



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE QUERÉTARO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Atenuación de señales armónicas en una subestación de 45kVA mediante el
diseño de un filtro supresor de armónicos

TESIS

para obtener el título de:

Ingeniero en Automatización

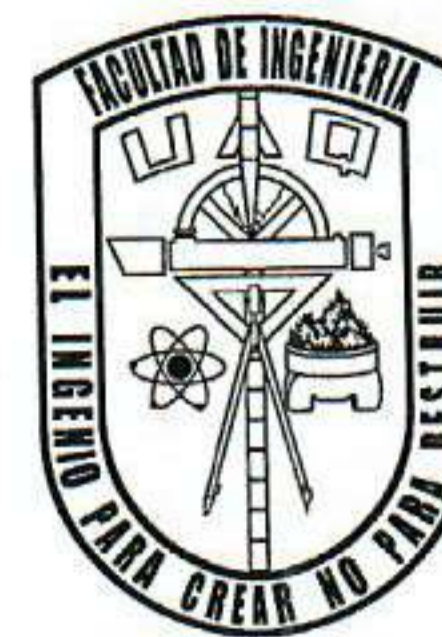
Presenta:

Giovanni Espinosa Bernal

Dirigido por:

Mario Trejo Perea

Centro Universitario
Querétaro, QRO
México.
Enero 2022



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería

Atenuación de señales armónicas en una subestación de 45kVA mediante el diseño de un filtro supresor de armónicos

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Ingeniero en Automatización

Presenta:

Giovanni Espinosa Bernal

Dirigido por:

Mario Trejo Perea

SINODALES

Dr. Mario Trejo Perea

Presidente

Dr. José Gabriel Ríos Moreno


Secretario

Dr. José Manuel Álvarez Alvarado

Vocal

Dr. Roberto Valentín Carrillo Serrano

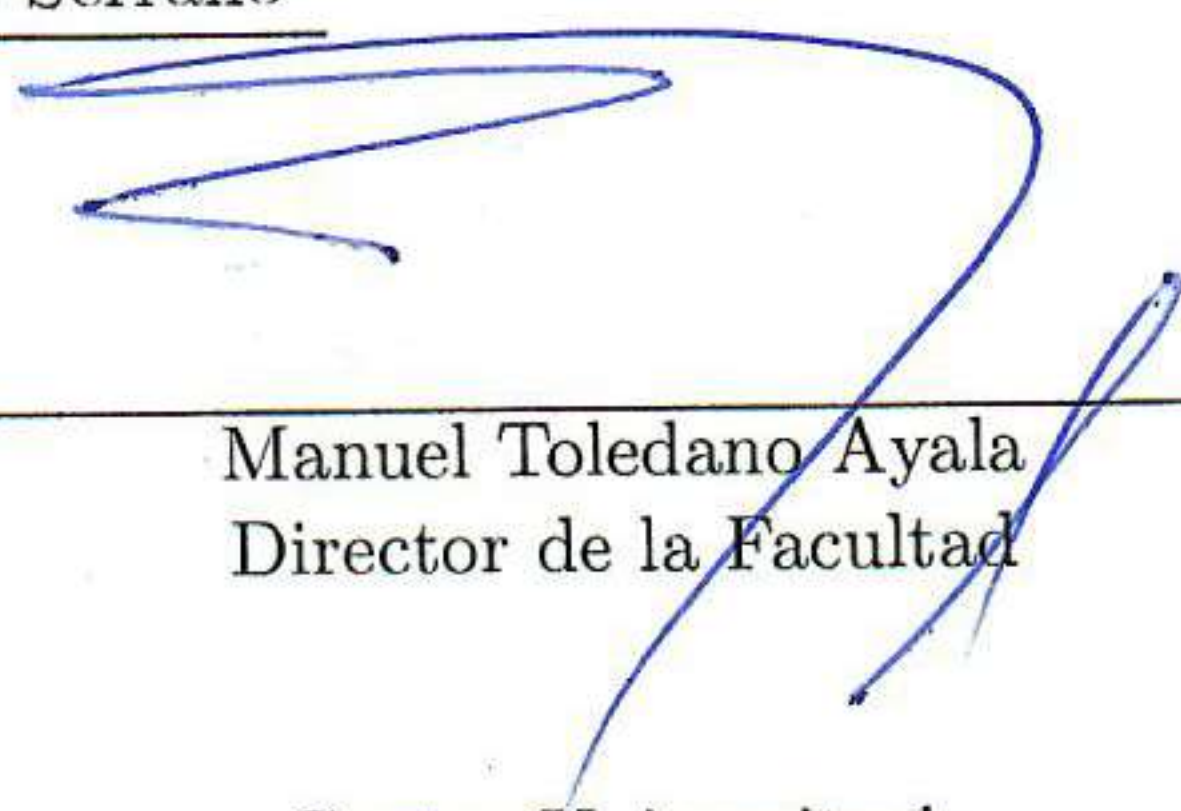
Suplente


Firma


Firma


Firma


Firma


Manuel Toledano Ayala
Director de la Facultad

Centro Universitario
Querétaro, QRO
México.
Enero 2022

A mis padres y hermanos por su enorme apoyo

Agradecimientos

A los doctores Dr. Mario Trejo Perea y Dr. Jose Ríos por haberme dado la oportunidad de trabajar con ellos, por la experiencia y por los apoyos que me han brindado.

A la Universidad Autónoma de Querétaro por el apoyo brindado durante mi estancia en la licenciatura.

Resumen

La eficiencia en el consumo de energía eléctrica es cada vez más mencionado en casi cualquier ámbito. La demanda de más y mejores equipos eléctricos, contribuye al problema de las pérdidas de energía en sistemas eléctricos. Estos hechos obligan a buscar más y mejores soluciones, que sean sustentables por sus impactos y que además, representen una mejora tecnológica. A lo largo de este documento se expone el diseño de un filtro supresor de armónicos, basado en mediciones de un analizador de energía marca Fluke 434. En adición a las mediciones, el filtro adquiere parámetros mediante el uso del algoritmo FFT (Transformada Rápida de Fourier) para su construcción. El dispositivo tiene la capacidad de atenuar considerablemente determinadas frecuencias frente a otras. El diseño de este filtro tiene la finalidad de disminuir los problemas causados por señales armónicas, atenuando dichas señales por debajo de los niveles de distorsión armónica permitidos. Los resultados de las simulaciones con y sin filtro se miden y comparan en este documento.

Palabras clave: Eficiencia, Pérdidas de energía, Filtro supresor de armónicos, FFT, Distorsión armónica.

Índice general

Reconocimientos	III
Resumen	IV
Contenido	v
Lista de Figuras	VII
Lista de Tablas	IX
1. Introducción	1
1.1. Justificación	2
1.2. Planteamiento del problema	2
1.2.1. Contexto de la energía eléctrica y pérdidas por armónicos	3
1.3. Hipótesis	4
1.4. Objetivo	4
1.4.1. Objetivos específicos	5
1.5. Estructura de tesis	5
2. Revisión Literaria	6
2.1. Perturbaciones en los sistemas eléctricos	6
2.2. Distorsión y corriente armónica	6
2.3. Definición de un circuito no lineal	7
2.4. Factor de potencia	7
2.5. Cubo de potencias	8
2.6. Respuesta en frecuencia y filtros	8
2.6.1. Funciones de transferencia	9
2.6.2. Filtros	9
2.6.3. Filtros digitales	10
2.7. Transformada de Fourier	11
2.7.1. Transformada discreta de Fourier	11
2.8. Transformada Z	12
2.8.1. Transformada bilinear	13
2.8.2. Aproximación de derivadas	13
2.9. Antecedentes	13

3. Metodología	16
3.1. Análisis de calidad de energía	16
3.2. Identificación del problema	17
3.3. Definición del filtro	18
3.4. Diseño	18
3.5. Validación de la propuesta	18
4. Resultados y Discusión	21
4.1. Parámetros de la red	21
4.2. Mediciones realizadas	22
4.3. Modelo de simulación	30
4.4. Componentes armónicas simuladas	31
4.5. Corriente de compensación	32
4.5.1. Filtro	33
4.6. Reducción de la distorsión armónica en la corriente	37
4.7. Trabajo futuro	39
5. Conclusiones	40
Apéndice A. Anexos	43
A.1. Programa en MATLAB	43
A.2. Código principal de implementación en VHDL	45

Índice de figuras

1.1. Onda con frecuencia base, la suma de las componentes y sus magnitudes.	3
2.1. Triángulo de potencias eléctricas.	7
2.2. Cubo de potencias	8
2.3. Círculo unitario en el plano z .	13
3.1. Descripción gráfica de la metodología.	16
3.2. Transformador de subestación analizada.	16
3.3. Conexiones para la medición.	17
3.4. Método de control.	19
3.5. Método para la obtención de la corriente de compensación.	19
4.1. Distorsión armónica de voltaje en fase A.	23
4.2. Distorsión armónica de voltaje en fase B.	23
4.3. Distorsión armónica de voltaje en fase C.	24
4.4. Distorsión armónica de voltaje en neutro.	24
4.5. Distorsión armónica de corriente en fase A.	25
4.6. Distorsión armónica de corriente en fase B.	25
4.7. Distorsión armónica de corriente en fase C.	26
4.8. Distorsión armónica de corriente en neutro.	26
4.9. Componentes armónicas de corriente en fase A.	27
4.10. Componentes armónicas de corriente en fase B.	27
4.11. Componentes armónicas de corriente en fase C.	27
4.12. Componentes armónicas de corriente en neutro.	28
4.13. Modelo de cargas no lineales en una red trifásica.	30
4.14. Distorsión armónica en fase A de la simulación	31
4.15. Distorsión armónica en fase B de la simulación	32
4.16. Distorsión armónica en fase C de la simulación	32
4.17. Espectro de frecuencia de la potencia disipada por el sistema en el marco de referencia $\alpha\beta 0$.	33
4.18. Respuesta en frecuencia del filtro.	34
4.19. Espectro de frecuencia de la potencia filtrada en el marco de referencia $\alpha\beta 0$, filtro obtenido con método de aproximación de derivadas.	35
4.20. Espectro de frecuencia de la potencia filtrada en el marco de referencia $\alpha\beta 0$, filtro obtenido con método de Tustin.	36

4.21. Comparación de la potencia sin filtrar, filtro en el dominio z y co-imulación del filtro.	36
4.22. Distorsión armónica total en la fase A.	37
4.23. Distorsión armónica total en la fase B.	37
4.24. Distorsión armónica total en la fase C.	38
4.25. Distorsión armónica total en la fase A.	38
4.26. Distorsión armónica total en la fase B.	39
4.27. Distorsión armónica total en la fase C.	39

Índice de tablas

2.1. Tipos de filtros y sus características.	9
2.2. Tipos de filtros según sus características [7].	10
4.1. Distorsión armónica máxima permitida en corriente para baja, media y alta tensión hasta 69 kV	22
4.2. Límites máximos de distorsión armónica total en tensión y de CAIMT en el punto de acometida.	22
4.3. Corrientes medidas con el analizador de calidad de energía Fluke 434.	28
4.4. Parámetros de la red	31

Introducción

El incremento de las cargas no lineales comenzó un par de décadas atrás, y con ella, distintas soluciones a sus efectos se han propuesto. La variedad de dispositivos que tienen este tipo de carga, son indispensables en la vida diaria, no se puede ahora concebir una cotidianidad si ellas. Así mismo, una creciente preocupación por la eficiencia energética adquiere mayor fuerza cada año, ya que estos efectos provocan pérdidas de energía, se deben buscar también mejores alternativas con el pasar del tiempo.

Al presentarse problemas de distorsión de corriente armónica en una red eléctrica, se considera que las pérdidas que producen (por disipación de calor o generación de ruido) deben ser mitigadas para una mejora en la calidad de energía. Además, se encontró que es un problema asociado a las actividades de los usuarios, por lo tanto, es de naturaleza variable.

Existen muchos métodos que pueden ayudar a reducir la distorsión de corriente y voltaje armónica en sistemas eléctricos. En [1], se propone la inductancia de línea agregada en el rectificador. Esta implementación sencilla proporciona una reducción de corriente armónica extremadamente grande. También existen los convertidores activos (AFE) que permiten eliminar corrientes armónicas de la distorsión de demanda total (TDD definida por IEEE 519-1992) aproximadamente en un 5[%]. Los filtros pasivos de armónicos emplean inductores y capacitores para atenuar frecuencias específicas, además de que pueden incluir armónicos arriba del 17vo orden. Estos dispositivos tienen la desventaja de provocar un desplazamiento en el factor de potencia por la inyección de corriente reactiva. A diferencia de los filtros pasivos, los filtros activos son una alternativa para el problema de la posibilidad de resonancia lo que también reduce extensos estudios de sistemas eléctricos.

En la industria de la energía eléctrica es un tema de las principales preocupaciones la distorsión de señales de corriente y voltaje que encuentran entre sus causas, señales armónicas producidas por los equipos que se conectan a la instalación eléctrica. Considerables esfuerzos como los estándares e instrumentos de medición de armónicos. El uso de dispositivos no lineales ha provocado mayor complejidad al mundo eléctrico, es el caso de una compañía internacional petrolera, cuyo amplio uso de controladores de velocidad de motores de AC y DC contribuyen directamente a la distorsión armónica de voltaje y corriente [1]. Una remarcable fuente de armónicos es el uso de lámparas ahorradoras de energía ya que operan con un bajo factor de potencia y producen distorsión en la corriente, provocando problemas en los sistemas eléctricos. Es por ello que este tipo de cargas entre

muchas otras más, deben ser asociadas con técnicas de factor de potencia [2].

En este trabajo se busca diseñar un supresor de armónicos para instalaciones de consumo medio donde se tienen registros de señales armónicas en la red eléctrica que afectan no sólo a dichas instalaciones, sino que también a aquellas de las empresas de suministro eléctrico. La investigación previa al diseño considera las causas de las señales armónicas y su relación con el consumo de energía siendo este último un tema de importancia mundial puesto que es un punto de referencia dentro del concepto del desarrollo de tecnologías sustentables.

1.1. Justificación

Debido al incremento de cargas no lineales que añaden distorsión armónica a la red eléctrica se han incrementado los problemas en todo el sistema de potencia eléctrica, que involucran a la unidad generadora, el sistema de transmisión y los sistemas de distribución [3]. Es por ello que se pretende diseñar e implementar un supresor de armónicos para un edificio con el fin de obtener los siguientes beneficios:

- Ahorro en términos económicos y financieros ya sea por el consecuente reemplazo del equipo, transformadores, cableado, o también por el buen aprovechamiento de la energía que estamos pagando.
- Reducir los efectos de cargas que mejoran la calidad de vida de una población que está en un continuo crecimiento. Ejemplo de esto son los ordenadores, refrigeradores, lámparas ahorradoras de energía e indirectamente los productos y servicios que de ellos derivan.
- En términos ambientales, la menor demanda de energía eléctrica impacta directamente con las centrales productoras reduciendo la producción de calor emitido a la atmósfera. Sumado a todas las pérdidas por calor en las redes domésticas se espera reducir el calor total producido por esta actividad a gran escala como ciudades.

1.2. Planteamiento del problema

Un armónico es la componente senoidal de una forma de onda periódica con frecuencia igual a un múltiplo entero de la frecuencia base a la que trabaja la red eléctrica Figura 1.1 [3]. Con base en la teoría, la medición de una forma de onda senoidal en cualquier punto de la instalación eléctrica debe ser perfecta, pero en la realidad se obtiene una forma de onda distorsionada aunque periódica. A esto lo llamaremos distorsión armónica en todo el texto.

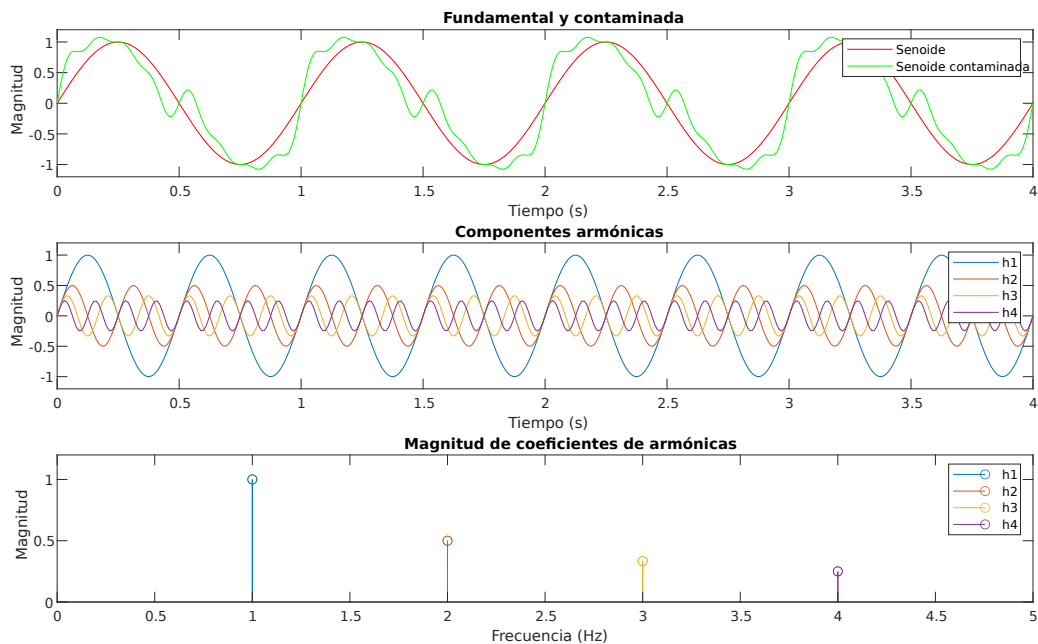


Figura 1.1: Onda con frecuencia base, la suma de las componentes y sus magnitudes.

En los sistemas eléctricos las fuentes de armónicos están presentes en prácticamente cualquier punto, pues las cargas no lineales son cada vez más comunes, debido a su gran abanico de aplicaciones, aunque con la gran desventaja que significa que éste tipo de cargas sean en la mayoría de los casos, las más sensibles a la distorsión que provocan. Ejemplos de estos son los equipos de cómputo, ya que sus componentes electrónicos pueden ser dañados dada la distorsión armónica, en estos casos se recomienda usar reguladores con supresores de tolerancia menor al 5[%] de distorsión. La luminaria fluorescente también es una fuente de armónicos y es afectada por estos mismos ya que tienden sobrecalentarse y provocan ruido claramente audible [3].

1.2.1. Contexto de la energía eléctrica y pérdidas por armónicos

La distorsión armónica es uno de los importantes problemas en la calidad de energía eléctrica y muchos estándares lo abordan como tal [4]. Por otra parte, la tendencia de incremento de circuitos electrónicos de estado sólido como variadores de velocidad, convertidores de ciclo y demás, han agravado este problema y por ello, para la eficiente funcionalidad de un sistema de potencia se hacen análisis exactos de esas cargas no lineales como si los armónicos estuvieran más allá de los límites establecidos, esto por el deterioro significativo en el desempeño total de un sistema acortando su vida útil [5].

Resonancia por armónicos

Es un fenómeno que se presenta cuando el sistema eléctrico trabaja a una frecuencia que coincide con la frecuencia natural del propio sistema. Este fenómeno es causado por los capacitores de

compensadores estáticos en gran medida así como también son estos capacitores susceptibles de daño por este mismo fenómeno, puede derivar en su destrucción por el desgaste de su dieléctrico. En algunas ocasiones el voltaje y la corriente se mueven en sentido contrario al necesario, en otras palabras, vuelven al generador en lugar de moverse al sitio de carga. La acumulación de equipos de cómputo, luminaria fluorescente y otros equipos comunes en una misma barra del bus causa que la suma de la pequeña distorsión de cada equipo llegue a ser un problema considerable. En sistemas más grandes son importantes los efectos que los armónicos tienen en los sistemas de comunicaciones.

Los armónicos de altas frecuencias pueden tener un acoplamiento entre los voltajes y corrientes armónicas y la interferencia que causan en el sistema de comunicación, este hecho sumado a la susceptibilidad del sistema y la cercanía entre el cableado del suministro eléctrico y de comunicaciones, dan lugar a una influencia sobre el sistema de comunicación, conocida como interferencia [3].

Los beneficios de usar tecnología de una velocidad equiparable a un DSP de alto rendimiento, pero con un costo mucho menor que además tiene ventajas cuando se trata de realizar tareas concurrentes son cada vez más evidentes, como por ejemplo un FPGA y una computadora donde el FPGA se encarga de la gestión de hardware a la que tenga acceso, mientras que la computadora puede realizar tareas de cálculo. Las corrientes armónicas de secuencia positiva y negativa que contribuyen a la aparición de torques pulsantes y vibraciones torsionales se producen en las terminales de los generadores. Se presenta también calentamiento que desgasta el barniz aislante de los devanados acortando la vida útil o tiempo de mantenimiento del generador.

Contexto de la problemática

En la facultad de ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, se tienen problemas en la red eléctrica con los armónicos 3, 5 y 7, esto por las distintas cargas no lineales conectadas, como lo son las lámparas con balastos, equipo de cómputo entre otros. Al ser armónicos específicos se requiere de filtros pasivos para su supresión por debajo de las normas correspondientes. Sin embargo, la magnitud de estos es variable con respecto a la hora del día, por lo que otras soluciones, como los filtros activos, también son estudiadas.

1.3. Hipótesis

Los armónicos generados en la subestación de la facultad de ingeniería en edificios de posgrado por cargas no lineales en la red eléctrica y las pérdidas que generan en ella son suprimidos en amplitud por filtros activos.

1.4. Objetivo

Diseñar e implementar un supresor de armónicos para el edificio de posgrado basado en la teoría de la FFT para señales periódicas para suprimir los armónicos séptimo, noveno y tercero, para evitar calentamientos y daños a los equipos electrónicos conectados a la subestación del posgrado ingeniería.

1.4.1. Objetivos específicos

Los objetivos específicos de este trabajo son listados a continuación:

- Llevar a cabo mediciones en el lugar de estudio y describir la problemática.
- Realizar un análisis de requerimientos y especificaciones a tomar en cuenta en el diseño del filtro.
- Diseñar filtro supresor con base en el tipo de armónicos a ser eliminados y el tipo de filtro.
- Elaboración de pruebas con software de simulación y evaluación de los resultados.

1.5. Estructura de tesis

La tesis esta organizada como sigue:

- En el capítulo 2 se revisan los estudios anteriores relacionados a este trabajo desde el punto de vista teórico.
- En el capítulo 3 se muestran los métodos usados para el análisis del problema, las estrategias de control para la implementación en software y los pasos para la obtención de los parámetros de la red eléctrica.
- En el capítulo cuatro se discuten los resultados obtenidos de la implementación del filtro a la red simulada con los parámetros obtenidos en las mediciones.

Revisión Literaria

2.1. Perturbaciones en los sistemas eléctricos

Las resonancias por armónicos son un reto para la calidad de la potencia eléctrica. Disminuye la confiabilidad de la misma. La distorsión armónica es generada también dentro de las mismas instalaciones, generan pérdidas y elevan los costes del servicio. El zumbido de un transformador puede ser causada por los armónicos, esto por el verdadero valor eficaz mayor que la corriente fundamental, teniendo una saturación. Una vez que se conecta una carga a una señal senoidal no se puede volver pura esta señal.

2.2. Distorsión y corriente armónica

La distorsión armónica total de demanda (DATD) es un parámetro que toma en cuenta la norma IEEE 519-2014. Se refiere a la relación entre la corriente armónica y la corriente de carga mediante la siguiente expresión.

$$DATD = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2}}{I_L} \quad (2.1)$$

Donde I_L es la corriente máxima de carga y H es como mínimo 25.

Los filtros activos paralelos a la red, miden la corriente y voltaje de cada fase para calcular la corriente que demandan las cargas no lineales. La ecuación 2.2 describe la corriente que demandan las cargas de la red trifásica iz .

$$iz = iD\cos(\omega t) + iQ\sin(\omega t) \quad (2.2)$$

Donde iD es la magnitud de la corriente fundamental e iQ es la magnitud de las corrientes armónicas. Esta corriente de referencia es la que el filtro paralelo reproduce con ayuda de un controlador y un inversor. Usando la transformada clarke se obtienen las corrientes y voltajes en el marco de referencia $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.3. Definición de un circuito no lineal

Un circuito no lineal es aquel que tienen elementos no lineales, es decir, que la relación entre el voltaje y la corriente que circulan por él no es constante. Ejemplos de elementos no lineales son los diodos, transistores entre otros. En la actualidad, muchos aparatos eléctricos y electrónicos se componen de ellos, principalmente los que cortan la onda y la transforman de corriente alterna (CA) a corriente directa (CD). Dispositivos como puentes de diodos provocan perturbaciones en la corriente conocidas como señales armónicas, que contaminan la forma de onda de corriente estándar (60Hz).

2.4. Factor de potencia

Es un parámetro que indica el aprovechamiento de la energía eléctrica del consumidor y es afectado por el tipo de carga (resistiva, capacitiva, inductiva y no lineal por ejemplo). El triángulo de potencias Figura 2.1 muestra gráficamente la relación entre la potencia activa, reactiva aparente. Es deseable que toda la energía sea aprovechada en forma de potencia activa, ya que esta es la energía útil de nuestro sistema.

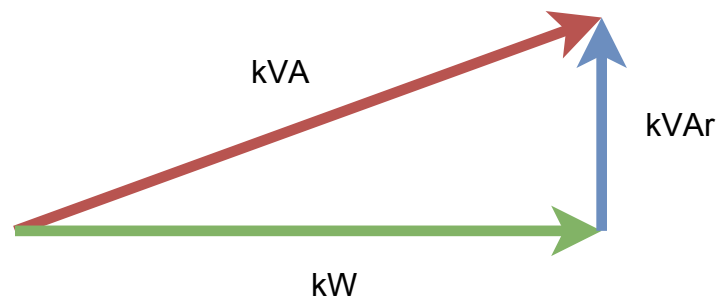


Figura 2.1: Triángulo de potencias eléctricas.

En análisis de un circuito de CA, la tensión y la corriente en las terminales se definen como sigue:

$$v(t) = V_m \cos(\omega t + \theta_v) \quad (2.6)$$

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \theta_i) \quad (2.7)$$

Donde $V_m e I_m$ son las magnitudes de voltaje y corriente respectivamente, la potencia real que disipa la carga de nuestro sistema es entonces:

$$P = \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (2.8)$$

El factor $\cos(\theta_v - \theta_i)$ es denominado factor de potencia, de el se deduce que si en un circuito de CA, la corriente y el voltaje estan en fase, la carga es puramente resistiva y no hay pérdidas [6].

Gráficamente es el ángulo entre la potencia aparente y la potencia real.

De la anterior ecuación se deduce también que la corriente inyectada por elementos inductivos y capacitivos debe ser la menor posible, puesto que el valor aceptado de factor de potencia es 0.9.

2.5. Cubo de potencias

Como se mencionó anteriormente, la corriente armónica también juega un papel en la energía que consume nuestra red eléctrica. Esta corriente hace que se presenten pérdidas por calentamiento y sonido, por lo que también es deseable que sea lo más pequeña posible Figura 2.2

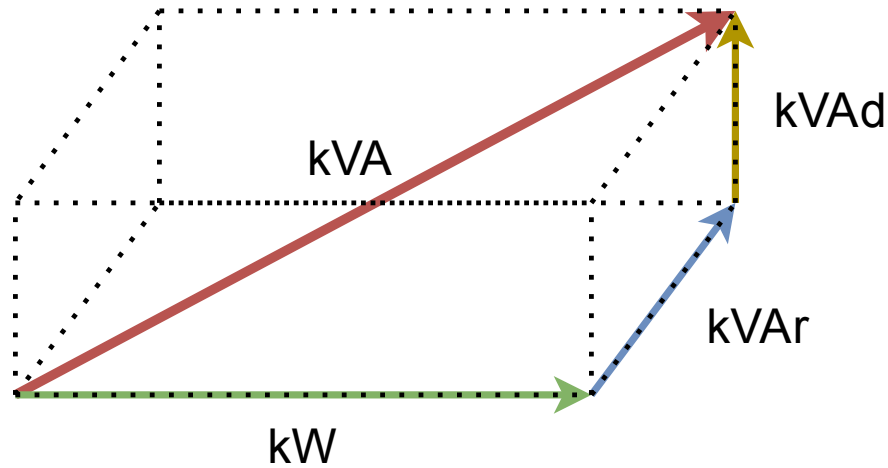


Figura 2.2: Cubo de potencias

La potencia consumida por las señales armónicas suman a la potencia consumida por la red eléctrica, sin embargo esta energía no es útil.

2.6. Respuesta en frecuencia y filtros

Un circuito eléctrico de CA es un sistema que tiene una señal de entrada periódica. Al interactuar con señales de distintas frecuencias se obtiene una respuesta en frecuencia variante. Dicha respuesta tiene un efecto en la magnitud y fase de las señales en el circuito [6].

Tabla 2.1: Tipos de filtros y sus características.

Pasa bajas	Pasa todos las componentes de baja frecuencia y atenúa las de alta frecuencia. Idealmente, tiene su banda de paso desde frecuencia 0 hasta la frecuencia de corte (ω_c) con fase lineal.
Pasa altas	Es la contra parte del filtro pasa bajas, con lo que la frecuencia de paso es a partir de ω_c idealmente. Las aplicaciones de los filtros pasa altas no requieren alguna característica de fase.
Pasa banda	El filtro pasa banda deja pasar una banda seleccionada de frecuencia mientras atenúa el resto. Utiliza dos frecuencias de corte, una alta (ω_{cl}) y otra baja (ω_{ch}) que delimitan la banda de paso. La fase es idealmente lineal en estas frecuencias.
Rechazo de banda	Rechaza las componentes de una banda de frecuencias delimitada por (ω_{cl}) y (ω_{ch}). Son más requeridos por la ganancia entre estas frecuencias que por su desfase.
Pasa todo	Los filtros pasa todo ofrecen cambio de fase en una banda de fasa y, como su nombre lo indica, no afectan la ganancia.

2.6.1. Funciones de transferencia

Por lo general, la función de transferencia $H(\omega)$ de un sistema lineal es la relación que existe entre su entrada y salida en función de la frecuencia de la siguiente manera

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (2.9)$$

$H(\omega)$ tiene una magnitud y una fase que son de interés en el diseño de filtros. Se suele hacer el cambio de variable $s = \omega$ ó $s = j\omega$ con fines prácticos en el desarrollo matemático del álgebra [6]. En la ecuación anterior se denominan polos a aquellos valores de la variable que hacen cero al polinomio del denominador y ceros a los valores que hacen cero al polinomio del numerador. La descripción matemática de los sistemas con características similares como los filtros y controladores, de los cuales muchos tienen importancia práctica. Los métodos desarrollados para analizar dichos sistemas pueden ser aplicados a una variedad de aplicaciones.

2.6.2. Filtros

Los filtros como dispositivos selectivos de frecuencias limitan el ancho de banda de las señales en los sistemas [6]. Esto mediante la supresión de componentes de las señales que se procesan. Los hay activos y pasivos. Los filtros pasivos se componen de elementos reactivos y resistivos pero su ganancia se limita a la unidad, no necesitan energía para su funcionamiento y por ello no pueden inyectar energía adicional al sistema. Su principal acción es atenuar señales conforme al tipo de filtro definido por su respuesta en frecuencia. Por otra parte, los filtros activos pueden tener ganancia superior a la unidad y se componen de elementos activos, tales como amplificadores operacionales. Debido a esto suelen ser más pequeños que los filtros pasivos. Tienen la misma respuesta en frecuencia y otorgan acoplamientos de impedancia mediante seguidores de tensión. Existen cinco amplias categorías que describen a los filtros en la Tabla 2.1

Tabla 2.2: Tipos de filtros según sus características [7].

Tipo de filtro	Banda de paso	Banda de paro	Caída de ganancia	Linealidad de fase	Complejidad de diseño	Comentarios
Bessel	Regular	Regular	Mala	La mejor	La menor	Polos únicamente; cambio de fase lineal
Butterworth	Regular	Regular	Buena	Muy buena	Baja	Polos únicamente; Mayormente plano
Chebyshev	Rizado	Regular	Muy buena	Buena	Alta	Polos únicamente
Elíptico	Rizado	Rizado	La mejor	Mala	La más alta	Bicuadrados en cascada

La relación de los polinomios en la función de transferencia han sido ampliamente desarrolladas, teniendo así cuatro tipos de realizaciones de filtro [7]. En la Tabla se representan las diferentes cualidades para aplicaciones prácticas de dichos filtros.

2.6.3. Filtros digitales

Un filtro digital es un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) que modifica el espectro de frecuencia de la señal de entrada $X(w)$, dependiendo de la respuesta en frecuencia del sistema $H(w)$ (Conocida también como función de transferencia). Lo anterior tiene como resultado la señal de salida $Y(w)$. Como clasificación de los sistemas LTI, los de respuesta finita al impulso (FIR) y los de respuesta infinita al impulso (IIR), estos últimos se distinguen por tener retroalimentación en la señal de salida.

En los filtros FIR, la respuesta al impulso $H(w)$ es de duración finita, esto implica que si la entrada es igual a cero durante un número de periodos igual al orden del filtro, la salida también será cero. Son sistemas no recursivos. Se describen mediante las entradas actuales y pasadas y de longitud L .

$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2) + \dots + a_{L-1}x(n-L+1) \quad (2.10)$$

donde a_k son los coeficientes del filtro.

Características de los filtros FIR.

- Pueden ser diseñados para tener fase lineal.
- Son siempre estables debido a que únicamente tienen ceros en el plano complejo.
- La suma de productos de este filtro no causa errores por desbordamiento problemáticos, ya que se realiza por un conjunto finito de datos.
- Sencillo de comprender e implementar.
- La salida es siempre una combinación lineal de los valores presentes y pasados de la señal de entrada.

- Memoria finita.

Existen distintos tipos de estructuras para implementaciones de estos filtros, cada una promete variaciones entre precisión, velocidad de respuesta y tamaño.

Los filtros IIR son de respuesta infinita al impulso y tienen retroalimentación de la señal de salida. Diferente a los filtros FIR, estos pueden ser inestables, por lo tanto, deben ser diseñados tomando en cuenta la estabilidad. Sin embargo, diferentes configuraciones de filtros analógicos pueden llevarse a cabo para después ser convertidos en un filtro IIR [7]. La salida de este filtro se compone de la entrada actual, las precedentes y de salidas anteriores.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} a_k x(n-k) + \sum_{k=1}^{L-1} b_k y(n-k) \quad (2.11)$$

2.7. Transformada de Fourier

La representación de sistemas a través de su respuesta en frecuencia permite obtener interpretaciones de su comportamiento [8]. Dada una función que satisface [2.12]

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt < 1 \quad (2.12)$$

su transformada de Fourier se expresa como $F(\omega)$ definida por [2.13]

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{j\omega t} dt \quad (2.13)$$

En la ecuación [2.12] se presenta una condición para que la integral en la ecuación [2.13] converja y pueda haber transformada de Fourier para la función que la satisface [9]. En el caso de las señales periódicas, estas pueden representarse como trenes de impulso en las frecuencias relacionadas armónicamente.

2.7.1. Transformada discreta de Fourier

La transformada discreta de Fourier (DFT) corresponde a muestras equiespaciadas en frecuencias de la transformada de Fourier en tiempo discreto de la señal analizada. Dada una secuencia $x[n]$ periódica con periodo N tal que $x[n] = x[n + rN]$ con n y r enteros, se puede representar como una suma de secuencias exponenciales complejas con frecuencias múltiplo de la fundamental [8]. La DFT asociada a las secuencias periódicas se representa de las siguientes maneras.

$$IDFT : \quad x[n] = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} X[k] e^{jk \frac{2\pi}{N} n}, \quad 0 \leq n < N-1 \quad (2.14)$$

$$DFT : \quad X[k] = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} x[n] e^{-jk \frac{2\pi}{N} n}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.15)$$

Una representación alternativa a la ecuación [2.15] es la siguiente:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_n^{kn}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.16)$$

Donde

$$W_n^k = e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2.17)$$

es denominado el factor twiddle con las siguientes propiedades.

- Simetría

$$W_n^k = -W_n^k e^{j\pi} W_n^k \quad (2.18)$$

- Periodicidad

$$W_n^{k+N} = W_n^k \quad (2.19)$$

- Recursividad

$$W_n^k = W_{\frac{N}{2}}^k \quad (2.20)$$

El número de operaciones para la DFT es:

$$O(N^2) \quad (2.21)$$

Mientras que para el algoritmo de la FFT se representa en la ecuación [2.22](#)

$$O(N \log N) \quad (2.22)$$

Comparando las ecuaciones [2.21](#) y [2.22](#)

$$O(N \log N) < O(N^2) \quad (2.23)$$

podemos observar que el número de operaciones del algoritmo FFT es menor que el método de la DFT.

2.8. Transformada \mathcal{Z}

La transformada \mathcal{Z} tiene un comportamiento en tiempo discreto similar a la transformada de Laplace en tiempo continuo. De esta manera, la solución a ecuaciones de diferencia lineal se vuelven un problema de naturaleza algebraica.

$$X(z) = \mathcal{Z}\{x(t)\} = \mathcal{Z}\{x(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)z^{-k} \quad (2.24)$$

En el plano z , el perímetro descrito por $|z| = 1$ [Figura 2.3](#) corresponde a el conjunto de puntos $z = e^{j\omega}$ tal que $0 < \omega < 2\pi$ [\[8\]](#). Esta zona en el plano z conocida como región de convergencia (ROC) es de mucha importancia, ya que es necesarios que los polos de un sistema digital con esta representación, se encuentren dentro de ella.

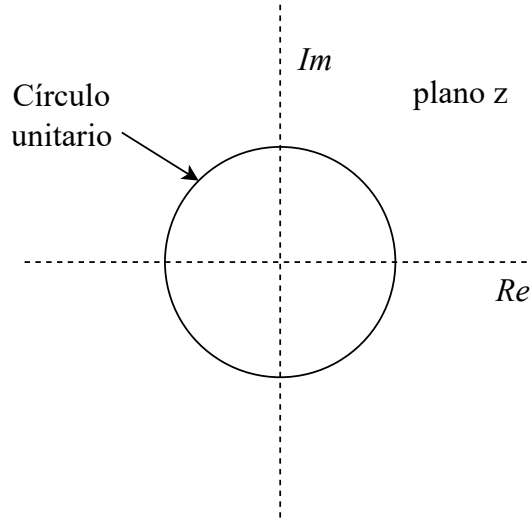


Figura 2.3: Círculo unitario en el plano z .

2.8.1. Transformada bilinear

La transformada bilinear, conocida también como método de Tustin, es utilizada en para transformar la representación de sistemas de tiempo continuo en tiempo discreto.

$$s = \frac{1}{T} \ln(z) = \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} + \frac{1}{3} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^5 + \dots + \frac{1}{2n-1} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^{2n-1} \right] \quad (2.25)$$

$$s \approx \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right] = \frac{2}{T} \left[\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right] \quad (2.26)$$

$$F(z) \approx F(s), \quad \text{donde,} \quad s = \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} \right] \quad (2.27)$$

2.8.2. Aproximación de derivadas

Usando la formula backward difference, también se emplea como método para obtener la aproximación de un sistema en el tiempo a uno discreto.

$$s = \frac{1-z^{-1}}{T} \quad (2.28)$$

2.9. Antecedentes

El desarrollo de tecnologías para resolver problemas con armónicas ha sido muy estudiado recientemente. Los contextos en los que se aplican dependen de múltiples factores como el tipo de distribución eléctrica, la potencia que se analiza, las tecnologías para el desarrollo de filtrado y metodologías para la construcción de los mismos.

En [10], la metodología utilizada consiste realizar un estudio a la red eléctrica mediante un analizador trifásico de energía. Con ayuda de software se simula dicha red y se diseña un filtro pasivo con el fin de atenuarlo. Las validaciones muestran las formas de ondas antes y después de la aplicación del filtro. Los parámetros correspondientes a la red y los resultados de software indican que la disminución de armónicos mediante filtros pasivos reduce el índice de distorsión total de demanda (TDD) dentro de los límites de la norma.

Un trabajo para la implementación de filtros de armónicos realizado en parques eólicos para el desarrollo estudios de flujos de potencia y análisis armónico, los resultados demostraron que sin el filtro de corrientes armónicas de 4to orden las distorsiones de corrientes y voltajes están fuera de los límites permitidos por la Norma CFE L000045 y Código de Red, además de esto el costo beneficio de implementar un filtro para corrientes armónicas además de que se estaría usando la mayor cantidad de energía efectiva obteniendo muchos beneficios como el incremento de vida útil de los equipos y las pérdidas por calentamiento en conductores [11].

Los filtros pasivos son considerados como soluciones poderosas, fáciles y económicas para la supresión de armónicos en sistemas de potencia. Los filtros pasa altas HPF mitigan contaminación armónica tanto de corrientes como de voltajes más efectivamente que otros métodos pasivos. Ofrece aislamiento entre la utilería y los usuarios finales lo que mejora la eficiencia del rendimiento y la vida útil del equipo eléctrico [12].

Las fuentes de ruido conducidas por la línea eléctrica de alimentación muestran excelentes resultados con el uso de filtros supresores de armónicos en laboratorios de metrología de alta exactitud, de tal modo que el índice de distorsión armónica total (THD) sea menor al 5%. En un caso en específico, los armónicos presentes y de mayor amplitud fueron los de quinto y tercer orden, por lo que se implementaron filtros de tipo pasivo, por ser los más idóneos para órdenes en específico. Con base en el diseño se hicieron los cálculos, luego de comprobar que tenía un índice de distorsión armónica más bajo que un filtro comercial, la construcción no fue menos elaborada teniendo así que fabricar los propios inductores y capacitores del filtro. Al final, el THD pasó de 13% a 2.7%, pudiendo así entrar a la categoría para los laboratorios de metrología eléctrica [13].

No se han realizado análisis con FFT en la facultad de ingeniería en los edificios de posgrado con el objeto de determinar el problema en específico, los armónicos existentes y la manera en que afectan, ya sea por ruido, mal funcionamiento de equipo, pérdidas financieras y económicas además de llevarlo a un enfoque de mejoramiento ambiental y desarrollo sostenible por lo que es el primer acercamiento. La estrategia de control de potencia que obtiene la corriente de compensación en filtros activos se ha implementado anteriormente en hardware como en [14], el trabajo comprueba que este tipo de filtros son robustos a cargas variables no lineales. Tiene buena velocidad de respuesta y más aún con la implementación en hardware. El filtro se obtiene mediante software, aunque esto limita un poco la comprensión de la respuesta en frecuencia y la fundamentación matemática. La arquitectura de este sistema no cuenta con un control para el dispositivo generador de las corrientes para la compensación.

Con la adición de un controlador, en [15], se establece que para estrategias de control con PWM, el THDI es afectado por la ganancia de la parte integral, a medida que este valor crece, la distorsión

también aumenta. Sin embargo el controlador es de programación secuencial, por lo que no cuenta con las características de bajo consumo de energía que se prioriza en este trabajo. Algunas de los parámetros que permiten la mejora en cuanto de estos trabajos son la frecuencia de muestreo y constantes de los controladores. Estas mejoras son de mucho interés como el valor de la distorsión armónica, pérdidas por conmutación entre otras que las normas especifican.

En [16] se compara la tiempo de procesamiento de filtros digitales tipo IIR entre un procesador de escritorio y una FPGA, no sólo es más rápido sino que también se tiene menor costo para aplicación de este tipo de sistemas. Este trabajo muestra que el diseño de filtros basados en las técnicas de control e implementados en hardware de programación paralela tienen ventajas aún por descubrir.

La estrategia de control presentada en [17], para filtros activos paralelos a la línea, consiste en dos etapas de control; una de voltaje en el capacitor y otra del control de corriente generado. El proceso para obtener la corriente de compensación filtra el voltaje obtenido del capacitor en el inversor y alimenta un controlador proporcional integral (PI). Esto supone cierto retraso en el tiempo de procesamiento pero lidia bien con los picos de voltaje medidos. El inversor es controlado de tal forma que produzca un voltaje en fase con el sistema de corriente alterna, el voltaje en sus terminales es a su vez, controlado por el voltaje en el capacitor. En el documento se formulan el modelo matemático teniendo esto como base para el diseño de prototipo y validación mediante simulaciones.

Metodología

En la Figura 3.1 se visualiza la metodología a seguir para lograr los objetivos.

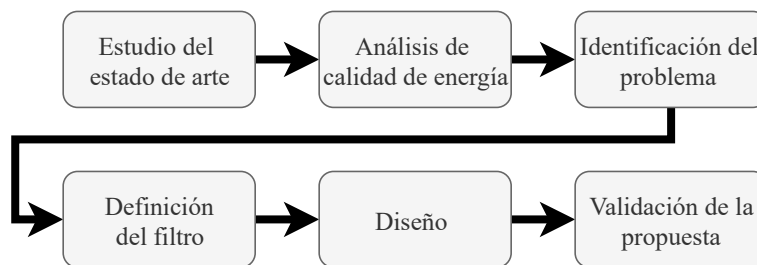


Figura 3.1: Descripción gráfica de la metodología.

3.1. Análisis de calidad de energía

El lugar de la investigación se encuentra dentro de las instalaciones de la Universidad Autónoma de Querétaro en la facultad de ingeniería, en la subestación de posgrado. Se trata de un transformador de tipo poste Figura 3.2.



Figura 3.2: Transformador de subestación analizada.

El monitoreo de la red eléctrica se realizó del lado secundario del transformador, correspondientes a 127 [V]. Se utilizó el analizador de calidad de energía 434 para guardar datos en intervalos durante un mes Figura [3.3](#).



Figura 3.3: Conexiones para la medición.

3.2. Identificación del problema

En esta sección se estudia la distorsión armónica medida. Se compara con los valores que sugiere la norma y se sacan conclusiones. Se elabora una tabla con las magnitudes y frecuencias de las armónicas medidas en cada fase. En la norma IEEE Std 519-2014 se toma en cuenta la distorsión total de demanda con respecto a la impedancia del transformador. Las corrientes armónicas medidas en la subestación del caso de estudio tienen magnitud variante a lo largo del tiempo, esto por las diferentes actividades que se llevan a cabo en las instalaciones. Para reducir dichas corrientes armónicas se propone ya sea un filtro activo o un filtro pasivo. Los primeros son más costosos y complejos de diseñar, pero se ajustan al comportamiento dinámico requerido [18](#). El filtro pasivo en comparación, es más económico y fácil de diseñar, aunque tienen efectos indeseados que pueden traer problemas de resonancia con graves consecuencias, además su ancho de banda no les permite

compensar todas las corrientes armónicas que se desearían.

3.3. Definición del filtro

La respuesta de un filtro pasa bajas de segundo orden con frecuencia de corte en 10 Hz es la siguiente, se ha elegido la frecuencia de corte a un quinto de la frecuencia fundamental ya que sólo se desea obtener la corriente lineal directa.

Las características del filtro usado se logran alcanzar con un pasa bajas de tipo chebyshev ya que su complejidad de diseño no es tan alta. De esta manera, al obtener su contraparte digital mediante los métodos descritos en la sección teórica, es más sencillo comprobar su estabilidad en el dominio $[Z]$.

3.4. Diseño

Dadas las especificaciones del filtro, se analiza su respuesta en frecuencia usando la función bode de MATLAB. La ecuación de su función de transferencia es transformada al dominio $[Z]$ usando los métodos estudiados anteriormente. Se comprueba la estabilidad del filtro en el dominio $[Z]$ y se calculan luego los coeficientes de la ecuación del filtro. Dichos coeficientes dependen enormemente del periodo de muestro y de la frecuencia de corte del filtros por lo que de no obtener la respuesta deseada, se tienen que estudiar estos parámetros y recalculan los coeficientes. De ser necesario también cambiar el método de transformación si el problema es de estabilidad.

3.5. Validación de la propuesta

Una vez obtenido el filtro, se emplean una cosimulación entre Modelsim y Simulink. En simulink se emplea un modelo con parámetros de la red eléctrica estudiada. El proceso de filtrado consiste en atenuar las magnitudes de las corrientes armónicas en la red eléctrica de tal modo que se tenga una distorsión armónica aceptable. Esto mediante la inyección de corrientes armónicas generadas por la carga actuando como una fuente de corriente, de este modo la red eléctrica sólo suministra la corriente fundamental [19]. El modelo para las pruebas contiene una etapa inversora. Esta es controlada para producir voltaje a frecuencia fundamental mediante control por histéresis. El voltaje de las terminales del inversor depende del voltaje en un capacitor paralelo, por lo que este último valor se usa como medición del voltaje de salida del inversor. El voltaje de salida del inversor y la referencia de voltaje se comparan y mediante un controlador PI se obtiene la amplitud de la corriente k Figura 3.4, mismo que se emplea para el cálculo de la corriente de compensación [17].

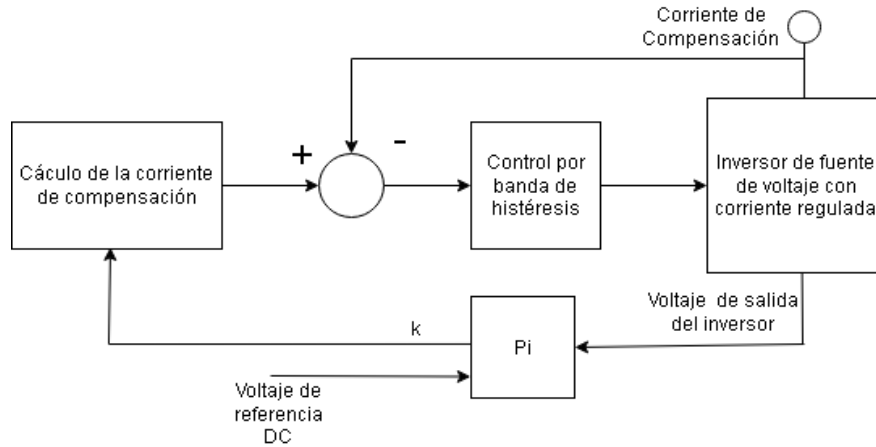


Figura 3.4: Método de control.

Con la Figura 3.5 se ilustra la secuencia que sigue el modelo de Simulink. La corriente de compensación es aquella que suministra la etapa inversora y que permite a la red suministrar la potencia aparente deseada, es por ello que se calcula la potencia aparente que está consumiendo la red eléctrica. Para esto se miden los valores de voltaje y corriente trifásicos y mediante la transformación Clarke se transforman a un marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$. Con esta transformación se obtienen la potencia promedio y reactiva con sus respectivas componentes reales y oscilantes [20]. Se elimina la parte real de la potencia promedio usando un filtro pasa bajas y después se calcula la corriente de compensación [threephaseshuntactive]. Por último, se aplica la transformada inversa de Clarke para obtener las señales adecuadas para la siguiente etapa [20]. Con la Figura 3.5 se ilustra la secuencia que sigue el modelo de Simulink descrito anteriormente.

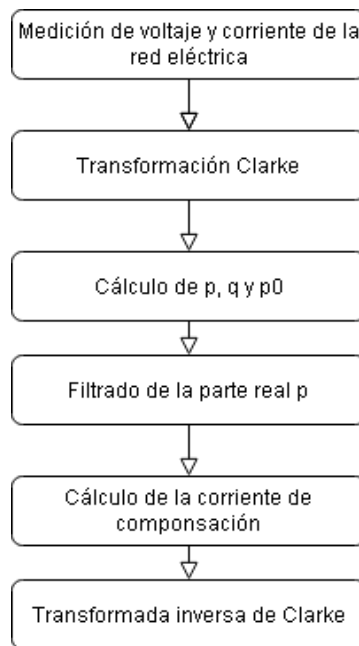


Figura 3.5: Método para la obtención de la corriente de compensación.

Finalmente se simulan varias veces usando los parámetros en el modelo de Simulink con distintas pruebas, ya sea con cargas balanceadas como no balanceadas.

Las diferencias entre el modelo y los resultados de la cosimulación se discuten con el fin de validar el funcionamiento del filtro.

Resultados y Discusión

4.1. Parámetros de la red

El valor aceptado de factor de potencia es de 0.9 acorde a la Comisión Federal de Electricidad (CFE). Ya que se tiene un transformador de 45kVA, el mínimo valor de la potencia activa debe ser de $0.9 * 45kVa < 40.500kV$. Al ser un sistema trifásico, la potencia por línea debe ser máximo de 13.5kV. Ahora bien, la carga resistiva máxima por fase es de 1125Ω . La corriente máxima de carga (IL) es la correspondiente al promedio de las corrientes de demanda máxima de los últimos 12 meses. Si no se dispone de este valor, se asume la corriente nominal de los transformadores de corriente del equipo de medición de la compañía suministradora. Para comparar los valores de la distorsión armónica, obtenemos el valor de la impedancia relativa.

$$I_n = \frac{kVA}{1.73 * kV} \quad (4.1)$$

$$I_n = \frac{45kVA}{1.73 * 0.127kV} = 204.8154A \quad (4.2)$$

De esta manera obtenemos la corriente nominal. Ahora con la fórmula del bus infinito obtenemos la corriente de corto circuito:

$$I_{cc} = \frac{I_n}{Z} \quad (4.3)$$

$$I_{cc} = \frac{204.8154A}{\frac{3.0}{100}} = 6827.18A \quad (4.4)$$

De acuerdo con [10], la siguiente es una fórmula para comparar el parámetro del punto de medición con la distorsión armónica medida.

$$Z_r = \frac{I_{cc}}{I_L} \quad (4.5)$$

En correspondencia con [21] y la norma CFE L0000-45 de calidad de energía, usamos la sugerencia de reemplazar la corriente de la carga por la nominal.

$$Z_r = 33.33 \quad (4.6)$$

Tabla 4.1: Distorsión armónica máxima permitida en corriente para baja, media y alta tensión hasta 69 kV

Impedancia relativa $Z_r(I_{cc}/I_L)$	Componente armónico individual máximo de corriente, para armónicas impares (CAIMC) %					Distorsión armónica total de demanda (DATD) %
	$h \leq 11$	$11 \leq h \leq 17$	$17 \leq h \leq 23$	$23 \leq h \leq 35$	$h \geq 35$	
$Z_r < 20$	4	2	1.5	0.6	0.3	5
$20 \leq Z_r < 50$	7	3.5	2.5	1	0.5	8
$50 \leq Z_r < 100$	10	4.5	4	1.5	0.7	12
$100 \leq Z_r < 1000$	12	5.5	5	2	1	15
$Z_r \geq 1000$	15	7	6	2.5	1.4	20

Como podemos ver en la Tabla 4.1, la impedancia relativa indica una distorsión armónica total de demanda de 8 %. Este parámetro nos permite comparar con la norma los datos de las mediciones realizadas.

En la Tabla 4.2 se muestran los límites de la distorsión armónica en voltaje. El parámetro de comparación es el voltaje del bus en el punto de medición. También incluye un límite máximo de magnitud para las componentes armónicas.

Tabla 4.2: Límites máximos de distorsión armónica total en tensión y de CAIMT en el punto de acometida.

Tensión kV	Componente armónico individual máximo de tensión (CAIMT) %	Distorsión armónica total de tensión (DATT) %
Menor de 1	6 %	8 %
de 1 a 35	5 %	6.5 %
Mayor de 35	2 %	3 %

4.2. Mediciones realizadas

Las mediciones del THD de voltaje (127 [V]) muestran valores muy bajos Figuras 4.1, 4.2 y 4.3. Estas mediciones son puntuales en una hora específica del día donde se identificó mayor distorsión armónica.

En la Figura 4.1 se muestran las magnitudes de las componentes armónicas en la fase A aproximadamente a las 2 de la tarde. Se elige ese momento del día puesto que es donde el tren de armónicos en la Figura 4.22 muestra un mayor nivel. Esta fase tiene una distorsión armónica de voltaje del 1.6 [%] por lo que se encuentra dentro de los límites establecidos en la norma.

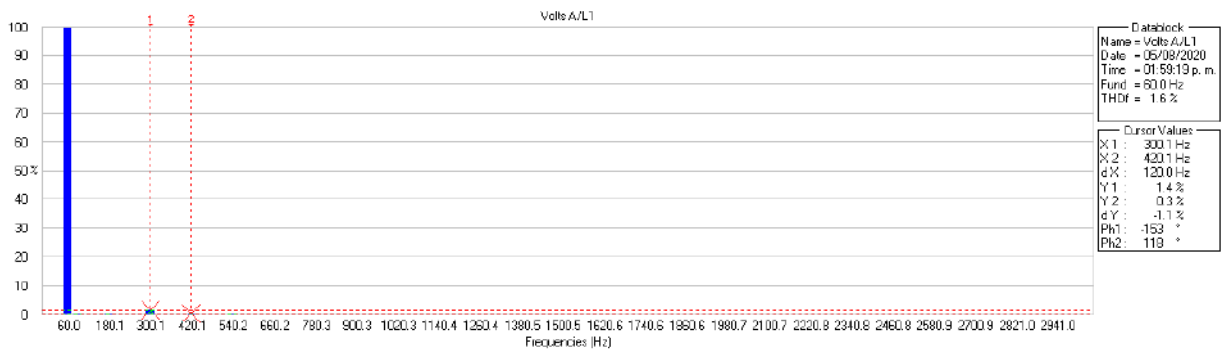


Figura 4.1: Distorsión armónica de voltaje en fase A.

Como se puede observar en la Figura 4.2 se muestran las magnitudes de las componentes armónicas en la fase B aproximadamente a las 2 de la tarde. Esta fase tiene una distorsión armónica de voltaje del 1.6 [%] por lo que se encuentra dentro de los límites establecidos en la norma. También tiene una distorsión armónica de 0.5 [%] en la séptima armónica que es mayor a la magnitud de la séptima armónica de la fase a de 0.3 [%]. Esto indica que dichas magnitudes no cambian mucho la distorsión armónica total.

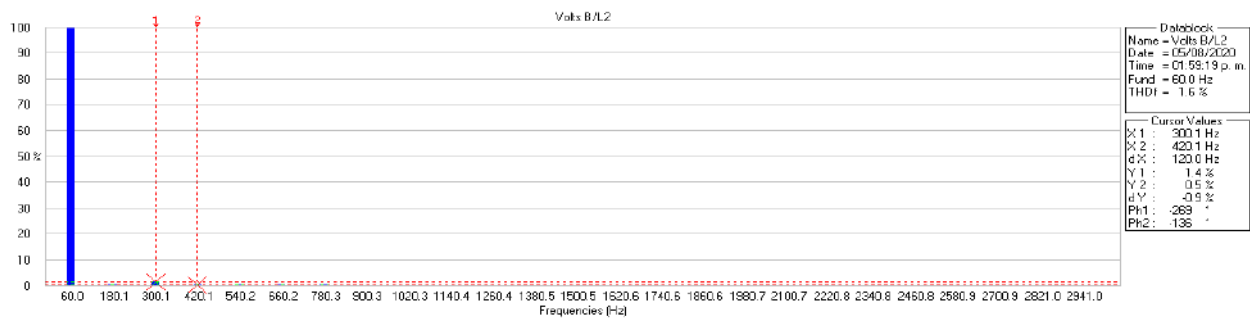


Figura 4.2: Distorsión armónica de voltaje en fase B.

En la Figura 4.3 se muestran las magnitudes de las 4 componentes armónicas presentes en la fase C. La distorsión armónica total de voltaje es 1.8 [%] por lo que se encuentra dentro de los límites de la norma. Estos datos fueron tomados a la misma hora que aquellos obtenidos en las otras fases. La distorsión armónica total presente en cada fase se encuentra dentro de la norma por lo que no tenemos problema con este parámetro.

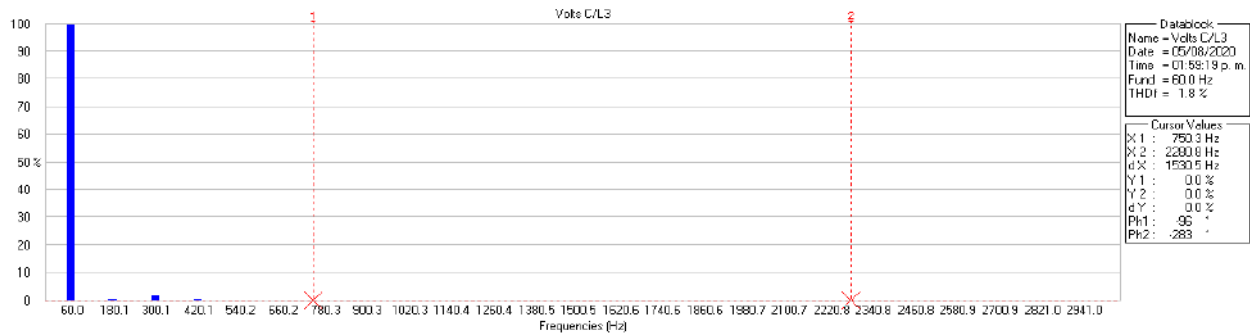


Figura 4.3: Distorsión armónica de voltaje en fase C.

La distorsión armónica de voltaje es un más elevada en el neutro, como se puede observar en la Figura 4.4, con un valor de 23 [%]. Las componentes de mayor magnitud son la tercera y la novena. Sin embargo, este es un problema ocasionado por la distorsión armónica presente en cada una de las fases.

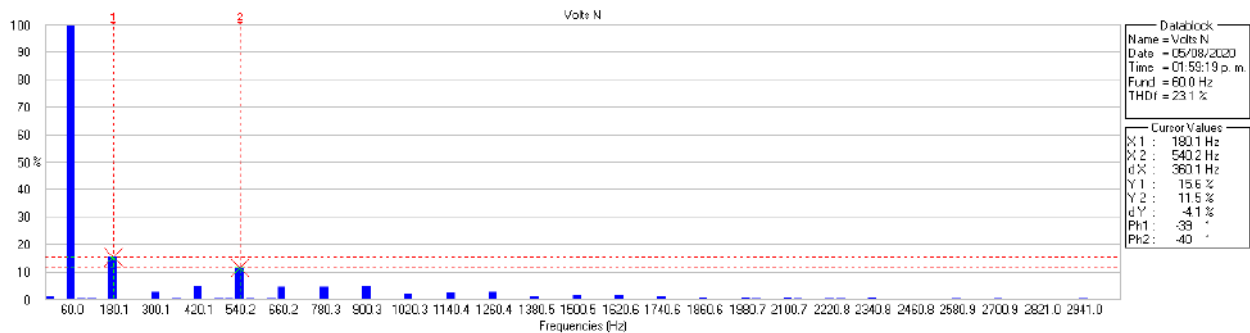


Figura 4.4: Distorsión armónica de voltaje en neutro.

Las mediciones de la distorsión armónica de corriente en las fases indican que existen problemas potenciales, ya que en cada fase y, sobre todo en el neutro, la THD es superior al 5 [%] ref[manual]. En las Figuras 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8 se muestran la tendencia de las componentes armónicas en cada fase y el neutro.

En la Figura 4.5 se muestra al frente la señal azul correspondiente a la distorsión armónica de corriente en la fase A. La distorsión armónica es más elevada alrededor del medio día todos los días. Esto puede ser debido al incremento de los usuarios en las instalaciones, siendo menor esta presencia durante la noche. Cabe mencionar que en estas fechas el aforo en las instalaciones era reducido.

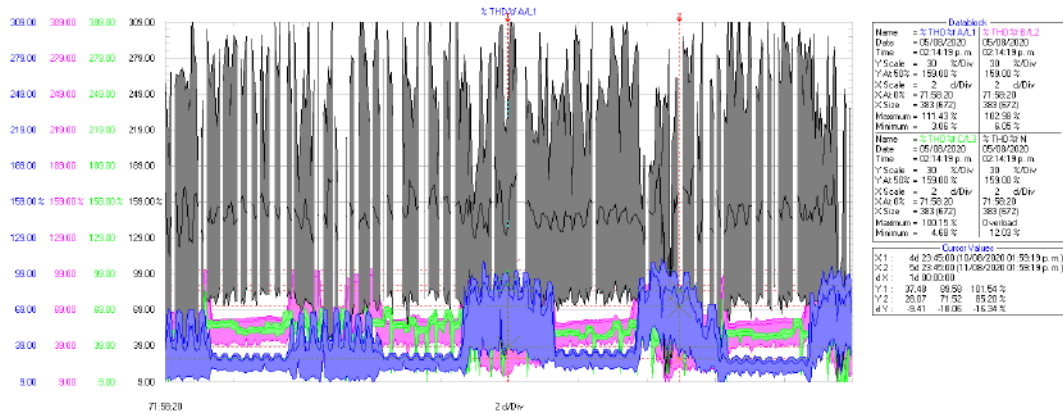


Figura 4.5: Distorsión armónica de corriente en fase A.

En la Figura 4.6 se muestra al frente la señal azul correspondiente a la distorsión armónica de corriente en la fase B. La distorsión armónica no es tan elevada como la fase A pero sin embargo es elevada por la mañana y por la tarde.

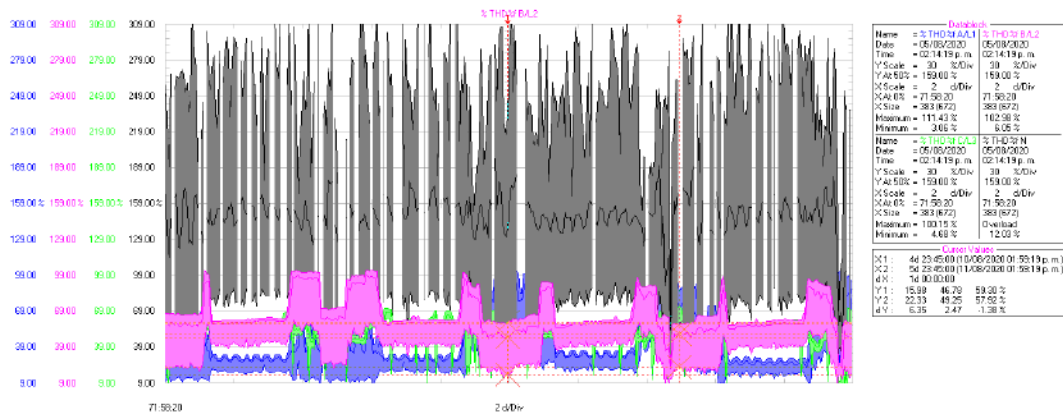


Figura 4.6: Distorsión armónica de corriente en fase B.

En la Figura 4.7 se muestra el tren de la distorsión armónica de la fase C en la señal verde. Como se puede observar, al medio día es muy variable esta distorsión, presentando picos importantes elevados aunque sin un patrón tan regular como en las otras fases. La variabilidad de este parámetro es un aspecto importante a la hora de elegir el filtro aplicado.

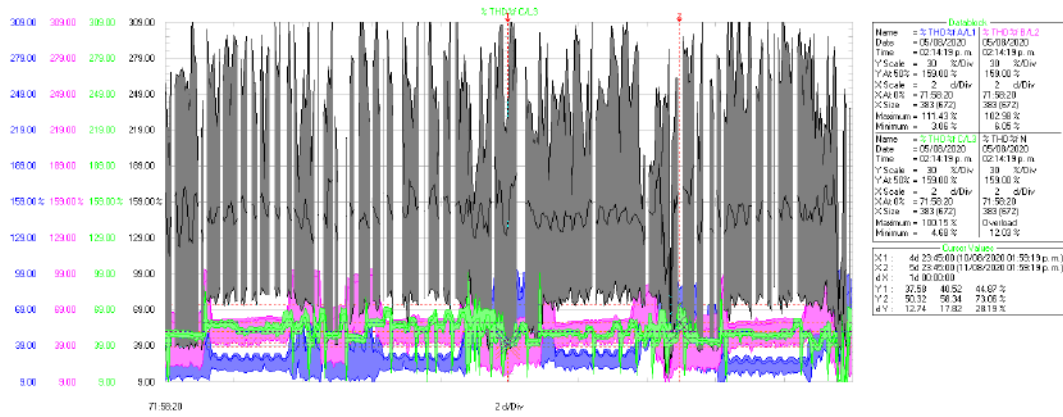


Figura 4.7: Distorsión armónica de corriente en fase C.

La distorsión en la corriente de cada una de las fases provoca una fuerte distorsión armónica en el neutro, como se observa en la Figura 4.8 señal gris oscuro. Esta distorsión es mucho más variable que en cualquiera de las fases. Esta señal no es continua en algunos puntos donde el analizador trifásico señala una sobrecarga. Esto puede abrir incluso un nuevo tema de estudio sobre el impacto de armónicos en el Neutro.

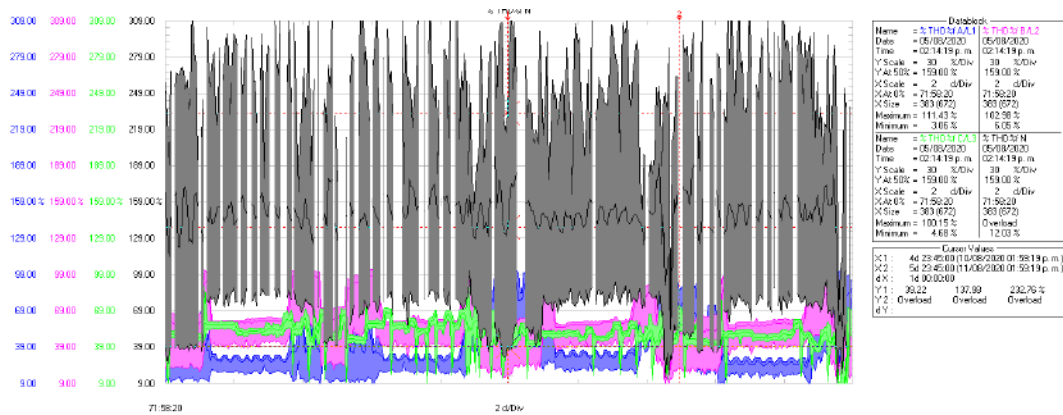


Figura 4.8: Distorsión armónica de corriente en neutro.

Para conocer las componentes causantes de la distorsión armónica de corriente, se obtuvieron las Figuras 4.9, 4.10, 4.11 y 4.12 correspondientes a las fases A, B, C y neutro respectivamente. Esta pantalla de barras muestra la magnitud y frecuencia de cada componente así como el porcentaje de distorsión que agregan.

En la Figura 4.9 Se muestran las magnitudes de las componentes armónicas de la fase A en porcentaje. Al pasar del dominio del tiempo a la frecuencia, se tomaron estas mediciones a la misma hora en la que se ubican los cursores en el tren de armónicos de las Figuras refthdAmpsA, 4.6, 4.7 y 4.8. Se puede apreciar que la THD es de 53.5 [%] y que la componente de mayor magnitud es la tercera. También es notorio que hay componentes de menor frecuencia que la fundamental.

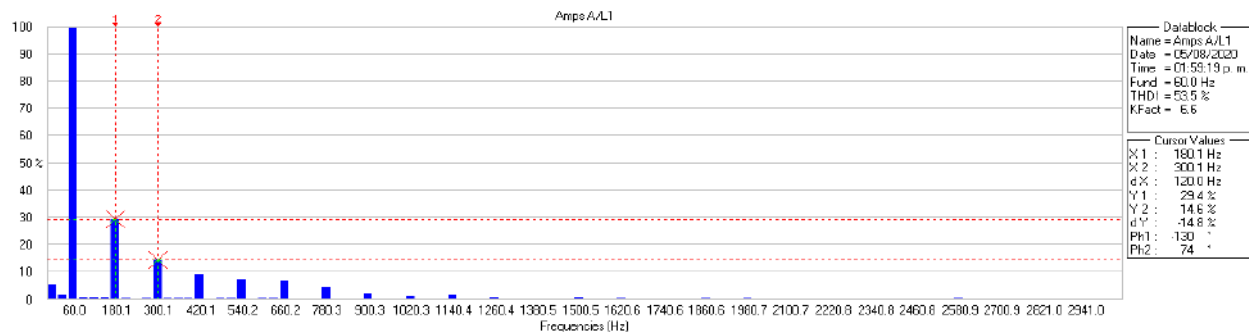


Figura 4.9: Componentes armónicas de corriente en fase A.

En la figura [4.10](#) se muestran las magnitudes de las componentes armónicas presentes en la fase B. La THD es la misma que en la fase A de 58.1 [%]. También vemos que existen corrientes con frecuencias menores a la fundamental.

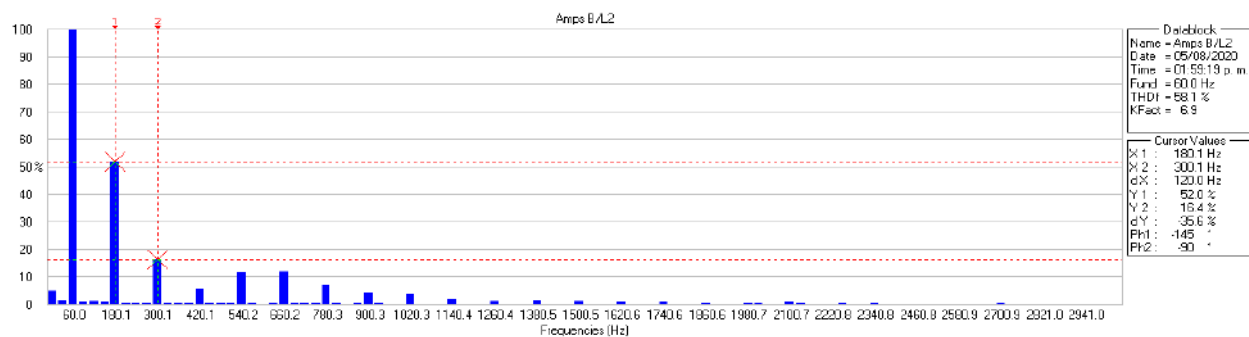


Figura 4.10: Componentes armónicas de corriente en fase B.

Finalmente, en la Figura [4.11](#) se presentan las magnitudes de las corrientes armónicas en la fase C. La distorsión armónica es de 54.3 [%]. La tercera y quinta armónica son de la misma magnitud. En este caso las corrientes de frecuencia menor a la fundamental son mayores que en la fase A y B.

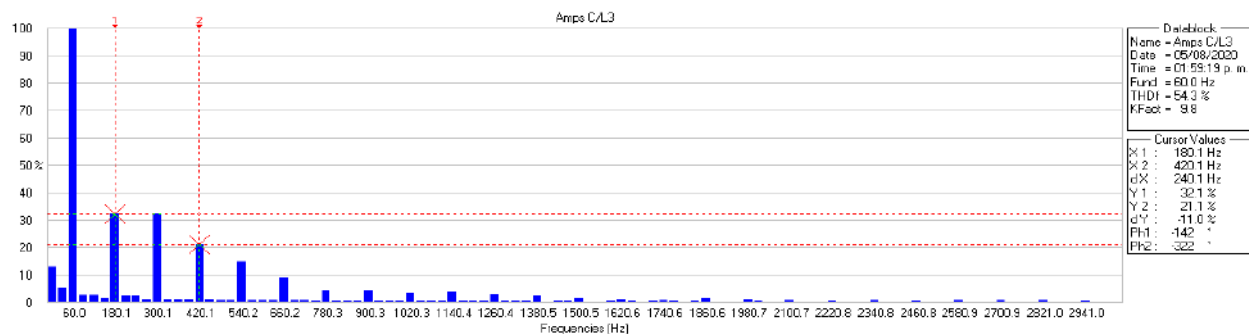


Figura 4.11: Componentes armónicas de corriente en fase C.

Las corrientes armónicas en el neutro mostradas en la Figura [4.12](#) indican que es muy alta la THD, de 200.3 [%]. La magnitud de la tercera armónica es incluso mayor a la fundamental, lo que puede llevar a un sobre dimensionamiento del neutro.

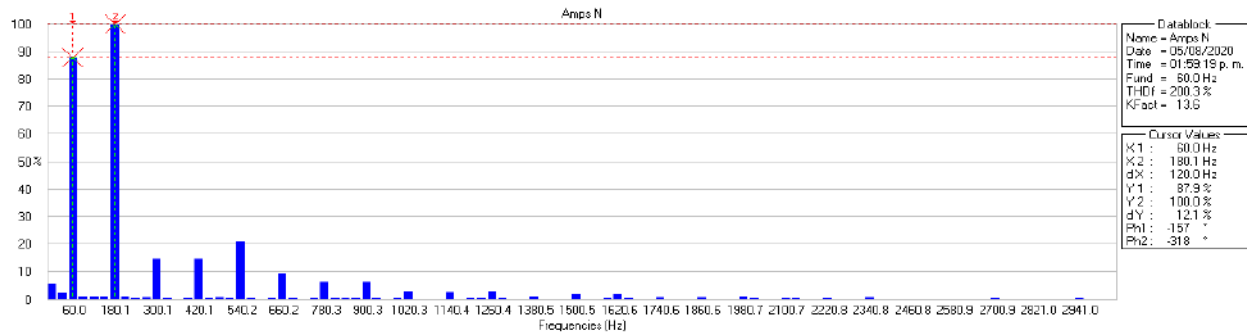


Figura 4.12: Componentes armónicas de corriente en neutro.

En la Tabla 4.3 se muestran los valores obtenidos con el Fluke 434. Consiste en la magnitud de las corrientes armónicas en porcentaje con respecto a la fundamental (60 [Hz]). En la fase B existen corrientes armónicas de mayor magnitud comparado con las otras fases. También es notorio señalar que la magnitud de las corrientes armónicas es diferente entre cada fase. En las ecuaciones 4.7, 4.8 y 4.9 se realiza el cálculo de la DATD. La fase B es la que tiene un el mayor índices de DATD, superior a la norma Tabla 4.1. Las fase A y C se encuentran por debajo de la norma.

Tabla 4.3: Corrientes medidas con el analizador de calidad de energía Fluke 434.

Corriente	Fase A	Fase B	Fase C
Ih0	5.3 %	4.8 %	12.9 %
Ih1	100.0 %	100.0 %	100.0 %
Ih2	0.7 %	1.0 %	2.7 %
Ih3	29.4 %	52.0 %	32.1 %
Ih4	0.2 %	0.2 %	2.2 %
Ih5	14.6 %	16.4 %	32.1 %
Ih6	0.2 %	0.2 %	1.1 %
Ih7	9.0 %	5.4 %	21.1 %
Ih8	0.2 %	0.2 %	0.7 %
Ih9	7.3 %	11.5 %	14.8 %
Ih10	0.2 %	0.2 %	0.6 %
Ih11	6.7 %	11.7 %	9.0 %
Ih12	0.1 %	0.2 %	0.7 %
Ih13	4.5 %	6.9 %	4.6 %
Ih14	0 %	0.1 %	0.5 %
Ih15	1.9 %	3.9 %	4.3 %

A continuación se calcula la DATD de cada una de las fases en porcentajes usando la ecuación 2.1.

DATD de la fase A.

$$FaseA = 100 * \frac{\sqrt{107.698}}{I_L} = 5.06 \% \quad (4.7)$$

DATD de la fase B.

$$FaseB = 100 * \frac{\sqrt{280.497}}{I_L} = 8.17\% \quad (4.8)$$

DATD de la fase C.

$$FaseC = 100 * \frac{\sqrt{23.17}}{I_L} = 2.35\% \quad (4.9)$$

La DATD en la fase B es mayor al límite que indica la norma CFE L0000-45 de calidad de energía en la Tabla [4.1](#). Las fases A y C se encuentran dentro de dicha norma.

4.3. Modelo de simulación

En la figura 4.13 se muestra la simulación de una red trifásica con cargas no lineales, se tiene una etapa de medición de corriente en las fases y en el neutro.

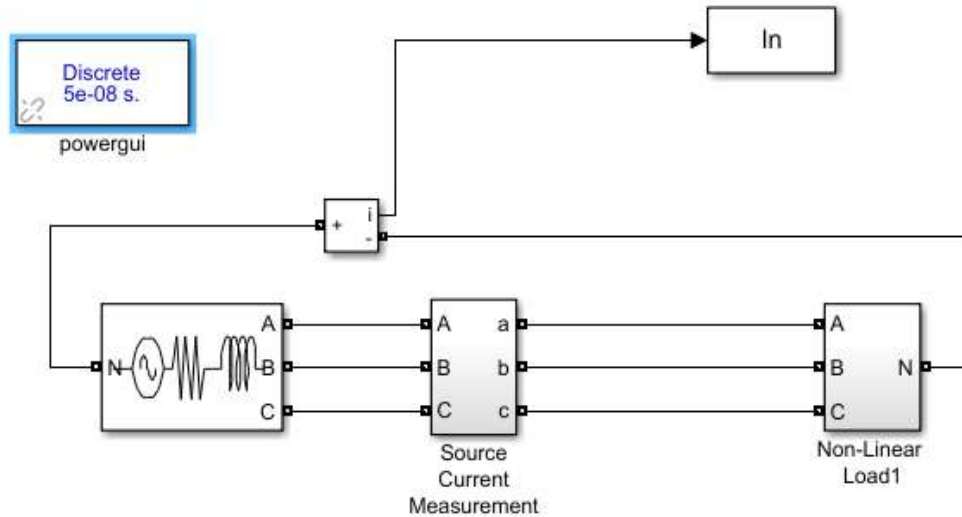


Figura 4.13: Modelo de cargas no lineales en una red trifásica.

Los parámetros para la simulación se muestran en la tabla 4.4. La configuración de la red es tipo Y, con un voltaje fase-fase de 220 V. Se agregan inductancias para cada fase con el fin de tener un factor de potencia menor a 1. También se puede apreciar que la carga en la fase B es la mayor, puesto que es la de mayor magnitud de corriente en las mediciones.

En la Tabla 4.4 se muestran los valores para los elementos usados en la simulación. Se agregan inductancias para considerar un factor de potencia entre 0.9 y 1. De esta manera se prueba el desempeño del filtro ante este parámetro presente en muchas redes eléctricas.

Tabla 4.4: Parámetros de la red

Parámetro	Valor	Unidades
Configuración	Yn	NA
Voltaje fase-fase (V_{rms})	220	Volts
Frecuencia	60	Hertz
Voltaje de diodo	2	Volts
Resistencia de carga fase A	17	Ohms
Resistencia de carga fase B	7	Ohms
Resistencia de carga fase C	14	Ohms
Inductancia de carga fase A	0.9	H
Inductancia de carga fase B	0.8	H
Inductancia de carga fase C	0.9	H

4.4. Componentes armónicas simuladas

La magnitud de las corrientes con frecuencias armónicas disminuye conforme la frecuencia aumenta, como se puede ver en las figuras [4.14](#), [4.15](#) y [4.16](#). Como podemos observar, la tercera armónica es la de mayor magnitud. Simulación de la fase A en Simulink Figura [4.14](#). Se observa una corriente de 8.256 con una THD de 48.05[%]. El modelo implementa un rectificador de dos brazos. Se prueba con una carga no lineal simple y por tanto con una rectificación que presenta picos debido al uso de diodos. Se observa que las magnitudes de las corrientes en porcentaje van en decremento. A pesar de las desventajas del diodo como rectificador, no presenta problemas de corriente menor a la fundamental.

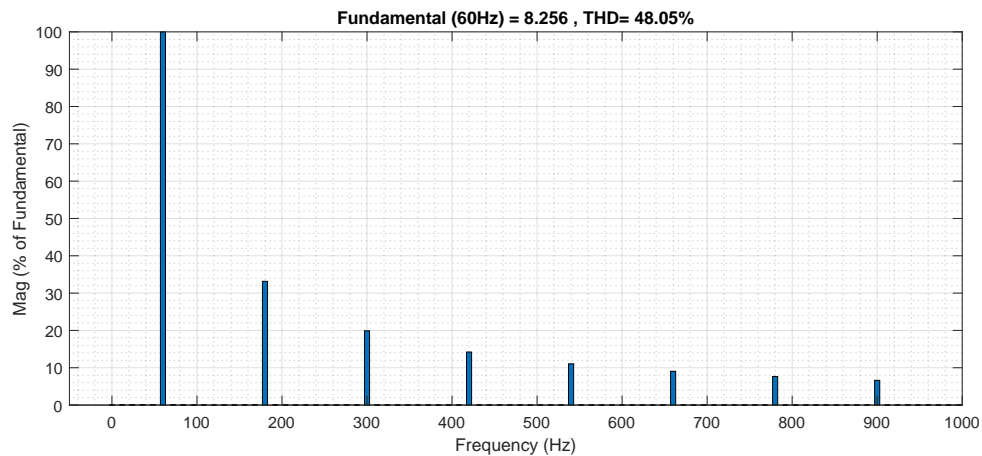


Figura 4.14: Distorsión armónica en fase A de la simulación

Simulación de la fase B en Simulink Figura 4.15. Con una corriente de 19.63 [%] la DATD es de 48.21 [%]. Se observa una distorsión armónica más elevada por lo que las cargas no lineales deben ser diferentes a las instaladas.

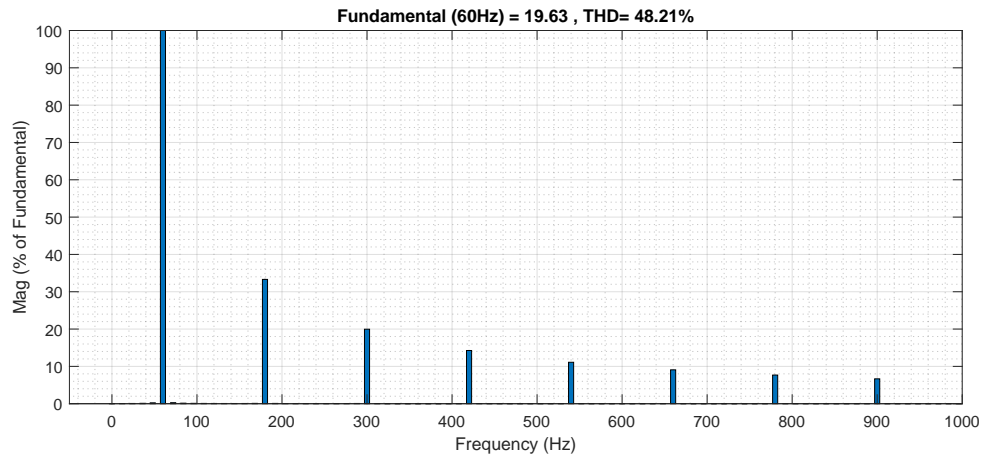


Figura 4.15: Distorsión armónica en fase B de la simulación

Simulación de la fase C en Simulink Figura 4.14. La DATD es de 48.09 [%] y de igual forma no presenta componentes menores a la corriente fundamental. Vemos que el desbalance de las cargas en las fases no influye mucho en este parámetro.

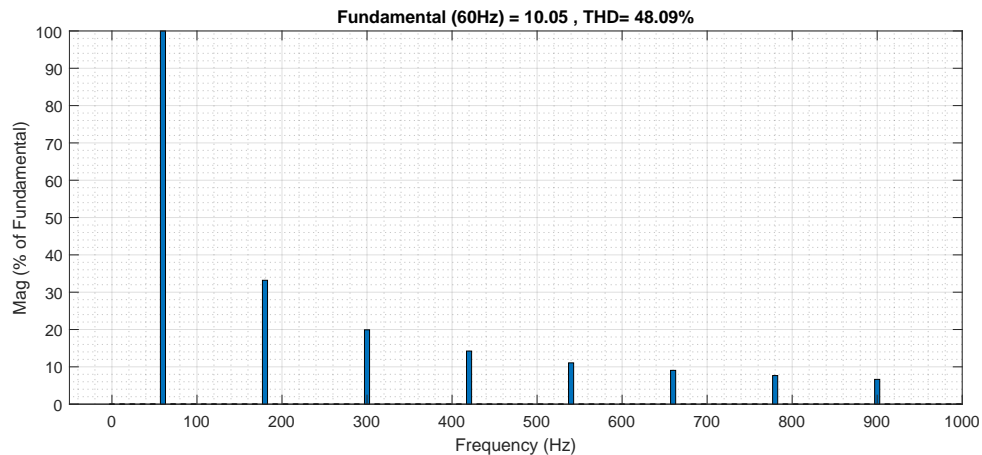


Figura 4.16: Distorsión armónica en fase C de la simulación

4.5. Corriente de compensación

Usando la transformada Clark ecuaciones 2.3, 2.4 y 2.5 calculamos la corriente real que consume la red (p). En la Figura 4.21 se observa p. Esta señal contiene la potencia no deseada causada por las corrientes armónicas Figura 4.17. Aplicando el filtro obtenido en la ecuación [ref] se reduce en un tanto por ciento la magnitud de dichas componentes Figura 4.17.

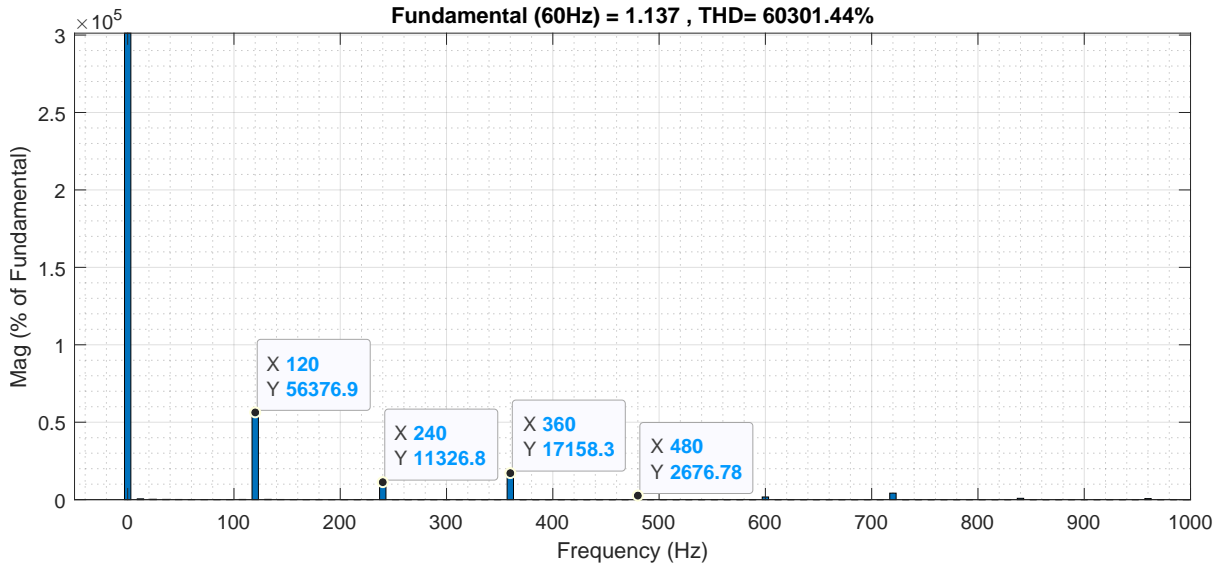


Figura 4.17: Espectro de frecuencia de la potencia disipada por el sistema en el marco de referencia $\alpha\beta 0$.

4.5.1. Filtro

La función de transferencia normalizada del filtro butterworth pasa-bajas de segundo orden es de la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 1.414s + 1} \quad (4.10)$$

sustituyendo s con (s/ω_n) obtenemos la ecuación con frecuencia de corte dada por ω_n

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 1.414\left(\frac{s}{\omega_n}\right) + 1} \quad (4.11)$$

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 1.414\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.12)$$

Considerando la frecuencia de corte en una década que se quiere antes a la frecuencia que se quiere atenuar (10Hz), este filtro tiene una caída de 40 dB por década, debido a que su función de transferencia tiene dos polos iguales. La respuesta en frecuencia para la magnitud y ángulo de fase se muestra en la figura [4.18](#).

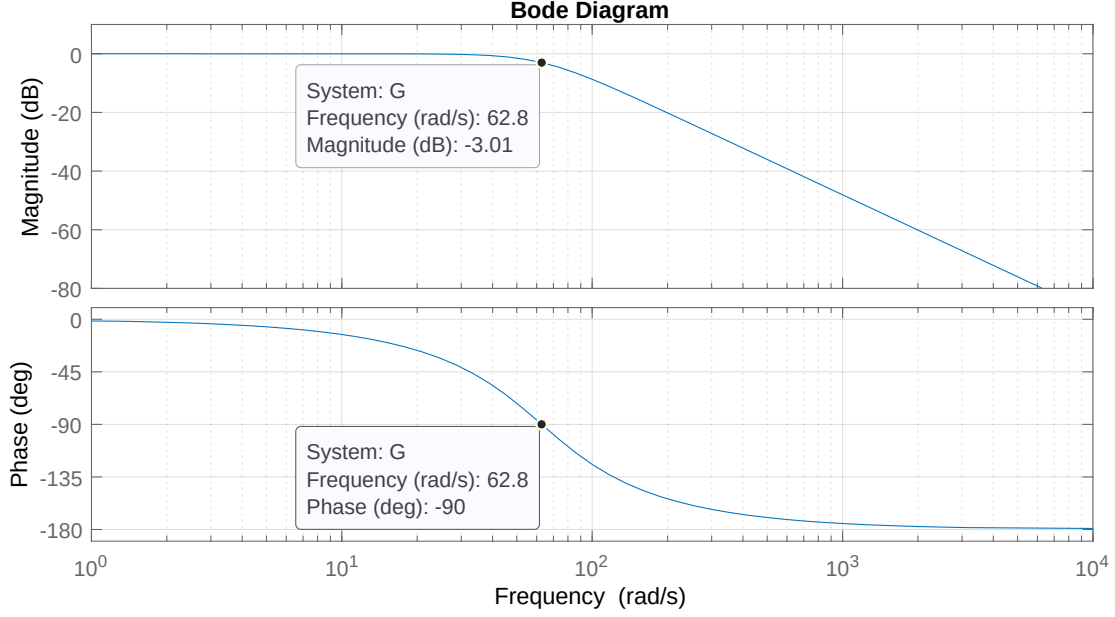


Figura 4.18: Respuesta en frecuencia del filtro.

La frecuencia de corte puede cambiarse en cualquier momento para asegurar la estabilidad del filtro o para diferentes componentes que se quieran atenuar.

Usando la aproximación de derivadas con la fórmula backward difference para obtener el filtro IIR.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (4.13)$$

La planta $G(z)$ es equivalente a la división de la salida $Y(z)$ entre $X(z)$
Sustituyendo.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\omega_n^2}{\left(\frac{1-z^{-1}}{T}\right)^2 + 1.414\omega_n\left(\frac{1-z^{-1}}{T}\right) + \omega_n^2} \quad (4.14)$$

Simplificando.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{T^2\omega_n^2}{z^{-2} + (1.414T\omega_n - 2)z^{-1} + T^2\omega_n^2 + 1 + 1.414T\omega_n} \quad (4.15)$$

Los raíces en el plano z de la ecuación [4.15](#) son los siguientes:

$$z_1 = 0.8744 + 0.3879i, \quad z_2 = 0.8744 - 0.3879i \quad (4.16)$$

La implementación en software del filtro usando la aproximación de derivadas reduce la magnitud de las componentes de frecuencias no deseadas en un 40.2[%], como se muestra en la Figura [4.19](#).

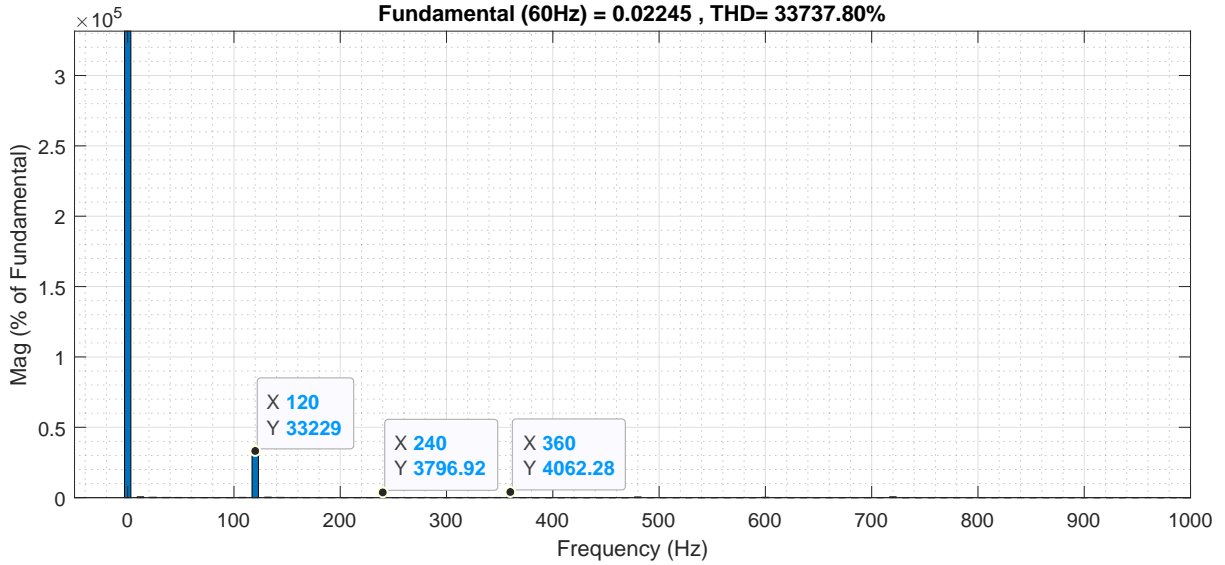


Figura 4.19: Espectro de frecuencia de la potencia filtrada en el marco de referencia $\alpha\beta 0$, filtro obtenido con método de aproximación de derivadas.

Al probar con la herramienta Simulink, el filtro discreto tiene una respuesta parecida al momento de filtrar señales que el de tiempo continuo. El método usado tiene la ventaja de no complicar mucho las ecuaciones para la simplificación algebraica, algo que nos preocuparía cuando el orden del filtro es más grande. En este caso, al ser de un orden bajo, se prueba el método de Tustin también.

La transformación del filtro anterior al dominio z se hace mediante la siguiente sustitución:

$$s = \frac{2z - 1}{Tz + 1} \quad (4.17)$$

Sustituyendo:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\omega_n^2}{\left(\frac{2z-1}{Tz+1}\right)^2 + 1.414\omega_n\left(\frac{2z-1}{Tz+1}\right) + \omega_n^2} \quad (4.18)$$

Simplificando:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{(z^2 + 2z + 1)T^2\omega_n^2}{z^2(T^2\omega_n^2 + 2.828T\omega_n + 4) + z(2T^2\omega_n^2 - 8) + (T^2\omega_n^2 - 2.828T\omega_n + 4)} \quad (4.19)$$

Este último diseño presenta buena respuesta en frecuencia y similar a su contraparte analoga. Las raíces de este filtro en la ecuación 4.20 muestran que es estable en el dominio z , aunque es de una complejidad más alta por el número de términos de la sustitución.

$$z_1 = 0.9556 + 0.0425i, \quad z_2 = 0.9556 - 0.0425i \quad (4.20)$$

La implementación en software del filtro con el método Tustin ofrece una atenuación aproximadamente del 84 [%], el doble comparado con el método de aproximación de derivadas.. Como vemos en la figura 4.20 sólo es apreciable la primer armónica con respecto a 60 Hz y la potencia real, además de tener una menor magnitud que la obtenida en la Figura 4.19

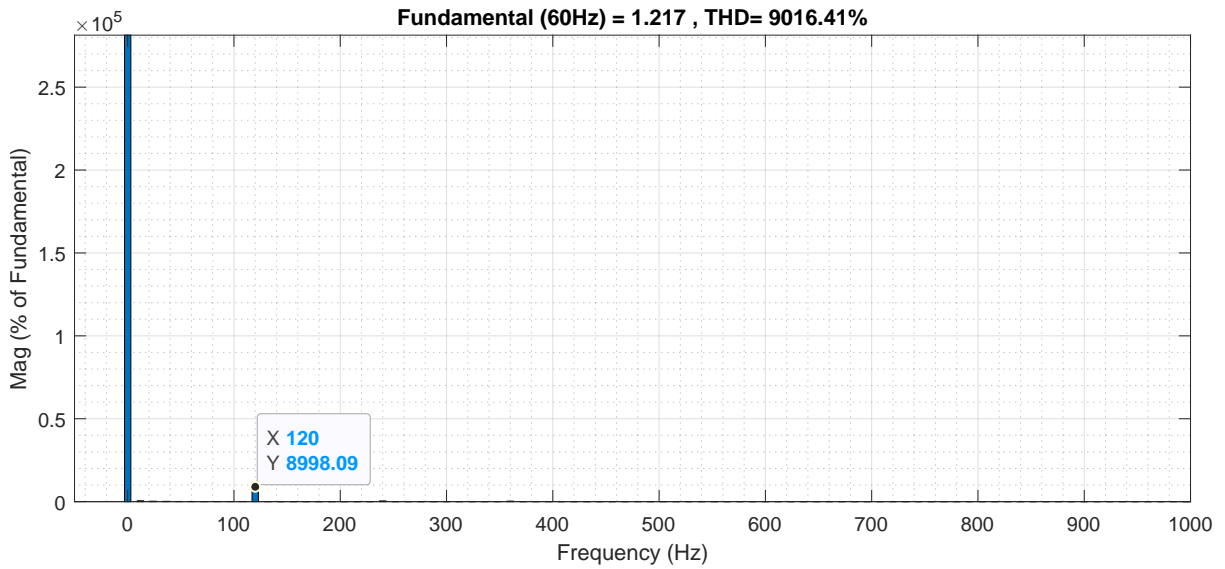


Figura 4.20: Espectro de frecuencia de la potencia filtrada en el marco de referencia $\alpha\beta 0$, filtro obtenido con método de Tustin.

La distorsión armónica total de corriente en cada fase es mejor con el filtro obtenido por el método Tustin. Por lo que se prefiere para continuar con la implementación en hardware mediante cosimulación con modelsim. En la figura 4.21 se muestra en la señal azul el filtro por software y en la señal naranja el filtro con la cosimulación. vemos que en tiempo estacionario se aproximan bastante al punto de no ver a simple vista una diferencia.

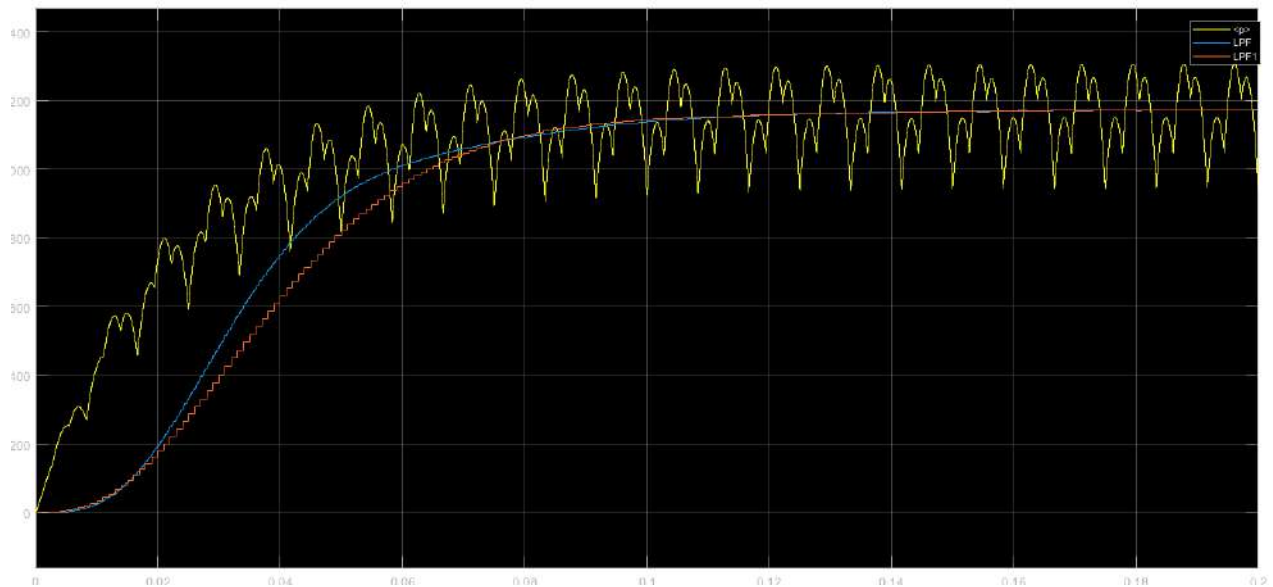


Figura 4.21: Comparación de la potencia sin filtrar, filtro en el dominio z y co-imulación del filtro.

Una vez conectado el filtro al modelo de la figura 4.13 se simula.

4.6. Reducción de la distorsión armónica en la corriente

En las Figuras 4.22, 4.23 y 4.24 se muestran los valores de distorsión armónica total de corriente obtenidas luego de la implementación del filtro.

En la Figura 4.22 se observa que se reducen las componentes armónicas hasta alrededor del 0.2 [%]. Lo cual impacta mucho en el cálculo de la DATD. Sin embargo, se incrementan las frecuencias cercanas a la corriente fundamental. Esto por la estrategia del control y la etapa inversora que inyecta la corriente de compensación a la red eléctrica. La THD se reduce hasta el 4.75 [%].

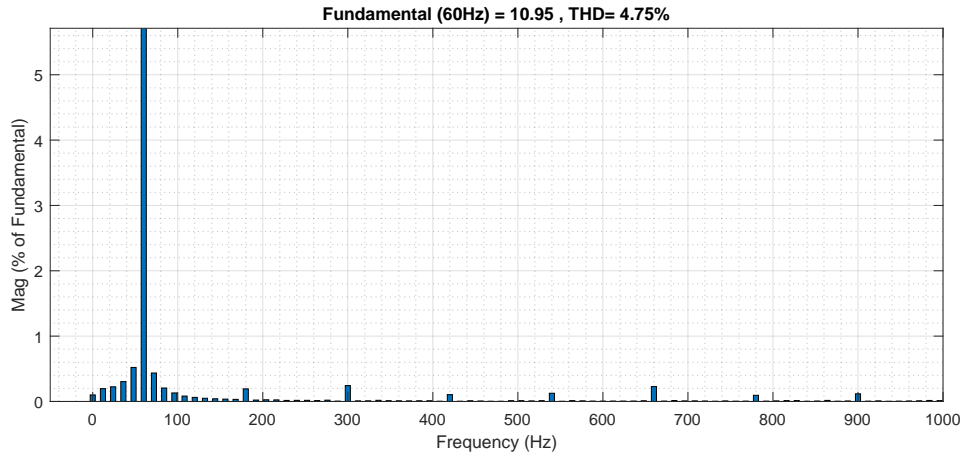


Figura 4.22: Distorsión armónica total en la fase A.

En la Figura 4.23 se observa que se reducen las componentes armónicas hasta menos del 0.6 [%] para la tercer armónica, siendo esta la mayor. La THD también se reduce hasta el 5.27 [%]. Al igual que en la fase A, aparecen nuevas componentes de corriente muy cercanas a la corriente fundamental.

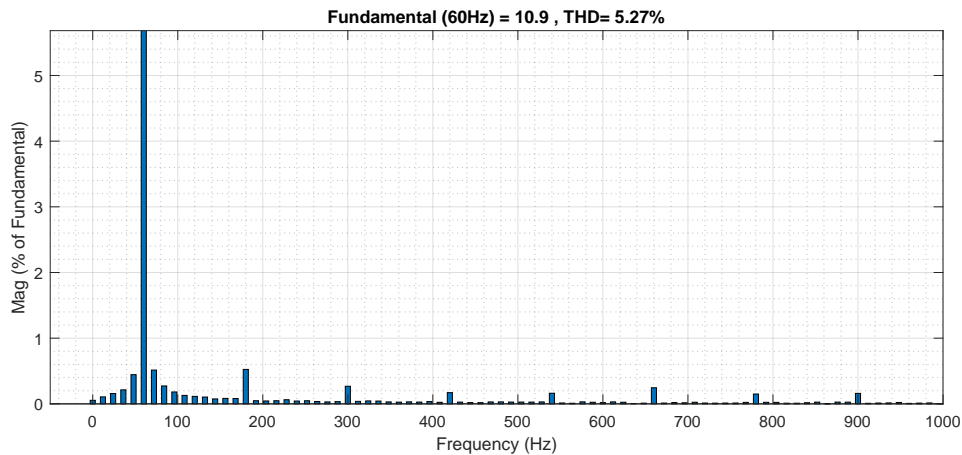


Figura 4.23: Distorsión armónica total en la fase B.

En la Figura 4.24 se observa que se reducen las componentes armónicas hasta menos del 0.4

[%] para la tercer armónica, siendo esta la mayor. La THD también se reduce hasta el 5.06 [%] y con corrientes de frecuencias cercanas a la fundamental.

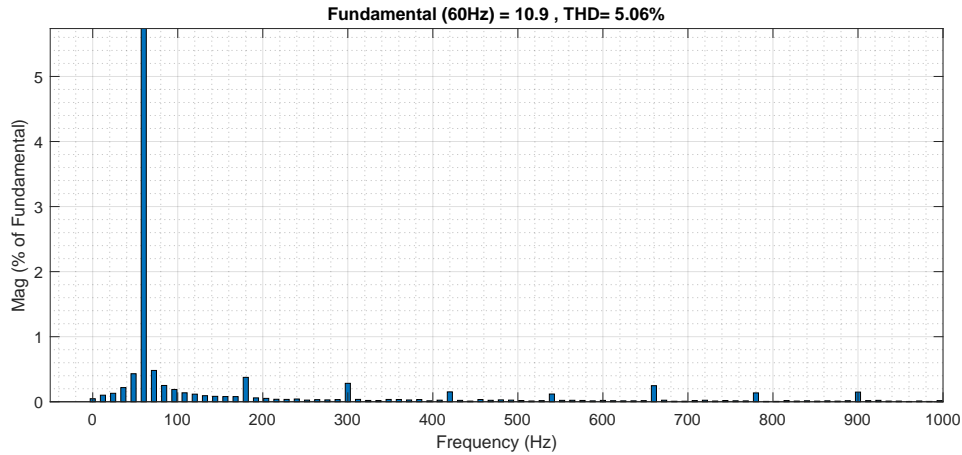


Figura 4.24: Distorsión armónica total en la fase C.

Las figuras anteriores corresponden a la supresión de armónicos con carga balanceada en las tres fases. A continuación se muestran los resultados con cargas desbalanceadas, similares a las obtenidas en las mediciones. Las armónicas se reducen menos que en caso de cargas balanceadas comparado con las no balanceadas.

En la Figura 4.25 se observa que se reduce la tercer armónica hasta el 1.4 [%]. La THD es de 4.06 [%] debido a la menor magnitud de las componentes no armónicas cercanas a la fundamental.

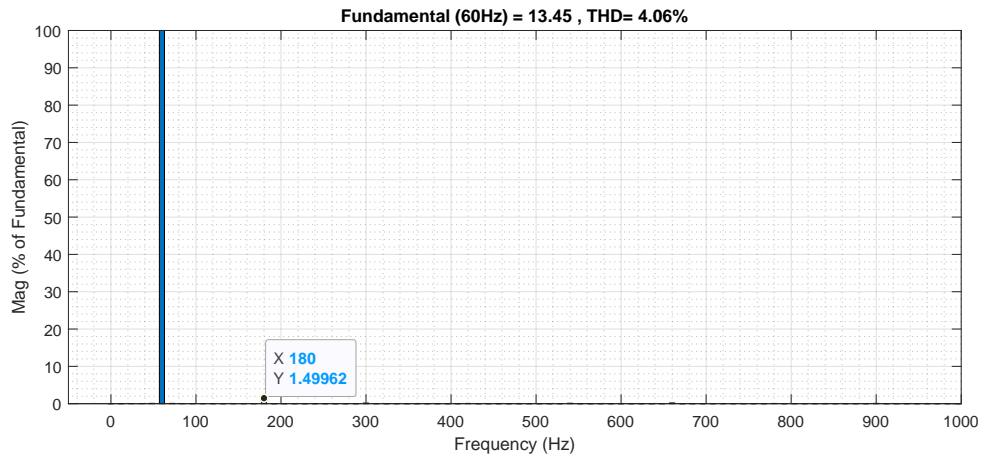


Figura 4.25: Distorsión armónica total en la fase A.

En la Figura 4.26 se muestran las componentes armónicas de la fase B. A pesar de que esta es la que contiene mayor corriente sin filtro, se iguala a las otras con lo que no se nota el desbalance. Sin embargo, la distorsión armónica es mayor que la fase A.

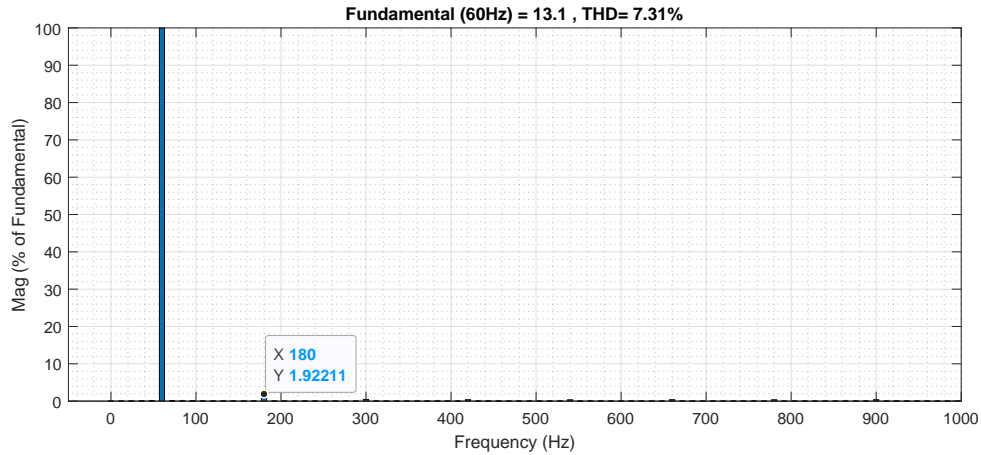


Figura 4.26: Distorsión armónica total en la fase B.

En la Figura 4.24 se observa que se reduce la tercer armónica hasta el 1.67 [%]. Esta fase tiene una carga similar a la fase A y la reducción del THD es de similar magnitud que la fase A.

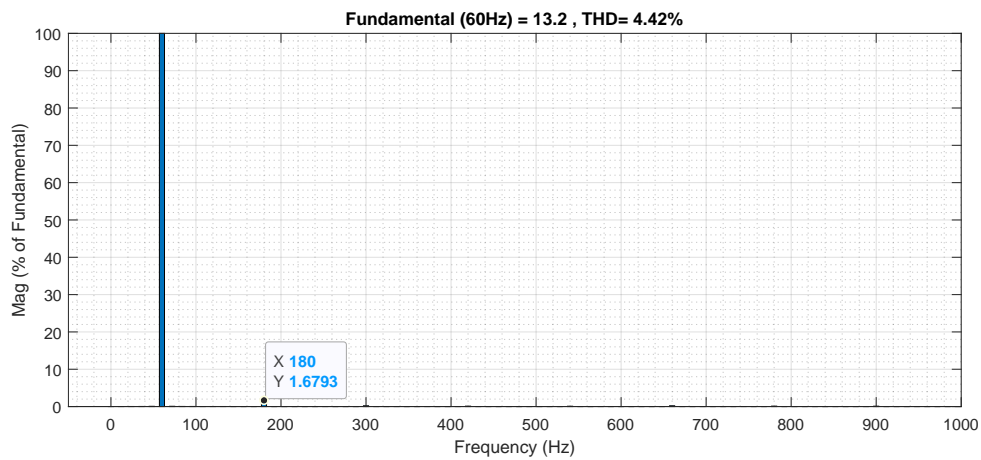


Figura 4.27: Distorsión armónica total en la fase C.

La comparación de la simulación con carga y sin carga demuestra que no hay mucha diferencia en cuanto a la THD en cada fase a pesar del desbalance de las fases.

4.7. Trabajo futuro

Procesamiento de la potencia instantánea para mejorar la corriente de compensación calculada así como mejorar el factor de potencia. Diseñar una tarjeta para adquisición de datos de la red eléctrica y procesarlos. Elaborar un sistema de control para un convertidor trifásico que genere la corriente de compensación.

Conclusiones

Las mediciones indican que existe una fuerte distorsión armónica en la red trifásica del transformador, lo cual indica una fuerte presencia de armónicas debido a las cargas no lineales que alimenta. El comportamiento de la distorsión armónica de corriente es variante en el tiempo, siendo de mayor magnitud en el día. El análisis de la red trifásica para medir la distorsión armónica total en el dominio de la frecuencia nos permitió apreciar el efecto de aplicar el filtro a la red trifásica, ya que es visible el cambio de la corriente que la fuente proporciona a la red.

Una red eléctrica trifásica aumenta el valor de la distorsión armónica en cada fase, tanto mayor sea la corriente que circula en una fase. Aún con la aplicación del filtro a la red, la distorsión armónica con respecto a otras fases, es mayor en donde hay menor carga. La implementación de un filtro activo paralelo en simulación disminuye enormemente la distorsión armónica total de corriente en cada fase.

La distorsión armónica es mayor en la fase que tiene menor impedancia de carga, por tanto es muy importante que sean balanceadas para obtener resultados mejores. La compensación de la corriente para alimentar cargas no lineales por la parte no inversora tiene un tiempo de respuesta que varía conforme a la corriente que necesita dicha fase; tanto más corriente demande, mayor tiempo de respuesta se necesitará.

Dado que el periodo de muestreo se fijó en 1 [kHz], la mayor componente armónica medida es la séptima, con frecuencia de 490 [Hz]. Los filtros IIR, a pesar de consumir generalmente más recursos que las estructuras FIR recursivos son mejor opción en cuanto a la velocidad de procesamiento. La respuesta en el dominio del tiempo del filtro IIR es diferente al presentado por el software, sin embargo no representa una limitante puesto que el periodo de muestreo para la adquisición de señales en una fpga puede cambiarse. Ya que el diseño depende del tiempo de muestreo, el método aquí presentado facilita este tipo de cambio de parámetros para diferentes casos de estudio.

Bibliografía

- [1] J.R. Johnson. “Managing harmonics and resonance with active harmonic filters in an offshore ring main oil field”. En: *2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power*. IEEE, sep. de 2008. DOI: [10.1109/ichqp.2008.4668749](https://doi.org/10.1109/ichqp.2008.4668749).
- [2] I.F. Gonos, M.B. Kostic y F.V. Topalis. “Harmonic distortion in electric power systems introduced by compact fluorescent lamps”. En: *PowerTech Budapest 99. Abstract Records. (Cat. No.99EX376)*. IEEE, 1999. DOI: [10.1109/ptc.1999.826727](https://doi.org/10.1109/ptc.1999.826727).
- [3] Arturo abundis couoh. “Causas y efectos de armónicos en sistemas eléctricos de potencia”. Tesis de mtría. Universidad Autónoma de México, 2016.
- [4] Sasa Vlahinic, Dalibor Brnobic y Nino Stojkovic. “Indices for Harmonic Distortion Monitoring of Power Distribution Systems”. En: *2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. IEEE, mayo de 2008. DOI: [10.1109/IMTC.2008.4547072](https://doi.org/10.1109/IMTC.2008.4547072).
- [5] Waseem Abbas y Muhammad A. Saqib. “Effect of Nonlinear Load Distributions on Total Harmonic Distortion in a Power System”. En: *2007 International Conference on Electrical Engineering*. IEEE, abr. de 2007. DOI: [10.1109/ICEE.2007.4287356](https://doi.org/10.1109/ICEE.2007.4287356).
- [6] Charles Alexander. *Fundamentos de circuitos eléctricos*. Ed. por McGraw-Hill Interamericana. 3.^a ed. Vol. 1. México Bogota: McGraw-Hill, 2006. ISBN: 970105606X.
- [7] Tattamangalam Padmanabhan. *Industrial instrumentation : principles and design*. London New York: Springer, 2000. ISBN: 9781447104513.
- [8] Alan Oppenheim. *Tratamiento de señales en tiempo discreto (3a. ed.* Madrid: Pearson Educación, 2011. ISBN: 9788483228043.
- [9] Virginia Bueno. *Análisis de Fourier : apuntes (2a. ed.* México, D.F: Instituto Politécnico Nacional, 2010. ISBN: 9781449224127.
- [10] Dzib Jiménez Sergio y col. “Simulación de armónicos en matlab”. En: *Revista de Análisis Cuantitativo y Estadístico* 4.10 (mar. de 2017), págs. 15-25.
- [11] J. L. Tellez y Eliab Emmanuel Vega Ruiz. “Dimensionamiento y especificación de un filtro de armónicas para un parque eólico.” En: 2017.
- [12] Ahmed Faheem Zobaa y Shady Hossam Eldeen Abdel Aleem. “A New Approach for Harmonic Distortion Minimization in Power Systems Supplying Nonlinear Loads”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10.2 (mayo de 2014), págs. 1401-1412. DOI: [10.1109/TII.2014.2307196](https://doi.org/10.1109/TII.2014.2307196).

- [13] Jorge blancas nuñez. “Diseño y construcción de un filtro supresor de armónicos para la línea eléctrica.” En: *Simposio de Metrología*. 2004.
- [14] Carlos Camargo B. Alexander Jiménez T. John Cortés R. “Teoría de control pq para un compensador activo de armónicos implementada en una FPGA”. En: *Ingenium Revista De La Facultad De ingeniería*, 13(25), 62–70 (2012). DOI: <https://doi.org/10.21500/01247492.1308>.
- [15] Odair Augusto Trujillo Orozco. “Compensación de corriente usando filtro activo de potencia en derivación para fuentes de armónicas de tensión”. Tesis de mtría. Universidad Nacional de Colombia, 2015.
- [16] Márquez Gutiérrez Miguel Arturo. “Metodología para el diseño y la implementación de filtros digitales IIR”. Tesis de mtría. Universidad Autónoma de Querétaro, 2020.
- [17] R. Mahanty. “Indirect current controlled shunt active power filter for power quality improvement”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 62 (2014), págs. 441-449. ISSN: 0142-0615. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.05.002>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061514002737>.
- [18] Christian Washington Cruz Navarrete, Sífifo Falcones Zambrano e Iván Fernando Vaca Criollo. “Diseño y simulación del control de un filtro activo monofásico paralelo”. En: 2013.
- [19] Yap Hoon y col. “Shunt Active Power Filter: A Review on Phase Synchronization Control Techniques”. En: *Electronics* 8.7 (2019). ISSN: 2079-9292. DOI: [10.3390/electronics8070791](https://doi.org/10.3390/electronics8070791). URL: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/7/791>.
- [20] Edson H. Watanabe, Maurício Aredes e Hirofumi Akagi. “The p-q theory for active filter control: some problems and solutions”. en. En: *Sba: Controle & Automação da Sociedade Brasileira de Automatica* 15 (mar. de 2004), págs. 78-84. ISSN: 0103-1759. URL: http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592004000100010&nrm=iso.
- [21] Rosas García Ernesto, Villalobos Fuentes Carlos Aristides y Gómez Ávila Yael Osmar. *Cálculo y estimación económica para la instalación de un banco de capacitores en empresas papeleras*. Inf. téc. Instituto Politécnico Nacional, 2019.

Anexos

A.1. Programa en MATLAB

```

    %Ecuación analógica
fc=10;
wc=2*pi*fc;
T=0.001;

%%Función de transferencia en tiempo continuo
G=tf([wc.^2],[1 1.414*wc wc.^2]);
%Polinomios de función de transferencia continua
%ceros
at=wc.^2;
%Polos
bt=[1 1.414*wc wc.^2];
%Comprobación de los polos
%bode(G)

%%Polinomios de función de transferencia discreta método tustin
%zeros
a=[T.^2*wc.^2 2*T.^2*wc.^2 T.^2*wc.^2];
%poles
b=[(T.^2*wc.^2+2*1.414*T*wc+4) (2*T.^2*wc.^2-8) (T.^2*wc.^2-2*1.414*T*wc+4)];

%%Polinomios de función de transferencia discreta método tustin
%zeros
a_bd=[T.^2*wc.^2 0 0];
%poles
b_bd=[(T.^2*wc.^2+1+1.414*T*wc) (1.414*T*wc-2) 1];

%Comprobación del círculo unitario z
r=roots(b)
abs(r)

```

```

%%z-1
az=[T.^2*wc.^2 2*T.^2*wc.^2 T.^2*wc.^2];
bz=[(T.^2*wc.^2+2*1.414*T*wc+4) (2*T.^2*wc.^2-8) (T.^2*wc.^2-2*1.414*T*wc+4)];

az_bd=[T.^2*wc.^2];
bz_bd=[1 (1.414*T*wc) (T.^2*wc.^2-1+1.414*T*wc)];

%%CoeficientesPordefecto dela simulación
asz=[2.61319766069688e-06,1.03220890220108e-05,2.54833591692978e-06]
bsz=[1,-2.94973451762717,2.90072440822816,-0.950974406978391]
%%Cálculo de coeficientes para la ecuación de diferencias
C1 = (T.^2*wc.^2)/(T.^2*wc.^2+2.828*T*wc+4)
C2 = 2*(T.^2*wc.^2)/(T.^2*wc.^2+2.828*T*wc+4)
C3 = (T.^2*wc.^2)/(T.^2*wc.^2+2.828*T*wc+4)
C4 = (2*T.^2*wc.^2-8)/(T.^2*wc.^2+2.828*T*wc+4)
C5 = (T.^2*wc.^2-2.828*T*wc+4)/(T.^2*wc.^2+2.828*T*wc+4)

```

A.2. Código principal de implementación en VHDL

```
Library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use IEEE.numeric_std.all;

Entity LPF_B2 is
port(
RST  : in  std_logic;
CLK  : in  std_logic;
STR  : in  std_logic;
XIN  : in  std_logic_vector(15 downto 0);
YOUT : out std_logic_Vector(55 downto 0)
);
end LPF_B2;

Architecture Structural of LPF_B2 is

Component latch_1 is
port(
RST: in std_logic;
CLK: in std_logic;
SET: in std_logic;
CLR: in std_logic;
QOUT: OUT std_logic
);
end component;

Component Counter is
generic(buswidth:integer :=10);
port(
RST: in std_logic;
CLK: in std_logic;
INC: in std_logic;
CNT: OUT std_logic_vector(buswidth-1 downto 0)
);
end component;

Component Countdown is
generic(preset : integer:=10);
port(
RST: in std_logic;
CLK: in std_logic;
DEC: in std_logic;
```

```
RDY: out std_logic
```

```
);  
end component;
```

```
Component LoadRegister is  
generic(busWidth : integer := 0);  
port(  
RST : in std_logic;  
CLK : in std_logic;  
LDR : in std_logic;  
DIN : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DOUT : out std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0)  
);  
end component;
```

```
Component CoefficientROM is  
port(  
SEL : in std_logic_vector(2 downto 0);  
DOUT : out std_logic_vector(31 downto 0)  
);  
end Component;
```

```
Component MUXTOL is  
generic(busWidth : integer := 8);  
port(  
DIN0 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN1 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN2 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN3 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN4 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN5 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN6 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
DIN7 : in std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0);  
SEL : in std_logic_vector(3 downto 0);  
DOUT : out std_logic_vector(busWidth - 1 downto 0)  
);  
end component;
```

```
component Mp8 is  
port(  
RST : in std_logic;
```



```

CLK : in std_logic;
ENI : in std_logic;
--ENO : out std_logic;
CNT : out std_logic_vector(2 downto 0)
);
end component;

signal ENA, EOC: std_logic;
signal SEL : std_logic_vector(2 downto 0);
signal CK0, CK1, CK2, CK3, CK4: std_logic_vector(15 downto 0);
signal RET: std_logic_Vector(55 downto 0);

signal QMUX : std_logic_vector(31 downto 0);
signal XMUX : std_logic_vector(15 downto 0);
signal MULT : std_logic_vector(47 downto 0);
signal EMULT : std_logic_vector(55 downto 0);
signal RSUM : std_logic_vector(55 downto 0);
signal ACCU : std_logic_vector(55 downto 0);

begin
--Concurrent sentences-----
MULT <= std_logic_vector(signed(QMUX)*signed(XMUX));
EMULT <= std_logic_vector(resize(signed(MULT),56));
RSUM <= std_logic_vector(signed(EMULT)+signed(ACCU));

with SEL select XMUX <= CK1 when "001", CK2 when "010", CK3 when "011", CK4 when "100", CK0 wh

--Component instances-----
U00: latch_1      port map(RST, CLK, STR, EOC, ENA);
U01: Counter     generic map(3) port map(ENA, CLK, '1', SEL);
U03: CountDown   generic map(5) port map(ENA, CLK, '1', EOC);
-----

U04: LoadRegister generic map(16) port map(RST, CLK, STR, XIN, CK0);
U05: LoadRegister generic map(16) port map(RST, CLK, STR, CK0, CK1);
U06: LoadRegister generic map(16) port map(RST, CLK, STR, CK1, CK2);
-----

U07: LoadRegister generic map(16) port map(RST, CLK, STR, RET(31 downto 16), CK3);

U11: LoadRegister generic map(16) port map(RST, CLK, STR, CK3, CK4);

U13: CoefficientROM port map(SEL, QMUX);
-----

U14: LoadRegister generic map(56) port map(ENA, CLK, '1', RSUM, ACCU);
U15: LoadRegister generic map(56) port map(RST, CLK, EOC, ACCU, RET);

```

```
YOUT<=RET;
```

```
end Structural;
```