Universidad Distrital Francisco José De Caldas

Facultad de ingeniería

Propuesta de Filtro activo de potencia para mitigación de armónicos de corriente con controlador no lineal basado en CBR

Proyecto de grado presentado por:
Carlos Andrés Garzón Arévalo
Willian Eduardo Lozano Beltran
para optar por el grado de Ingeniero electrónico

2020

Proyecto curricular de Ingeniería Electrónica

Agradecimientos

Quiero agradecer a Dios y a mi familia por su apoyo constante en el desarrollo de mi carrera y de este trabajo, así como a mi universidad por brindarme de las herramientas para desarrollarme como persona y como profesional.

Carlos Andres Garzon Arevalo

Le agradezco a Dios por darme la fortaleza y la entereza para continuar, a mi padre por sus enseñanzas y por su apoyo, a la Universidad Distrital FJDC por darme la oportunidad de estudiar y formarme tanto profesional como personalmente y finalmente, a cada una de las personas que de una u otra forma me apoyaron en este proceso y lo hicieron posible; a todos mis mas sinceros agradecimientos.
Adicionalmente, dedico este trabajo a mi madre y hermana por ser los motores fundamentales de mi vida, por estar conmigo en el día a día apoyándome y brindándome su mas sincero amor, a Karen mi compañera de aventuras, por su compresión y por darme el empujón para lograr culminar ese ultimo escalón que parecía eterno, ustedes hicieron esto posible, siempre tendrán mi mas profundo agradecimiento y amor.

Willian Eduardo Lozano Beltran

Resumen

Los filtros activos de potencia son hoy una herramienta para el control de la polución eléctrica, sin embargo los avances respecto a estas tecnologías se han concentrado principalmente en las redes de tipo industrial. Esta área es de amplio interés debido a los inconvenientes, costos y daños que pueden generar tener una red con alta polución armónica.

A pesar de que los desarrollos sobre nuevas topologías de inversores en esta área son escasos, los desarrollos respecto a las técnicas de control han presentado avances en el campo de controladores no lineales desde la simulación, mostrando hasta ahora resultados prometedores al mitigar armónicos y ayudar en el mejoramiento del factor de potencia [28] [20][26].

Este proyecto contribuye de forma académica a los desarrollos ya propuestos al estudiar un nuevo modelo de controlador implementado en un filtro activo basado en la teoría de CBR[18] o concresor basado en álgebra booleana. En el capítulo 1 llamado nociones básicas se realiza una compilación de la teoría necesaria para contextualizar al lector acerca del problema y los conceptos necesarios para el entendimiento del desarrollo propuesto además de hacer una búsqueda literaria sobre implementaciones realizadas con diferentes técnicas con el fin de contrastar los resultados prácticos respecto a las simulaciones, también se busca resumir las ventajas y desventajas de algunas de las técnicas de control utilizadas en la implementación de este tipo de dispositivos.

El capítulo 2 y 3 hacen referencia a las deducciones a partir de la teoría y descripciones del proceso de diseño propuesto. En el capítulo 4 llamado simulación y resultados se realiza una presentación al diseño del dispositivo basado en la técnica CBR y los resultados obtenidos a partir de una serie de simulaciones con diferentes parámetros,

lejos de ser concluyente lo que busca este capítulo es darnos un primer acercamiento al comportamiento de la técnica para poder entender y refinar su comportamiento mejorando el desempeño de esta. Finalmente en los capítulos 5 y 6 se presentan las conclusiones generales obtenidas por el desarrollo del proceso y los trabajos que se pueden desarrollar a partir del mismo.

Planteamiento del problema

Hoy en día se puede encontrar una gran demanda de dispositivos basados en semiconductores tanto en la industria como en los hogares, entre estos se pueden encontrar dispositivos para la conversión de energía, capacidad de cómputo, almacenamiento de información, variadores de velocidad para motores, entre otras. El aumento de estas cargas es la razón por la que se produce armónicos en la red eléctrica siendo los causantes de distorsionar la señal sinodal de corriente o voltaje que se debería encontrar en las redes eléctricas.

La presencia de armónicos en una red eléctrica es la causante de varios problemas como lo son los disparos de interruptores automáticos, reducción del factor de potencia, calentamientos y degradamientos en los elementos aislantes, pérdidas de energía, paradas en procesos de producción automático, entre otras [8], debido a este problema se han presentado varias propuestas para su mitigación como filtros pasivos conformados de cargas capacitivas, sobredimensionamiento de los equipos, transformadores especiales y filtros activos[12]. Cada una de estas estrategias tiene sus ventajas y desventajas en cuestión de costos, tasa de eliminación de armónicos, tamaño, complejidad, etc.

Dentro de las estrategias para mitigar los efectos de los armónicos los más utilizados en la industria son los filtros activos controlados por histéresis [26] debido a los bajos costos en su implementación y su flexibilidad ante diferentes tipos de cargas, este tipo de filtros presentan buenos resultados con respecto a reducción de armónicos como también reducción en el factor de potencia, pero si bien es el más utilizado esta estrategia presenta pérdidas por conmutación por el cambio brusco en las frecuencias de conmutación [26] y al mejorar la mitigación en los armónicos aumenta las pérdidas por conmutación.

Las estrategias de mitigación de armónicos actuales consisten en filtros activos con controladores PID[26], difusos y neuro difusos y de histéresis[20] que presentan resultados sobresalientes debido a su comportamiento de no linealidad; el problema que estos tienen es el procesamiento y cálculo de la acción de control puesto que este es mayor que el controlador por histéresis. Con todo lo anterior se observa que la razón por la que actualmente se tiene como estrategia de mitigación los filtros activos con control por histéresis es por su facilidad de implementación además de que se encuentran en desarrollo filtros activos con controles difusos y neuro difusos por presentar buenos resultados en simulación por su característica no lineal, por tanto, se puede llegar a pensar que dentro de este campo puede haber nuevas formas de control para los filtros activos que sean fácilmente implementables conservando a su vez su comportamiento de no linealidad; Puesto que en la metodología de diseño CBR [18] es posible tener un diseño simple con dichas propiedades. Entonces ¿Se puede encontrar un proceso de diseño para un controlador basado en la metodología CBR para un filtro activo de potencia que ayude a mitigar los armónicos de corriente de una red monofásica con un bajo nivel de procesamiento para un posterior prototipado.?

Hipótesis

Basado en la teoría, se espera que el controlador de histéresis diseñado por medio de la metodología CBR permita implementarse en dispositivos microcontroladores o de cómputo con una lógica interpretable y con un consumo de procesamiento menor en comparación con las estrategias ya implementadas. También se espera que presente resultados sobresalientes respecto a la reducción del THD de corriente con baja generación de nuevos armónicos, reducción de pérdidas por conmutación.

Justificación

El campo de los controladores no lineales para filtros activos es un área que se ha desarrollado y estudiado desde la simulación, mostrando hasta el momento resultados prometedores a la hora de mitigar armónicos y ayudar en el mejoramiento del factor de potencia [28][20][26]. Este proyecto contribuye de forma académica a los desarrollos ya propuestos realizando un análisis comparativo de controladores aplicados en filtros activos, además de estudiar un nuevo modelo de controlador basado en la teoría de CBR [18].

Con el aumento de cargas semiconductoras en la red eléctrica se ve afectado también la calidad de energía que se entrega al usuario debido a los armónicos que estas cargas producen por lo que las empresas que se encargan de la distribución de la energía eléctrica deben pagar por costosas tecnologías que mitiguen los efectos de estos armónicos. Este proyecto contribuye de manera económica al proponer un filtro activo cuyo controlador ayuda a mitigar los armónicos de la red eléctrica a un costo que podría ser menor que las topologías de filtros pasivos y activos ya existentes.

Al tener una red con altos niveles de armónicos los usuarios se ven expuestos a que sus equipos se dañen de forma parcial o total, por tanto, este proyecto contribuye al desarrollo de tecnologías para que los usuarios puedan tener seguridad en que la red eléctrica de la que disponen no sea perjudicial para sus equipos.

Objetivos

Objetivo general

- Analizar y diseñar un filtro activo de potencia con controlador CBR para una red eléctrica monofásica expuesta a cargas no lineales.

Objetivos específicos

- Estudiar y analizar las estrategias de control no lineal para filtros activos de potencia y sus resultados.
- Estudiar y analizar desarrollos y teoría basados en la metodología CBR y el cómo se podría aplicar en microcontroladores para su uso en filtros activos de potencia.
- Diseñar y simular un controlador basado en CBR para un filtro activo de potencia.
- Examinar el comportamiento del sistema al aplicar el filtro activo con respecto a la reducción de armónicos y factor de potencia.

Índice general

Agradecimientos **2**

Resumen **3**

Planteamiento del problema **5**

Hipótesis **7**

Justificación **8**

Objetivos **9**

1. Nociones básicas **16**

1.1. Armónicos Eléctricos 16

1.1.1. Dispositivos Semiconductores y no linealidades 17

1.1.2. THD y medición de armónicos 19

1.1.3. Equipos industriales generadores de armónicos 19

1.1.4. Consecuencias 20

1.2. Factor de potencia 22

1.2.1. Causas y consecuencias 23

1.3. Métodos de mitigación de armónicos 24

1.3.1. Filtros pasivos 24

1.3.2. Filtros activos 25

1.3.3. Transformadores 28

1.3.4. Normativas para las componentes armónicas 29

1.4. Sistema de control en los filtros activos 30

1.4.1. Obtención de señales de referencia y de realimentación 30
1.5. Estrategias de control para filtros activos 31
1.5.1. Conmutación por histéresis 32
1.5.2. Proporcional y Proporcional-integral: 34
1.5.3. Redes neuronales 35
1.5.4. Sistemas de inferencia difusa: 36
1.6. Concresor basado en álgebra booleana 38
1.6.1. Álgebra de De Morgan, Kleene y Boole 39
1.6.2. Álgebra de dos y tres elementos 40
1.7. Algoritmos Sintonizadores 41
1.7.1. Generalidades 41
1.7.2. Método de Gradiente descendente 41
1.7.3. Método de Newton 42
1.7.4. Método de Gradiente conjugado 43
1.7.5. Método de Bold driver 44
1.7.6. Búsqueda dorada 45
1.8. Antecedentes 46
1.9. Comparativo entre los métodos 48

2. Desarrollo del proyecto **52**
2.1. Módulos de un filtro activo de potencia 52
2.2. Topología de inversor 54
2.2.1. Principio de funcionamiento 54
2.2.2. Corriente en función del ciclo útil 56
2.3. Fundamentos para el diseño del filtro activo 61

3. Propuesta de diseño del filtro activo **66**
3.1. Elección de carga de prueba 66
3.2. Diseño del filtro pasivo de acople 69
3.3. Diseño de ecuación de control CBR 71
3.4. Aplicación de algoritmo de sintonización 74

4. Simulación y resultados **77**
4.1. Simulación 77
4.2. Resultados 80

5. Conclusiones **90**

6. Trabajos futuros **92**

Referencias **93**
Libros y artículos 93
Referencias web 95

Índice de figuras

1.1. Efectos de un comportamiento lineal y no lineal en las cargas de la red eléctrica. (a)No lineal, (b) lineal [9] 18
1.2. Circuito equivalente de una carga no-lineal [9] 18
1.3. Señal de corriente atrasada y adelantada respecto a la de voltaje [Hecho por los autores] 23
1.4. Triángulo de potencia para el caso lineal [1] 24
1.5. Triángulo de potencia para el caso no lineal [Hecho por los autores] . 25
1.6. Conexión paralelo y serie [22] 27
1.7. Señales presentes en un inversor[Hecho por los autores] 28
1.8. Sistema realimentado [25] 30
1.9. Sistema de bloques para filtro activo con controlador de conmutación por histéresis [Hecho por los autores] 32
1.10. Señales en un sistema de conmutación por histéresis [Hecho por los autores] 33
1.11. Señal de corriente comúnmente generada por el controlador de histéresis [Hecho por los autores] 34
1.12. esquema de filtro activo de potencia[Hecha por los autores] 35
1.13. Red neuronal como controlador [**27**] 36
1.14. Esquema de un sistema difuso 37
1.15. Imagen ejemplo del método de búsqueda dorada [5] 46

2.1. Topología del inversor[27] 54
2.2. (a) Conversor tipo Buck y (b)conversor tipo Boost [27] 55
2.3. Posibles condiciones que presentará la red [27] 56

2.4. Comportamiento de la corriente en la bobina en un periodo de la señal [Hecho por los autores] 58
2.5. Esquema circuital con filtro activo [Hecho por los autores] 61
2.6. Señales de corriente vistas en la fuente, el filtro y la carga [Hecho por los autores] 62
2.7. Señales de corriente en la bobina en función del ciclo útil [Hecha por los autores] 63
2.8. Señales de corriente en la bobina y referencia [Hecha por los autores] 65

3.1. Topología de la carga seleccionada para causar distorsiones en la red. [Hecha por los autores] 67
3.2. Forma de onda de la corriente generada por la carga en el punto común de conexión [Hecha por los autores] 69
3.3. Conjunto de error e histéresis para el caso 1 [Hecho por los autores] . 74
3.4. Conjunto de error e histéresis para el caso 2 [Hecho por los autores] . 74

4.1. Esquema general de la topología en una red monofásica. [Hecha por los autores] 78
4.2. Esquema general del bloque de control. [Hecha por los autores] 79
4.3. Esquema del inversor. [Hecha por los autores] 79
4.4. Esquema del control digital. [Hecha por los autores] 80
4.5. código control digital[Hecha por los autores] 81
4.6. Diagrama de flujo de la lógica de programación [Hecha por los autores] 82
4.7. Corrientes en punto común de la red[Hecha por los autores] 83
4.8. Potencias activa y reactiva de la fuente, carga y FPA[Hecha por los autores] 84
4.9. Espectro de frecuencia de la fuente [Hecha por los autores] 84
4.10. Corrientes en punto común de la red , segunda carga de prueba[Hecha por los autores] 85
4.11. Espectro de frecuencia de la fuente , segunda carga de prueba[Hecha por los autores] 86
4.12. Potencias activa y reactiva de la fuente, carga y FPA, segunda carga[Hecha por los autores] 86

4.13. Señales de control en el FPA, izquierda CBR derecha clásico [Hecha por los autores] 88
4.14. Dinámica del ciclo útil [Hecha por los autores] 88
4.15. Vector de potencia CBR y clásico [Hecha por los autores] 89

Capítulo 1

Nociones básicas

1.1. Armónicos Eléctricos

Antes de abordar el tema de los armónicos eléctricos se debe conocer que se entiende por armónico, una definición formal de armónico es:"componente sinusoidal cuya frecuencia es múltiplo de la frecuencia fundamental" de a cuerdo a [7]. Ahora, un armónico eléctrico se define de la misma manera que armónico o componente armónica, solo que estos son armónicos presentes específicamente en señales eléctricas. Para entender que es un armónico eléctrico se utilizará un caso puntual. En la red eléctrica colombiana se utiliza señales senoidales de 120 Vpico con una frecuencia de 60 Hz, en términos matemáticos se puede decir que esta es una señal continua y periódica, por lo cual no está mal pensar que a esta señal eléctrica se le pueda calcular armónicos por medio de la serie de Fourier una señal pura (sin carga) se tendrá una señal sin distorsiones por tanto al calcular sus armónicos se encontrará que son nulos, en cambio al estar una carga no lineal conectada la red la señal presentará distorsiones o malformaciones por lo cual deja de ser una senoidal (aunque se aproxime) y ahora es una señal f(t) que aún es continua y periódica por tanto se puede ver esta señal distorsionada como una suma de señales senoidales cuyas frecuencias son múltiplos de la señal fundamental o la señal sin cargas de 60 Hz, estas diferentes señales senoidales son conocidas como los armónicos eléctricos.

1.1.1. Dispositivos Semiconductores y no linealidades

La razón por la que se utilizan los armónicos eléctricos es para poder representar de una manera más clara las deformaciones de una señal senoidal en la red eléctrica con cargas semiconductoras. Con estas representaciones se puede calcular las perdidas eléctricas que se presentan en la red, la frecuencia de las componentes para su posterior filtrado entre otros estudios y cálculos. Lo ideal es que estos armónicos no se presenten ya que estos conllevan numerosas consecuencias en las que se ahondará más adelante, por lo que existen numerosas técnicas e investigaciones que buscan mitigarlos tanto como sea necesario y siempre enmarcado en las legislaciones vigentes. La razón principal por la cual los armónicos eléctricos se generan en una red es debido a los dispositivos semiconductores presentes en la totalidad de los equipos electrónicos existentes. El comportamiento eléctrico en los dispositivos semiconductores es no lineal, ya que generalmente estos dispositivos se utilizan en modo de conmutación y aun trabajándolos en su "zona activa" presentan dichos comportamientos por lo cual las señales eléctricas ya sean voltaje o corriente son distorsionadas con armónicos de alta frecuencia.
Que un sistema presente una característica no lineal implica que las ecuaciones de movimiento, evolución o comportamiento no cumplen con propiedades de linealidad. Un ejemplo de esto se ve en los diodos, pues se ve representado por la ecuación de Shockley 1.1 y la ecuación de corrientes en un transistor en la formula 1.2 , en donde es evidente que $f(ax) \neq af(x)$ por tanto son ecuaciones no lineales.

$$I(V_d) = I_s(e^{\frac{qV_d}{nkT}} - 1) \tag{1.1}$$

$$I_E(V_{BE}) = I_{Es}(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) \tag{1.2}$$

En la figura 1.1 tomada de [9] se observa como una función no lineal en un circuito eléctrico cambia la forma de onda de corriente deformándola en comparación con una senoidal pura.

Generalmente se encuentra en la práctica que la señal afectada es la señal de corriente ya que las fuentes generadoras aseguran un valor de voltaje fijo, en cambio la corriente queda dependiente de la carga presente en la red. por tanto, los armónicos

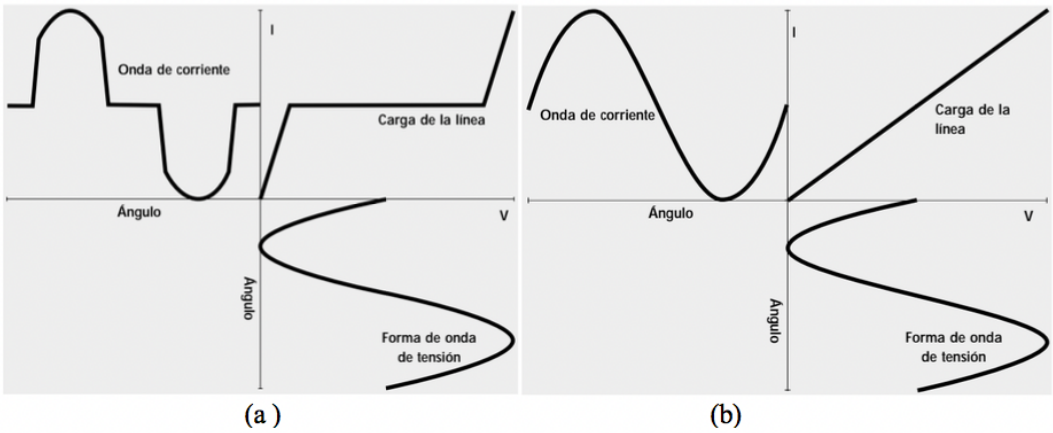


Figura 1.1: Efectos de un comportamiento lineal y no lineal en las cargas de la red eléctrica. (a)No lineal, (b) lineal [9]

de corrientes son los que hay que tener presentes más que los de voltaje. Una forma de representar la generación de armónicos en la red eléctrica debida a cargas no lineales es por medio de fuentes de corriente donde cada fuente representara una componente senoidal, tal como se muestra en la figura 1.2 tomada de [9].

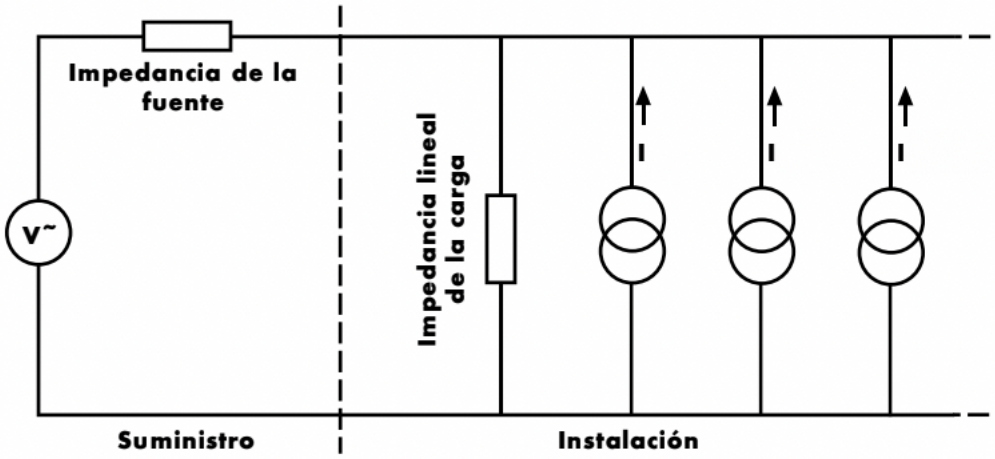


Figura 1.2: Circuito equivalente de una carga no-lineal [9]

1.1.2. THD y medición de armónicos

Una forma de determinar qué tan distorsionada es una señal eléctrica con respecto al seno puro es por medio del THD (Distorsión armónica total) definida como la sumatoria de potencias de los armónicos sobre la potencia de la fundamental. Por tanto tener un THD=0 es indicativo de la ausencia de armónicos y mayor sea el valor de THD mayor contenido de armónicos presentará la red eléctrica, en la figura 1.3 podemos ver la expresión del THD.

$$THD = \frac{\sum_{n=1} P_n}{P_0} \tag{1.3}$$

Para el caso de las señales de voltaje y corriente se debe tener en cuenta las expresiones $P = I^2 * R = \frac{V^2}{R}$ y obtenemos las expresiones para el THD para ambas 1.4 1.5 tomado de [29].

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=1} v_n^2}}{v_0} \tag{1.4}$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=1} i_n^2}}{i_0} \tag{1.5}$$

Las formas para poder medir los componentes armónicos de la red es por medio de un analizador de espectro en el cual se ve de manera clara la frecuencia y amplitud de cada armónico o por medio de un osciloscopio donde se apreciará la deformidad de la onda, además que los datos punto a punto guardados en el equipo permiten realizar el cálculo de las armónicas por medio del análisis de Fourier [6].

1.1.3. Equipos industriales generadores de armónicos

Como se mencionó anteriormente los dispositivos electrónicos son generadores de armónicos debido a la presencia de semiconductores, a continuación, se presenta una lista de equipos industriales generadores de armónicos de corriente o voltaje tomada de [6]:

- Hornos de arco y otros elementos de descarga de arco, tales como lámparas fluorescentes. Los hornos de arco se consideran más como generadores de armónicos de voltaje que de corriente.

- Núcleos magnéticos en transformadores y máquinas rotativas que requieren corriente de tercer armónico para excitar el hierro.
- La corriente Inrush de los transformadores produce segundo y cuarto armónico.
- Controladores de velocidad ajustables usados en ventiladores, bombas y controladores de procesos.
- Switches en estado sólido que modulan corrientes de control, intensidad de luz, calor, etc.
- Fuentes controladas para equipos electrónicos.
- Rectificadores basados en diodos o tiristores para equipos de soldadura, cargadores de baterías, etc.
- Compensadores estáticos de potencia reactiva.
- Estaciones en DC de transmisión en alto voltaje.
- Convertidores de AC a DC (inversores).

1.1.4. Consecuencias

En la red eléctrica la presencia de estos armónicos genera diferentes problemáticas tanto para la empresa generadora, los clientes, las líneas de transporte de energía y los diferentes equipos conectados a esta, estas problemáticas van desde el aspecto técnico hasta el aspecto económico. a continuación, describiremos diferentes consecuencias debidas a los armónicos.

- **En los equipos:** Los equipos electrónicos están diseñados para recibir a su entrada una señal senoidal pura, en el caso de Colombia y varios países latinoamericanos, se diseñan los equipos para tener una entrada senoidal de 120Vrms a una frecuencia de 60 Hz, con la presencia de armónicos la señal se distorsiona por lo que la funcionalidad del equipo se verá comprometida. Un ejemplo de esto son los diferentes equipos que utilizan la función del cruce por cero de la señal para diversos ajustes o para determinar en qué momento se debe activar

una carga, por lo que al deformarse la señal los equipos estarían mal ajustado y las cargas no se activarían en el momento correcto. También puede verse en los equipos de instrumentación en los cuales ante la presencia de armónicos se pueden generar efectos de resonancia que cause altos voltajes en los circuitos, por tanto las mediciones podrían resultar erróneas.
En el caso de los transformadores las componentes armónicas provocan pérdidas en el núcleo como por el conductor debido primeramente a las componentes de alta frecuencia para las cuales el transformador no está diseñado y también por las pérdidas de corriente de .^{Ed}dy"que son proporcionales al cuadrado de la corriente de carga y al cuadrado de la frecuencia [6]. Al aumentar las perdidas también aumenta la temperatura de los transformadores esto debido a que la energía que se pierde se convierte en energía térmica, causando que el transformador reduzca su vida útil.
En capacitores e inductancias presentes en la carga se generan efectos resonantes por lo cual voltajes y corrientes presentan un aumento considerable en su nivel causando grandes pérdidas o el daño de los equipos y elementos presentes en estos. Con respecto a las protecciones e interruptores es posible que ante la presencia de armónicos se generen disparos imprevistos apagando o encendiendo procesos que no se esperaban [6]. En los motores se generan pérdidas similares como en el caso del transformador como también aparecen efectos dañinos en el estátor, debido a que la presencia de diversas componentes armónicas que intentan hacer girar al motor en diferentes sentidos y a diferentes velocidades lo cual provoca que se pierda fuerza y eficiencia [9] [6].

- **En las redes eléctricas y fuentes de generación:** En las redes eléctricas la presencia de armónicos genera pérdidas por calentamiento debidas al efecto Skin. Este efecto Skin trata acerca del como a medida que aumenta la frecuencia, la circulación de corriente se da en la superficie del conductor[6]. En las fuentes de alimentación el problema tiene más impacto, esto debido a que cuando se genera una corriente armónica en la fuente da lugar a una caída de tensión proporcional al cuadrado de la impedancia de la fuente [9], esta caída no solo viene afectada por los armónicos generados por la fuente sino también por los armónicos generados por los usuarios.

- **Económicas:** En el aspecto económico las perdidas eléctricas presentes en conductores, trasformadores y demás equipos. Provocan que el coste de electricidad sea más elevado en un proceso industrial, puesto que la cantidad de energía por la que se paga tiene un porcentaje que se transforma en calor y no en trabajo útil. Este calor asimismo reduce la vida útil de los equipos por lo que se debe invertir en reparaciones o cambios en periodos de tiempo más cortos a lo esperado ya para la empresa generadora de energía se esperan multas debido a que ellos deben asegurar una señal senoidal pura a la frecuencia fundamental, tarea que se ve afectada por la generación armónica y constantes deformaciones de la señal.

1.2. Factor de potencia

El factor de potencia es una relación entre la potencia activa y la potencia aparente de un circuito de corriente alterna [2], es indispensable conocer este concepto debido a que junto a los armónicos nos da información de la cantidad de energía que se aprovecha y se pierde en una red eléctrica como en un equipo.
Cuando a una red eléctrica se le presentan componentes pasivos como condensadores o inductancias en la carga, se presenta un efecto de desfase, en el cual la señal de corriente de desplaza en el tiempo adelantándose o atrasándose respecto a la señal de voltaje, en la figura 1.3 se evidencia gráficamente este efecto.

Este desfase de corriente respecto al voltaje causa que la fuente entregue más corriente RMS de la necesaria debido al poco aprovechamiento de potencia de la carga. Una forma en la cual se puede observar de manera más clara la distribución de potencias en una carga es por medio del triángulo de potencias en el cual se muestra la relación de la potencia activa, reactiva y aparente, en la figura 1.4 tomada de [1] se aprecia el triángulo de potencias para el caso lineal (sin armónicos).

En la figura 1.4 se puede observar de manera gráfica como al aumentar positiva o negativamente la potencia reactiva, la potencia se ve reducida y esta es la potencia realmente aprovechable. En el caso en donde los armónicos entran como variable la presentación del triángulo de impedancias cambia a como lo muestra la figura 1.5.

Para el caso no lineal o con presencia de armónicos el triángulo de potencias

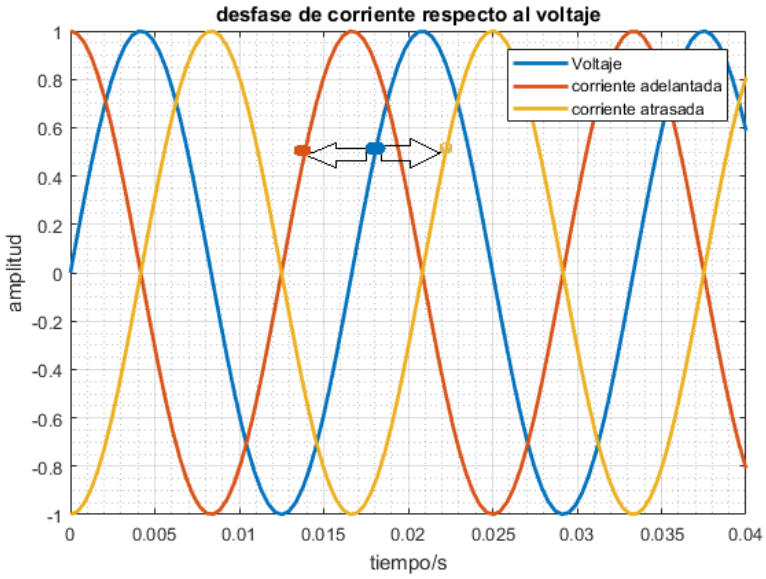


Figura 1.3: Señal de corriente atrasada y adelantada respecto a la de voltaje [Hecho por los autores]

aumenta en una dimensión al agregar la variable "D" que es la suma de todas las potencias debidas a las distorsiones, quedando entonces la potencia aparente "S" definida en razón de tres variables y el factor de potencia $cos(\phi)$ es dado según la expresión 1.6

$$f.p.d = cos(\phi) = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \tag{1.6}$$

1.2.1. Causas y consecuencias

La causa por la cual se da el corrimiento o desfase de la señal de corriente de la de voltaje es debido a la presencia de elementos pasivos como inductancias o condensadores.

La consecuencia más visible es con respecto a la eficiencia y aprovechamiento de la potencia suministrada puesto que con un factor de potencia más bajo la carga pide más corriente de la necesaria para funcionar lo cual aumenta el costo energético.

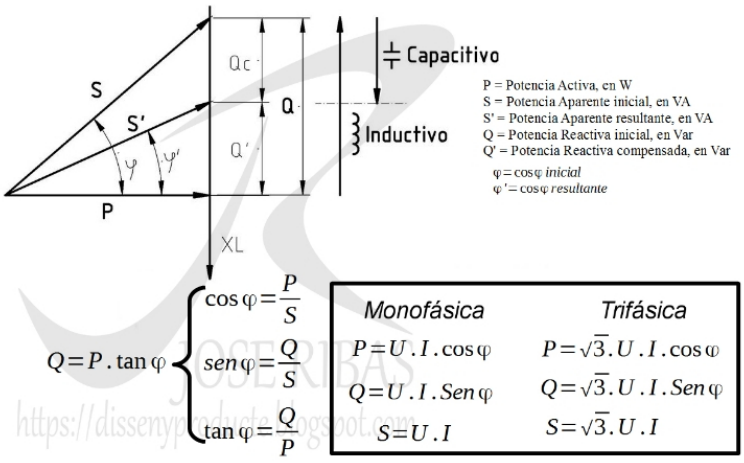


Figura 1.4: Triángulo de potencia para el caso lineal [1]

1.3. Métodos de mitigación de armónicos

1.3.1. Filtros pasivos

Para la mitigación de armónicos una de las formas que se ha implementado es poner filtros en paralelo o en serie de la red eléctrica, la función de estos filtros es actuar como un sumidero de corrientes y/o voltajes de alta frecuencia. Los elementos primarios que conforman un filtro pasivo son elementos pasivos como las inductancias y condensadores. Estos filtros se pueden diseñar bien como pasa bajos, que atenúa las señales con frecuencia mayor a la de diseño o pasa bandas, que solo permite el paso de determinado rango de frecuencia. La elaboración de filtros pasivos es utilizado debido a su bajo costo de fabricación, por la forma en como atenúa un amplio espectro de frecuencia y su robustez ante la pérdida de sintonía [19], pero presenta limitaciones debido al tamaño de los componentes, puesto que entre más calidad de filtrado el tamaño y número de estos componentes aumenta. Como desventaja también se tiene las pérdidas de potencia, si bien la eliminación de armónicos previene sobrecalentamiento en los dispositivos y conductores, así como reducción de algunas perdidas, En los filtros aún se presenta perdidas, aunque menores a las generadas por la presencia de armónicos. Además, otra gran desventaja es la poca adaptabilidad del filtro frente a nuevos armónicos generados por cargas añadidas ya que estos filtros son diseñados a frecuencias fijas, por ende, en sistemas donde hay conexión y

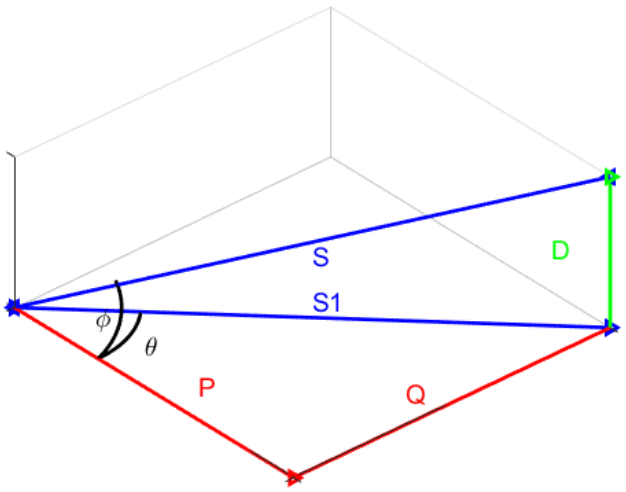


Figura 1.5: Triángulo de potencia para el caso no lineal [Hecho por los autores]

desconexión de nuevas cargas de forma repetitiva se quedan cortos al momento de mitigar estos armónicos.

Para obtener un buen filtrado de corrientes y/o voltajes armónicos se debe tener presente la ubicación en la línea de distribución, el número de ramas (dependiendo del número de armónicos a filtrar), el tipo de filtro (serie o paralelo) y los requerimientos (calidad, orden, entre otros).

1.3.2. Filtros activos

El principio de funcionamiento de los filtros activos es la generación de corrientes y/o voltajes que al sumarse con las corrientes y/o voltajes provenientes de la red anulen las señales y corrientes armónicas [26].

La generación de estas corrientes es por medio de conversores CC-CA (inversores monofásicos o trifásicos), por tanto los componentes necesarios para su montaje consisten en dispositivos de conmutación y elementos pasivos. Al igual que los filtros pasivos estos pueden ir en serie para corregir armónicos de voltaje o en paralelo para corregir los armónicos de corriente [26].

Una gran ventaja de estos filtros con respecto a los pasivos es que utilizan la

energía de los armónicos que no se desean para generar la señal que arreglara la señal, por tanto son eficientes en comparación ya que no actúan como sumidero simplemente sino que redistribuye la energía.
Además, a diferencia de los filtros pasivos tienen una mayor facilidad para adaptarse en entornos cambiantes, ya que con algunos ajustes pueden mitigar diferentes frecuencias de armónicos según se necesite en el sistema.

Clasificación según conexión

Según su conexión los filtros activos pueden ser series o paralelos y como se explicó anteriormente el tipo de conexión determina el tipo de armónico que se desea eliminar.En el caso de la eliminación de armónicos de corriente la conexión se debe hacer en paralelo, para este caso el inversor actuara como fuente de corriente. Esta conexión es de fácil implementación debido a que no se debe hacer un cambio físico a la línea de distribución. Para la eliminación de armónicos de voltaje la conexión se debe hacer en serie, en este caso el inversor actuara como fuente de tensión. éste tipo de conexión presenta la dificultad que para implementar se debe modificar la línea de distribución, puesto que debe abrirse un punto de conexión. En la figura 1.6 tomada de [22] se presenta las dos formas de conexión para los filtros activos.

Inversores o conversores de energía

Al hablar de filtros activos no puede dejarse a un lado el tema de los inversores, esto debido a que son estos los que generan las corrientes que se sumaran al sistema. A continuación, hablaremos un poco de los inversores y sus principios de funcionamiento. Como concepto general un inversor convierte la corriente directa (valor de voltaje y corriente constantes en todo momento como las baterías) en corriente alterna (variación de la intensidad de corriente y voltaje en el tiempo). Los inversores son útiles en la aplicación de filtros activos debido a la facilidad en cómo se puede variar la frecuencia y amplitud de la señal de salida, permitiendo generar todo tipo de señales de voltaje o corriente. El principio de funcionamiento de un inversor es el siguiente:

- Se tiene una fuente CC (corriente continua), esta fuente se conecta a una etapa de conmutación. Esta etapa de conmutación compuesta de un juego de

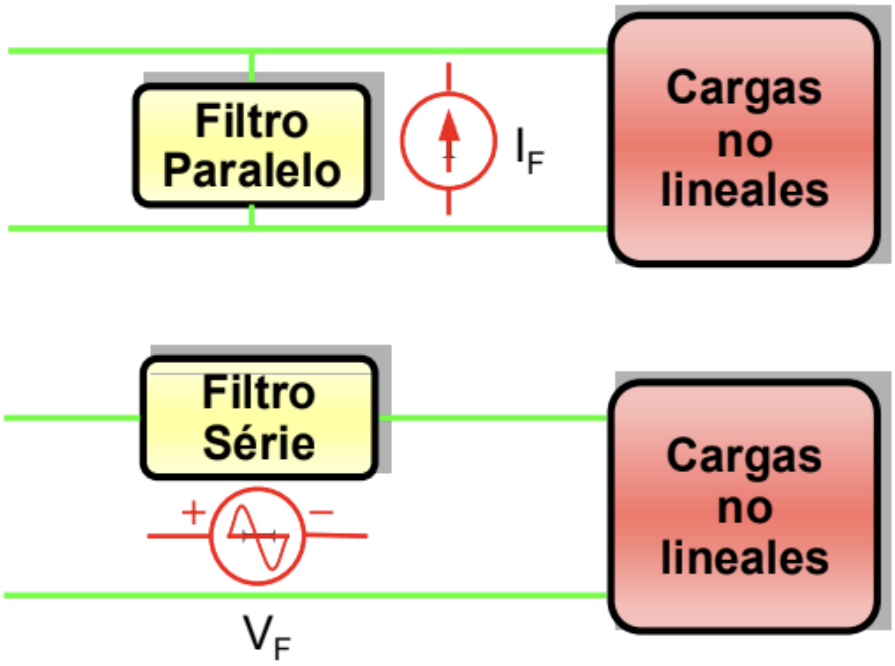


Figura 1.6: Conexión paralelo y serie [22]

interruptores, encenderá algunos interruptores un tiempo de modo que dejará pasar la corriente en un sentido y se apagará otro tiempo cerrando el paso de la corriente, también puede encender otra combinación de interruptores para cambiar el sentido de la corriente. Lo que se verá a la salida de esta etapa será una serie de ondas cuadradas (encendidos y apagados) de la misma frecuencia, pero con diferentes ciclos útiles (tiempo de encendido en relación de la suma del tiempo de encendido y apagado de un período).

- Las señales cuadradas generadas por la etapa de conmutación pasan por un filtro cuya función es guardar la energía transportada por la señal cuadrada y convertirla en una constante DC, este valor DC dependerá directamente del ciclo útil de la señal cuadrada (un ciclo útil pequeño, es decir. Un tiempo de encendido más pequeño que el tiempo de apagado dará como resultado un valor DC pequeño y un ciclo útil grande, es decir un tiempo de encendido mayor al tiempo de apagado dará como resultado un valor DC mayor) y del sentido de la corriente (positivo o negativo con respecto al punto común), por lo que se

tendrá todo un rango de valores producidos a partir de una sola fuente de un valor constante. Por tanto, se puede generar todo tipo de señales a partir de un inversor estando limitados únicamente por la frecuencia máxima a la cual se pueden conmutar los interruptores.

En la figura 1.7 se puede observar de manera resumida el funcionamiento de un inversor, a través de las señales que maneja.

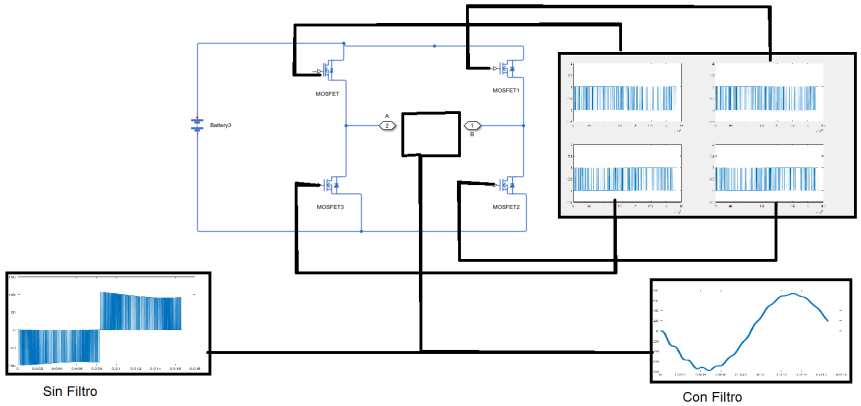


Figura 1.7: Señales presentes en un inversor[Hecho por los autores]

1.3.3. Transformadores

Los transformadores son también un método utilizado para la mitigación de armónicos de los cuales una forma es por medio de configuraciones estrella- delta que bloquean el tercer armónico, el noveno, el quinceavo, etc. Esto debido a que, en su lado primario, en la configuración estrella las corrientes armónicas retornan por el neutro de la conexión por lo que en el lado secundario la señal pasa sin estos [3]. También como método de mitigación se utilizan los transformadores como aisladores, normalmente son transformadores 1:1 por lo tanto el valor de tensión que se aplique en el primario se verá en el secundario, la ventaja de aislar una red con transformadores es que las perturbaciones presentadas en el lado primario no tendrán efectos en el lado secundario por tanto, corrientes armónicas se verán reducidas, la desventaja radica en el costo alto que estos presentan además de su diseño delicado, puesto que

para que las perturbaciones no sean transmitidas se deben tener en cuenta varios parámetros de diseño [3]. También se utilizan transformadores cuyo lado secundario es en estrella con dos bobinados por fase en vez de uno, esta es una configuración utilizada normalmente en la construcción de UPS. de la misma manera que el transformador estrella-delta descrito antes, esta configuración elimina los armónicos 3, 15, 21, etc. [3]

1.3.4. Normativas para las componentes armónicas

Debido a los problemas descritos anteriormente que generan los armónicos se han definido nacional como internacionalmente normativas para los equipos y redes eléctricas para mantener los armónicos controlados y dentro de un margen, estas normativas se encuentran consignadas en el estándar IEEE 519 y en la norma técnica colombiana NTC-IEC 61000 [**25**].

En las siguientes figuras se encuentra registrada la reglamentación con respecto al THD de corriente cuadro 1.2 y voltaje cuadro 1.1 según la norma IEEE 519 tomada de [16].

Cuadro 1.1: Limite de distorsiones y clasificación en sistemas de bajo voltaje

THDv	**Aplicaciones especiales**	**Sistemas Generales**	**Sistemas dedicados**
	3 %	5 %	10 %

Cuadro 1.2: Limites THD de corriente según la norma IEEE 519

Máxima distorsión armónica/ %						
Rango armónico						
Isc/IL	**h<11**	**11<h<17**	**17<h<23**	**23<h<35**	**35<h**	**THD_i**
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20<50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50<100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100<1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

1.4. Sistema de control en los filtros activos

Para hablar de los controladores se debe mostrar las partes de un sistema de control, por tanto un sistema de control o sistema realimentado tiene las siguientes partes: un controlador, un actuador, un sistema a controlar o planta, señal o entrada de referencia y la señal de realimentación. En la figura 1.8 se muestra las diferentes partes de un sistema realimentado tomado de [25].

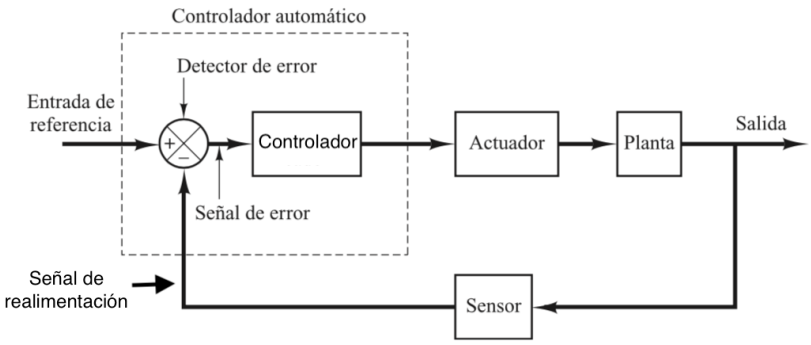


Figura 1.8: Sistema realimentado [25]

en las siguientes secciones se entenderá el sistema a controlar o planta como la red eléctrica, el actuador será el inversor, la señal de referencia será la señal de corriente que se quiere tener en la red y la señal de realimentación será la corriente medida de la red. El controlador a utilizar será definido y estudiado posteriormente. A continuación, se explicarán algunos controladores implementados en filtros activos como también los procesos para la obtención de las señales de referencia y la señal de realimentación.

1.4.1. Obtención de señales de referencia y de realimentación

Al mitigar armónicos de corriente o voltaje con un filtro activo de potencia se toma como referencia la señal que se busca tener o la señal que se necesita para corregir la señal presente en la red, existen varias técnicas para obtener esta señal de referencia entre estas están:

- Filtrar la señal y obtener la fundamental de 60 Hz que se requiere aplicando una señal de control directamente a la red buscando que en la red solo exista la fundamental [22].

- Teoría de la potencia instantánea, esta técnica se basa en calcular la potencia activa y reactiva instantánea de la red por medio de las mediciones de voltaje y corriente. Lo que se busca con esta estrategia es determinar la corriente que corregirá el efecto armónico a partir del cálculo vectorial de las potencias [22][17].

- Descomposición armónica por FFT, esta estrategia consiste en tomar los datos punto a punto de la corriente o el voltaje de la red y aplicar la transformada rápida de Fourier para determinar la frecuencia y la amplitud de las diferentes componentes armónicas y a partir de este dato generar la señal corrección que posteriormente será la referencia que se aplicará al controlador.

Aparte de los métodos anteriormente descritos se encuentran varios más como la medición del factor de potencia unitario [22], el sistema de referencia síncrono [17], entre otros. Todos estos métodos dan como resultado la señal de corriente o de voltaje que se necesita para la corrección de la red, la diferencia de un método a otro consiste en la realización de los cálculos (lo que implica un rango de procesamiento dependiente de la complejidad de los cálculos) y en la obtención de los datos (como sensores de corriente, sensores de voltaje, sensores de potencia activa, entre otras). Por tanto, la elección de que método utilizar va ligado a el tipo de problema como el tipo de red (monofásica o trifásica), la potencia que se va a manejar (baja, media o alta), el coste o presupuesto que se tenga, entre otras. La obtención de la señal de realimentación depende enteramente del problema que se requiera solucionar, si es la mitigación de armónicos de corriente o voltaje, puesto que esto determina qué tipo de sensor se requiere.

1.5. Estrategias de control para filtros activos

En esta sección se presentará una descripción detallada de los controladores tanto lineales como no lineales que se utilizan comúnmente en los filtros activos de potencia

o que en últimos avances se han comenzado a utilizar.

1.5.1. Conmutación por histéresis

Los controladores de conmutación por histéresis son de manera más sencilla controladores on/off, es decir se encienden cuando la señal de error pasa un límite inferior aplicando una señal de control constante y se apaga cuando la señal de error sobrepasa un límite superior. Es una técnica simple de aplicar para cualquier sistema de control, pero presenta algunos inconvenientes en cuestión de filtros activos. En la figura 1.9 se presenta el esquema de un controlador de conmutación por histéresis en bloques. A continuación, se analizará con detalle el proceso de filtrado de un filtro

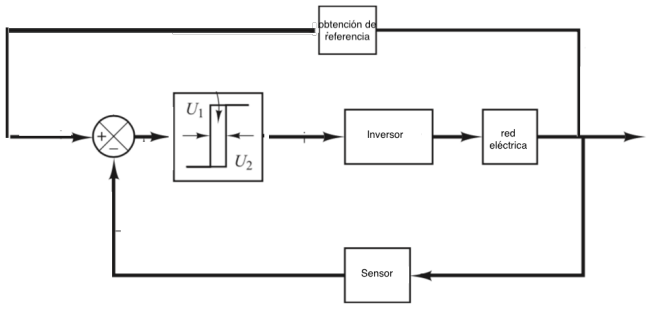


Figura 1.9: Sistema de bloques para filtro activo con controlador de conmutación por histéresis [Hecho por los autores]

activo de potencia con controlador por histéresis para un sistema monofásico:

- El primer paso consiste en tomar de la red la señal de referencia con alguno de los métodos anteriormente descritos
- Se encuentra la señal de error restando la señal de corriente de la red a la señal de referencia.
- La señal de error calculada entra al bloque de histéresis en la cual se evalúa la salida bajo una condición de lógica booleana, en la cual la salida estará dada entre dos valores apagado y encendido, por tanto, el inversor arrojará los valores 0 y Vcc (también se pueden tener valores de -Vcc y Vcc).

- Los valores de 0 y Vcc son convertidos en señales triangulares de corriente por la bobina que permite funcionar al inversor como fuente de corriente.

- Esta señal de corriente se suma a la red eléctrica corrigiendo algo de las perturbaciones presentes en esta.

En la figura 1.10 se puede apreciar el proceso de control por histéresis y las formas de onda que suelen verse en un sistema como este.

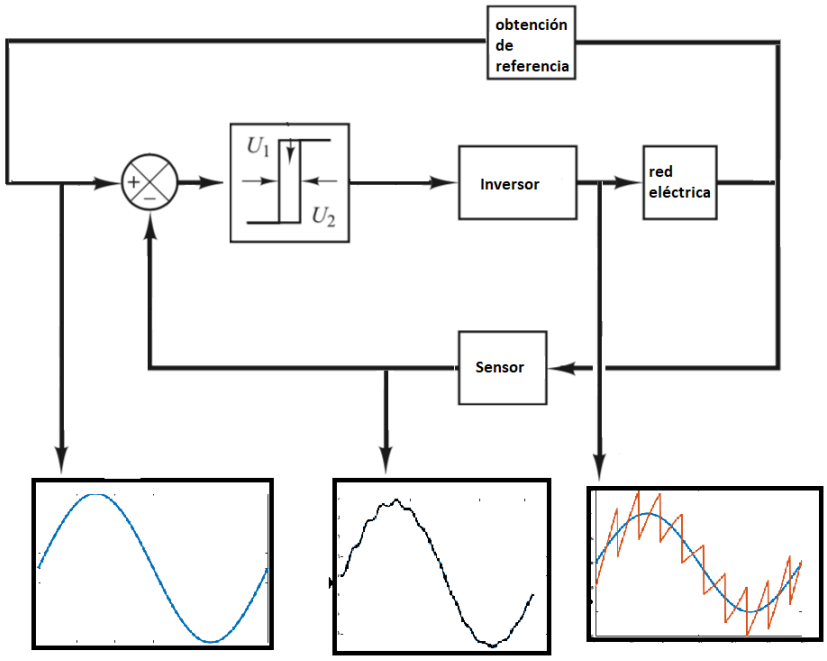


Figura 1.10: Señales en un sistema de conmutación por histéresis [Hecho por los autores]

Con esta forma de controlador se debe tener presente que solo hay dos parámetros para variar que son el ancho del cuadro de la histéresis y los valores de salida, también se debe tener presente que la frecuencia de la señal triangular es variable. En la figura 1.11 se observa la señal de corriente que se observa comúnmente en estos sistemas. En [17] se puede observar todo el proceso de diseño de un filtro activo de potencia y los resultados en cuestión de mitigación de armónicos con esta estrategia.

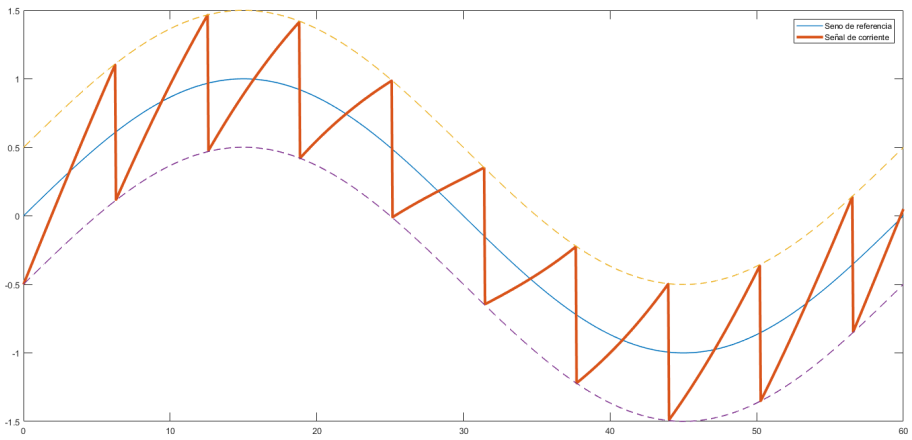


Figura 1.11: Señal de corriente comúnmente generada por el controlador de histéresis [Hecho por los autores]

1.5.2. Proporcional y Proporcional-integral:

El filtro activo con controlador P o PI presenta la misma configuración que el controlador por histéresis exceptuando que el bloque de histéresis es remplazado por el P o PI, por tanto, en esta sección se centra la atención en el funcionamiento de los controladores P y PI.

La base para el diseño de un controlador de este estilo es la linealidad, debido a que el diseño y análisis se realizan en el campo de la transformada de Laplace. Las ventajas de realizar el estudio de sistemas lineales por la transformada de Laplace es la fácil comprensión y entendimiento de su comportamiento en el tiempo. Por lo que así mismo se han desarrollado diferentes metodologías de diseño para este campo como lo son el lugar geométrico de las raíces y método de Bode [25], en el cual es posible establecer características deseadas a un sistema, el tiempo en el cual se equilibra un sistema, la posición o estado en el cual se quiere que un sistema se estabilice, entre muchas otras características. La única desventaja es que esta metodología de sistemas de control es solo aplicable para sistema lineales por lo que para los sistemas no lineales es necesario linealizar en un punto cercano al punto de equilibrio que se desee, y aunque funciona se pierde generalidad y el análisis y diseño se vuelven más complejos.

Para el problema del filtro activo de potencia se puede entender según el diagrama de bloques de la figura 1.12. Observando la figura se puede entender que lo que

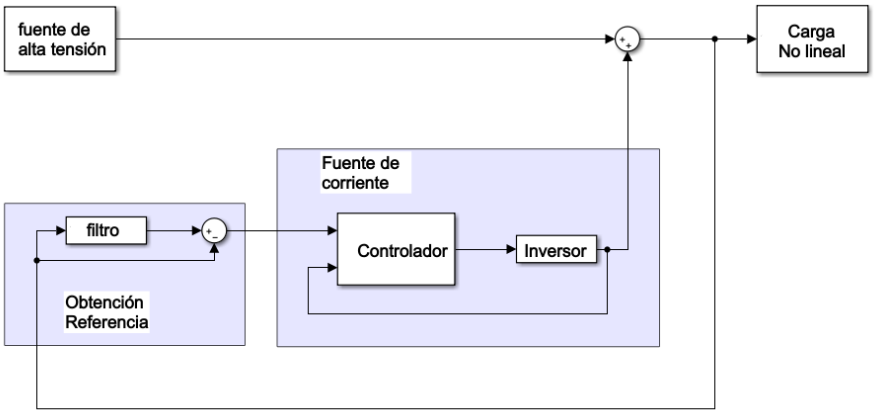


Figura 1.12: esquema de filtro activo de potencia[Hecha por los autores]

quiere controlarse es la corriente de corrección por lo que el sistema que genera la corriente (inversor) debe ser caracterizado, por tanto, es comúnmente utilizado los controladores del tipo P o PI. Cabe aclarar que la mitigación depende de la corriente de referencia calculada de la red y no de la señal de la carga.

1.5.3. Redes neuronales

Una red neuronal es un modelo de inteligencia computacional en el cual se establece una serie de neuronas organizadas por capas e interconectadas entre sí, de manera general una red neuronal puede verse como una función de múltiples variables y=f(x1,x2,x3...xn).

La utilidad de una red neuronal radica es su capacidad de ser un aproximador universal, por tanto, es útil cuando se trata de sistemas no lineales. En la teoría de control las redes neuronales calculan el valor de la señal de control a partir de diferentes señales de entrada como el valor del error, derivada del error, salida del actuador, entre otras tanto en el instante y/o en instantes pasados. Esta red ya habrá sido entrenada previamente con datos extraídos del sistema, en la figura 1.13 tomada de [**27**] se puede observar un sistema de control con un controlador basado en redes neuronales.

Existen diversas maneras de disponer de una red neuronal como controlador Direct inverse control, internal model control, feedforward control, predictive control,

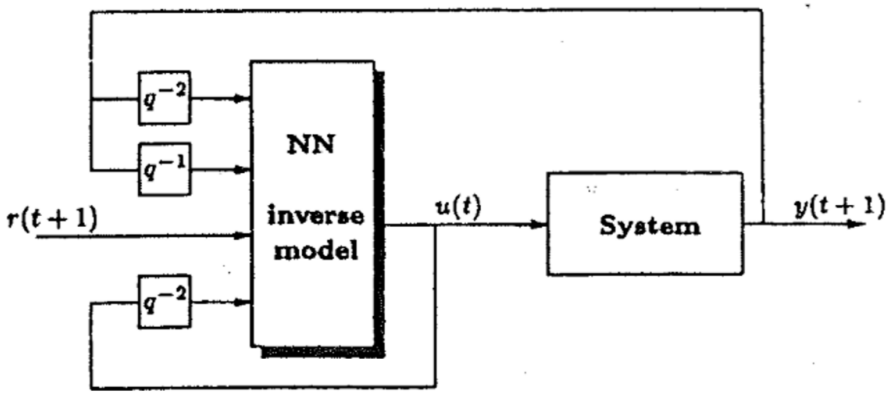


Figura 1.13: Red neuronal como controlador [**27**]

entre otros. Cada una de estas formas de hacer control con redes neuronales se explican en detalle en [**27**]. A continuación, se realizará una breve descripción del método de diseño Direct inverse control, pues este es la base de las demás formas de controladores. Teniendo en cuenta que la configuración del Direct inverse control es tal como se muestra en la figura 1.13.

Los controladores neuronales tienen la desventaja que son de alto procesamiento puesto que los cálculos que deben realizar son extensos y según el algoritmo de entrenamiento que se utilice pueden llegar a ser cálculos complejos, pero así mismo pueden llegar a ser muy útiles al controlar modelos extensos o de difícil comprensión.

1.5.4. Sistemas de inferencia difusa:

El sistema de inferencia difusa es también un modelo de inteligencia computacional al igual que las redes neuronales, solo que es un paradigma diferente por lo cual cabe hacer una descripción de su funcionamiento y su aplicación en el área de control.
Un sistema de inferencia difusa es en forma simple un sistema que arroja un valor determinado en función de variables lingüísticas (alto, bajo, poco, mucho, entre otras) y reglas lógicas. A diferencia de una red neuronal que se entrena con bases de datos un sistema de inferencia difusa se basa en la experiencia del investigador o investigadores debido a que estos proponen las reglas lógicas según el problema en

sí y su experiencia en el mismo.
Los sistemas de inferencia difusa están compuestos por un fusificador, un motor de inferencia, una base de reglas y un defusificador conectados en el orden que se puede apreciar en la figura 1.14.

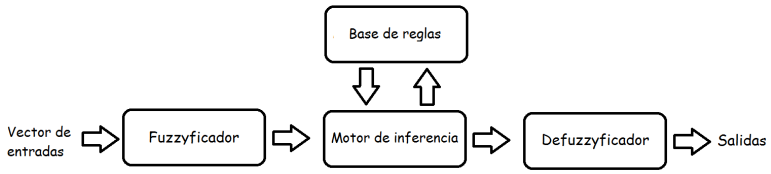


Figura 1.14: Esquema de un sistema difuso

- **Fusificador o Borrosificador:** Las entradas de los sistemas de control generalmente provienen de sensores o sistemas de memoria y generalmente suelen ser valores concretos (con baja incertidumbre) por ende es necesario convertir estos valores numéricos concretos a un "lenguaje" que sea fácil de interpretar para la base de reglas difusas y acorde a la experiencia que puede aportar el experto, esta es la función del fusificador, convertir los valores de entrada en valores difusos, esta función es posible gracias a la generación de conjuntos difusos y variables difusas las cuales nos ayudan con esta tarea.

- **Base de reglas:** Las bases de reglas en los sistemas difusos deben permitirnos acercarnos y de alguna forma "guardar" el conocimiento del experto, por ende, estas están compuestas de forma lingüística con una estructura de tipo IF – THEN donde la primera parte recibe el nombre de antecedente y puede tener varios "IF", y la segunda el consecuente la cual solo puede tener un "THEN", ejemplo: IF la cosecha es BAJA, THEN el precio es ALTO.

- **Motor de inferencia:** Una vez se tienen la base de reglas y los valores difusos, se deben relacionar estos para poder obtener una conclusión, por ende la función de este motor es determinar cuáles de las reglas se activan en determinados valores de entrada y arrojar conclusiones en forma igualmente difusa.

- **Defusificador o Desborrosificador:** Muchas veces los sistemas difusos y en general los sistemas de control requieren valores concretos para poder realizar las correcciones necesarias al sistema, por ende, la función del defusificador como su nombre lo indica es contraria a la fusificación esto es, convertir las conclusiones difusas que arroja el motor de inferencia y "concretar" o convertir estas a valores concretos.

Existen demostraciones las cuales comprueban que los sistemas difusos son aproximadores universales de cualquier función para un número conjuntos difusos n de tipo Gaussiano con diferentes valores en varianza y media, por ende se puede llegar a modelar un sin número de funciones de tipo lineal o no lineal, sin embargo al ser sistemas basados en la experiencia; la principal dificultad a la que nos enfrentamos a la hora de modelar esto es conseguir un investigador o experto que nos pueda ofrecer las reglas necesarias y adecuadas para un buen desempeño del modelo y que nosotros seamos capaces de obtener y entender las percepciones suministradas por el experto para modelar las reglas, conjuntos, variables difusas y demás para obtener un buen desempeño del modelo en nuestra aplicación.

1.6. Concresor basado en álgebra booleana

El Concresor basado en relaciones booleanas ofrece una alternativa para la implementación de sistemas basados en lógica difusa tomando como referencia el diseño de automatismos por álgebra de Boole ya que estos ofrecen una metodología sencilla y clara para su implementación [14]. Los automatismos basados en álgebra de Boole, son concebidos como sistemas 1 y 0, todo o nada, lo cual implica cambios bruscos en el sistema de control esto puede tener consecuencias negativas en dichos sistemas como lo son la posible generación de interferencias de tipo electromagnético, eléctrico, mecánico, entre otros. A diferencia de estos automatismos "duros", el Concresor se ofrece como una alternativa para lograr "suavizar" dichas transiciones a través de la implementación de sistemas basados en lógica difusa, pero conservando la facilidad y confiabilidad de diseños basados en álgebra de Boole.

1.6.1. Álgebra de De Morgan, Kleene y Boole

- **Álgebra de Morgan:** Se denomina álgebra de Morgan a un álgebra basada en un retículo distribuido acotado en donde $(A : \vee, \wedge, 0, 1)$ esto quiere decir que sobre A esta acotado entre 0 y 1 se cumplen las propiedades de los retículos distribuidos acotados para las operaciones de disyunción($\vee$) y conjunción($\wedge$), para el caso de álgebra de Morgan donde $(A : \vee, \wedge, ', 0, 1)$ se cumple lo anterior además de cumplirse para la operación complemento involutivo (‘), adicional a esto se cumplen las denominadas leyes de Morgan que se presentan en la expresión 1.7:

$$\begin{aligned} &(a \vee\ b)' = a' \wedge b' \\ &(a \wedge\ b)' = a' \vee b' \\ &\forall\ a, b \in A \end{aligned} \tag{1.7}$$

- **Álgebra de Kleene:** si tenemos un álgebra de Morgan que de manera adicional satisface la siguiente propiedad para la cual todo $a, b \in A :\ a \wedge a' \leq b \vee b'$ podemos definirla como un álgebra de Kleene, la anterior propiedad se puede reescribir para dar origen a las llamadas leyes de Kleene que se pueden ver en la expresión1.8:

$$\begin{aligned} &(a \wedge\ a') \vee (b \vee\ b') = b \vee b' \\ &(a \wedge\ a') \vee (b \vee\ b') = a \vee a' \\ &\forall\ a, b \in A \end{aligned} \tag{1.8}$$

- **Álgebra de Boole:** El álgebra de Boole nació como una alternativa para la expresión de problemas de lógica donde solo se puede escoger una de dos posibles opciones o estados, para facilitar su representación se suelen escoger estados contrarios tipo 1, 0, si, no, encendido, apagado, etc. Como se vio anteriormente en lógica Booleana se manejan estados contrarios por ende sus funciones de pertenencia presentan cambios abruptos o “bruscos” entre estos, por ende un elemento o pertenece completamente a un conjunto o no pertenece en lo ab-

soluto, esto cierra la posibilidad de cualquier ambigüedad o "duda" respecto a la pertenencia o no de los elementos [18]. Un álgebra de Boole se puede definir de formas mas formal como un álgebra de Kleene que satisface la propiedad de complementación la cual es que la disyunción de un elemento y su complemento dan como resultado el supremo de A, y la conjunción por otra parte de un elemento de A y su complemento dan como resultado el ínfimo de A, para este caso como A se encuentra acotado se puede apreciar la

$$\begin{aligned} &a^{'} \vee \ a = 1 \\ &a^{'} \wedge \ a = 0 \\ &\forall \, a, b \in A \end{aligned} \tag{1.9}$$

1.6.2. Álgebra de dos y tres elementos

Se habla de álgebras similares anteriores con la particularidad de que A, ya no se encuentra definido como una colección distribuida de infinitos elementos si no por el contrario se encuentra conformado por elementos finitos. Álgebra de tres elementos: Nuestra álgebra de 3 elementos se define como un álgebra de Kleene donde A se encuentra conformado por una colección de 3 elementos los cuales son 1,u,0, además las operaciones conjunción ($\wedge$) y disyunción ($\vee$) son las operaciones supremo e ínfimo y donde el complemento (') es involutivo esto es que invierte los valores de 0 e 1 y u permanece fijo, por esto último no es un álgebra de Boole ya que tenemos para el caso de u que $u' \vee u \neq 1$ por ende no se cumple a cabalidad la complementación. Álgebra de 2 elementos: Nuestra álgebra de 2 elementos se define como un álgebra de Boole donde A se encuentra conformado por una colección de 2 elementos los cuales son 1,0, además las operaciones conjunción($\wedge$) y disyunción ($\vee$) son las operaciones supremo e ínfimo y donde el complemento (') es involutivo esto es que invierte los valores de 0 e 1 por ende se cumple las propiedades de complementación [18].

1.7. Algoritmos Sintonizadores

1.7.1. Generalidades

Existen innumerables tipos de fenómenos y problemas en el ámbito de la ingeniería y en general en la realidad los cuales no pueden ser modelados de forma puramente analítica, por lo cual se hace necesario acudir a modelos matemáticos que cumplan la función de aproximador universal el cual como su nombre lo indique aproxime un modelo al comportamiento deseado, en principio esto suena bien sin embargo estos modelos de aproximadores universales (como lo pueden ser los sistemas difusos o las redes neuronales), poseen un inconveniente y es que están compuestos por una gran cantidad de parámetros que deben modificarse de forma para que el modelo se aproxime al fenómeno observado, es aquí donde entran los algoritmos sintonizadores ya que estos son capaces de modificar parámetros hasta encontrar un conjunto de los mismos que logre aproximar el modelo al fenómeno observado. Existen diferentes tipos de algoritmos sintonizadores, sin embargo la función de la mayoría es similar, mediar entre el modelo matemático y la función de coste o función de error realizando modificaciones o "sintonizando" los parámetros del primero para reducir la magnitud del segundo, A continuación veremos algunos de estos algoritmos los cuales serán utilizados en nuestro caso concreto.

1.7.2. Método de Gradiente descendente

Uno de los métodos de optimización más conocimos y ampliamente usado es el descenso de gradiente, este es uno de los métodos llamados de primero orden debido a que hace uso del cálculo de la primera derivada para su operación, suele representarse a través de un descenso en una montaña ya que a través de la derivada él consigue una ruta adecuada para llegar al valle o gradiente igual a cero. La función utilizada para el cálculo de los parámetros es:

$$w_{i+1} = w_i - g_i v \tag{1.10}$$

Donde podemos ver que a partir del cálculo del gradiente actual se orienta la posición del punto futuro, el parámetro v también llamado tasa de aprendizaje para el método clásico suele tener un valor constante. Este método al igual que otros de optimización pueden funcionar con diferentes funciones de costo, sin embargo, lo usual es encontrar implementaciones que usan el error cuadrático medio como función de costo al usar este algoritmo donde Y_i corresponde al valor del fenómeno y donde y_i' es el valor obtenido por el aproximador universal.

$$f(y_i) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{n}(Y_i - y_i^{'}) \tag{1.11}$$

Este método suele ser bastante efectivo a la hora de encontrar soluciones interesantes en diferentes tipos de paisajes de optimización, sin embargo tiene como desventaja que al acercarse a los valores de dichas iteraciones suele necesitar una gran cantidad de pasos y en algunos casos cuando la tasa de aprendizaje es un valor muy grande puede presentar un comportamiento oscilatorio sin convergencia, sin embargo a pesar de sus inconvenientes se recomienda su uso en modelos con gran cantidad de parámetros debido a que la carga computacional es baja.

1.7.3. Método de Newton

El método de newton o también conocido como método de Newton-Raphson, es un método de segundo orden que busca "reconocer" las variaciones del paisaje de optimización para encontrar la ruta adecuada y encontrar el valor mínimo o solución del mismo, son llamados métodos de segundo orden a todos los algoritmos que calculen segundas derivadas, para el caso del método de newton se hace necesario el cálculo de una matriz Hessiana de la función de error y el uso de una serie de Taylor de orden 2 de la función obteniendo:

$$f(w) = f_0 + g_0(w - w_0) + \frac{1}{2}(w - w_0)^2 H_0 \tag{1.12}$$

Si tenemos en cuenta que el gradiente de la función debe ser 0 cuando obtengamos el mínimo de f obtenemos:

$$g(w) = g_0 + (w - w_0)H_0 \tag{1.13}$$

Por lo que partiendo de un conjunto de parámetros Wo el método permite establecer una sucesión de parámetros de la siguiente forma (procedimiento con más detalle en [4]):

$$w_{i+1} = w_i - H_i^{-1} g_i \tag{1.14}$$

Debido a las restricciones que se pueda tener y los valores aleatorios, el método podría tender a un máximo en vez de un mínimo por lo cual en las implementaciones se suele usar la siguiente versión modificada en la cual se multiplica una "velocidad de descenso", parámetro que se puede fijar o puede calcularse a partir de algún método de optimización. [4]):

$$w_{i+1} = w_i - (H_i^{-1} g_i)v \tag{1.15}$$

En general el método de newton suele funcionar de una forma más eficaz que le descenso de gradiente requiriendo menos iteraciones, sin embargo, el cálculo de la matriz Hessiana inversa supone un coste computacional elevado, lo cual puede plantear un reto ante una disponibilidad de recursos limitada o fenómenos con una amplia cantidad de parámetros.

1.7.4. Método de Gradiente conjugado

El método de descenso de gradiente conjugado se podría considerar como el paso intermedio entre el método de gradiente y el método de newton, ya que permite un coste computacional que podría considerarse bajo como el primero, pero tiene una velocidad de convergencia mayor. El método crea una sucesión de direcciones de entrenamiento dadas por:

$$d_{i+1} = g_i - d_i\gamma_i \tag{1.16}$$

Donde se conoce como parámetro conjugado, dicho parámetro puede calcularse de diferentes formas, sin embargo, una de las más usadas es la forma de "Fletcher y Reeves", sea cual sea el método seleccionado para calcular dicho parámetro se procede a calcular el gradiente de la forma habitual con la diferencia que se hace uso de las direcciones conjugadas para este fin:

$$w_{i+1} = w_i - d_i v \tag{1.17}$$

Este método suele ser tener una convergencia más rápida y reduce la probabilidad de oscilación cerca del punto de solución, cosa que sucede con mayor frecuencia con el algoritmo de descenso de gradiente clásico.

1.7.5. Método de Bold driver

El método de Bold driver es un método que nos permite ajustar la tasa de aprendizaje iteración por iteración, si bien no es un método de aprendizaje como tal suele acompañar al método de descenso de gradiente, usado en redes neuronales Feed-foward que implementan el algoritmo Back-propagation donde reducir el número de pasos para llegar a una solución, sin embargo se puede usar como complemento en otro tipo de algoritmos donde se requiera variar algún parámetro como la tasa de aprendizaje. El método utiliza un razonamiento bastante intuitivo, almacena el valor de error de la función previo y lo compara con el actual, si ese valor es mayor, reduce la tasa de aprendizaje (típicamente en un 50 %), si el valor es menor la aumenta (típicamente entre 1 % y 5 %):

$$u : \begin{cases} \mathrm{E}_n > E_{n-1} \Rightarrow u * 0{,}5 \\ \mathrm{E}_n < E_{n-1} \Rightarrow u * 1{,}01 \end{cases} \tag{1.18}$$

Este algoritmo en general provee una mejora importante en el número de pasos requeridos y una reducción de la generación de oscilaciones sobre puntos de solución, además debido a su simplicidad no añade una carga computacional importante, sin embargo, en fenómenos con paisajes de optimización bastante bruscos suele fallar añadiendo oscilaciones no deseadas.

1.7.6. Búsqueda dorada

El método de búsqueda dorada o sección dorada, es un método bastante utilizado en problemas de optimización, y puede ser usado como método principal de búsqueda o para sintonizar parámetros de otros métodos más robustos (similar al uso que se le da a Bold driver). Algoritmo Golden search:

- Para usar este algoritmo lo primero es definir un intervalo sobre el cual creamos que se encuentra nuestra solución puntos que llamaremos x0 y x2.
- Ahora se deben fijar otros 2 puntos intermedios x1 y x3, lo cuales se pueden hallar usando las siguientes expresiones, donde R= 0.61803 valor que corresponde al inverso del numero áureo.

$$x_1 = x_2 - R(x_2 - x_0) \qquad x_3 = x_0 + R(x_2 - x_0) \tag{1.19}$$

- Se procede ahora a evaluar la función de error sobre los valores intermedios y se procede a comparar:
  - Si x1>x3 significa que el mínimo esta entre x1 y x2 por lo cual los valores el intervalo se modifican de la siguiente forma x0=x1 y x2=x2.
  - Si x1 < x3 significa que el mínimo esta entre x1 y x2 por lo cual los valores el intervalo se modifican de la siguiente forma x0=x0 y x2=x3.
- Se procede a calcular nuevamente x1 y x3 con el nuevo intervalo.

  Este algoritmo tiene una baja carga computacional, y suele ser muy rápido para hallar soluciones a problemas unimodales, sin embargo, para problemas multimodales puede converger fácilmente a mínimos locales, para este tipo de

problemas se recomienda usar intervalos pequeños y correr el algoritmo sobre varios conjuntos de valores.

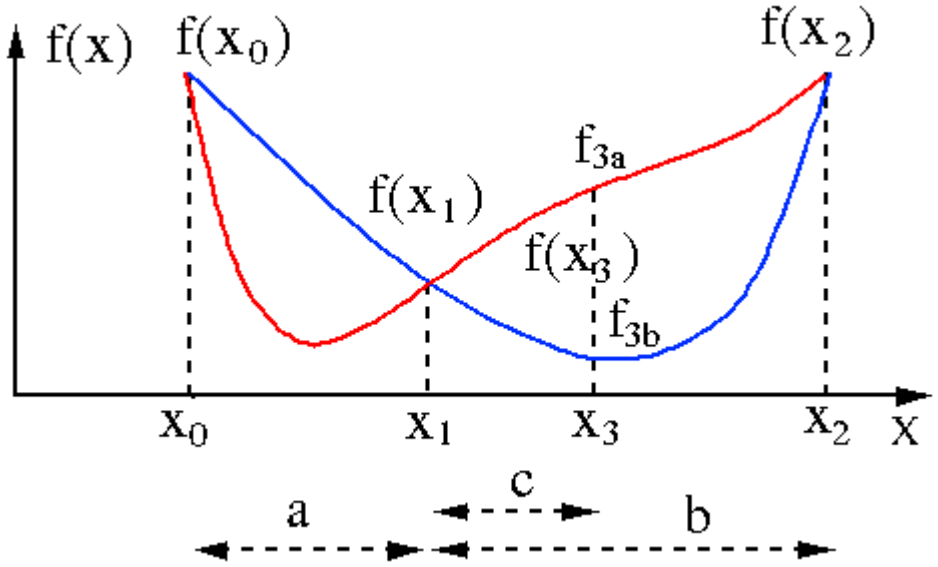


Figura 1.15: Imagen ejemplo del método de búsqueda dorada [5]

1.8. Antecedentes

En esta sección se realizara una breve contextualización, análisis y conclusiones de algunos elementos relevantes encontrados y que se relacionan de una u otra forma con el proyecto a desarrollar, el propósito es obtener una contextualización respecto a las técnicas usadas y tener una base para poder estimar que resultados se deberían esperar en el desarrollo de este proyecto.

En el artículo [13] se hace una comparación de un controlador difuso, controlador de histéresis, controlador PI y algunas combinaciones de estos 3, la novedad en este trabajo consiste en controlar el HB de la histéresis con un sistema difuso, además de controlar tanto voltaje como corriente.

Para la obtención de la señal de referencia se utilizan 2 métodos, la teoría de referencia síncrona y la potencia instantánea real y reactiva. Como parte de sus resultados se obtuvo que para una carga de 10Ω en paraleo a un condensador de $0{,}01\mu F$ precedida

de un rectificador no controlado, hay una disminución de un thd de corriente de 23 % a 3 %. Los autores concluyen que el desempeño del filtro de potencia mejora con el uso del controlador difuso, esto con respecto al rendimiento de dicho filtro frente a controladores convencionales como los PI o los controladores por histéresis convencionales.

En [21] se presenta una comparación entre dos modelos de control no lineal, un control difuso y neuronal en un filtro activo de potencia para la reducción de armónicos. El modelo de control difuso presenta las mismas dos entradas (error y su derivada) que han presentado los controladores difusos para filtros hasta la fecha, como también su conjunto de reglas. Como novedad se presenta el desarrollo de una red neuro-difusa como controlador a partir del modelo difuso ya expuesto. Las pruebas se realización en simulación cambiando el ángulo de desfase en una red trifásica. En el artículo se concluye que las técnicas basadas en softcomputing (computación suave), suelen mejorar las respuestas de los sistemas respecto a compensación de armónicos y fases en las redes y para el caso concreto de su estudio el controlador neurodifuso presento un desempeño superior en cuanto a la reducción de la distorsión armónica total de corriente.

Otro trabajo a mencionar es el desarrollado en [24] donde se propone un control por histéresis para el filtro activo, cuyo ancho HB es controlado por un sistema de inferencia difusa de dos entradas y nueve reglas, este es comparado con un sistema PI con la idea de obtener una aproximación de cual puede desempeñarse de mejor forma. En el trabajo mencionado utilizando una carga de 100Ω en serie con una inductancia de $10mH$ se obtiene una reducción de THD de corriente de 11 % a $3,68\,\%$, en este se concluye que el controlador difuso tiene mejores resultados a la hora de mitigar los armónicos de corriente que el PI, también remarcan la superioridad de el control difuso en cuanto a que no requiere de cálculos complejos ni modelos matemáticos extendidos para calcular sus parámetros y, también es un sistema que tiene una mayor tolerancia al ruido que los controles clásicos.

En el artículo [30] se utiliza el filtro activo de potencia para un sistema trifásico, obteniendo las señales de referencia con transformada de Park, y a diferencia de los demás sistemas difusos mostrados este tiene una tercera entrada que es la corriente máxima con el mismo número de etiquetas lingüísticas. Además de esto la motivación

de la investigación es clara, se desean reducir los armónicos de corriente para que estos sean compatibles con la norma IEEE 519. Se realizaron pruebas con cargas balanceadas y des balanceadas logrando una reducción en el THD de corriente de 16,08 % a 0,96 % y 18,38 % a 1,89 % respectivamente para el caso balanceado y des balanceado, logrando así que estos valores de distorsión armónica de corriente sean compatibles con la normal IEEE 519.
En el trabajo de grado [11] se presenta la implementación y comparación entre: Sistemas PID clásicos sintonizados a partir de la aproximación de Ziegler Nichols, Pid tools y diversas herramientas computacionales, sistemas difusos basados en modelos Mandami únicamente cuyos componentes se sintonizaron a partir de prueba y error y se realizó la caracterización de la planta resultado esta con una curva característica de primer grado. Se manifiesta que el sistema presenta condiciones de ruido en la señal debido a vibraciones y acoples mecánicos. En general se concluye que estuvieron expuestos a condiciones de ruido en su sistema lo cual afecto en gran medida algunos de los controles PID, sin embargo los controladores difusos presentaron una mejor tolerancia al ruido. También se concluye que aunque algunos de los controles PID tienen tiempos de respuesta cortos y algunos no presentan sobre picos, en general los sistemas difusos presentaron un mejor resultado. También destacan la facilidad de diseño e implementación de los controles difusos frente a los controles PID También se destaca en la investigación que a diferencia de los controles PID los controles difusos requieren de mayores capacidades computacionales lo cual puede incrementar costos enormemente.

1.9. Comparativo entre los métodos

Luego de realizar una búsqueda y lectura de la literatura respecto a este tema se procede a realizar un análisis de las ventajas y desventajas encontradas para cada uno de las propuestas de control encontradas en la literatura.

Control por histéresis

Ventajas	**Desventajas**
▪ Sencillo de implementar. ▪ No requiere cálculos ni modelos matemáticos complejos. ▪ Es abundante en la industria y en la literatura esto lo hace una técnica robusta y fiable.	▪ No siempre logra reducir los armónicos en la cantidad requerida. ▪ Puede tener problemas de resonancia y oscilaciones en el tiempo debido a cambios súbitos. ▪ Presenta respuestas bruscas que pueden introducir nuevos armónicos lo cual podría afectar a los dispositivos.

Cuadro 1.3: Características del control por histéresis

Control P-I (proporcional integral)

Ventajas	**Desventajas**
▪ Existe amplia literatura respecto al tema. ▪ Buena precisión y tiempos de establecimiento aceptables.	▪ Poca tolerancia al ruido. ▪ Complejidad en la implementación y al encontrar los modelos matemáticos.

Cuadro 1.4: Características del control P-I

Control neuronal

Ventajas	Desventajas
▪ Tiene alta tolerancia al ruido. ▪ No requiere de modelos matemáticos complejos y extensos. ▪ Tiene gran adaptabilidad en entornos cambiantes. ▪ Sus parámetros son fácilmente sintonizables.	▪ Existe literatura sin embargo las implementaciones son escasas. ▪ Requiere una alta capacidad de procesamiento en los dispositivos para que pueda ser implementado. ▪ Suele requerir información etiquetada para procesos de entrenamiento.

Cuadro 1.5: Características del control neuronal

Control difuso

Ventajas	Desventajas
▪ Tiene alta tolerancia al ruido. ▪ No requiere de modelos matemáticos complejos y extensos. ▪ Presenta respuestas suaves a los cambios por lo cual suele minimizar los niveles de ruido en los sistemas.	▪ Existe literatura sin embargo las implementaciones son escasas. ▪ Requiere una alta capacidad de procesamiento en los dispositivos para que pueda ser implementado. ▪ La definición de las reglas difusas puede ser difícil en un inicio.

Cuadro 1.6: Características del control difuso

Comparativa de las técnicas.

En la figura 1.7 podemos encontrar un cuadro comparativo donde se asigna un valor entero en el rango de 3 a 1 donde 3 es alto y 1 es bajo a características abstraídas para cada controlador.

	Difuso	**Neuronal**	**PI**	**Histéresis**
Tolerancia al ruido	3	3	2	2
Complejidad en el diseño	2	1	3	1
Literatura y aplicaciones	1	1	2	3
Capacidad de computo requerida	3	3	2	1
Adaptabilidad	3	3	1	2

Cuadro 1.7: Cuadro comparativo de las técnicas de control.

Capítulo 2

Desarrollo del proyecto

2.1. Módulos de un filtro activo de potencia

En un filtro activo de potencia se pueden identificar cuatro módulos, que son fundamentales para entender los principios de este y así poder plantear un diseño. A continuación, se realiza una breve descripción para cada una de los cuatro módulos y la función que dicho modulo cumple en un filtro activo de potencia, en posteriores secciones se ahondará en dichos módulos en aspectos matemáticos y eléctricos, necesarios para el diseño del filtro activo.

Inversor

El inversor es un dispositivo hecho a partir de dispositivos semiconductores cuya función principal es convertir la corriente directa en corriente alterna por medio de la conmutación de los dispositivos transistores y la utilización de un filtro pasivo L-C que acumula o aporta energía según como se necesite.
La función que cumple dicho modulo en un filtro activo es proveer o absorber la corriente de la línea, a la cual se quiere aplicar la corrección armónica según como se necesite. Para un filtro activo de potencia puede aplicarse variadas topologías de inversores que varían en el tipo de modulación de las señales de conmutación, el número de fases a manejar, la posición de los elementos L-C del filtro pasivo de acople, el tipo de controlador (digital o análogo) o la utilización de una fuente de corriente directa o alterna. Qué tipo de topología utilizar, depende de la decisión y

experiencia del diseñador y del tipo de ventaja que pueda presentar una sobre otra.

Controlador

El controlador es un dispositivo que asegura el correcto flujo de corriente en el inversor a través de una lógica de conmutación, de manera que el inversor haga su trabajo ya que es este el encargado de que enciendan o apaguen los dispositivos semiconductores, los cuales tienen dos estados, encendido y apagado.

Medición

La etapa de medición es una serie de dispositivos cuya finalidad es obtener los valores de corriente y voltaje presente en la red que requiere de una corrección armónica. Estos datos son de utilidad para el módulo del controlador, pues a partir de estos se genera la lógica de conmutación correspondiente para que el módulo del inversor absorba o entregue la corriente necesaria para la corrección armónica.

Fuente y carga

Esta etapa corresponde al sistema del cual se quiere corregir su comportamiento armónico. Tanto la fuente como la carga son elementos que están fuera de nuestro alcance y la información que dichos elementos presentes es necesaria para que el controlador logre determinar la lógica de conmutación para una correcta corrección armónica. La fuente es un elemento constante para nuestro análisis, pues siempre debe proveer una señal de tensión senoidal a una frecuencia de 60Hz. La carga puede variar y su valor es determinante para el diseño de los módulos del inversor, controlador y medición pues es la carga la que provee los parámetros de diseño.

Filtrado digital

Esta etapa es la encargada de filtrar la señal de corriente producida por la carga para producir la señal correspondiente a su componente fundamental. Para este trabajo el diseño del filtro digital seguirá los pasos de diseño de un filtro FIR clásico, tal y como se realiza en [27].

2.2. Topología de inversor

Para el presente trabajo se decidió utilizar la topología de inversor propuesta en [27]. En la cual no se tiene una fuente de corriente directa, sino que el mismo inversor puede actuar como un sumidero o una fuente según se necesite para corregir los armónicos indeseados. En la figura 2.1 puede verse la representación circuital del inversor y su conexión en la red. Cabe aclara que dependiendo de los interruptores que estén encendidos y apagados el inversor puede actuar como fuente o sumidero de corriente siendo una de las razones por la cual se escogió, ya que facilita una futura implementación al requerir de menos elementos, a esto también se añade el hecho de que el modelo matemático de esta topología carecía de ecuaciones diferenciales al contar con solo 4 dispositivos semiconductores por lo que el proceso de sintonización de las variables del controlador que se aplicaría posteriormente se facilitaría.

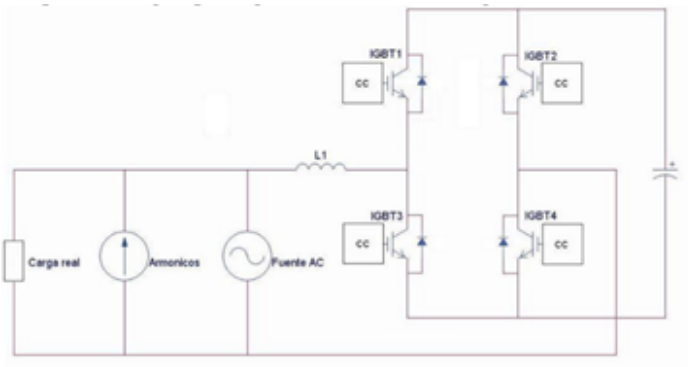


Figura 2.1: Topología del inversor[27]

2.2.1. Principio de funcionamiento

Como se mencionó anteriormente el inversor a utilizar puede operar como fuente o sumidero, dependiendo de si el consumo de corriente de la carga es activo o reactivo. Cabe aclarar también que en cada uno de los estados de funcionamiento el inversor puede funcionar de la misma manera a cómo trabaja un conversor tipo Buck o Boost, la diferencia entre uno y otro es la disposición se los componentes semiconductores y en su relación de corriente-voltaje de entrada y salida; ambos en función del ciclo

útil. En la figura 2.2 puede observarse la configuración de los dos conversores y su relación de voltaje de entrada Vs voltaje de salida en función del ciclo útil. Es la lógica de conmutación la que permite que el inversor pueda funcionar como conversor tipo Boost o Buck.

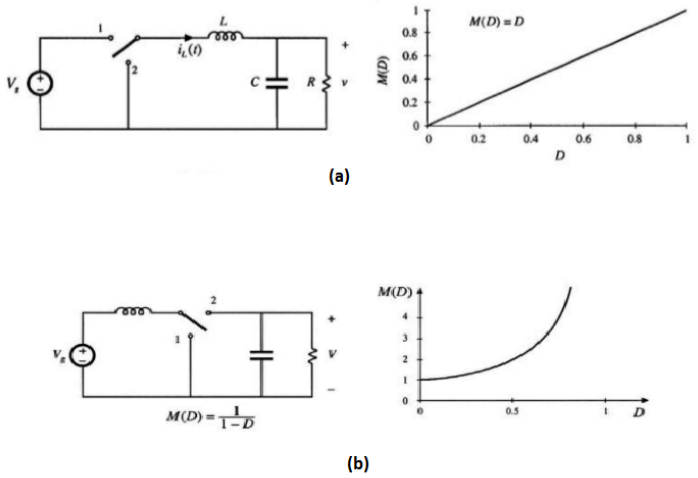


Figura 2.2: (a) Conversor tipo Buck y (b)conversor tipo Boost [27]

Qué el inversor funcione como un conversor tipo Boost o Buck depende de dos factores el voltaje de la red y la corriente de salida del inversor. Esta puede ser positiva, cuando el flujo de corriente va desde la red hacia el inversor es decir que actúa como sumidero o negativa cuando el flujo de corriente va desde el inversor hacia la red, es decir una fuente. Por tanto se debe tener presente las diferentes posibilidades en las que trabajara el inversor según estos dos factores para de esta manera determinar en qué situaciones el inversor funcionará como tipo Boost o Buck. En la literatura base utilizada para el inversor [27] se exponen cuatro posibilidades diferentes en función de la tensión presente en la red y la corriente que fluirá por el inversor en un instante dado. Estas posibilidades se ven claramente en la figura 2.3 donde el valor del voltaje de red es positivo y la corriente positiva (azul oscuro), el valor del voltaje de red es negativo y la corriente es positiva(marrón), el valor del voltaje de red es positivo y la corriente es negativa (naranja) y en donde el valor del voltaje de red es negativo y la corriente es negativo (azul claro). En la tabla 2.1 se resume el estado del inversor en relación con la corriente y voltaje presente en la red.

	Voltaje Positivo	**Voltaje negativo**
Corriente positiva	Inversor tipo boost	Inversor tipo buck
Corriente negativa	Inversor tipo buck	Inversor tipo boost

Cuadro 2.1: Forma de trabajo del inversor según la condición de voltaje y corriente [Hecha por los autores]

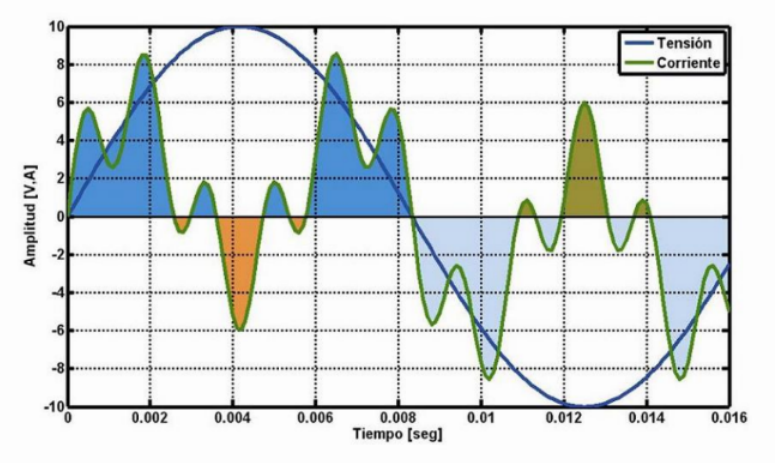


Figura 2.3: Posibles condiciones que presentará la red [27]

Teniendo en mente el análisis de conversor Buck y Boost presentada en [27] la lógica de interruptores que al final deberá tener el inversor es tal y como se muestra en la tabla 2.2. Esta lógica de conmutación determina el sentido que tomará la corriente, la intensidad de la corriente viene determinada por el valor de la bobina, el condensador del filtro de acople entre el filtro activo y la red; y el valor del PWM aplicado, cuyo cálculo se explicará en las secciones posteriores.

2.2.2. Corriente en función del ciclo útil

En la sección anterior se mostró la lógica de conmutación que debe tener el inversor a partir del flujo de corriente deseado y el voltaje de red presente en dicho instante. Ahora para un diseño posterior del controlador es importante conocer la

Vac	**Iac**	**G1**	**G2**	**G3**	**G4**	**caso**
>0	**>0**	0	0	PWM	1	A
>0	**<0**	PWM	0	0	1	B
<0	**>0**	0	1	PWM	0	C
<0	**<0**	PWM	1	0	0	D

Cuadro 2.2: Tabla con la Lógica de conmutación

relación de la intensidad de corriente con el ciclo útil aplicado. Cabe aclarar que el siguiente análisis se hará de manera discreta, puesto que la finalidad del proyecto es poder aplicar el controlador en un microcontrolador además de que su análisis se vuelve más sencillo de esta manera.

Análisis para el caso A Y D

Primeramente, se hace el análisis del caso A y D de la tabla 2.2 en los cuales el inversor está en modo Boost, por lo cual se plantean las ecuaciones para los dos posibles escenarios que se pueden ver en las expresiones 2.1 y 2.2:

- Cuando el interruptor esta encendido se tiene que:

$$V_i - V_l = 0 \qquad \frac{di_l}{dt} = \frac{V_i}{L} \Rightarrow \frac{\Delta i_l}{\Delta t} = \frac{V_i}{L} \tag{2.1}$$

- Cuando el interruptor está apagado se tiene que:

$$V_i - V_l - V_c = 0 \qquad \frac{di_l}{dt} = \frac{V_i - V_c}{L} \Rightarrow \frac{\Delta i_l}{\Delta t} = \frac{V_i - V_c}{L} \tag{2.2}$$

Donde :
V_i : *Voltaje de entrada*
V_l : *Voltaje en la bobina*
V_c : *Voltaje en el condensador de acople*
L : *inductancia de acople*
i_l : *corriente en la bobina*

De las ecuaciones anteriores se puede determinar el tiempo de carga y descarga de la corriente en la bobina. Haciendo el cambio a discreto, donde $\triangle t = \frac{D}{f}$ para el tiempo de carga y $\triangle t = \frac{D}{f}$ para el tiempo de descarga, donde D es el ciclo útil.

- Ecuación de carga:

$$\Delta i_{l1} = \frac{D * V_i}{L * f} \tag{2.3}$$

- Ecuación de descarga:

$$\Delta i_{l2} = \frac{D * (1 - D) * (V_l - V_c)}{L * f} \tag{2.4}$$

En la figura se evidencia el comportamiento de ambos deltas, tanto el de carga como el de descarga en el tiempo.

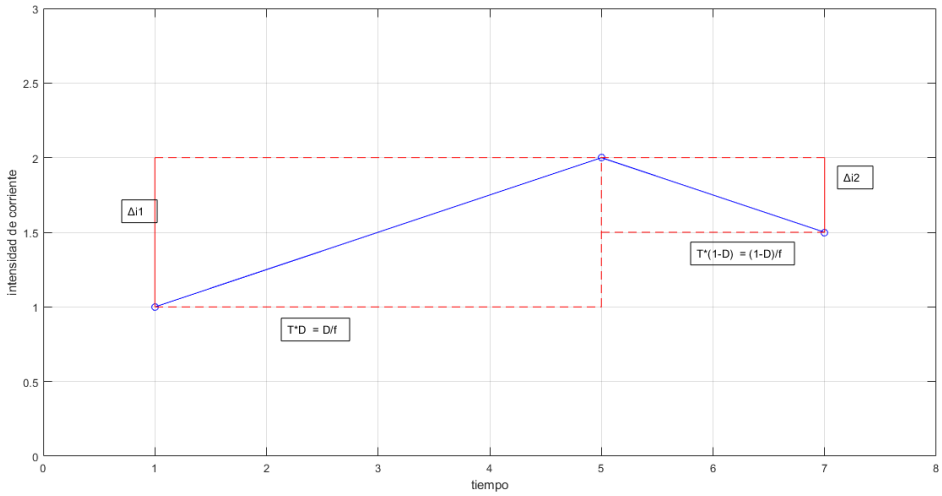


Figura 2.4: Comportamiento de la corriente en la bobina en un periodo de la señal [Hecho por los autores]

El voltaje en el condensador también varia por lo que también se debe analizar para conocer su comportamiento.

$$i_l = i_c \Rightarrow \qquad i_l = C * \frac{dV_c}{dt} \Rightarrow \Delta V_c = \frac{i_l * (1 - D)}{C * f} \tag{2.5}$$

Al final podemos obtener la ecuación de diferencias de la corriente en la bobina y el voltaje en el condensador a partir de sus deltas en el tiempo.

$$i_l[k+1] = i_l[k] + \Delta i_{l1} + \Delta i_{l2} \qquad V_c[k+1] = V_c[k] + \Delta V_c \tag{2.6}$$

Reemplazando las ecuaciones de 2.3 y de 2.4 en la expresión 2.6 tenemos las expresiones 2.7

$$\begin{aligned} i_l[k+1] &= i_l[k] + \frac{D * V_i}{L * f} + \frac{D * (1 - D) * (V_i - V_c[k])}{L * f} \\ V_c[k+1] &= V_c[k] + \frac{i_l * (1 - D)}{C * f} \end{aligned} \tag{2.7}$$

Análisis para el caso B Y C

De manera similar a como se realiza el análisis de los casos A y D, se realiza para los casos B y C. En los cuales el inversor se comporta como un conversor tipo Buck.

- Cuando el interruptor esta encendido se tiene que:

$$V_i = V_c - V_i \Rightarrow \qquad \frac{di_l}{dt} = \frac{V_c - V_i}{L} \Rightarrow \frac{\Delta i_l}{\Delta t} = \frac{V_c - V_i}{L} \tag{2.8}$$

- Cuando el interruptor está apagado se tiene que:

$$V_i = -V_l \Rightarrow \qquad L * \frac{di_l}{dt} = -V_i \Rightarrow \frac{\Delta i_l}{\Delta t} = \frac{-V_i}{L} \tag{2.9}$$

Donde :
V_i : *Voltaje de entrada*
V_l : *Voltaje en la bobina*

V_c : *Voltaje en el condensador de acople*
L : *inductancia de acople*
i_l : *corriente en la bobina*

Realizando las mismas sustituciones que se hicieron en el caso anterior se obtienen las expresiones 2.8 y 2.9 se obtiene:

- Ecuación de carga:

$$\Delta i_{l1} = \frac{D * (V_c - V_i)}{L * f} \tag{2.10}$$

- Ecuación de descarga:

$$\Delta i_{l2} = \frac{(1 - D) * (-V_i)}{L * f} \tag{2.11}$$

Y la ecuación del delta en el condensador que se puede apreciar en la expresión 2.12.

$$\Delta V_c = -\frac{i_l * D}{C * f} \tag{2.12}$$

Al final podemos obtener la ecuación de diferencias de la corriente en la bobina y el voltaje en el condensador a partir de sus deltas en el tiempo.

$$\Delta i_{l1}[k+1] = i_l[k] + \Delta i_{l1} + \Delta i_{l2} \qquad V_c[k+1] = V_c[k] + \Delta V_c \tag{2.13}$$

Reemplazando la ecuación de 2.10 y 2.11 en la expresión 2.13 tenemos las expresiones 2.14

$$\begin{aligned} i_l[k+1] &= i_l[k] + \frac{D * (V_c[k] - V_i)}{L * f} - \frac{(1 - D) * V_i}{L * F} \\ V_c[k+1] &= V_c[k] - \frac{i_l[k] * D}{C * f} \end{aligned} \tag{2.14}$$

2.3. Fundamentos para el diseño del filtro activo

Para entender la función objetivo que se aplicará en los algoritmos de optimización primero se explicara las señales que se utilizarán de un periodo de la señal, puesto que las señales son periódicas solo se necesitará la forma de la señal en un solo periodo asumiendo que el sistema se encuentra en su estado permanente.
El sistema está compuesto por 3 elementos. La fuente de tensión, la carga no lineal y el filtro activo que está en paralelo a la fuente y la carga, tal como se observa en la Figura 2.5con este esquema en mente es más fácil entender cómo se distribuyen las señales de corriente en el sistema, entendiendo que la corriente que vera la fuente será la diferencia entre la señal de corriente en la carga y la que genere el filtro activo. Puesto que la carga es constante durante el análisis la señal de corriente de

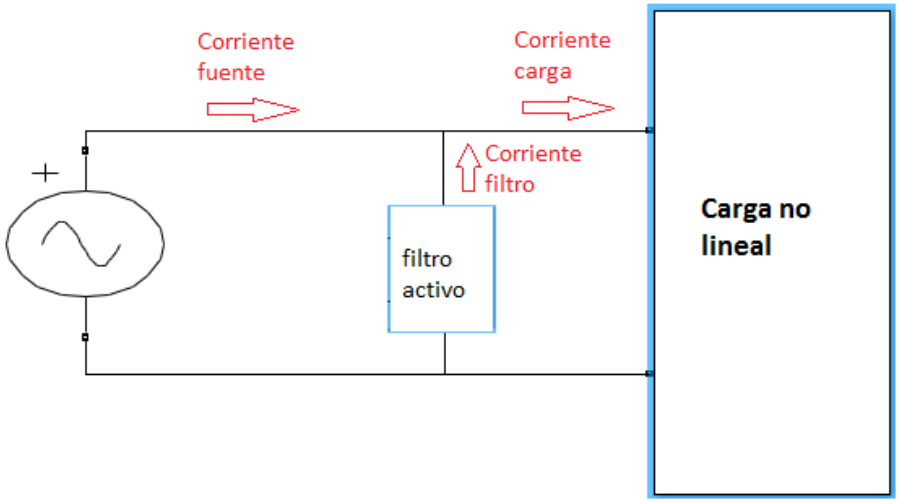


Figura 2.5: Esquema circuital con filtro activo [Hecho por los autores]

esta también es constante, por tanto será un parámetro de diseño. Sin el filtro activo la señal de corriente que ve la fuente es la misma que la carga produce, puesto que se encontrarían en paralelo. Con el filtro activo en paralelo y asumiendo que este es ideal y corrige todas las corrientes armónicas y el factor de potencia, la señal vista desde la fuente es una señal senoidal pura, tal como se observa en la figura 2.6.

Con todo lo anterior, es de tener en cuenta en el diseño, que la señal de corriente vista por la fuente será un seno puro. Por lo que, la señal de corriente que debería

suministrar el filtro activo en un periodo es correspondiente a la diferencia entre la señal de corriente de la carga (que es constante) y la señal de corriente que ve la fuente que idealmente debe ser una señal seno puro. A demás de esto, la señal de referencia que se calcula a partir del filtrado de la corriente de la carga, como se habló en la sección 1, también será periódica y no presentará cambios a no ser que la carga varíe. Otro aspecto que hay que tener en cuenta para el diseño es entender

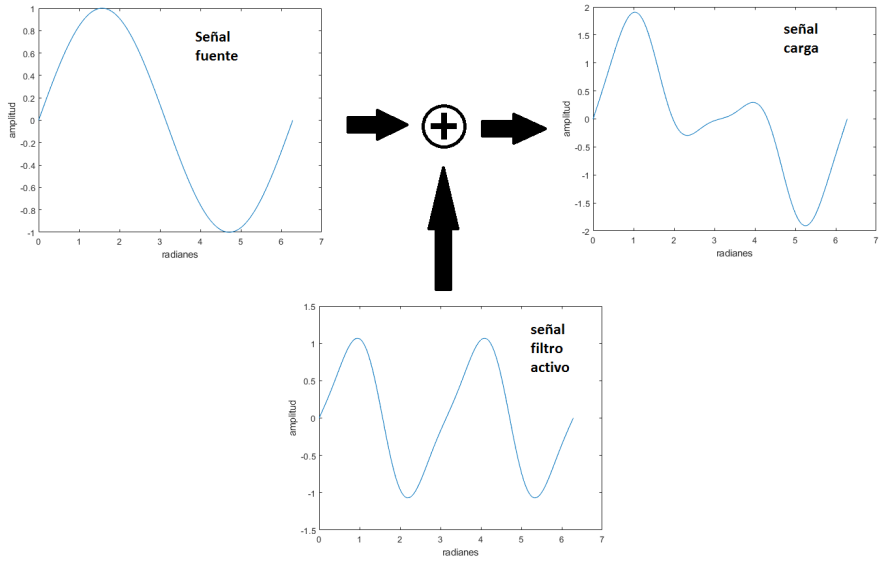


Figura 2.6: Señales de corriente vistas en la fuente, el filtro y la carga [Hecho por los autores]

cómo influye el ciclo útil en la intensidad de corriente del inversor. Anteriormente se describió en la tabla de la figura 2.1 como la lógica de conmutación del inversor influye en el sentido del flujo de corriente, permitiendo que el inversor actúe como fuente o sumidero de corriente y así mismo aportar o sustraer la corriente necesaria para realizar su correspondiente corrección armónica y de factor de potencia. Ahora corresponde entender como el valor del ciclo útil del PWM, influye en la magnitud de corriente.

Independientemente del sentido que tome la corriente en el filtro activo el ciclo útil afecta de la misma forma la intensidad de corriente pero no en la misma magnitud. Es decir, un ciclo útil cercano a 1 permitirá una magnitud de corriente alta, pero diferirá en su valor según con el modo en el que trabaje el inversor, ya sea como

Boost o Buck, pues permitirá más flujo de corriente uno que el otro.
En un ciclo del PWM, se tendrán dos momentos, un estado en alto y un estado en bajo. El tiempo de cada uno dependerá del valor del ciclo útil. Durante el tiempo cuando la señal PWM está en alto, la corriente en la bobina aumenta linealmente, la pendiente de esta corriente depende del valor de la inductancia de la bobina y del valor de la tensión entre sus bornes, este tiempo se conoce como el tiempo de carga de la bobina. Durante el tiempo en que la señal de PWM está en bajo, la corriente en la bobina disminuye linealmente con una pendiente igual con la que se cargó, este tiempo se conoce como el tiempo de descarga de la bobina, por tanto la corriente promedio que fluye en la bobina será mayor si en el ciclo útil se acerca a 1 y menor entre más cerca de 0 este. En la figura 2.7 se visualiza mejor dicha relación.

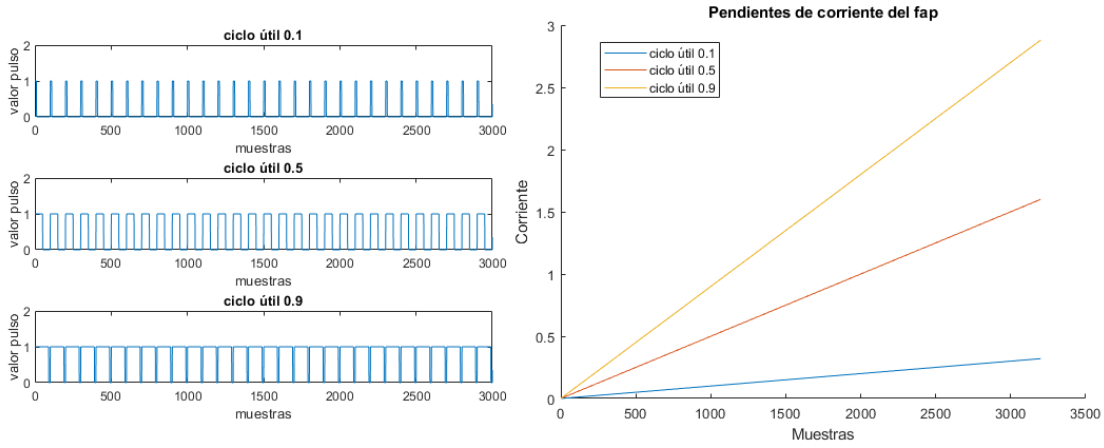


Figura 2.7: Señales de corriente en la bobina en función del ciclo útil [Hecha por los autores]

La figura 2.7 solo muestra el comportamiento general que presenta una bobina cuando se aplica en ella una fuente de tensión constante, con una señal PWM que conmuta a un mismo valor de ciclo útil. Cabe aclarar que en estas condiciones la corriente aumentará en teoría infinitamente y en la práctica tanto como los componentes lo soporten.
Recordemos que, en nuestro caso, la bobina no estará sometida a una tensión constante, sino a una fuente de tensión que varía sinodalmente por lo que la pendiente de la corriente no solo es dependiente del ciclo útil sino también de la tensión de la red, por tanto el controlador debe asegurar el flujo requerido de corriente teniendo

en cuenta el valor de tensión presente en ese momento.
Un último aspecto a tener en cuenta antes de entrar a detallar el proceso de diseño, es la manera en cómo se trabajarán las señales. Debido a que se utilizarán algoritmos de optimización para encontrar los valores óptimos de los parámetros en los conjuntos difusos escogidos para la fórmula de CBR y que las ecuaciones 2.7 y 2.14 que describen el inversor son entendidas como ecuaciones de diferencias. Es necesario entender las señales de manera discreta por esto y para simplificar los posteriores pasos de diseño se entenderá cada periodo de la señal como un vector de N elementos, donde cada elemento del vector es el valor de una muestra de la señal, distanciados entre sí por un tiempo de muestreo Tm. Por tanto, se tienen las ecuaciones de la figura 2.15 que describirán las señales de corriente de la carga, la fuente y el filtro.

$$N = T_m * 60Hz$$
$$\overrightarrow{I_{carga}} - \overrightarrow{I_{fuente}} = \overrightarrow{I_{FPA}} \tag{2.15}$$

El controlador debe asegurar que la corriente que fluya por el inversor alcance la referencia antes que el próximo muestreo de las señales comience puesto que en el siguiente tiempo de muestreo el valor de tensión de la red, la corriente en la carga y por ende la referencia cambiarán y junto con estas las condiciones de control. Que la corriente del inversor alcance la referencia en un solo tiempo de muestro significa que existirá un valor de ciclo útil especifico que bajo las condiciones de voltaje, corriente de la carga y el valor de referencia requerido generará un aumento o disminución lineal de la corriente que unirá los dos puntos de la referencia, tal y como se puede apreciar en la figura 2.8. Con lo anterior, se debe encontrar una fórmula que nos permita conocer el valor del ciclo útil requerido dado el valor de corriente presente y al cual se quiere llegar.

Retomemos desde las ecuaciones 2.7 y 2.14. Estas describen el valor de la corriente de una muestra futura como $i_l[k+1] = i_l[k]+\triangle i_l$, donde el $\triangle i_l$, es el valor del aumento o la disminución de la corriente en un periodo de muestreo o también es la diferencia entre el valor futuro y presente de la corriente, de esta manera $i_l[k+1] - i_l[k] = \triangle i_l$ y con estas formulas y conociendo la forma de la señal de referencia como diferencia de las señales de corriente en la carga (que no varía) y en la fuente (que se asume

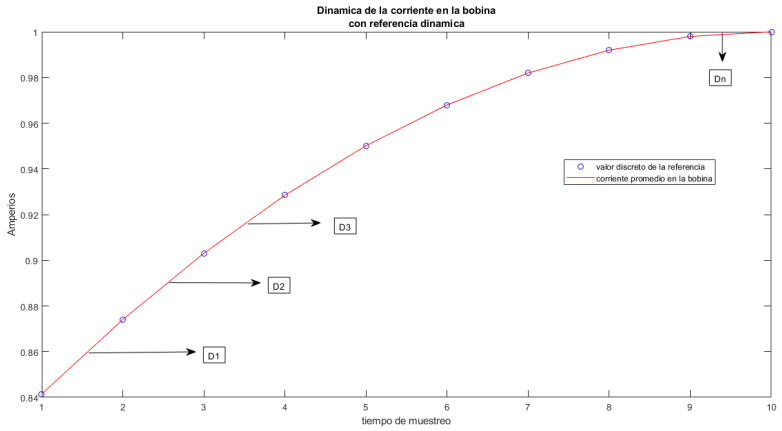


Figura 2.8: Señales de corriente en la bobina y referencia [Hecha por los autores]

un seno puro), es posible calcular el valor de ciclo útil necesario para generar el $\triangle i_l$ deseado, teniendo siempre presente el valor de la tensión es el instante presente. Para el caso A y D, se despeja D[k] en la ecuación 2.7 obteniendo la ecuación 2.16

$$D[k] = 1 - \frac{(i_l[k+1] - i_l[k]) * L * f}{V_i[k] - V_c[k]} \tag{2.16}$$

Para el caso B y C, se despeja D[k] de la ecuación 2.14 obteniendo: 2.17

$$D[k] = \frac{i_l[k+1] - i_l[k] + \frac{V_l[k]}{L*f}}{\frac{V_i k - V_c[k]}{L*f} + 1} \tag{2.17}$$

Capítulo 3

Propuesta de diseño del filtro activo

Haciendo uso de la teoría explicada en las secciones anteriores y el análisis matemático de la topología del inversor para la obtención de las señales de sintonización se pretende en esta sección detallar el procedimiento de diseño de un filtro activo utilizando la metodología CBR para su controlador. Cabe aclarar que en parte del diseño será necesario utilizar algoritmos para encontrar el valor aproximado de ciertas variables. Esto debido a que la carga se asume como una caja negra y sus características se extraen de su curva V-I, por lo que su cálculo resulta extenso y dado al error. Otro aspecto para tener en cuenta es que el valor de la carga esta dado como un vector, cuyos elementos son los valores de la curva característica. Esto último para realizar operaciones gráficas desde un ordenador.

3.1. Elección de carga de prueba

El proceso de selección de la carga fue un proceso bastante complejo debido a que el proyecto no está orientado a eliminar un grupo determinado de armónicos, sin embargo este debe intentar mitigar la mayor cantidad de deformaciones posibles en la red, por lo cual luego de la recopilación de información realizada en literatura y con algunos académicos con experiencia en el tema se seleccionó la topología para la carga conocida como “conversor directo” o “fuente conmutada offline”, dicha topología esta

compuesta de un puente de diodos y un condensador en paralelo a los cuales se le puede conectar una etapa de conversión DC-DC y así obtener diferentes valores DC a su salida, es usada en una amplia variedad de aplicaciones debido a que elimina la necesidad de transformadores previos que funcionen a 60Hz ya que estos al tener una frecuencia de operación baja suelen tener tamaños y pesos bastante considerables, lo cual puede aumentar costos de forma considerable, se presentan algunos conceptos de esta topología en [15] y en [23],sin embargo esta topología suele presentar una amplia generación de armónicos y desajustes en el FP lo cual para nuestro caso de estudio es bastante útil, para efectos prácticos tomamos una resistencia que representa la impedancia de entrada de algún dispositivo conectado a la etapa y obtenemos la topología que se observa en la figura 3.1.

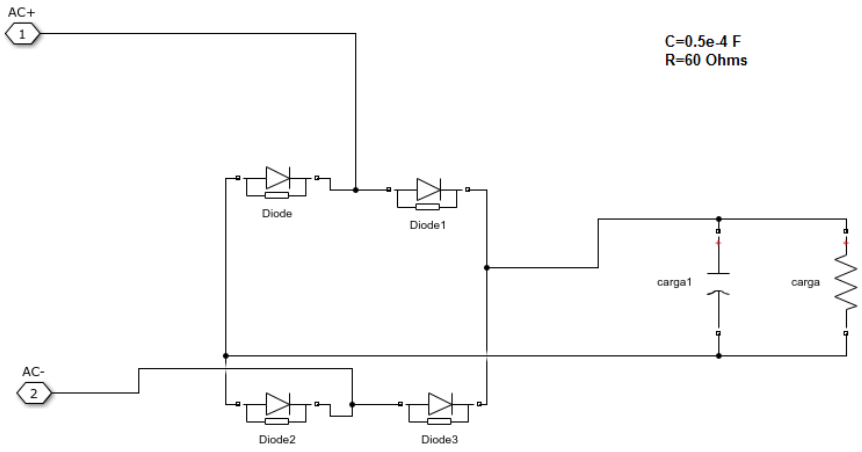


Figura 3.1: Topología de la carga seleccionada para causar distorsiones en la red. [Hecha por los autores]

Para los valores de la carga se calculó la potencia que esta puede consumir y se aseguró que no fuera mucho más grande que la entregada por el filtro. Se asume un estado inicial en el que el condensador esta descargado y el voltaje que se pierde en los diodos se descarta por ser muy pequeño por lo cual la expresión de la corriente que circula por el diodo está dada por la primera expresión de 3.1, la expresión para

la potencia en términos de la corriente está dada por la segunda expresión de 3.1.

$$I = \frac{V}{R} \qquad\qquad P = I^2 * R \tag{3.1}$$

Reemplazando la primera expresión de 3.1 en la segunda de 3.1 obtenemos la primera expresión de 3.2 y reemplazando los valores obtenemos la segunda expresión de 3.2.

$$P = \frac{V^2 * R}{R^2} \qquad\qquad P = \frac{120V^2 * 60Hz}{60Hz^2} = 240W \tag{3.2}$$

Podemos ver en la segunda expresión de la figura 3.2 que la potencia es de 240w, por ende, esta carga no excede en gran medida la potencia del filtro paralelo el cual será diseñado a 200w y nos permite analizar el comportamiento de este en condiciones limite. Esta topología suele presentar todo un reto para los filtros activos paralelos debido a las fuertes distorsiones que genera en la señal de corriente, y esto se debe a su naturaleza, los 4 diodos dispuestos de esa forma forman un puente rectificador de onda por lo cual el voltaje que llega al condensador siempre tiene la misma polaridad, el comportamiento se puede analizar en 4 pasos como se puede evidenciar gráficamente en la figura 3.2:

- Paso 1: el voltaje en la red es menos que el del condensador por ende los diodos se encuentran en inverso y no fluye corriente.

- Paso 2: El voltaje en la red es mayor que el del condensador lo cual pone en directo los diodos, 0 y 3 de la figura 3.2. Por lo cual fluye corriente por los diodos, y se mantiene hasta el cambio de polaridad, es importante resaltar que en este punto se da un cambio abrupto en la conducción por lo cual se da un pico de corriente el cual suele ser muy peligroso para los equipos conectados al mismo punto común.

- Paso 3: Se cambia la polaridad de la señal seno por lo cual los diodos 0 y 3 dejan de conducir de la ilustración 3-6 y por ende no circula corriente hacia la carga.

- Paso 4: El voltaje en la red es mayor que el del condensador lo cual pone en directo los diodos 1 y 2 de la figura 3.2. Por lo cual fluye corriente por los

diodos, y se mantiene hasta el cambio de polaridad, es importante resaltar que en este punto se da un cambio abrupto en la conducción por lo cual se da un pico de corriente el cual suele ser muy peligroso para los equipos conectados al mismo punto común.

.

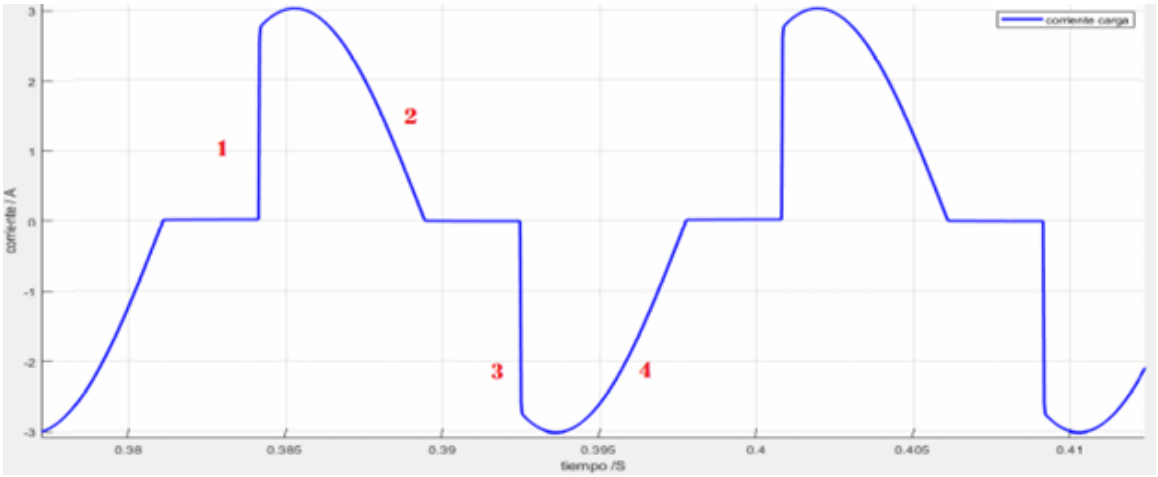


Figura 3.2: Forma de onda de la corriente generada por la carga en el punto común de conexión [Hecha por los autores]

3.2. Diseño del filtro pasivo de acople

Existen variados métodos de diseño de filtros de acople debido al profundo interés que existe en este campo. En este documento se abordara la técnica de diseño que se encuentra descrita en [10], debido a que presenta un desarrollo bastante interesante que además simplifica de forma considerable el modelamiento y las variables involucradas. El modelo matemático es el mostrado en 3.3.

$$L \geq \frac{n * V_{max_{rms}}^2}{2 * f * P_{max}} \tag{3.3}$$

Donde :
$n : Eficiencia$
$f : Frecuencia\ de\ conmutación$
$Vmax_{rms} : Voltaje\ de\ entrada\ máximo$
$P_{max} = potencia\ máxima\ del\ dispositivo$
Para nuestro caso se asume una eficiencia n= 80, con un voltaje de 170 Vrms (esto último teniendo en cuenta aumentos súbitos) en la red, una frecuencia de conmutación de 50Khz y una potencia máxima de 200W. Reemplazando estos valores se tiene que:

$$L \geq \frac{0{,}8 * 120V^2}{2 * 50Khz * 200W} \approx 1{,}156mH \tag{3.4}$$

Para el capacitor también se realizará un método de cálculo directo cuyo desarrollo puede encontrarse en [10], la fórmula es la presentada en la figura 3.5.

$$C \geq \frac{P_{max}}{2 * fr * V_{omax_{rms}}^2 * ((1 + R_i)^2 - (1 - R_i)^2)} \approx 1{,}156mH \tag{3.5}$$

Donde :
$n : Eficiencia$
$fr : Frecuencialíneadetensión$
$V_{omax} : Voltajemáximoenelcondensador$
$P_{max} : Potenciamáximadeldispositivo$
$R_i : Porcentajederizado$

Para nuestro caso una potencia $P_{max} = 200W$ con un rizado máximo permitido $R_i = 2\,\%$, la frecuencia de la red $f_r = 60Hz$, y un $V_{max} = 400$, se tiene que:

$$C \geq \frac{200}{2 * 60 * 170^2 * ((1 + 0{,}02)^2 - (1 - 0{,}02)^2)} \approx 720\mu F \tag{3.6}$$

3.3. Diseño de ecuación de control CBR

Para este diseño se tomará de base un controlador por histéresis ya que se conocen los resultados de este controlador aplicado en un filtro activo de potencia, además que se puede hacer uso de su lógica de funcionamiento para plantear nuestro controlador. Como paso inicial se propone la tabla de verdad vista en el cuadro 3.1. Esta tabla de verdad de tipo booleano logra generar una respuesta de histéresis a la salida del controlador.

Cuadro 3.1: Tabla de lógica

$e_p[k]$	$e_g[k]$	$D[k-1]$	$D[k]$
1	0	0	0
0	0	0	0
0	1	0	1
0	1	1	1
0	0	1	1
1	0	1	0

Donde :
$e_p[k]$: *error pequeño actual.*
$e_g[k]$: *error grande actual.*
$D[k-1]$: *ciclo útil en una muestra de tiempo anterior.*
$D[k]$: *ciclo útil actual del sistema.*

El siguiente paso es agregar el valor de la tercera variable 'u' entre las variables en donde haya un cambio de estado de 0 a 1 o viceversa, podemos ver el resultado en la tabla 3.2, adicional a esto se utilizan las reglas para hallar la forma normal disyuntiva descritas en [18] en cada lugar donde la salida presenta un valor de 1 o $'u'$

Ahora el siguiente paso es realizar es la simplificación de las formulas normales disyuntivas, siguiendo las mismas metodologías de simplificaciones lógicas de conjunciones que se utilizan para el caso booleano clásico, obteniendo la función simplificada mostrada en 3.7.

Cuadro 3.2: Tabla de lógica extendida

$e_p[k]$	$e_g[k]$	$D[k-1]$	$D[k]$	**formula**
1	0	0	0	
u	0	0	0	
0	0	0	0	
0	**u**	0	0	
0	1	0	**u**	$e_p^{'}[k] \wedge e_g[k] \wedge D^{'}[k-1]$
0	1	**u**	1	$e_p^{'}[k] \wedge e_g[k] \wedge D^{'}[k-1] \wedge D[k-1]$
0	1	1	1	$e_p^{'}[k] \wedge e_g[k] \wedge D[k-1]$
0	**u**	1	1	$e_p^{'}[k] \wedge e_g[k] \wedge e_g^{'}[k] \wedge D^{'}[k-1]$
0	0	1	1	$e_p^{'}[k] \wedge e_g^{'}[k] \wedge D[k-1]]$
u	0	1	1	$e_p^{'}[k] \wedge e_p[k] \wedge e_g^{'}[k] \wedge D[k-1]$
1	0	1	**u**	$e_p[k] \wedge e_g^{'}[k] \wedge D[k-1]$
1	0	**u**	0	

$$D[k] = e_p^{'}[k] \wedge e_g[k] \wedge \Big[D^{'}[k-1] \vee \Big(D^{'}[k-1] \wedge D[k-1]\Big) \vee D[k-1] \vee \Big(e_g^{'}[k] \wedge D[k-1]\Big)\Big] \vee \Big(e_g^{'} \wedge D[k-1]\Big) \wedge \Big(e_p \vee e_p^{'}\Big) \tag{3.7}$$

Finalmente se escogen las operaciones de conjunción por T-norma y la disyunción por S-norma para llevar las funciones al dominio real, la T norma y S norma escogidas son:

$$\begin{aligned} &T - norma : x \wedge y \Rightarrow x * y \\ &S - norma : x \vee y \Rightarrow x + y - (x * y) \\ &Complemento : x^{'} \Rightarrow 1 - x \end{aligned} \tag{3.8}$$

Reemplazando la S norma y la T norma en la expresión simplificada se tiene la función en forma continua, sin embargo, tenemos que definir previamente una función encargada de realizar la transición entre 0 y 1 para los niveles de pertenencia, la función escogida es la función gamma presentada en las formulas (3.9) y (3.10) para el error pequeño y grande respectivamente. Cabe aclarar que pudo escogerse

cualquier otra función de pertenencia, la función gamma se escogió debido a su baja cantidad de variables, su continuidad y por ser derivables; Características necesarias para una sintonización por algoritmos. Otro aspecto a considerar en las funciones gamma propuesta es con respecto al parámetro de ϵ es que este se añadió para forzar a la función a tomar un valor de 1 una vez se estuviera cerca a este valor, se realizo de esta manera para evitar que en la tabla extendida 3.2 tuviera incongruencia al presentar valores de u simultaneo en ambas entradas $e_p[k]$ y $e_g[k]$

$$e_g(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a_p \\ 1 - e^{-k_p(x-a_p)^2} & \epsilon_g > x > a_p \\ 1 & x > \epsilon_g \end{cases} \tag{3.9}$$

$$e_p(x) = \begin{cases} 0 & x > a_g \\ 1 - e^{-k_g(x-a_g)^2} & \epsilon_p < x \leq a_g \\ 1 & x < \epsilon_p \end{cases} \tag{3.10}$$

Se asumen dos casos uno donde las constantes de la función gamma son $K = 1$ y $a = 100$, siendo este un caso aproximado al booleano en el que las pertenencias de las funciones son 1 o 0 Y un segundo caso donde las constantes de la función gamma son $K = 1$ y $a = 0{,}5$ siendo este un caso donde las funciones de pertenencia se vuelven más difusas y sus valores tienen valores entre 0 y 1. Con estos dos casos se puede verificar como las funciones gamma genera una histéresis a su salida y como varia este al cambiar las variables de la función gamma de pertenencia. En secciones posteriores se utilizará algoritmos para encontrar el valor óptimo de las variables de la función gamma que generen una histéresis de control que logre solucionar el problema de los armónicos y factor de potencia de la mejor manera. En las figuras 3.3 y 3.4 puede observarse las gráficas de los conjuntos e histéresis generado para ambos casos. Para este trabajo se asume el valor de a de la función gamma según el máximo error que se pueda presentar en la señal luego de hacer el pre-procesamiento de la corriente, el valor de k sera sintonizado por los algoritmos. La razón de asumir a es debido a que hay un grupo de valores para este que harían perder la interpretabilidad de los conjuntos difusos haciendo que se solapen uno sobre otro o que el conjunto de error grande se encontrará a la izquierda del conjunto de error pequeño.

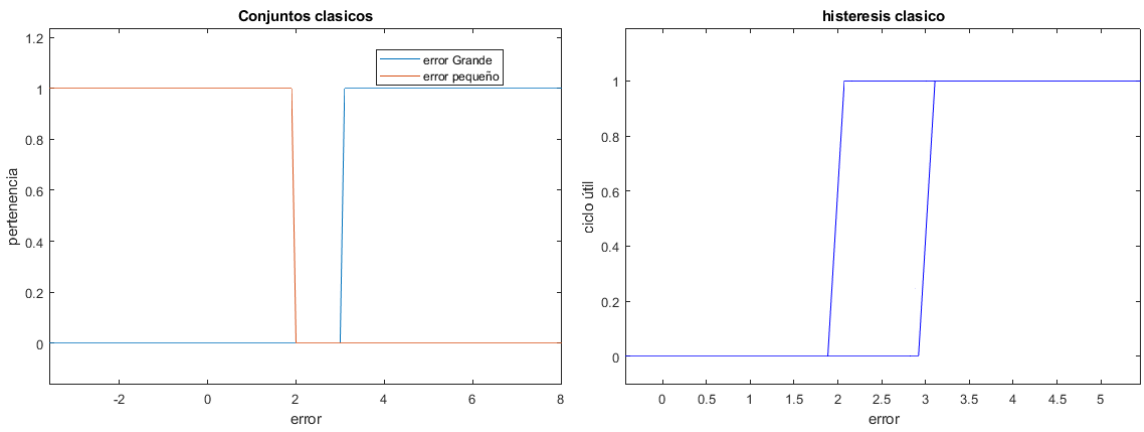


Figura 3.3: Conjunto de error e histéresis para el caso 1 [Hecho por los autores]

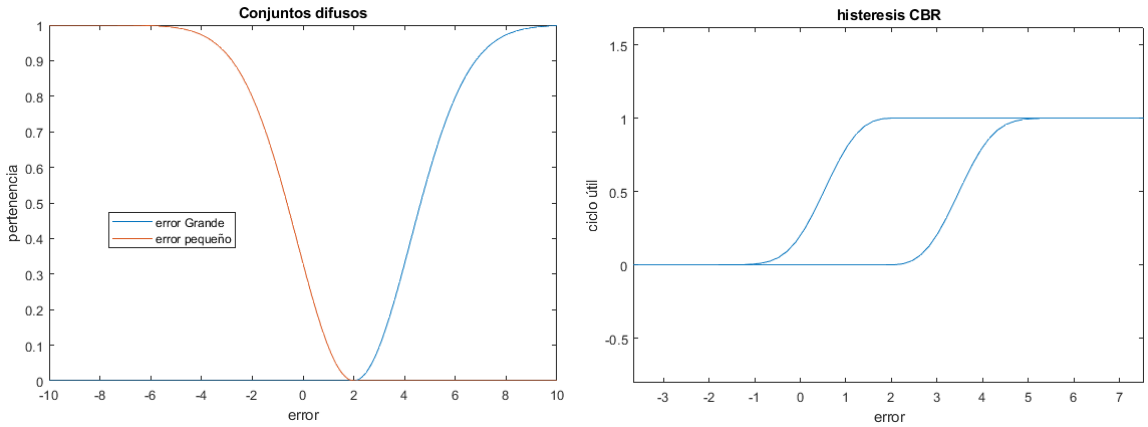


Figura 3.4: Conjunto de error e histéresis para el caso 2 [Hecho por los autores]

3.4. Aplicación de algoritmo de sintonización

Una vez calculada la ecuación CBR del controlador, queda sintonizar las variables de los conjuntos difusos, para esto se resume los pasos a seguir para hacer el preprocesamiento de la señal antes de utilizar los algoritmos de sintonización:

- Se muestrea un periodo de la señal de corriente de la carga en estado permanente. Con respecto a la frecuencia de muestreo, esta debe ser mayor a dos veces la frecuencia de la señal a la que se quiere muestrear, si bien la señal es de 60 Hz se entiende que sus armónicos tienen frecuencias más altas por lo

que para este diseño la frecuencia de muestreo se escoge mayor a dos veces la frecuencia del armónico de más alta frecuencia que se quiere mitigar.

- Se filtra digitalmente la señal de corriente muestreada de modo que se obtenga una señal seno pura que represente la señal de corriente que debería ver la fuente. Esta señal debe contener la misma cantidad de elementos que la señal de corriente de la carga muestreada originalmente.

- Dichas señales se convierten en vectores y se restan, de modo que se obtenga la señal de corriente de mitigación, que debería generar el filtro activo idealmente, tal y como lo muestra la formula 2.15.

- Del vector resultante $\vec{I_{FPA}}$ se calcula del error entre sus muestras $i_l[k+1]-i_l[k]$, el voltaje del condensador en cada muestra según sea el caso y los valores de voltaje en la linea de cada muestra, de manera que al aplicar las formulas de las formulas 2.16 y 2.17 se logre calcular la señal de ciclo útil $\vec{D}$ requerido para que la corriente en el filtro siga la referencia en cada muestra.

- El vector $\vec{D}$ calculado en el paso anterior representa los valores del ciclo útil que el controlador deberá generar idealmente para mitigar los armónicos de un periodo de la señal de corriente. Este vector solo será utilizado para sintonizar los valores de la función gamma utilizando los algoritmos de sintonización, proceso que se explicará a profundidad posteriormente. Cabe aclarar que en la práctica no se utilizará dicho vector pues solo servirá para la sintonización y el control será por medio de la dinámica del sistema.

Con los pasos anteriores se tienen 4 vectores que representan las señales muestreada de tensión $\vec{v_i}$, ciclo útil $\vec{D}$, voltaje en el condensador $\vec{V_c}$ y error entre muestras $\vec{e} = i_l[k+1] - i_l[k]$. El trabajo que cumplirán los algoritmos de sintonización es buscar los valores óptimos de la función gamma, tal que la salida de la función de control CBR, sea lo más cercana a los valores del vector $\vec{D}$. Para esto se utilizará la función de error cuadrático medio, representada en la figura 3.11, de manera que la

diferencia entre elementos llegue a ser mínima.

$$F_{obj} = \frac{1}{\sqrt{N}} * \sqrt{\sum_{i=1}^{N} (\hat{D}[i] - D(e[i], \overrightarrow{\theta})^2} \tag{3.11}$$

Donde :
N : *Número total de elementos de la señal de*
corriente de carga muestreadaen un periodo.
$\hat{D}$: *Son los elementos del vector*
$\vec{D}$: *calculados previamente.*
D : *Ciclo útil calculado a partir de la función CBR propuesta.*
e : *Error entre muestras es cada momento del periodo.*
$\vec{\theta}$: *Vector de parámetros a sintonizar (variables de la función gamma)*

Capítulo 4

Simulación y resultados

4.1. Simulación

La simulación juega un papel fundamental debido a que con esto se puede dimensionar y realizar un análisis sobre los resultados que tratan de ser lo más cercanos a la vida real, todo esto sin la dificultades que lleva realizar montaje físicos, y sobre todo en áreas como la potencia en la cual los componentes suelen tener costos elevados y comportamientos inesperados en el circuito puede llevar a una pérdida de toda una implementación.

Para la realización de las etapas de control y carga se usará el toolbox de Matlab Simpower Systems, el cual está especializado en realizar simulaciones para los circuitos de potencia. En la figura 4.1, se puede observar el esquema general del sistema que se va a trabajar. De aquí es importante resaltar dos bloques, el bloque del Powergui que determina el tiempo de muestreo con el cual correrá la simulación. Debido a que se tiene la simulación de un circuito eléctrico que además se encuentra realimentado, Matlab presenta problemas si se inicia la simulación en tiempo continuo, por lo que es importante ajustar la simulación como discreta y en el bloque del Powergui ajustar un tiempo de muestreo de simulación que Simulink utilizará internamente para resolver las ecuaciones de diferencias que se generan al correr la simulación. En la práctica se notó que un tiempo de muestreo del orden de los microsegundos, logra aproximar el sistema a uno continuo sin que Simulink presente errores de compilación y ejecución. Un segundo bloque importante de mencionar en la figura 4.1, es la

puesta a tierra, puesto que Simpower Systems, requiere de un punto de referencia para ejecutar la simulación.

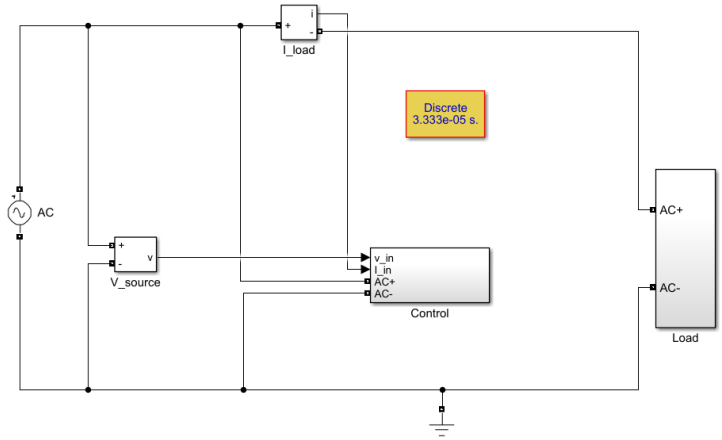


Figura 4.1: Esquema general de la topología en una red monofásica. [Hecha por los autores]

Dentro del bloque de control podemos observar una estructura como lo muestra figura 4.2. Dentro del control, se encontrarán los bloques correspondientes a la medición, inversor y control digital. El bloque de medición toma el valor de la corriente y utiliza un bloque de filtrado, para generar la señal de referencia del filtro activo, es de tener en cuenta que se adiciona un bloque de delay o retardo, para emular el tiempo de muestreo que se presentaría en un microcontrolador. El bloque del inversor recibirá la lógica de conmutación generada por el bloque de control digital. El bloque del inversor se compone de 4 dispositivos semiconductores y los elementos de acople como lo es la bobina y el condensador, este bloque se puede ver más a detalle en la figura 4.3. Y por último la etapa de control digital se compone de un bloque de función de Matlab, en donde se escribirá la ecuación de CBR en texto plano, de manera similar a como se haría en un microcontrolador. Esta etapa presenta bloques de saturación para que los valores de ciclo útil no pasen de uno y bloques generadores de señales PWM, cabe aclarar que la frecuencia de conmutación del PWM, debe ser mayor a la frecuencia de muestreo utilizada para capturar los datos de la señal de corriente, pues es la señal del PWM la responsable de generar las corrientes en la bobina de acople y esta debe generarse en menos de un tiempo de muestreo de la señal abra lograr una correcta corrección. El bloque de control digital se puede ver

en detalle en la figura 4.2 donde se presenta su ubicación dentro del fap, figura 4.4 donde se aprecia las entradas y salidas del mismo. Para comprender la lógica que se aplicaría en un micro controlador se presenta el diagrama de flujo de la figura 4.6 y el código lineal aplicado en la simulación actualmente presentada 4.5.

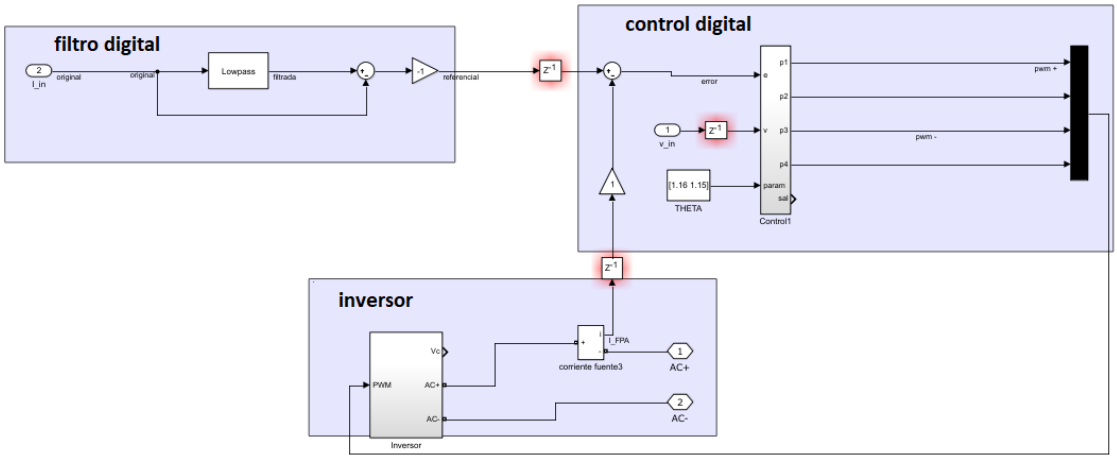


Figura 4.2: Esquema general del bloque de control. [Hecha por los autores]

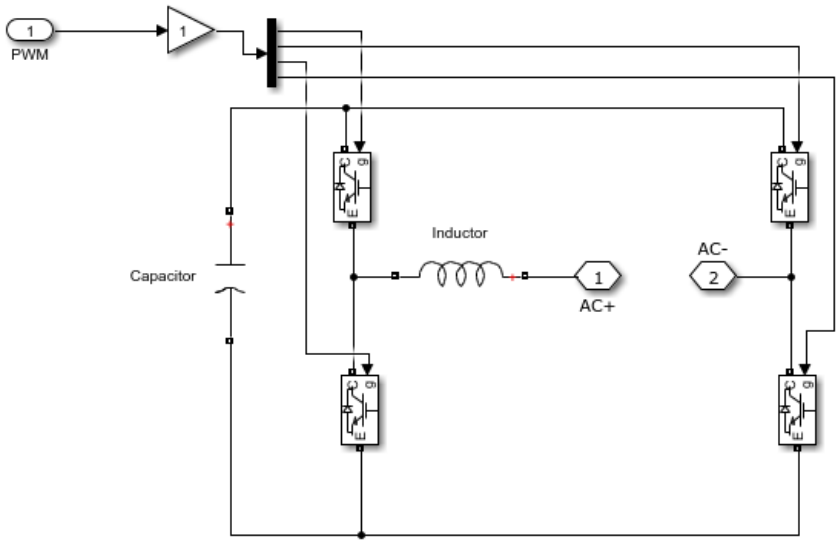


Figura 4.3: Esquema del inversor. [Hecha por los autores]

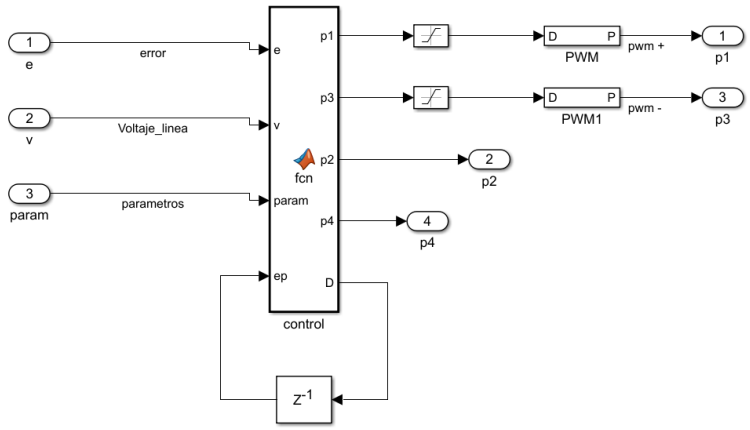


Figura 4.4: Esquema del control digital. [Hecha por los autores]

La última etapa dentro del esquema general es el bloque de carga, este se componen de los elementos necesarios para emular una carga no lineal como ya se explicó en la sección 3.2.

4.2. Resultados

Luego de diseñar el filtro activo de potencia como se describió en la sección 3 junto con las consideraciones de diseño del filtro digital de la obtención de referencia e inversor de [27], se obtuvieron los siguientes resultados.

sintonización de valores

Si bien no es el objetivo de este proyecto evaluar la eficacia de uno u otro algoritmo de optimización para la obtención de los parámetros óptimos de nuestro controlador CBR, al aplicarlos se logra evidenciar la variedad de mínimos locales de nuestro sistema de control, lo que muestra la necesidad de aplicar dichos algoritmos. Puesto que de manera analítica no se puede llegar a un resultado óptimo de manera satisfactoria. En el cuadro 4.1, se aprecia los resultados obtenidos por cada uno de los algoritmos de optimización en cuestión de THD y factor de potencia.

Al observar las corrientes resultantes luego de aplicar el FPA, se observa el aporte a la fase, que reduce el factor de potencia y como se corrige la forma de la señal para

```
function [p1,p3,p2,p4,D,sal] = fcn(e,v,param,ep)

%inicialización de los pulsos
p1=0;
p2=0;
p4=0;
p3=0;
a1=param(1);
a2=param(2);
limite=1.2;
%----LOGICA DEL ERROR (modelo CBR planteado)--------
x=abs(e);
u1=0;
u2=0;
%error Grande
    if x>=limite
    u1=1-exp(-a1*(x-limite)^2);
    elseif x<limite
    u1=0;
    end
%error pequeño
    if x<limite
    u2=1-exp(-a2*(x-limite)^2);
    elseif x>=limite
    u2=0;
    end
%error pasado
 u3=ep;
% ecuación logica, a partir del analisis de simplificación
 En=u2;
 Ep=u1;
 Er=u3;
f11=1-En;
f1=Ep+Er-(Ep*Er);
f2=Er+(1-Er)-(Er*(1-Er));
f3=Ep*En;
f12=f1+f2-(f1*f2);
f123=f12+f3-(f12*f3);
sal=f11*f123;
D=sal;
sal = -1*sign(e)*sal;
```

```
%----LOGICA DE SALIDA (definida por la topología seleccionada)--

    if (v>=0)&&(sal>0)
     p1=0;
     p2=0;
     p3=D;
     p4=1;
    elseif (v>=0)&&(sal<=0)
     p1=D;
     p2=0;
     p3=0;
     p4=1;
    elseif (v<0)&&(sal>0)
     p1=0;
     p2=1;
     p3=D;
     p4=0;
    elseif (v<0)&&(sal<=0)
     p1=D;
     p2=1;
     p3=0;
```

Figura 4.5: código control digital[Hecha por los autores]

Cuadro 4.1: THD y FP resultante con y sin filtro activo [Hecha por los autores]

SinFAP	**Entrenamiento Controlador**			
	newton	**Bold driver**	**Golden Search**	**genético**
THD				
42 %	35 %	36 %	36,5 %	36 %
Ángulo del vector de potencia				
-0,52	0,006	0,1	-0,0164	0,0063
Factor de potencia				
0,867	1	0,995	0,999	1

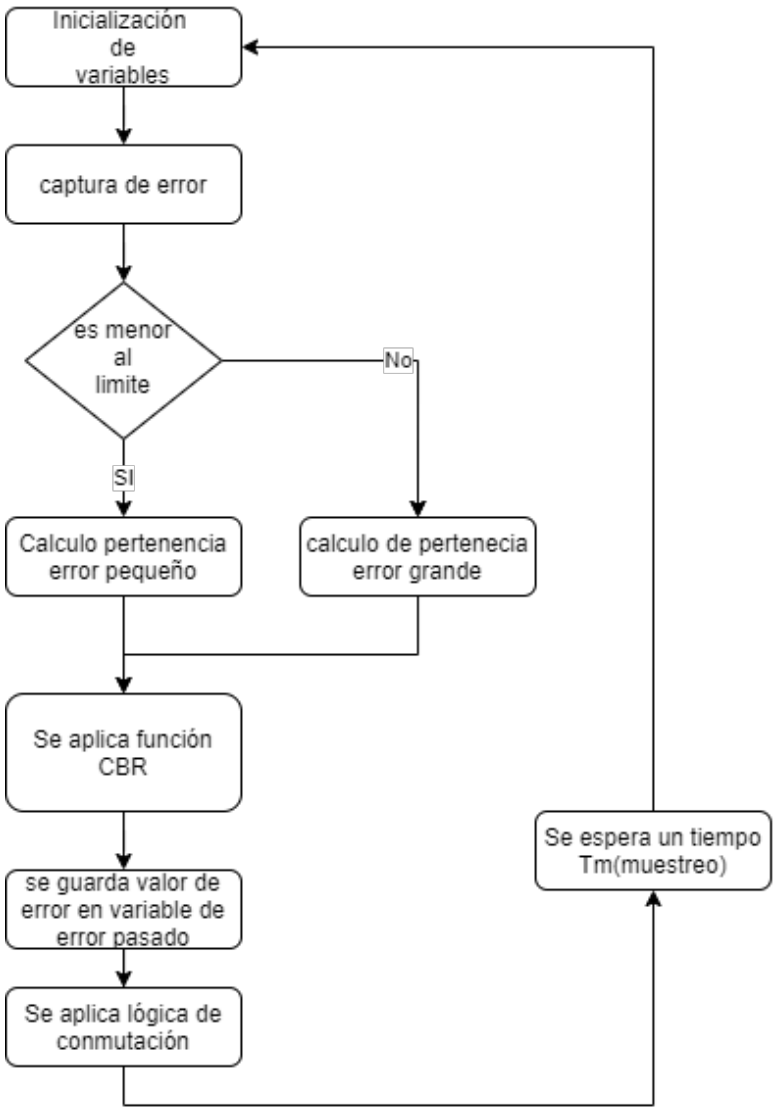


Figura 4.6: Diagrama de flujo de la lógica de programación [Hecha por los autores]

asemejarse a un seno puro, o lo que es igual tener un THD lo más bajo posible. En la figura 4.7 se puede observar la forma de la señal de corriente de la fuente, la carga y el FPA, así como el aporte de este último para mejorar el valor del THD.

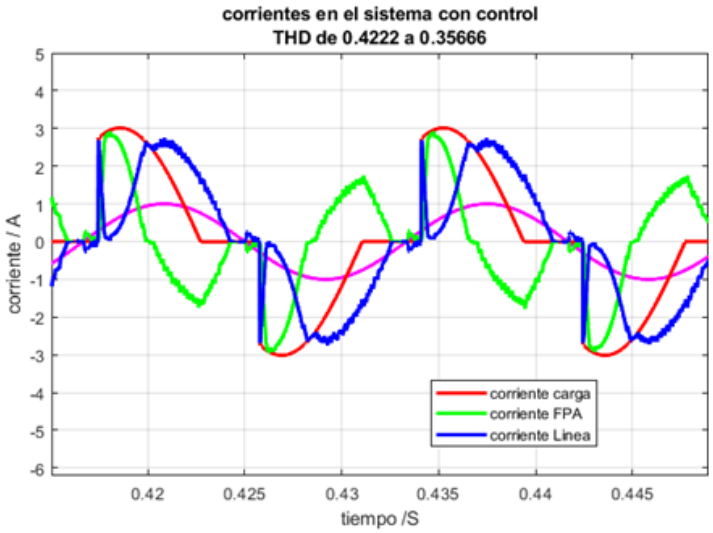


Figura 4.7: Corrientes en punto común de la red[Hecha por los autores]

carga de 60Ω **en paralelo con** $5mF$

Con respecto a la carga descrita en la sección 3.1, se presentó una mejora considerable al reducir la potencia reactiva vista desde la fuente con un consumo extra de 3 vatios. En la figura 4.8, puede visualizarse como el vector de potencia de la fuente se desplaza de un ángulo de -0.52 radianes a casi 0 radianes, por lo que el coseno del ángulo o factor de potencia se acerca más a 1. También puede notarse el consumo de potencia del filtro activo con un valor reducido de potencia activa, mostrando la eficiencia del FAP, además de la potencia reactiva necesaria para la reducción del ángulo. En lo referente a la reducción armónica puede evidenciarse en la figura 4.9 una pequeña reducción en los primeros nueve armónicos, mostrando la incapacidad del filtro para eliminar los armónicos de alta frecuencia de la red, además de mostrar que no es un sistema efectivo para la reducción del THD, puesto que para este caso solo hubo una reducción del 7 % pasando de un THD de 42 % al 35 %.

carga de 20Ω **en paralelo con** $2200\mu F$

Con la intensión de poder contrastar la metodología se realizo un diseño de filtro para una carga con la mismas características que la mencionada en 3.1, pero con

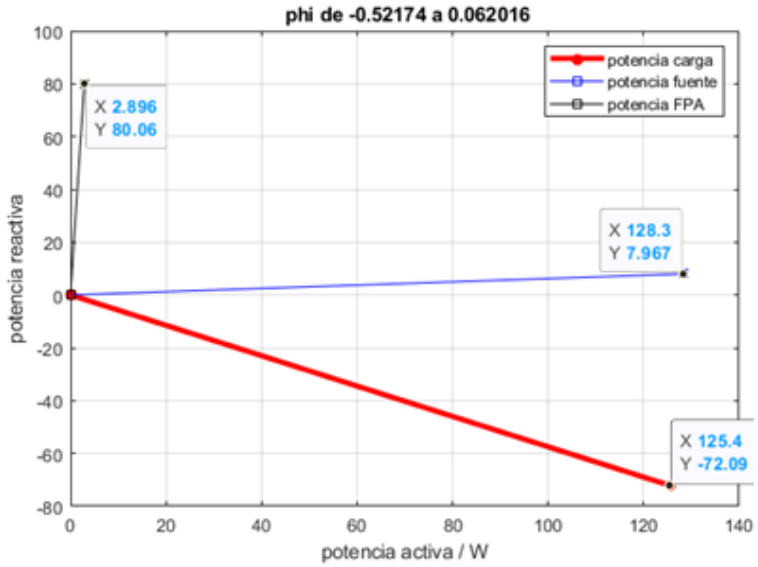


Figura 4.8: Potencias activa y reactiva de la fuente, carga y FPA[Hecha por los autores]

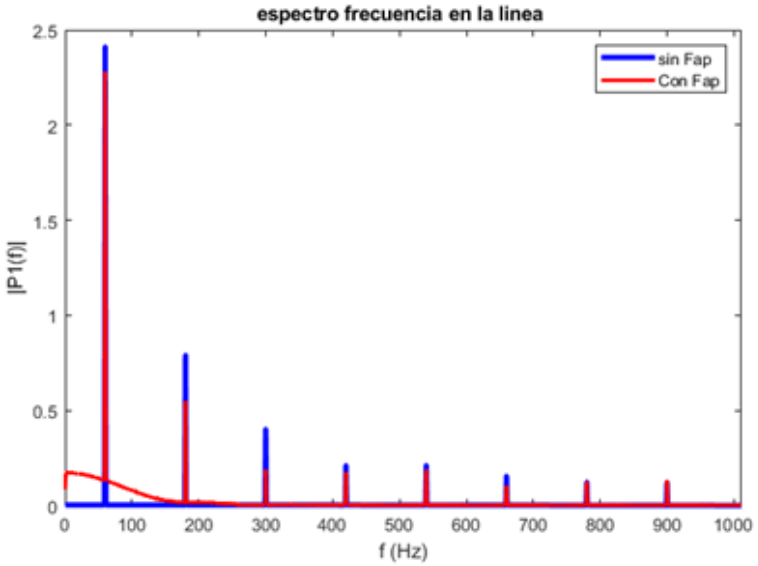


Figura 4.9: Espectro de frecuencia de la fuente [Hecha por los autores]

sus efectos acentuados en términos de potencia y distorsión armónica. En la figura 4.10 se observa las señales de corriente medidas en el punto común de la red, donde se puede notar como en momentos donde la corriente de la carga es cercana a 0, la

corriente en la fuente presenta forma senoidal. En relación a la mitigación armónica se nota una disminución de un THD de 1.58 a 1.32, si bien hay una reducción el filtro activo no logra mitigar los armónicos de alta frecuencia, en la figura 4.11 puede verse el aporte del filtro mitigando hasta el 9ºarmónico.

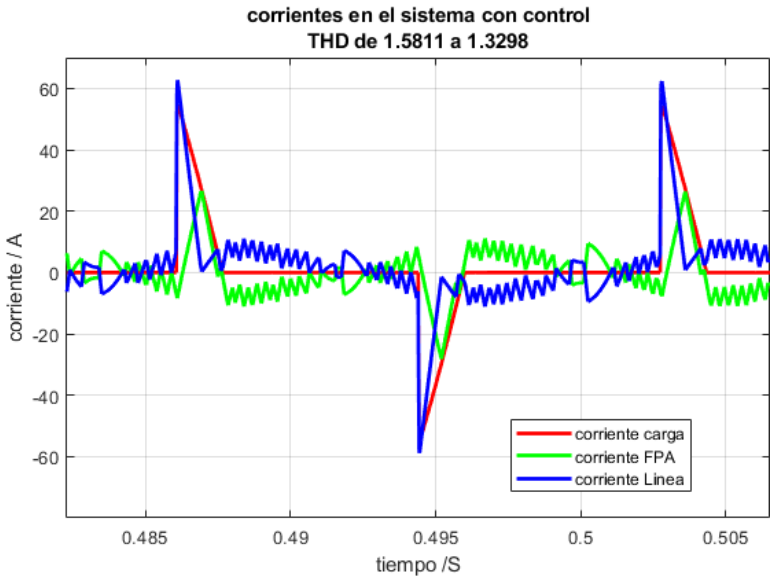


Figura 4.10: Corrientes en punto común de la red , segunda carga de prueba[Hecha por los autores]

Al evaluar el efecto del filtro en el factor de potencia se obtiene que se logra una reducción en el ángulo, este aporte y los vectores de potencia de la fuente, el filtro y la carga se pueden visualizar en la figura 4.12.

Comparación del controlador con el de histéresis clásico

Para evidenciar el aporte de la metodología CBR se realizará un comparativo con la metodología de histéresis clásico. Como se habló en la sección 1 los controladores por histéresis clásico son frecuentemente utilizados por su facilidad de implementación en un FAP al solo necesitar de reglas simples para su construcción por lo que no se requiere de un esfuerzo en el proceso de diseño además de ser fácilmente

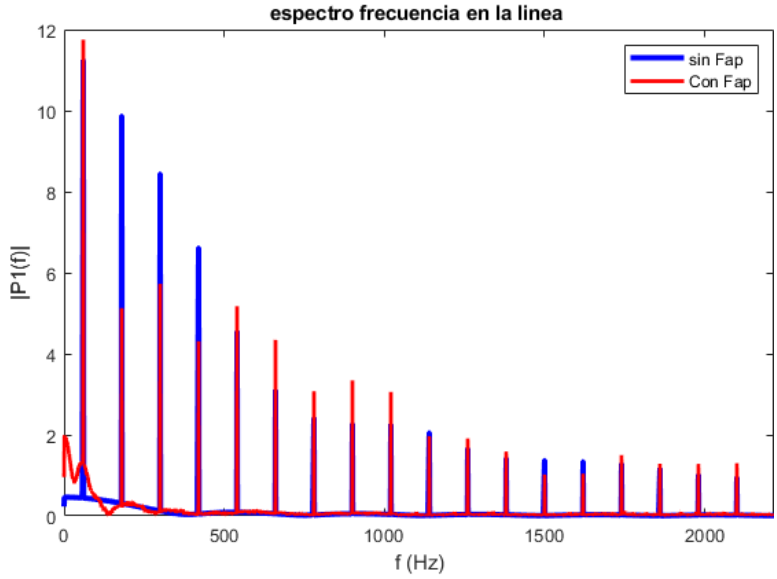


Figura 4.11: Espectro de frecuencia de la fuente , segunda carga de prueba[Hecha por los autores]

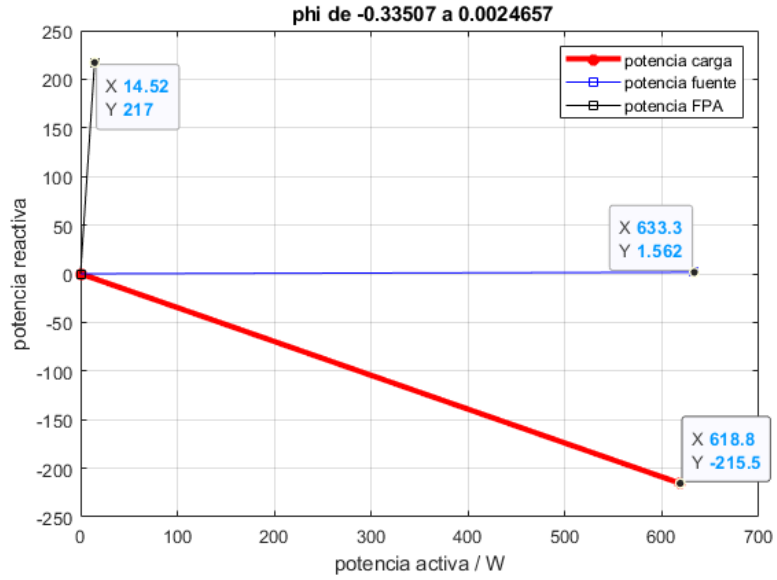


Figura 4.12: Potencias activa y reactiva de la fuente, carga y FPA, segunda carga[Hecha por los autores]

interpretable. Estas mismas características de fácil implementación e interpretabilidad son presentes en el controlador CBR descrito en este trabajo, como se describe

claramente en la sección 3-4 donde a partir de una tabla de verdad se logra diseñar el controlador, aunque el controlador de histéresis clásico como el diseñado a partir la de metodología CBR son similares en cuestión de interpretabilidad y fácil implementación se diferencia en su dinámica de control, por un lado, la histéresis clásica enciende y apaga los interruptores permitiendo el paso máximo de corriente en la bobina, similar al pwm con un ciclo útil de 100 % 2.7, produciendo así pendientes de corriente máximas con una dinámica oscilatoria alrededor de la referencia en cambio el controlador de histéresis diseñado por CBR enciende y apaga los interruptores con relación a una frecuencia de conmutación de PWM y un ciclo útil D, por lo que la pendiente de corriente varia en relación de D, tal como se explica en la sección 3-1 y la figura 2.7. Además de esto, el controlado de histéresis CBR tendrá una frecuencia de conmutación constante a diferencia de la histéresis clásica donde la frecuencia de conmutación depende fuertemente de la velocidad con la que cambie la referencia. El controlador de histéresis clásico se puede entender como un caso particular del controlador por histéresis CBR, con un ciclo útil constante de 100 %, por lo que es limitado en cuanto a dinámica.

En la figura 4.13 se observa la diferencia en la dinámica de control en el controlador de histéresis CBR con el de histéresis clásico, donde la oscilación alrededor de la referencia llega a ser mayor en la de histéresis clásico. Otra ilustración en la cual es apreciable la diferencia entre una y la otra en la figura 4.14, en donde se evidencia la dinámica del ciclo útil, siendo en la de histéresis clásico siempre completamente encendido o apagado, en cambio que la de histéresis CBR su valor varía según sea necesario. Otro aspecto a considerar en la comparación de estos dos tipos de controlador es su dinámica frente al cambio de la frecuencia de muestreo, según lo hablado en la sección 1 se conoce que el controlador de histéresis clásico mejora su dinámica con el aumento de la frecuencia conmutación o el aumento del valor de la inductancia de acople. En cambio, este no es el caso de la histéresis de CBR puesto que el cambio de su frecuencia de muestreo solo implica el ajuste de los parámetros por lo que su funcionamiento no depende directamente de la frecuencia de muestreo. En la tabla 4.2 se muestra un comparativo de los resultados con respecto a factor de potencia y componentes armónicas ante la variación de la frecuencia de muestreo.

Con respecto al vector de potencia en la figura 4.15 se muestra un comparativo en-

tre el vector resultante al aplicar un controlador por histéresis clásico y CBR en la segunda carga de prueba, donde al prestar atención a la potencia activa entregada por el fap, al que se aplico un controlador CBR tiene un valor menor de potencia activa consumida con una diferencia de casi $15w$, esto debido al hecho anteriormente mencionado de que al tener un modulo pwm y mantener una frecuencia constante en la modulación se mitigan las perdidas por conmutación.

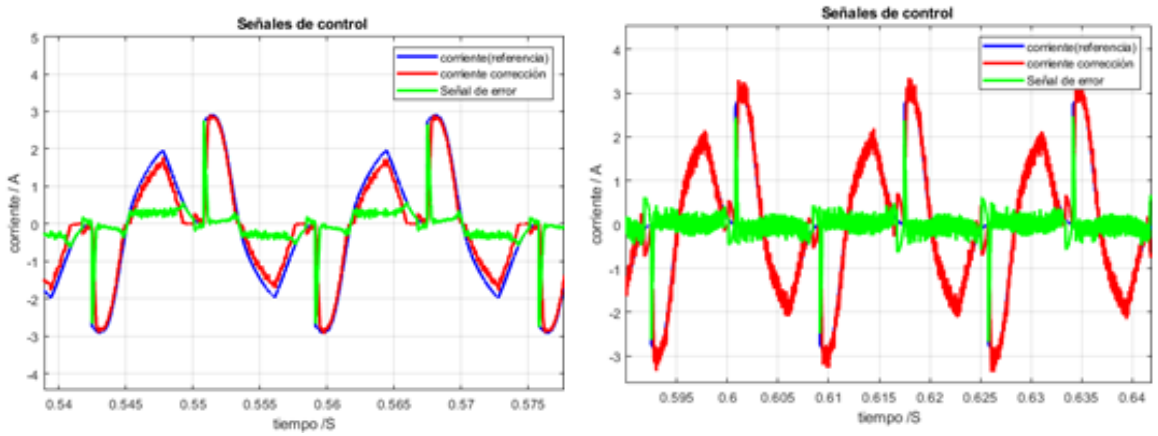


Figura 4.13: Señales de control en el FPA, izquierda CBR derecha clásico [Hecha por los autores]

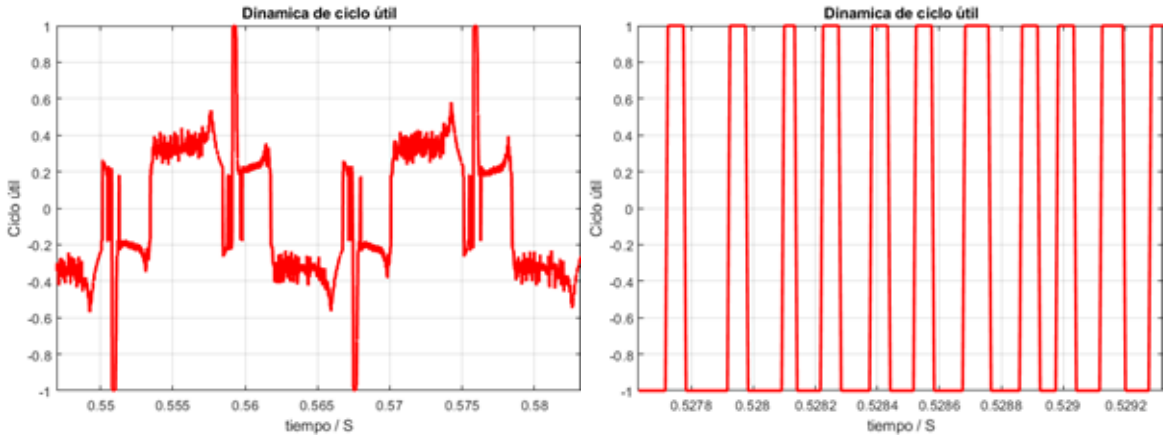


Figura 4.14: Dinámica del ciclo útil [Hecha por los autores]

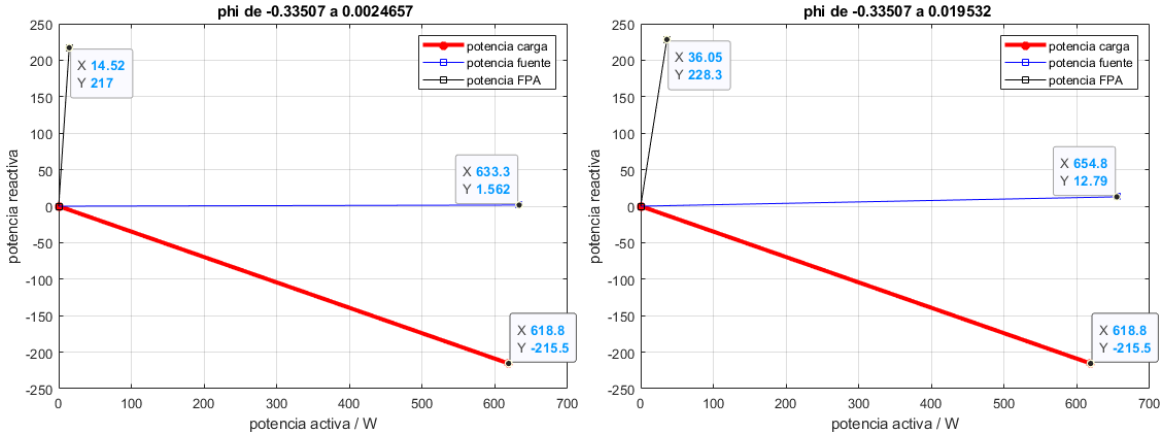


Figura 4.15: Vector de potencia CBR y clásico [Hecha por los autores]

Frecuencia muestreo	**Sin FAP**		**Histéresis Clásico**		**Histéresis CBR**	
	THD	**FP**	**THD**	**FP**	**THD**	**FP**
10Khz	42 %	-0,52	48,25 %	0,19	47 %	0,052
20KHz			48 %	0,1973	38 %	0,06
50KHz			38 %	0,188	35 %	0,062

Cuadro 4.2: Comparativo con variación de frecuencia.

Capítulo 5

Conclusiones

Hablando en detalle del controlador y la metodología de diseño de CBR desarrollada se observó que con respecto a su controlador análogo de histéresis clásico, el controlador diseñado por CBR ayuda a obtener mejores resultados finales en los valores de THD con una diferencia de entre 1,25 % y 10 % y mejorías en FP de hasta 0,13 como se muestra en la tabla 4.2, además de esto se tiene que para las cargas evaluadas el controlador diseñado bajo la metodología de CBR consume menos potencia activa, con una diferencia de hasta 21,53w. Estas diferencias se presentan debido a que las pendientes de corriente que genera el controlador son proporcionales al error por lo que la oscilación presente alrededor del valor de referencia es menor que al de histéresis clásico que presenta pendientes de corriente correspondientes al máximo permitido por la bobina, produciendo oscilaciones grandes y empeorando los valores de THD y FP. Si bien estas oscilaciones en el histéresis clásico se pueden disminuir aumentando la frecuencia de muestreo del controlador complicando su implementación, no es el caso con el controlador propuesto puesto que al contar con módulo PWM que varían la pendiente de corriente en función del ciclo útil y los parámetros del controlador es posible reducir las oscilaciones con un rediseño sin tener que cambiar parámetros externos, ayudando a su implementación.

Con respecto al método aplicado en el controlador por medio de los algoritmos de sintonización se evidencio la existencia de varios mínimos locales en el panorama de optimización teniendo que para diferentes parametrizaciones se obtuvieran resultados finales similares con diferencias de menos del 1 % para THD y de 0,001 para FP

como se mostró en la tabla 4.1. Por lo que se concluye que el valor que tengan los parámetros no influye fuertemente pues a diferentes sintonizaciones los valores de thd y FP no variaron en gran proporción.

Al comparar los resultados obtenidos con los resultados presentados en los antecedentes se observo que respecto a la no linealidad del controlador frente a la mitigación de armónicos y corrección de factor de potencia no se tiene un aporte significativo debido a que los principales actores en la corrección del THD y FP es el filtro digital para la obtención de la referencia así como el filtro de acople y no el controlador en si mismo. Aunque cabe destacar que reducir el procedimiento de control a un conjunto de reglas de una tabla de verdad, ayuda no solo a su implementación en un dispositivo microcontrolador, sino también su mantenibilidad al permitir ajustes cuando se requieran o hayan cambios drásticos en la carga.

Es importante anotar que al ser la lógica de construcción del controlador basada en la lógica de funcionamiento de un histéresis clásico no se podía llegar a tener resultados lejanos a los ya logrados por este modelo clásico por lo que se espera que al cambiar la lógica de implementación por otros modelos se logre obtener mejores resultados.

Capítulo 6

Trabajos futuros

Además de las funciones gamma escogidas para este diseño, es posible aplicar otros tipos de funciones como sigmoidales, triangulares, entre otras, con el fin de determinar los valores de pertenecía de los conjuntos de error y con esto evaluar los efectos de las diferentes funciones en el resultado final.
También se plantea como posibilidad lograr el diseño de un filtro activo de potencia a partir de la señal de corriente de la carga omitiendo la etapa de filtrado digital, esto puede ser factible para algunos casos industriales en donde los procesos están atados a una rutina con una baja cantidad de cambios, por lo que es posible estimar el controlador a partir de la periodicidad de la señal y de la carga haciendo uso de la metodología CBR para diseñar un generador de ciclo limite cuya oscilación sea análoga a la corriente periódica de corrección deseada.
Se plantea como posibilidad realizar un controlador con una lógica diferente inspirada en los controladores PID utilizando como entradas del sistema la variación del error en el tiempo, su valor promedio e incluso agregar entradas nuevas, buscando que el controlador tenga en cuenta el voltaje en el condensador de acople, el voltaje de red y demás variables que puedan generar una acción de control más eficiente.

Referencias

Libros y artículos

[6] José Dariel Arcila. *Armónicos en sistemas eléctricos*. 2015.

[9] David Chapman. *Armónicos causas y efectos*. Marzo 2001.

[10] Franco Maddaleno Chongming Qiao Keyue M. Smedley. *Comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with United Constant-frecuency Control*. Universidad de California,USA.

[11] Erwin Fabián Castro Solano Diego Fernando Ovalle Fajardo. *Análisis comparativo de un control clásico y un control fuzzy de nivel en la planta de procesos Amatrol T5552 desarrollado en labview®*. Bogota, Colombia.

[13] Dr. Mohammed Alsumiri Engr. Shameer A Koya. *A Modified Fuzzy Hysteresis Controller For Shunt Active Power Filter*. Yanbu Industrial College, Saudi Arabia, 2018.

[14] J.J. Espitia H.E. y Soriano. *Sistema de inferencia difusa basado en relaciones Booleanas*. Vol. 15. 2010.

[15] Vitautas Gabriunas. *Apuntes de electronica*. Vol. 1. 1975, págs. 265, 266.

[16] IEEE. *IEEE 519 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*.

[17] Julián Cadavid Rodríguez Jesser James Marulanda Durango. *Control por histéresis de la corriente en los filtros activos de potencia*. Universidad tecnológica de Pereira, 2008.

[18] Omar Salazar Morales y José Jairo Soriano Méndez. *Método de simplificación de fórmulas por medio de Álgebras Finitas*. Vol. 1. Universidad Distrital Francisco José de Caldas Ingeniería Electrónica, Abril,2018.

[19] Raúl Ernesto Tique Rojas Juan Sebastián Molano Aguas. *Diseño y construcción de un kit de filtros pasivos para la mitigación de corrientes armónicas*. Programa de ingeniería eléctrica de la universidad de la Salle, 2013.

[20] Mukesh Kumar Pathak Kishore Kumar Pedapenki S.P.Gupta. *Comparison of Fuzzy Logic and Neuro Fuzzy Controller for Shunt Active Power Filter*. Electrical Engineering Department IIT Roorkee, 2015.

[21] Mukesh Kumar Pathak Kishore Kumar Pedapenki S.P.Gupta. *Comparison of Fuzzy Logic and Neuro Fuzzy Controller for Shunt Active Power Filter*. IIT Roorkee,Roorkee, India, 2015.

[22] M. Lamich. *Filtros Activos de Potencia*. Universidad politécnica de Catalunya.

[24] Dr.Pradyumn Chaturvedi Nayan P. Bhatarkar. *Design and simulation of Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter*. Nagpur, India.

[25] Katsuhiko Ogata. *Ingeniería de control moderna*. Vol. 3. 1998.

[26] Andrés Camilo Barragán Pinzón. *Evaluación de la eficiencia energética en filtros activos de potencia, para la reducción de la distorsión armónica de corriente en microredes industriales mediante control PID y lógica difusa*. Universidad Distrital Francisco José de Caldas Ingeniería Electrónica, 2014.

[27] Oswaldo Lopez Santos. *Filtro activo paralelo para compensación de factor de potencia y distorsión armónica en aplicaciones industriales*.

[28] T Narasa Reddy M V Subramanyam. *Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Mitigation of Harmonics with Different Membership Functions*. 2009.

[29] Kurt LeDoux P.E. Matt Colosino Tony Hoevenaars P. Eng. *Interpreting IEEE Std 519 and Meeting its Harmonic Limits in VFD Applications*. May, 2003.

[30] Swaroopa S. Bhosale Uma M. Chavan A. R. Thorat. *Shunt Active Filter for Harmonic Compensation Using Fuzzy Logic Technique*. Rajarambapu Institute of Technology Islampur, India, 2018.

Referencias web

[1] url: https://dissenyproducte.blogspot.com/2015/09/el-factor-de-potencia-en-las.html. Año: 2015.

[2] url: http://www.sectorelectricidad.com/18129/el-factor-de-potencia-y-sus-aplicaciones-en-los-sistemas-de-generacion-fv-en-la-microrredes-electricas/. Año: 2016.

[3] url: https://constructorelectrico.com/armonicos-un-disturbio-del-siglo-xxi-15-tecnicas-para-contrarrestarlos/. Año: 2008.

[4] url: https://es.scribd.com/document/310807228/Lard-8k6k8s-r2-Es. Año: 2008.

[5] url: http://fourier.eng.hmc.edu/e176/lectures/ch3/node3.html. Año: 2008.

[7] *Armonico*. url: https://es.oxforddictionaries.com/definicion/armonico. Año: 2016.

[8] Epifanio Canabal. *Los armónicos causas consecuencias y soluciones*. url: https://gesternova.com/los-armonicos-causas-consecuencias-y-soluciones/. Año: 2013.

[12] Schneider Electric. *Mitigacion de armonicos en redes electricas*. url: http://www.apc.com/salestools/LARD-8K6K8S/LARD-8K6K8S$_R$2$_E$*S.pdf*. Año: 2015.

[23] Enrique Maset. *Introducción a la Electrónica de Potencia-tema 5*. url: https://www.uv.es/emaset/iep00/temas/IEP5-0607.pdf. Año: 2006.