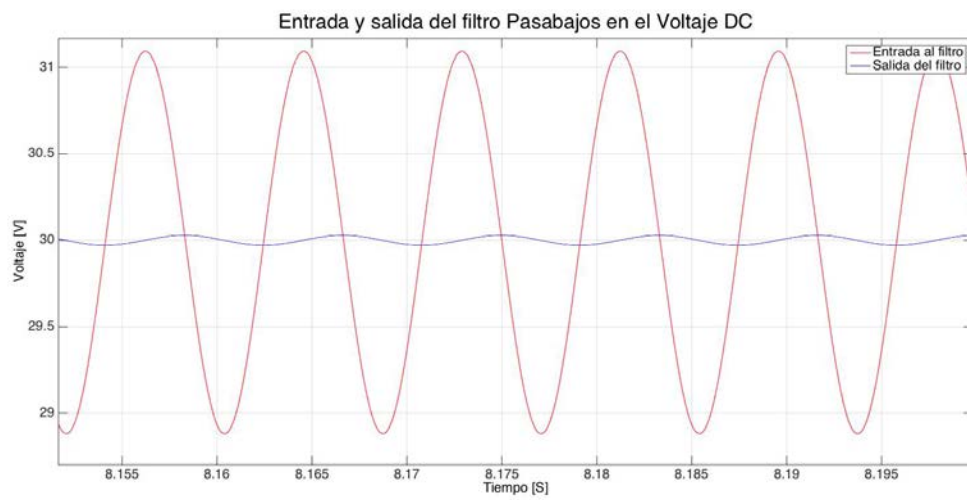
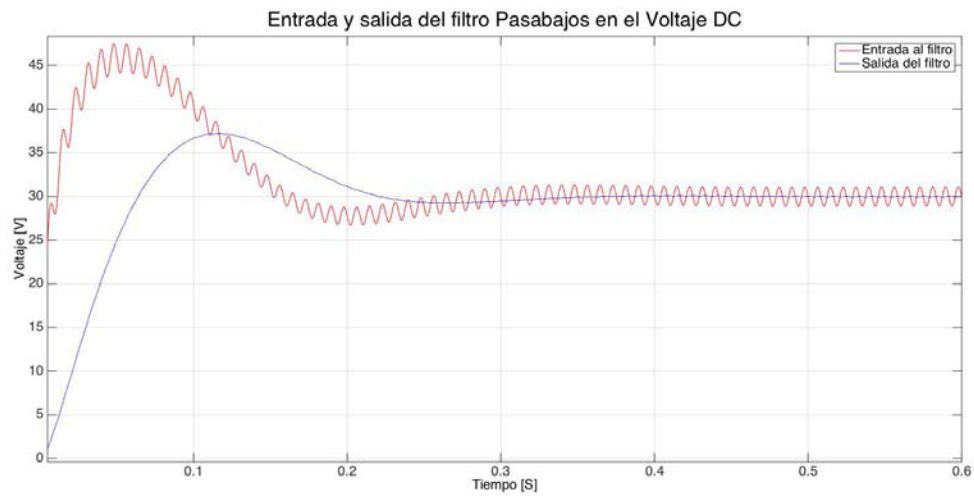
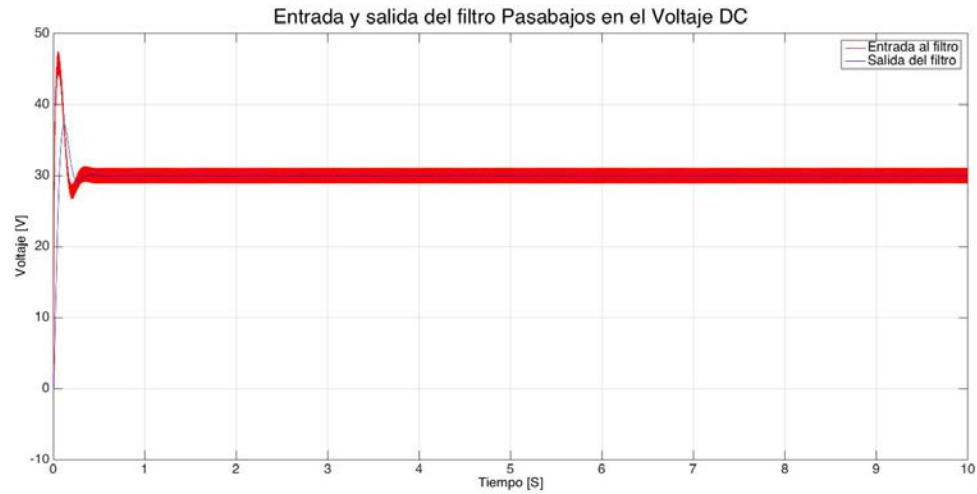
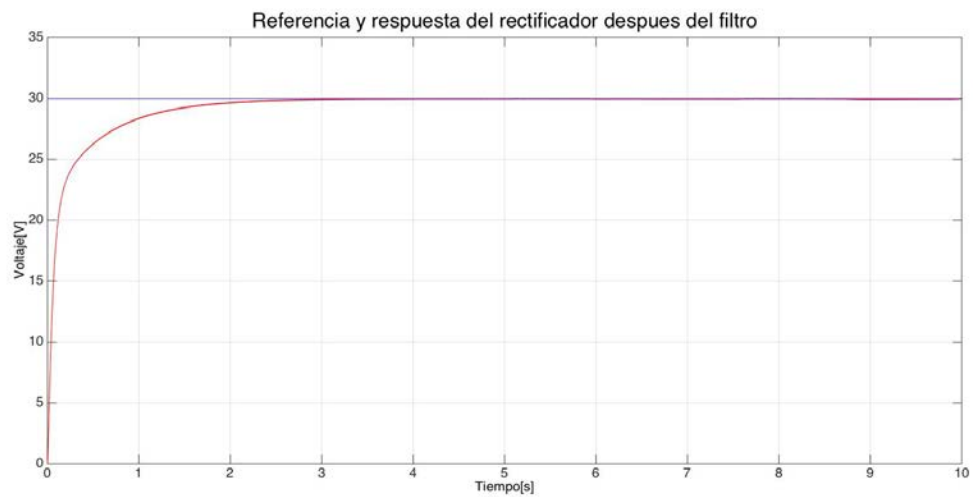
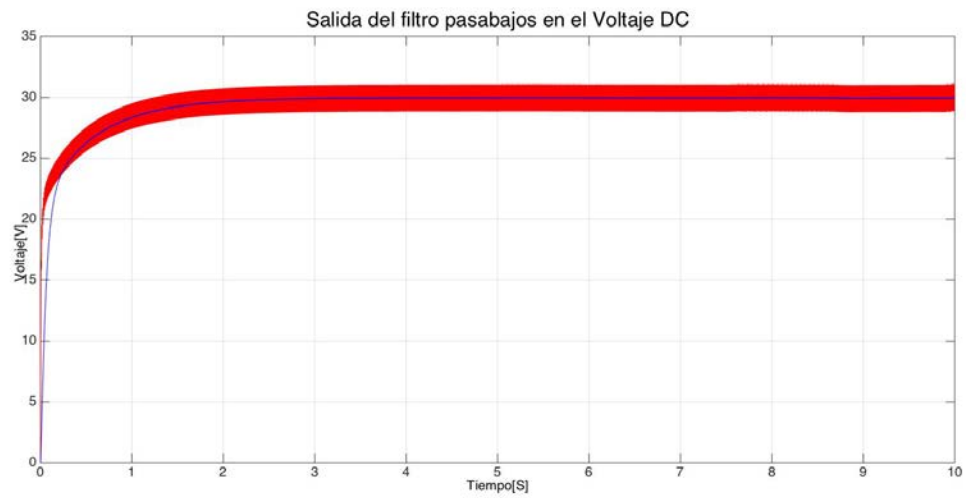
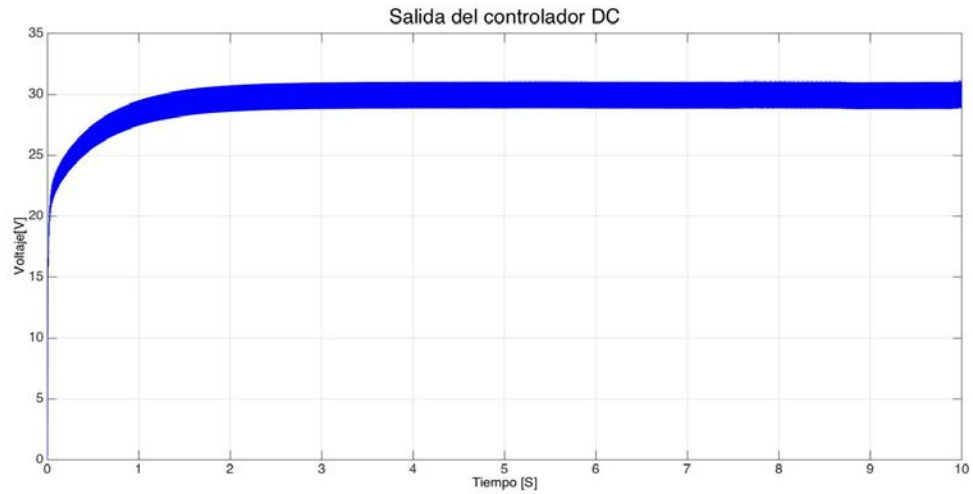


Figura 1-15 . Referencia de corriente y corriente de entrada





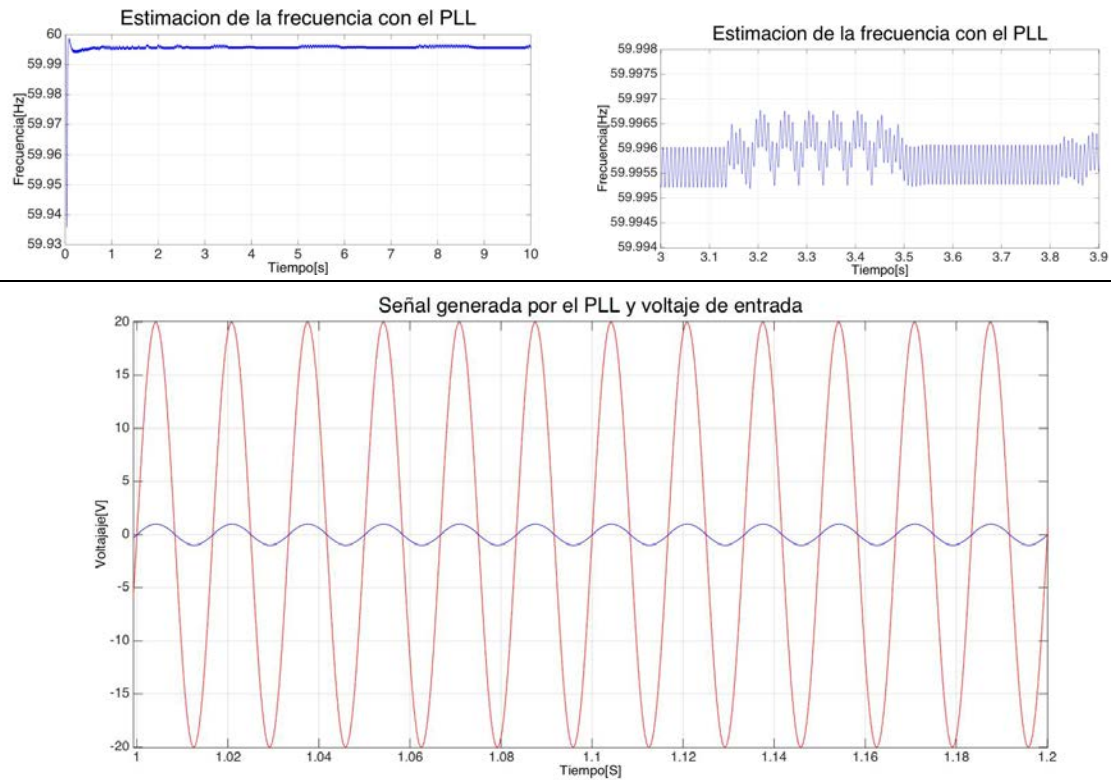


Figura 1-16 a) Frecuencia estimada por el PLL, B) frecuencia estimada por PLL mas de cerca, C) Voltaje de entrada y señal seno generada

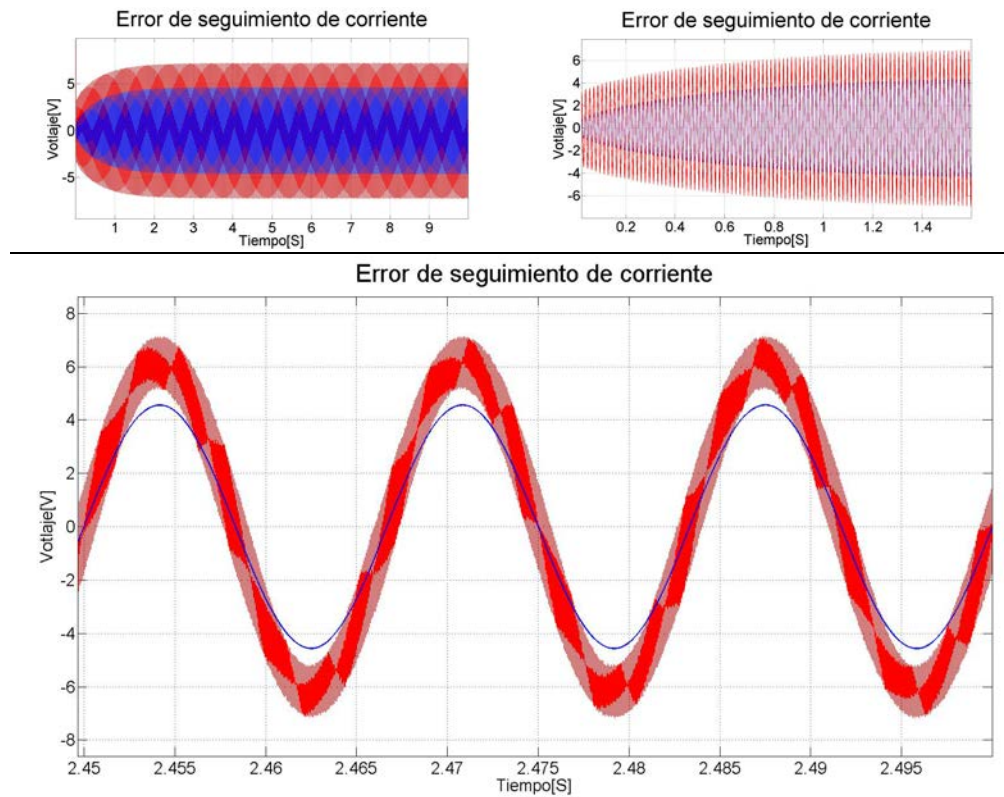


Figura 1-17 Referencia de corriente generada con PLL, Corriente entrada

1.5 Simulación de la planta con control PI en el Toolbox SIMPOWERSYSTEM de Simulink®

En las simulaciones anteriores se maneja un modelo promediado en Simulink®, pero gracias a al Toolbox SIM POWER SYSTEM de Matlab, en Simulink® puede realizarse simulaciones de los controladores en una forma más cercana a la realidad, utilizando una simulación de tipo conmutada, donde la salida de los controladores se implementa una modulación PWM a 15KHz y se le agrega el tiempo muerto necesario para que los 2 transistores de potencia no queden encendidos al mismo tiempo generando un cortocircuito que puede dañar el rectificador.

En dicha simulación los parámetros del sistema, inductancia, condensadores fuentes de voltaje, son iguales a los parámetros de la simulación del sistema promedio, de tal manera que los resultados de las 2 simulaciones sean lo más cercanos posible, teniendo en cuenta que al ser un sistema conmutado, se evidencia en la corriente de entrada un rizado remanente a la frecuencia de modulación del PWM en este caso 15KHz, que normalmente es eliminada con filtros EMI o de modo común sintonizados con una frecuencia de corte capaz de rechazar los 15KHz sin desfasar las componentes de frecuencia de 50 o 60Hz.

El sistema en lazo abierto funciona como un puente rectificador de diodos normal, debido a la presencia de los diodos reversos en los IGBTs, en la simulación de la figura 1-18, se muestra la forma de la corriente con la planta actuando en malla abierta, y se nota la deformidad de la onda de corriente, la cual al ser suministrada por un diodo debe entregar toda la potencia de la onda de 60Hz en un periodo más corto, provocando que la corriente tenga una forma achatada en los valores cercanos a 0 V, y un pico más alto en las partes cercanas a la cresta de la onda de voltaje[1].

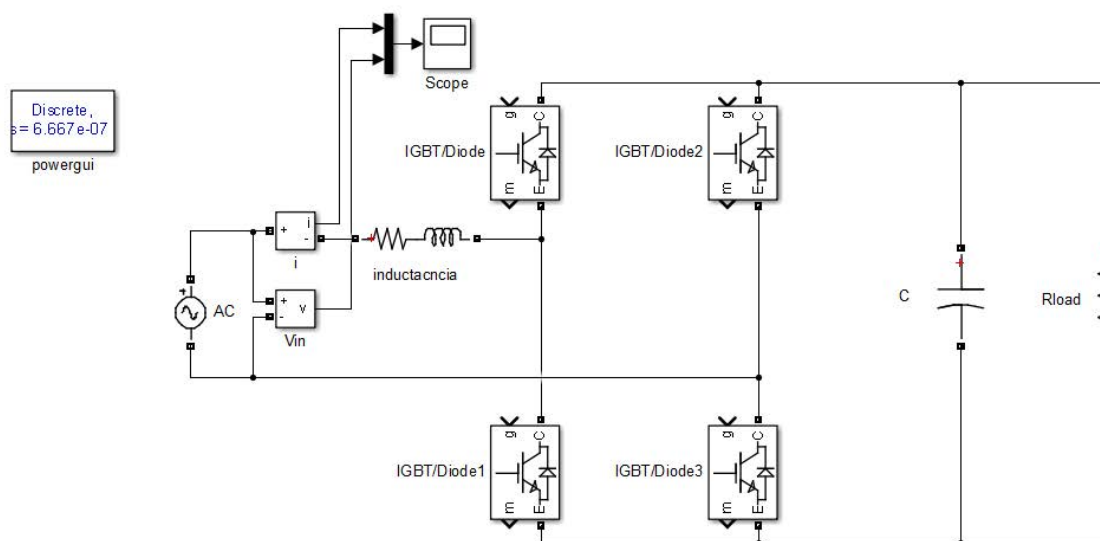


Figura 1-18 Simulación en SIMPOWERSYSTEM de un rectificador bridgeless en lazo abierto

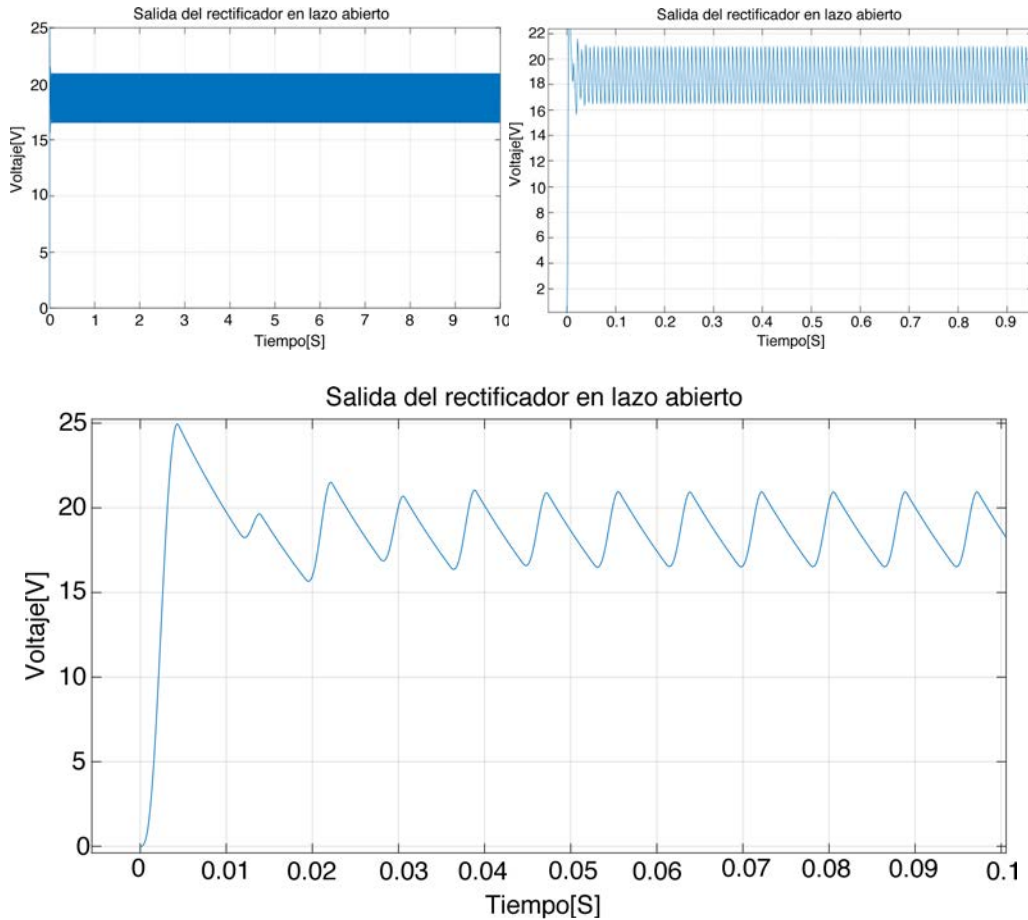


Figura 1-19 Salida DC del rectificador en lazo abierto

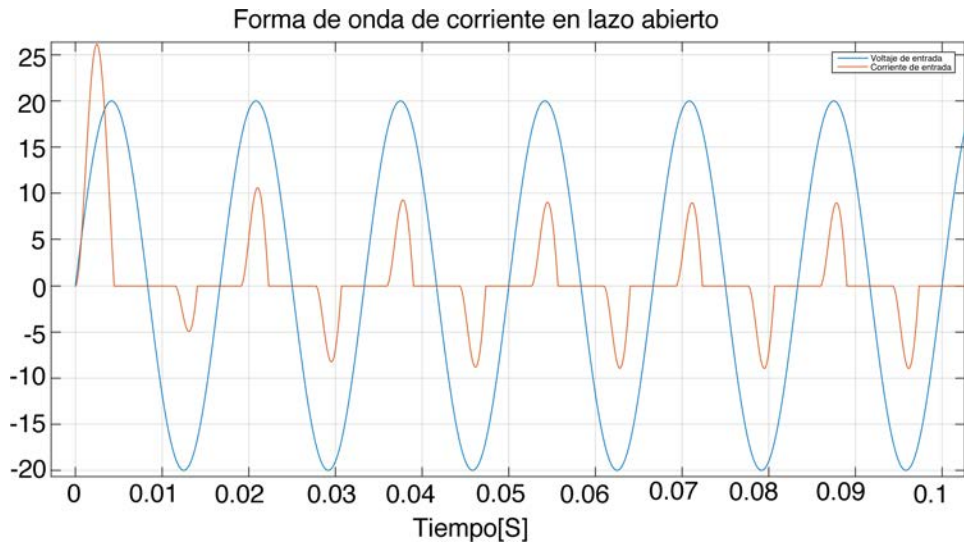


Figura 1-20 Voltaje de entrada y corriente de entrada en lazo abierto

En la simulación de la figura 1-20, se observa una onda de corriente con alto contenido armónico, con un orden próximo al 40%, y un factor de potencia cercano al 0.7, además de no tener la posibilidad de controlar el voltaje DC a salida. Para poder cumplir con las estrategias de control es necesario la implementación de

alguna de las técnicas de control nombradas en el inicio de este capítulo, este trabajo se enfoca únicamente en las técnicas de control lineal en modo continuo donde puede aplicarse la teoría de control automático.

Se implementara inicialmente dos controladores PI (Proporcional integral), que permite cumplir con los objetivos de control planteados en la sección anterior, en la figura 1-20, se muestra una simulación en Simulink® con los dos lazos de control, uno para voltaje con el controlador C_v y el otro lazo de corriente con el controlador C_i , dichos controladores tiene la estructura que se muestra en las ecuaciones (14) y (15).

$$C_i = \frac{0.4s + 0.36}{s} \quad (14)$$

$$C_v = \frac{0.02s + 0.7}{s} \quad (15)$$

Los controladores PI tienen la estructura que se muestra en la ecuación (16)

$$C(s) = kp1 + \frac{1}{T_i s} \quad (16)$$

$$C(s) = kp \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (17)$$

Este controlador “se puede describir como un controlador con un polo en el origen y un cero que se puede ajustar. La posición del cero determina el tiempo de reposición T_i , Aumentar T_i (mover el cero a la derecha) tiene un factor estabilizador, pero reduce la velocidad de respuesta y suele aumentar los sobre picos”[22]

Dichos controladores fueron sintonizados teniendo en cuenta la respuesta en frecuencia del sistema, en los diagrama de Bode de la figura 1-21, se observa el comportamiento de la planta, al agregar el controlador el Bode del sistema en lazo cerrado cambia la forma del Bode la planta, como se muestra en la figura 1-22, donde se observa que la magnitud a 60Hz tiene un valor de 0.118; como se muestra en el modelo del sistema en las ecuaciones (5) y (10), el voltaje AC menos el producto de la acción de control por el voltaje dc entra al sistema como una señal de perturbación de 60Hz.

Al tener en el diagrama de Bode una magnitud de 0.118, no puede atenuarse 100% esta perturbación, por lo tanto el error de seguimiento en el lazo de corriente no es igual 0, implicando que la corriente no alcance la magnitud que realmente el sistema de control le indica, dicho comportamiento se muestra la figura 1-25.

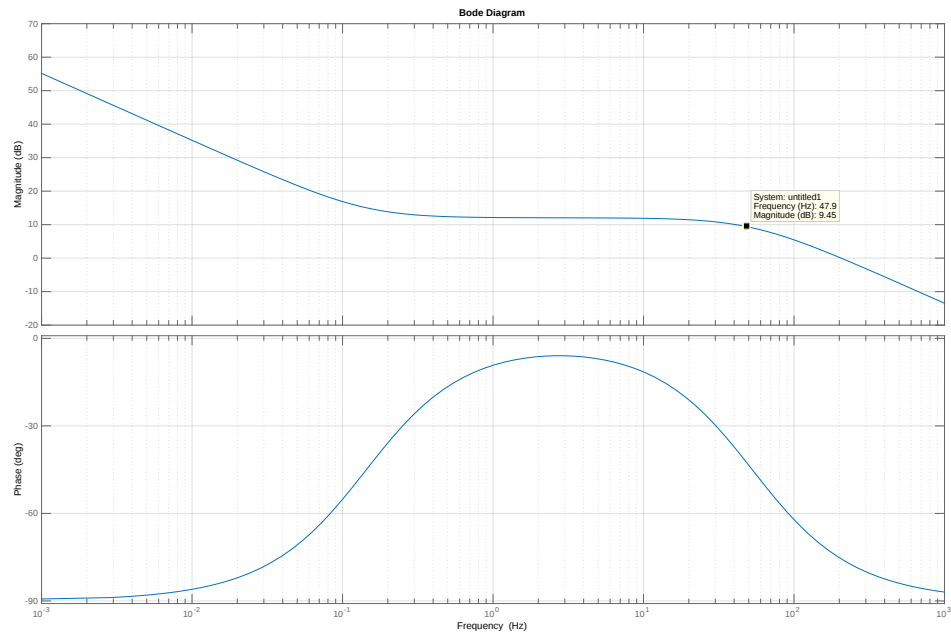


Figura 1-21 Diagrama de Bode del controlador PI por la planta

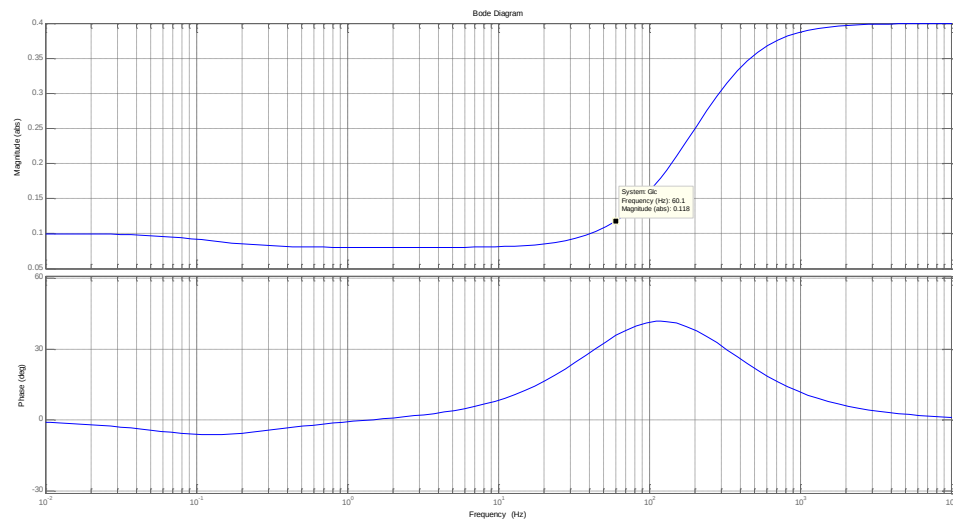


Figura 1-22 Diagrama de Bode de la respuesta frecuencia del lazo cerrado de corriente

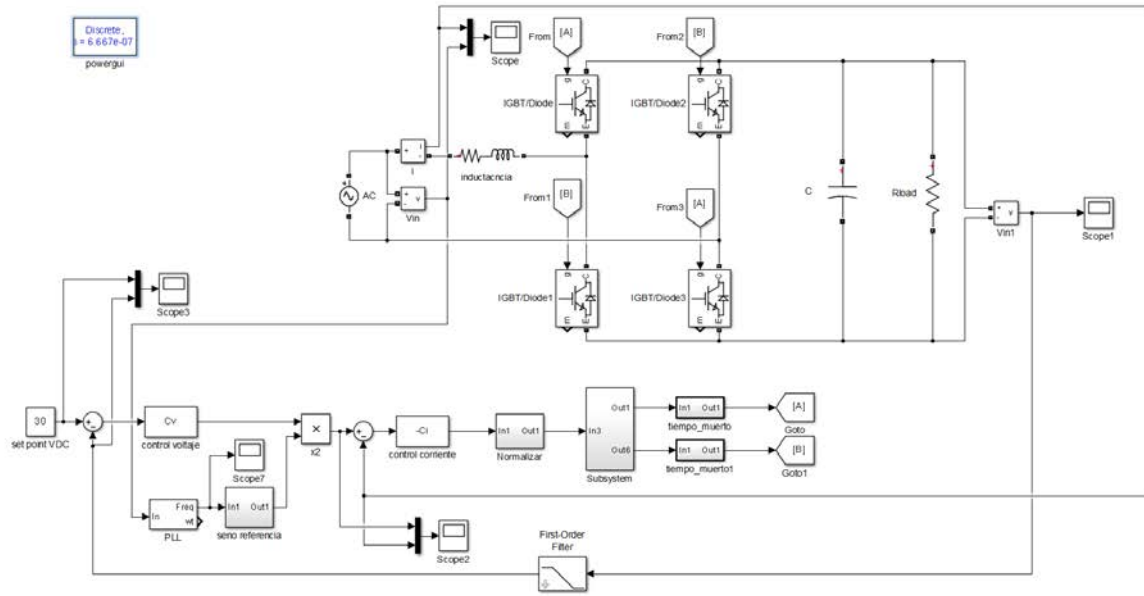


Figura 1-23 Simulación en Matlab de los 2 lazos de control

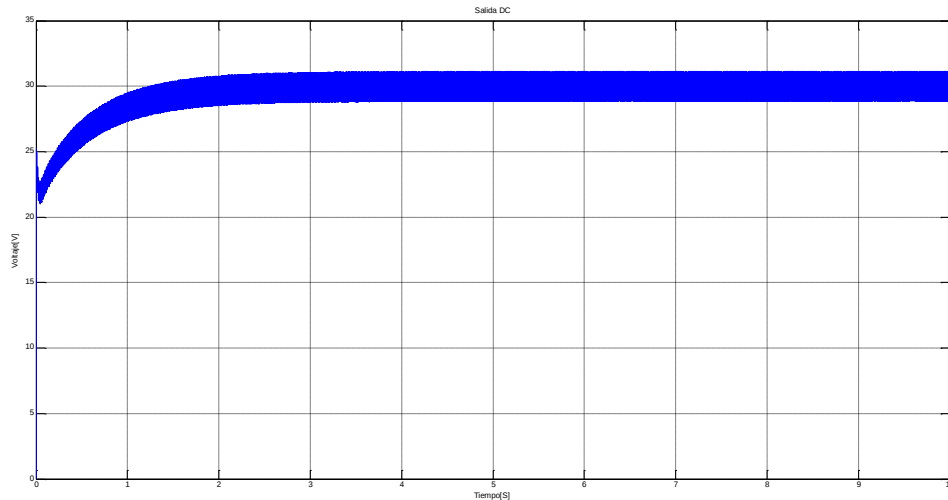


Figura 1-24 Simulación de Salida DC del sistema

El lazo de voltaje, se controla también con un PI, como el que se muestra en la ecuación 15, dicho PI debe tener una acción de control notablemente más lenta que el control de corriente (100 veces o más lento), para que de esta forma las 2 acciones de control se acoplen y produzcan un comportamiento adecuado en el sistema, cuando el control de voltaje es lo suficientemente lento el lazo de corriente ve la respuesta del lazo de voltaje de forma estática, de esta manera los dos sistemas pueden coexistir sin degradar el comportamiento del rectificador.

En la sintonización de dicho lazo hay que considerarse el filtro pasa bajos (si se agregó) que atenúa el rizado del voltaje DC, ya que este agrega una dinámica extra al sistema. Normalmente, un controlador de tipo PI es suficiente para

alcanzar el objetivo de control de un voltaje DC, esto se debe a que en la estructura del PI, se encuentra un integrador, que basado en el principio del modelo interno puede seguir referencias del tipo continuo o de frecuencia 0, con un error de posición igual a cero en estado estacionario; debido a este mismo principio el integrador también permite rechazar perturbaciones de este mismo tipo (DC)[23].

Normalmente las perturbaciones que afectan el bus DC son cambios bruscos de carga, desbalances en voltajes trifásicos de entrada, o perturbaciones en la red eléctrica como SAGs y SWELL; los cambios bruscos de carga pueden considerarse como una perturbación de tipo DC, por lo tanto el control PI puede rechazar dicha perturbación de acuerdo a lo explicado en el párrafo anterior; pero si la variación de carga es lo suficientemente grande, es decir, se aleja del punto de linealización elegido para el diseño de los controladores, el sistema puede entrar en una operación en la que el desempeño total se degrada, un ejemplo clásico de este comportamiento es cuando el rectificador tiene plena carga y esta se desconecta, en otras palabras pasar de la condición de plena carga a vacío.

Esto también muestra que un compensador PI no pueden controlar la salida del rectificador, en todos los puntos de operación, normalmente entre menos carga tenga el rectificador es un punto de operación donde los controladores se les hace más complicado realizar su trabajo, ya que normalmente entran en una etapa de saturación de las señales de PWM (la señal de control sale de rango de operación que es entre 0 y 1)[1]. Debido a esto en la industria los rectificadores tienen un punto de operación donde ocurre una conmutación de controladores, típicamente en vacío o en condiciones de baja carga se cambia a un modo de control discontinuo con un controlador tipo proporcional, que es suficiente para lograr el objetivo de control de mantener un voltaje DC requerido, pero la señal de corriente de entrada se degrada.

En las figuras 1-25 y 1-26 se muestra la respuesta de una simulación del controlador de voltaje, en la figura 1-26 se observa la comparación de la señal de referencia, y la salida del rectificador pasando por el filtro pasa bajos, y se observa que efectivamente el controlador puede llegar a dicha referencia con un error de estado estacionario de cero. En la figura 1-25 se exhibe la salida real del rectificador la cual tiene un comportamiento de rizado, debido al proceso de descarga y carga del condensador. Y finalmente se presenta en la figura 1-27 la variación de la amplitud de la corriente de entrada, que es la acción de control que usa el sistema para aumentar el voltaje DC de la salida, y poder alcanzar la referencia. En esta última figura se observa que a pesar de la variación en la referencia sinusoidal, la corriente de entrada sigue manteniendo su frecuencia, fase y forma, debido a la sintonización mucho más lenta del control de voltaje con respecto al control de corriente.

Otro punto que puede observarse es el problema que tiene el doble lazo de control con base a controladores PI, de no poder alcanzar la amplitud de la referencia de corriente como se expuso anteriormente, lo cual obliga al control de voltaje a

aumentar la referencia de corriente mas de lo necesario para poder alcanzar la referencia de voltaje deseada. Esto muestra que existe un error de tipo sinusoidal en estado estacionario considerable (dependiendo de la sintonización del control PI de corriente).

Otro problema que se presenta con frecuencia en las redes de voltaje de distribución es la presencia de armónicos en la señal de voltaje, si se observa nuevamente el diagrama de Bode la figura 1-22, se ve que entre mas altas la frecuencias el nivel de atenuación disminuye, al punto que en frecuencias del orden de 300Hz, el control de corriente no puede atenuar señales de estas frecuencias o mayores. Ya que el voltaje de la red comercial entra como una perturbación al sistema, y esta llega contaminada con armónicos. El sistema no puede absorber dichas señales lo cual genera que el seguimiento del lazo de corriente se degrade, provocando una reducción tanto en el factor de potencia como en el THD de la señal de corriente.

Ahora, debido a lo expuesto en todo este capítulo, se infiere que pese a que los controladores PI, son una opción sencilla de implementar y que pueden dar ciertas prestaciones necesarias para cumplir con los estándares adoptados en la industria actualmente, la respuesta de los 2 lazos de control se puede mejorar utilizando técnicas de control mas avanzadas que un controlador PI, dichas técnicas serán explicadas en el capítulo siguiente, y se mostraran simulaciones y comparaciones entre ellas, para observar la evolución de los objetivos de control con respecto a estas técnicas.

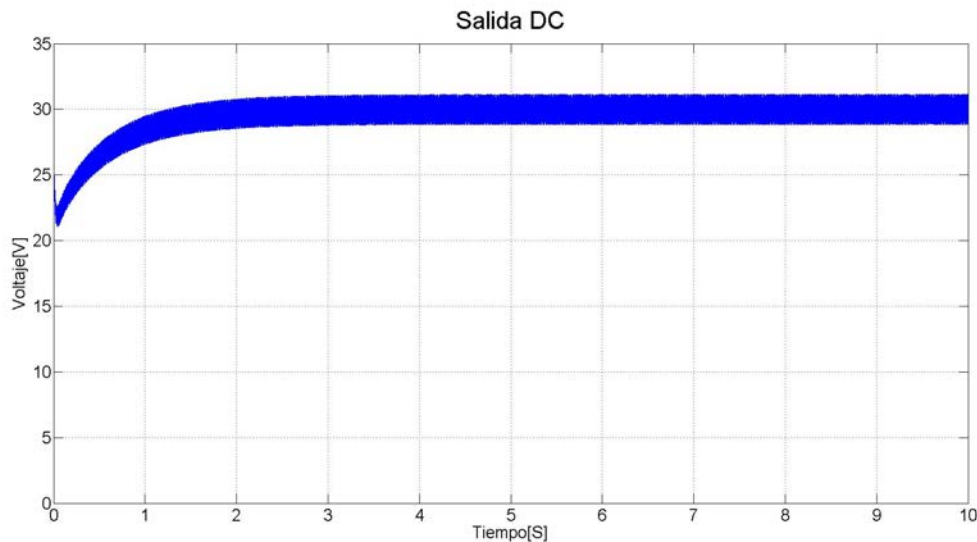


Figura 1-25 Salida del voltaje del rectificador con control PI en el lazo de voltaje

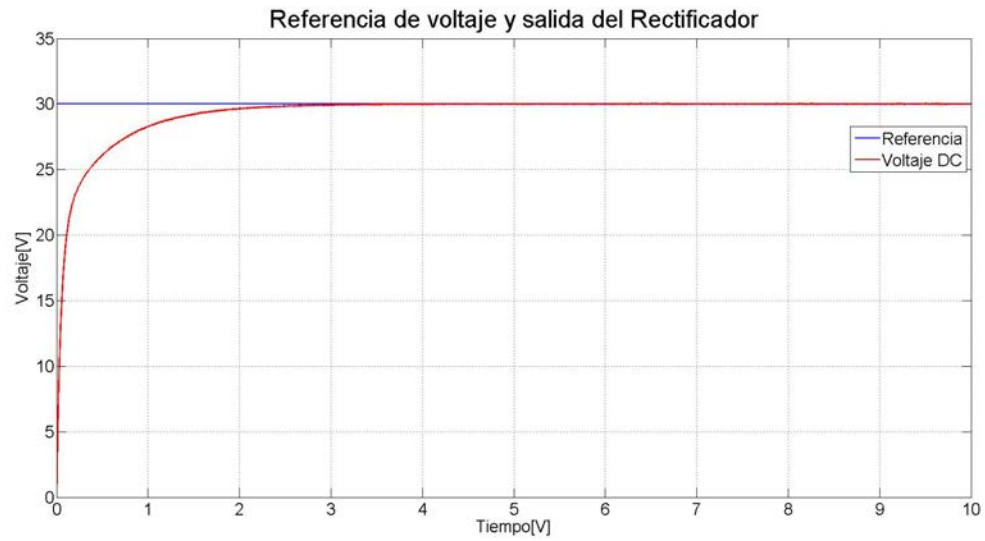


Figura 1-26 Señal de referencia y salida del filtro pasabajos en el lazo de voltaje

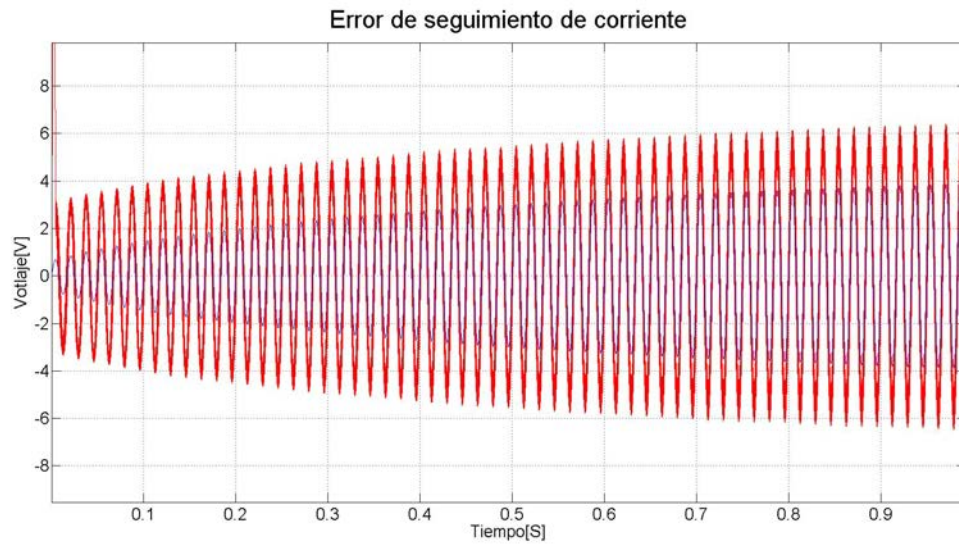


Figura 1-27 Señal de referencia de corriente y Corriente de entrada

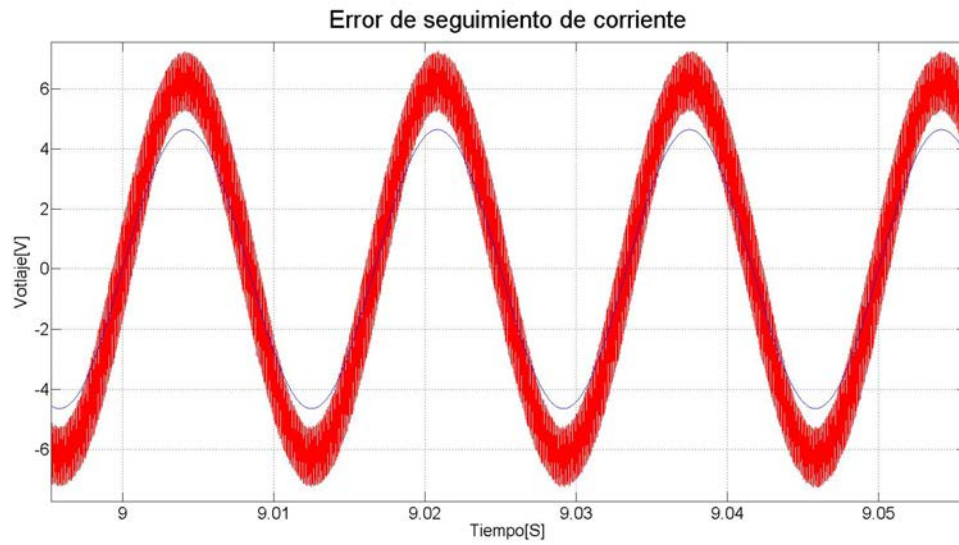


Figura 1-28 Referencia de corriente y corriente de entrada obtenida

2. ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA MEJORAR EL DESEMPEÑO DEL RECTIFICADOR PFC

Como se explicó en el capítulo anterior, los rectificadores PFC, necesitan 2 controladores para poder cumplir con los objetivos de control (control de la forma de onda en la corriente de entrada y control del voltaje DC de salida del rectificador), normalmente en la industria se acostumbra a usar controladores de PI, para cumplir con estos objetivos[19].

Lastimosamente el desempeño que brinda este tipo de controladores no es totalmente el óptimo, debido a los problemas expuestos al final del capítulo anterior, por ese motivo este trabajo se enfoca en implementar algunas técnicas de control diferentes a los controladores PI para poder solucionar los impases presentados por este tipo de controladores.

Analizando el problema desde el punto de vista de la frecuencia, se necesita un controlador en lazo de corriente que modifique el comportamiento en lazo cerrado del sistema, obteniendo unas ganancias bastante altas en la frecuencia del voltaje AC de entrada suministrado por la red comercial, normalmente 60Hz o 50Hz, y debido a la presencia de armónicos en los voltajes de entrada, y basado en el principio del modelo interno[23], también se necesita obtener altas ganancias en las frecuencias donde se presentan los mayores niveles de armónicos.

Debido a la naturaleza periódica de las señales, un paso intuitivo que puede seguirse para mejorar el comportamiento del lazo de control de corriente, es agregar controladores del tipo resonante o AFC. Estos controladores se basan en el concepto del modelo interno, en donde se agrega una ganancia infinita en la frecuencia fundamental que se quiere seguir o rechazar[24].

2.1 CONTROL RESONANTE

El control resonante proporciona el seguimiento y rechazo de señales periódicas basado en el principio del modelo interno (IMP), el cual establece que para lograr el rechazo y seguimiento de una señal el modelo interno o generador de dicha señal debe incluirse en el lazo de control[24]. Como modelo interno se utilizan los llamados resonadores, los cuales corresponden a señales sinusoidales de frecuencia y fase determinadas. De esta manera, el seguimiento o rechazo de una señal periódica se realiza mediante la inclusión de resonadores, dependiendo del número de armónicos que se desea representar en el modelo interno. El modelo del resonador para cada frecuencia se puede expresar a partir de la ecuación (1).

$$R_k(s) = g_k \frac{s \cos(\varphi_k) + \omega_k \sin(\varphi_k)}{s^2 + \omega_k} \quad (1)$$

Donde g_k es una ganancia real positiva, φ_k es el corrimiento de fase de $R_k(s)$ a la frecuencia ω_k y define el componente armónico representado.

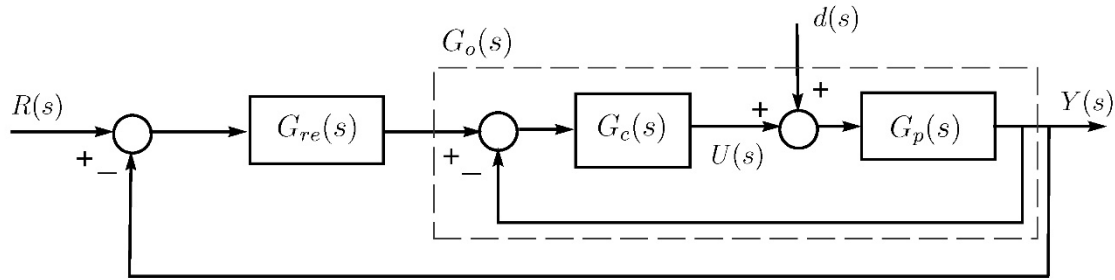


Figura 2-1 Estructura del control basado en resonadores

Como se muestra en la figura 2-1, la estructura usada en el control resonante se compone de dos lazos de control. El lazo interno está compuesto por la planta $G_p(s)$ y un controlador $G_c(s)$ diseñado para proporcionar buenos márgenes de estabilidad. La función de lazo cerrado del lazo interno es $G_o(s) = G_c(s)G_p(s) / (1 + G_c(s)G_p(s))$. El lazo externo está definido por la ecuación (2).

$$G_{re}(s) = R_0(s) + \sum_{k=1}^m R_k(s) \quad (2)$$

Dicho lazo es el encargado de proporcionar el desempeño del sistema en cuanto a seguimiento y rechazo, y está compuesto por:

- 1) $R_0(s)$ que en general se encarga de suministrar el desempeño deseado a bajas frecuencias, incluyendo señales dc.
- 2) un número finito de resonadores con el corrimiento de fase y las ganancias, se definen para asegurar la estabilidad del sistema, determinan la respuesta transitoria del mismo y, por tanto, el desempeño del lazo cerrado[25].

Aplicando un control resonante a la planta en el lazo de corriente con una respuesta en frecuencia como el de la figura 2-2. Se observa la presencia de picos en el diagrama de Bode, dichos picos fueron ajustados a la frecuencia fundamental de la red comercial de energía en Colombia 60Hz, y a sus armónicos impares, tercer armónico 180Hz, quinto armónico 300Hz, Séptimo armónico 420Hz, y noveno armónico 540Hz.

En dichas frecuencias las ganancias es lo suficientemente grande como para rechazar o seguir cualquier señal de estas frecuencias, por lo tanto a diferencia del PI, este controlador es capaz de seguir tanto en fase como en amplitud la señal de referencia de corriente generada por el control de voltaje. Además de rechazar completamente las señales de entrada de voltaje que entran al sistema en forma de perturbación, incluidas las señales armónicas de voltaje sinusoidal.

Normalmente el contenido armónico de las señales de voltaje están en el 3,5,7 y 9 armónico, pero igualmente existen contenidos armónicos en frecuencias más altas, y dichos armónicos pueden ser rechazados aumentando el número de resonadores agregados en el controlador.

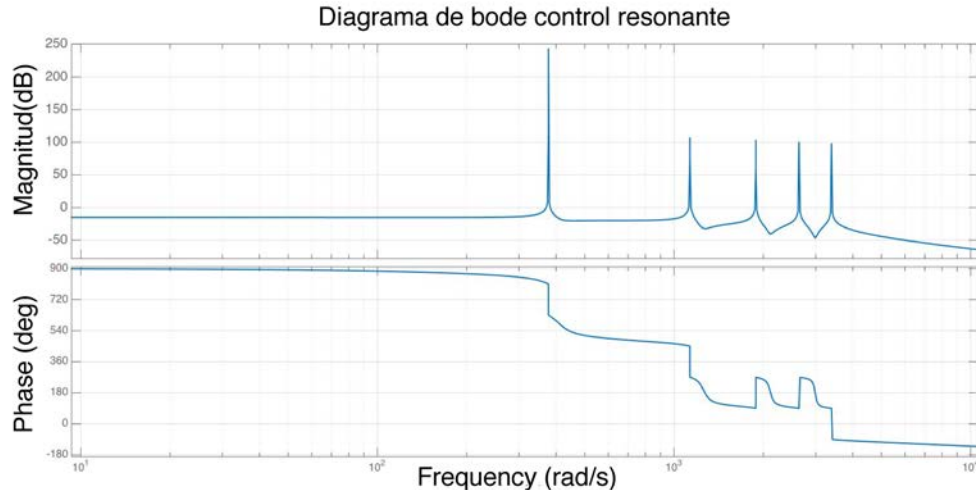


Figura 2-2 Diagrama de Bode del control resonante

En la simulación realizada bajo el esquema de Simulink® usado para mostrar el comportamiento del PI, se realizó una nueva simulación utilizando la estructura del controlador resonante sintonizado de la forma que muestra en la figura 2-1, obteniendo el siguiente diagrama de bloques, dicho controlador tiene una respuesta en frecuencia como el diagrama de Bode de la figura 2-2.

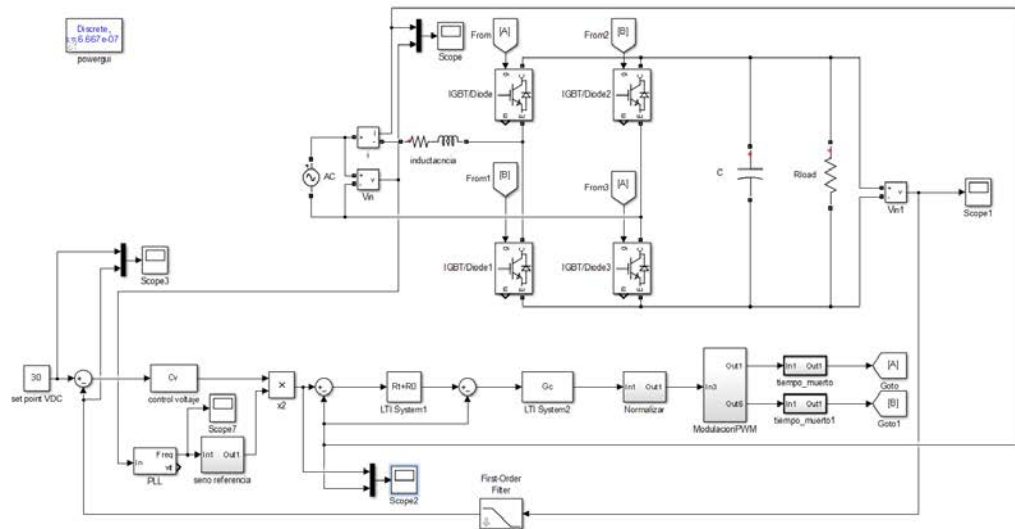


Figura 2-3 Diagrama de bloques del control resonante

Como se observa en la simulación de la figura 1-8, a diferencia del controlador PI, la señal de corriente si alcanza la referencia generada por el controlador de voltaje, resolviendo uno de los principales inconvenientes del PI, en dicha

simulación se usa el mismo controlador en el lazo de voltaje, pese a que tiene problemas como los descritos en el capítulo 1, sirve para el propósito de este trabajo que es el de mejorar el desempeño del lazo de corriente, lo que permite aumentar el factor de potencia, y disminuir el THD de corriente, aumentando la calidad de energía que consume el rectificador para producir el voltaje DC.

Lastimosamente al igual que el controlador PI, el controlador resonante tienen un problema, que consiste en la degradación de su desempeño conforme la frecuencia del voltaje suministrado por la red comercial varíe, ya que al alejarse de los 60Hz se aleja del pico de ganancia que se muestra en el diagrama de bode, por lo tanto ya no se cumpliría con el principio del modelo interno, y no se podría rechazar o seguir la señal a una frecuencia diferente a la de los resonadores agregados en el controlador.

A pesar de ellos existen metodologías que permiten compensar este problema la primera es diseñar un controlador resonante con frecuencia adaptiva, el cual calcula en línea los diferentes parámetros del controlador basados en una estimación de la frecuencia, dicha estimación es fácil de implementar gracias al PLL agregado para generar a señal de referencia que debe seguir la corriente de entrada.

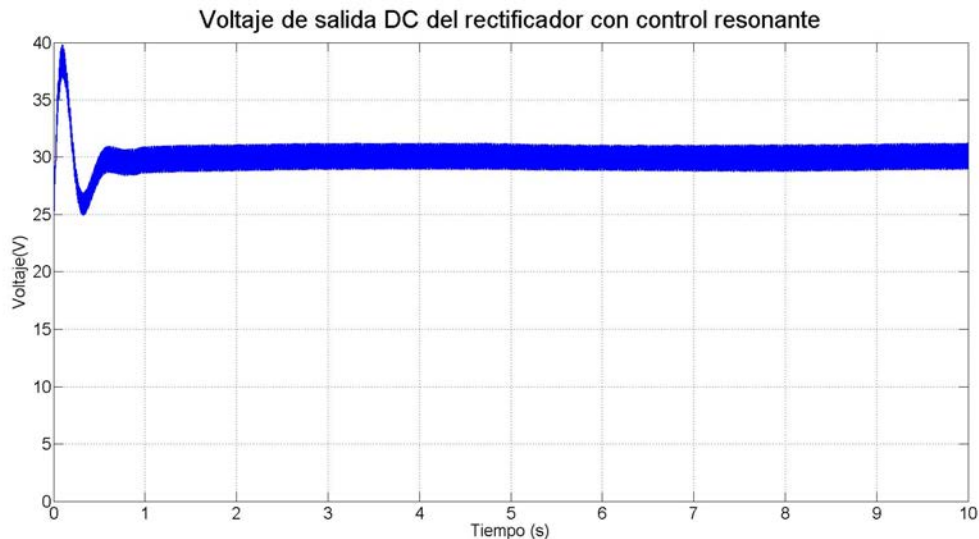


Figura 2-4 Voltaje de salida DC del rectificador con control resonante

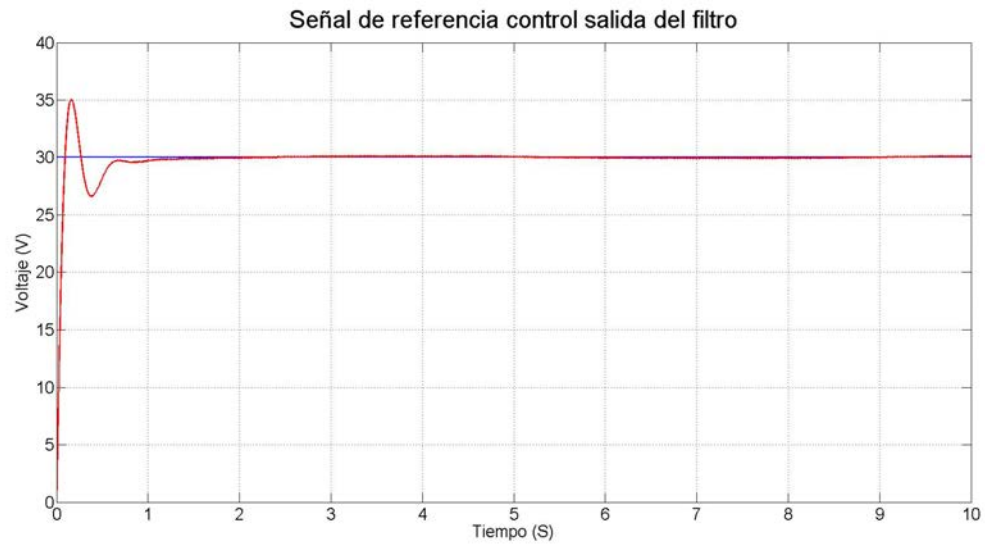


Figura 2-5 Señal de referencia y señal de salida del filtro pasa bajos

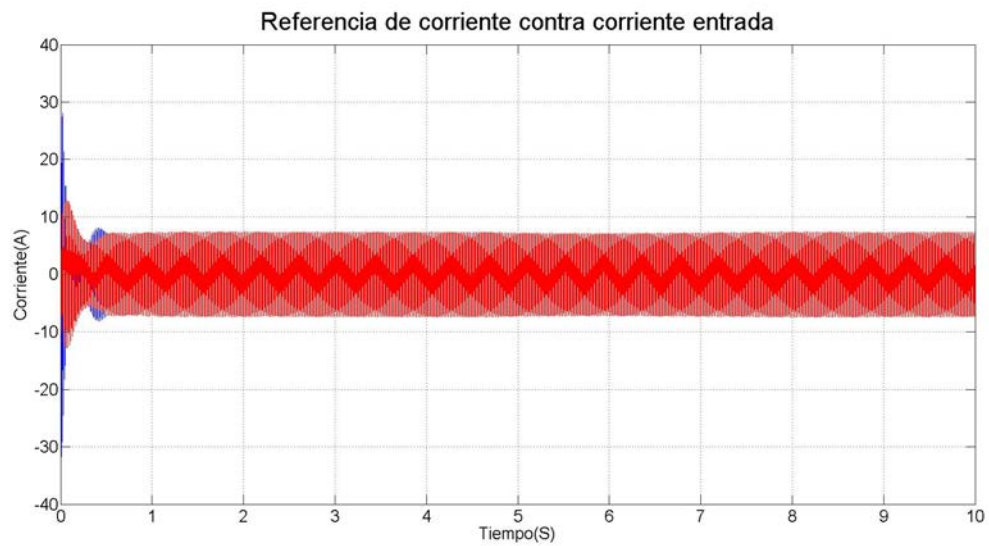


Figura 2-6 Corriente de entrada y señal de referencia

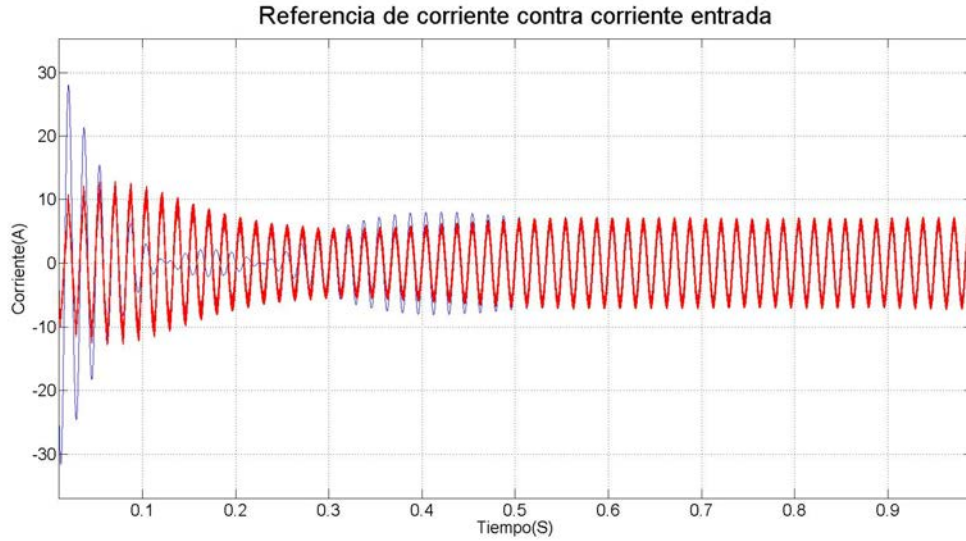


Figura 2-7. Acercamiento del transitorio de la corriente de entrada

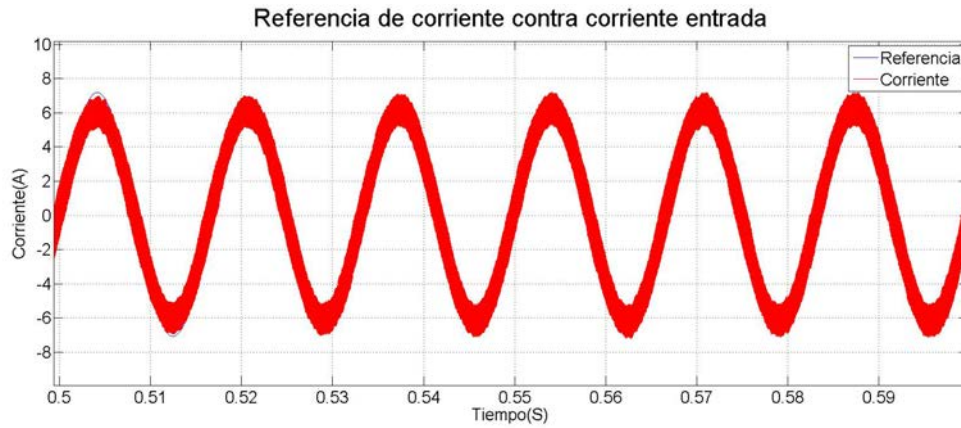


Figura 2-8 Corriente de entrada y referencia en estado estacionario

2.2 Control repetitivo digital

El control repetitivo es una técnica basada en el Principio del Modelo Interno (IMP) al igual que el controladores resonadores utilizada para el seguimiento o rechazo de señales periódicas[25]. El IMP establece que para lograr el seguimiento o rechazo asintótico de una señal, el modelo de dicha señal debe ser incorporado en el lazo de control. En el caso de una señal periódica $r(t)$, de periodo T_p , la obtención del modelo se realiza usando la expansión en series de Fourier de la señal, ver (3)

$$r(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos \frac{2k\pi}{T_p} t + b_k \sin \frac{2k\pi}{T_p} t. \quad (3)$$

De esta manera el modelo generador de la señal resulta dado en (4) [26]:

$$G_r(s) = \frac{1}{s} \prod_{k=1}^{\infty} \frac{\left[\frac{2k\pi}{T_p}\right]^2}{s^2 + \left[\frac{2k\pi}{T_p}\right]^2} = \frac{T_p e^{-\frac{T_p s}{2}}}{1 - e^{-T_p s}}. \quad (4)$$

Con esto, puede observarse que basta simplemente con incluir el siguiente modelo dado en (5) en el lazo de control:

$$\bar{G}_r(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{1}{1 - e^{-T_p s}}. \quad (5)$$

Este modelo cuenta con polos ubicados en $s = \pm j2\pi k/T_p$, $k \in \mathbb{N}$ lo que le permite proporcionar ganancia infinita en las frecuencias $j2\pi k/T_p$, $k \in \mathbb{N}$, es decir, en la frecuencia fundamental $1/T_p$ Hz y sus armónicos. A su vez, esto asegura un error de seguimiento igual a cero en lazo cerrado cuando este es estable. El modelo (5) puede implementarse usando un bloque de retardo y una realimentación positiva como muestra la Figura 2-9.

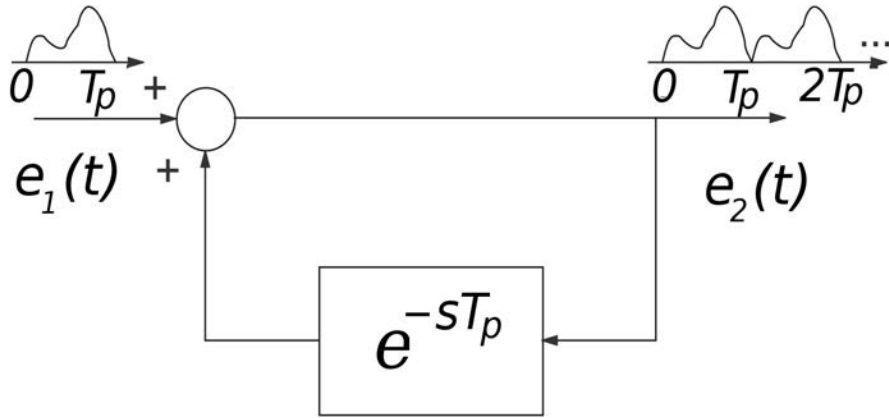


Figura 2-9 Modelo interno continuo de una señal periódica

La implementación discreta de este modelo resulta bastante simple ya que si el periodo T_p es un múltiplo entero del periodo de muestreo T_s , se tiene el controlador mostrado en (6), [27]:

$$C_r(z) = \frac{1}{z^N - 1} \quad (6)$$

Con $N = T_p/T_s \in \mathbb{N}^+$. Otros tipos de modelos internos han sido propuestos dependiendo del tipo concreto de señal a tratar[28, 29]. La principal característica de (6) es que tiene N polos uniformemente espaciados sobre el círculo unitario del plano complejo. De esta manera, el modelo proporciona ganancia infinita en las frecuencias $\omega = 2\pi k/N$, con $k = 0, 1, \dots, N - 1$. Sin embargo, la elevada ganancia del modelo en altas frecuencias compromete la estabilidad y la robustez del sistema. Por ello suelen incluirse dos filtros más: $G_x(z)$, usado para asegurar estabilidad y $H(z)$ usado para proveer robustez ante dinámicas no modeladas en las altas frecuencias (ver figura 2-10). De esta manera, el modelo interno resulta de la forma dada en (7),

$$\begin{aligned} & G_{im}(z) \\ &= \frac{H(z)}{z^N - H(z)} \end{aligned} \quad (7)$$

Aunque existen diversas estructuras de implementación, la más usada es la estructura “plug-in” mostrada en la figura 2-10. En esta, el controlador repetitivo es adicionado a un controlador existente $G_z(z)$, el cual es diseñado para estabilizar la planta $G_p(z)$.

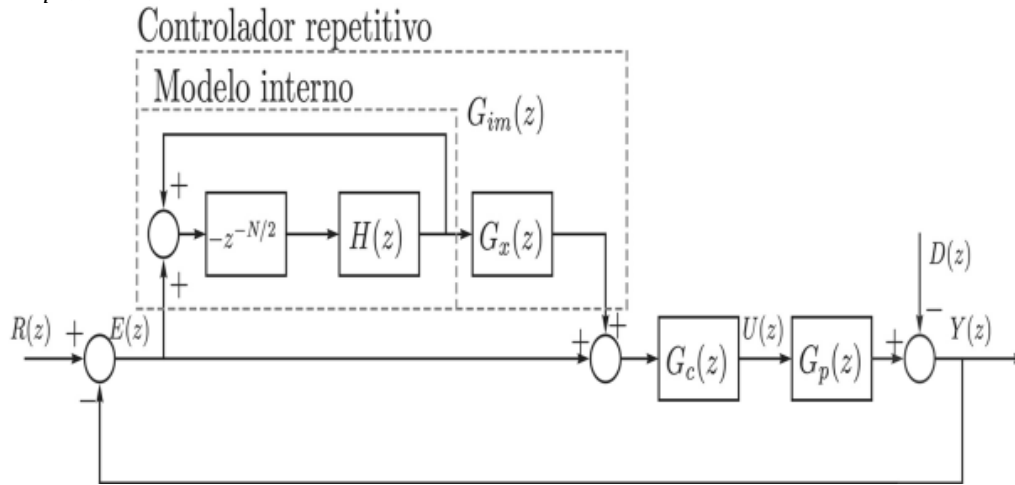


Figura 2-10 . Estructura plug-in del control Repetitivo

Teorema 1: el lazo cerrado de la figura 2-10 es estable si se cumplen las siguientes dos condiciones [30], [31]. La primera es que el sistema de lazo cerrado sin el controlador repetitivo es estable. Esto es (8) es estable.

$$G_o(z) = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1+G_c(z)G_p(z)} \quad (8)$$

Y la segunda condición es que

$$\|H(z)(1 - G_o(z)G_x(z))\|_{\infty} < 1 \quad (9)$$

De (9) se desprenden las siguientes consideraciones de diseño: $H(z)$ se diseña de tal manera que tiene ganancia cercana a 1 en el ancho de banda de interés y proporciona atenuación fuera de él. En general $H(z)$ es un filtro FIR pasa-bajos de fase nula [32]. $G_x(z)$ Es un filtro a diseñar. Usualmente, en caso de sistemas de fase mínima $G_x(z) = k_r/G_o(z)$ y en caso de sistemas de fase no mínima el diseño sigue el Controlador de Error de Seguimiento de Fase Cero (ZPETC) propuesto en [27].

Cuando la planta presenta incertidumbre y/o variación en sus parámetros a lo largo de la frecuencia de interés puede ser complicado cumplir con la segunda condición. Esto ocasiona que en caso de grandes variaciones o incertidumbre en la planta, el control repetitivo presente problemas de robustez.

A partir de la segunda condición se puede observar que un punto clave es lograr la cancelación de $G_o(z)$ [32] mediante el filtro $G_x(z)$. Sin embargo, esta cancelación se degrada cuando existen cambios o incertidumbre en la planta. Por lo tanto, es deseable que la cancelación sea lo más robusta posible respecto a cambios o incertidumbre en los parámetros de la planta.

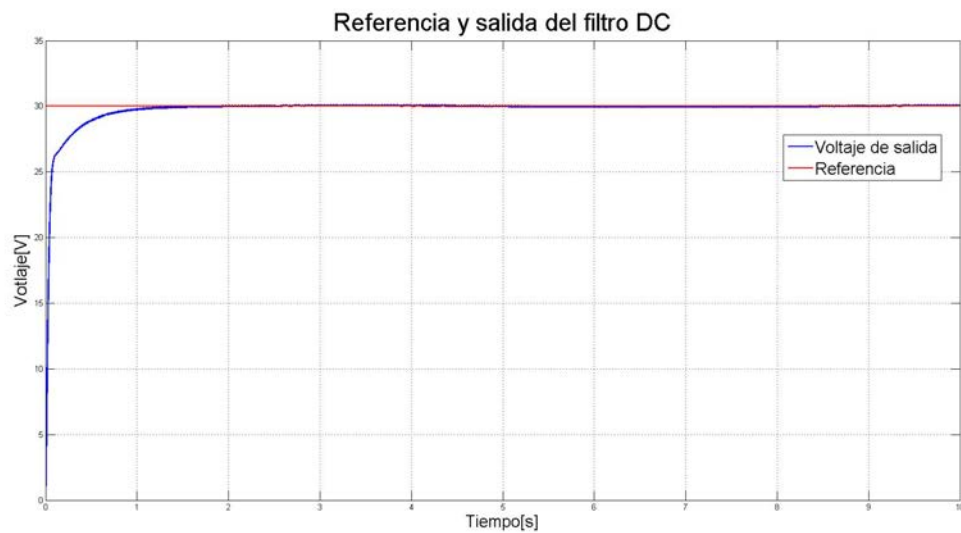


Figura 2-14. Referencia de voltaje DC, y salida del filtro Pasa bajos

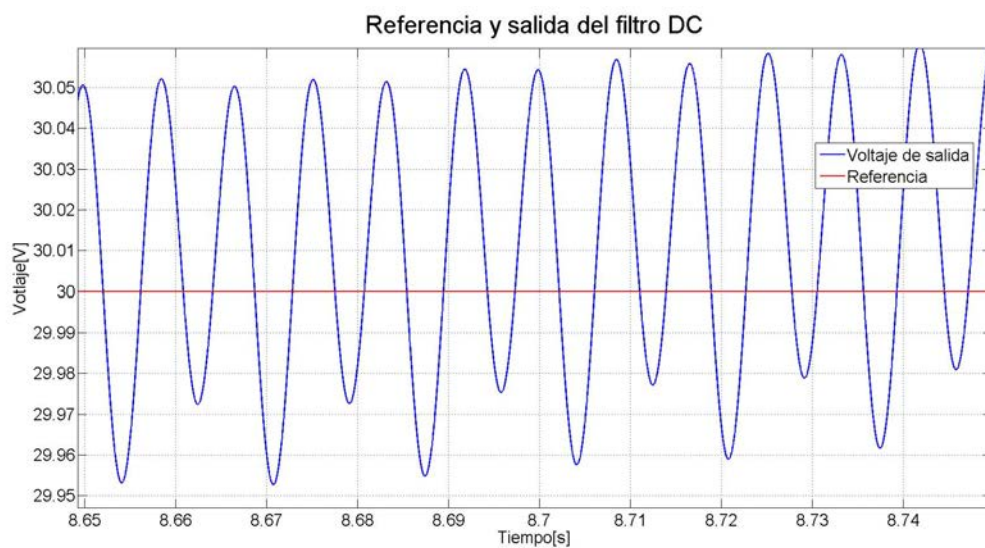
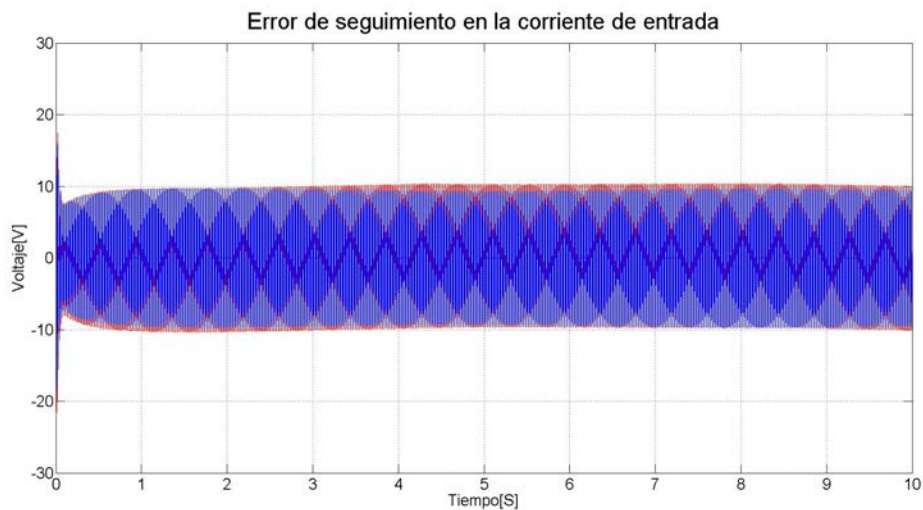
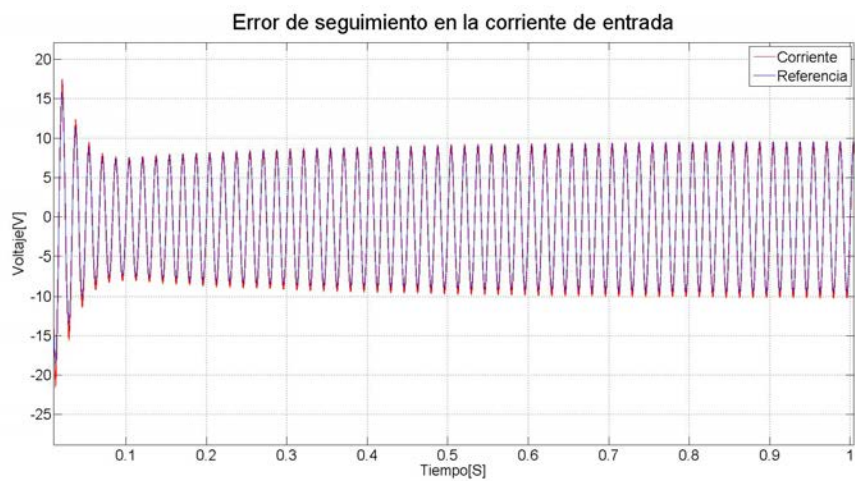
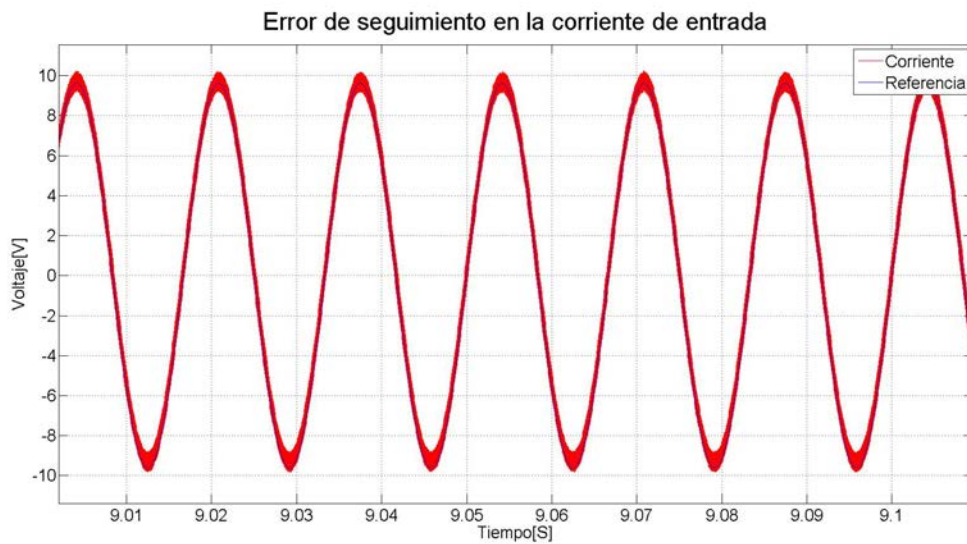


Figura 2-13 Acercamiento al rizado de la salida del filtro pasa bajos

*Figura 2-14 Corriente de entrada y referencia de corriente**Figura 2-15 . Acercamiento del transitorio de la corriente de entrada**Figura 2-16 Corriente de entrada y referencia de corriente en estado estacionario*

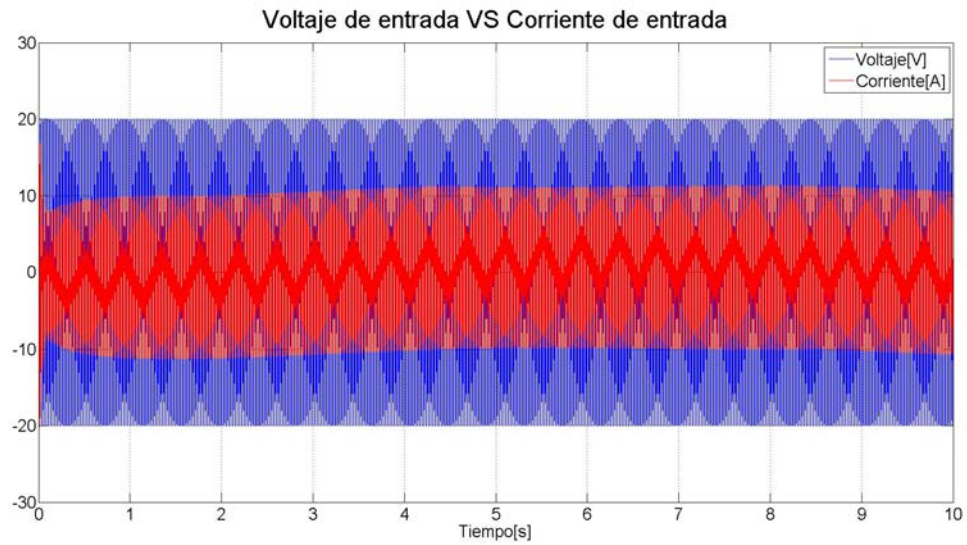


Figura 2-17 Voltaje y corriente de entrada

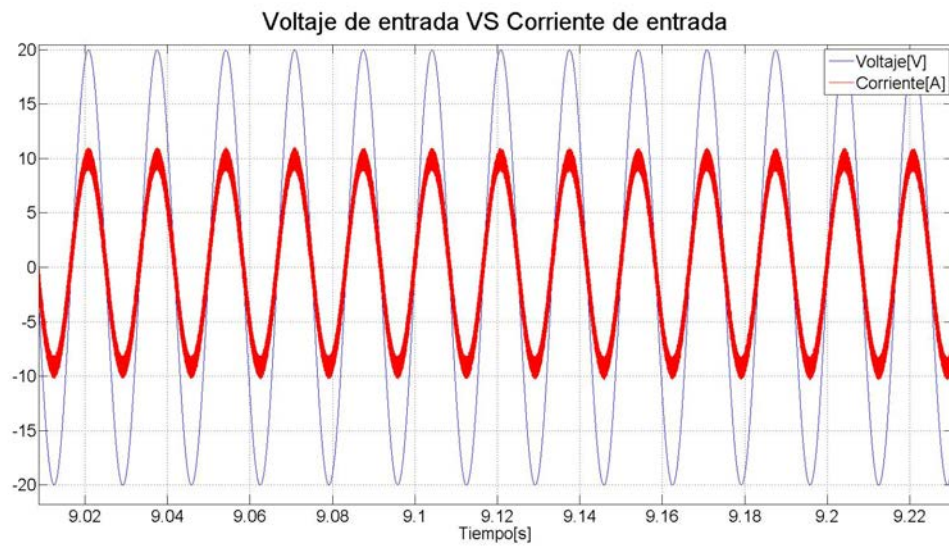


Figura 2-18 Acercamiento del voltaje y la corriente de entrada.

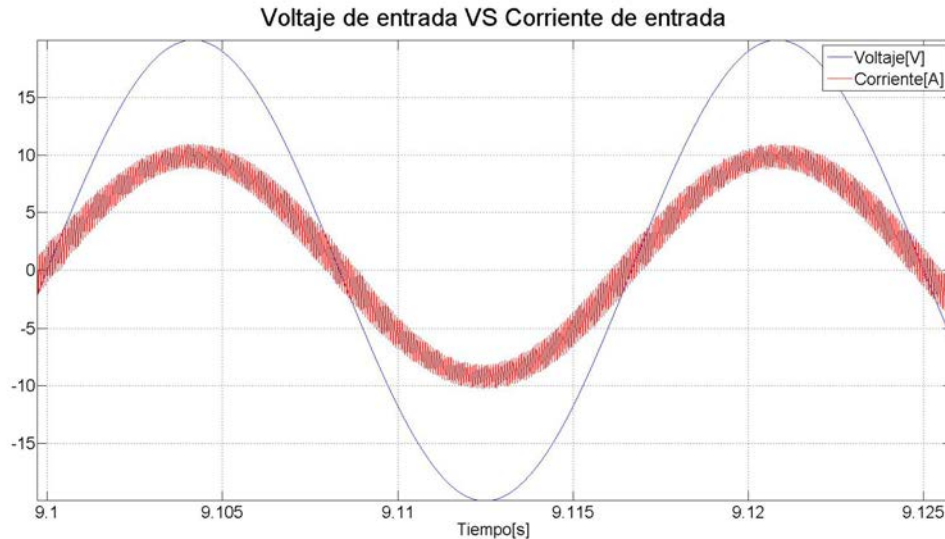


Figura 2-19 Voltaje y corriente de entrada

2.3 CONTROL ROBUSTO PROPORCIONAL INTEGRAL GENERALIZADO DISCRETO GPI

La técnica GPI es un procedimiento de diseño de controladores lineales que da lugar a controladores capaces de rechazar diferentes tipos de perturbaciones estructuradas aditivas (i.e. pasos, rampas, parábolas, etc.) [33]. Los controladores GPI se diseñan bajo el contexto del rechazo activo de perturbaciones en el cual se usan modelos simplificados de los sistemas y se estiman o rechazan de manera conjunta y aproximada dinámicas no modeladas, perturbaciones internas y externas del sistema. Los controladores GPI incluyen de manera natural y embebida un modelo polinomial en el tiempo de las perturbaciones dependientes del estado y de aquellas perturbaciones exógenas sin estructura especial alguna. Para el caso de estudio que son los rectificadores PFC es necesario realizar una adaptación de la técnica de control GPI para el caso de tiempo discreto. La necesidad de un marco de implementación digital conduce a tomar en consideración adicional tiempos de muestreo y modelos en tiempo discreto. En este contexto, el controlador GPI discreto ha sido menos explorado que su contraparte continua. En [34] se da una formulación teórica del problema de control basada en teoría de módulos. En [35] se propone un control basado en observador GPI discreto para el control de la planta ya estudiada.

En lo siguiente se asume que se adopta un periodo adecuado de muestreo (En este caso el mismo periodo de conmutación de los transistores). El primer aspecto a considerar es el modelo discreto del sistema. Es posible entrar en aproximaciones sofisticadas que generen modelos discretos de gran precisión, pero, por la alta frecuencia de muestreo necesaria en la implementación y la remarcable robustez del esquema será suficiente con aproximaciones básicas como la dada por la aproximación de Euler, la cual reporta resultados muy

satisfactorios [36]. Los errores de discretización serán considerados como parte de la entrada de perturbación. El proceso de discretización puede llevar a posibles ceros inestables, los cuales pueden ser ignorados sin mayores problemas tomando como fundamento los análisis reportados por Goodwin [37] y Hori [38]. Más aún, en el trabajo de Tesfaye y Tomizuka [39] se puede ver un análisis detallado sobre los ceros en sistemas discretizados por el método de Euler lo cual sustenta el empleo de esta metodología.

Considerando el siguiente sistema lineal, (10), de una entrada y una salida,

$$y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0y(t) = \kappa u(t). \quad (10)$$

Donde $y(t)$ es la salida del sistema, $u(t)$ es la entrada de control. El sistema presenta incertidumbre con respecto a los parámetros $\{a_{n-1}, a_{n-2}, a_0, \kappa\}$. El sistema es trivialmente diferencialmente plano, con salida plana $y(t)$ [40]. De (10) se define una relación control - salida plana en el dominio del tiempo simplificada (11), sobre la cual se puede incluir un modelo de la incertidumbre de los parámetros compuesto de una perturbación aditiva, $\xi(t)$, y una perturbación multiplicativa, κ

$$y^{(n)}(t) = \kappa u(t) + \xi(t), \quad (11)$$

Donde $\xi(t)$ y κ son completamente desconocidas pero uniformemente y absolutamente acotadas. Es de anotar que $\xi(t)$ no sólo tiene en cuenta la incertidumbre de los parámetros sino también una parte de la dinámica lineal que se ha omitido en el modelo simplificado.

Para efectos de aplicar una estrategia de control discreta, el primer paso consiste en obtener una discretización del sistema continuo. Como se había anotado anteriormente, dada una alta frecuencia de muestreo, se pueden aplicar procesos de discretización simples, en este caso utilizamos la discretización de Euler hacia atrás sobre (11) obteniendo (12),

$$\sum_{i=0}^n (-1)^i \binom{n}{i} y_p(k-i) = T_s^n \kappa u(k) + T_s^n \xi(k) \quad (12)$$

O bien el dominio Z, se puede expresar como en (13), con $\bar{\xi}(k) = T_s^n \xi(k)$ acotada.

$$\frac{(z-1)^n}{z^n} y_p(z) = T_s^n \kappa u(z) + \bar{\xi}(z), \quad (13)$$

Haciendo la siguiente formulación del problema en tiempo discreto: Dada una trayectoria de referencia $r(k)$ para la salida $y(k)$, proponer una ley de control lineal en tiempo discreto para el sistema (12) de tal forma que se tenga una convergencia, suficientemente cercana de la salida, $y(k)$, hacia la señal de referencia $r(k)$, a pesar de los efectos de la entrada desconocida de perturbación $\bar{\xi}(k)$. La convergencia aproximada a que se alude implica que el error de

seguimiento, $e_y(k) = r(k) - y(k)$, converge asintóticamente a una vecindad de cero tan pequeña como se requiera.

En este caso, procedemos a dar la solución en un contexto discreto lineal, donde la señal, $\bar{\xi}(k)$ se considera como una señal exógena variante en el tiempo. La estrategia de diseño del controlador lineal consiste en aproximar esta señal usando un modelo polinomial interno, realizado por medio de una cadena de m diferencias sucesivas para un entero m suficientemente grande. Es importante anotar que una señal descrita de manera polinómica en k de orden $(m - 1)$ es rechazada por medio de un procedimiento de m diferencias sucesivas.

Teorema 2: el control robusto GPI discreto (14),

$$u(k) = \frac{1}{\kappa} [C_1(z)(r(k) - y(k)) + C_2(z)r(k)], \quad (14)$$

Con $C_1(z)$ y $C_2(z)$ definidos en (15) y (16),

$$C_1(z) = \frac{1}{T_s^n} \frac{\alpha_{n+m-1}z^{n+m-1} + \dots + \alpha_1z + \alpha_0}{z^n(z-1)^m} \quad (15)$$

$$C_2(z) = \frac{1}{T_s^n} \frac{(z-1)^n}{z^n} \quad (16)$$

Lleva el error de seguimiento, $e_y(k) = r(k) - y(k)$, asintóticamente y exponencialmente a una vecindad de cero suficientemente pequeña. La vecindad puede ser tan pequeña como se desee de acuerdo con una selección apropiada de los parámetros de ganancia del controlador $\{\alpha_0, \dots, \alpha_{n+m+1}\}$

Demostración: la prueba está basada en el hecho que el error de seguimiento $e_y(k)$, cumple la ecuación de diferencias lineal perturbada (17), escrita en el dominio Z ,

$$[(z-1)^{n+m} + \alpha_{n+m-1}z^{n+m-1} + \dots + \alpha_1z + \alpha_0]e_y(z) = T_s^n z^n (z-1)^m \bar{\xi}(z), \quad (17)$$

Que puede ser re-escrita como en (18),

$$[z^{n+m} + l_{n+m-1}z^{n+m-1} + \dots + l_1z + l_0]e_y(z) = T_s^n z^n (z-1)^m \bar{\xi}(z), \quad (18)$$

Con

$$l_i = \binom{n+m}{n+m-i} \alpha_i \quad (19)$$

Los coeficientes l_i son combinaciones lineales de los coeficientes α_i , describiendo una relación biunívoca entre ellos. Por hipótesis, $\bar{\xi}(k)$, es uniformemente, absolutamente acotada, entonces $(z-1)^m \bar{\xi}(k)$ también es acotado dado que corresponde a una diferencia sucesiva de una serie acotada. Entonces existen coeficientes, l_i , tales que $e_y(k)$ converge a una vecindad pequeña de cero siempre que las raíces del polinomio característico, asociado en la variable compleja z , $(z^{n+m} + l_{n+m-1}z^{n+m-1} + \dots + l_1z + l_0)$ estén adecuadamente confinadas dentro del círculo unitario en el plano complejo. En la medida que estas raíces se acercan al origen del plano complejo, más pequeña es la vecindad asociada al

error de seguimiento, donde el error de seguimiento $e_y(k)$ se mantiene acotado [41].

1.2.1 GPI asistido por observador en el rectificador PFC

La estrategia de control propuesto se basa en una visión simplificada del modelo de sistema que se mostró en el capítulo anterior. Como se mencionó anteriormente, el objetivo del regulador de corriente es asegurar que

$$i_n^* = I_d^* \sin(\omega_{nt}) = i_f(t) + i_l(t), \quad (21)$$

Donde I_d^* es constante en estado estacionario. De la topología del circuito de la figura 1-5 del capítulo 1, se obtiene que

$$\frac{di_n}{dt} = -\frac{r_L i_n}{L} - \frac{\alpha}{L} + \frac{v_n}{L} + \frac{di_l}{dt} + \frac{r_L i_l}{L} \quad (22)$$

Basado en la ecuación anterior, un modelo simplificado se puede construir como:

$$\frac{di_n}{dt} = \kappa \alpha + \xi_1 \quad (23)$$

Donde $\kappa = -\frac{1}{L}$ y los términos restantes se agrupan en una variable de perturbación.

$$\xi_1 = -\frac{r_L i_n}{L} + \frac{v_n}{L} + \frac{di_l}{dt} + \frac{r_L i_l}{L} \quad (24)$$

Ahora se usa el método de Euler hacia atrás como una aproximación de la derivada, esta aproximación es una buena aproximación con el operador delta.

$$\frac{di_n}{dt} \approx \frac{i_n(k) - i_n(k-1)}{T_s} \quad (25)$$

Así, la representación discreta del sistema viene dada por

$$\frac{i_n(k) - i_n(k-1)}{T_s} = \kappa u(k) + \xi(k) \quad (26)$$

Con

$$\xi(k) = \xi_1(k) - \left[\frac{di_n}{dt} \Big|_{t=kT_s} - \frac{i_n(k) - i_n(k-1)}{T_s} \right] \quad (27)$$

Es importante señalar que $\xi(k)$ tiene en cuenta los errores de discretización causados por el método de Euler.

Se denota para la función de tiempo, $\xi(k)$, la función de perturbación aditiva sin considerar ninguna estructura interna particular.

Se desea conducir la salida del sistema (26) para realizar un seguimiento de la trayectoria de referencia lisa $i_n^*(k)$, independientemente de la naturaleza desconocida, pero uniformemente acotada de la función de perturbación $\xi(k)$. La función de perturbación ξ tiene en cuenta, de una manera globalizada, trastornos exógenos y endógenos que afectan a la dinámica del sistema.

En lo que respecta al rectificador PFC controlado, hacemos los siguientes supuestos:

- La función de perturbación $\xi(k)$ es completamente desconocida la ganancia de entrada de control, κ , es perfectamente conocida.
- El periodo de muestreo T_s es suficientemente pequeño para lograr resultados precisos cuando se utiliza, como metodología de discretización se usa el método de Euler.
- Sea m un entero dado. Las diferencias sucesivas de $\xi(k)$ están uniformemente y absolutamente limitadas. En otras palabras, existen constantes K_j tal que

$$\sup_k \left| \left(1 - \frac{1}{q}\right)^j \xi(k) \right| \leq K_j, j = 0, \dots, m. \quad (28)$$

El supuesto A1 se usa para garantizar la independencia de $\xi(k)$ de $u(k)$. Además, el sistema de control es robusto contra la incertidumbre en el parámetro κ (ver [42]). El supuesto A3 se utiliza para establecer la existencia de la solución de la ecuación de diferencia (23).

2.3.2. Estimación de la perturbación

En este apartado, se desarrolla una metodología de estimación de la perturbación por medio de un observador de tiempo discreto. Este tipo de observadores se puede asociar a los observadores lineales Luenberger extendidos.

Con respecto al sistema simplificado del rectificador, con el fin de proponer un observador GPI discreto para una representación de espacio de estado relacionada y una función de estimación de la perturbación, el enfoque utiliza el hecho de que la entrada de perturbación, ξ , puede ser aproximadamente modelado por

$$\left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi \approx 0 \quad (29)$$

Donde m es un número entero lo suficientemente grande y q es el operador de antelación. El operador aplica sobre la entrada de perturbación estimada corresponde a una diferencia compuesta de orden m .

El modelo de perturbación (29) se utiliza para construir un modelo del sistema extendido compuesto por la variable de fase, $x_1 = i_n$, y aumentada por m iterado diferencias de $\xi(k)$, $x_2, \dots, x_{1+m}$. Configuración del vector de estado $x =$

$[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{1+m}]^T$ con $x_1(k) = y(k), x_2 = \xi(k), x_3 = \left(1 - \frac{1}{q}\right)\xi(k) \dots, x_{1+m} = \left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi(k)$, el modelo de espacios aumentado está dado por,

$$x(k) = Ax(k-1) + Bku(k) + E \left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi(k) \quad (30)$$

Con

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & T_s & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & T_s \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(1+m) \times (1+m)}$$

$$B = [T_s \ 0 \ \dots \ 0]^T \in \mathbb{R}^{(1+m) \times 1}$$

$$C = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \in \mathbb{R}^{1 \times (1+m)}$$

$$E = [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T \in \mathbb{R}^{(1+m) \times 1}$$

Ahora, el observador GPI para el estado, $x(k)$, es propuesto por:

$$\hat{x}(k) = A\hat{x}(k-1) + Bku + L(y - \hat{y}) \quad (31)$$

$$\hat{y}(k) = C\hat{x}(k) \quad (32)$$

Donde $x = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_{1+m}]^T$ es la estimación del vector de estados y $L = [l_m \ \dots \ l_1 \ l_0]^T$ es el vector de ganancias del observador.

El vector de error de estimación, $\hat{e}_x = [\hat{e}_{x1} \ \hat{e}_{x2} \ \dots \ \hat{e}_{x(1+m)}]^T$, definido como $\hat{e}_x = x - \hat{x}$, esto satisface:

$$\hat{e}_x(k) = (A - LC)\hat{e}_x(k-1) + E \left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi(k) \quad (33)$$

$$\hat{e}_x(k) = A_e \hat{e}_x(k-1) + \left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi(k) \quad (34)$$

Donde:

$$A_e = \begin{bmatrix} 1 - l_m & T & 0 & \dots & 0 \\ -l_{m-1} & 1 & T & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \\ -l_1 & 0 & 0 & \dots & T \\ -l_0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

Con $A_e \in \mathbb{R}^{(1+m) \times (1+m)}$ y su polinomio característico en variable compleja z está dado por

$$p_{e_x}(z) = \det(zI - A_e) = z^{m+1} + \gamma_m z^m + \dots + \gamma_1 z + \gamma_0 \quad (35)$$

Donde $\gamma_m, \dots, \gamma_0$ dependerá de combinaciones lineales de los coeficientes $l_m, \dots, l_0$.

Teorema 3: Suponiendo que todos los supuestos anteriores son válidos. Y que los coeficientes, $\gamma_j, j = 0, 1, \dots, m$, del polinomio $p_{e_x}(z)$, se eligen de manera que exhibe todas sus raíces en el círculo unitario en el plano complejo $\mathbb{C}$. A continuación, las

trayectorias del vector de error de estimación, $\hat{e}_x(k)$, a nivel global convergen hacia una pequeña esfera deseada de radio ρ , denotado por $S(0, \rho)$, centrado en el origen de la estimación del error fase espacio. $\{\hat{e}_{x1}, \hat{e}_{x2}, \dots, \hat{e}_{x(1+m)}\}$,

Donde ellos permanecen delimitados por la frontera

Prueba: Los valores propios de A_e se pueden colocar según se desee mediante la selección de los parámetros de ganancia $\gamma_m, \dots, \gamma_0$, de tal manera que el polinomio $p_{e_x}(z)$ Schur. El error de estimación $\hat{e}_x$ se limita a una vecindad del origen del espacio de fase de error de estimación como transcurre el tiempo. El tamaño de la vecindad está relacionado con el rango alcanzado de atenuación en el término $\left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi(k)$.

Para estudiar la acotación final consideramos la siguiente función de Lyapunov candidata $V(\hat{e}_x(k-1)) = \frac{1}{2} \hat{e}_x^T(k-1) p_{e_x}(k-1)$, con P definida positiva. Se encuentra que:

$$\Delta V(x) = V(\hat{e}_x(k)) - V(\hat{e}_x(k-1)) \quad (36)$$

De la ecuación anterior, y después de hacer algunas manipulaciones triviales, se concluye que

$$\Delta V(\hat{e}_x(k)) = \frac{1}{2} \hat{e}_x^T(k-1) [A_e^T P A_e - P] \hat{e}_x(k-1) + \hat{e}_x^T(k-1) A_e^T P \delta^2(k) E^T P E$$

Con $\delta(k) = \left[\left(1 - \frac{1}{q}\right)^m \xi(k) \right]$

El carácter estable de A_e implica que para cada constante, simétrica definida positiva, $(1+m) \times (1+m)$ matriz $Q = Q^T$, esta matriz existe definida como simétrica positiva $(1+m) \times (1+m)$ matriz $P = P^T$ tal que:

$$\hat{e}_x^T(k) [A_e^T P A_e - P] \hat{e}_x(k) < \hat{e}_x^T(k) [-Q] \hat{e}_x(k) < 0$$

Sin pérdidas en general

$$\hat{e}_x^T(k-1) [A_e^T P A_e - P] \hat{e}_x(k-1) < \hat{e}_x^T(k-1) [-Q] \hat{e}_x(k-1) < 0 \quad (37)$$

Por lo tanto:

$$\Delta V(\hat{e}_x(k)) = -\frac{1}{2} \hat{e}_x^T(k-1) Q \hat{e}_x(k-1) + \hat{e}_x^T(k-1) A_e^T P \delta^2(k) E + \frac{1}{2} \delta^2(k) E^T P E$$

Para $Q = I$, que es un $(1+m) \times (1+m)$ matriz identidad, dado que $\|E\|_2 = 1$ y de suponiendo que A3, esta función satisface:

$$\Delta V(\hat{e}_x(k)) \leq -\frac{1}{2} \|\hat{e}_x\|_2^2 + \|\hat{e}_x\|_2 \|A_e\|_2 \|P\|_2 K_m + \frac{1}{2} K_m^2 \|P\|_2 \quad (38)$$

Mediante el uso de la ecuación cuadrática que es recta hacia adelante para obtener que $\Delta V(\hat{e}_x(k))$ es estrictamente negativo en todas partes fuera de la esfera $S_{\hat{e}_x}$, dada por:

$$S_{\hat{e}_x} = \left\{ \hat{e}_x \in \mathbb{R}^{m+1}, \|\hat{e}_x\|_2 \leq K_m \left[\|A_e\|_2 \|P\|_2 + \sqrt{\|A_e\|_2^2 \|P\|_2^2 + \|P\|_2} \right] \right\} \quad (39)$$

Por lo tanto, todas las trayectorias $\hat{e}_x(k)$ que inician fuera de esta esfera convergen hacia su interior, y todas esas trayectorias que comienzan dentro $S_{\hat{e}_x}$ nunca la abandonaran.

Observación 1: Consecuentemente con el teorema 3, las variables $\hat{x}_2, \dots, \hat{x}_{1+m}$, siguen arbitrariamente cerca las funciones en el tiempo que son desconocidas, $\xi(k)$, y sus sucesivas diferencias. $\left(1 - \frac{1}{q}\right)^j \xi(k), j = 1, \dots, m - 1$

2.3.4 Diseño del controlador en el lazo interno de corriente

Bajo todos los supuestos anteriores y utilizando la estimación perturbación proporcionados por el observador GPI, el controlador de realimentación rechazo de perturbaciones activo:

$$u(k) = \frac{1}{T_s K} i_n^*(k) - k_0 (i_n(k-1) - i_n^*(k)) - i_n(k-1) - T_s \hat{\xi}(k) \quad (40)$$

Globalmente el ultimo manejo $i_n^*(t)$, para pequeñas vecindades de la trayectoria de referencia $i_n^*(t)$ a pesar de la función de perturbación $\xi(k)$. De una discretización del sistema de la ecuación (26) y usando la ley de control (40), resulta que

$$i_n(k) - i_n^*(k) + K_0 (i_n(k-1) - i_n^*(k-1)) = T_s \xi(k) - T_s \hat{\xi}(k)$$

A continuación, definiendo $e_y(k) = i_n(k) - i_n^*(k)$, el polinomio característico del error de seguimiento puede ser obtenido:

$$e_y(k) + k_0 e_y(k-1) = T_s \xi(k) - T_s \hat{\xi}(k),$$

El polinomio característico, del error de seguimiento en la variable Z está dado por:

$$P_{e_y}(z) = z + k_0 \quad (25)$$

La convergencia de $\xi(k)$ hacia un arbitrariamente pequeña vecindad de $\xi(k)$ establece que el error de seguimiento en última instancia, e_y convergen absolutamente hacia un pequeño radio deseado de la origen para la ganancia, $|k_0| < 1$, elegido apropiadamente.

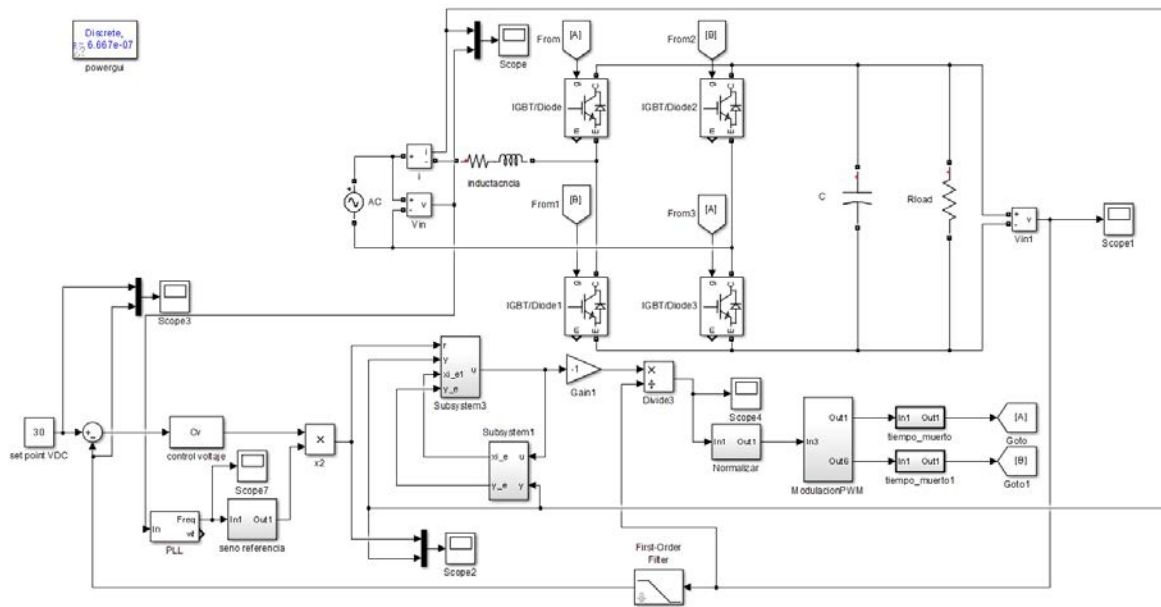


Figura 2-20 Simulación del controlador GPI para rectificador monofásico

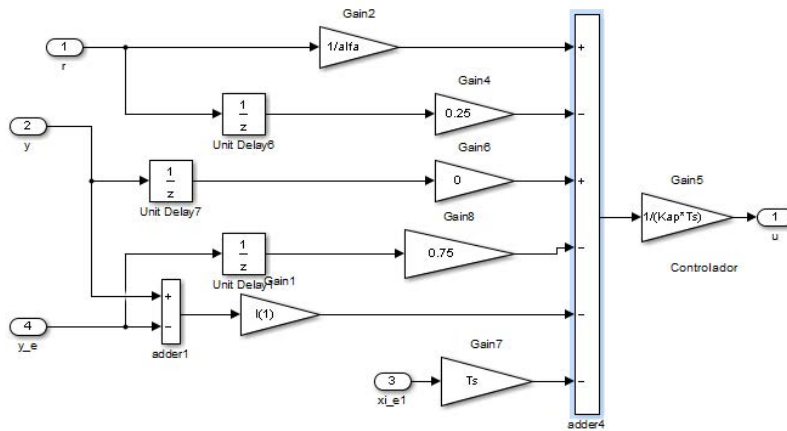


Figura 2-21 Ley de Control para el controlador GPI

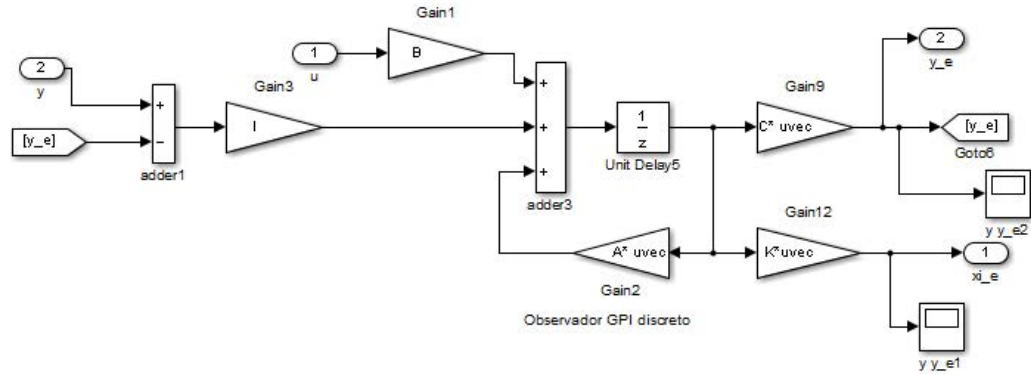


Figura 2-22 Observador GPI discreto

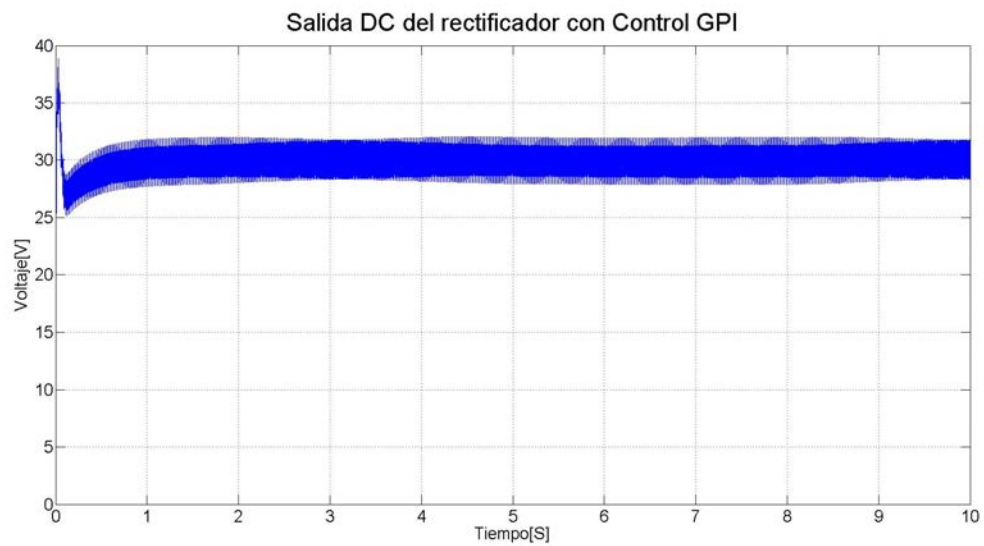


Figura 2-23 Salida DC del rectificador usando control GPI

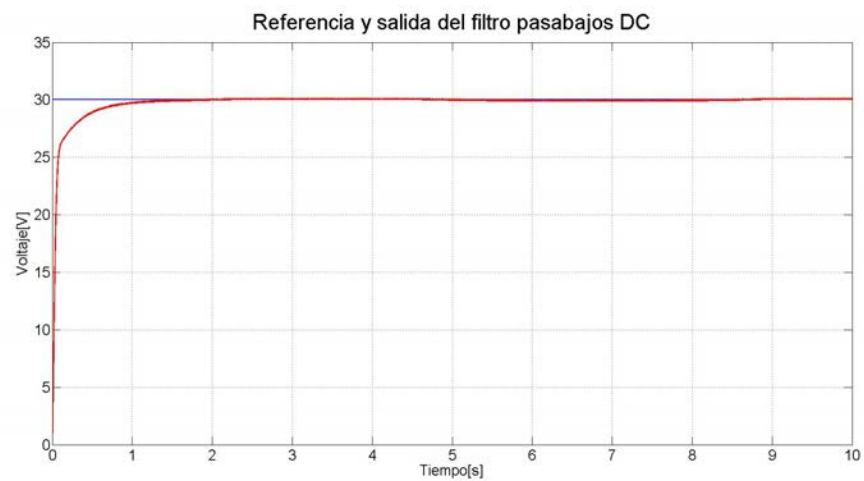


Figura 2-24 Referencia de Voltaje y salida del filtro pasa bajos con control GPI

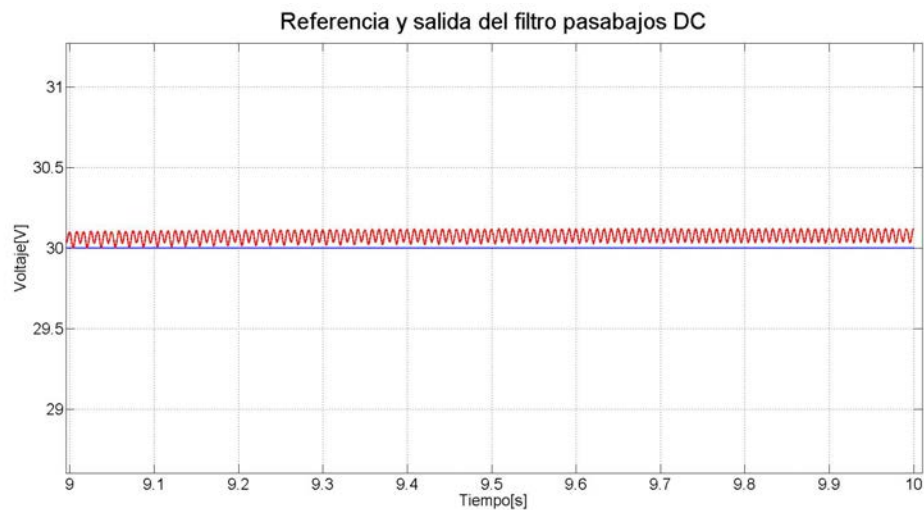


Figura 2-25 Referencia de Voltaje y salida del filtro pasa bajos con control GPI

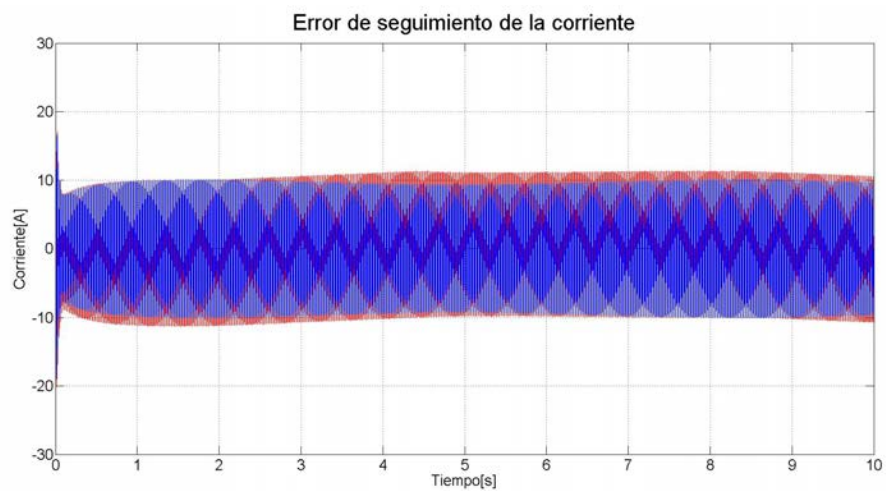


Figura 2-26 Corriente de entrada y referencia de entrada

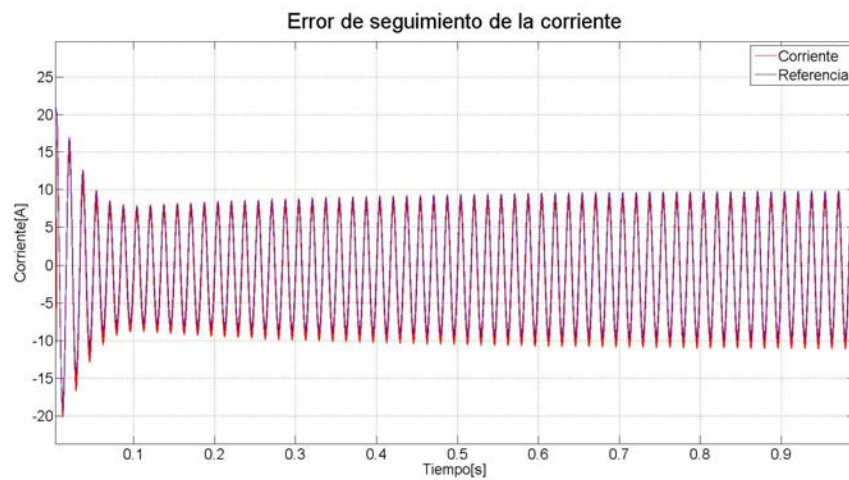


Figura 2-27 Transitorio en la corriente de entrada

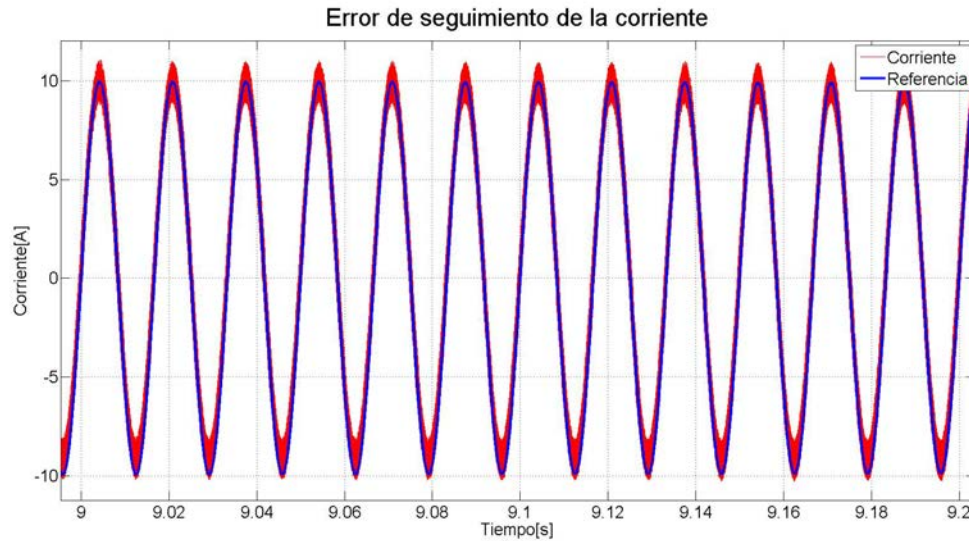


Figura 2-28 Corriente de entrada y referencia de entrada

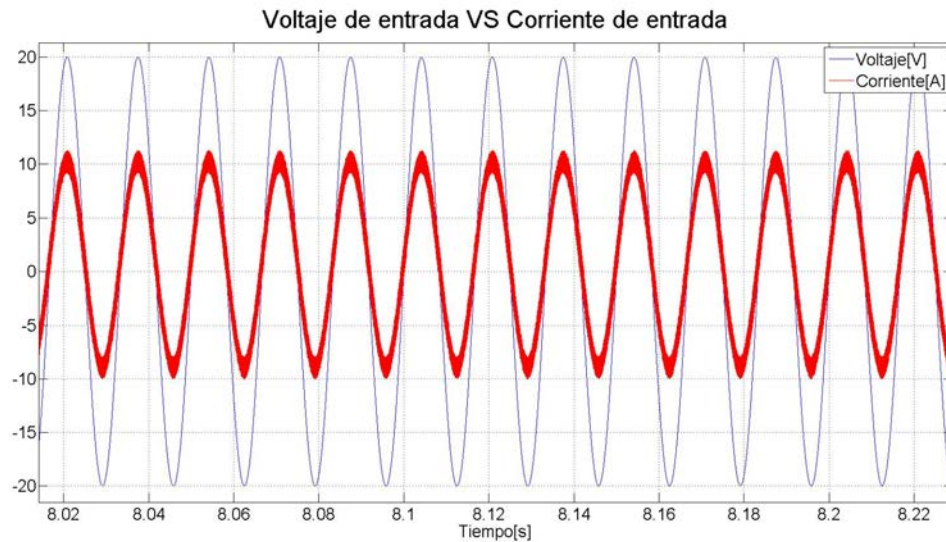


Figura 2-29 Voltaje de entrada y corriente de entrada

2.4 Comparación de las distintas estrategias de control en la planta Monofásica

Las estrategias de control explicadas en este capítulo tienen diferentes comportamientos entre ellas, debido a que poseen diferentes modelos internos dentro de la estructura del controlador. A continuación se mostrarán diferentes simulaciones frente a distintas perturbaciones en la planta, utilizando los controladores descritos a lo largo del capítulo. Como indicadores del desempeño de los controladores simulados se utilizará el factor de potencia y la distorsión armónica total de corriente. A su vez, se presentará una tabla donde se comparan los diferentes resultados con cada uno de los controladores.

2.4.1 Simulaciones de la planta en lazo abierto

A continuación se presentan los resultados de la simulación de la planta en lazo abierto a una frecuencia de 60Hz, con presencia de diferentes armónicos en el voltaje de entrada. Lo que se pretende es comparar estos resultados con los obtenidos en las simulaciones con otros controladores presentados en este capítulo. En la figura 2.30 se observa el THD de la planta en lazo abierto, que alcanza un valor de 97%, lo cual muestra que la onda de corriente no tiene ningún parecido con una onda sinusoidal; además el factor de potencia es de 0.71 el cual se aleja considerablemente de la unidad. Debido a esto, es necesario la presencia de un controlador en lazo cerrado que permita variar la forma de la corriente aumentando el factor de potencia y disminuyendo el THD de corriente.

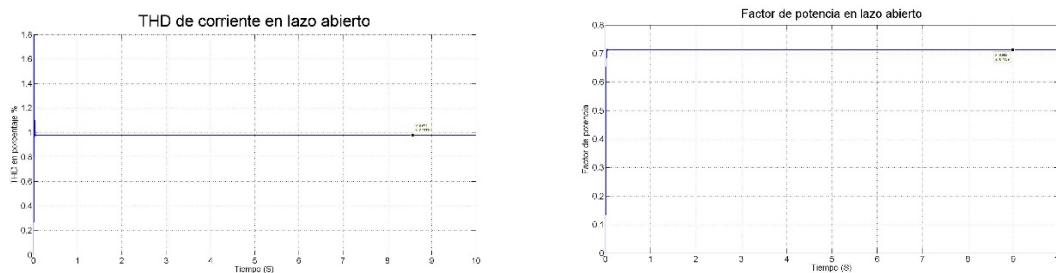


Figura 2-30. THD de corriente y factor de potencia de la planta en lazo abierto

2.4.2 Simulaciones de THD y PF con controlador PI en la planta monofásica

Utilizando una onda de voltaje AC con una distorsión armónica del 6%, con componentes armónicas en el tercer, quinto y séptimo armónico a la entrada del rectificador, se realizaron simulaciones de los controladores PI expuestos en el capítulo 1. En las simulaciones presentadas en la figura 2.31 se observa que usando esta técnica de control, el THD en la corriente de entrada disminuye de 97%, en el caso del lazo abierto, a un valor de 12% en la frecuencia de 60Hz y el factor de potencia a 0.94. Lo anterior, significa una mejora considerable en términos de calidad de la energía.

Sin embargo, al tener armónicos en los voltajes de entrada, este controlador no puede rechazar totalmente dichos armónicos, por lo tanto el THD de corriente utilizando este controlador no puede disminuir hasta el 5%, como se propone en los objetivos del trabajo.

Se resalta que frente a las variaciones de frecuencia en 58Hz, 59Hz, 60Hz, 61Hz y 62Hz, los resultados no varían considerablemente, lo que muestra que este tipo de controladores son robustos frente a variaciones de frecuencia en estos rangos.

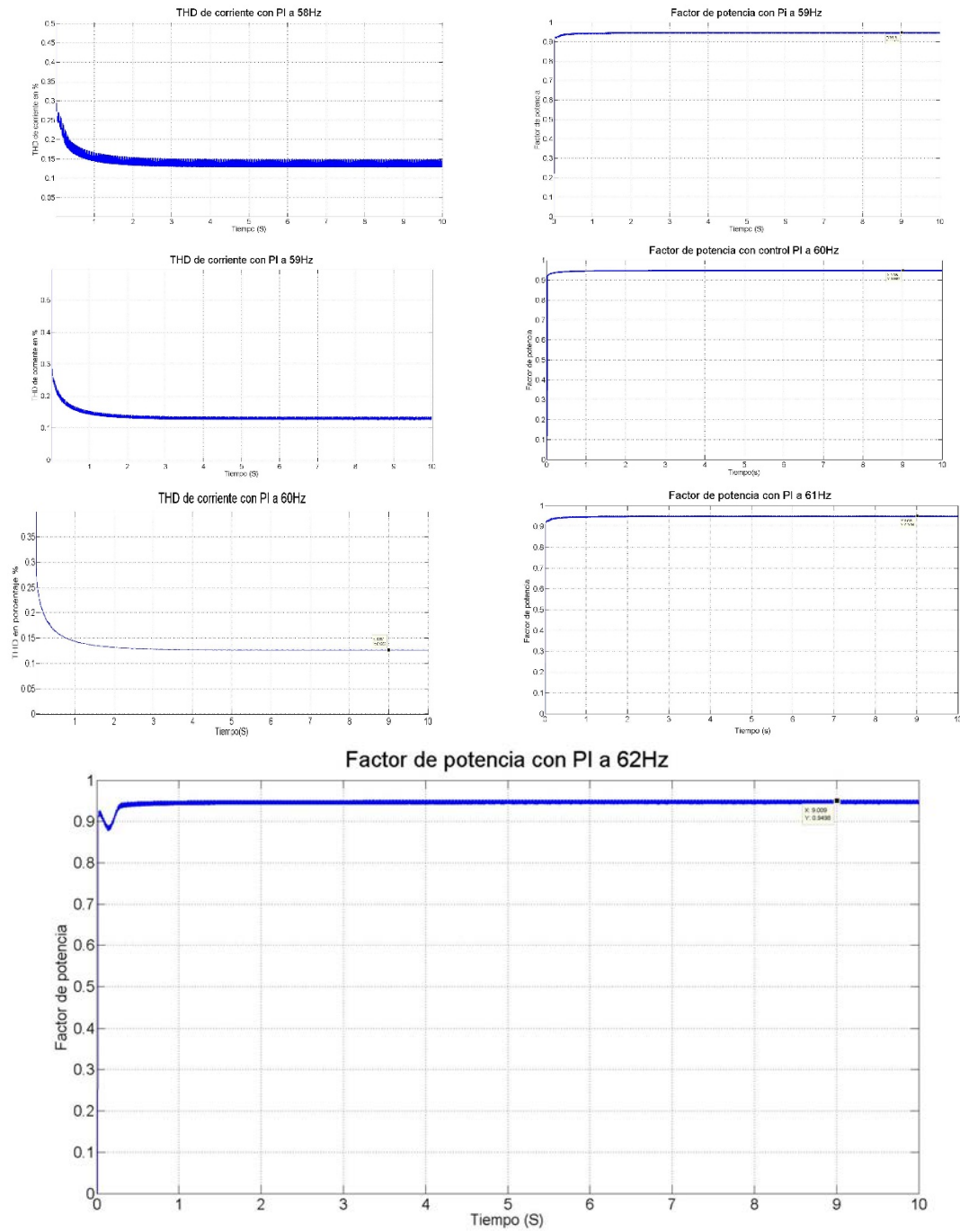
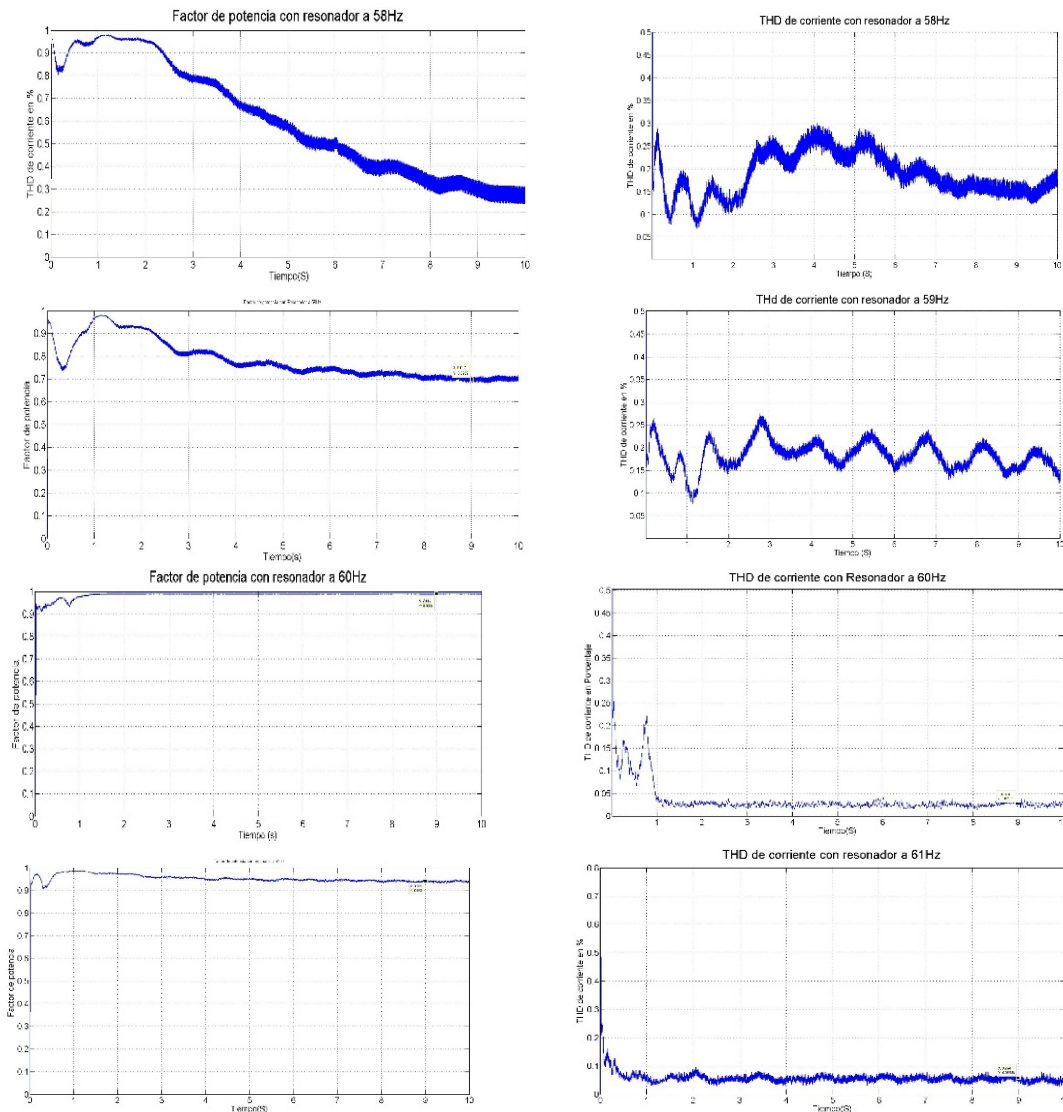


Figura 2-31. THD de corriente y Factor de potencia a varias frecuencias utilizando control PI

2.4.3 Simulaciones de THD y PF con controlador resonante en la planta monofásica

Para los efectos, se han introducido conceptos para el desarrollo de controladores diferentes al PI, que debido a la naturaleza periódica de la planta pueden presentar mejores resultados en términos de THD y factor de potencia. El primero de estos controladores es el control resonante o AFC, que como se muestra en las simulaciones de la figura 2-32, presenta un comportamiento totalmente distinto al observado con el controlador de PI.



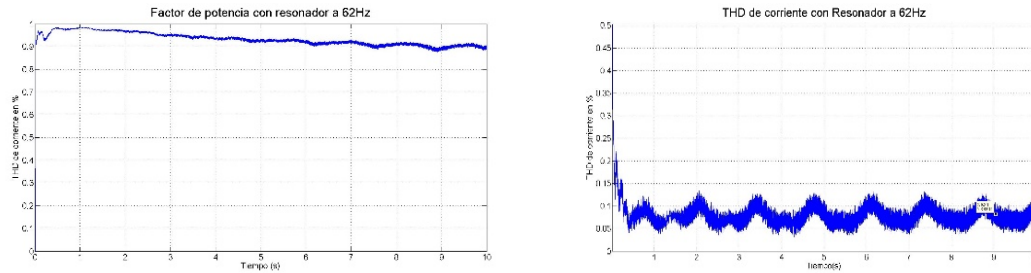
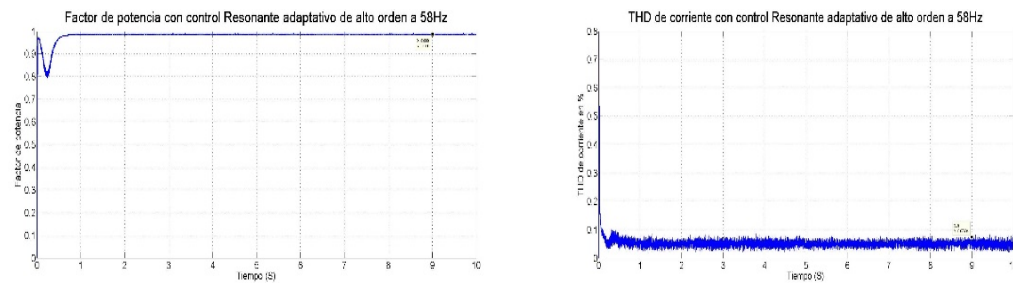


Figura 2-32. Desempeño del THD de corriente y factor de potencia con control resonante a distintas frecuencias

Esto se debe al modelo interno del controlador, el cual está ajustado a 60Hz, motivo por el cual el factor de potencia es de 0.94 a esta frecuencia, en el resto de las frecuencias este valor disminuye llegando incluso a 0.3, cuando la frecuencia del voltaje de entrada es de 58Hz. Algo similar ocurre con el THD de corriente, el sistema logra un alto desempeño en este aspecto consiguiendo un valor cercano al 2%, mientras que en las otras frecuencias el valor de THD de corriente puede alcanzar un valor cercano al 15%, aunque no es un excelente desempeño es un mejor resultado que el alcanzado por la planta en lazo abierto.

2.4.4 Simulación de la planta monofásica utilizando control resonante adaptativo

Una forma de darle robustez al sistema frente a las variaciones de frecuencia, es la posibilidad de agregar resonadores que se adapten a la frecuencia del voltaje de entrada de manera online. Para ello, se aprovecha el PLL que está implementado para generar la onda de referencia para el lazo de realimentación de corriente, el cual estima la frecuencia y la fase de la señal de voltaje de entrada. De esta forma, el control estima la frecuencia y modifica los parámetros del controlador en línea, haciendo que la ganancia infinita que se presenta anteriormente solo en 60Hz, se modifique a la frecuencia real del sistema.



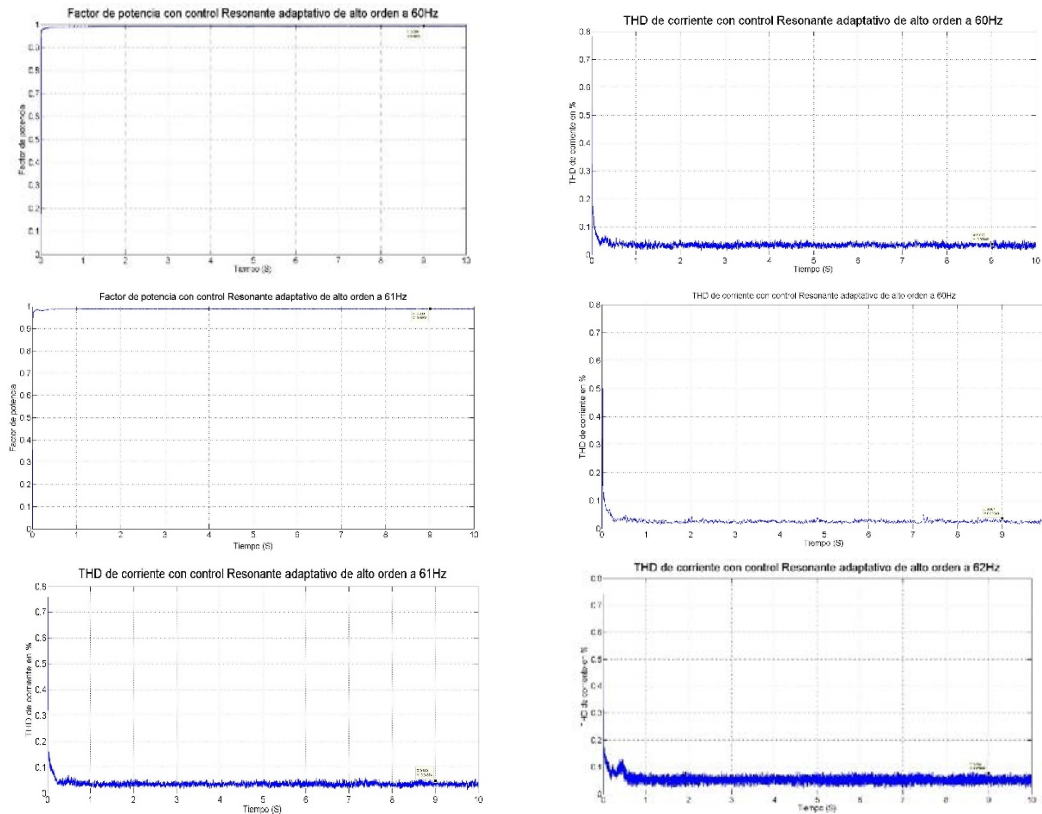


Figura 2-33. Desempeño del THD de corriente y factor de potencia con control resonante de frecuencia adaptativa a distintas frecuencias

Como se observa en la figura 2-33, se simuló el sistema bajo distintas frecuencias de entrada y en cada una de las simulaciones se consiguieron resultados que superaron el factor de potencia de 0.9. Esto lo hace notablemente más robusto frente a las variaciones de frecuencia que su homólogo de frecuencia fija.

Con respecto al THD de corriente, en todas las frecuencias el sistema de control consigue una forma de onda de corriente con una distorsión armónica total menor al 7%, este valor se consigue para las frecuencias de 58Hz y 62Hz, mientras que para las frecuencias más cercanas a 60Hz como 59Hz y 61Hz, el THD de corriente alcanzado es del 3%. Lo anterior, hace de esta estrategia de control una de las óptimas para el buen desempeño de un rectificador monofásico desde la perspectiva de calidad de la energía, medido desde indicadores como THD y factor de potencia.

2.4.5 Simulaciones de control repetitivo aplicado a planta monofásica

Otra estrategia de control basada en el principio del modelo interno es el control repetitivo, el cual tiene un comportamiento similar al control resonante, ya que posee una ganancia muy grande en la frecuencia de la señal periódica que se quiere rechazar; pero, con la diferencia que tiene picos de ganancia muy grandes en todos los armónicos impares de la frecuencia fundamental a la que se sintoniza

el controlador, en el diagrama de Bode (figura 2-34) se puede detallar el comportamiento en frecuencia de este controlador.

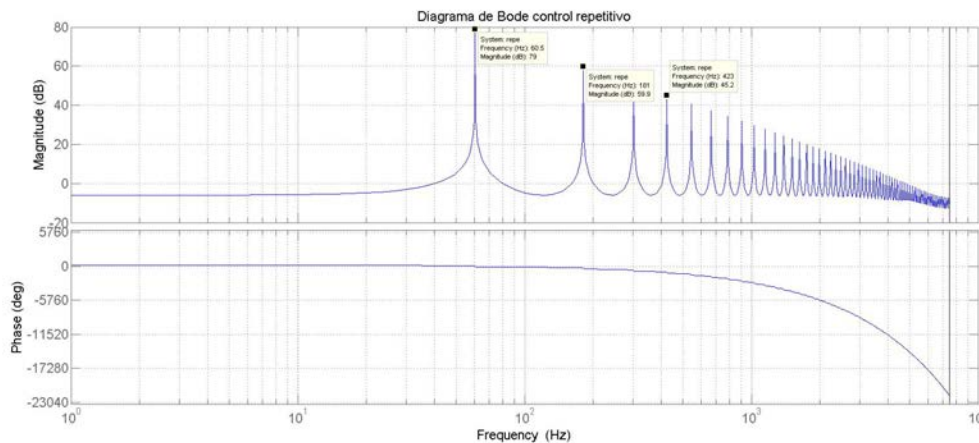


Figura 2-34. Diagrama de Bode del control repetitivo

Utilizando este controlador, los parámetros de distorsión armónica total (THD) y factor de potencia obtenidos a la frecuencia de 60Hz, muestran un excelente resultado como se evidencia en la figura 2-35.

Allí se pone en evidencia que el THD logra un valor de 0.01%, lo cual indica que es una onda totalmente sinusoidal y no existen frecuencias armónicas en esta corriente, ya que prácticamente todas las frecuencias impares son rechazadas por el controlador. Debido a esto, la forma de onda y la fase obtenida por este controlador son muy cercanas a la onda de referencia generada a partir del PLL, lo cual se ve reflejado en un alto factor de potencia (0.996). Esto hace que la estrategia de control propuesta sea una de las más aconsejables de usar, en casos en que la frecuencia de la red no presente variaciones.

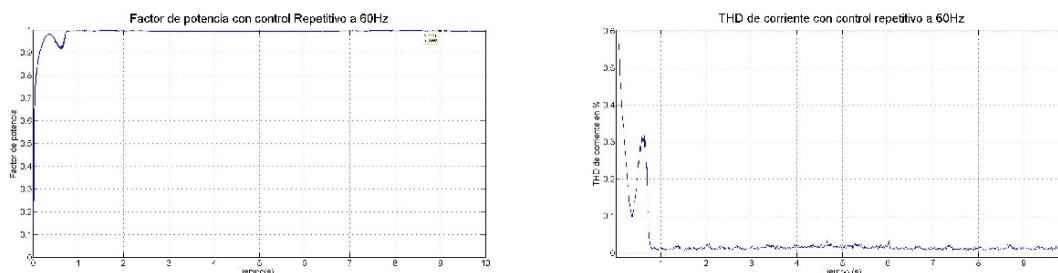


Figura 2-35. THD de corriente y Factor de potencia implementado control repetitivo a 60Hz

Lamentablemente, al igual que con el control resonante, esta estrategia no es robusta frente a las variaciones de frecuencia, como se muestra en el diagrama de Bode de la figura 2.34.

Allí se puede visualizar que la alta ganancia del sistema solo se presenta a la frecuencia de ajuste y su frecuencias armónicas impares. En la figura 2-36 se

muestra el comportamiento del THD y el Factor de potencia simulando el sistema bajo diferentes frecuencias en el voltaje de entrada.

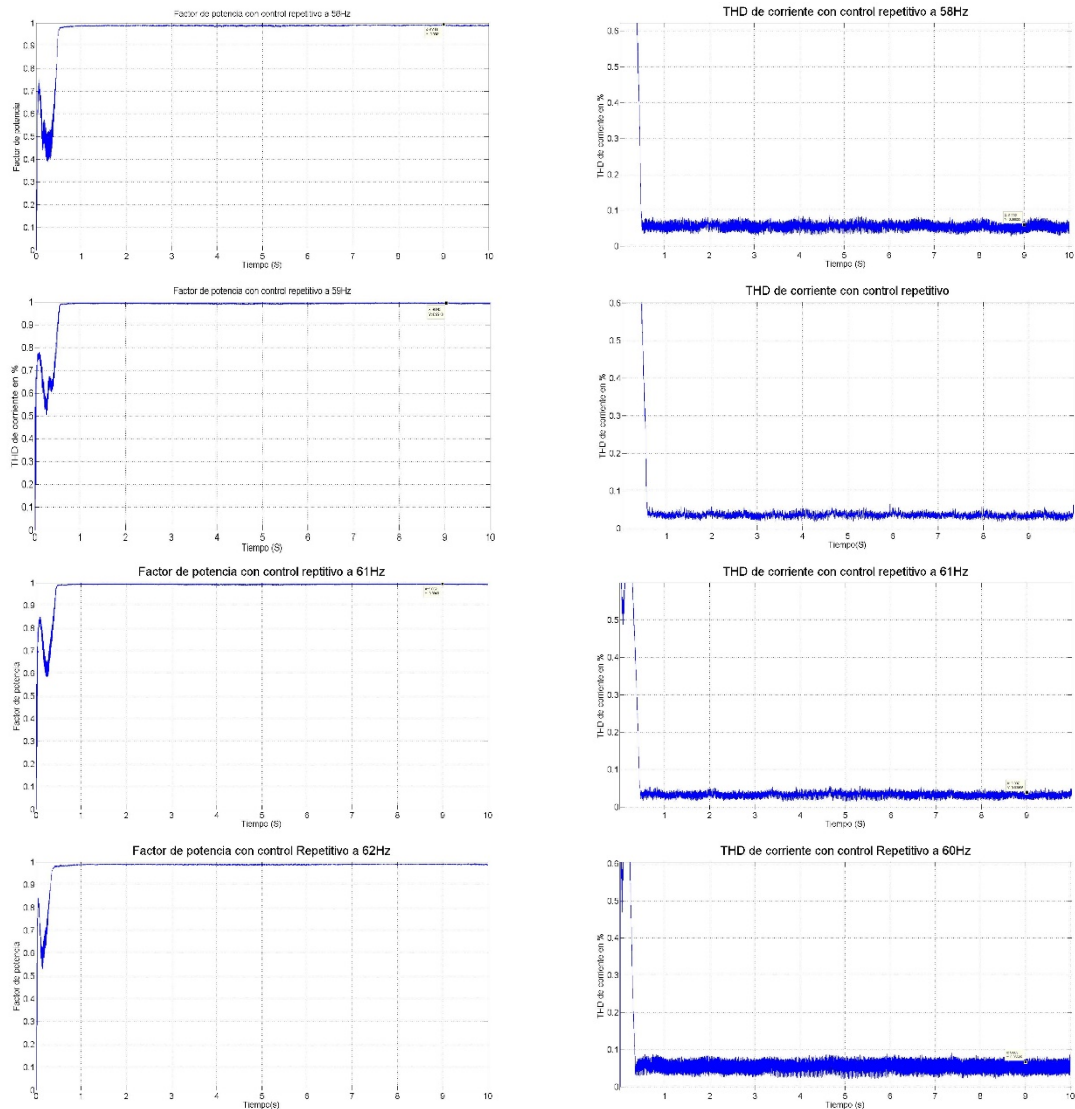


Figura 2-36. Desempeño de control repetitivo en THD y factor de potencia a diferentes frecuencias

Bajo distintas condiciones de frecuencia de entrada, pese a que el sistema se mantiene estable, los THD de corriente se ven afectados en 58Hz, el valor de distorsión armónica total conseguido es de 6%, mientras en 59Hz y 60Hz el THD de corriente obtenido es de 4%. Lo cual muestra claramente la degradación de este parámetro conforme se va alejando la frecuencia de entrada de los 60Hz, al que fue sintonizado el control repetitivo.

2.4.6 Control repetitivo de alto orden aplicado a planta monofásica

Una alternativa para aliviar el problema de las variaciones de frecuencia en el control repetitivo, es ampliar el ancho de las frecuencias a la que este tiene alta ganancia, esto se logra con la implementación del control repetitivo de alto orden. Elevando al cuadrado la función de transferencia en el denominador, obteniendo unos picos más anchos vistos a través del diagrama de Bode.

En la figura 2-37 se muestra una comparación de los diagramas de Bode de un control repetitivo y un control repetitivo de alto orden, el color rojo muestra la respuesta en frecuencia del modelo de alto orden presentando picos de frecuencia más anchos, que se reflejan en robustez frente a variaciones leves de frecuencia.

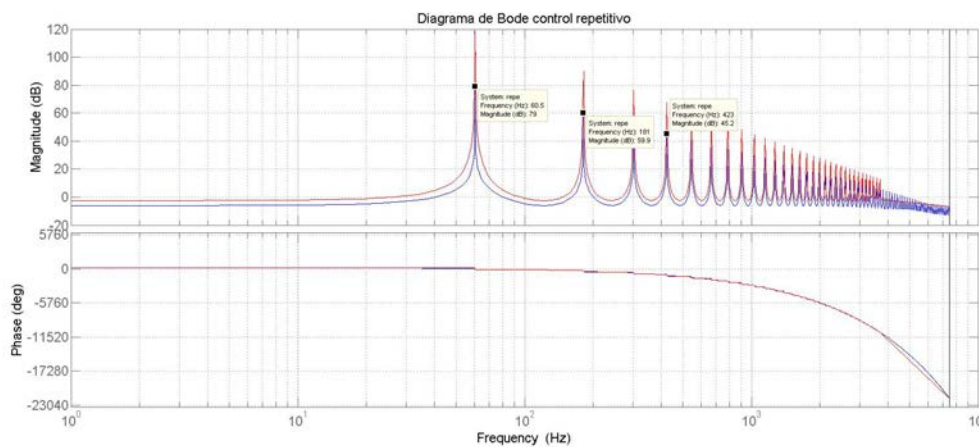


Figura 2-37. Comparación del diagrama de Bode de control repetitivo de alto orden con el control repetitivo normal

En la figura 2-38 se observa el comportamiento de la simulación de esta estrategia de control a diferentes frecuencias, allí se destaca que en ninguno de los casos los THD de corriente superan los valores de 10% y el factor de potencia no disminuye de 0.96. Esta estrategia también es recomendable si se presentan variaciones leves de frecuencia en la red donde se pretende instalar el rectificador.

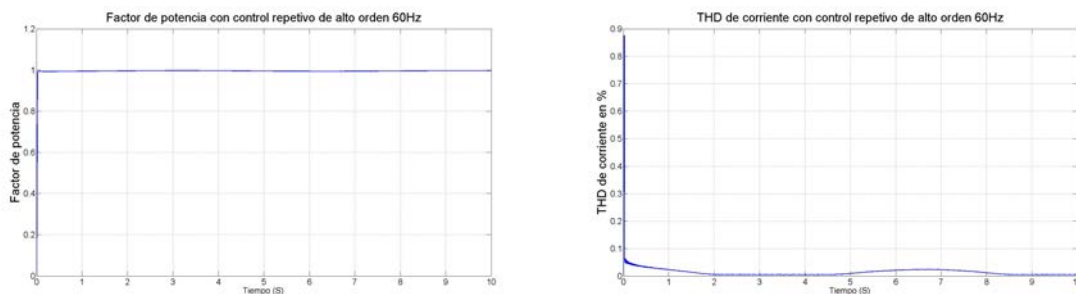


Figura 2-38. Factor de potencia y THD de corriente con control repetitivo de alto orden

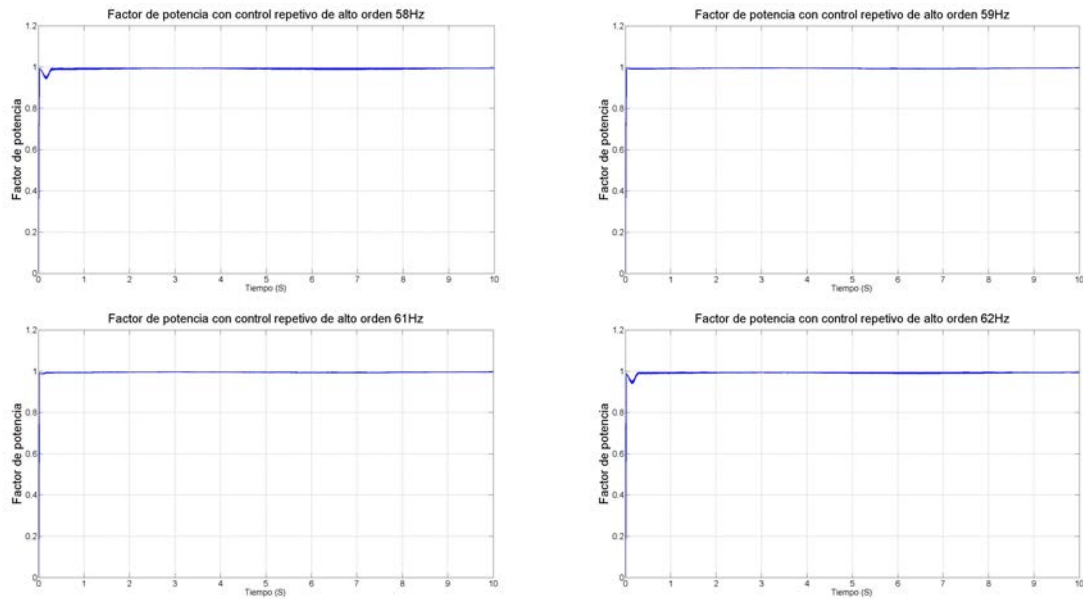


Figura 2-39. Factor de potencia con control repetitivo de alto orden a distintas frecuencias

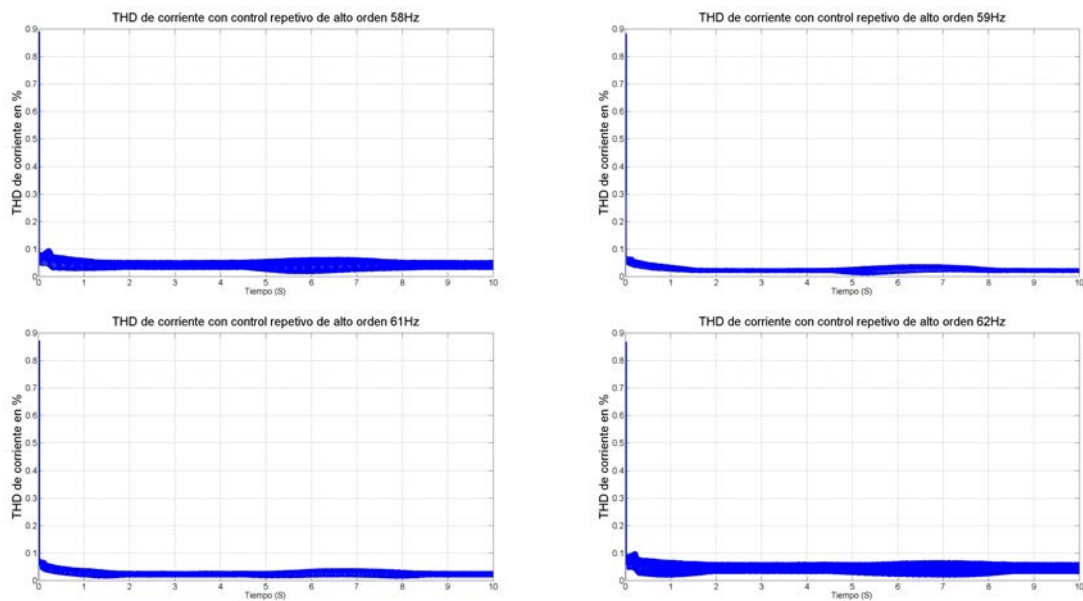


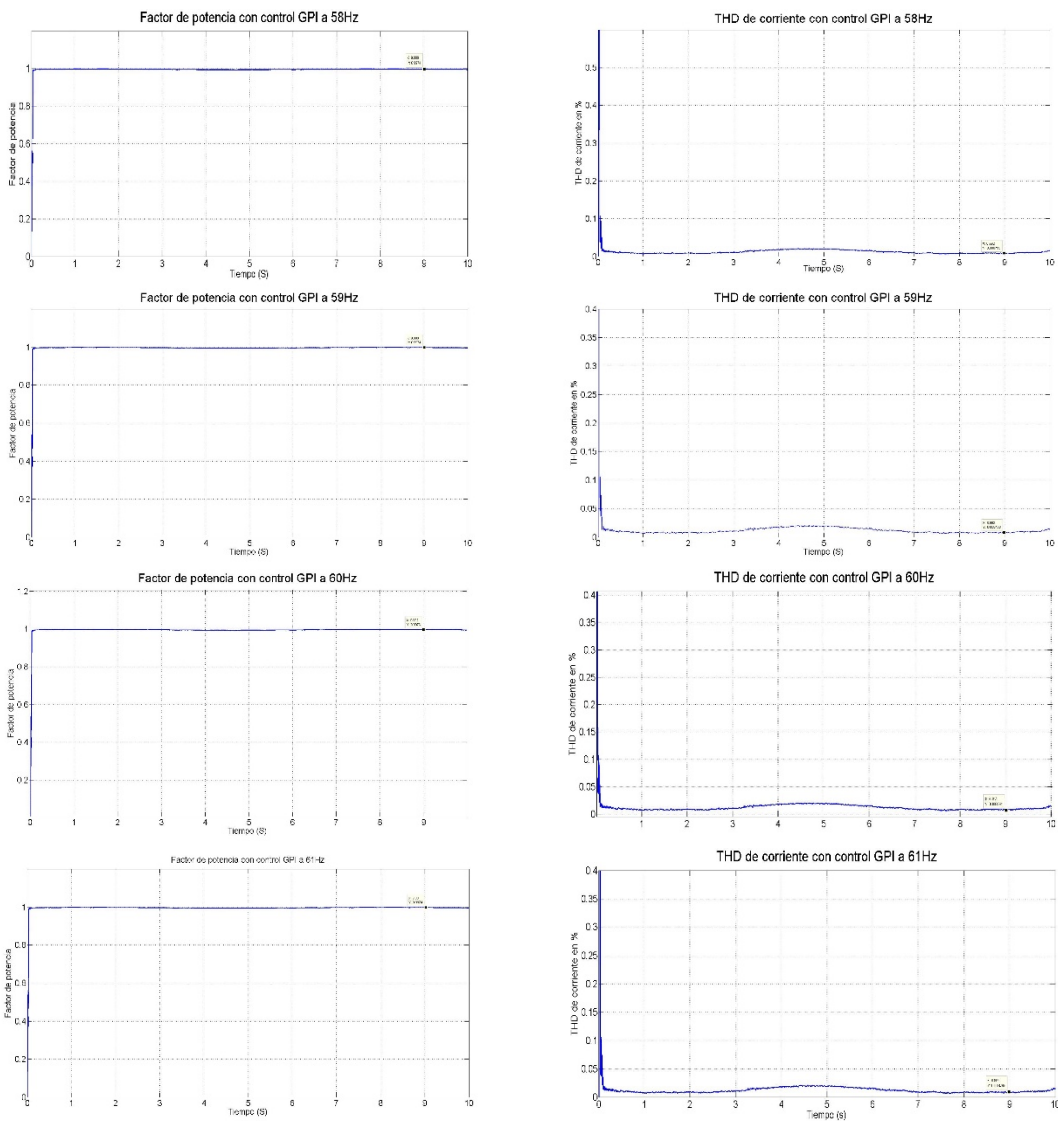
Figura 2-40. THD de corriente con control repetitivo de alto orden a diferentes frecuencias

2.4.7 Control GPI aplicado a la planta monofásica

La última estrategia de control propuesta es un control PI generalizado, el cual apoya su funcionamiento en un observador que estima las perturbaciones que afectan el sistema y las reinyecta en el control para rechazarlas. Realizando simulaciones de esta estrategia de control y revisando los resultados obtenidos de distorsión armónica total (THD) y factor de potencia, se destaca que este control en la simulación es más robusto, como se corrobora en la gráfica 2-41.

En la referida grafica se observa que pese a que el sistema tiene variaciones en la frecuencia de entrada, tanto el factor de potencia como el THD de corriente, tienen leves variaciones. De manera tal que el menor resultado en factor de potencia es de 0.9974 y el mayor de THD de corriente es de 0.0087%.

A partir de la simulación, se puede considerar que el control GPI es robusto frente a variaciones de frecuencia, tiene un alto desempeño en el seguimiento de la referencia sinusoidal y puede rechazar las perturbaciones que se presentan en el sistema como los armónicos que posee la red eléctrica en el voltaje. A pesar de estas bondades, en las implementaciones reales del controlador no se logra el mismo desempeño, ya que las ganancias a frecuencias altas alcanzan a amplificar el ruido presente en el sistema, lo que no permite su adecuada implementación.



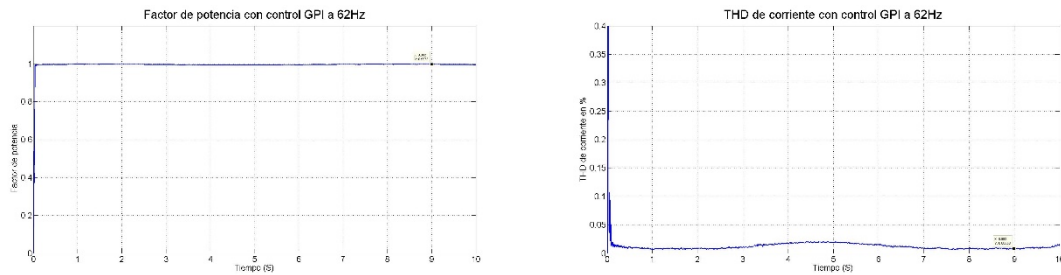


Figura 2-41. Desempeño del control GPI en THD y Factor de potencia a diferentes frecuencias

En la tabla 2-1 se resumen los resultados de los desempeños tanto de THD de corriente como de factor de potencia con cada uno de los controladores, de esta tabla se resalta que el controlador que mejor cumple con los objetivos propuestos (Factor de potencia cercano a la unidad y THD de corriente cercano a 0), es el control GPI, seguido por el control repetitivo de alto orden. Lo que ratifica lo descrito a lo largo del capítulo.

Tabla 2-1. Resumen de los desempeños de THD y factor de potencia con distintos controladores

CONTROLADOR	THD DE VOLTAJE	THD DE CORRIENTE	FACTOR DE POTENCIA
LAZO ABIERTO	6	97	0,71
PI	6	12	0,94
RESONADOR	6	2,65	0,9904
RESONADOR FRECUENCIA VARIABLE	6	3,54	0,9899
REPETITIVO	6	2,13	0,996
REPETITIVO DE ALTO ORDEN	6	1,76	0,9958
GPI	6	0,6	0,9973

Gracias a su estructura no dependiente de la frecuencia, hace que este tipo de estrategias aplicadas a los rectificadores controlados permitan un alto desempeño en simulación, ya que el seguimiento de la onda de referencia es casi perfecto, lo que garantiza un desfase muy pequeño, (alto factor de potencia), y muy bajo contenido armónico en corriente (bajo THD de corriente).

3. RECTIFICADORES TRIFASICOS CONTROLADOS

El caso de los rectificadores trifásicos es similar al caso monofásico hablando desde el punto de vista de control, ya que los objetivos de control permanecen igual, generar un voltaje DC dado por una referencia, y darle forma sinusoidal a la corriente en fase con el voltaje para de esta forma tener un factor de potencia cercano a la unidad, y un THD lo más cercano al 0%, en la corriente [18].

La diferencia radica en que el objetivo de control del lazo de corriente, debe cumplirse para las 3 fases de entrada con los respectivos desfases de una corriente trifásica, (la suma vectorial de las corrientes es igual a 0, debido a los desfases de 120 grados existentes entre las distintas corrientes).

Para cumplir con estos objetivos de control a través de los años se han desarrollado distintas topologías de rectificadores trifásicos que permitan altos desempeños y eficiencia energética, en la figura 3-1, se muestra una clasificación de las distintas topologías de control[43-45], dentro de las topologías más estudiadas de rectificadores trifásicos que pueden lograr la unidad en el factor de potencia y pueden devolver energía a la red, se encuentran el rectificador tipo Viena y el rectificador de puente completo de 6 transistores.

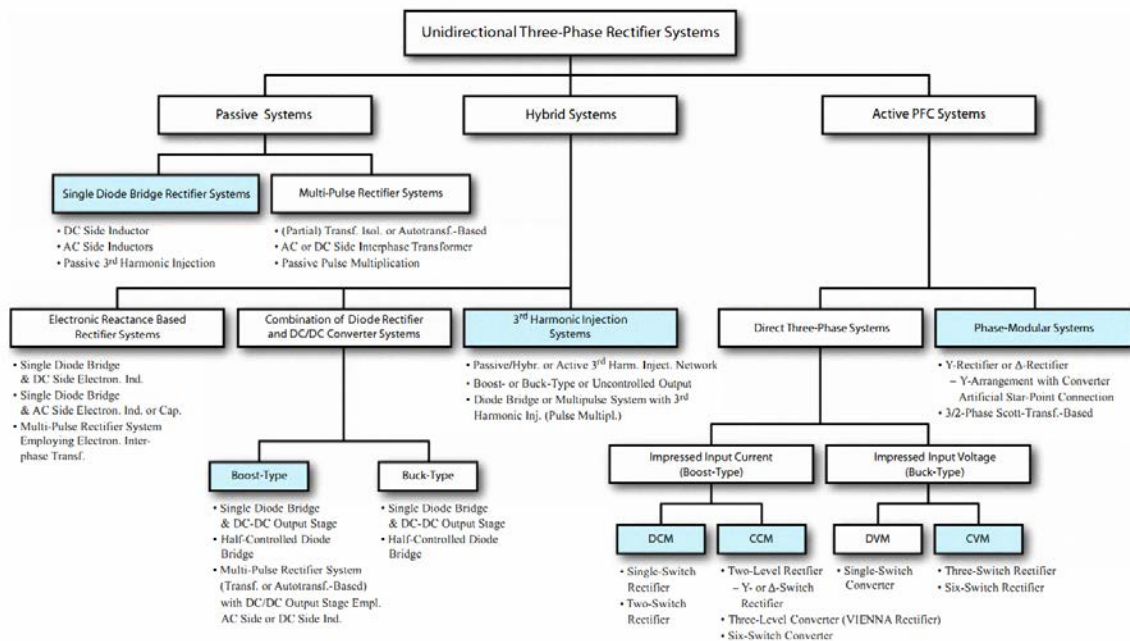


Figura 3-1 Clasificación de los rectificadores trifásicos [43-45]

Entre estos 2 tipos de topologías, la que más interés genera es el rectificador de puente completo con 6 transistores[44], ya que como se observa en la figura 3-2, la cantidad de elementos semiconductores de potencia que se necesitan es menor disminuyendo los costos, aunque tiene la desventaja de que no pueden encenderse 2 transistores en la misma rama al mismo tiempo, lo que implica

agregar un tiempo muerto en las señales de modulación, cosa que no ocurre en el rectificador tipo Viena, pero aun así sigue siendo de los más populares en la industria y en la academia.

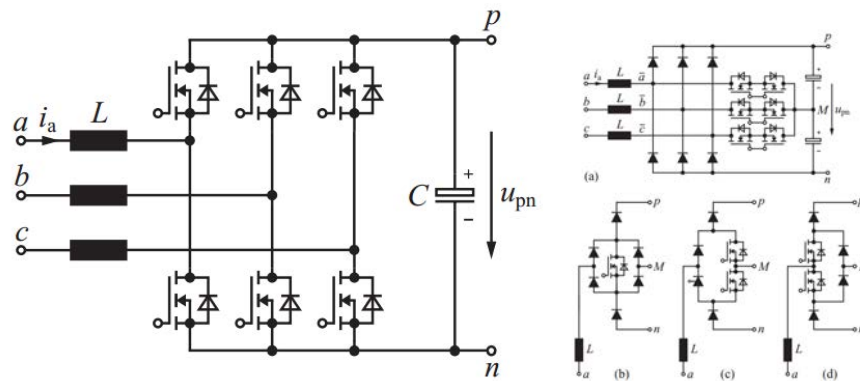


Figura 3-2 a) rectificador de puente completo con 6 transistores, b) rectificador tipo Viena [44]

Una diferencia entre el rectificador monofásico y el trifásico es la disminución del rizado en el voltaje DC, debido a que los rectificadores trifásicos entregan potencia constante ya que sus voltajes y corrientes teóricamente son sinusoidales y con un desfase 120 grados. Entregando una potencia muy cercana a una constante.

Al igual que en el rectificador monofásico, la idea es obtener un modelo promediado, para sobre el construir las leyes de control necesarias para cumplir con los objetivos de control planteado.

3.1 Modelo del rectificador trifásico.

Para obtener un modelo promedio del rectificador trifásico se recurre a las leyes de Kirchhoff de voltaje y de corriente. En la figura 3-3 se observa un diagrama con el circuito trifásico incluyendo la fuente trifásica y la resistencia de carga.

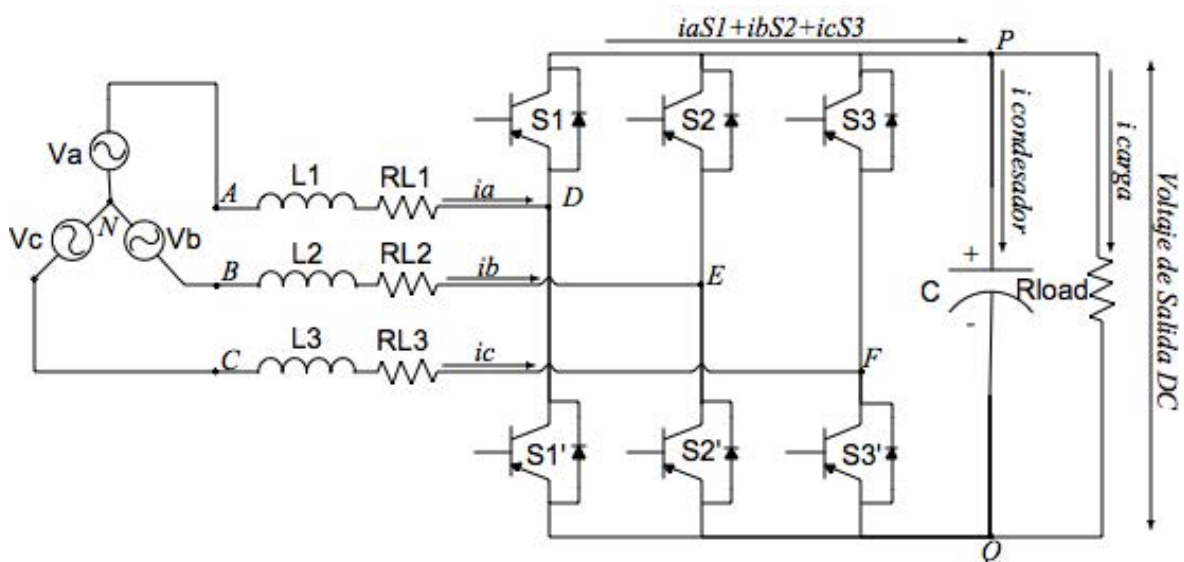


Figura 3-3 Circuito eléctrico del rectificador trifásico

Revisando la malla de la fase A. Se observa que:

$$V_a - (V_{DQ} + V_{QN}) = L1 \frac{di_a}{dt} + RL1i_a \quad (1)$$

Donde el transistor S1 esta encendido y el transistor S1' está apagado,

$$d_a^* = 1, \quad d_a'^* = 0 \quad (2)$$

Y

$$V_{DQ} = i_a R_s + V_d \quad (3)$$

Donde R_s es la resistencia del transistor, y V_d es el voltaje del diodo
Reemplazando en la ecuación (1)

$$L1 \frac{di_a}{dt} + RL1i_a = V_a - [(i_a R_s + V_d)d_a^* + (i_a R_s)d_a'^* + V_{QN}] \quad (4)$$

Debido a que el transistor encendido es S1 o S1' pero no los dos, solo uno de ellos conduce por lo tanto.

$$d_a^* + d_a'^* = 1 \quad (5)$$

Por lo tanto la ecuación (4) puede reescribirse como:

$$L1 \frac{di_a}{dt} = -Ri_a - (V_d d_a^* + V_{QN}) + V_a \quad (6)$$

Donde $R = RL1 + R_s$, que es la resistencia en serie total en una fase.
Siguiendo la misma metodología para la fases a y b

$$L2 \frac{di_b}{dt} = -Ri_b - (V_d d_b^* + V_{QN}) + V_b \quad (7)$$

$$L3 \frac{di_c}{dt} = -Ri_c - (V_d d_c^* + V_{QN}) + V_c \quad (8)$$

Sabiendo que para un sistema trifásico sin neutro, la suma de corrientes es igual:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (9)$$

Y asumiendo que el voltaje de la red está totalmente balanceado.

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (10)$$

El voltaje V_{QN} puede obtenerse sumando las ecuaciones de la 6 a las 8

$$V_{QN} = \frac{-V_d}{3} (d_a^* + d_b^* + d_c^*) \quad (11)$$

Para la ecuación del condensador se puede escribir de la siguiente forma según el circuito de la figura 3-3.

$$C \frac{dV_p}{dt} = i_a d_a^* + i_b d_b^* + i_c d_c^* - \frac{(V_p)}{Rl_{aod}} \quad (12)$$

Donde las ecuaciones (6), (7), (8) y (9) son el modelo de la planta [46, 47].

Reorganizando estas ecuaciones en un diagrama de bloques como el de la figura 3-4. Se observa el modelo completo de la planta.

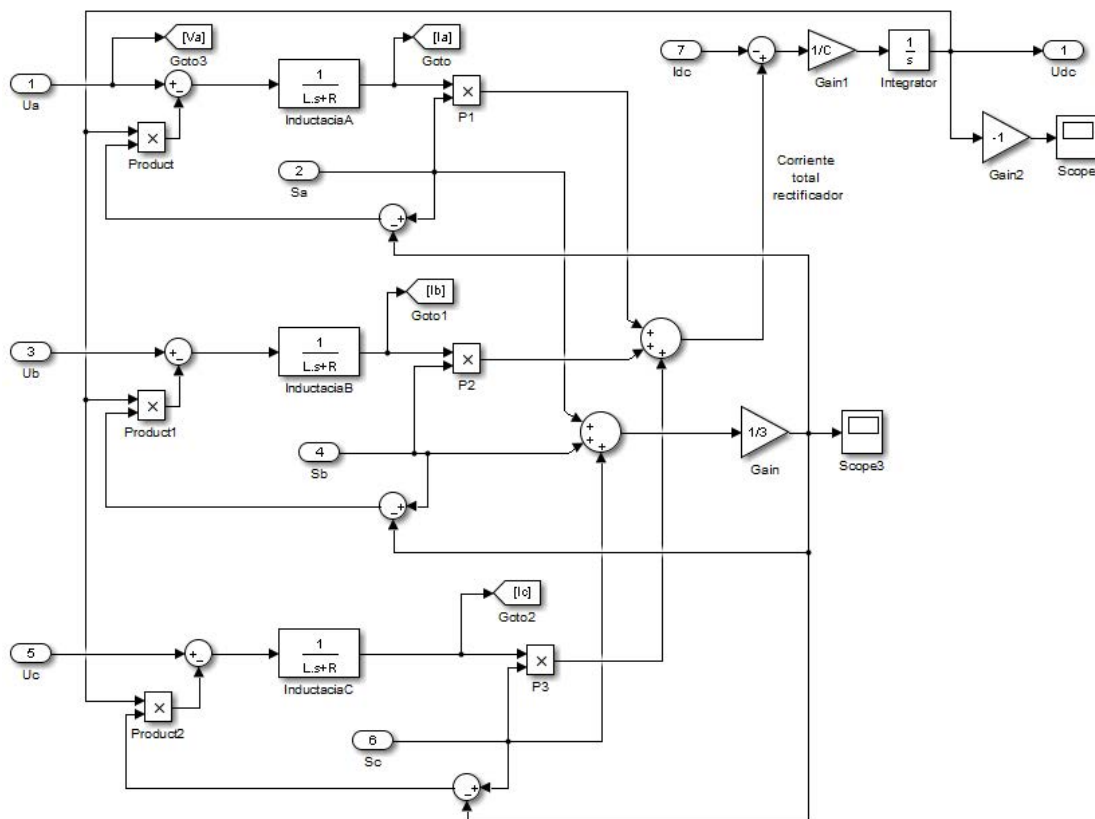


Figura 3-4 Diagrama de bloques de la planta

En este diagrama se observa que existe un acople entre las fases debido a la ecuación (11), lo cual hace que el sistema de control deba vivir con dicho acople y poder de seguir la referencias.

Al igual que en el sistema monofásico este sistema puede verse con las mismas consideraciones para generar la señal de referencia, el controlador de voltaje DC, el filtro y todas las consideraciones supuestas en el capítulo 2, pero para la parte de los controladores de corrientes es necesario agregar un controlador para cada

fase. Con las mismas consideraciones tomadas en cuentas en el diseño monofásico.

En las simulación de la figura 3-5. Se muestra el modelo promediado con una entrada trifásica de voltaje balanceada, esta simulación esta compuesta por 2 grandes bloques, el bloque PFC, contiene un esquema que representa un modelo igual al de la figura 3-4. Y el bloque de control agrega los controladores necesarios para cumplir con los objetivos de control.

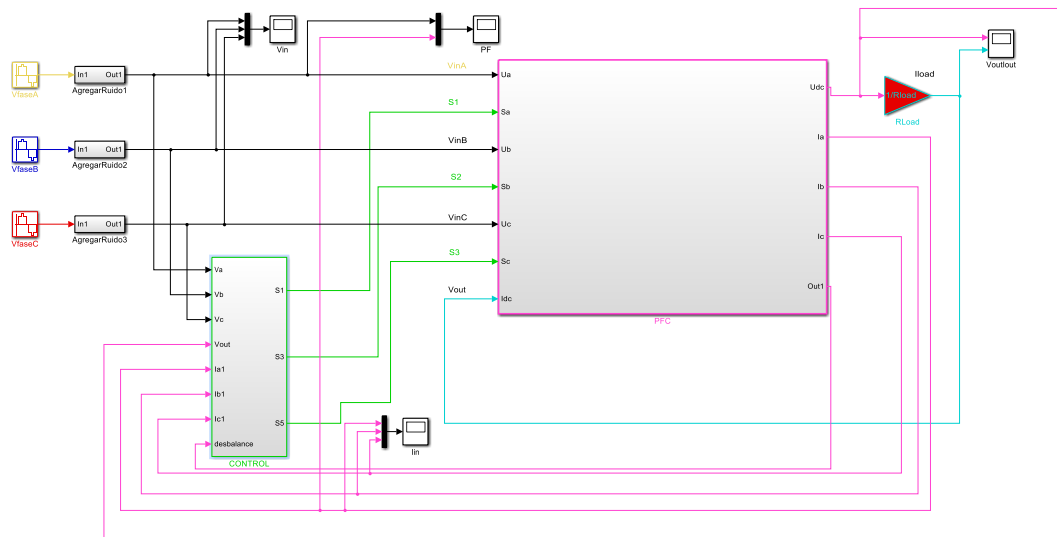


Figura 3-5 Simulación de un PFC trifásico con modelo y control promediados

En la figura 3-6. Se aprecia los bloques de control necesarios, al igual que el caso Monofásico se necesita un control en el lazo de voltaje, que manipule la amplitud de la referencia de la corriente de entrada, en el caso de la simulación suponemos que el voltaje de entrada es perfectamente balanceado y sin armónicos por lo tanto se puede usar como la onda sinusoidal que modificara su amplitud con la multiplicación de la salida de control. Posteriormente se agregaran 3 controladores, en este caso el mismo controlador PI del capítulo 1 del lazo de corriente, pero agregándolo a cada una de las 3 fases, lo que permitirá manipular la forma de la corriente en cada una de las 3 fases.

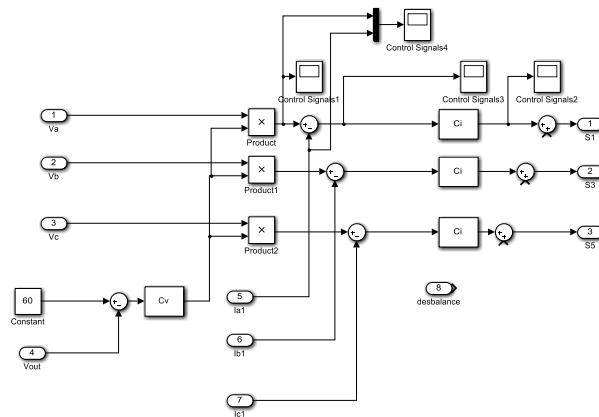


Figura 3-6 Esquema de control para un rectificador trifásico

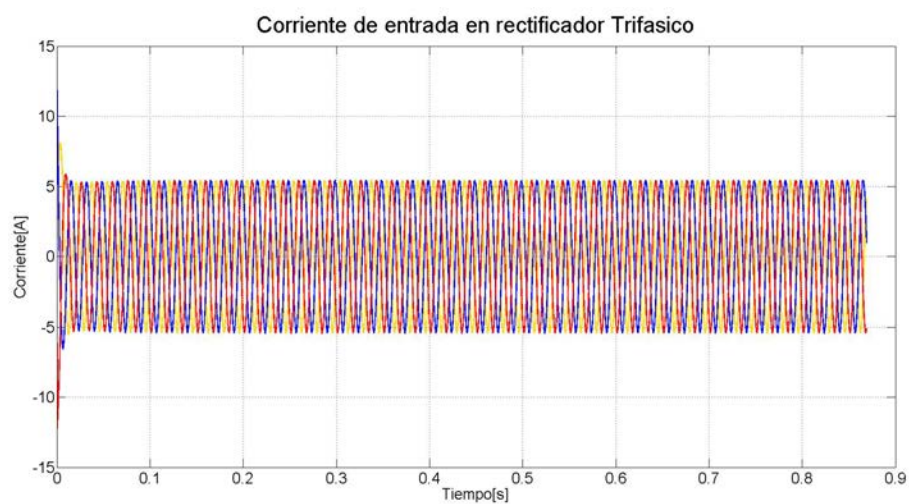


Figura 3-7 Corrientes trifásicas de entrada

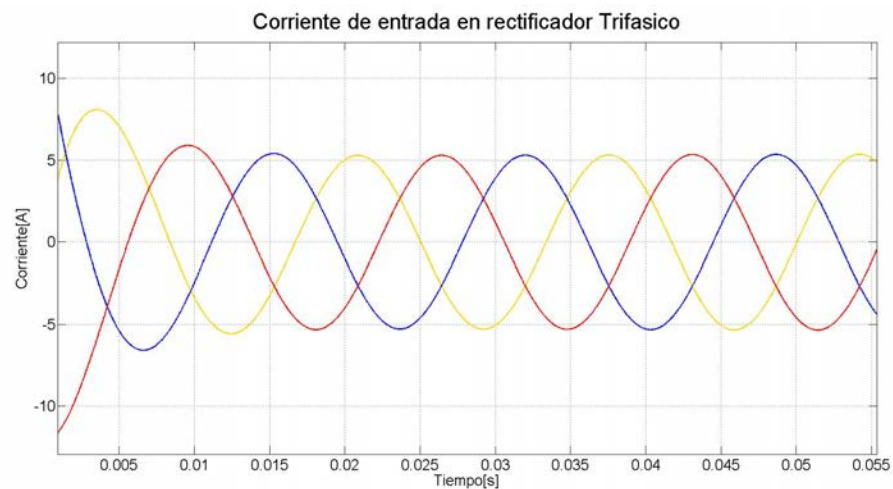


Figura 3-8 Transitorio de la corrientes de entrada

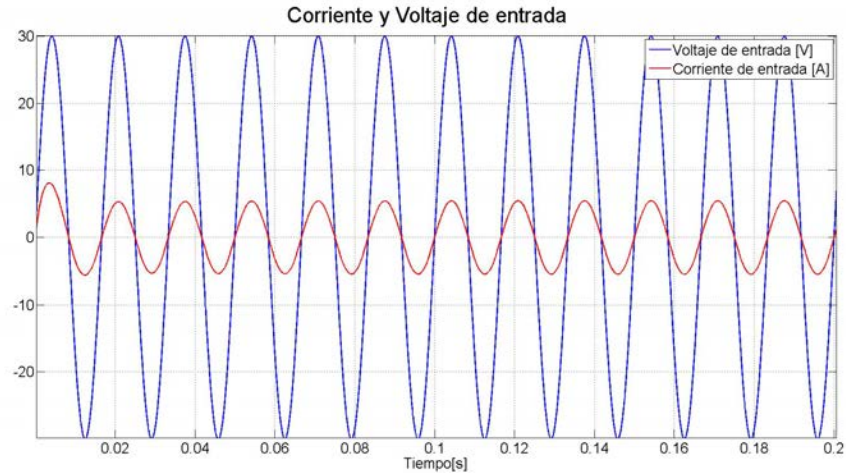


Figura 3-9 Voltaje y corriente de entrada en la fase A

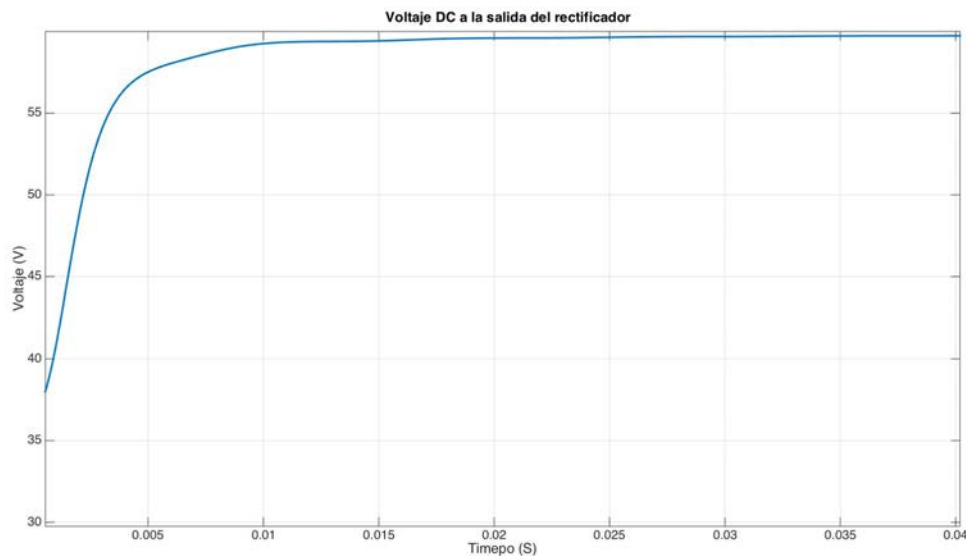


Figura 3-10 Voltaje DC a la salida del rectificador

Como se observa en los resultados de la simulación (figuras 3-7 a 3-10), la corriente logra una forma sinusoidal, con desfases de 120 grados entre ellas, es decir la sumatoria de corrientes es igual a 0, y dichas corrientes están en fase con la respectiva fase de voltaje lo que implica un alto factor de potencia en cada uno de las fases, aparte de en la figura 3-10 se observa el voltaje de salida DC entregado por el rectificador, y se aprecia que sin necesidad del filtro se obtiene un voltaje prácticamente constante.

Realizando esta simulación nuevamente con el Toolbox de Simulink® Sim Powersystem, se observan unos resultados similares, con la diferencia de que aparece una señal de alta frecuencia en la corriente debido a la conmutación de los IGBTs.

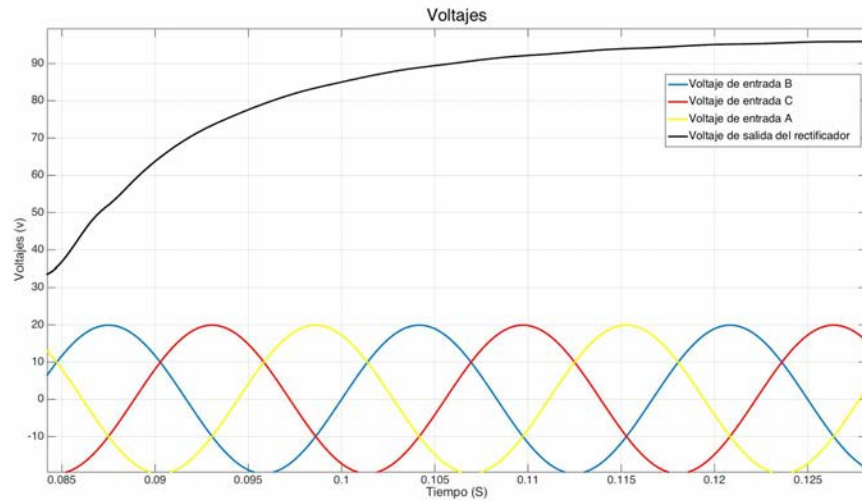


Figura 3-11 Voltajes de entrada trifásicos, y voltaje de salida DC del rectificador

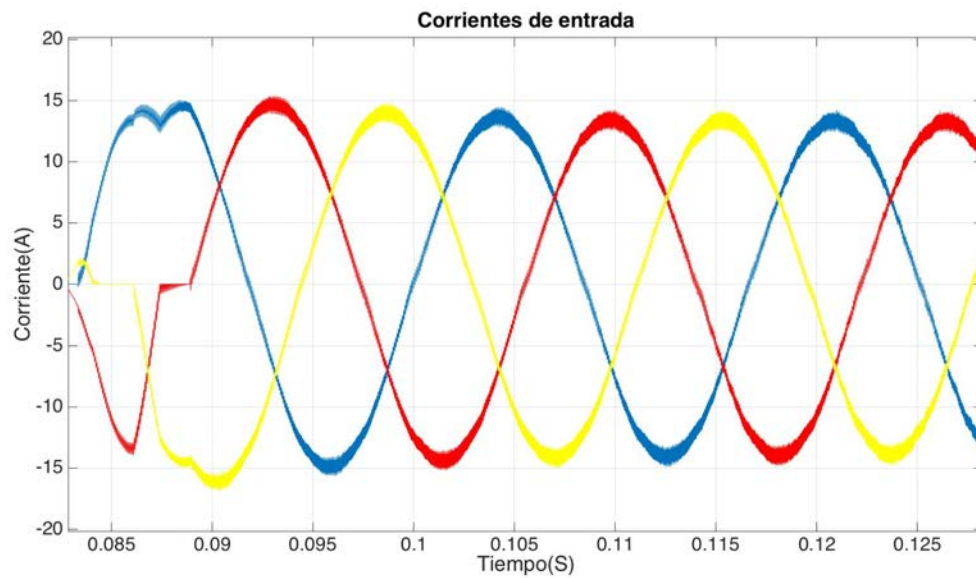


Figura 3-12 Corrientes de entrada en simulación conmutada

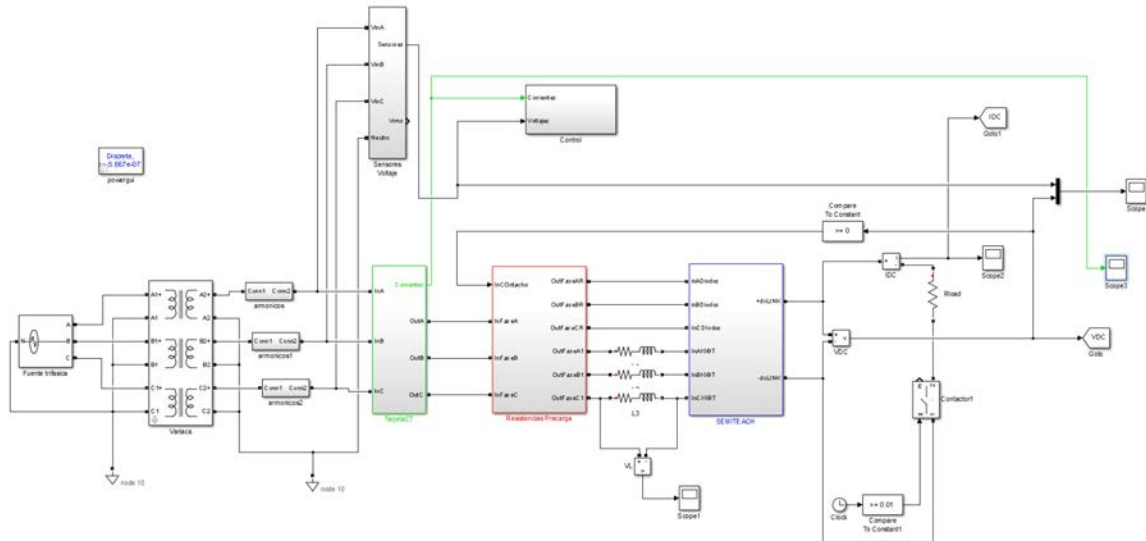
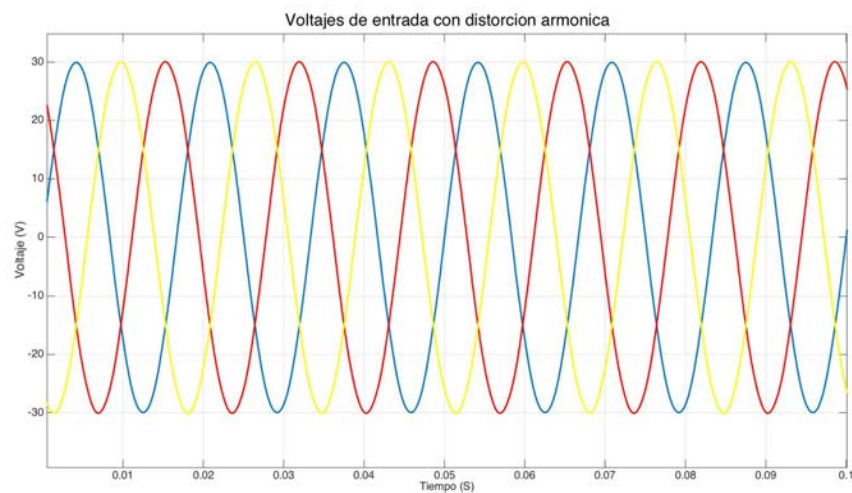
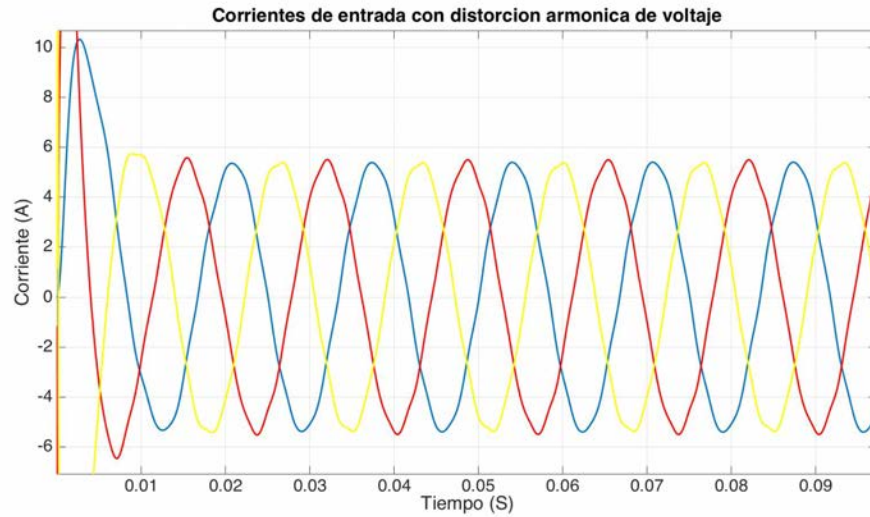


Figura 3-13 Modelo de Simulink conmutado

Al agregar un armónico en este caso el 9, con una amplitud 0.1 Voltios en el voltaje de entrada, se alcanza a observar cómo se afecta la forma de la onda, y la degradación del THD de corriente en la entrada, y por lo tanto la modificación del THD. Si a esta simulación se le agrega un armónico de 0.5 en amplitud, en el tercer armónico se observa la pérdida total del objetivo de control de corriente, ya que la onda no tiene ninguna forma sinusoidal.





Este es un problema difícil de atacar que poseen estos controladores, la presencia de armónicos en la red genera desbalance en los sistemas trifásicos de voltaje y corriente, provocando que el acoplamiento reinyecte esos armónicos a todo la planta [48], causando una disminución notable del THD de corriente.

Para solucionarlo se puede aprovechar los controladores desarrollados en el capítulo 2, los cuales en su modelo interno involucran las señales armónicas que afectan en forma de perturbación el sistema, por lo tanto pueden rechazar dichas señales aumentando el desempeño en el seguimiento de la corriente de referencia lo que provoca una disminución en el THD de corriente.

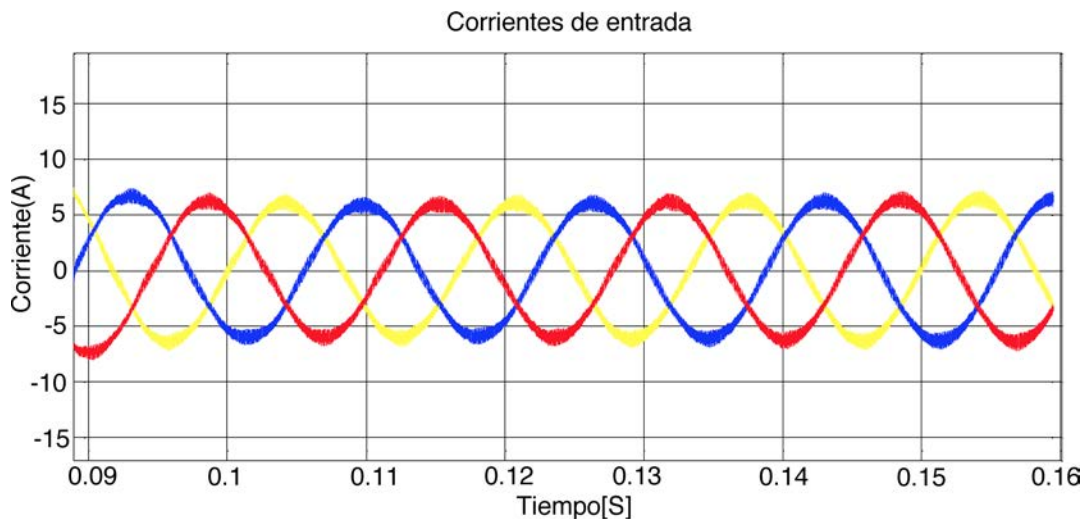


Figura 3-14 Simulación con control resonante

En la figura 3-14. Se muestra una simulación con control resonante donde se observa, que la forma de onda de la corriente sigue manteniendo la forma sinusoidal, a pesar de la presencia de los armónicos que se agregaron en la simulación con control PI.

Otra diferencia notable entre un rectificador monofásico y uno trifásico, es la existencia de un coeficiente de acoplamiento de las señales de control de las tres fases, este coeficiente es descrito por la ecuación 3.11 o en el diagrama de bloques de la figura 3-4 , donde se puede apreciar que este coeficiente depende de la suma de las 3 acciones de control.

Aprovechando que la suma de las corrientes en un sistema trifásico debe ser igual a 0, se puede utilizar esta misma idea en las señales de control S , de esta forma solo es necesario implementar 2 controladores, y con la salida de estos 2 calcular la tercera señal, igualando la ecuación a 0. De esta forma el coeficiente de acoplamiento será igualado a 0. Y el sistema quedara desacoplado. Lo cual permite implementar solo 2 controladores en el tiempo, reduciendo de esta forma el costo computacional incluso reduciendo el uso de sensores tanto en corriente como en voltaje.

En la figura 3.15 se observa la implementación de 2 controladores tipo PI en las fase A y B, y en la fase C, se indica que la señal de control es obtenida como la suma de las 2 señales de control de la fase A y B. En la figura 3.16 se muestran las 3 señales de control en el tiempo.

Otra opción para evitar el coeficiente de acoplamiento es realizar la implementación de las estrategias de control realizando las transformaciones de Park, tanto a los voltajes y a las corrientes. Lo que permite transformar este sistema variante en el tiempo a 60Hz a un sistema DC, en donde la componente d será controlada a partir de las necesidades de carga y voltaje de salida del bus DC, y la componente q su punto de referencia es cero, lo cual implica que los reactivos del sistema serán 0, controlado de esta forma el factor de potencia.

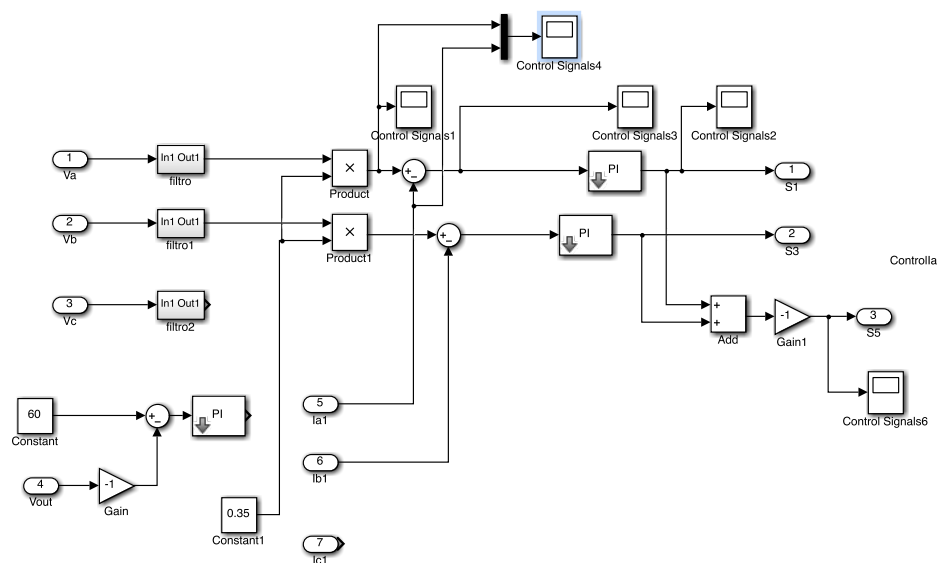


Figura 3-15. Simulación del controlador desacoplado

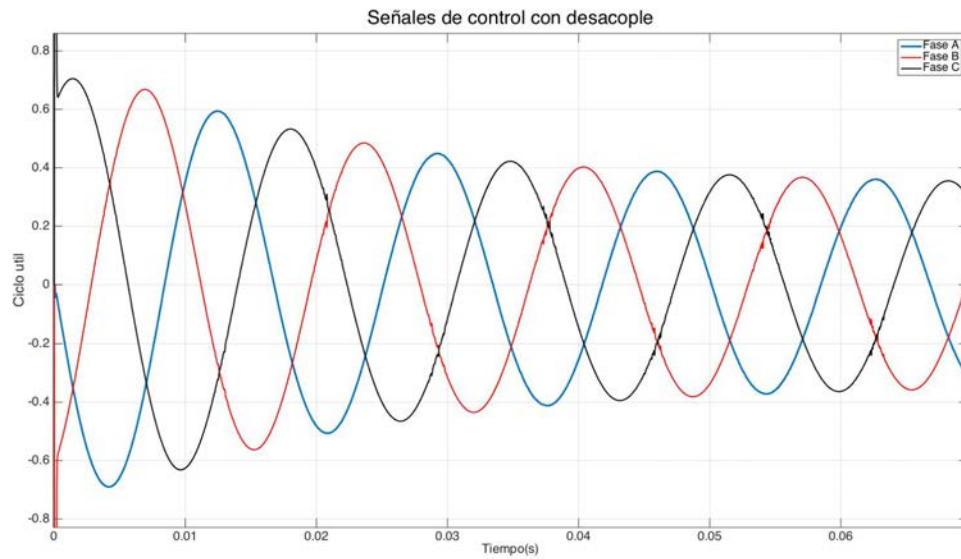


Figura 3-16. Señales de control con el sistema desacoplado

En la figura 3-17 se muestra el diagrama de bloques del algoritmo necesario para controlar el factor de potencia utilizando la transformación DQ.

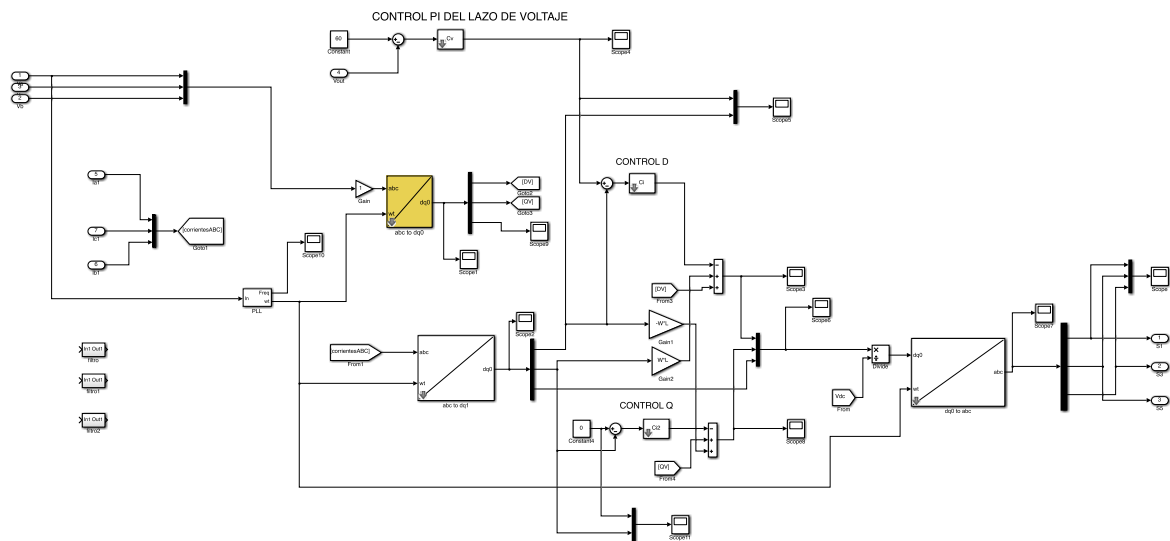


Figura 3-17. Algoritmo PI en DQ

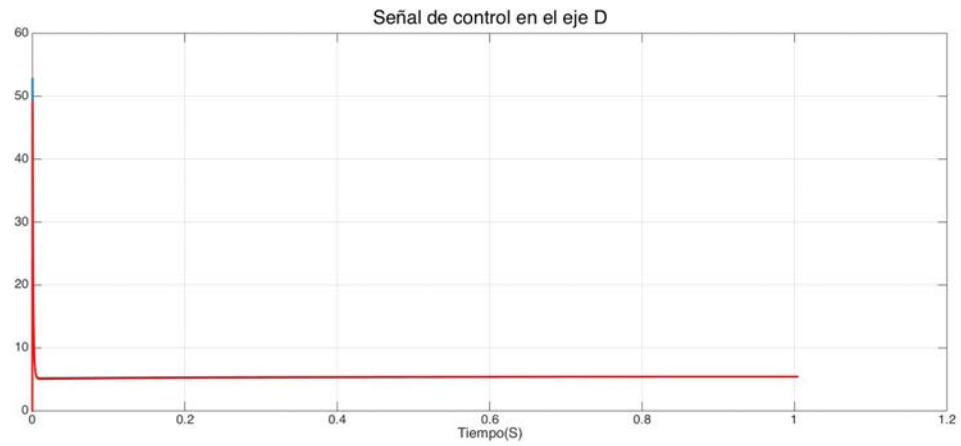


Figura 3-18. Referencia y salida en el eje d

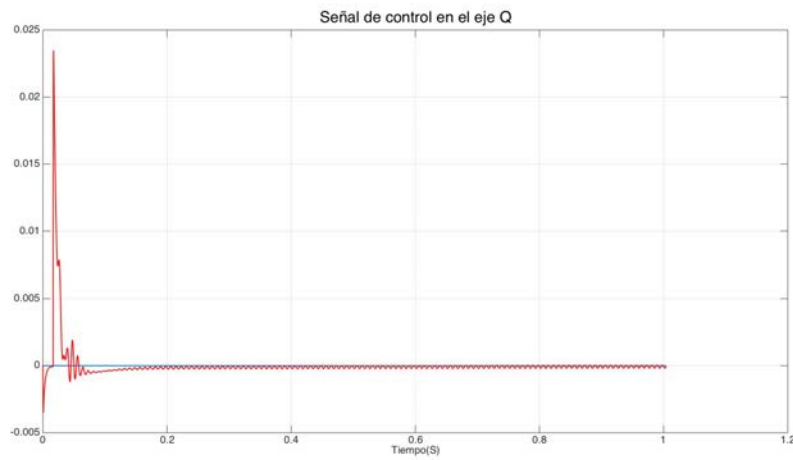


Figura 3-19 Referencia y salida en el eje q

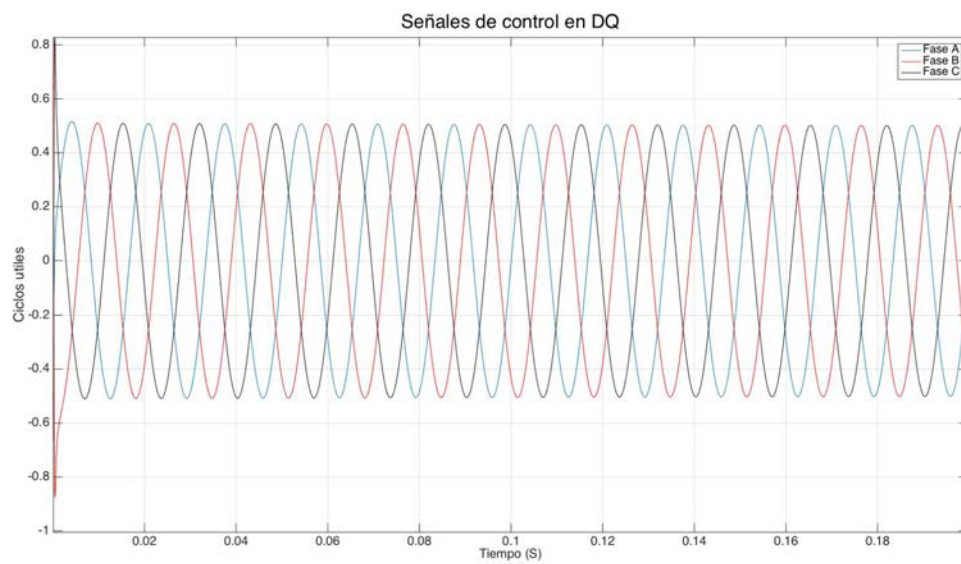


Figura 3-20. Señales de control con el control en transformada DQ

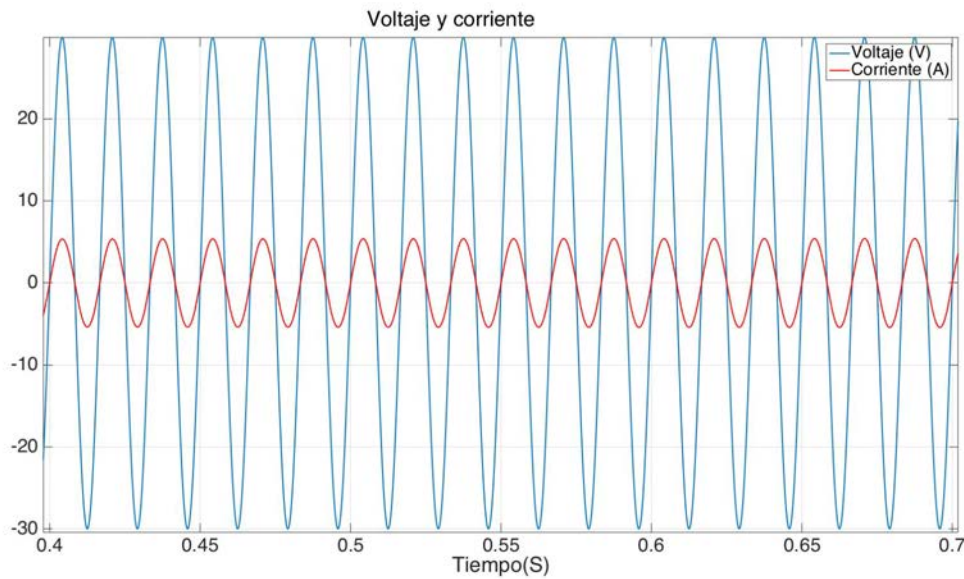


Figura 3-21. Voltaje y Corriente en el tiempo

3.2 Comparación de resultados en la planta trifásica

De igual forma que en el caso monofásico la planta trifásica presenta distintos comportamientos en distorsión armónica de corriente y factor de potencia, tanto en lazo abierto como con las diferentes estrategias de control descritas en este trabajo. Para exponer un caso particular, se omiten los controles en la planta, allí el rectificador se comporta como un puente de diodos trifásico, donde el THD es fuerte y el factor de potencia es distante a la unidad.

En la figura 3-22 se muestra el THD de corriente y el factor de potencia en simulaciones con el Toolbox SimPower System de Simulink. En la grafica se observa que el factor de potencia en cada una de las fases alcanza un valor de 0.7 y la distorsión de corriente tiene un valor de THD cercano al 63%. Ésta situación pone en evidencia que este tipo de rectificadores no cumple con los requerimientos fijados en la reglamentación vigente citada en el capítulo introductorio.

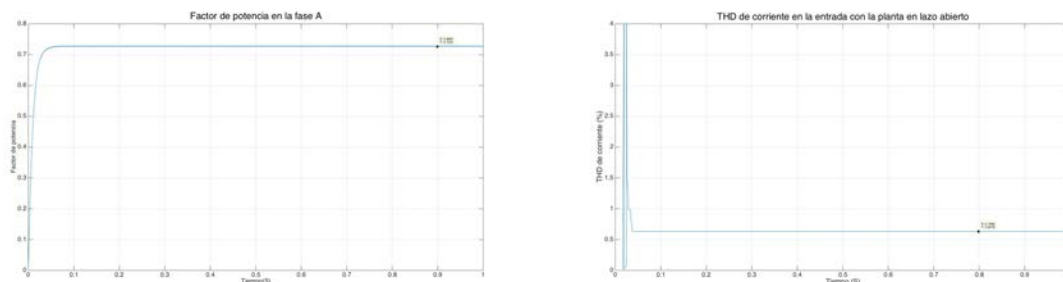


Figura 3-22. Factor de potencia y THD de corriente con la planta en lazo abierto

3.2.1 Control PI en el planta trifásica

Utilizando un control PI en 2 fases, para cerrar el lazo de control, y calculando la acción de control en la tercera fase, utilizando la suma de las acciones de control de las fases restantes; se lleva a cabo una simulación empleando controladores con la estructura de las ecuaciones (x) y (x) presentadas en el capítulo 1. Allí, las distorsiones de corriente medidas con el THD y el factor de potencia en cada una de las fases, modifican su valor respecto a los resultados publicados en la figura 3-23.

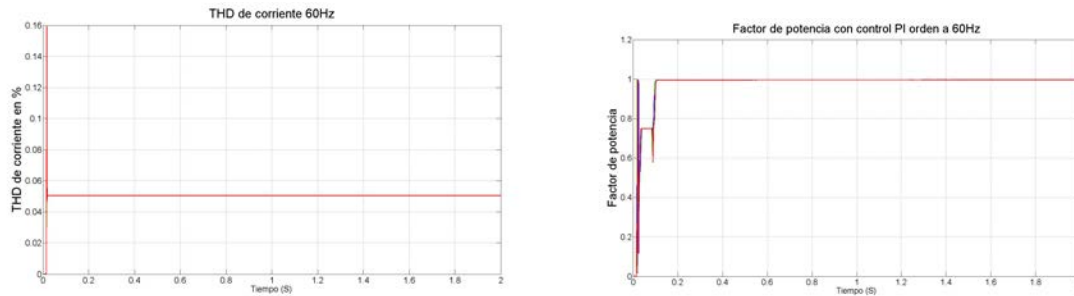
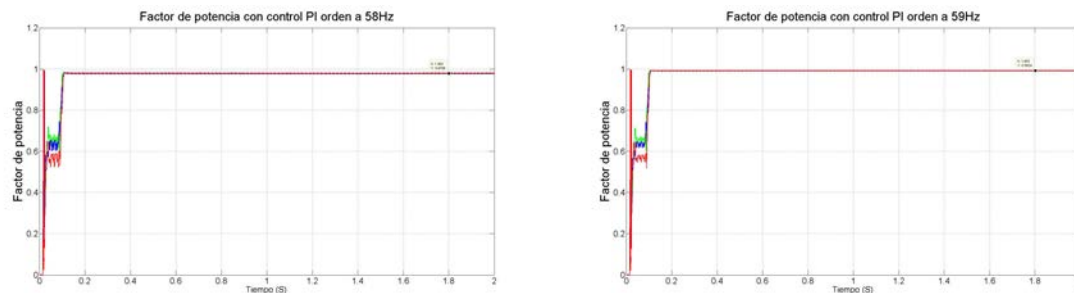


Figura 3-23. THD de corriente y factor de potencia con control PI a 60Hz

En las siguientes graficas se percibe que la introducción del control PI permite aproximar el factor de potencia a un valor muy cercano a la unidad en cada una de las fases con marcaciones de 0,97 y la distorsión de corriente a un 5%. La simulación se realizó utilizando una frecuencia de entrada en el voltaje de 60Hz.

Al introducir variaciones en la frecuencia del voltaje de entrada, se distingue que el factor de potencia a diferentes frecuencias mantiene un buen comportamiento, ya que en ninguno de los casos el factor de potencia marca una cifra inferior al 0,97.

En relación con el THD de corriente, en la figura 3-24 se corrobora que al introducir variaciones en las frecuencias, en el THD se presentan diferentes comportamientos, por ejemplo: a las frecuencias de 58Hz y 62Hz en alguna de las fases el THD de corriente alcanza un valor de 10%, generalmente en la C; mientras que a frecuencias de 59Hz y 61Hz el THD de corriente logra un valor del 6%. Dichos valores presentados en el THD de corriente superan los niveles de THD propuestos para el desarrollo del presente trabajo.



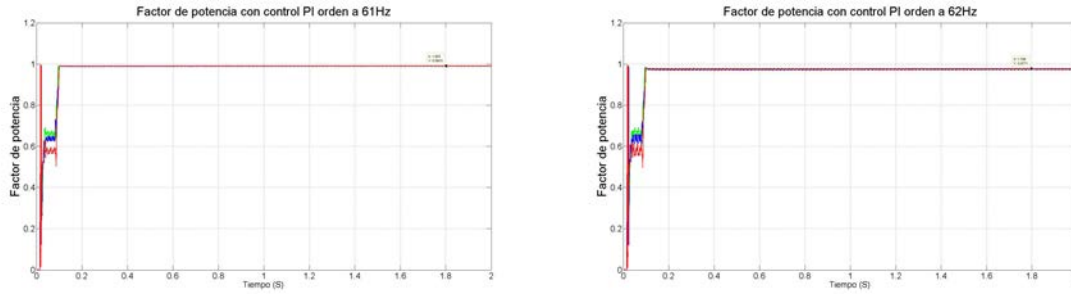


Figura 3-24. Factor de potencia con control PI a diferentes frecuencias de entrada

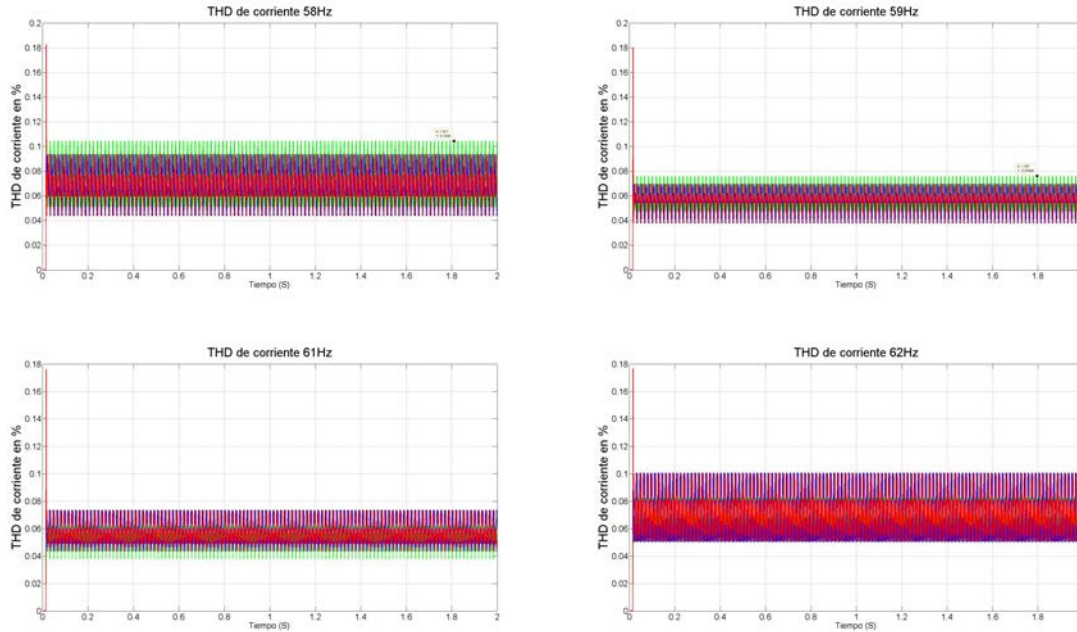


Figura 3-25. THD de corriente con control PI a diferentes frecuencias

3.2.2 Control resonante en la planta trifásica

La primera alternativa aplicada al control PI, es el control de tipo resonante o AFC, el cual tiene incluido dentro del controlador el modelo interno de una sinusoidal de 60Hz y sus armónicos impares hasta el 9 armónico. Lo anterior, permite al sistema de control seguir y/o rechazar cualquier señal de tipo sinusoidal de estas frecuencias. En la figura 3-26 se ilustra el comportamiento del factor de potencia y la corriente cuando se utiliza este tipo de controlador.

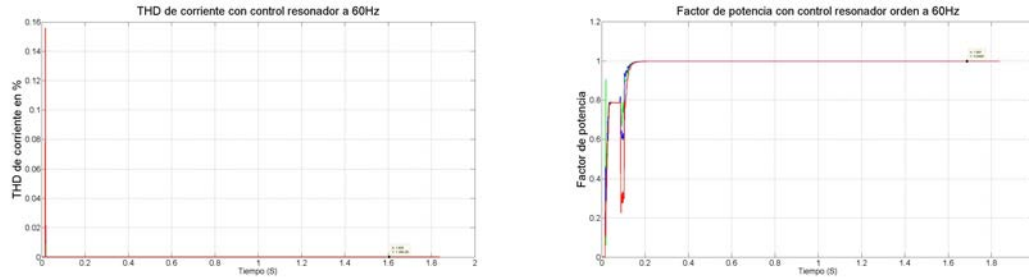


Figura 3-26. THD de corriente y Factor de potencia con control resonante

Al emplear este controlador, el factor de potencia aumenta a un valor de 0,999, mientras que el THD de corriente es inferior al 1%. Esto se debe a que el voltaje de entrada tiene armónicos en las mismas frecuencias en las que están ajustados los resonadores del controlador, lo cual hace que el seguimiento a 60Hz sea casi perfecto y también puede rechazar totalmente las frecuencias armónicas del voltaje de entrada.

Lamentablemente, al cambiar la frecuencia de entrada tanto el factor de potencia como el THD de corriente, se ve comprometido. Esto se evidencia en la figura 3-27 donde se muestran los distintos THD de la corriente de entrada. Para ello, se simuló la entrada de voltaje alterno del rectificador a diferentes frecuencias: 58Hz, 59Hz, 61Hz y 62Hz.

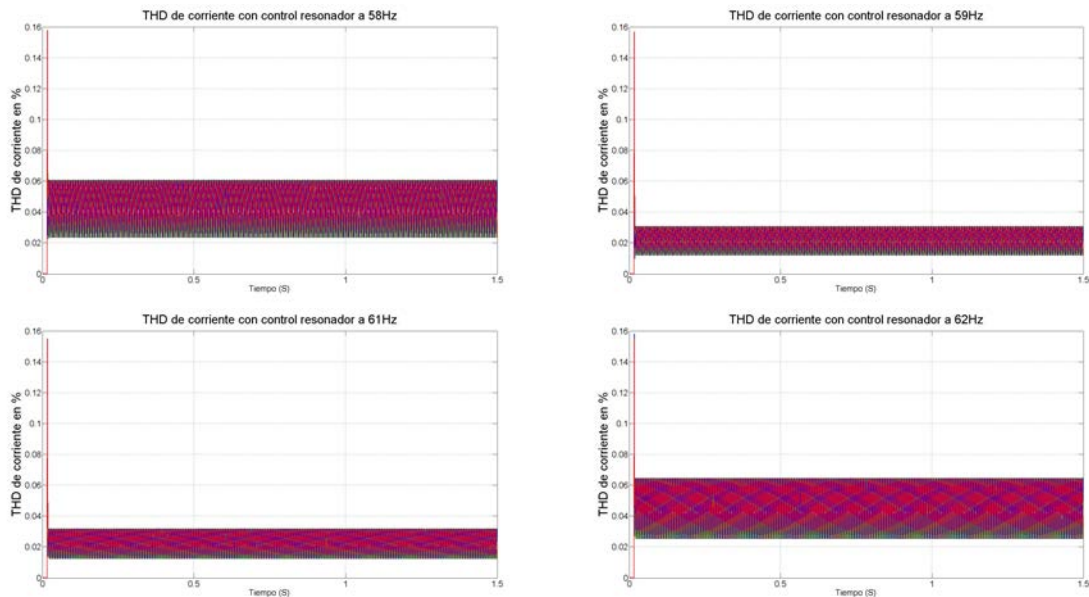


Figura 3-27. THD de corriente con control Resonante a diferentes frecuencias

Se destaca que conforme la frecuencia se aleja de los 60Hz, el THD también adquiere un comportamiento distinto al de la figura 3-26, por ejemplo: a 59Hz y 61Hz el THD se centra en un valor del 2%, mientras que a las frecuencias de 58Hz y 62Hz se obtienen un factor de potencia alrededor del 6%.

Con el factor de potencia ocurre algo similar, ya que al no estar en la frecuencia a la que fue sintonizado el controlador, la ganancia diferente a 60Hz es muy baja. Razón por la cual el factor de potencia decae, principalmente a 62Hz, donde el factor de potencia logra un valor de 0,79 el cual es cercano al comportamiento del rectificador en lazo abierto.

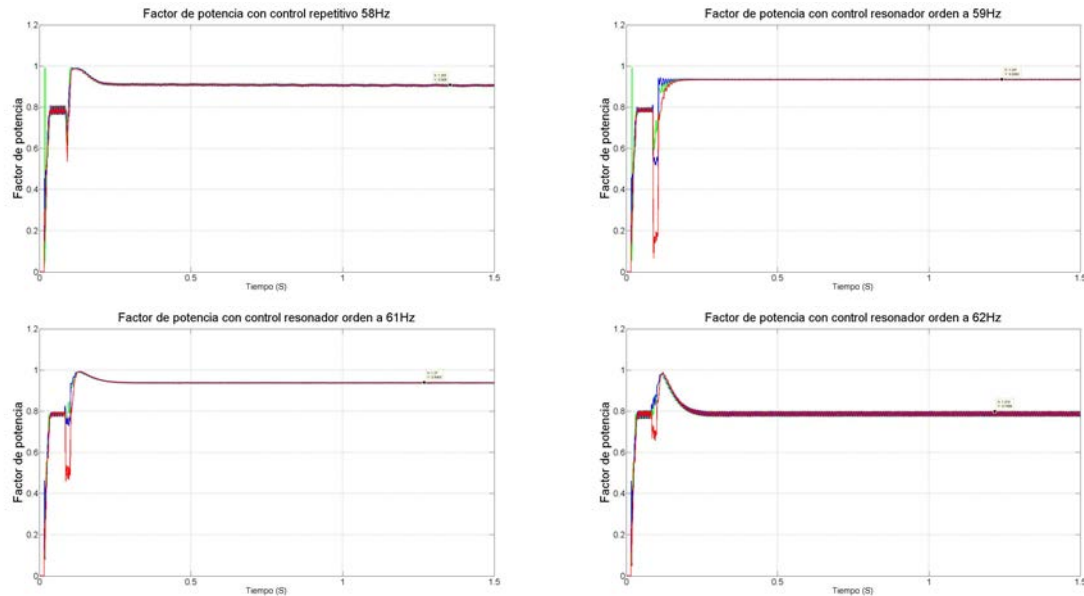


Figura 3-28. Factor de potencia con control resonante a diferentes frecuencias

3.2.3 Control resonante adaptativo de frecuencia variable

Debido al comportamiento variable presentado por el control resonante al aplicar frecuencias diferentes a las que se sintonizó el controlador, se implementó una estrategia de control similar al control resonante, salvo que la frecuencia del resonador se sintoniza online empleando la frecuencia estimada por el PLL utilizado para generar la onda sinusoidal de referencia que la corriente debe seguir para generar el voltaje DC de salida requerido.

Al aplicar la estrategia señalada a 60Hz se obtienen los mismos resultados que al utilizar el controlador resonante fijo sintonizado a 60Hz. La diferencia entre éste controlador y un controlador de frecuencia fija, esta dando, por la respuesta a las variaciones de frecuencia en el voltaje de entrada. En las simulaciones que se proyectan en las figuras 3-29 y 3-30 se observa que a pesar que las condiciones de frecuencia son diferentes a los 60Hz, el desempeño medido desde el factor de potencia y el THD de corriente no disminuye, al igual que ocurre con el control resonante.

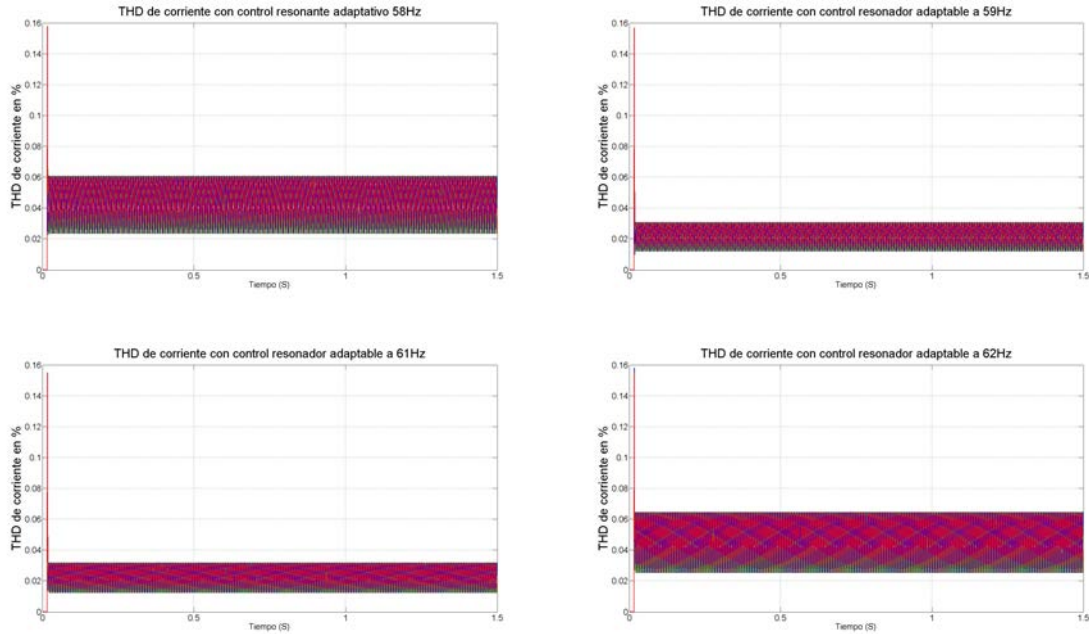


Figura 3-29. THD de corriente con control resonante de frecuencia adaptativo a diferentes frecuencias

Al utilizar esta estrategia, se puede observar en el la figura 3-30 que ninguna de las frecuencias a las que se configuró el voltaje de entrada del factor de potencia disminuye de 0,96, cifra que esta por encima de los objetivos propuestos en este trabajo. Adicionalmente, es necesario destacar que el THD de corriente presenta en las frecuencias de 59Hz y 61Hz un comportamiento cercano al 2%, lo cual hace de este controlador una de las mejores opciones para los rectificadores de este tipo.

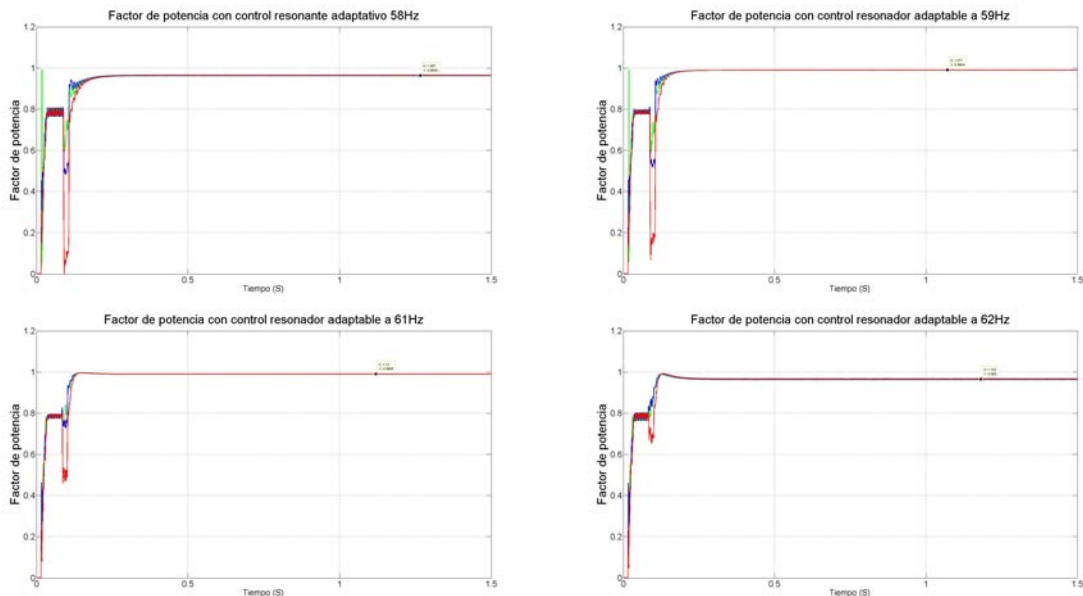


Figura 3-30. Factor de potencia con control resonante adaptativo a diferentes frecuencias

3.2.4 Control repetitivo en la planta trifásica

El control repetitivo basado en el modelo del principio interno es capaz de seguir las señales a la frecuencia de 60Hz y rechazar muchos de los armónicos de esta frecuencia. Esto permite un desempeño a 60Hz en la entrada de voltaje, comparable con el controlador de tipo resonador, como lo muestra en la figura 3-31. Allí se observa que el THD de corriente es inferior al 1%, muy cercano a una onda perfectamente sinusoidal y el factor de potencia tiene un valor en estado estacionario de 0.98, cifras muy próximas al control de tipo resonante. Sin embargo, hay que anotar que lo diferente entre los 2 controladores es el transitorio, que es mas suave con el controlador de tipo repetitivo.

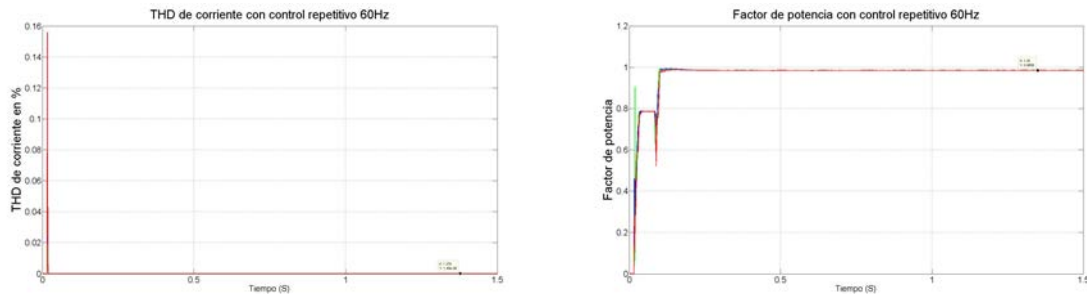


Figura 3-31. THD de corriente y factor de potencia con control repetitivo

Pese a ello, el control repetitivo tiene la misma debilidad que el control de tipo resonador; es decir, no es robusto frente a variaciones de frecuencia. Al realizar las simulaciones con distintas frecuencias en el voltaje de entrada del rectificador, se repara que tanto el THD de corriente de entrada, como el factor de potencia, no son tan buenos como en el caso de 60Hz. La figura 3-32 presenta el comportamiento de estos indicadores.

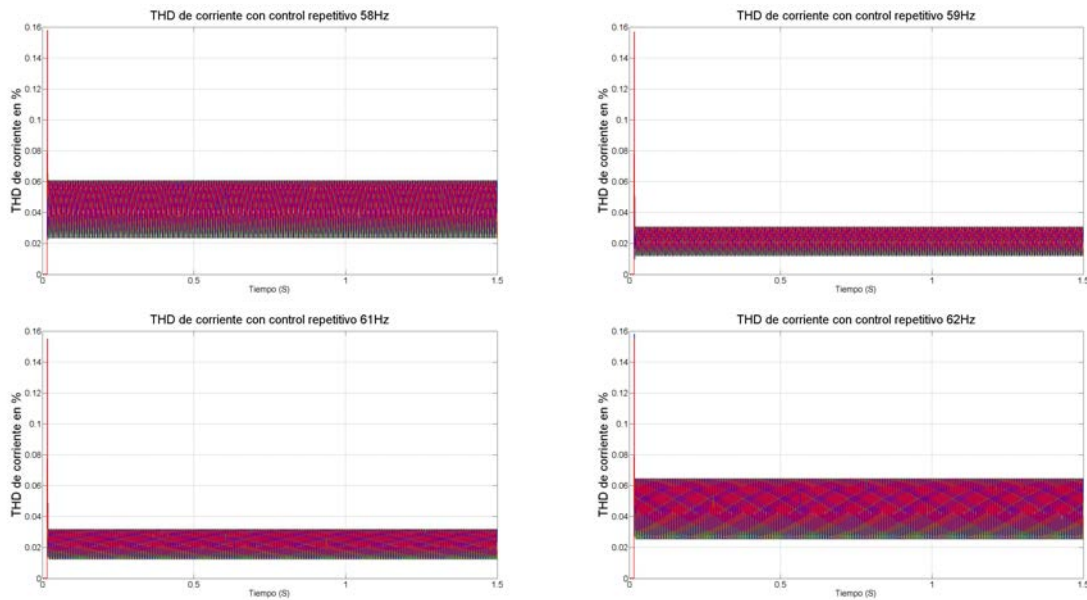


Figura 3-32. THD de corriente con control repetitivo a diferentes frecuencias

De este modo, se destaca que los THD de corriente disminuyen conforme la frecuencia se aleja de los 60Hz. Los casos de 58Hz y 62Hz son los mas críticos, ya que los THD de corriente logran un porcentaje del 6%, mientras que los casos de 59Hz y 61Hz el THD esta mas cerca del 3%, indicador que esta dentro del rango fijado en los objetivos del presente trabajo. En relación con el factor de potencia, a pesar de estar lejos de la frecuencia a la que fue sintonizado el controlador, éste sigue estando por encima de 0.9 en todos los casos, lo cual en algunas potencias permite cumplir con los parámetros normativos mencionados.

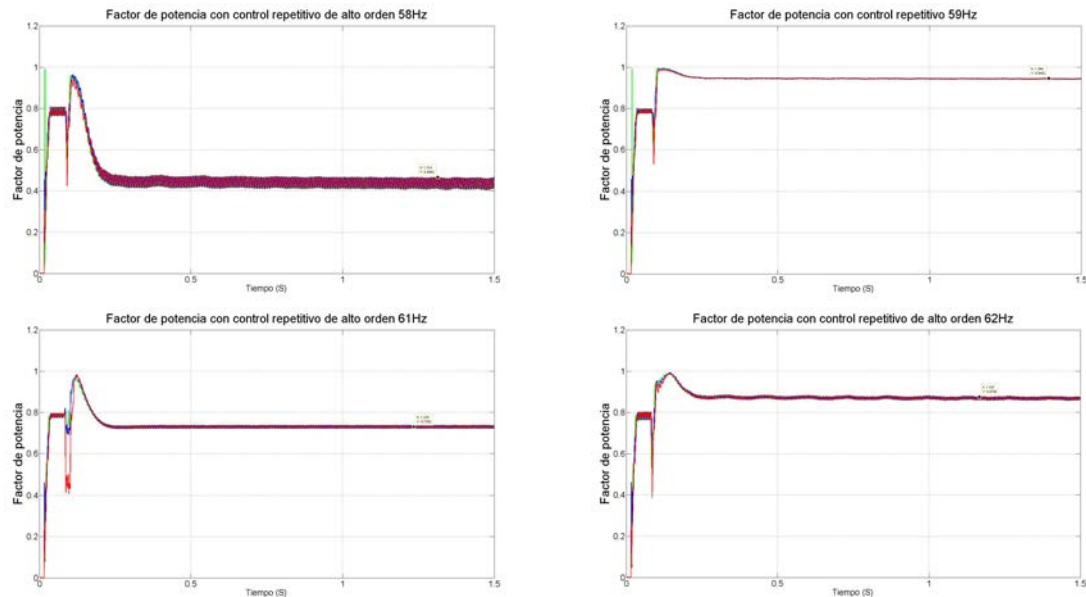


Figura 3-33. Factor de potencia con control repetitivo a diferentes frecuencias

3.2.5 Control repetitivo de alto orden en la plata trifásica

Como se ha mencionado, el control repetitivo no es robusto a las variaciones de frecuencia en el voltaje de entrada del rectificador. Para poder darle un grado de robustez a la estrategia frente a las variaciones de frecuencia, se optó por desarrollar un control repetitivo de alto orden donde el pico de ganancia se amplía en el ancho para tener alta ganancia a mas frecuencias, como lo refleja un diagrama de Bode. Lo anterior, permite al control rechazar y/o seguir señales que se alejen de la frecuencia a la que fue diseñado el controlador. En la figura 3-34 se presenta el comportamiento del factor de potencia del control repetitivo de alto orden, junto con el THD de corriente obtenido a través de la simulación de la estrategia de control.

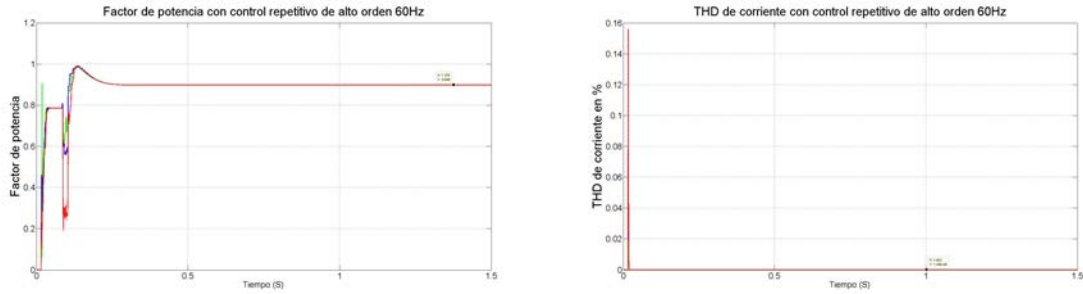


Figura 3-34. Factor de potencia y THD de corriente con control repetitivo de alto orden

Se puede evidenciar de esta manera, que el THD de corriente es menor que el 1%, lo cual genera un excelente comportamiento; mientras que, el factor de potencia alcanza un valor del 0.9. En la figura 3-36 se muestra el comportamiento de la distorsión de corriente utilizando el control repetitivo de alto orden.

Adicionalmente, en la figura 3-35 se pueden observar los distintos comportamientos de THD a las distintas frecuencias, aunque el comportamiento con respecto al control repetitivo normal no varía de forma considerable.

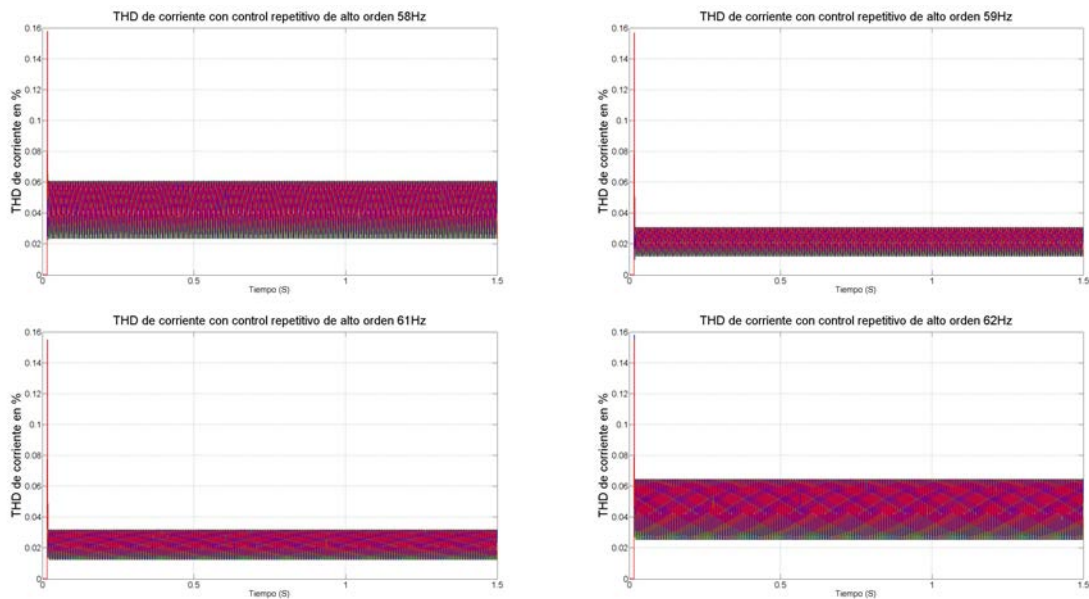


Figura 3-35. THD de corriente con control repetitivo de alto orden a diferentes frecuencias

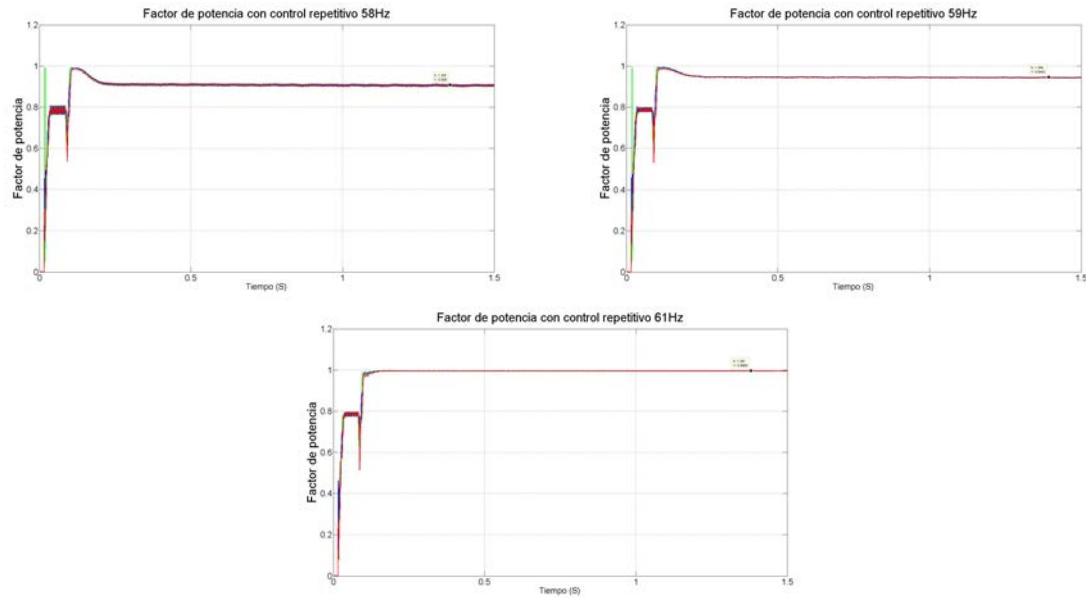


Figura 3-36. Factor de potencia con control repetitivo de alto orden a diferentes frecuencias

Bajo estas características, el control repetitivo de alto orden hace que sea una de las mejores opciones para controlar las plantas tipo rectificador controlado, tanto monofásico como trifásico; ya que tanto el desempeño del THD y del factor de potencia están cerca de los parámetros ideales.

3.2.6 Control GPI en la planta trifásica

El ultimo controlador utilizado en este trabajo es el controlador del tipo GPI, el cual basa su operación usando un observador que le permite estimar perturbaciones internas y externas que afectan a la planta. El comportamiento de las simulaciones de la planta utilizando esta estrategia de control es muy buena, desde el punto de vista de la distorsión de corriente y del factor de potencia.

La figura 3-37 ilustra los resultados de la simulación de la planta utilizando el GPI como estrategia de control. Se percibe que el THD de corriente alcanzado en la simulación es 0.009%, el mas bajo de todos los resultados obtenidos con los controladores simulados anteriormente. También se destaca que el factor de potencia es de un valor del 0,9985 lo cual es muy cercano al 1, el valor mas alto obtenido en las simulaciones.

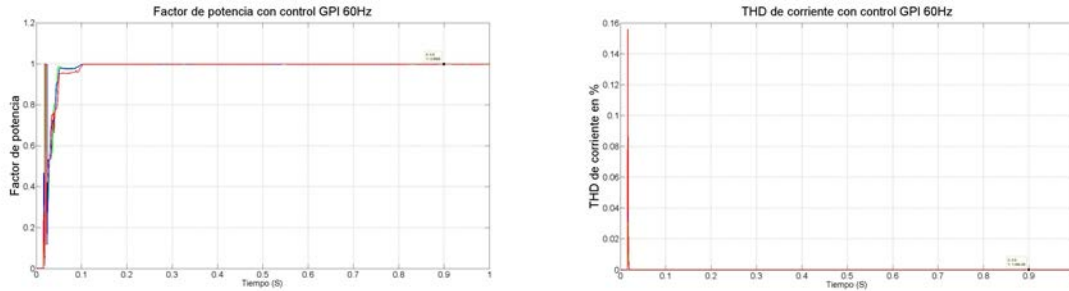


Figura 3-37. Factor de potencia y THD de corriente con control GPI

Es necesario resaltar en este de este tipo de controlador que es robusto frente a las variaciones de frecuencia de entrada del rectificador, también lo es frente a las variaciones o incertidumbres del modelo. En la figura 3-38 se observa el comportamiento del THD de corriente frente a diferentes frecuencias de entrada, son muy similares a las obtenidas con el control repetitivo de alto orden, obteniendo un resultado de 6% en los casos extremos que son 58Hz y 62Hz.

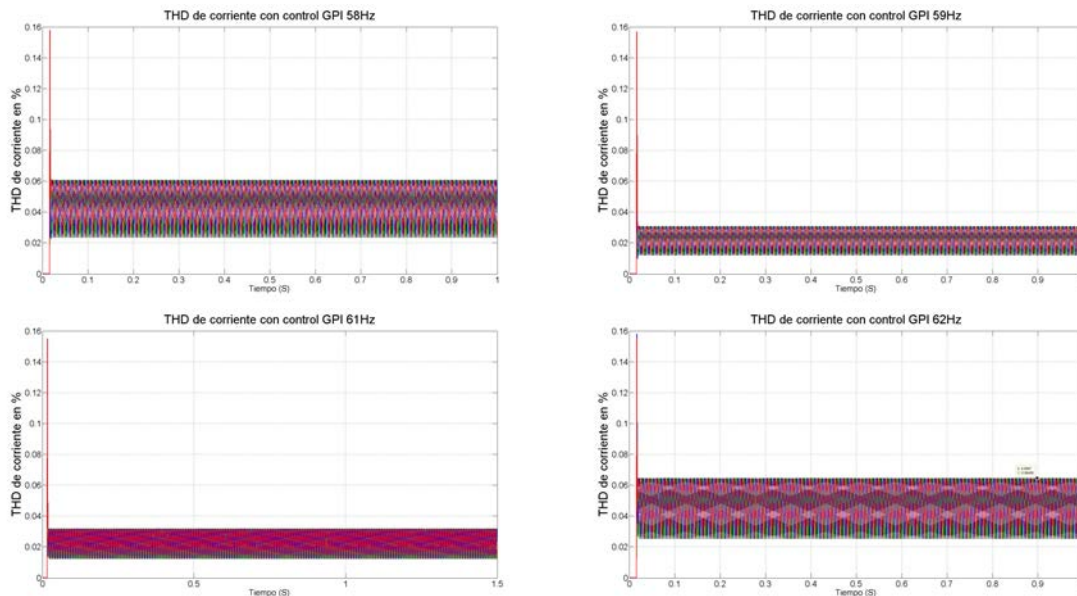


Figura 3-38. THD de corriente con control GPI a diferentes frecuencias

En relación con el factor de potencia el GPI tiene un comportamiento bastante óptimo frente a las variaciones de frecuencia, ya que no disminuye del 0.97 en ninguno de los casos y en las frecuencias de 59Hz y 61Hz el factor de potencia es superior a 0.99, un excelente resultado. A pesar de ello, este comportamiento no se presenta en la implementación real, ya que el ruido del sistema provocado por la computación de los 6 transistores, hace imposible de manejar las misma ganancias con las que se obtuvieron estos resultados.

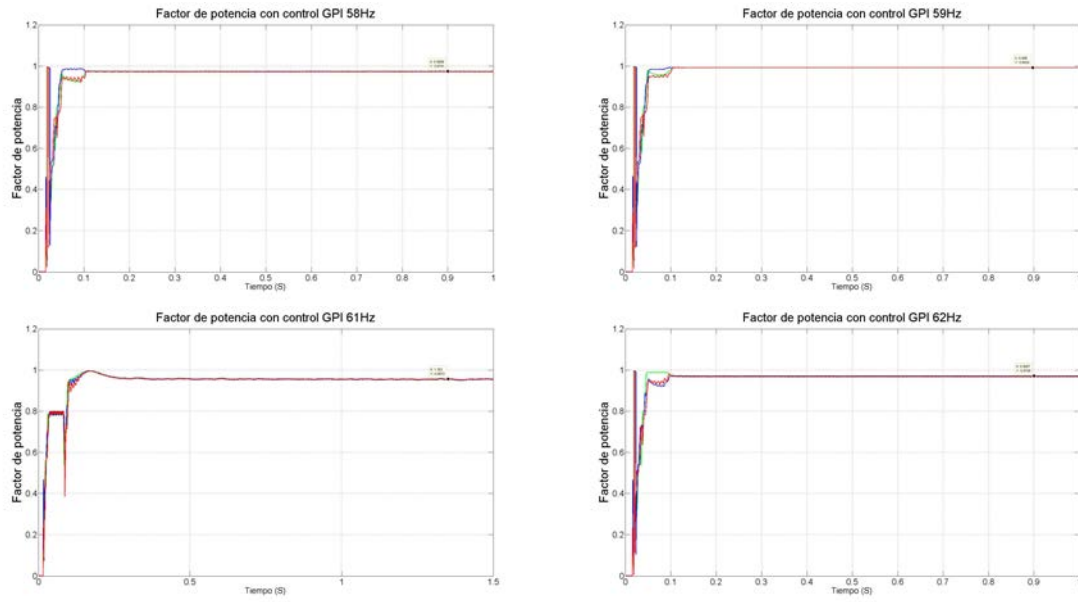


Figura 3-39. Factor de potencia con control GPI a diferentes frecuencias

4. IMPLEMENTACIÓN Y DESARROLLOS EXPERIMENTALES

Como se observó en las simulaciones de los capítulos anteriores para mejorar el desempeño del rectificador monofásico y trifásico, en cuanto al THD y factor de potencia se refiere, es preciso implementar controladores no convencionales diferentes al PI, como lo son el control Repetitivo, control resonante, o control GPI. Para constatar que dichos controladores pueden construirse e implementarse de manera práctica en una planta real, se adecuó una plataforma experimental con la de Simulink real® time del programa Matlab, el cual permite la implementación de sistemas de control de una manera sencilla, eficaz y eficiente, apoyándose en las tarjetas de adquisición de datos de la National Instrument.

“Simulink Real-Time® permite crear aplicaciones en tiempo real de los modelos desarrollados en Simulink y ejecutarlos en un hardware de un computador dedicado conocido como target, que se conecta un sistema físico. Es compatible con la simulación en tiempo real y pruebas, incluyendo la rápida creación de prototipos de control, DSP y sistema de visión de prototipos, y (LIS) simulación de hardware in the loop”¹

“Con Simulink en tiempo real se puede ampliar los modelos de Simulink con bloques de tipo manejador, generar automáticamente aplicaciones en tiempo real, definir la instrumentación, y realizar carreras interactivas o automatizadas en un equipo de destino específico equipado con un kernel en tiempo real, la CPU multinúcleo, I/O y las interfaces de protocolos, y FPGAs”²

Ahora bien, seleccionada la herramienta de software que se usará para la implementación del sistema, es necesario describir cuáles son los distintos bloques mostrados en el diagrama de bloques de la figura 4-1. Donde se muestra un lazo de control retroalimentado en el cual se encuentra un controlador $C(s)$ el cual actúa sobre la planta $G(s)$, realimentando la salida por medio del bloque de sensores $H(s)$, donde finalmente la salida es comparada con la señal de referencia por un sumador, que suministra la señal de error al controlador $C(s)$.

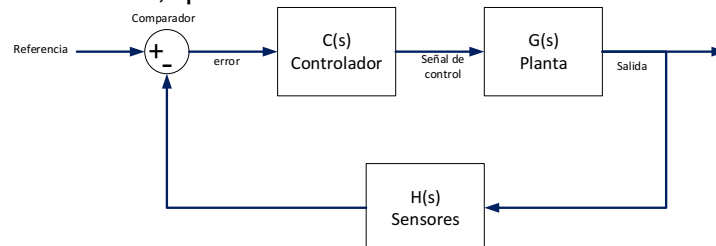


Figura 4-1 Diagrama de bloques de un sistema de control básico

¹ <http://www.mathworks.com/products/simulink-real-time/>

² <http://www.mathworks.com/products/simulink-real-time/>

El objetivo de la implementación es la de construir el lazo de realimentación para poder agregar el controlador o controladores necesarios para cumplir con los objetivos de control descritos en el capítulos anteriores.

4.1 Implementación del lazo del control

Para hablar del proceso de implementación del lazo de control, primero se explicaran los distintos bloques que lo componen y el acondicionamiento de las distintas señales que conforman el lazo de control, en las siguientes secciones se presentaran los distintos elementos de hardware utilizados para la construcción o adecuación de dichos bloques.

4.1.1 La planta $G(s)$

Para la planta se adquirió por medio del dinero del proyecto el equipo de nombre Semiteach, el cual es un elemento de hardware que encierra 3 Semipack de diodos, cada uno compuesto por 2 diodos de alta potencia, 3 Semipack de IGBTs cada uno compuesto por 2 IGBT de alta potencia, una tarjeta de control con los respectivos drivers para el manejo de los IGBTs, 4 condensadores, un disipador de potencia, ventiladores. La organización de estos elementos se muestra en la figura 4-2.

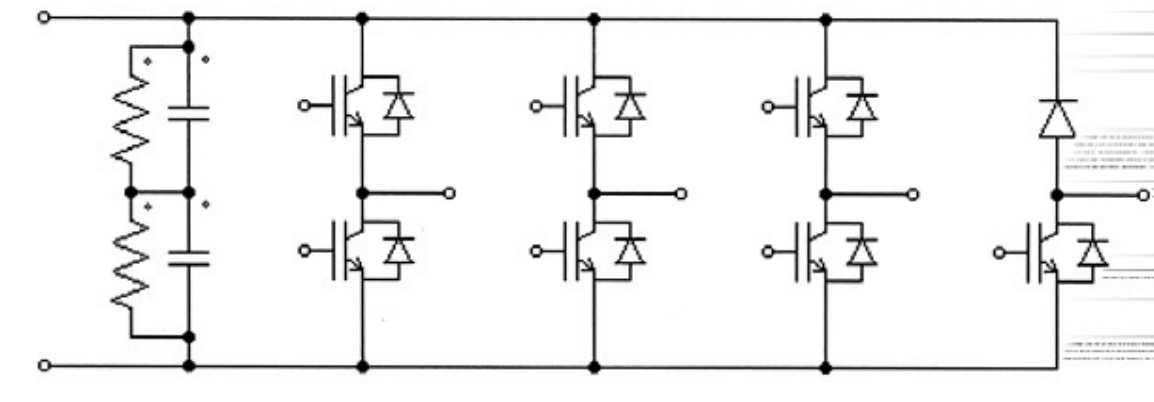


Figura 4-2 Conexiones de los IGBTs en el semiteach

El Semiteach permite realizar diferentes tipos de conexiones para montar distintos experimentos, como inversores monofásicos y trifásicos, rectificadores monofásicos y trifásicos, convertidores DC-DC. Para ello no tiene conexiones fijas sino borneras que permiten montar los diferentes tipos de convertidores mencionados anteriormente. En la figura 4-3 se muestran cada una de las conexiones con las que cuenta el Semiteach.

En las entradas de la 15 a al 17 se encuentra las entradas de voltaje AC para el puente rectificador de diodos, cuya salida DC se encuentra entre las terminales numeradas con el número 18, las conexiones 12, 13 y 14 son las entradas o salidas de voltaje (dependiendo del caso), del puente de IGBTs y las borneras marcadas con el numero 19 es salida o entrada DC conjunta a los 3 puentes de IGBTs. La bornera 11 es la conexión para energizar los ventiladores los cuales

trabajan a 220Voltios AC. La conexión 10 es la alimentación a 15 Voltios de la tarjeta de drivers del Semiteach, las conexiones BNC de la 7 a la 9 son las señales de error que genera el circuito de driver cuando intentan prenderse 2 IGBTs de la misma rama, y finalmente las conectores BNC del 1 al 6 son las entradas PWM de la planta, las cuales pueden tomar un valor de +15Vdc en un 1 lógico y 0 Vdc con 0 lógico.

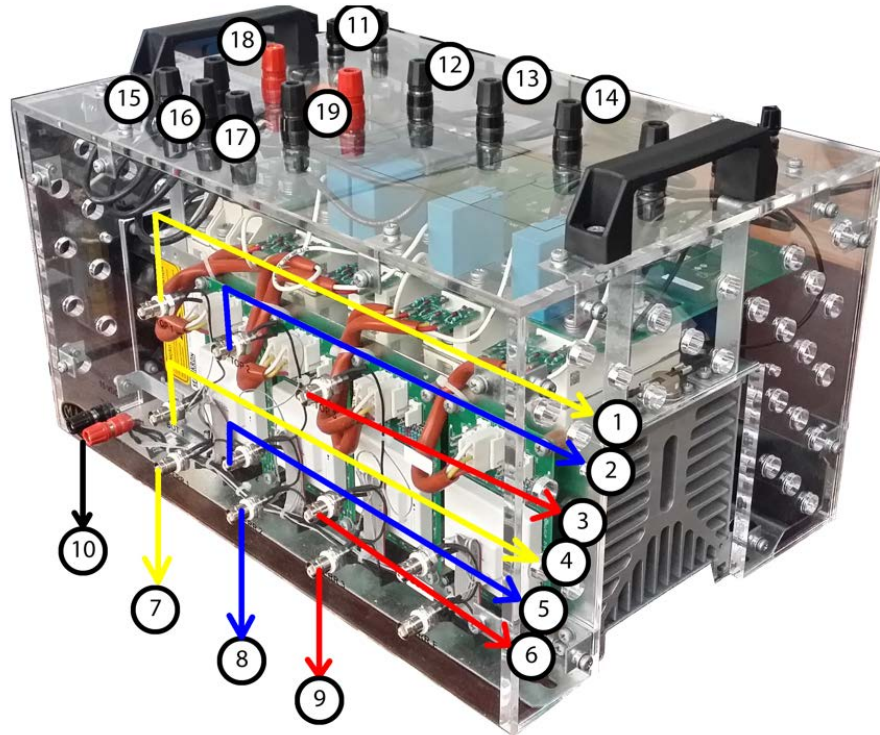


Figura 4-3 Conexiones del semiteach

Para adecuar el Semiteach como un rectificador como el explicado en los capítulos anteriores hace falta conectar en cada una de las borneras 12, 13 y 14 inductancias como las de la figura 4, las cuales tienen un valor de $300\mu H$ a 60Hz y resistencia cercana a $0.1\ \Omega$ (medidas con el puente de impedancias del laboratorio), dichas inductancias fueron donadas por la empresa Powersun®, al laboratorio de control para la realización de dicho este proyecto.



Figura 4-4 Inductancia para la entrada del rectificador

Como carga del rectificador se construyó un arreglo de resistencias capaces de disipar alta potencia (1200W por resistencia), para lograr una carga cercana a los $15\ \Omega$, dichas resistencias se adquirieron con el dinero del proyecto.



Figura 4-5 Inductancia para la entrada del rectificador

Finalmente la planta se conectó a fuente de voltaje trifásico suministrado por un variac, el cual utiliza el laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad Nacional.

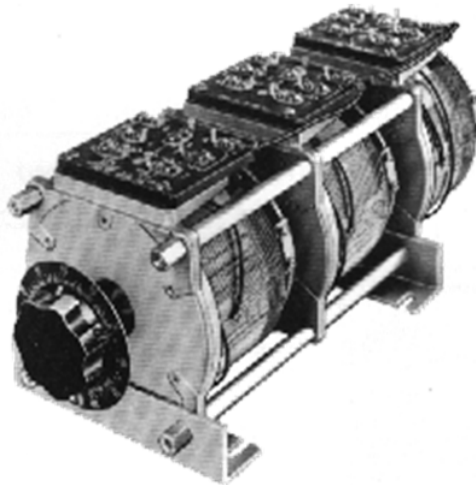


Figura 4-6 Variac trifásico

4.1.2 Etapa de sensores H(s)

Para cerrar el lazo de control es necesario medir cada una las variables involucradas en los distintos lazos de control del rectificador trifásico (Voltajes y corrientes), la lista total de las variables necesarias para ser medidas se muestra en la tabla 4-1, donde se muestra el nombre de las variables los posibles valores que puede tomar y las unidades en que se mide.

Tabla 4-4-1. Lista de variables necesarias para realizar el control

Numero	Nombre de la variable	Unidades	Rango	Pin de la DAQ
1.	Voltaje AC de entrada de la fase A	Voltios AC [v]	0-300	
2.	Voltaje AC de entrada de la fase B	Voltios AC [v]	0-300	
3.	Voltaje AC de entrada de la fase C	Voltios AC [v]	0-300	
4.	Voltaje DC en la salida del rectificador	Voltios DC[V]	0-800	
5.	Corriente AC de entrada de la fase A	Amperios[A]	0-80	
6.	Corriente AC de entrada de la fase B	Amperios[A]	0-80	
7.	Corriente AC de entrada de la fase C	Amperios[A]	0-80	
8.	Corriente DC de salida del rectificador	Amperios[DC]	0-50	
9.	Temperatura A	Grados centígrados	0-100	
10.	Temperatura B	Grados centígrados	0-100	

Como se pretende usar Simulink real time, como sistema de control, el computador target debe adecuarse con una tarjeta de adquisición de datos para poder leer las señales necesarias y transformarlas en valores digitales para de esta forma cerrar el lazo y poder implementar los controladores, en este caso se utilizó la tarjeta de adquisición de datos de referencia 6221 de la National Instrument, la cual se adquirió con los recursos del proyecto.

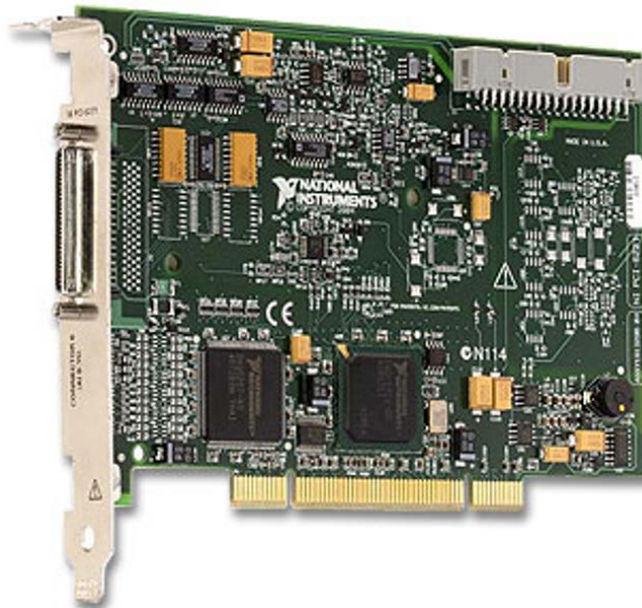


Figura 4-7 Tarjeta de adquisición de datos PCI6221, para la toma de señales análogas

Esta tarjeta permite adquirir 16 señales análogas, entre -10V y +10V, con un convertor análogo digital Zero Order Hold, de una resolución de 16Bits la cual puede tomar muestras a una velocidad de 250KS/s, dicha tarjeta es de tipo PCI, y se conecta directamente al Bus PCI del computador target, por lo tanto para adquirir las señales debe conectarse en la tarjeta un Cable Blindado SHC68-68-EPM de 68 pines a una bornera especial donde conectan las señales.



Figura 4-8 Diagrama conexión de la tarjeta NI PCI-6221.

Debido a la magnitud de los voltajes que se encuentran en la planta, dichos voltajes no pueden ser ingresados directamente a la tarjeta de adquisición de datos (DAQ), para adecuar los voltajes a la magnitud apropiada para la tarjeta DAQ, se utilizó sensores de voltaje de referencia LEM LV20-P adquirido con el dinero del proyecto. La imagen del sensor se muestra en la figura 4-9.

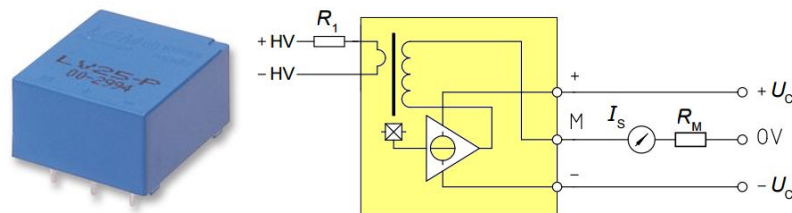


Figura 4-9 Sensor de voltaje LEM LV20-P

Dicho sensor puede medir voltajes entre 0 y 500 voltios, y se alimentan con una fuente dual de +15V y -15V, este sensor debe adecuarse al voltaje de medida con una resistencia para el caso de los voltajes AC será de $20K\Omega$, y para el caso del voltaje DC será de $50K\Omega$, la forma de cálculo de la resistencia se adjunta y el datasheet anexos.

Para la medición de corriente se utiliza sensores de efecto hall, de referencia LEM LA55-P adquiridos con el dinero del proyecto, dichos sensores pueden medir corrientes de 0 a 55 amperios, al igual que los sensores de voltaje necesitan una fuente dual de +15V y -15V, y una resistencia de medida en este caso es de 200Ω de precisión también adquiridas con el dinero del proyecto. En la figura 4-10 se muestra el sensor de corriente.

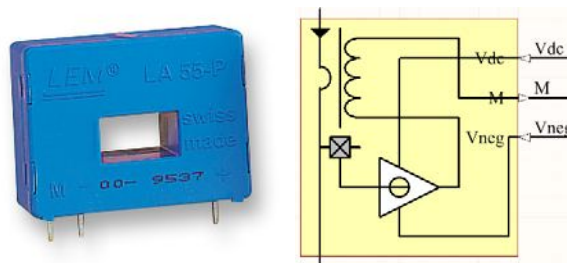


Figura 4-10 Sensor de corriente LEM LA55-P

Para el caso de las temperaturas se usa el sensor de temperatura LM335, que es un integrado especializado para la medición de temperatura de bajo costo, en la figura 4-11, se muestra el empaque del sensor y el circuito utilizado para la medición de la temperatura.

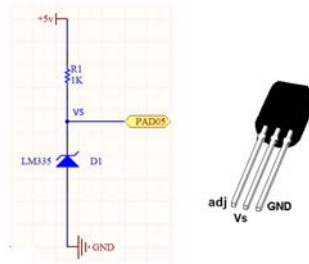


Figura 4-11 Sensor de temperatura LM335

Gracias a los sensores las señales pueden trabajarse en los rangos adecuados para el correcto funcionamiento del DAQ, pero aun así es necesario realizar un acondicionamiento para que la medición de las señales sea lo más confiable posible, para tal propósito se agregó un circuito de acondicionamiento de las señales medidas por los circuitos, como el de la figura 4-12. Dicho circuito está compuesto por 3 etapas, la primera es acople de impedancias realizada por un amplificador operacional de instrumentación de referencia INA128, adquirido con dinero del proyecto, la segunda etapa es un filtro pasa bajos RC, con frecuencia de corte de 5KHz, cuyo objetivo es filtrar ruido de alta frecuencia y el rizado que acompaña las señales producidas por los efectos de la conmutación, finalmente hay una etapa de saturación compuesta por 2 diodos (BAV99 adquirido con dinero del proyecto) que actúan como interruptores, cuando se sobrepasa la señal de entrada sobre pasa el valor de 9V el diodo se enciende recortando la señal, esto con el objeto de proteger la DAQ. En la figura 4-13 se ve la respuesta del circuito, con entradas de voltajes con amplitud mayor a 10Voltios.

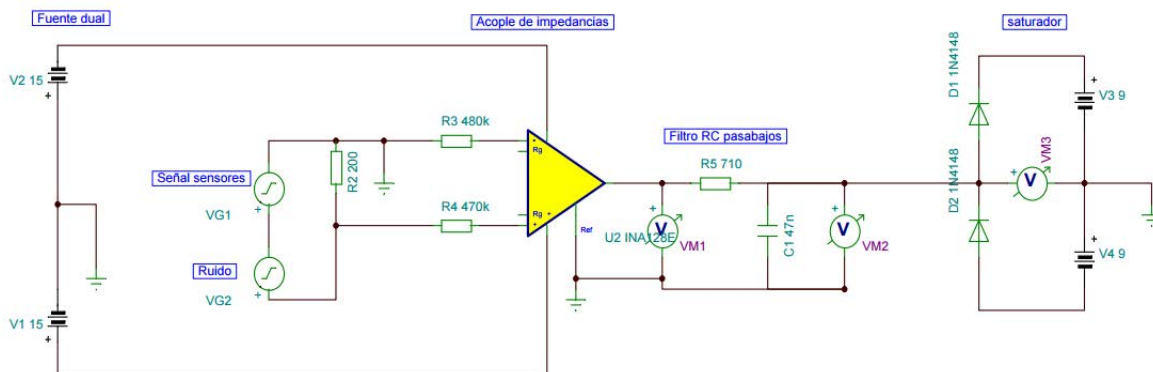


Figura 4-12 Circuito de acondicionamiento de las señales análogas

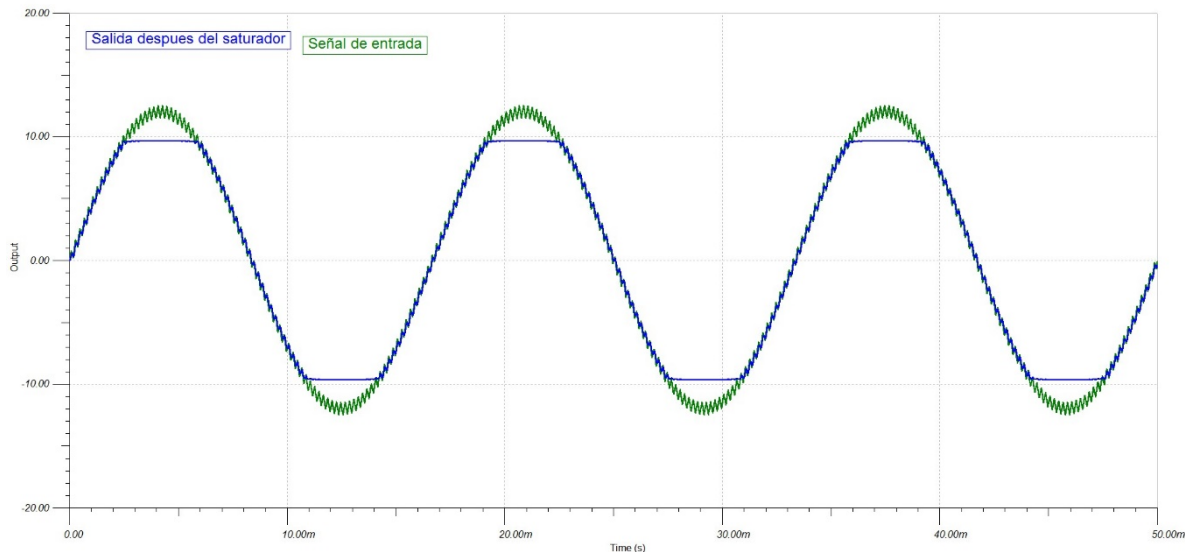


Figura 4-13 Simulación del circuito de acondicionamiento

4.1.3 Comparador

Al tener digitalizadas las señales de los sensores, estas pueden trabajarse dentro una plantilla de Simulink en el computador Host donde puede agregarse un sumador junto con una señal digital de referencia, no sin antes agregar una ganancia necesaria para ajustar el valor medido por los sensores a los valores reales presentes en la planta, es decir agregar una ganancia al modelo de Simulink a las señales digitales leídas por el DAQ. Este bloque puede considerarse netamente de software.

4.1.4 Controlador

Los controladores también son bloques dentro del modelo de Simulink, es decir son software, y se implementan como funciones de transferencia, pero al ser una implementación digital, los controladores deben ser en tiempo discreto, con una frecuencia de muestreo de 15KHz, que es la misma de frecuencia de conmutación que usara para conmutar los IGBTs de la planta. Esto para que exista simetría entre el controlador y el actuador.

La salida del controlador es una modulación de tipo PWM, por lo tanto la señal de control generada por el controlador debe tener un valor entre 0 y 1, donde 0 representa un 0% del ciclo útil de una señal de 15KHz, y uno representa el 100% de una señal de 15KHz. Para poder utilizar las señales PWM del controlador es necesario extraer dichas señales de fuera del computador target. Para ello se utiliza una tarjeta NI 6602 de la National Instruments, la cual es una tarjeta de entrada y salida digitales, con 8 canales de temporización, dicha tarjeta fue adquirida con los recursos del proyecto y se muestra una imagen en la figura 4-14.



Figura 4-14 Tarjeta 6602 de la National Instrument

Lastimosamente la salida de los contadores de la tarjeta NI 6602, no genera su señal complementaria con el tiempo muerto necesario para impedir que los 2 IGBTs de una sola rama se enciendan al mismo tiempo, además de generar salida con niveles de voltaje de 5V, para solucionar dicho impase es necesario agregar un circuito acondicionador que genere la señal complementaria junto con su respectivo tiempo muerto, y elevar la señal de 5V a 15V que es valor que recibe el driver del Semiteach para encender o apagar los IGBTs.

En el circuito de la figura 4-15, se muestra el acondicionamiento necesario para generar la señal PWM complementaria y ajustar los niveles de voltaje de las señales PWM.

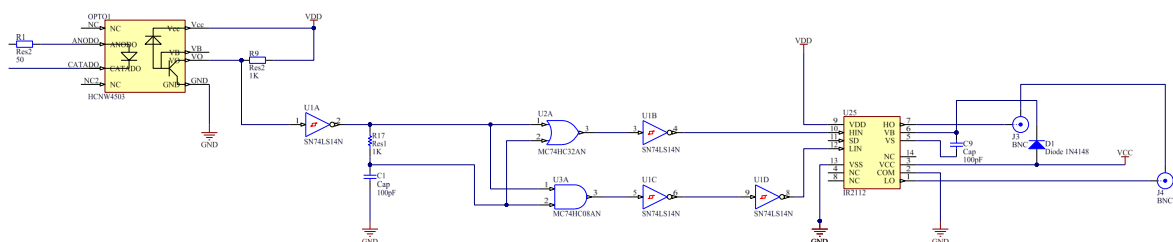


Figura 4-15. Circuito acondicionador de señales PWM

En este circuito se opto acoplan las señales con el integrado HCNW4503 adquirido con el dinero del proyecto, este integrado agrega un aislamiento entre la tarjeta NI6602 y el Semiteach, de tal forma que si un accidente ocurriera en el lado de la planta este no afectaría al target ni a las tarjetas de adquisición de datos.

Como el optocoplador tiene un transistor y este se configuro con lógica negada es necesario volver a negar la señal, para eso se utilizó una compuerta switch trigger de referencia SN74LS14N, posteriormente se agrega un circuito RC, que se encarga de generar un delay en la señal para después pasarlo por una lógica conformada por una compuerta AND y una compuerta OR, y finalmente negar las señales las veces que sea necesario para de esta forma crear una señal complementaria con un tiempo muerto dado por el τ del circuito RC. Toda esta lógica se realiza utilizando un voltaje de alimentación de 5V.

Por lo tanto debe agregarse un buffer capaz, de transformar las señales de 5V a 15V que es el valor necesario para activar los drivers del Semiteach. Para este propósito se agrega un integrado IR2112, adquirido con el dinero del proyecto, el cual permite elevar los voltajes tanto de la parte alta como de la parte baja de los IGBTs, Además se agrega un PIN para deshabilitar o habilitar la salida de 15V del integrado. Finalmente las salidas se envían a los conectores BNC para que puedan conectarse al Semiteach, y de esta manera cerrar el lazo de control

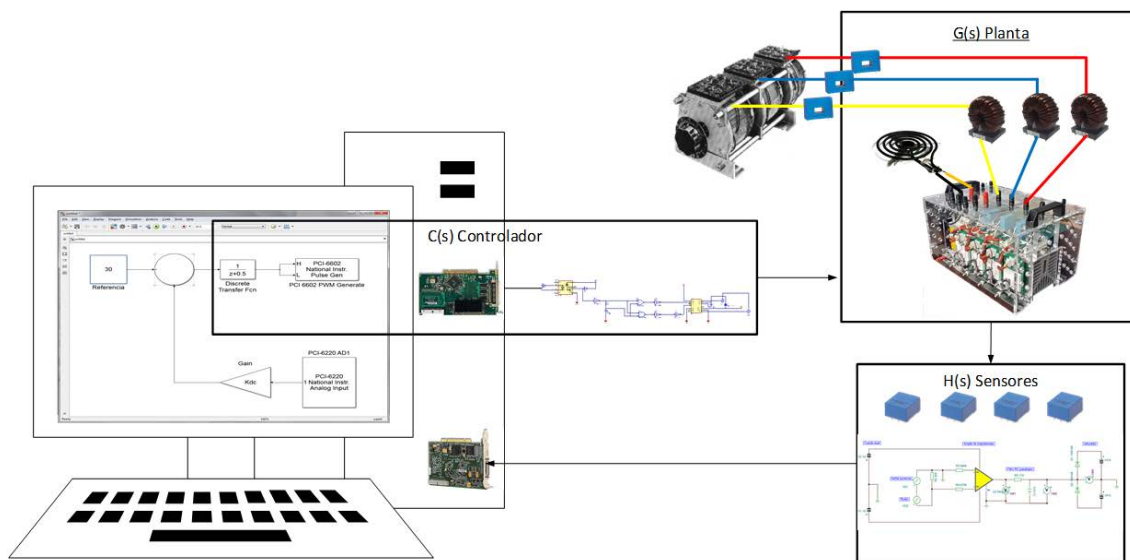


Figura 4-16 Montaje del lazo cerrado del rectificador

4.2 Adecuaciones auxiliares

4.2.1 Fuente

Con el lazo de control montado, se necesita energizar los distintos elementos que conforman el lazo, en este caso para la electrónica de la etapa de sensores se necesita una fuente dual de +15V y -15V como se muestra en el apartado anterior. En la etapa de controlador se necesita una fuente de 5V y una fuente de +15V, Semiteach necesita una fuente de +15V además de fuente trifásica. Y una fuente de 220Vac para el ventilador.

Por lo tanto se necesita una fuente de +15V, -15V, y 5V de voltaje continuo, una fuente de 220Vac que no está disponible en el laboratorio por lo tanto se usara 2 fases de la fuente trifásica para generar un voltaje de 208Vac con los cuales el ventilador trabaja, y la fuente trifásica que alimentara el variac. Para la fuente DC se adquirió con el dinero del proyecto una fuente



Figura 4-17 Fuente Mean well RT-501

4.2.2 Precarga de los condensadores

Debido a la capacitancia tan grande del Semiteach es necesario agregar resistencias en la precarga de los condensadores para evitar un pico de corriente lo suficientemente grande para comprometer los elementos del montaje. Estas resistencias solo entraran en circuito mientras se cargan los condensadores, después deben salir del circuito. Para lograr esto se agrega un contactor trifásico, antes de las bobinas, y paralelo a cada una de las líneas del contactor se agregan resistencias capaces de disipar alta potencia en serie con el puente trifásico de diodos del Semiteach que está conectado a los condensadores. Mientras que la parte del circuito tiene conectado las bobinas y estas están serie con el puente de IGBTs trifásico. En la figura 4-18 se muestra un diagrama de conexión del circuito de precarga.

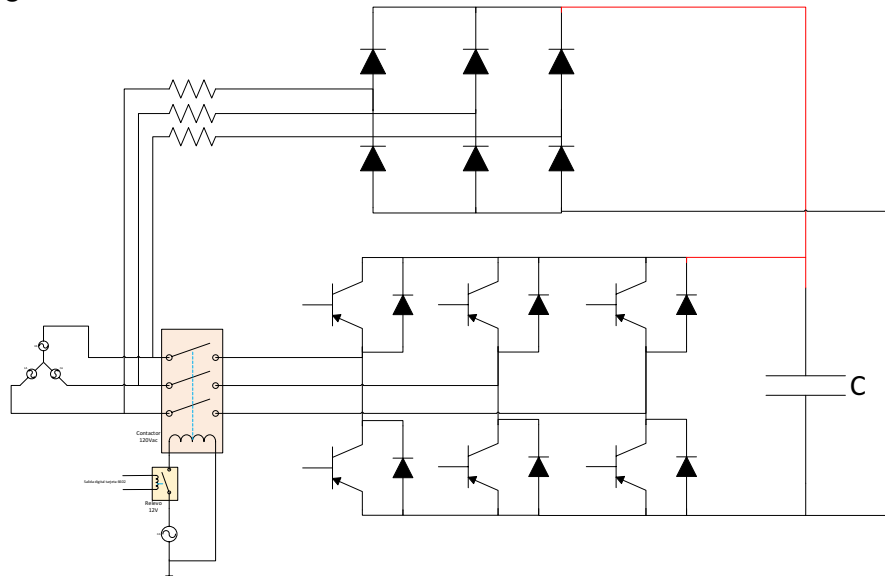


Figura 4-18 Circuito de precarga del condensador

La señal de control del contactor se activa desde la tarjeta NI 6602, donde se utiliza una salida digital opto acoplada, que pasa por una etapa de potencia, para mover un pequeño relevo de 12V que cierra el circuito que activa la bobina que cierra el contactor. La idea es que cuando el condensador este descargado (medido con los sensores de voltaje), el sistema mantenga la bobina del contactor des energizada, para que el circuito del puente de IGBT quede abierto, mientras el circuito del puente de diodos se activa, colocando en serie las resistencias de potencia con la red y el condensador, realizando de esta manera una carga controlada del condensador.

Cuando la señal digital se envía desde la tarjeta NI 6602, la bobina se energiza cerrando los interruptores del contactor comportándose este como un corto circuito, de esta manera la corriente que circula por el puente de diodos es despreciable, además el puente de diodos de los IGBTs se activa, pero como este no tiene resistencias en serie, el voltaje DC es mayor que el caso del puente de diodos convencional por lo tanto estos diodos se abren impidiendo circulación de corriente por esta parte del circuito.

4.2.3 Descarga de los condensadores

Para evitar posibles accidentes, debido a la alta carga almacenada en los condensadores DC, se agregó un pequeño circuito compuesto por un pulsador y un bombillo incandescente, con el objeto de permitir la descarga de los condensadores de manera controlada, en la figura 4-19 se muestra el esquema de este circuito.

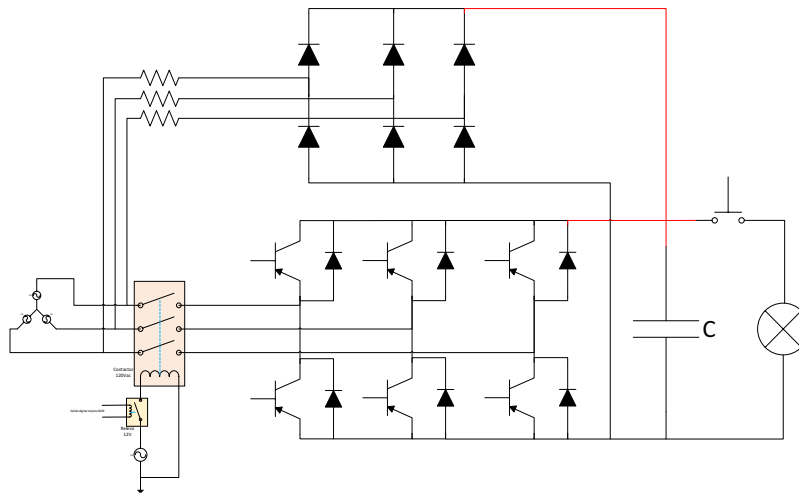


Figura 4-19 Circuito de descarga de los condensadores

4.2.4 Desconexión y conexión de la carga por medio de relevo

Para poder automatizar las pruebas con carga se decidió controlar la entrada y salida de las resistencias de carga con un relevo monofásico, controlado desde la tarjeta de entrada y salidas digitales NI 6602, la idea es automatizar la secuencia de inicio del sistema, y no permitir la entrada de la carga si las condiciones no se cumplen o no son las adecuadas, lo mismo si se presenta una situación anormal

desconectar la carga del circuito para disminuir la corriente que pasa por el sistema, en la figura 4-20, se muestra un esquema del circuito del control del relevo.

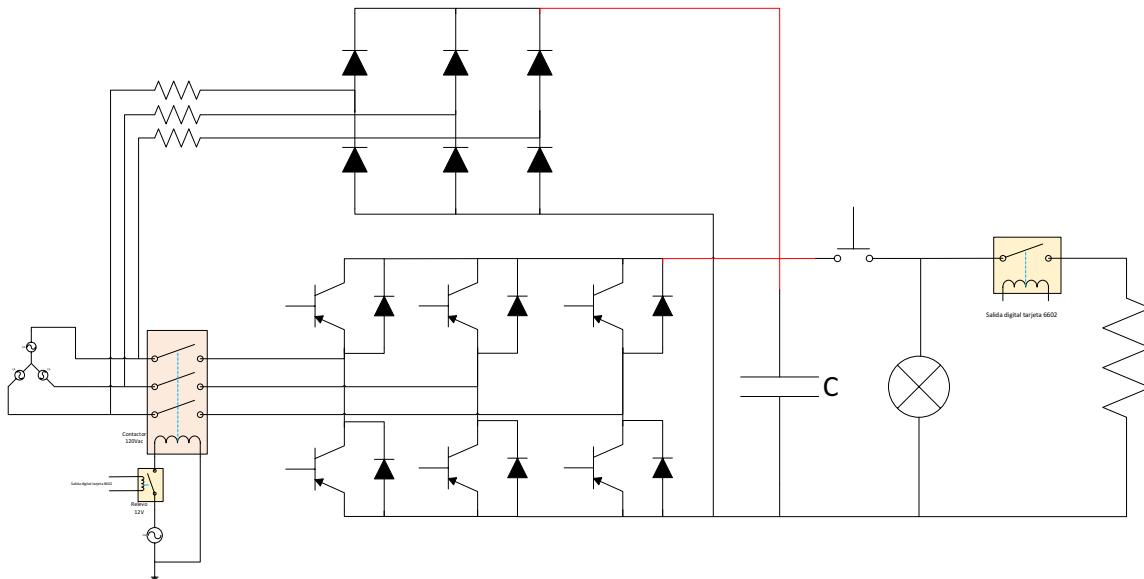


Figura 4-20 Circuito para controlar el relevo de carga

4.2.5 Protecciones

Para evitar daños a las instalaciones aledañas, los equipos usados y sobre todo al personal que se encuentre cercano al experimento, es preciso agregar un sistema de protecciones termo magnético que abra los circuitos y disipe las fallas que puedan ocasionar un accidente, esta protección es un breaker trifásico, antes del contactor que maneja las resistencias de precarga, el cual protege la línea de potencia, aparte del breaker se agrega un sistema de varistores, que protege la etapa de potencia de la planta en caso de transitorios muy altos como la caída de un rayo, finalmente se agrega unos fusibles de acción rápida, los cuales protegen la líneas de potencia del sistema. En la figura 4-21 se muestra la ubicación de las protecciones.

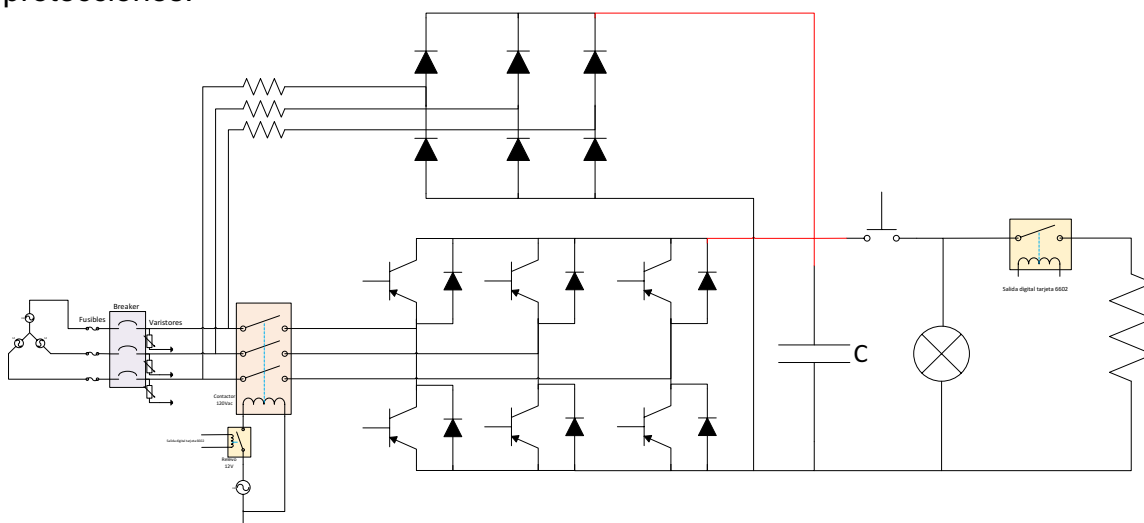


Figura 4-21 Protecciones hardware

Aparte de estas protecciones, el Semiteach tiene un sistema de protecciones para impedir que dos transistores de potencia de la misma rama se enciendan al mismo tiempo, cuando esto ocurre se envía una señal de valor 0V por los puertos BNC 7,8 y 9 (ver figura 4-3), esta señal normalmente está en 15V, pero pasa 0 al ocurrir el error, dicha señal entra un circuito de lógica combinatoria, que junto con una señal digital que sale de la target por la tarjeta NI 6602, bloquean la señal del controlador utilizando para ello el pin de habilitación del integrado IR2112. De esta manera los pulsos de la señal PWM que llegan al Semiteach se bloquean, evitando un daño en el sistema.

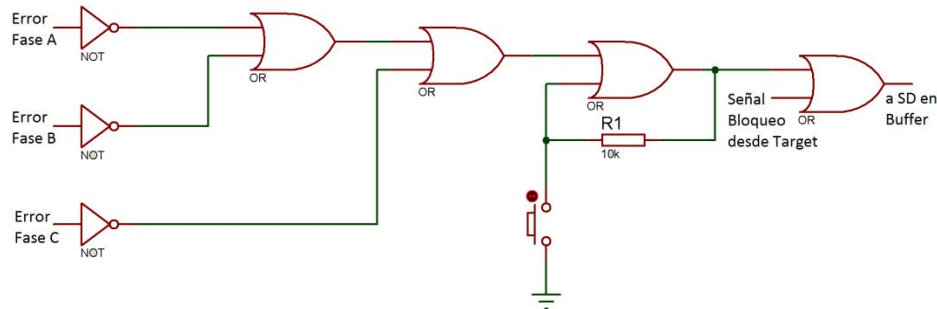


Figura 4-22 Circuito combinatorio para protección de los IGBT

Finalmente se agregó un sistema de protecciones de software, que termina la ejecución del programa en Simulink en caso de que algo falle, estas protecciones se realizan comparando los valores de voltaje y corriente medidos por los sensores y enviados al target por medio de la DAQ, en la figura 4-23. Se muestra el bloque de Simulink encargado de realizar esta tarea, las señales se introducen al bloque de protección son: Voltaje de entrada en la fase A, Voltaje de entrada en la fase B, Voltaje de entrada en la fase C, Corriente de entrada en la fase A, Corriente de entrada en la fase B, Corriente de entrada en la fase C, Voltaje DC. De cada una de estas variables se obtiene el valor absoluto y se compara si instantáneamente se supera un límite para variable, si la condición se cumple se envía el valor a un bloque de STOP que finaliza la ejecución del programa.

También se calculan los valores RMS, y solo se permite la operación del programa si esta entre estos valores, ejemplo si el voltaje de entrada en una fase cae demasiado indica la presencia de un corto, por lo tanto lo más probable y aconsejable, es terminar la ejecución del sistema.

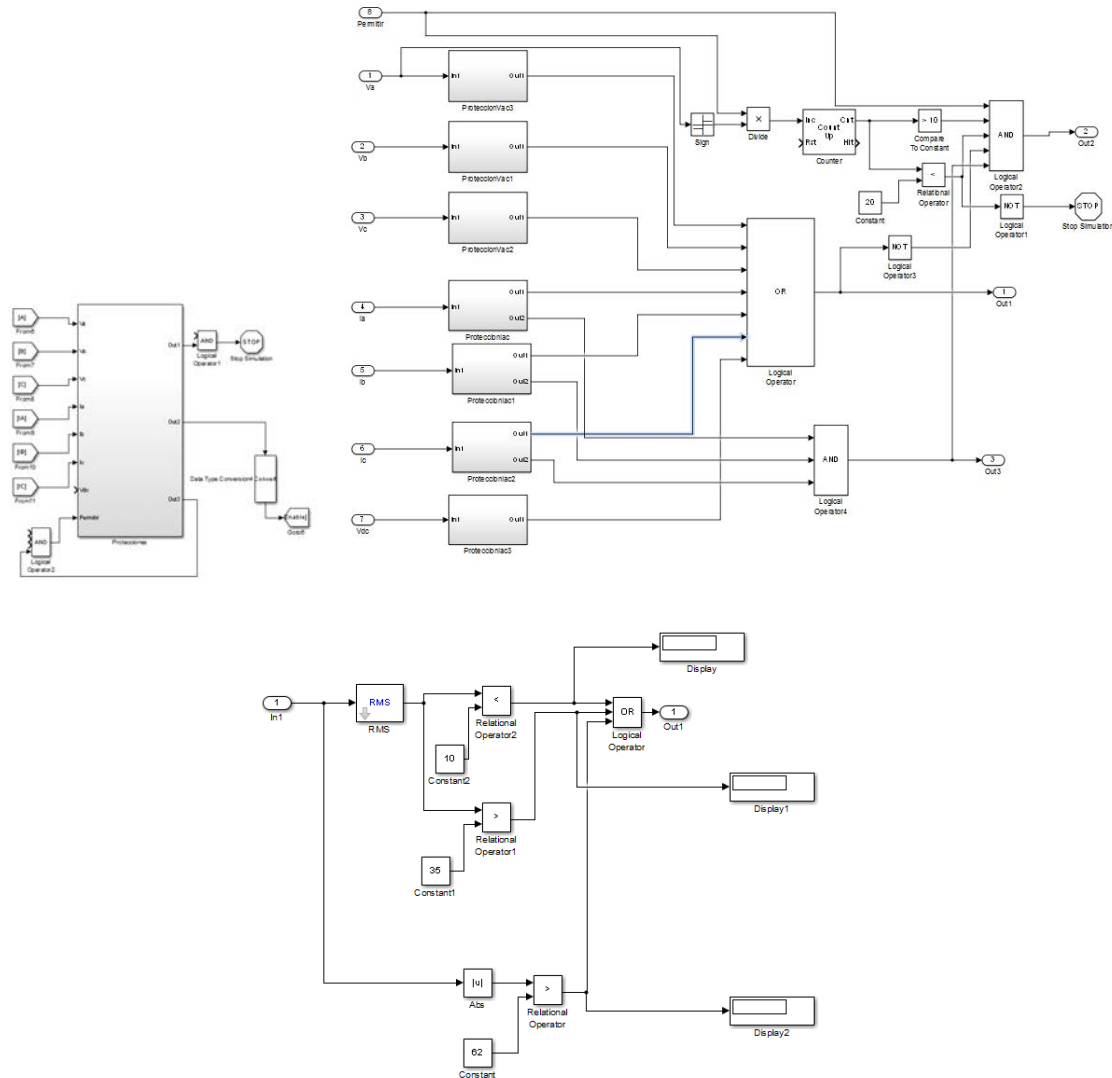


Figura 4-23 Esquema de protecciones en Simulink

4.3 PROCEDIMIENTO DE ARRANQUE

Debido a la magnitud de las corrientes que pueden circular por el sistema, la planta tiene un procedimiento de arranque para evitar que posibles daños afecten la integridad de las personas que realizan los experimentos. A continuación se describe los pasos para el arranque del sistema.

1. Encender el target y conectar el computador donde se realiza los modelos de Simulink mediante el cable UTP.
2. Revisar el voltaje en el bus DC, en caso de no estar en valor cercano a 0. Oprimir el pulsador para descargar los condensadores.
3. Energizar el variac trifásico, revisar los niveles de tensión, en la entrada del variac, y ajustar al voltaje de salida del variac a los niveles necesarios.
4. Revisar las tensiones en la entrada del breaker, si son las correctas, encender el breaker, en caso de que los niveles de tensión no estén acordes con la salida del

variac, se deben revisar el estado de los fusibles de alta velocidad, y verificar que todos presenten continuidad.

5. Revisar la variación del voltaje DC, en los condensadores, el valor de tensión debe ser cercano al voltaje Fase-Fase del variac multiplicado por raíz de 2.
6. Una vez el voltaje este cercano al punto de operación descrito anteriormente, se puede ejecutar el modelo de simulink, que verificara el valor de las señales y si todo estará correcto, enviara la señal para cerrar el contactor habilitando el puente de IGBTs.

En la figura 4-24. Se muestra un esquema de simulación del procedimiento de arranque en Matlab, con su respectiva graficas de simulación.

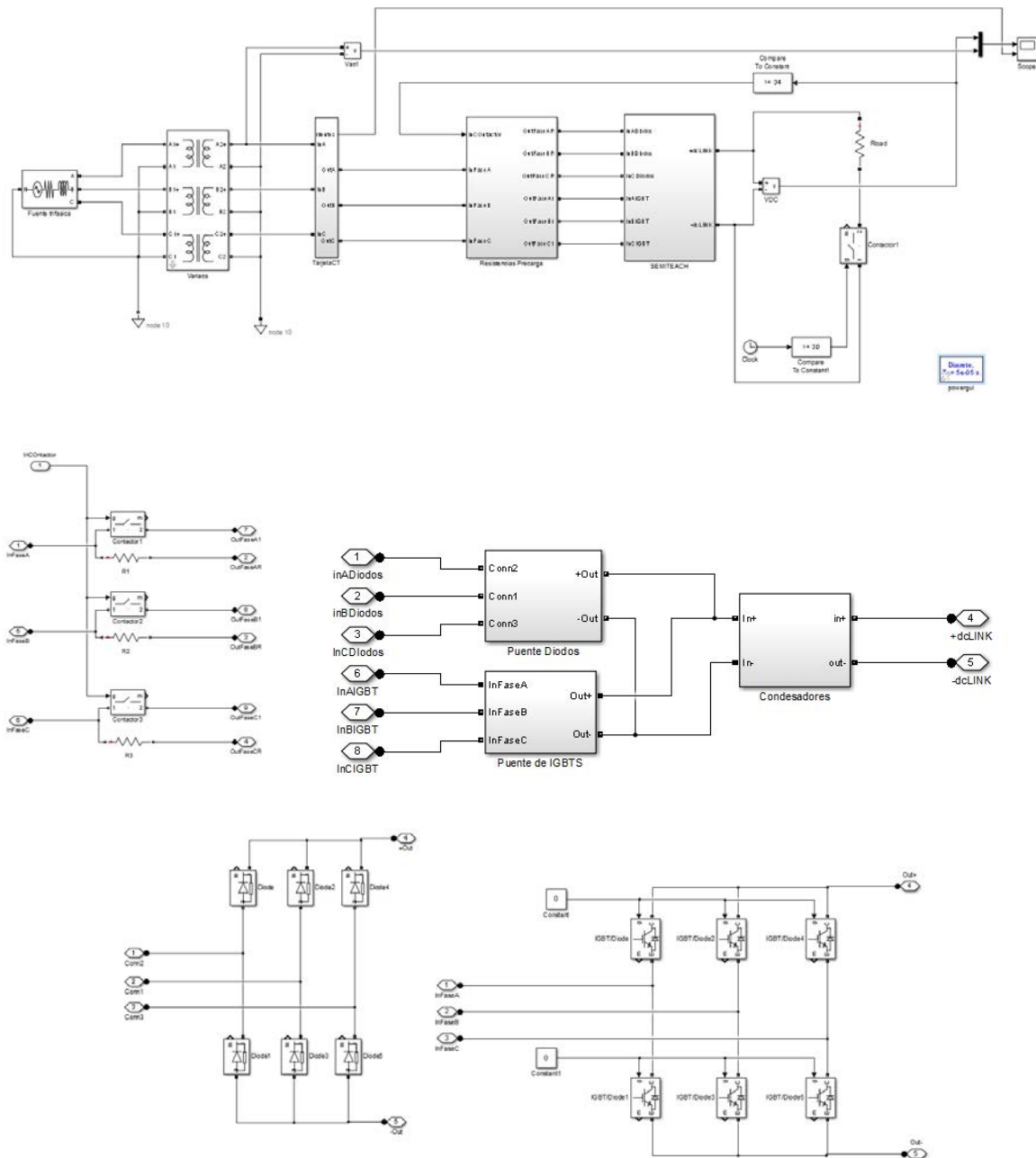


Figura 4-24 Simulación del sistema en lazo abierto

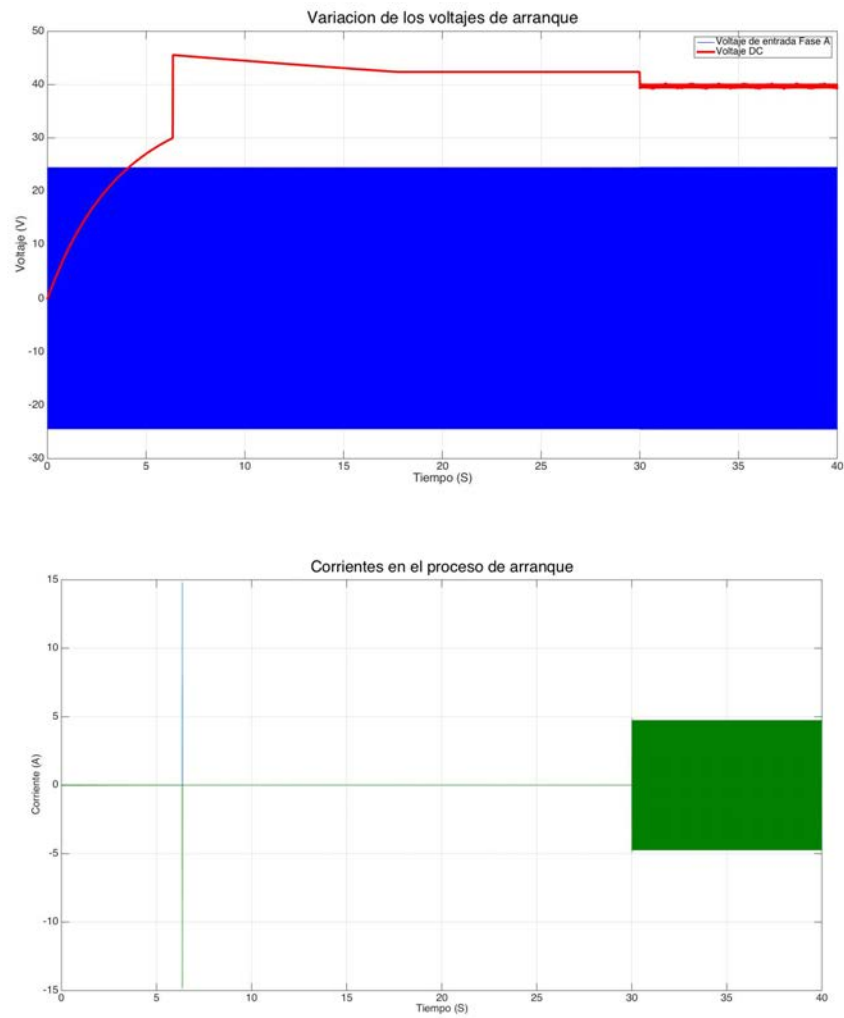


Figura 4-25 Voltajes y corrientes en el proceso de arranque

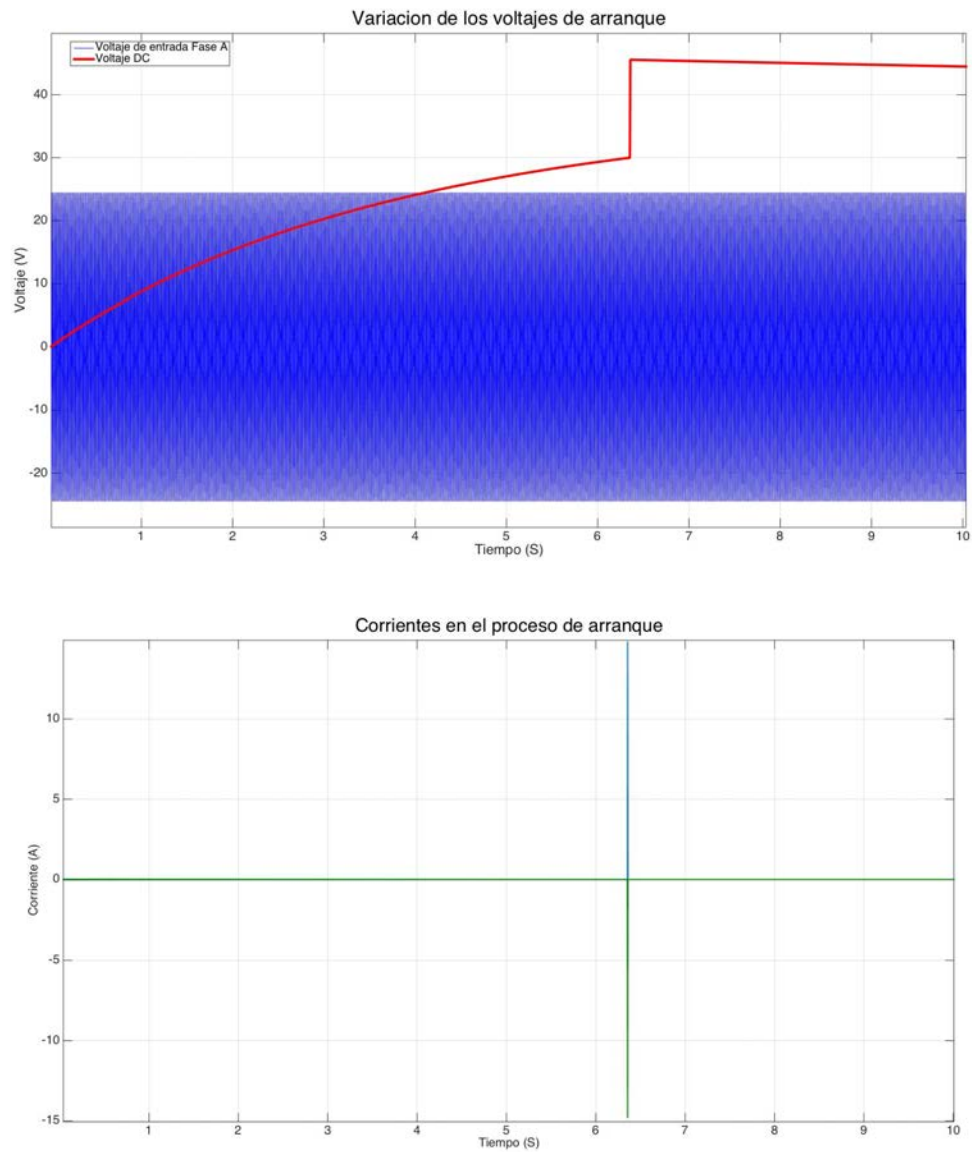
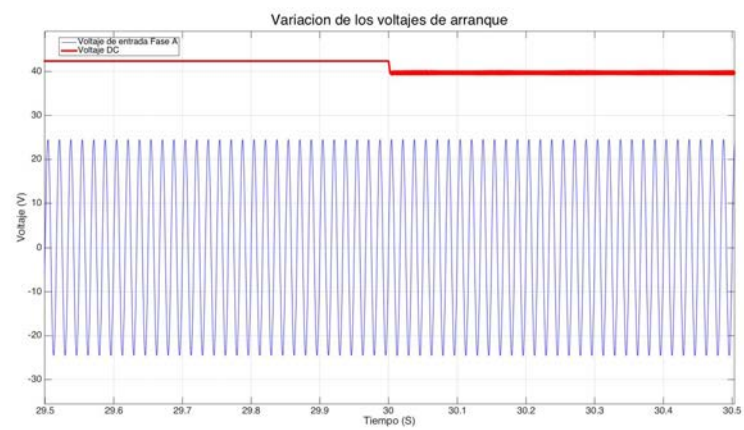


Figura 4-26 Salidas de las resistencias en el proceso de arranque



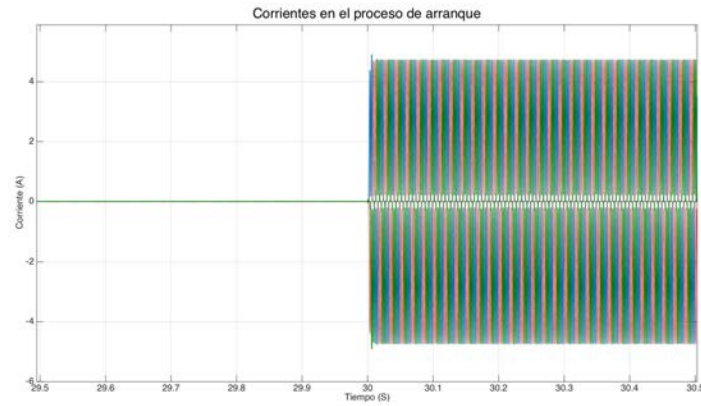


Figura 4-27 Entrada de la resistencia de carga

Realizando el arranque experimentalmente se observa las imágenes de la figura 4-28. Donde se muestra un comportamiento similar al de las simulaciones.

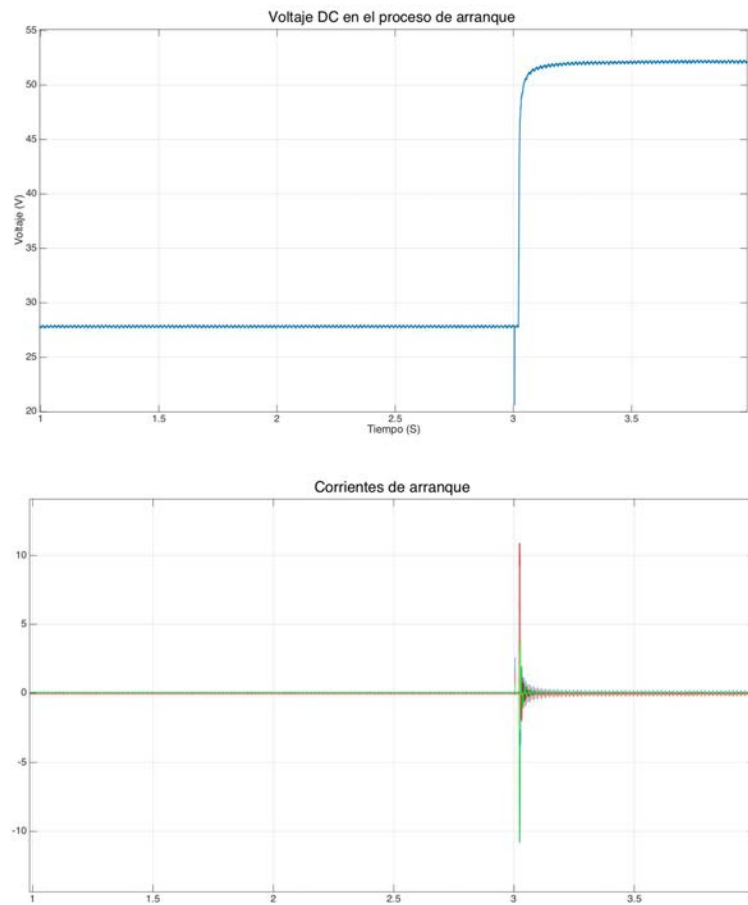


Figura 4-28 Proceso de arranque en el montaje experimental

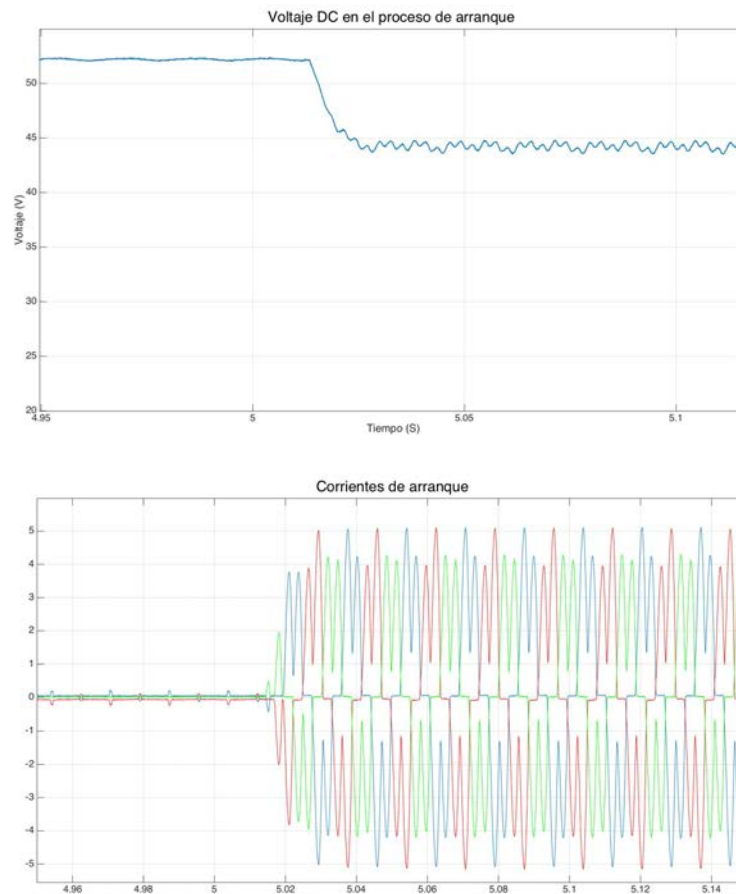


Figura 4-29 Caída de voltaje al entrar la carga

4.4 IMPLEMENTACIÓN DE LOS CONTROLADORES

Una vez ilustrado el montaje del lazo cerrado del rectificador se procede a realizar la implementación de los controladores descritos en los capítulos anteriores, la idea básica es copiar los controladores simulados con la herramienta Sym Powersystem y agregarlos a la plantilla básica del Simulink® real time para realizar la acción de control sobre los 2 lazos que se pretenden afectar con el controlador, al igual que en la simulación del PI del procedimiento de arranque de la sección anterior, el controlador no puede entrar en funcionamiento hasta que la secuencia de arranque este completa, y las variables medidas por los sensores estén en un valor adecuado (es decir el sistema de protecciones de software no este disparado), para ellos e agrego una señal de habilitación a los controladores cuya función es multiplicar la entrada y la salida de estos hasta que todo esté acorde para la entrada del compensador. Paralelamente el Target envía una señal digital de bloqueo a los integrados IR2112, para deshabilitar las señales PWM que llegan al Semiteach.

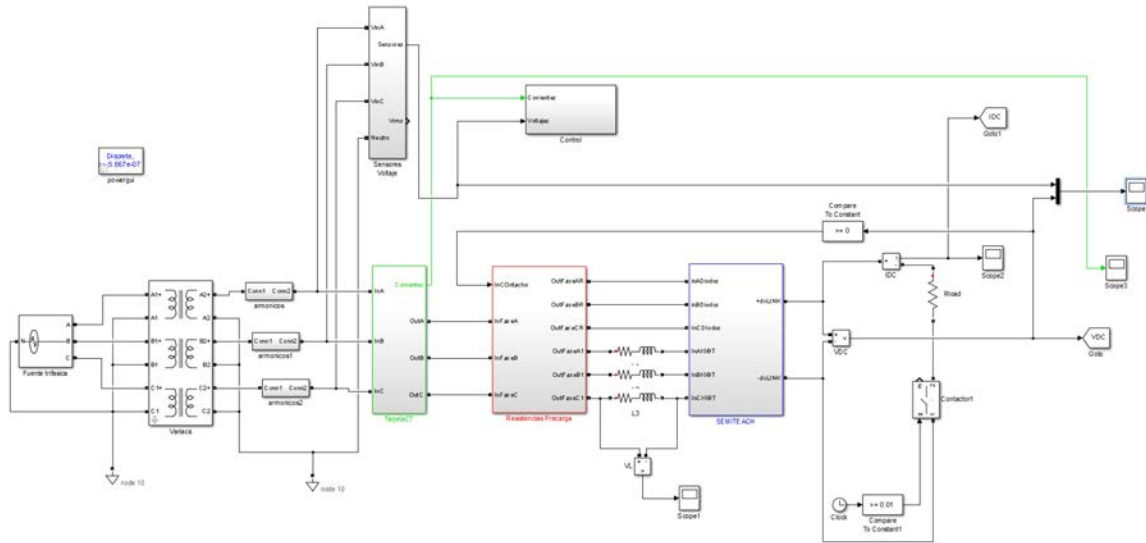


Figura 4-30. simulación de la planta en Simulink

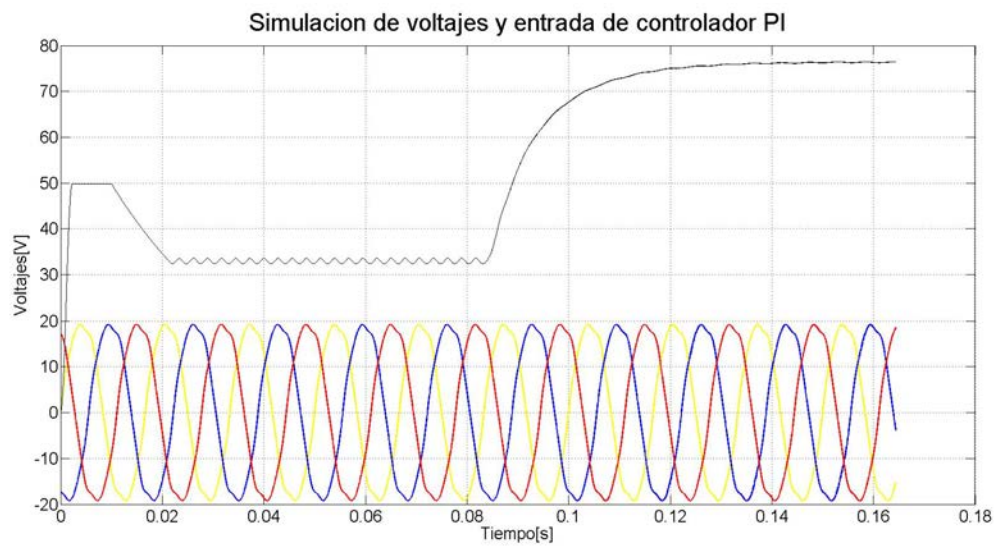


Figura 4-31. Respuesta de la simulación de la planta en Simulink

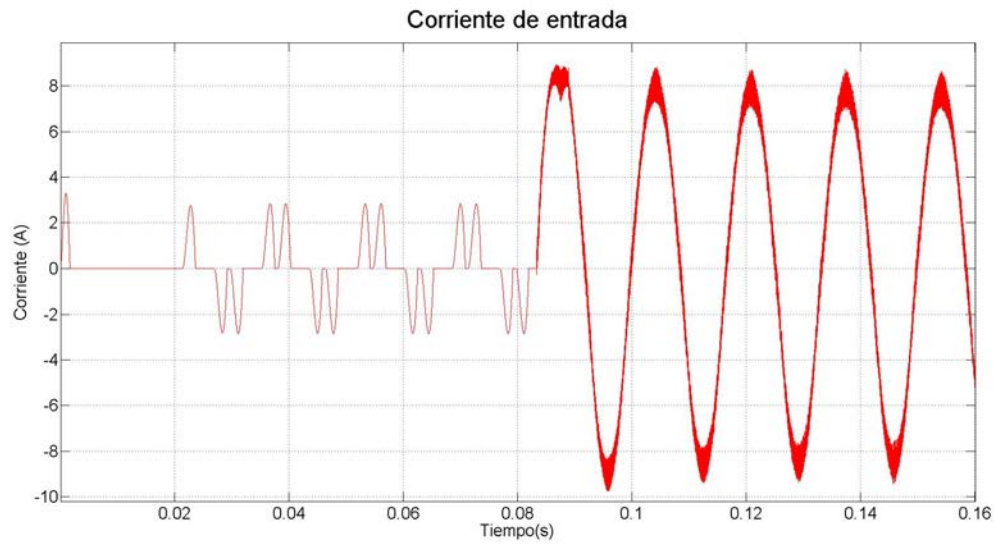


Figura 4-32. Corrientes en la simulación de la planta

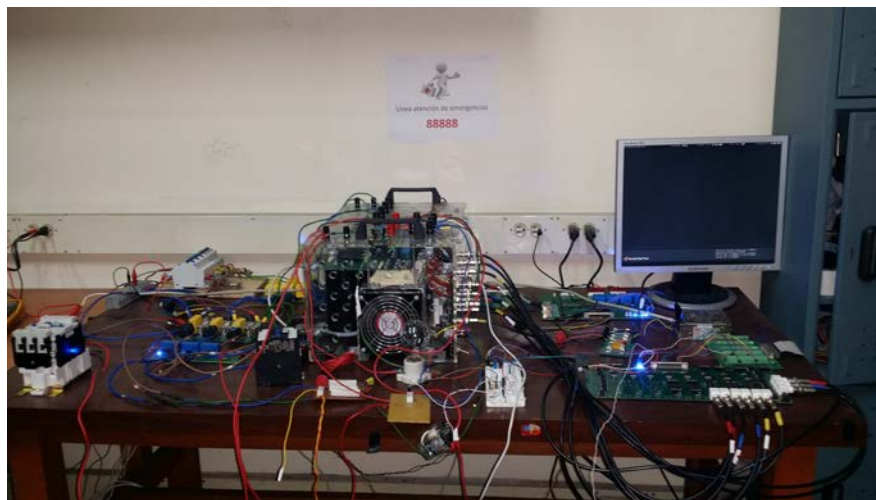


Figura 4-33. Fotografía montaje experimental

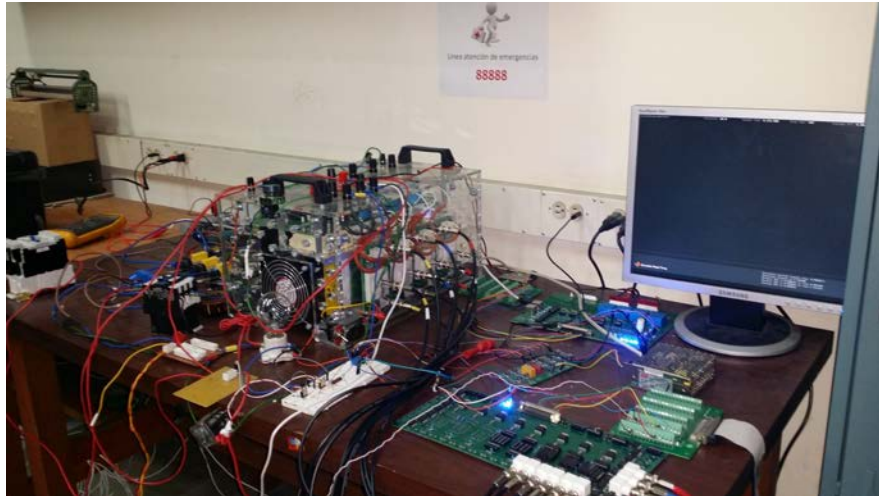


Figura 4-34. Fotografía montaje experimental

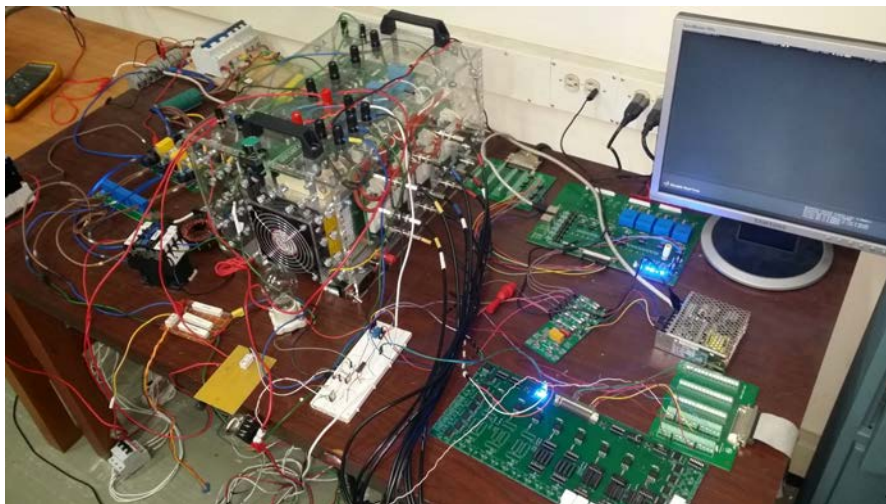


Figura 4-35. Fotografía montaje experimental

5. RESULTADOS

En la plataforma experimental diseñada, se implementaron los distintos controladores descritos en el capítulo 3 para las dos versiones de la planta monofásica y trifásica. A continuación se presentara un resumen de los resultados obtenidos, y se dará una pequeña descripción del desempeño de dichos controladores.

Los resultados en el caso monofásico fueron medidos con el dispositivo Fluke 45 que es un analizador de redes monofásico, para el caso trifásicos las medidas fueron tomadas con el analizador de redes trifásico Fluke 435, suministrado por el laboratorio de alta tensión de la universidad Nacional de Colombia.

5.1 Implementaciones y resultados en el planta monofásica

La planta monofásica en lazo abierto presenta una respuesta en corriente como se muestra en la figura 5.1, donde se observa que no es completamente sinusoidal. Revisado el THD de la corriente con la planta en lazo abierto, se distingue un resultado de 55,1% y se perciben componentes armónicas en corrientes por lo menos hasta el armónico 13, equivalente a 780Hz y un factor de potencia del 0.84.

También se destaca que el voltaje de entrada no es perfecto ya que tiene un THD de 4.4% y componentes armónicas hasta el 5 armónico, en la grafica 5-2 se indica que la frecuencia de entrada del voltaje son 60Hz; por lo tanto, los controladores deben ser capaces de rechazar frecuencias en la perturbación de voltaje de hasta 300Hz.

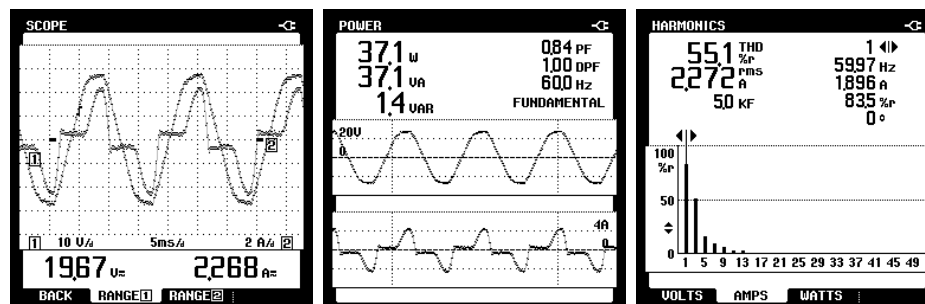


Figura 5-1. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, en lazo abierto

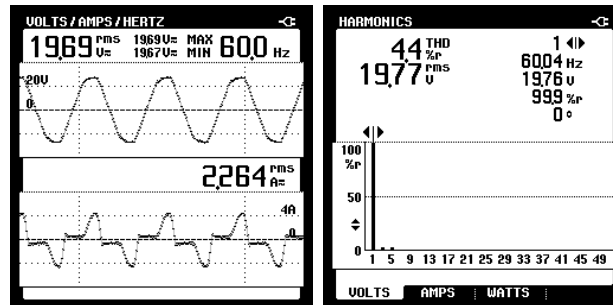


Figura 5-2. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada

5.2 Controlador tipo PI

Utilizando un algoritmo de control como el que se muestra en la figura 1-23, se logra modificar la forma de corriente como se constata en la figura 5-3, donde el voltaje y la corriente tienen una forma similar y la fase entre las dos señales es muy cercana a 0, como lo evidencia el factor de potencia que el instrumento marca como 1.00. Además, la distorsión armónica THD en corriente disminuye del 55% al 3.7% con presencia del tercer y quinto armónico.

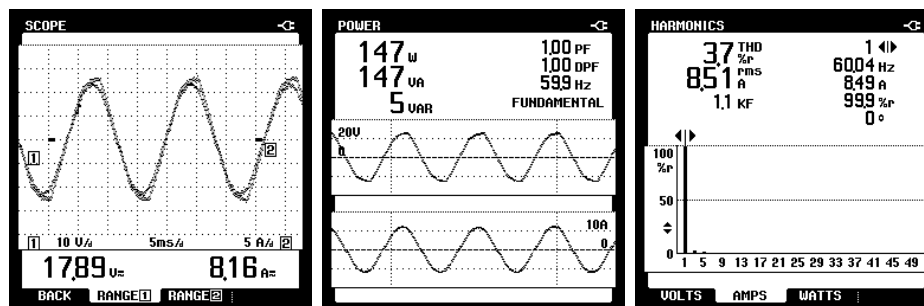


Figura 5-3. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control PI

A si mismo, se demuestra en la figura 5-4 que el voltaje de entrada tiene presencia de tercer y quinto armónico, provocando un distorsión total del 4.1%, lo que evidencia que este controlador no puede rechazar componentes de frecuencia de 180Hz y 300Hz presentes en el voltaje.

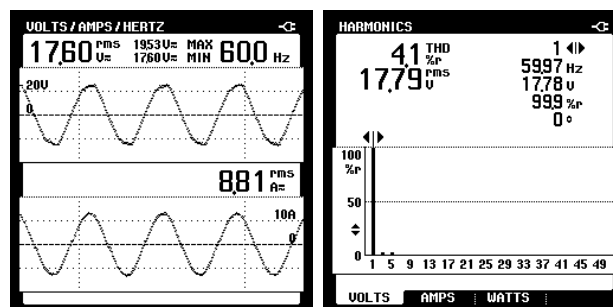


Figura 5-4. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada

5.3 Controlador tipo Resonador o AFC

Implementando un controlador con las mismas características de la figura 2-1, se utiliza un modelo interno de sinusoidales en la frecuencia fundamental (60Hz) y en el tercer, quinto y séptimo armónico; lo anterior, para poder realizar el seguimiento a 60Hz y rechazar las perturbaciones de voltaje que se observan en la figura 5-6 (tercer y quinto armónico). Como se muestra en la figura 5-5, el THD de corriente disminuye a 1,5% y no se observa componentes armónicas, la forma es bastante sinusoidal y el factor de potencia que identifica el instrumento es 1.0.

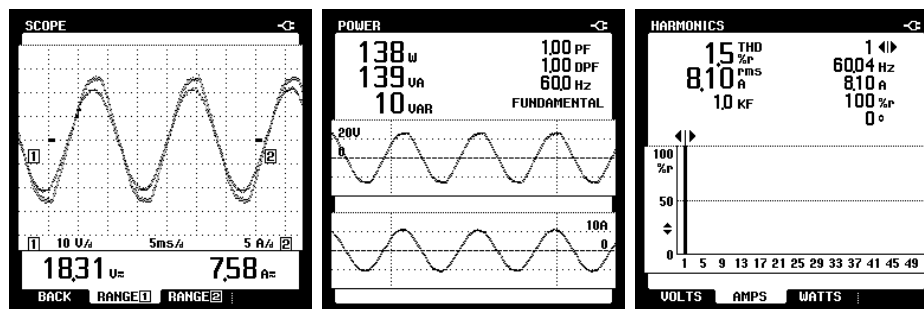


Figura 5-5. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control resonante

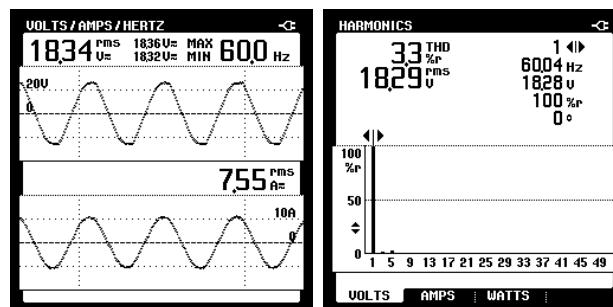


Figura 5-6. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada

Este control tiene un excelente desempeño a 60Hz, pero lamentablemente el comportamiento de dicho controlador se degrada con las variaciones de frecuencia, conforme se aleja de su punto de operación, en este caso 60Hz, su comportamiento tanto en factor de potencia y THD disminuye.

5.4 Controlador tipo resonador o AFC con frecuencia adaptativa

Como se explico en el capítulo 2, los controladores de tipo resonador pierden desempeño conforme el voltaje de entrada se aleja del punto de sintonización a los que fueron diseñados. Una alternativa para dar robustez a este tipo de controladores es utilizar el PLL para estimar la frecuencia actual de la red y sintonizar en línea los controladores de tipo AFC para que no se pierda desempeño del sistema.

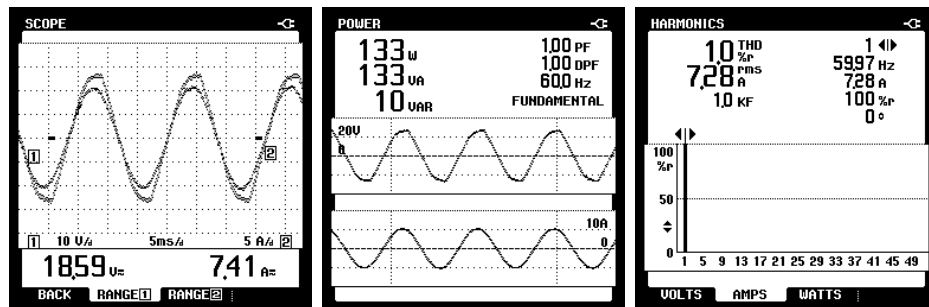


Figura 5-7 Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control resonante variable

En la figura 5-7 se distingue que el THD de corriente disminuye 0.5% para un total de 1%, utilizando el control adaptativo de frecuencia en resonadores, esto se debe a que la frecuencia real de la red no es exactamente 60 Hz, si no un valor muy cercano que es 59,97 Hz; esta mínima diferencia de 0.03 Hz ocasiona una diferencia tan grande en el THD, con respecto a un controlador con la frecuencia fija. En cuanto a factor de potencia y rechazo a perturbaciones de voltaje, el comportamiento es igual a un controlador resonante de frecuencia fija.

5.5 Control repetitivo

Implementando un control como el de la figura 2-10, la corriente adquiere una forma sinusoidal con un THD de corriente de 1.3% y factor de potencia de 1.00, como lo representa la Figura 5-8. Ello demuestra un excelente desempeño del controlador, pese a que la frecuencia de la red no es exactamente la frecuencia a la que fue sintonizado el controlador (60 Hz), estos controladores son idóneos para este tipo de aplicaciones por su naturaleza periódica.

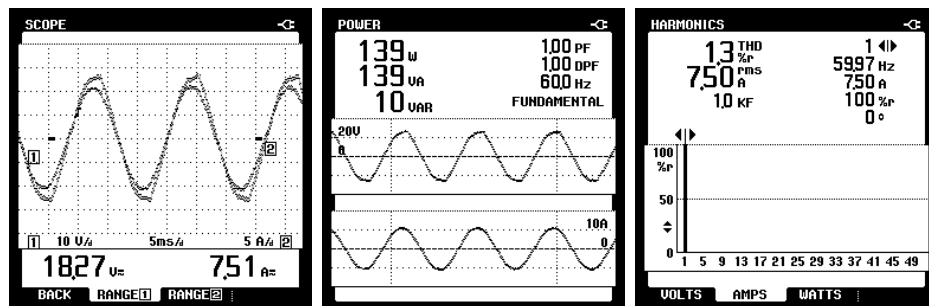


Figura 5-8. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control repetitivo

Como enseña la figura 5-9, el voltaje tiene componentes armónicos con un THD de 3.6% y la frecuencia de entrada al rectificador es de 60.04 Hz, a pesar de tener una pequeña desviación en la frecuencia de entrada, el sistema puede rechazar esta perturbación; pero si la variación de frecuencia fuera mayor el sistema perdería desempeño en THD% de corriente, aun así sería estable por el control acompañante del sistema.

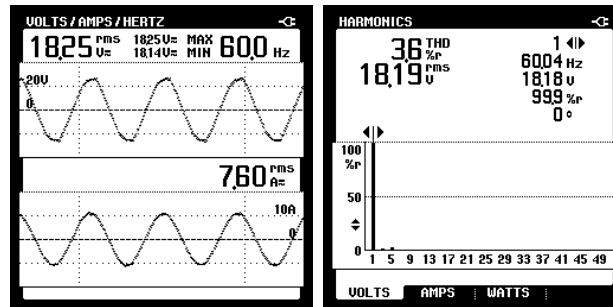


Figura 5-9. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada con control repetitivo

5.6 Control repetitivo de alto orden

El control repetitivo de alto orden permite ampliar el ancho de los picos que presentan una alta ganancia en el control repetitivo normal, lo cual permite que aunque las variaciones de frecuencias sean fuertes con respecto a la frecuencia de sintonización del controlador, el sistema pueda tener una alto desempeño en factor de potencia y THD de corriente. Las figuras 5-10 y 5-11 reflejan esto, donde se observa que pese a que la frecuencia de entrada no es 60Hz, sino 59,97Hz el THD de corriente alcanza un valor de 0,7%, menor al control resonante de frecuencia adaptiva (esto se debe a que este control no tiene resonadores en toda la frecuencia), o al control repetitivo normal (ya que al ancho de los picos de frecuencia son mas anchos). De este modo, el control repetitivo de alto orden se presenta como una excelente solución para este tipo de plantas.

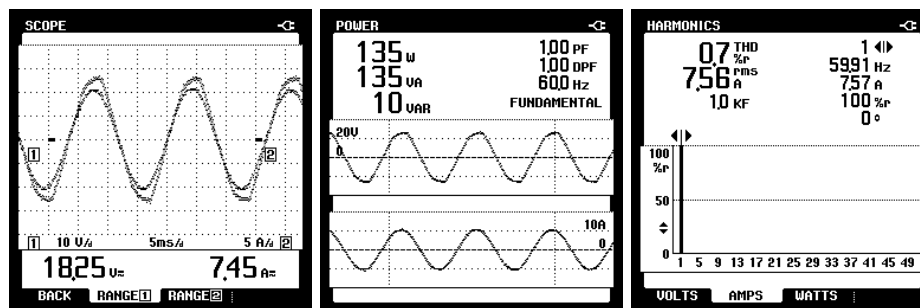


Figura 5-10. Forma de onda de corriente, factor de potencia y THD de corriente, con control repetitivo de alto orden

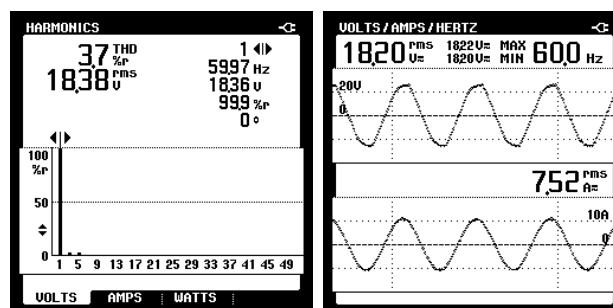


Figura 5-11. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada con control repetitivo de alto orden

5.7 Control GPI

La ultima estrategia de control implementada. es el control basado en el rechazo activo de perturbaciones, el cual tiene una filosofía distinta a los controladores anteriores, ya que su fortaleza no se basa en incluir el modelo interno de la perturbación a rechazar, sino en estimar en línea las perturbaciones internas o externas que afectan el desempeño del sistema. Para ello, el controlador se apoya de un observador que estima la perturbación en línea y la inyecta al control para de esta forma rechazarla.

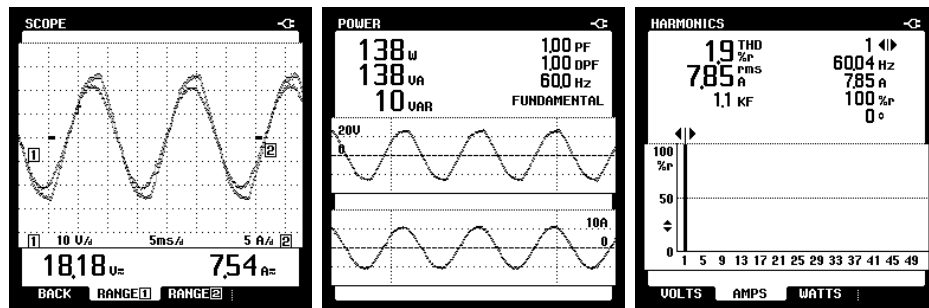


Figura 5-12. Forma de onda de corriente y voltaje, factor de potencia y THD de corriente, con control GPI

Como se lee en la figura 5-12 el control GPI no tiene un desempeño tan alto como los controladores de tipo resonador o repetitivo, ya que su THD de corriente es de un valor de 1,9%, casi un punto porcentual por encima de los otros controladores; pero, la ventaja de este radica que es un método independiente de la frecuencia, es decir, puede soportar cambios de frecuencia mucho mayores al control repetitivo de alto orden. Este tipo de controladores son ideales para implementaciones de rectificadores con amplias variaciones de frecuencia, como rectificadores que funcionen a 60Hz y 50Hz o con plantas eléctricas donde el rango de frecuencia puede variar de 40 a 70 Hz.

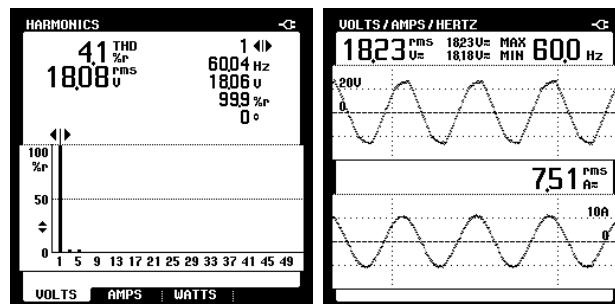


Figura 5-13. Frecuencia del voltaje de entrada y armónicos de entrada con control GPI

En la tabla 5-1, se reconoce el desempeño de los controladores en términos de THD de corriente y factor de potencia, se agrega una columna de frecuencia de la red, ya que esta presenta algunas variaciones en diferentes instantes, tambien se agrega una columna de robustez frente a variaciones de frecuencia, la cual no es característica presente en todos los controladores.

Tabla 5-1, Comparación de las diferentes características de los controladores en la planta monofásica con la red eléctrica

CONTROLADOR	FRECUENCIA (Hz)	THD DE VOLTAJE	THD DE CORRIENTE	FACTOR DE POTENCIA	ROBUSTO A VARIACIONES DE FRECUENCIA
LAZO ABIERTO	60	4,4	55,1	0,84	No aplica
PI	59,97	4,1	3,7	1	SI
RESONADOR	60,04	3,3	1,5	1	No
RESONADOR FRECUENCIA VARIABLE	59,97	3,3	1	1	SI
REPETITIVO	59,97	3,6	1,3	1	No
REPETITIVO DE ALTO ORDEN	59,91	3,7	0,7	1	Si
GPI	60,04	4,1	1,9	1	Si

En los resultados de la tabla 5-1, se observa que a frecuencias muy cercanas a la frecuencia nominal del controlador (menos de 0,1% de variación), el controlador que mejor desempeño tiene en términos de THD de corriente es el control repetitivo de alto orden y el que menos desempeño logra es el controlador de tipo PI. En términos de factor de potencia el instrumento de medida marca 1.0 para todos los controladores, debido a esto no puede compararse en términos de factor de potencia cual controlador presenta un mejor desempeño, ya que la exactitud del instrumento de medida no permite observar una diferencia en el comportamiento de esta variable.

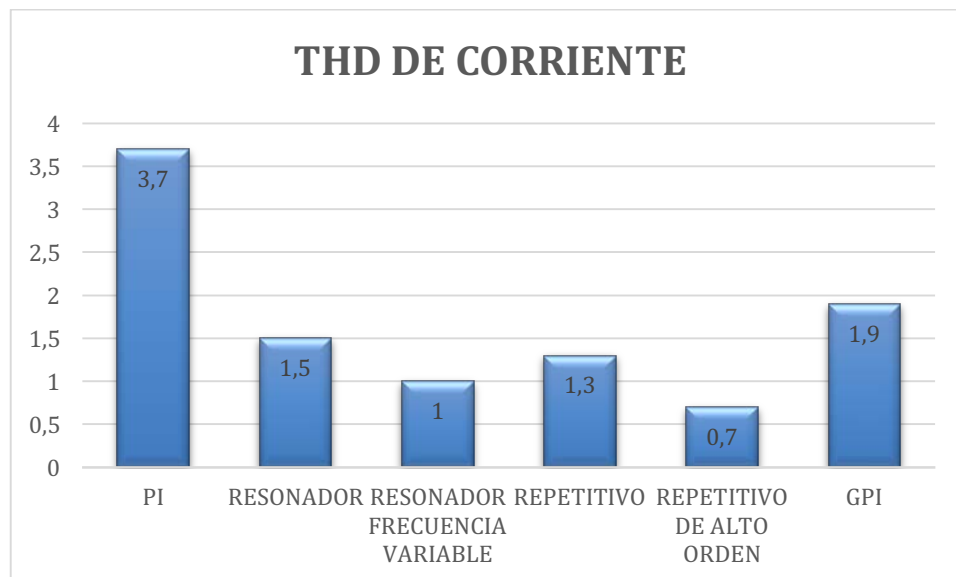


Figura 5-14. Comparación de los distintos THD de corriente en cada controlador en la planta monofásica

En la grafica 5-14 se destacan los valores de los distintos THD y se observan que todos los controladores descritos en el presente trabajo utilizando la red comercial de distribución de energía, cumplen con los lineamientos exigidos por la referida norma IEC 61000.

Para poder comprobar el desempeño de cada uno de las topologías de controladores, frente a fuertes variaciones de frecuencia, se utilizo un UPS de 20KVA marca PowerSun, para modificar la frecuencia de voltaje a la entrada del rectificador y se realizaron experimentos a frecuencias de: 58,0Hz, 59Hz, 60,0Hz, 61,0Hz y 62,0Hz; los resultados de estos experimentos están plasmados en la tabla 5-2.

Al igual que en la tabla 5-1, la tabla 5-2 presenta los resultados de THD y factor de potencia de los controladores a diferentes frecuencias. Se observa que cada control tiene un valor distinto de THD a cada frecuencia, salvo el control tipo resonador con frecuencia adaptativa, que presenta un THD de corriente del 1% para al rango de frecuencias trabajadas en los experimentos. En los demás controladores se percibe que el mejor comportamiento de cada uno de ellos es a 60Hz, la frecuencia a la cual fueron sintonizados.

Tabla 5-2. Desempeño de los controladores a frecuencia variable

CONTROLADOR	FRECUENCIA (Hz)	THD DE VOLTAJE	THD DE CORRIENTE	FACTOR DE POTENCIA	ROBUSTO A VARIACIONES DE FRECUENCIA
RESONADOR	58	4,8	2,8	1	No
	59	2,9	2,8	1	No
	60	2,7	1,3	1	No
	61	2,6	3,4	1	No
	62	3,2	5,1	1	No
RESONADOR FRECUENCIA VARIABLE	58	1,6	1	1	Si
	59	1,7	1	1	Si
	60	1,7	1	1	Si
	61	1,7	1	1	Si
	62	1,9	1	1	Si
REPETITIVO	58	2,7	3,7	1	No
	59	3,3	2,8	1	No
	60	2,3	0,7	1	No
	61	3,1	3,6	1	No
	62	3,3	4,6	1	No
REPETITIVO DE ALTO ORDEN	58	3,2	1,5	1	Si
	59	3,1	1	1	Si
	60	2,7	0,7	1	Si
	61	3,7	1,3	1	Si
	62	9,2	2,8	1	Si

Para mostrar de una mejor manera el desempeño de los controladores a distintas frecuencias, la grafica 5-15, exhibe los resultados del THD de corriente donde el eje (X) es cada una de las frecuencias de operación y el eje (Y) los THD de corriente en porcentajes.

En esta figura, se observa que las barras mas pequeñas (menor THD) se presentan en las frecuencia de 60Hz, y las mas grandes en los extremos (58Hz y 62Hz), lo que demuestra que el desempeño en términos de THD de corriente se va degradando conforme se aleja de los 60Hz, esto ocurre en todos los controladores salvo el resonador de frecuencia variable (color morado), que siempre marca un THD del 1% en todas las frecuencias.

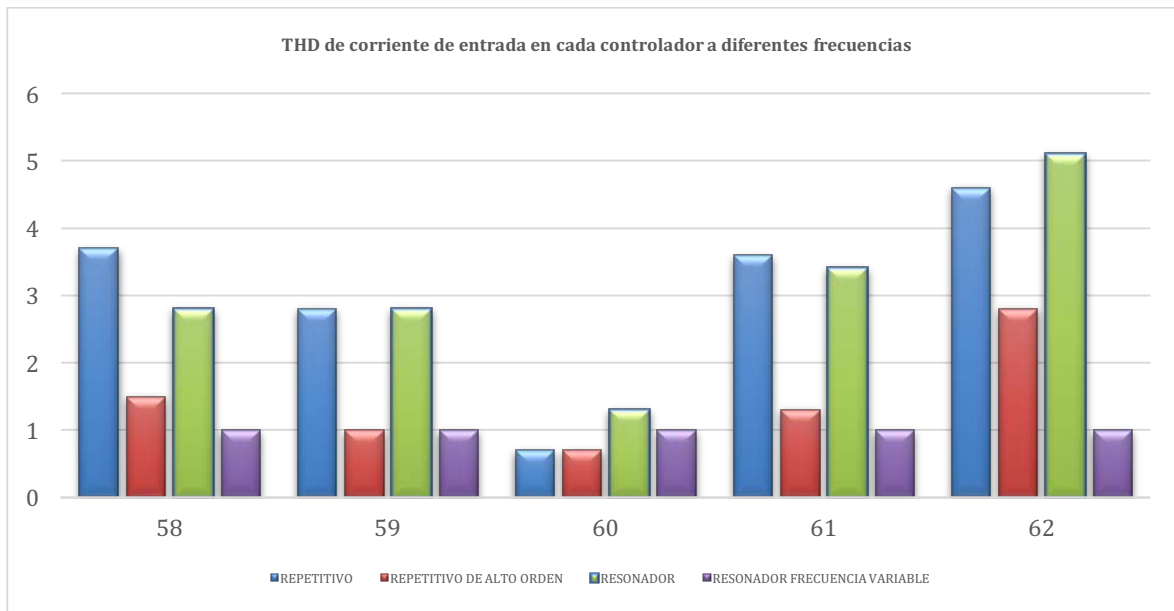


Figura 5-15. Respuesta de distintos controladores a distintas frecuencias

5.8 Implementaciones y resultados en la planta trifásica

Al igual que en el caso monofásico, la planta trifásica tiene un comportamiento en lazo abierto con un pésimo THD de corriente (del orden del 35% por fase) y un bajo factor de potencia (cercano a 0,91). La forma de corriente es distinta de la forma presentada en el caso monofásico debido a la configuración trifásica del controlador, dicha forma se muestra en la figura 5-16, donde se observa los voltajes de entrada trifásicos, las respectivas corrientes y una grafica del voltaje y corriente de la fase A.

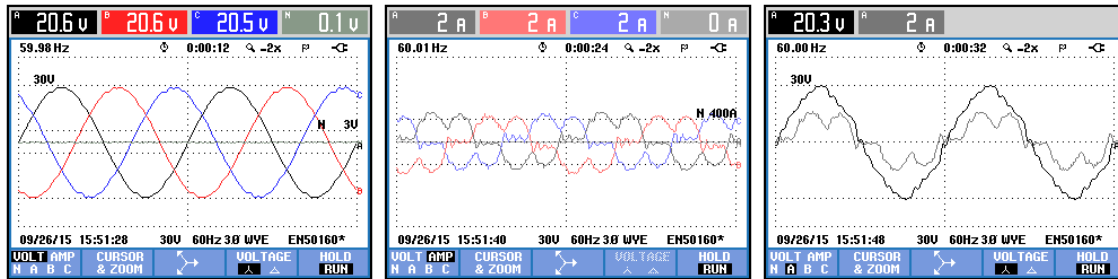


Figura 5-16. Voltajes y corrientes en lazo abierto en rectificador trifásico

El factor de potencia y armónicos en corriente se muestra en la grafica 5-17, donde se evidencia el desfase entre la corriente y el voltaje en un diagrama fasorial, además se presenta una tabla donde se resume el factor de potencia por cada una de las 3 fases.

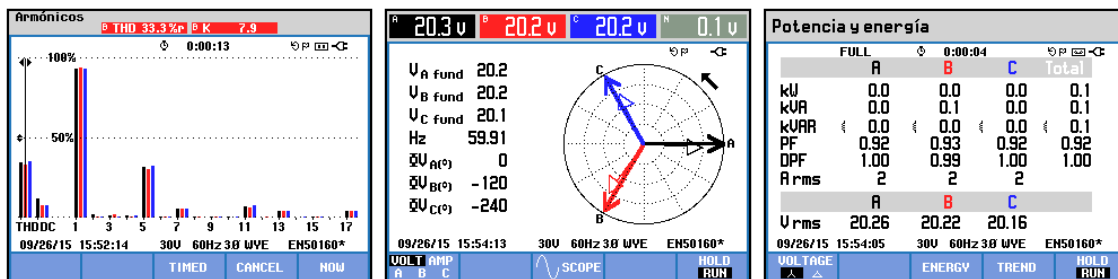


Figura 5-17. Armónicos y factor de potencia de la planta en lazo abierto.

5.9 Control PI trifásico.

Igual que en la planta monofásica se aplico un control PI para las fases A y B, la señal de control de la fase C resulta de la suma de las señales de control de la fase A y B. Usando el mismo controlador que en el caso monofásico, se logra controlar la forma de la corriente, aunque el THD de corriente pasa de un valor de 3,7% (del caso monofásico) a 4,1% en la fase A, 3,5% en la fase B y 4,2% en la fase C. Estos datos se muestran en la figura 5-19.

En la figura 5-18 se observa la nueva forma sinusoidal de las 3 fases, junto con un desfase muy cercano a 0 entre el voltaje y la corriente.

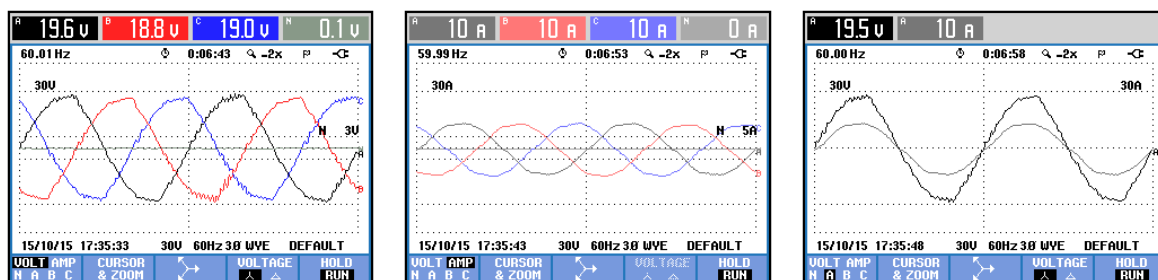


Figura 5-18. Voltajes y corrientes de entrada en el controlador PI

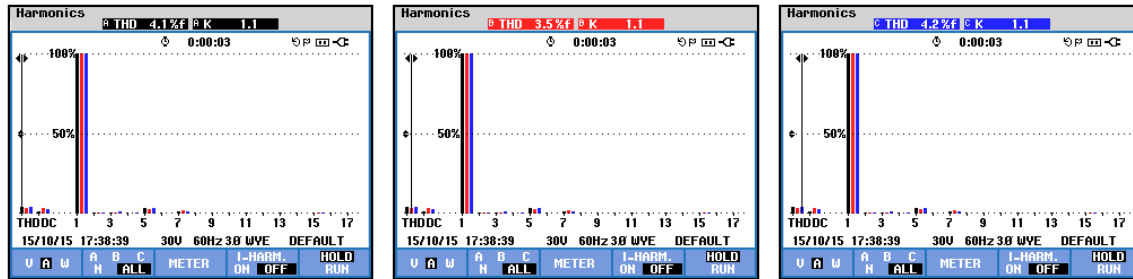


Figura 5-19. Armónicas en las corrientes de entrada con el controlador PI.

Al igual que su contra parte monofásica, los controladores presentan las mismas ventajas y desventajas en el caso trifásico, por esta razón el controlador de tipo PI en el caso trifásico tiene componentes armónicas significativas en el quinto y séptimo armónico degradando de esta manera su comportamiento.

5.10 Control resonador o AFC trifásico

Este controlador es la extensión de la estrategia de control de tipo resonador aplicada al caso trifásico, al igual que el controlador de PI se utilizan solo 2 controladores, para la fase A y B respectivamente, el control de la fase C, se realiza por la suma de las señales de control de las otras 2 fases.

En la figura 5-20, se observa cualitativamente una mejora en las formas de las 3 ondas de corriente, se nota mas suave con respecto al controlador de tipo PI. Frente al THD de corriente en la figura 5-21 se distingue que el indicador esta por debajo 1,5%, una mejora apreciable con respecto a los 4,2% del PI, aunque se presenta una disminución del desempeño frente al caso monofásico.

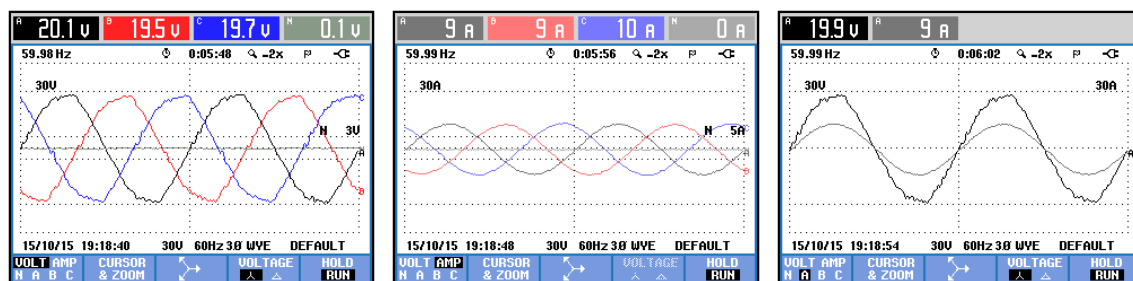


Figura 5-20. Voltajes y corrientes de entrada en el control resonante trifásico

Con respecto al factor de potencia, tanto el controlador AFC como el PI, logran valores de 1.0, lo cual indica que el desfase es muy cercano a 0 en ambas estrategias de control.

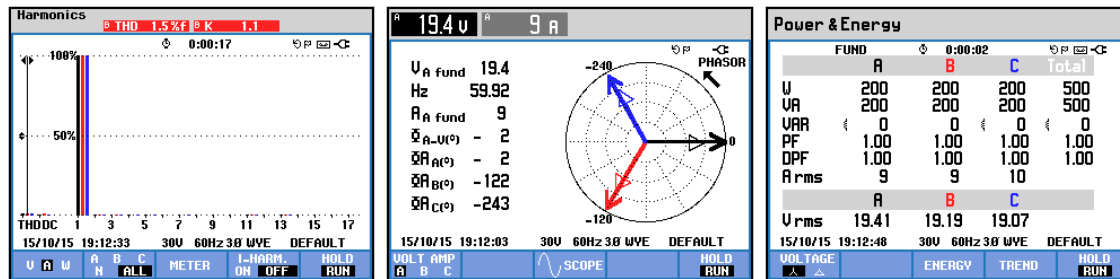


Figura 5-21. Armónicos de corriente, factor de potencia en el control resonante.

Del mismo modo que en el caso monofásico, este tipo de controladores pierden desempeño frente a las variaciones de frecuencia, que puedan a llegar a presentarse en los voltajes de entrada. Figura 5-22.

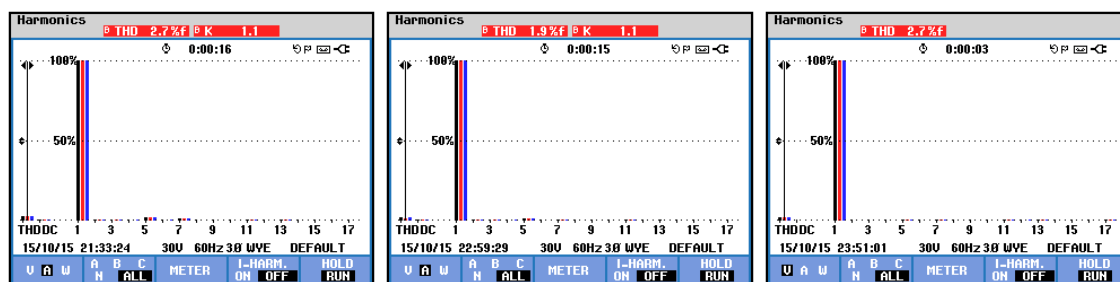


Figura 5-22. Desempeño del control AFC a 58Hz, 61Hz y 62Hz

5.11 Controlador tipo resonador trifásico o AFC con frecuencia adaptativa

De manera similar al caso monofásico, los controladores de tipo resonante se adaptan en línea a las variaciones de frecuencia, para suplir la falta de desempeño de estos controladores cuando se presentan desviaciones de frecuencia para la que fueron diseñados.

Para el caso trifásico, la implementación de estos sistemas es similar que el caso anterior, dos controladores y la tercera señal de control es la resultante de la suma de las otras 2 señales de control. Este controlador tiene un comportamiento similar al control resonante, como se evidencia en las figuras 5-23 y 5-24.

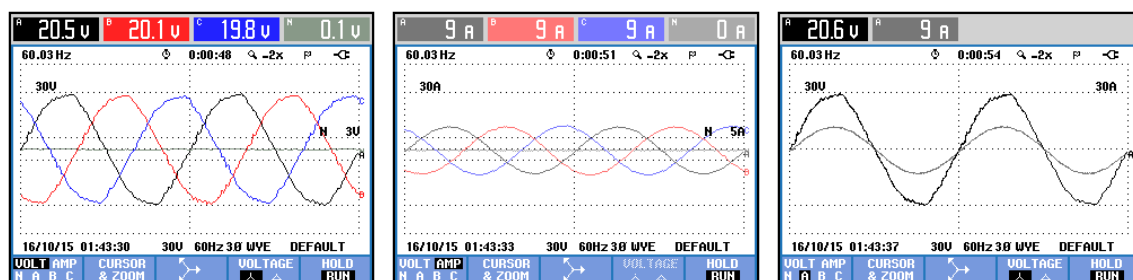


Figura 5-23. Voltajes y corrientes de entrada en control resonante con frecuencia variable

Pese a los cambios de frecuencia, el THD de corriente en la fase B no supera el 1.4% y lo mismo ocurre en las fases A y C.

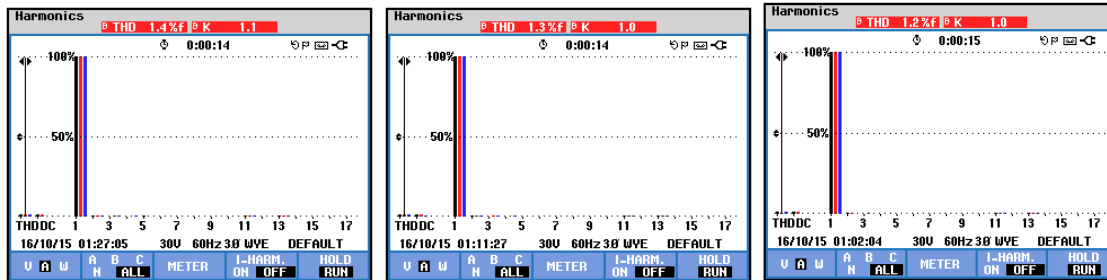


Figura 5-24. Figura 5 22. Desempeño del control AFC a 58Hz, 61Hz y 62Hz

5.12 Control repetitivo para el caso trifásico

Igual que en los casos anteriores, se implemento en el rectificador trifásico dos controles tipo repetitivo para la fase A y B respectivamente y el control de la fase C se obtiene de la suma de las dos señales de control mencionadas anteriormente. En la figura 5-25, se presentan las señales trifásicas de voltaje y corriente, junto con una grafica del voltaje de la fase A y su respectiva corriente a 60Hz, en estas graficas se observan cualitativamente que las formas de onda de corriente son sinusoidales y que el desfase entre el voltaje y la corriente es mínimo.

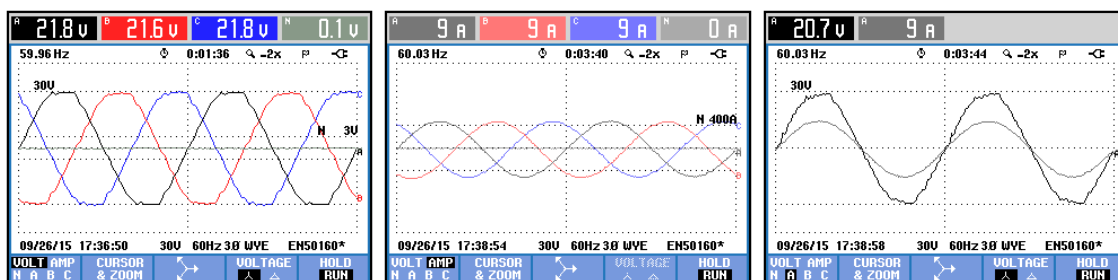


Figura 5-25. Señales de voltaje y corriente, aplicando controlador repetitivo.

Este resultado puede comprobarse con el factor de potencia ya que el instrumento utilizado marca un resultado de 1 para este indicador. Con respecto a la forma de onda, el THD de corriente muestra que la forma es bastante cercana a una onda sinusoidal, ya que el THD esta por debajo del 2% en todas las fases como se muestra en la figura 5-26.

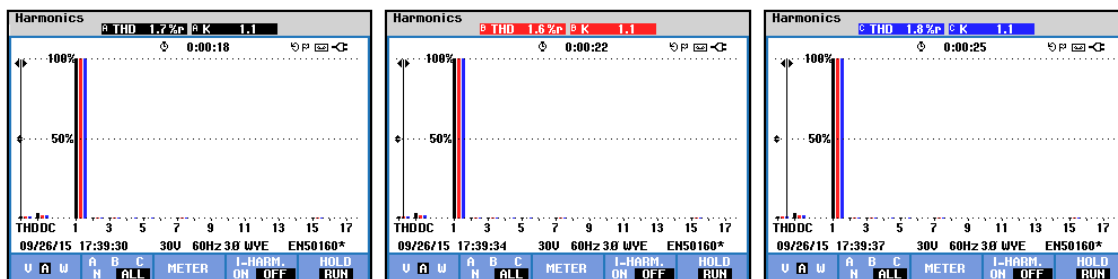


Figura 5-26. Armónicos en la corriente de entrada usando control repetitivo

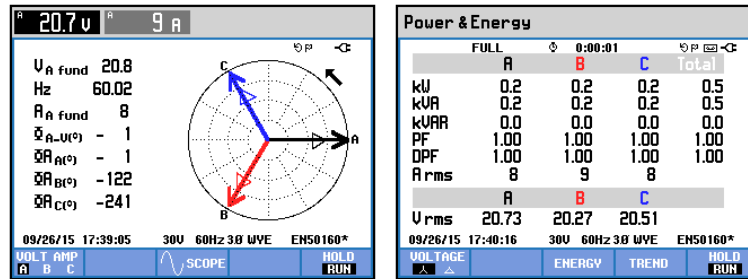


Figura 5-27. Fasores de corriente y voltaje, y factor de potencia

De mismo modo que en el caso monofásico, este controlador tiene la debilidad que no es robusto ante las variaciones de frecuencia, en la figura 5-28 se presentan los THD de las corrientes de entrada de la fase A, modificando la frecuencia de entrada en el voltaje a valores de 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz; estos valores superan el 2,5% en todas las medidas.

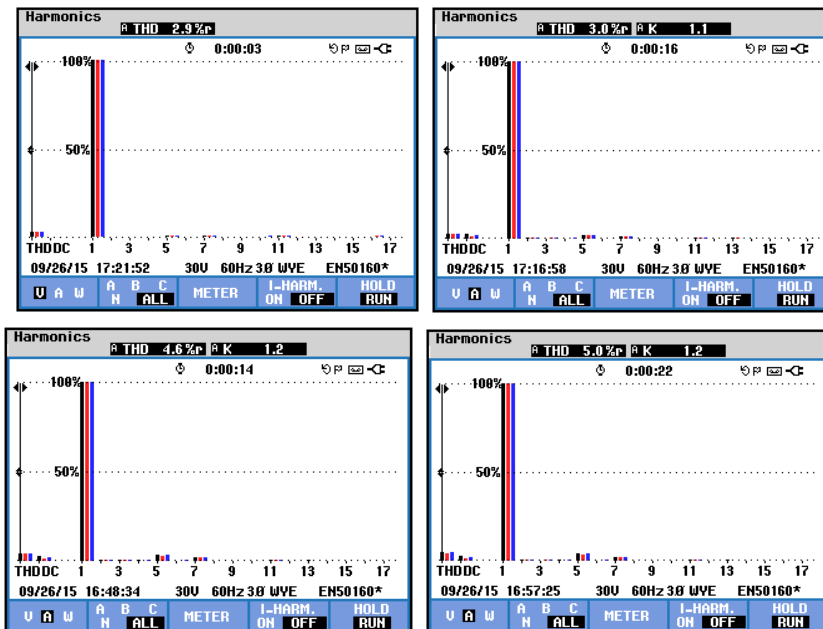


Figura 5-28. Armónicos de Corriente usando control repetitivo, a 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz

5.13 Control repetitivo de alto orden

Utilizando dos controladores con la misma estructura del caso monofásico de la sección 5.5, uno para la fase A y otro para la fase B, (Al igual que en los otros casos el control de la fase C resulta de la suma de las señales de control), se adquieren formas de onda como las que se destacan en la figura 5-29.

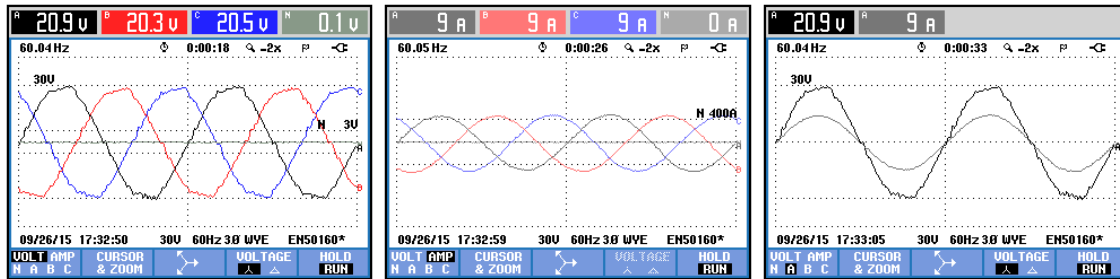


Figura 5-29. Formas de onda de voltaje y corriente usando control repetitivo de alto orden

Igual que en el control repetitivo y en el caso monofásico, este controlador tiene un excelente desempeño con la frecuencia de la red eléctrica (cercana al 60Hz), ya que el factor de potencia conseguido es del 1. Los THD de corriente resultantes son de 2,0%, 1,7%, 2,1%, para las fases A, B y C respectivamente, como se ilustra en la figura 5-30.

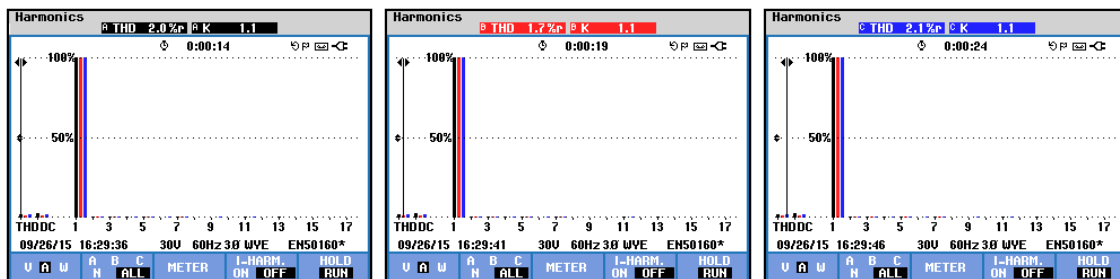


Figura 5-30. Armónicos de corriente de entrada, utilizando control repetitivo de alto orden, a 60Hz

Modificando la frecuencia de entrada usando el UPS, se puede observar que el desempeño del controlador repetitivo de alto orden, en cuanto a THD de corriente (Forma de onda), no se degrada de la misma proporción que el controlador de tipo repetitivo, lo cual hace el control repetitivo mas robusto frente a variaciones en la frecuencia de entrada.

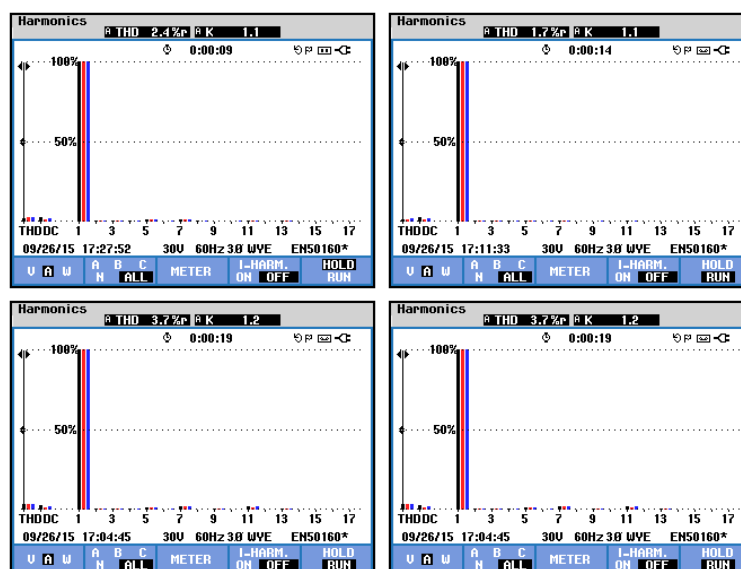


Figura 5-31. Armónicos de corriente usando control repetitivo de alto orden, a 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz.

En relación con el factor de potencia, este controlador obtiene un factor de potencia de 1 bajo todas las condiciones de frecuencia a la que fue sometido.

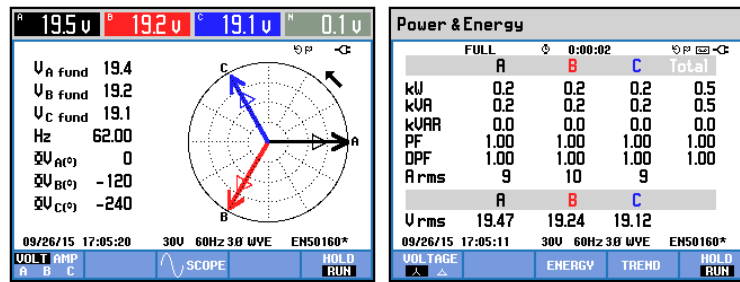


Figura 5-32. Factor de potencia usando el control repetitivo de alto orden, a 62Hz

5.14 Control GPI para el caso trifásico

El control PI generalizado, GPI en el caso trifásico, fue el control que menos desempeño obtuvo tanto en factor de potencia como en THD de corriente de entrada. Esto se debe a que básicamente este controlador es de tipo proporcional y el ruido en el rectificador trifásico aumenta por las conmutaciones de los 6 IGBTs; a pesar de ello, el controlador es estable en todas las frecuencias de operación a las que se probó el rectificador y la forma de onda de corriente logra tener un THD dentro de los objetivos formulados para este trabajo (Menor a 5%). La figura 5-33 muestra las formas de onda de voltaje y corriente y se puede observar que la corriente logra una forma cercana a la sinusoidal en fase con el voltaje.

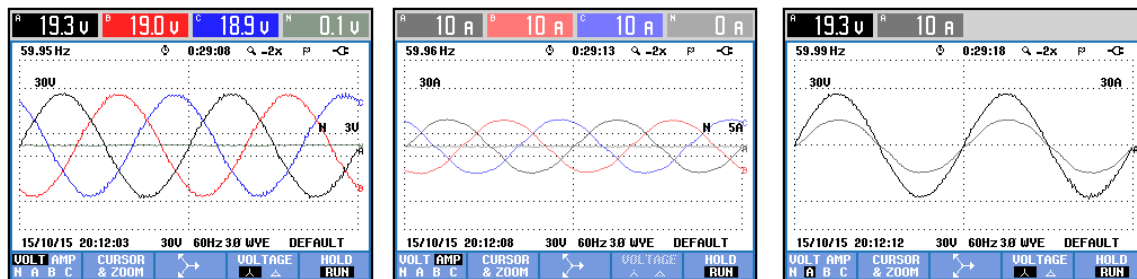


Figura 5-33. Formas de onda de voltaje y corriente con controlador GPI.

En la grafica 5-34 se contempla un pequeño desfase entre los fasores de voltaje y corriente; a pesar de ello, el instrumento de medida alcanza a marcar 1,0 de factor de potencia en las fases A y B. La fase C, alcanza a marca un factor de potencia de 0.99 que también cumple los objetivos de este trabajo.

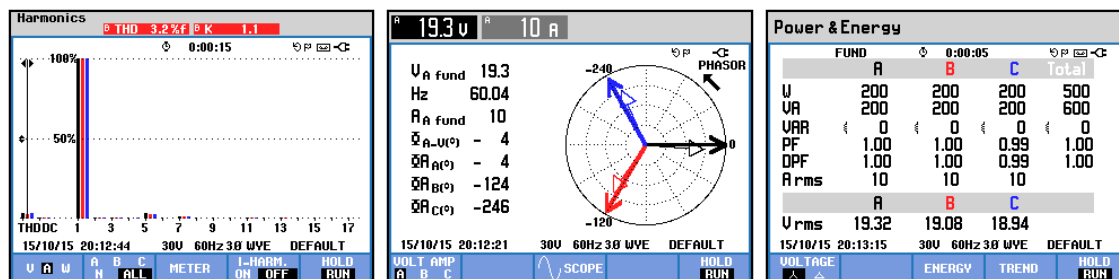


Figura 5-34. Armónicos de corriente, Fasores de voltaje y corriente, y factor de potencia, con control GPI

Una característica de este controlador es que a cada una de las frecuencias de operación a las que se probó el controlador (60hz, 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz), se obtuvieron resultados similares. La figura 5-35 muestra los armónicos de corriente a cada uno de estas frecuencias.

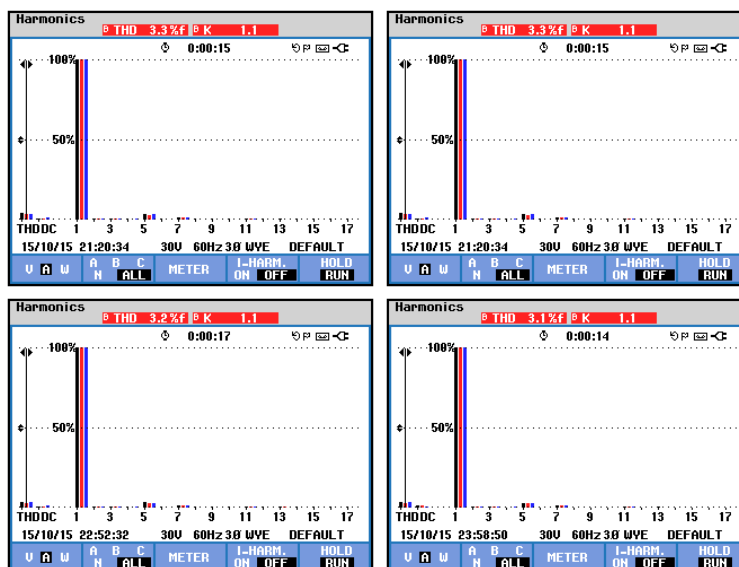


Figura 5-35. armónicos de corriente de entrada para 58Hz, 59Hz, 61Hz, 62Hz con el control GPI

Tabla 5-3. Comparación de los distintos controladores usando la red eléctrica

CONTROLADOR	FRECUENCIA (Hz)	THD de voltaje en la fase A	THD de voltaje en la fase B	THD de voltaje en la fase C	THD de corriente en la fase A	THD de corriente en la fase B	THD de corriente en la fase C	Factor de potencia en la fase A	Factor de potencia en la fase B	Factor de potencia en la fase C
LAZO ABIERTO	59,98	6,4	6,5	6,3	34,4	33,3	35,2	0,92	0,93	0,92
PI	60,01	4,9	5,5	5,5	4,1	3,5	4,2	1	1	1
RESONADOR	59,98	4,6	4,2	5,3	2	1,6	1,9	1	1	1
RESONADOR FRECUENCIA VARIABLE	59,96	2,5	2,5	2,7	1,8	1,5	1,8	1	1	1
REPETITIVO	60,03	3,9	4	3,9	1,7	1,6	1,8	1	1	1
REPETITIVO DE ALTO ORDEN	60,04	4,3	4,2	4,2	2,2	2,1	2,3	1	1	1
GPI	59,97	4,7	5,1	5	4,3	3,8	4,3	0,99	1	0,99

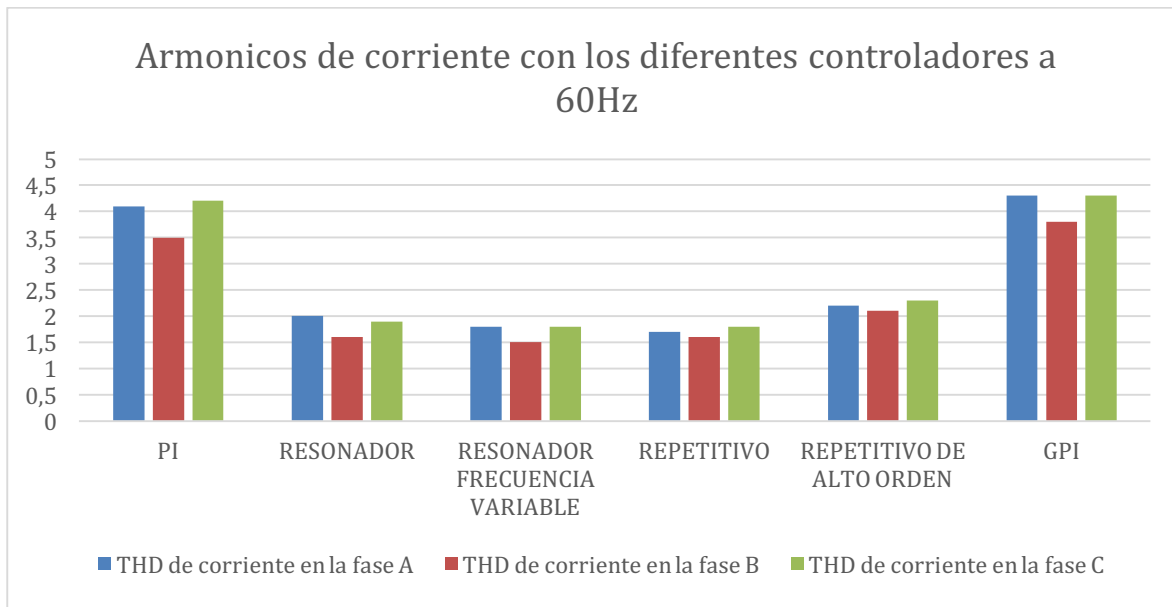


Figura 5-36. Armónicos de corriente con cada topología de control usando la red eléctrica

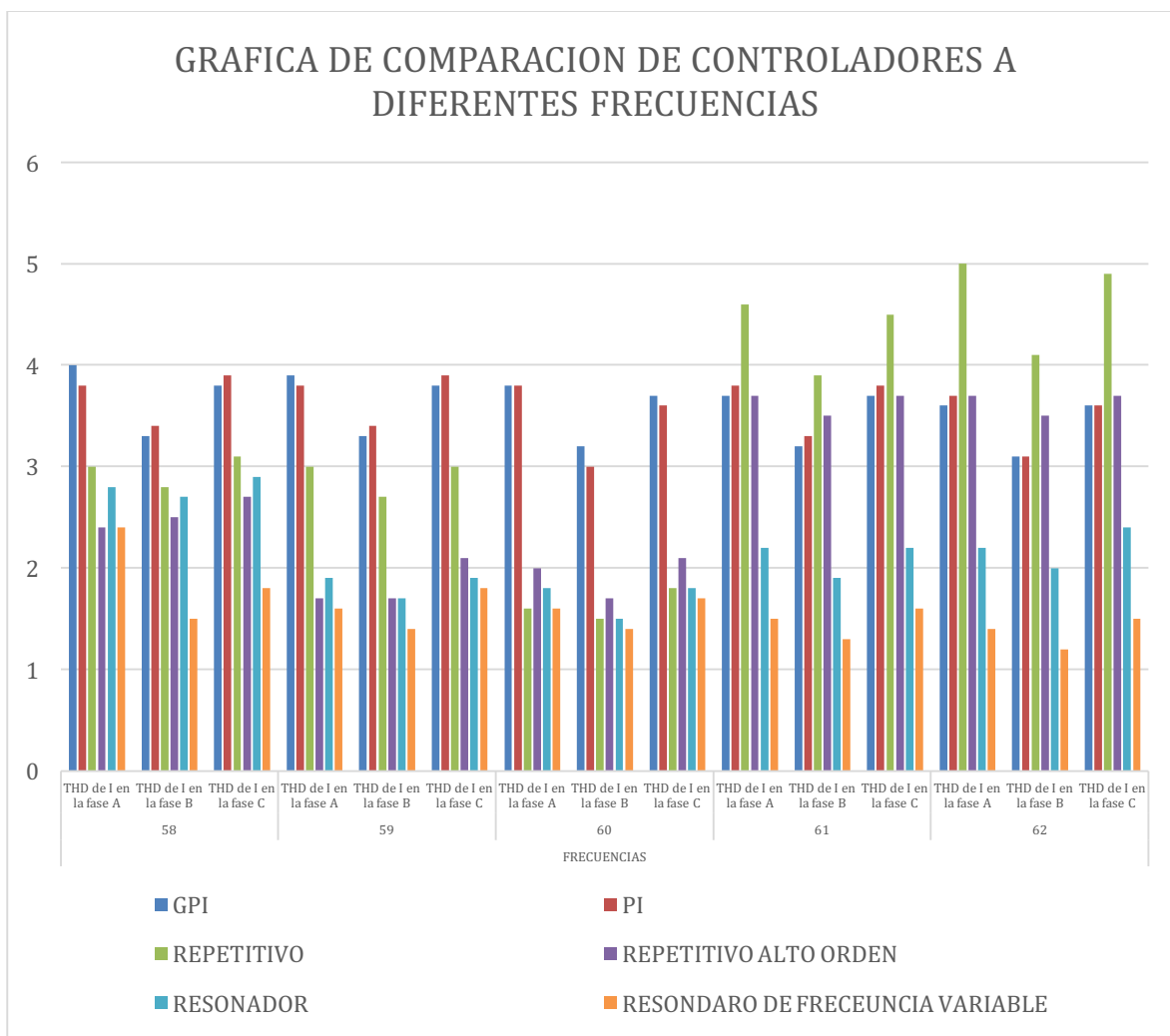


Figura 5-37. Comparación de los distintos controladores a distintas frecuencias

Tabla 5-4. Comparación de los distintos controladores a distintas frecuencias en planta trifásica

CONTROLADOR	FRECUENCIA (Hz)	THD de voltaje en la fase A	THD de voltaje en la fase B	THD de voltaje en la fase C	THD de corriente en la fase A	THD de corriente en la fase B	THD de corriente en la fase C	Factor de potencia en la fase A	Factor de potencia en la fase B	Factor de potencia en la fase C
PI	58	4,5	4,6	4,3	3,8	3,4	3,9	1	0,99	1
	59	4,8	4,9	4,6	3,8	3,4	3,9	1	1	1
	60	3,2	3,2	3,6	3,8	3	3,6	1	1	1
	61	5,1	5,3	5	3,8	3,3	3,8	1	1	0,99
	62	5,1	5,2	2,5	3,7	3,1	3,6	0,99	0,99	0,98
RESONADOR	58	2,6	2,6	2,7	2,8	2,7	2,9	0,99	0,99	0,99
	59	2,5	5,6	2,6	1,9	1,7	1,9	1	1	1
	60	2,5	2,5	2,7	1,8	1,5	1,8	1	1	1
	61	2,6	2,7	2,9	2,2	1,9	2,2	0,99	0,99	0,98
	62	2,5	2,7	2,9	2,2	2	2,4	0,95	0,95	0,94
RESONDARO DE FRECEUNCIA VARIABLE	58	2,4	2,2	2,6	2,4	1,5	1,8	1	1	1
	59	2,4	2,3	2,6	1,6	1,4	1,8	1	1	1
	60	2,4	2,6	2,7	1,6	1,4	1,7	1	1	1
	61	2,6	2,6	2,9	1,5	1,3	1,6	1	1	1
	62	2,4	2,6	2,9	1,4	1,2	1,5	1	1	1
REPETITIVO	58	2,9	2,9	3,1	3	2,8	3,1	0,99	0,98	0,98
	59	3,2	3	3,1	3	2,7	3	0,99	0,99	0,99
	60	2,8	2,6	2,9	1,6	1,5	1,8	1	1	1
	61	3,5	3,4	3,9	4,6	3,9	4,5	0,99	1	1
	62	3,4	3,4	3,9	5	4,1	4,9	0,98	0,99	0,99
REPETITIVO ALTO ORDEN	58	2,8	2,8	2,9	2,4	2,5	2,7	1	1	1
	59	2,6	2,7	2,1	1,7	1,7	2,1	1	1	1
	60	2,8	2,7	3	2	1,7	2,1	1	1	1
	61	4,2	4,5	4,2	3,7	3,5	3,7	1	1	1
	62	4,2	4,5	4,2	3,7	3,5	3,7	1	1	1
GPI	58	2,1	2,2	2,4	4	3,3	3,8	1	1	1
	59	2,1	2,2	2,4	3,9	3,3	3,8	1	1	1
	60	2,2	2,1	2,4	3,8	3,2	3,7	1	1	0,99
	61	2,2	2,2	2,5	3,7	3,2	3,7	0,99	0,99	0,99
	62	2,2	2,2	2,5	3,6	3,1	3,6	0,99	0,99	0,99

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Conclusiones

En este trabajo se proponen alternativas para los controladores convencionales tipo PI, implementados en la mayoría de los rectificadores con corrección dinámica del factor de potencia de tipo comercial, tanto monofásicos como trifásicos, cuyo desempeño experimental se puede observar mediante un analizador de redes. En el caso monofásico, un controlador típico PI puede obtener un valor de THD en corriente promedio del 4%, dependiendo de la cantidad de armónicos en la onda de voltaje y valor de THD de 4.2% en el caso trifásico.

Para poder realizar los debidos diseños y posteriores implementaciones de las diferentes estrategias de control, fue necesario obtener un modelo dinámico para cada una de las plantas. Estos modelos fueron validados experimentalmente, donde se comprobó que cada uno describe de manera muy acertada el comportamiento dinámico de la planta; aunque, tiene algunas deficiencias como las perturbaciones que pueden presentarse por el ruido inducido por la altas velocidades de conmutación de los transistores o ruidos que perjudican el funcionamiento de la tierra. Lo anterior, a causa de una mala implementación del sistema de puesta a tierra del edificio.

Basados en los modelos validados se diseñaron, simularon e implementaron cinco estrategias de control (aparte de los controladores PI) para lograr un factor de potencia cercano a la unidad, con una muy baja distorsión de corriente, como lo establece la norma IEC 61000. Cada una de estas estrategias logró un THD en la corriente de entrada del rectificador menor al 5% en condiciones nominales de la red.

Dentro de las propuestas se encuentra implementar un control resonante, cuyo valor de THD de corriente es de 1.5% bajo condiciones experimentales similares a las impuestas en un control PI, lo cual significa que el mismo rectificador con dicho controlador presenta una calidad de energía superior que disminuye la cantidad de armónicos de corriente en la red.

Otro tipo de control utilizado es el control GPI, cuyo resultado en THD experimental logra un valor de 1.9%, lamentablemente no logra un desempeño similar a un resonador; pero si supera por un amplio margen a un controlador tipo PI. Adicionalmente, dicho controlador puede mejorar su desempeño, buscando formas más eficientes y eficaces para ubicar los polos, como la aplicación de un algoritmo de optimización para este propósito.

Finalmente se implementó una familia de controladores de tipo repetitivo, los cuales obtuvieron el mejor desempeño en la parte experimental. Por ejemplo, un control

repetitivo convencional logra un THD de corriente 1.3% superando al PI, al resonador y al GPI.

El referido controlador, al igual que el resonador, ve degradado su funcionamiento con variaciones de frecuencia en la red eléctrica, lo que conlleva la implementación de controladores tipo repetitivo de alto orden cuyo valor de THD es inferior a la unidad (0.7%), un excelente resultado ya que la onda de corriente se acerca demasiado a una sinusoidal perfecta.

Otro de los beneficios que se obtiene, es que el sistema de control presenta robustez ante los cambios en la frecuencia, permitiendo la operación del rectificador en condiciones de frecuencia variable presentes en la red eléctrica; aunque es un compensador de alto orden, la característica impar de su modelo interno permite obtener gastos computacionales similares al del control repetitivo convencional.

De los experimentos realizados para cada una de las estrategias de control se concluye: que uno de los parámetros que mas afecta el desempeño del controlador y por lo tanto del rectificador, es la frecuencia del voltaje alterno de entrada al rectificador; ya que los controladores basados en el modelo interno se ven muy afectados y no podrían rechazar totalmente las perturbación de voltaje o seguir la referencia generada por el sistema de control auxiliar del lazo de voltaje.

Dado lo anterior, se diseñaron experimentos variando la frecuencia de entrada utilizando un UPS de 20KVA, lo cual permitió evaluar el desempeño de los controladores a frecuencias diferentes a 60Hz, aunque normalmente en la red eléctrica no se presentan variaciones tan fuertes como las presentadas en este trabajo. La red eléctrica puede presentar variaciones mínimas que pueden afectar el desempeño de controladores como el resonador o el repetitivo, pero aun así siguen manteniendo un excelente desempeño e incluso cumplir con la normatividad expuesta en la norma IEC 61000 para aplicaciones de rectificación conectadas a un sistema interconectado.

En el caso de tener variaciones mas fuertes en el voltaje de entrada, que es posible en lugares donde no se encuentra un sistema interconectado, como un solo generador o una planta eléctrica, donde las variaciones de frecuencia son fuertes y se presentan constantemente; se recomienda el uso de controladores como el GPI o el control repetitivo de alto orden, que son mas robustos frente a variaciones de frecuencia en el voltaje de entrada.

Otro de los factores que mas afecta el comportamiento de los controladores es la presencia de armónicos en la red, ya que el voltaje y sus armónicos entran como una perturbación al sistema. Por este motivo, el controlador que se implemente debe poder rechazar armónicos a las frecuencias armónicas del voltaje de entrada, lo cual implica que para que el THD de corriente sea lo suficientemente bajo, el ancho de banda del controlador debe alcanzar a la mayor frecuencia armónica del voltaje o debe tener una respuesta sectorizada como el caso de los resonadores, o el control

repetitivo, donde se tiene una alta ganancia en la frecuencia fundamental de la red, así como en sus respectivos armónicos.

Esta estrategia no puede ser utilizada con el PI o el GPI, ya que conforme aumenta el ancho de banda de estos controladores se produce un aumento en el ruido presente en sistema, sobre todo en el sistema trifásico es que es altamente ruidoso por la conmutación de los seis IGBTs presentes en el rectificador.

Otra complejidad adicional que se observa en la planta trifásica, es la presencia de un acoplamiento de las señales de control, que se presenta como una perturbación interna de la planta. Por ello, normalmente para deshacer este acoplamiento se utiliza la transformada en DQ, pero en este trabajo para ahorrar costo computacional en los diferentes algoritmos de control, se optó por cancelar el coeficiente de acoplamiento, forzando la suma de las señales de control a 0, aprovechando la naturaleza trifásica del sistema. Ésta estrategia dio muy buenos resultados, ya que solo es necesario la implementación de 2 controladores en los lazos de corriente, incluso puede prescindirse de los sensores de voltaje y corriente de la tercera fase, lo cual lo hace mas económico para una implementación comercial, que el de una transformada DQ.

En el lazo de voltaje se percibió, que no es necesaria la implementación de un controlador superior al PI, ya que la señal a controlar que es el voltaje DC de salida del rectificador, puede controlarse con un integrador que garantiza el error de seguimiento 0 en este tipo de señales. Además, que se necesita un controlador por lo menos 100 veces mas lento que el control en lazo de corriente, de no ser así la respuesta de los 2 controladores (voltaje y corriente) puede interferir entre si para lograr la estabilidad y un buen desempeño del sistema.

Con respecto al sobre pico de la salida DC del rectificador, se limitó al voltaje que puede soportar los condensadores, aprovechando que la función de transferencia de la planta es de primer orden, es fácil cumplir con este requerimiento ubicando correctamente los polos del controlador PI.

Para un mejor desempeño del lazo de voltaje, mas importante que el controlador, es la forma en la que se genera la corriente de referencia que debe seguir la corriente. Para ello se presentan dos soluciones: filtrar el voltaje alterno a la entrada o generar una señal sinusoidal con la misma frecuencia y fase que el voltaje de entrada; lo que garantiza una fase muy pequeña entre el voltaje y la corriente de entrada que conlleva a un factor de potencia muy cercano a la unidad.

La aplicación de una de estas dos estrategias dependerá de la aplicación final del rectificador, ya que si se utiliza en un sistema interconectado de potencia donde las variaciones de frecuencia son pocas, puede utilizarse un filtro ajustado a esa frecuencia. En caso de necesitarse para lugares con generadores independientes, donde las variaciones de frecuencia son fuertes y seguidas, es mejor el uso de la generación de la señal de referencia de corriente a partir de software, utilizando un estimador de frecuencia actual del sistema.

6.2 Recomendaciones

Con la adecuación de la planta realizada en este trabajo y los modelos desarrollados en Simulink, futuros investigadores pueden concentrarse en las mejoras necesarias para un mejor desempeño de los controladores como es el caso del controlador tipo GPI, o pueden desarrollar nuevos diseños como es el caso del control el espacial del cual se tiene grandes expectativas para este tipo de problemas.

Otras mejoras que pueden implementarse en el sistema son: agregar una ley de control de tipo feedforward en el lazo de voltaje, lo que le permite al rectificador una respuesta dinámica más rápida, para alcanzar el voltaje DC deseado y sobreponerse más rápido frente a perturbaciones fuertes como cambios de carga o la presencia de SACs. Además de una implementación de modulación en espacios vectoriales que disminuye el triple de la señal de corriente.

Otra estrategia interesante es aplicar controladores tipo antiwindump, ya que en el modelo existen saturadores en la señal de control, lo cual puede llegar a inestabilidad la planta.

Finalmente se recomiendan en futuros trabajos la implementación de la transformada DQ para la implementar nuevos controladores, la cual permite que los controladores sean más sencillos ya que las señales de referencias cambian de señales sinusoidales a señales constantes.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. M. TRZYNADLOWSKI, "PWM Converters: Topologies and Control1," in *Control in Power Electronics*, R. K. Marian Kazmierkowski, Frede Blaabjerg, Ed., ed, 2002.
- [2] P. L. José Rodríguez, Samir Kouro, and Alejandro Weinstein, "Single-phase Controlled Rectifiers," in *POWER ELECTRONICS HANDBOOK DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS*, M. H. Rashid, Ed., ed, 2011.
- [3] R. W. erickson, *Fundamentals of Power electronics*, Second ed., 2001.
- [4] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3 ed., 2011.
- [5] M. Ned, *Power Electronics, Converters, applications, and desing*, 3 ed. vol. 1. United stades of america: 3, 2003.
- [6] A. Q. Yu Du; Huang, "A high resolution digital phase-shift modulation scheme for ultra-high frequency dual active bridge converters," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1684-1691, Sept. 2012 2012.
- [7] G. a. S. Bin Shi and Venkataramanan, N, "Design Considerations for Reactive Elements and Control Parameters for Three Phase Boost Rectifiers," *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, pp. 1757-1764, 2005.
- [8] T. P. Krein, *Elements of Power Electronics*, 2 ed., 1998.
- [9] M. P. Kazmierkowski, Krishanan, Frede Blaabjerg, *Control in Power Electronics, selected problems*, 1 ed., 2002.
- [10] R. a. N. Ghosh, G., "A Simple Analog Controller for Single-Phase Half-Bridge Rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions o*, vol. 22, pp. 186-198, 2007 2007.
- [11] T. H. Friedli, M.; Kolar, J.W., "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems #x2014;Part II," *Friedli, T.; Hartmann, M.; Kolar, J.W.*, vol. 29, pp. 543-560, 2014.
- [12] D. Maksimovic, "Stability of the fast voltage control loop in power factor correctors," *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual* (vol. 3, pp. 2320 - 2325, 2004.
- [13] H. Sira-Ramírez, "Are nonlinear controllers really necessary in power electronics devices?," *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp. 10 pp.-P.10, 2005.
- [14] V. F. P. J.Fernando A. da Silva, Sónia Ferreira Pinto, J.Dionísio Barros, "Advanced control methods for power electronics systems," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 63, 2003.
- [15] A. L.-J. Hebertt Sira-Ramirez, John Cortés-Romero, "Control Lineal robusto de sistemas no lineales diferencialmente planos," *Revista Iberomericano de automática e informatica industrial*, vol. 8, pp. 14-28, Enero 2011 2011.
- [16] S. F. P. J. Fernando Silva, "Advanced Control of Switching Power Converters," in *POWER ELECTRONICS HANDBOOK DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS*, M. H. Rashid, Ed., ed, 2011.

- [17] H. W. Issa Batarseh, "Power Factor Correction Circuits," in *POWER ELECTRONICS HANDBOOK DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS*, M. H. Rashid, Ed., ed, 2011.
- [18] J. Linares-Flores, H. Sira-Ramirez, J. Reger, and S. Hernandez-Marcial, "A boost unity power factor pre-compensator," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 3623-3627.
- [19] R. Sira, x, and H. rez, "Are nonlinear controllers really necessary in power electronics devices?," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 10 pp.-P.10.
- [20] X. Wang, X. Pan, C. Zhong, and L. Tian, "A Power Control Strategy for PWM Rectifier under Unbalanced Input Voltage," in *Power Electronics and Design (APED), 2010 Asia-Pacific Conference on*, 2010, pp. 3-6.
- [21] M. H. Izadi and L. Bosco, "PLL-based frequency discriminator using the loop filter as an estimator," *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 721-727, 2002.
- [22] H. Diaz, *Notas de clase de control*, 2011.
- [23] B. A. F. a. W. M. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, pp. 457-465, Sep. 1976 1976.
- [24] M. Orellana and R. Grino, "Digital AFC control of a three-phase three-wire unity-power-factor PWM rectifier," in *Control Conference (ASCC), 2013 9th Asian*, 2013, pp. 1-6.
- [25] M. F. Byl, Ludwick, S.J Trumper, D, L "A loop shaping perspective for tuning controllers with adaptive feedforward cancellation. ," *Precision Engineering*, vol. 29, pp. 27-40, 2005.
- [26] Y. Yamamoto, "Learning Control and Related Problems in Infinite-Dimensional System," *Essays on Control*, vol. 14, pp. 191-222, 1993.
- [27] T.-C. T. M. Tomizuka, and K. Chew, "Analysis and Synthesis of Discrete-Time Repetitivw Controllers," *Control*, vol. 111, p. 353, 1989.
- [28] R. G. a. R. Costa-Castelló, "Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances," *Automatica*, vol. 41, pp. 153-157, Jan. 2005 2005.
- [29] P. G. H.-B. G. Escobar, R. E. Torres-Olguin, A. A. Valdez, and M. Hernandez-Gomez, "A repetitive-based controller for the compesation of 61 +- 1 harmonic components," presented at the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007.
- [30] M. N. T. Inoue, T. Kubo, S. Matsumoto, and H. Baba, "High Accurancy Control of a Proton Synchronon Magnet Power Supply," *Preceedings of the 8th IFAC World Congress*, p. 216.220, 1981.
- [31] J. N. R. Costa-Castello, and R. Grino, "Demonstration of the Internal Model Principle by Digital Repetitive Control of an Educational Laboratory Plant," *IEEE Trans. Educ*, vol. 48, pp. 73-80, Feb.2005 2005.
- [32] T. Inoue, "Practical repetitive control system design," *29th IEEE conference on Decision and Control*, vol. 3, pp. 1673-1678, 1990.
- [33] A. L.-J. H. Sira-Ramirez, and J. Cortés-Romero, "Control lineal robusto de sistemas no lineales diferencialmente planos," *Rev. Iberoam. Automática e informática Ind. RIAI*, vol. 8, pp. 14-28, Jan. 2011 2011.

- [34] M. F. a. R. Marquez, "Une approche intrinsèque de la commande prédictive linéaire discrète," *J. Eur. Syst. Autom.*, vol. 35, pp. 127-147, 2001.
- [35] A. L.-J. J. Cortes-Romero, and H. Sira Ramirez, "A discrete-time observer-based control for induction motors," *IECON 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 17-22, 2010.
- [36] F. G. A. Elfadili, H. Ouadi, and L. Dugard, "Discrete-time modelling of induction motors with consideration of magnetic saturation," *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, vol. 32, pp. 5119-5124, 2006.
- [37] R. L. L. G. C. Goodwin, D. Q. Mayne, and R. H. Middleton, "Rapprochement between continuous and discrete model reference adaptive control," *Automatica*, vol. 22, pp. 199-207, 199-207 1986.
- [38] D. B. N. Hori, P. Nikiforuk, and P. Ukrainetz, "Robust adaptive control of electrohydraulic servo systems using the Euler operator," *International Conference of Control, Edinburgh*, vol. 1, pp. 671-676., 1991.
- [39] A. T. a. H. Tomizuka, "Zeros of discretized continuous systems expressed in the Euler operator-an asymptotic analysis," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, pp. 743-747, Apr. 1995. 1995.
- [40] H. S.-R. a. S. K. Agrawal, "Diferentially Flat Systems," *CRC Press*, p. 450, 2004.
- [41] T. Kailath, *Linear Systems*: Prentice Hall, 1980.
- [42] G. A. R. J. Cortés-Romero, and H. Coral-Enriquez, "Generalized proportional integral control for periodic signals under active disturbance rejection approach," *ISA Transactions*, vol. 0, pp. --, 2014.
- [43] T. Friedli, M. Hartmann, and J. W. Kolar, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part II," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 543-560, 2014.
- [44] J. W. Kolar and T. Friedli, "The essence of three-phase PFC rectifier systems," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1-27.
- [45] J. W. Kolar and T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 176-198, 2013.
- [46] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "A PWM AC to DC converter with fixed switching frequency," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, 1988, pp. 706-711 vol.1.
- [47] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 880-885, 1990.
- [48] Z. Zhanqing, X. Changliang, G. Xin, G. Qiang, and C. Wei, "Model predictive control of three-phase Voltage Source Rectifiers under unbalanced grid voltage conditions," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on*, 2014, pp. 1-6.