

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y EL ELECTRÓNICA

DISEÑO Y COMPARACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN DE DOS TÉCNICAS DE CONTROL PI Y SMC PARA EL FILTRO ACTIVO TRIFÁSICO DE TRES HILOS EN TOPOLOGÍA PARALELO.

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRONICA Y CONTROL

JUAN CARLOS CALDERÓN SIERRA

juan.calderon@epn.edu.ec

DIRECTOR: LEONARDO DAVID ORTEGA CAMINO, M.Sc.

leonardo.ortega@epn.edu.ec

Quito, noviembre 2017

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Juan Carlos Calderón Sierra, bajo mi supervisión.

LEONARDO ORTEGA, M.Sc. DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Juan Carlos Calderón Sierra, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normativa institucional vigente.

Juan Carlos Calderón Sierra

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi familia.

Juan Carlos Calderón Sierra.

AGRADECIMIENTO

A mi familia por su incondicional apoyo, a mis compañeros que me han acompañado a lo largo de mi carrera y a la Unidad de Mantenimiento Electrónico por abrirme las puertas e irme fortaleciendo académicamente en el transcurso de mi carrera.

Al M.Sc. Leonardo Ortega por la confianza depositada y sobre todo por todo el apoyo brindado como director del presente proyecto.

Juan Carlos Calderón Sierra.

ÍNDICE DE CONTENIDO

| AVAL | I |
|--|---------|
| DECLARACIÓN DE AUTORÍA | II |
| DEDICATORIA | III |
| AGRADECIMIENTO | IV |
| ÍNDICE DE CONTENIDO | V |
| RESUMEN | VIII |
| ABSTRACT | IX |
| 1. INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.1 Objetivos | |
| 1.2 Alcance | 7 |
| 1.3 Marco Teórico | 7 |
| Técnicas de Identificación Armónica | |
| Método de Potencia Reactiva Instantánea | 8 |
| Marco de Referencia Síncrono | 12 |
| Método de Sincronización con la Red Eléctrica Trifásica | 14 |
| Filtros Activos | 15 |
| Filtro Activo en Topología Serie | 17 |
| Filtro Activo en Topología Paralelo o Shunt (FAP) | |
| 2. METODOLOGIA | 22 |
| 2.1 Modelo Matemático del Filtro Activo en Topología Paralelo | 22 |
| 2.2 Características del FAP en la Aplicación de los Controlado | res 25 |
| Parámetros del FAP en los Controladores PI y SMC | |
| Parámetros del FAP en los Controladores PI y SMC | 27 |
| Diseño del Controlador PI de Corriente | |
| Diseño del Controlador PI de Voltaje | 32 |
| Diseño del Controlador SMC de Corriente | |
| 2.3 Modelado del Sistema en Matlab – Simulink | 41 |
| Modelo completo de compensación armónica aplicando el Métod | o PQ 42 |
| Sistema de Potencia | |
| Carga NO Lineal y VSI | 43 |
| Sistema de Control | |
| Modelo completo de compensación armónica aplicando el Métod | o DQ 44 |
| Sistema de Control PI | 44 |

| | PLL | | . 45 |
|---|--------------|---|------|
| | Sister | na de Control SMC | . 45 |
| 3 | . RES | SULTADOS Y DISCUSIÓN | . 47 |
| | 3.1 | Sistema sin Compensación FAP | . 47 |
| | 3.2 (Prop | Sistema con Compensación del FAP mediante el Controlador PI orcional - Integral) | . 48 |
| | Resul | tados del Controlador PI Mediante el Método PQ | . 49 |
| | Resul | tados del Controlador PI Mediante el Método DQ | . 51 |
| | 3.3 | Sistema con Compensación del FAP mediante el Controlador SMC | . 53 |
| | Resul | tados del Controlador SMC Mediante el Método DQ | . 53 |
| | 3.4 parán | Respuesta dinámica de los controladores ante la variación de los netros del Filtro Activo mediante el método DQ | . 56 |
| | Aume | nto del 10% respecto a sus valores nominales | . 56 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 56 |
| | Aume | nto del 25% respecto a sus valores nominales | . 57 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 58 |
| | Aume | nto del 50% respecto a sus valores nominales | . 59 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 60 |
| | 3.5 parán | Respuesta dinámica de los controladores ante la variación de los netros de la carga NO lineal mediante el método DQ | . 61 |
| | Aume | nto del 10% respecto a sus valores nominales | . 61 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 62 |
| | Aume | nto del 25% respecto a sus valores nominales | . 63 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 64 |
| | Aume | nto del 50% respecto a sus valores nominales | . 65 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 66 |
| | 3.6 parán | Respuesta dinámica de los controladores ante la variación en el netro de inductancia de línea mediante el método DQ | . 67 |
| | Dismi | nución del 10% respecto a sus valores nominales | . 67 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 68 |
| | Dismi | nución del 25% respecto a sus valores nominales | . 69 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 70 |
| | Dismi | nución del 50% respecto a sus valores nominales | . 71 |
| | Segui | miento de la referencia armónica | . 71 |
| | 3.7 imple | Comparación gráfica de resultados entre los controladores mentados | . 72 |

| Variación parámetros del FAP | . 72 |
|---|------|
| Variación Carga NO Lineal | . 74 |
| Variación inductancia de Línea | . 76 |
| Comparación de la distorsión armónica total | . 78 |
| 3.8 Respuesta dinámica ante el aumento en la demanda de la Potencia Activa. | . 80 |
| Respuesta del Controlador PI. | . 80 |
| Respuesta del Controlador SMC. | . 81 |
| 4. CONCLUSIONES | . 83 |
| 4.1 CONCLUSIONES | . 83 |
| 4.2 RECOMENDACIONES | . 85 |
| 5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS | . 86 |

RESUMEN

En los últimos años el rápido desarrollo de la tecnología de semiconductores de potencia y el uso extensivo de equipos electrónicos han llevado a un aumento significativo de las perturbaciones electromagnéticas en el sistema eléctrico de distribución. Es así que las empresas de distribución están cada vez más interesadas en mitigar los crecientes problemas de calidad de energía ya que sus pérdidas técnicas y económicas son cada vez más significativas.

En nuestro país se prevé en el mediano plazo un ingreso masivo de cargas no lineales debido al cambio de la matriz energética. En este escenario, la presencia de armónicos de corriente aumentará de manera considerable y los filtros activos trifásicos podrían representar una alternativa viable para controlar los niveles armónicos en instalaciones industriales, comerciales y residenciales manteniendo la calidad del suministro en condiciones apropiadas.

En el presente proyecto se da solución a estos problemas mediante el uso de un filtro activo trifásico. Se usarán dos métodos de identificación armónica PQ y DQ los cuales serán usados para obtener los componentes armónicos de la red de distribución eléctrica, obteniendo así la referencia de corriente armónica la cual ingresará a los controladores PI y SMC, estos serán los encargados de enviar la señal más óptima de conmutación a un inversor trifásico de voltaje el cual inyectará señales inversas a las corrientes armónicas referenciales, mitigando la distorsión armónica total de la red de distribución. La verificación de la compensación de los armónicos de corriente se la hará mediante el parámetro THDI cumpliendo con la norma IEE 519-2014.

PALABRAS CLAVE: punto de acople común, armónicos, controladores, corriente.

ABSTRACT

In recent years the rapid development of power semiconductor technology and the extensive use of electronic equipment have led to a significant increase in electromagnetic disturbances in the electrical distribution system. Thus, distribution companies are increasingly interested in mitigating the growing problems of energy quality as their technical and economic losses are increasingly significant.

In our country, a massive inflow of non-linear charges is expected in the medium term due to the change in the energy matrix. In this scenario, the presence of current harmonics will increase considerably, and active three phase filters could represent a viable alternative to control the harmonic levels in industrial, commercial and residential installations maintaining the quality of supply under appropriate conditions.

In the present project, these problems are solved with a three-phase active filter. Two methods of harmonic identification PQ and DQ will be used which will be used to obtain the harmonic components of the electrical distribution network, obtaining the harmonic current reference which will enter the PI and SMC controllers, these will be responsible for sending the optimal signal of switching to a three-phase voltage inverter which will inject inverse signals to the reference harmonic currents, mitigating the total harmonic distortion of the distribution network. The verification of the compensation of the harmonics of current will be made by the parameter THDI complying with the IEE 519-2014 standard.

KEYWORDS: common coupling point, harmonics, controllers, current.

1. INTRODUCCIÓN

En el transcurso del tiempo la utilización de la energía eléctrica ha evolucionado constantemente, dando paso a que diferentes tecnologías se vayan desarrollando con el fin de proporcionar soluciones más efectivas en problemas de la calidad del suministro. Estos dispositivos electrónicos de potencia ofrecen soluciones económicas y confiables para administrar y controlar de forma más eficiente la energía eléctrica, además estos son dispositivos de uso cotidiano en la vida moderna[1], por ejemplo, los ASD ampliamente utilizados en la conducción de motores de inducción y de imanes permanentes debido al alto rendimiento estático y dinámico, reducen el consumo de energía (20-30% de ahorro) y disminuyen los niveles de emisiones contaminantes al medio ambiente aumentando la productividad. Si se considera un 65% de la energía eléctrica industrial utilizada por los motores eléctricos, la importancia de la electrónica de potencia en la eficiencia energética se hace más clara. Aunque la tecnología de electrónica de potencia proporciona una mejora de la eficiencia en la utilización de la energía, da lugar a pérdidas económicas al crear problemas de calidad de energía en los sistemas de distribución eléctrica.

Así como partes inevitables de cargas industriales y domésticas alimentadas desde la red de suministro eléctrico de Corriente Alterna (CA), muchos circuitos electrónicos de potencia que utilizan dispositivos de conmutación modernos presentan características de carga no lineal y estas consumen corrientes no sinusoidales de la red de suministro eléctrico de CA. El consumo intermitente de corriente de los dispositivos de conmutación se convierte en los principales contaminadores del sistema de potencia y dan lugar a problemas de calidad de energía en la red y afectan a cargas sensibles[2]. Los armónicos inyectados al sistema de potencia causan distorsiones de voltaje de línea en el Punto de Acoplamiento Común (PCC) donde las cargas lineales y no lineales están conectadas, como se muestra en la Figura 1.1.



Figura 1.1 Punto de Acople Común (PCC)[3]

El PCC se define como el punto más cercano del cliente a la red de servicios públicos donde se suministra la energía eléctrica, en este punto se evalúan los límites armónicos. Por lo tanto, las distorsiones de tensión en el PCC causadas por corrientes armónicas de cargas no lineales pueden resultar en un mal funcionamiento o fallo de cargas lineales o no lineales sensibles a la tensión (tales como computadoras y equipos aliados, instrumentos médicos y cargas que usan información de ángulo de fase de voltaje de suministro) conectado al mismo PCC[5].

Además de los problemas de corriente armónica y problemas de distorsión de voltaje, el flujo de potencia reactiva es otro problema de calidad de energía en un sistema de potencia. La corriente reactiva demandada por muchas cargas lineales o no lineales conectadas al PCC da como resultado potencia reactiva, que es un tipo de potencia que no realiza ningún trabajo real y está generalmente asociada con los elementos reactivos del sistema. Este componente reactivo en el sistema de potencia sobrecarga los elementos por los que pasa y causa pérdidas adicionales, ya que aumenta el valor RMS de la corriente de línea[2]. Aunque no existen estándares internacionales para la corriente reactiva a diferencia de la demanda armónica producida por las cargas, muchos países imponen limitaciones y castigos monetarios a los usuarios finales por la potencia reactiva que extraen. A estos usuarios en

particular los clientes industriales y con grandes instalaciones tienen que limitar el componente de corriente de potencia reactiva en sus terminales, así como los componentes de corriente armónica.

Para aliviar los problemas relacionados con armónicos, se han introducido estándares armónicos recomendados como EN61000-3-4 por IEC e IEEE 519-2014 por IEEE y estos estándares han sido considerados como una guía para la mitigación armónica[6]. Por ejemplo, el IEEE 519-2014 propone limitaciones tanto para el cliente como para el lado de la utilidad. En general, los clientes son responsables de limitar los armónicos de corriente causados por cargas no lineales que utilizan circuitos electrónicos de potencia, mientras que la empresa es responsable de los armónicos de voltaje en el PCC a nivel de distribución. IEEE 519 propone límites tanto para definir el contenido armónico de una forma de onda (o nivel de distorsión de una forma de onda), se utiliza el término 'Distorsión armónica total' (THD) y se puede aplicar tanto a la tensión como a la corriente[1].

$$THD_{I} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} I^{2}_{h}}}{I_{1}}$$

Ecuación 1.1 Distorsión armónica total de Corriente

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} V^2_h}}{V_1}$$

Ecuación 1.2 Distorsión armónica total de Voltaje

Cuando la señal de salida de un sistema no equivale a la señal que entró en él podemos decir que hay presencia de distorsión armónica. Esta falta de linealidad afecta a la forma de la onda, porque el equipo ha introducido armónicos que no estaban en la señal de entrada. Puesto que son armónicos, es decir múltiplos de la señal de entrada, esta distorsión no es tan disonante y es más difícil de detectar.

Una vez identificado el problema que producen las cargas no lineales dentro de la calidad del suministro energético se han desarrollado varias técnicas de mitigación debido al gran avance tecnológico en los últimos años con la creación de nuevos dispositivos electrónicos que facilitan su implementación, una de las varias técnicas de mitigación existentes se muestra en la Figura 1.2 la cual es la estructura de un Filtro Activo Trifásico.



Figura 1.2 Filtro Activo trifásico.

Otra técnica de mitigación son los filtros pasivos, estos se han utilizado para fines de mitigación armónica durante mucho tiempo. Consisten en condensadores, inductores y resistencias amortiguadoras como lo muestra la Figura 1.3.



Figura 1.3 Filtro Pasivo.

Los filtros pasivos, basados en sus características, se dividen en cuatro categorías: filtros paso bajo, pasa banda, paso alto y sintonizado[1]. Los filtros de paso bajo y paso alto cancelan los armónicos de orden alto y bajo respectivamente. Un filtro pasa banda cancela los armónicos de alto y bajo donde exclusivamente pasa una banda de frecuencia. El filtro sintonizado está diseñado para cancelar una frecuencia específica. El aumento de la gravedad de los problemas de calidad de energía y otros problemas asociados con los filtros pasivos como gran tamaño, peso, mayor coste, compensación fija y problemas de resonancia con cargas y redes han requerido un enfoque en una solución enfocada en la electrónica de potencia. Hoy en día, los filtros pasivos se utilizan para cancelar la frecuencia de conmutación de los filtros activos y las altas frecuencias. Los filtros sintonizados se utilizan además de los filtros activos para cancelar frecuencias específicas y disminuir la potencia de los filtros activos[3].

Otra técnica de mitigación son los filtros híbridos combinan filtros pasivos y activos en varias configuraciones para reducir el coste inicial y aumentar la eficiencia de la estructura del filtro. El principio básico del filtrado híbrido es mejorar la capacidad de filtrado de un filtro pasivo y humedecer series y resonancias paralelas con un filtro activo pequeño clasificado[7]. Sin embargo, las funcionalidades de los filtros híbridos son limitadas en comparación con los filtros activos puros e implican mayor esfuerzo de ingeniería que el diseño del filtro pasivo, un ejemplo de filtro activo se muestra en la Figura 1.4.



Figura 1.4 Filtro Hibrido.

La elección de la solución de filtrado para la mitigación armónica es principalmente dependiente del costo, y conduce a diferentes tipos de filtros para diferentes niveles de kVA. Se ha llevado a cabo un estudio de comparación del costo de las soluciones de filtrado, incluyendo la ingeniería del sistema y el coste de estudio, en función de la clasificación kVA de las cargas productoras de armónicos[8]. El costo de los filtros activos es menor que el de otros métodos para cargas no lineales de hasta 1 MVA. Por encima de esta calificación, el

costo de los filtros activos aumenta exponencialmente, donde los filtros híbridos se convierten en soluciones rentables hasta 30 MVA de calificaciones de cargas no lineales. En las clasificaciones más altas, los filtros pasivos se convierten en una opción viable, esto ilustra que los filtros activos son opciones viables para aplicaciones de baja potencia y ofrecen soluciones a diversos problemas de calidad de energía con sus diversas funcionalidades además de su compensación de corriente armónica.

El propósito principal de utilizar un híbrido de filtros activos y pasivos es reducir el coste inicial del filtro y mejorar la eficiencia. Se han estudiado y desarrollado muchas configuraciones de combinaciones de filtros activos y filtros pasivos y los resultados experimentales de la combinación de los filtros activos en serie y shunt con los filtros pasivos del shunt son presentados por Akagi y Peng[3]. Por lo general, el filtro pasivo se sintoniza a una frecuencia específica para suprimir esa frecuencia y disminuir la potencia nominal del filtro activo. Los filtros pasivos de derivación también deben ser del tipo de paso alto para cancelar la frecuencia de conmutación del filtro activo y los armónicos de alta frecuencia. En este caso, la frecuencia de conmutación del filtro activo disminuirá.

1.1 Objetivos

Objetivo General

Diseñar y comparar mediante simulación dos técnicas de control PI y SMC para el filtro activo trifásico de tres hilos en topología paralelo

Objetivos específicos

- Estudiar el funcionamiento de filtros activos trifásicos.
- Estudiar dos técnicas de control convencionales empleadas en filtros activos trifásicos en topología paralelo.
- Diseñar los controladores PI para la compensación de corrientes armónicas en el filtro activo trifásico de 3 hilos en topología paralelo.
- Diseñar un controlador por modos deslizantes (SMC) para un filtro activo trifásico de 3 hilos en topología paralelo para el método de Marco de Referencia Síncrono DQ.
- Simular y comparar las técnicas de control convencionales analizadas e igualmente el control SMC diseñado para el método de Marco de Referencia Síncrono DQ.
- Simular y comparar las técnicas de control convencionales analizadas e igualmente el control SMC diseñado para el método de Marco de Referencia Síncrono DQ.

1.2 Alcance

- El estudio se centrará en filtro activos trifásicos de 3 hilos en topología paralelo.
- El estudio se enfocará en dos técnicas convencionales del filtro activo trifásico de 3 hilos en topología paralelo (Método de Potencia Reactiva Instantánea PQ y Marco de Referencia Síncrono DQ).
- Se diseñará los controladores PI y SMC, verificando la estabilidad del filtro.
- La simulación del estudio se realizará con la herramienta computacional Simulink de Matlab en el cual se comparará las técnicas de control convencionales analizadas e igualmente los controladores diseñados para el método de Marco de Referencia Síncrono DQ.
- Se comparará los controladores a través de los indicadores IAE e ISE, los cuales se reflejarán en el THD de corriente mediante la mitigación a partir del quinto armónico.

1.3 Marco Teórico

En este capítulo se presenta toda la información relacionada hacía el estudio de filtros activos especialmente en topología paralelo, sus características y su aplicación en sistemas trifásicos de tres hilos.

Técnicas de Identificación Armónica.

Un armónico es definido como "un componente sinusoidal de una onda o cantidad periódica que tiene una frecuencia que es un múltiplo integral de la frecuencia fundamental"[2]. Por lo tanto, el armónico es la presencia de voltaje / corriente con la frecuencia de un múltiplo de voltaje / corriente fundamental en voltaje / corriente del sistema, como se muestra en la Figura1.5.



Figura 1.5 Presencia armónica en una onda sinusoidal[10].

Hay muchas cargas no lineales que producen corrientes no-sinusoidales en sistemas de energía eléctrica. Estas corrientes no sinusoidales pasan a través de diferentes impedancias en los sistemas de potencia y producen armónicos de voltaje / corriente. Estos armónicos de voltaje / corriente se propagan en sistemas de potencia y afectan a todos los componentes electrónicos de potencia[10].

Mencionando los problemas que causan estos componentes armónicos dentro del suministro energía, el presente estudio técnico se centra en dos métodos de extracción armónica para identificar los armónicos presentes dentro del suministro (Método de Potencia Reactiva Instantánea también llamado Método PQ[11] y Marco de Referencia Síncrono o Método DQ[12]), para después mitigarlos.

Método de Potencia Reactiva Instantánea

La teoría de la potencia reactiva instantánea conocida como "Teoría de Akagi-Nabae" define la potencia real instantánea y la potencia reactiva instantánea en un sistema trifásico de 3 hilos donde no se incluye voltaje de secuencia cero o neutro. La teoría se utiliza para derivar los componentes fundamentales y armónicos de la corriente de carga a través de voltajes y corrientes de línea medidas[4].

Este método, que también se denomina el método PQ, la corriente y el voltaje del sistema se consideran dentro de un sistema de referencia estacionario ortogonal de dos ejes α - β como muestra la Figura 1.6.



Figura 1.6 Transformación de ABC a $\alpha\beta$ [13].

Este sistema es atractivo porque tiene una baja carga de procesamiento (sin transformación rotacional) y no depende de una sincronización explícita con la red, las transformaciones son llamadas también Transformada de Clarke[14] la cual hace uso de las ecuaciones 1.3 – 1.7.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.3 Transformada de Clarke de Corriente

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{b} \\ v_{c} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.4 Transformada de Clarke de Voltaje

Basado en la teoría de potencias instantáneas trifásico de tres hilos sin conexión al neutro tenemos que [5]:

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}$$
$$q = v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha}$$
$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.5 Matriz de Potencias Instantáneas sin conexión a neutro.

Considerando que:

 $p = \bar{p} + \tilde{p}$

Ecuación 1.6 Equivalencia de la Potencia Activa.

 $q = \bar{q} + \tilde{q}$

Ecuación 1.7 Equivalencia de la Potencia Reactiva.

Dónde:

- p
 *r*epresenta el componente fundamental instantáneo de la potencia activa que consume la carga no lineal.
- *p* representa el componente armónico instantáneo de la potencia activa que consume la carga no lineal.
- \bar{q} representa el componente fundamental instantáneo de la potencia reactiva que consume la carga no lineal.
- *q̃* representa el componente armónico instantáneo de la potencia reactiva que consume la carga no lineal

Al aislar el componente continuo (DC) $\bar{p} y \bar{q}$ respectivamente, mediante un filtro pasa altos, obtenemos únicamente las componentes armónicas deseadas las cuales nos servirán para aplicar la transformación inversa y así obtener los componentes armónicos de las corrientes con las ecuaciones 1.8 y 1.9 [4]:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\iota}_{\alpha} \\ \tilde{\iota}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^{2} + v_{\beta}^{2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.8 Componentes ortogonales de corriente.

Las corrientes $\tilde{\iota}_{\alpha} e \tilde{\iota}_{\beta}$ corresponden a las referencias armónicas en el sistema de referencia estacionario ortogonal alpha y betha, en el cual la etapa de potencia deberá ser capaz de seguirla mediante los algoritmos correctos de control.

$$\begin{bmatrix} \widetilde{\iota_{ha}} \\ \widetilde{\iota_{hb}} \\ \widetilde{\iota_{hc}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{\iota_{\alpha}} \\ \widetilde{\iota_{\beta}} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.9 Transformada Inversa de Park.

Una vez obtenidas las referencias armónicas correspondientes al sistema de referencia estacionario ortogonal, se realiza la transformada inversa Clark mediante la cual se adquiere las referencias armónicas por cada ramal correspondiente, la misma que tendrá que ser compensada en la etapa de potencia, la Figura 1.7 muestra el proceso completo en el método PQ para obtener las referencias armónicas deseadas[4].



Figura 1.7 Método de Potencia Reactiva Instantánea.

Para obtener las referencias armónicas mediante el método DQ es necesario de la señal Udc la cual es la señal dada por el controlador de voltaje del filtro activo trifásico en topología paralelo.

Marco de Referencia Síncrono

Como punto inicial para la aplicación del método de referencia síncrono es necesario realizar la transformada de Clarke para obtener las coordenadas $i_{\alpha} e i_{\beta}$ partiendo de las coordenadas trifásicas la cual se muestra en la ecuación 1.3.

Una vez que se obtiene $i_{\alpha} e i_{\beta}$ posteriormente se desplaza la frecuencia de $i_{\alpha} e i_{\beta}$ en nuestro caso de 60 Hz 90° hacia atrás, es decir retrasamos la corriente. Con esta transformación, el componente fundamental de la corriente será continuo o DC y todos los armónicos a obtener permanecerán en el lado alterno CA[10], se aplica la transformada de Park la cual transforma de un eje estacionario como lo es alpha-betha a un sistema giratorio como se muestra en la Figura 1.8.



Figura 1.8 Transformación de ABC a DQ[13].

Este sistema giratorio se obtiene mediante la ecuación 1.10[3]:

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.10 Transformada de Park.

Donde $\theta = \omega t y \omega$ es la frecuencia angular. Con un simple filtro de paso altos, la parte continua CC se puede remover de $i_{cd} e i_{cq} y$ el resto se puede transformar en su frecuencia anterior con una transformada inversa. Por lo tanto, los retornos de tiempo y fase no tienen ninguna afectación en la parte continua CC dando paso libre a la obtención de la parte oscilante de $i_{cd} e i_{cq} s$ in errores de fase y magnitud[3].

Donde:

- *Icd* representa el componente continuo de la corriente de compensación en cuadratura dentro del eje D.
- *Ihd* representa el componente armónico de la corriente de compensación en cuadratura dentro del eje D.
- *Icq* representa el componente continuo de la corriente de compensación en cuadratura dentro del eje Q.
- *Thq* representa el componente armónico de la corriente de compensación en cuadratura dentro del eje Q.

Una vez filtrado los componentes armónicos mediante un filtro pasa altos a las corrientes de compensación $i_{cd} e i_{cq}$, se procede a realizar la transformación inversa de Park y así obtener las referencias armónicas por ramal correspondiente A, B y C sin línea de neutro la cual se expresa en la ecuación 1.11:

$$\begin{bmatrix} \widetilde{\iota}_{h\alpha} \\ \widetilde{\iota}_{h\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{\iota}_{hd} \\ \widetilde{\iota}_{hq} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} \widetilde{\iota}_{h\alpha} \\ \widetilde{\iota}_{hb} \\ \widetilde{\iota}_{hc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{\iota}_{h\alpha} \\ \widetilde{\iota}_{h\beta} \end{bmatrix}$$

Ecuación 1.11 Transformada inversa de Park.

El proceso para obtener la referencia armónica deseada en este sistema giratorio se lo muestra en la Figura 1.9, en el cual se puede observar al PLL como sincronizador entre el FAP y el suministro eléctrico justo en el PCC[11].



Figura 1.9 Marco de Referencia Síncrono.

Método de Sincronización con la Red Eléctrica Trifásica

En esta época de los microcontroladores y procesadores digitales de señales es buena idea implementar sistemas PLL (Phase Locked Loop) por software en donde las funciones del PLL son hechas por un programa de computadora, así como las partes de hardware se van incrementando cuando el sistema PLL va aumentando el nivel de sofisticación el número de instrucciones de computador aumenta con el desarrollo de complejidad que los algoritmos PLL requieren[15].

Desde hace poco las técnicas PLL se utilizan para la sincronización con la red eléctrica de servicio público. Un PLL ideal proporciona una rápida y precisa información de sincronización con alto grado de inmunidad e insensibilidad a todo tipo de distorsiones de la señal de entrada y perturbaciones.

Existen varias técnicas de sincronización con la red eléctrica como:

- SRF-PLL: Marco de referencia síncrono PLL.
- DSRF-PLL: Doble marco de referencia síncrono PLL.
- DSOGI-PLL: Doble Integrador Generalizado de Segundo Orden PLL.
- EPLL: Bucle de seguimiento de fase mejorado.

El parámetro θ de sincronización producido por el PLL asegura la correcta operación de convertidores electrónicos de potencia conectados a la red, el rendimiento de esta técnica de

sincronización está relacionado con la calidad de energía consumida o entregada. Una técnica de sincronización robusta y simple es la SRF-PLL la cual es aplicada en este estudio[16].

Está técnica de sincronización con la red eléctrica está basada en la proyección de los voltajes de la red eléctrica en un marco de referencia síncrono DQ como ilustra la Figura 1.10.



Figura 1.10 Marco de Referencia Síncrono – PLL[3].

El lazo de control incluye un regulador PI y un oscilador controlado por voltaje representado por un integrador que permitirá alcanzar en régimen permanente la referencia. Además de la necesidad de aplicar la transformada de Clarke y Park a los voltajes de línea del suministro eléctrico para su sincronización[17].

Filtros Activos

En las últimas décadas el aumento severo de la contaminación armónica en sistemas eléctricos de potencia ha llevado a los ingenieros electrónicos a desarrollar soluciones de alto rendimiento a los problemas de calidad de energía creados por los circuitos electrónicos de potencia. El desarrollo tecnológico para mejorar los problemas de calidad de energía implica el uso de filtros activos los cuales poseen varias topologías y estrategias de control exitosas, los filtros activos son capaces de compensar no solo corriente armónica, sino también potencia reactiva, corriente de secuencia negativa y corriente en el neutro (corriente de secuencia cero)[4]. Entre otras funcionalidades de los filtros activos también se encuentran la mitigación de armónicos y flickering de voltaje, regulación de voltaje en los terminales de carga, balanceo de voltaje y frecuencia en un sistema de potencia. Los filtros activos pueden ser de tipo paralelo (Shunt), tipo serie y la combinación de ambos dependiendo del tipo de

carga no lineal y de las funcionalidades requeridas todas estas topologías aplicadas dentro de ambientes domésticos e industriales cumplen con el estándar de componentes armónicos dentro de las normas IEEE 519[6] y EN61000-3-4, este estudio se basará cumpliendo los estándares de la normal IEEE 519.

Los filtros pasivos con baja impedancia en las frecuencias armónicas dominantes se utilizaron para reducir los armónicos debido a su costo considerable en hardware. Sin embargo, estas configuraciones de circuitos tienen varios inconvenientes. Los filtros pasivos con características de compensación fija son ineficaces para filtrar los armónicos de corriente. La resonancia en serie o en paralelo se produce entre la impedancia del sistema y los filtros pasivos. Los desarrollos y aplicaciones de los filtros activos han sido investigados debido a la creciente preocupación por la calidad de la energía en el consumidor o en el lado de la distribución[18]. Los filtros activos superan los inconvenientes de los filtros pasivos utilizando un convertidor de potencia conmutado para realizar la eliminación de corriente armónica. Los filtros activos de derivación o filtro activo en paralelo se desarrollan para suprimir las corrientes armónicas y compensar la potencia reactiva simultáneamente.

Topologías de filtro activo híbrido se han desarrollado para resolver los problemas de las corrientes armónicas y la potencia reactiva con eficacia. Utilizando filtros pasivos de bajo coste en el filtro activo híbrido, la potencia nominal del convertidor activo se reduce en comparación con la de los filtros activos puros[19]. Los filtros activos híbridos son rentables y se vuelven más prácticos en aplicaciones industriales.

A este sistema también se lo nombra como acondicionador de calidad de energía unificado (UPQC) y se ilustra en la Figura 1.11. El sistema puede ser considerado como un filtro activo ideal que elimina todos los problemas de calidad de energía producidos por la carga no lineal. Mientras que la parte FAP compensa la corriente de armónicos, la corriente de potencia reactiva y los componentes de corriente desequilibrada de una carga no lineal, la parte FAS suprime los armónicos de voltaje sags, swells, flikers y regula el voltaje en los terminales de carga.



Figura 1.11 Acondicionador de Calidad de Energía Unificado[6].

La selección del tipo de filtros activos va de acuerdo a los requerimientos del cliente y al rendimiento en el lado conectado a la red eléctrica. FAP (Filtro Activo en Paralelo) es un buen candidato para aplicaciones de tipo de carga inductiva con requerimientos THD de baja intensidad de línea, aplicaciones que implican el riesgo de resonancia armónica, aplicaciones que requieren cargas muy dinámicas que implican compensación de potencia reactiva dinámica, aplicaciones con cargas sensibles conectadas al mismo PCC[3]. En estos casos, la clasificación FAP se selecciona para cumplir con los estándares de calidad de energía aplicados en la red eléctrica específica. En tales aplicaciones FAS (Filtro Activo en Serie) no es preferido debido a su forma y funcionalidades, por no mencionar su alto costo y complejidad. De hecho, mientras que el FAP ha estado en el mercado por más de una década, FAS sigue siendo un producto no común y sólo se utiliza en aplicaciones específicas.

Filtro Activo en Topología Serie

La configuración básica del sistema del filtro activo en topología serie FAS se muestra en la Figura 1.12, controlado como fuente de voltaje, el FAS se conecta antes de la carga no lineal en serie con la red eléctrica a través de un transformador de acoplamiento para aislar los voltajes armónicos y para equilibrar y regular los voltajes de los terminales de la carga no lineal el FAS detecta la tensión del lado de la carga y produce el armónico de la tensión de la carga en la dirección negativa y hace que la tensión en el punto de acoplamiento común (PCC) quede libre de armónicos[20]. Además, el FAS se utiliza para aislar al cliente de problemas de calidad de energía.



Figura 1.12 Filtro Activo en Topología Serie[3].

El FAS también compensa problemas en voltaje como sags, swells y flickers, se utiliza para amortiguar resonancias armónicas y mejorar el rendimiento de los filtros pasivos conectados entre FAS y la carga no lineal. En el caso de la Figura 1.12, la carga no lineal se presenta como un rectificador de 6 pulsos de onda completa con un condensador en el lado continuo para su ilustración. El FAS es adecuado y generalmente empleado para las cargas no lineales que se comportan como generador de voltaje armónico, cargas de fuente (cargas con los circuitos frontales de los rectificadores de diodos / tiristores con condensadores laterales de CC y cargas terminales). El FAS también se puede emplear para cargas no lineales monofásicas, si se compara con el Filtro Activo en Paralelo (FAP) estos dos filtros activos tienen una relación dual entre sí[20].

Filtro Activo en Topología Paralelo o Shunt (FAP)

La configuración más popular de los filtros activos es el filtro activo en paralelo o derivación (shunt). Este se implementa como una fuente de corriente armónica, el FAP compensa las corrientes armónicas producidas por las cargas no lineales del sistema[21]. El controlador detecta la demanda de la corriente instantánea del sistema, extrae su componente armónico y lo compensa de manera que cancela las corrientes armónicas de la carga, formando así una corriente sinusoidal libre de armónicos mejorando así la calidad del suministro eléctrico como se muestra en la Figura 1.13.



Figura 1.13 Filtro Activo en Paralelo o Shunt[21].

Dado que el filtro activo en paralelo se implementa como una fuente de corriente controlada en función de la estrategia de control, además de compensar armónicos, también puede compensar la componente de potencia reactiva mejorando así el factor de potencia en la carga, también puede compensar la componente de secuencia negativa de corriente de carga y la corriente de neutro es decir en sistemas trifásicos de 4 hilos (3 fases y el neutro).

Existen dos tipos de topologías en la construcción de FAP trifásico de tres hilos que es un inversor de fuente de voltaje con un condensador de bus DC y controlado mediante modulación de ancho de pulso PWM que se ilustra en la Figura 1.14 (a) mientras que la Figura 1.14 (b) ilustra un inversor de fuente de corriente con un inductor de enlace y de la misma manera controlado mediante modulación de ancho de pulso PWM[22].



Figura 1.14 Inversores Trifásicos Controlados[21].

El inversor de fuente de voltaje utiliza IGBTs como semiconductores de conmutación con diodos en anti paralelo, que con el avance de la tecnología lo encontramos en cualquier tienda electrónica; mientras que en el inversor de fuente de corriente se utiliza de la misma manera IGBTs como semiconductores de conmutación seguidos de diodos conectados en serie por efecto de bloqueo en el retorno de corriente armónica las cuales producen mayores pérdidas tanto en la conducción como en la conmutación de los IGBTs[2]. Además, el inductor de enlace para el inversor de fuente de corriente hace que este sea más voluminoso y costoso en comparación con el inversor de fuente de corriente sea mucho más complejo en comparación con el inversor de fuente de corriente sea mucho más complejo en comparación con el inversor de fuente de corriente sea mucho más complejo en comparación con el inversor controlado por voltaje.

Por lo tanto, los inversores de fuente de voltaje VSI (Voltage Source Inverter) son más eficientes, más rentables y de menor tamaño en comparación con los inversores de fuente de corriente CSI (Current Source Inverter).

En las aplicaciones del FAP, una fuente de corriente se realiza mediante el funcionamiento en modo de corriente controlada del PWM-VSI conectado a la red eléctrica de CA en el PCC con inductores de acoplamiento en el lado CA[3]. El diagrama de conexión del PWM VSI para FAP trifásico de tres hilos se ilustra en la Figura 1.15.



Figura 1.15 Conexión del FAP con el PCC[3].

Esta configuración aplica a todo tipo de cargas no lineales, sin embargo, existen cargas monofásicas las cuales dan uso a la línea de neutro, en este tipo de sistemas la corriente en

la línea del neutro llega a tener valores superiores a la corriente en cualquiera de las tres líneas y este valor puede aumentar aún más si la carga se encuentra desbalanceada, debido a esto los conductores en la línea neutra así como también los transformadores de distribución pueden llegar a sobrecargarse provocando fallas en el sistema de distribución energética[10].

Para evitar estos problemas existen topologías trifásicas de 4 hilos las cuales se utilizan en la entrada de grandes fábricas o edificios corporativos los cuales poseen una gran carga, además de poseer su propio transformador la carga instalada se encuentra desbalanceada provocando armónicos en la corriente de neutro[23].

En la Figura 1.16 se ilustra un PWM-VSI de cuatro ramales, el cuarto ramal compensa la corriente armónica neutra teniendo así 16 posibles combinaciones de conmutación dentro del inversor, presentando así un reto al sistema de control que genera la conmutación de los IGBTs dentro del inversor.



Figura 1.16 Topología del FAP trifásico con 4 Ramales[3].

Otra topología utilizada en aplicaciones trifásicas con cuatro hilos es un inversor de medio puente, el punto medio del condensador se conecta con la línea del neutro del sistema trifásico que se muestra en la Figura 1.17, la compensación armónica se la realiza controlando el voltaje en el punto medio del condensador disminuyendo así el reto del controlador de 4 ramales con 16 posibles combinaciones de conmutación.



Figura 1.17 Topología del FAP trifásico de medio Puente[10].

2. METODOLOGIA

En esta sección se presenta toda la información sobre el análisis y diseño de las técnicas de control propuestas en este estudio (PI-Proporcional e Integral y SMC-Control por Modos Deslizantes). Posteriormente se aplican los controladores para la mitigación armónica producida por las cargas no lineales en el sistema interconectado y finalmente se comprueba que la calidad del suministro de corriente eléctrica mejora.

2.1 Modelo Matemático del Filtro Activo en Topología Paralelo

La realización de un FAP conectado al sistema de potencia en el PCC como una fuente de corriente se logra mediante un VSI en serie con inductancias como filtro, como se muestra en la Figura 2.1.



Figura 2.1 Conexión del FAP.

Donde:

$L_f = Inductancia por fase$

R_f = Resistencia interna de la Inductancia por fase

Conectadas en serie con el lado CA justo en el punto de acople común, estos elementos pasivos filtran el voltaje PWM producido por el inversor transformándolo a un voltaje completamente sinusoidal es decir funcionan como un filtro pasa bajos para el voltaje de salida del inversor trifásico controlado por corriente[24].

$L_c = Inductancia de linea por fase$

La inductancia de línea atenúa de manera significativa los armónicos que produce la carga no lineal, ya que a un mayor valor de esta inductancia implica que la carga se encuentra lejos del PCC por lo cual en el transcurso del conductor eléctrico los armónicos producidos por esta carga se irán atenuando, pero a la vez produciendo perdidas en el conductor que pueden generar caídas de voltaje fuera de la normativa a nivel industrial o doméstico.

Dentro de la carga no lineal tenemos un rectificador trifásico de puente completo conectado a una carga conformada por una resistencia y una inductancia en serie como se muestra en la Figura 2.2.



Figura 2.2 Carga NO Lineal.

Debido a la presencia del rectificador trifásico de puente completo en el cual su número de pulsos son 6 los componentes armónicos que aparecerán en el sistema de distribución eléctrico se regirán a la ecuación 2.1[22].

$$n = 6k \pm 1$$

Ecuación 2.1 Componentes armónicos en la Red.

Dónde:

k = Variable numérica.

n = Componente armónica.

Por lo tanto, los armónicos que aparecerán son:

 $cuando \ k = 1,2,3,4,5 \dots \dots$ $n = 5,7,11,13,17,19,\dots$

Debido a que el primer armónico que se hace presente en el sistema es el 5to con una frecuencia nominal a 60Hz, la frecuencia de corte del filtro pasa altos no debe superar a los 300Hz ni ser inferior a los 60HZ[25].

Para la obtención del modelo matemático del filtro activo trifásico en topología paralelo obtenemos el circuito equivalente por ramal del sistema el cual se muestra en la Figura 2.3.



Figura 2.3 Circuito equivalente del FAP[6].

Del cual:

$$v_F = L_f \frac{dI_F}{dt} + R_F I_F$$

Ecuación 2.2 Voltaje del VSI en el dominio del tiempo.

Transformando al dominio de Laplace:

$$V_F = L_F I_F s + R_F I_F$$
$$V_F = (L_F s + R_F) I_F$$

Por lo tanto, el modelo en dominio de Laplace es:

$$G_p = \frac{I_F}{V_F} = \frac{1}{L_f s + R_f}$$

Ecuación 2.4 Modelo del Filtro Activo en Paralelo.

La función de transferencia hace referencia al modelo del filtro activo trifásico en topología paralelo en el dominio de Laplace y con la cual se trabajará para el diseño de los controladores tanto PI como SMC.

2.2 Características del FAP en la Aplicación de los Controladores

Un controlador PI se utiliza generalmente para controlar componentes de almacenamiento de energía continua. En la práctica, la eficiencia de los filtros activos no es 100%, y hay algunas pérdidas en los interruptores y el lado CC. Por otro lado, en cada período, el condensador o inductor de CC absorbe o suministra energía al sistema de potencia, por lo tanto, hay ondulación de voltaje o corriente sobre estos elementos. Una estrategia de control debe ajustar el voltaje o corriente del condensador o inductor[26]. La técnica de control propuesta para el control del bus de continua no tiene que ser tan rápida como el controlador de las corrientes armónicas, pero ambos están dentro de una misma frecuencia fundamental, por lo tanto, un controlador PI es suficiente para ambos casos. Normalmente, la diferencia entre los valores prácticos y de referencia de la tensión del condensador o corriente del inductor se pasa a través de un controlador PI apropiado. En cada filtro activo, usualmente tenemos un lazo de control interno para el control de corriente y un lazo de control externo para el control del bus de control de corriente y un lazo de control externo para el control del bus de control de corriente y un lazo de control externo para el control del bus de control de corriente y un lazo de control externo para el control del bus de control de corriente y un lazo de control externo para el control del bus de continua.

El filtro activo paralelo, ilustrado en la Figura 2.1 funciona como una fuente de corriente controlada de tal manera que inyecta una corriente al sistema de potencia en el PCC para la compensación de los armónicos de corriente de carga (componente de potencia reactiva fundamental)[24]. La corriente de referencia del FAP consiste en corrientes armónicas que son la componente de la potencia reactiva fundamental y la componente de secuencia negativa de la corriente de carga.

La corriente de referencia, como se discutió en el capítulo anterior, se caracteriza por sus propiedades de frecuencia múltiple no sinusoidal y de alto componente derivativo. Una vez que la corriente de referencia se genera con precisión, es la parte del controlador de corriente la que logra el seguimiento de esta referencia. Por lo tanto, la capacidad de seguimiento del regulador de corriente determina el rendimiento del FAP. Por lo que el controlador actual es la parte más crítica del FAP.
Parámetros del FAP en los Controladores PI y SMC

La realización de un controlador de corriente en la aplicación FAP trae algunos requerimientos ya que es la parte más crítica del FAP. El controlador de corriente en la aplicación FAP es la que debe ser capaz de rastrear referencias de frecuencias múltiples no sinusoidales y de componente derivativo alto. Las señales de referencia de corriente de alta frecuencia tienen una magnitud pequeña. Por lo tanto, la aplicación FAP requiere un ancho de banda y una resolución del controlador de corriente alta para el seguimiento de los armónicos de alta frecuencia[27]. El alto ancho de banda y la alta capacidad derivativa de seguimiento de la corriente dan como resultado un valor de inductancia de filtro pequeño (Lf). Por lo tanto, el controlador de corriente diseñado puede funcionar con bajos valores de inductancia del filtro. El rendimiento del controlador de corriente diseñado debe ser poco sensible a pequeñas variaciones de los valores de los parámetros del sistema como Lf y al voltaje en el PCC (VF). Además, se requiere una alta frecuencia de conmutación para un ancho de banda alto. Sin embargo, el controlador de corriente implementado debe restringir la frecuencia de conmutación (fsw) para la estabilidad térmica del sistema, la frecuencia de conmutación limitada resulta en errores de corriente de alta frecuencia en aplicaciones de baja inductancia lo que resulta a un ancho de banda limitado. Además, su implementación debe ser aplicable y permitir la implementación de tiempo discreto debido a la flexibilidad de control y las ventajas de robustez del control de tiempo discreto sobre el análogo. Los requisitos antes mencionados para un controlador de corriente en la aplicación de FAP se utilizan como criterios para la elección del regulador de corriente.

Como resultado, entre los reguladores de corriente existentes, los métodos predictivos en la literatura implican parámetros del sistema que a menudo no se conocen con exactitud. Además, sus implementaciones son generalmente complejas e inadecuadas para las actuales aplicaciones de alta frecuencia de conmutación deseadas. Los métodos basados en el control derivativo parecen ser una solución viable para esta aplicación[26]. Sin embargo, los controladores derivativos son insatisfactorios en este tipo de aplicaciones debido a su sensibilidad a problemas de ruido. Por lo que la mejor opción es un controlador PI de corriente de ganancia proporcional lineal en el cual su integrador se restablece a alta velocidad mejorando la compensación de armónicos selectivos de la corriente de carga.

La propiedad común de estos controladores de corriente es la generación de una referencia de voltaje promedio al ser sintetizada por un modulador PWM basado en la portadora y se clasifican como controladores de corriente lineales.

26

La otra propuesta de controlador de corriente es el método por modos deslizantes el cual es un controlador no lineal que exhibe un ancho de banda elevado y una capacidad de seguimiento superior de las corrientes de referencia con alto componente derivativo a diferencia de los controladores lineales convencionales[2], esta señal de control será sintetizada por un modulador PWM como muestra la Figura 2.4 basado en una portadora triangular, señal la cual será enviada a los semiconductores (IGBTs) del VSI dando como resultado una corriente armónica que deberá seguir a la referencia compensando en el PCC la corriente armónica producida por la carga no lineal conectada al sistema eléctrico.



Figura 2.4 Señal de control será sintetizada por un modulador PWM[14].

Parámetros del FAP en los Controladores PI y SMC

En la aplicación FAP, se requiere un voltaje CA controlable en los terminales de salida del VSI para crear una diferencia de voltaje a través del inductor del filtro y, por lo tanto, para lograr una corriente controlable. La referencia de voltaje de CA (referencia de voltaje del inversor) creada por los reguladores de corriente lineales es sintetizada por el modulador de PWM basado en una señal portadora triangular la cual se compara con la señal del controlador dando como resultado una salida de voltaje rectangular que cumple con el requisito de voltaje de salida. Dado el voltaje de referencia, los semiconductores del inversor deben ser manipulados de tal manera que los voltios por segundo de referencia y los voltios por segundo de salida deben ser iguales en cada ciclo PWM[3].

El método PWM para generar las señales de conmutación para los semiconductores inversores funciona basándose en este principio. Los métodos de modulación para el PWM se dividen en dos grupos principales; PWM escalar y vector espacial PWM (SV-PWM). En el método escalar PWM, la onda de referencia de tensión (onda de modulación o relación de trabajo) se compara con una onda portadora triangular y en los puntos de intersección se definen los instantes de conmutación para los interruptores del VSI. Siendo el método más simple, y de resultados satisfactorios este será el aplicado en este estudio.

El modulador PWM consta de una señal portadora triangular de 10kHz como indica la Figura 2.5 con una amplitud acotada de 0 a 1, la cual será comparada con la señal del controlador (onda de modulación o relación de trabajo) acotada de 0 a 1.



Figura 2.5 Modulación PWM Escalar.

Al realizar el modelado de la señal PWM y con lo explicado anteriormente este modelo tiene un comportamiento ideal, es decir la generación de la PWM afecta directamente al sistema como una ganancia unitaria dentro del lazo de control, asegurándonos siempre que la frecuencia de switcheo (fsw) se mantenga en 10kHz y que tanto la amplitud de la portadora como la relación de trabajo se encuentren dentro del mismo rango.

Diseño del Controlador PI de Corriente

El principio básico de los reguladores de corriente lineales es la diferencia entre la referencia de corriente y la realimentación de corriente, la cual constituye la señal de error de corriente que se convierte a la referencia de tensión del inversor a través del regulador de corriente. La referencia de voltaje del inversor es sintetizada por el modulador PWM. El modulador crea las señales de conmutación para el VSI para formar la corriente deseada a través del inductor del filtro que está conectado entre los terminales de salida VSI y la red eléctrica de CA[25]. La ventaja de estos reguladores de corriente involucra la implementación del modulador PWM basado en una portadora triangular. En la implementación la frecuencia de conmutación fsw puede ajustarse a un valor fijo. La fsw fija nos da como resultado armónico de corriente de conmutación bien definidos en la forma de onda de corriente.

Como se muestra en la Figura 2.6 el lazo de control consta del controlador, modulador, VSI y la Planta calculada en el punto 2.1.



Figura 2.6 Modelo Completo del Lazo de Control del FAP.

Como se mencionó en el punto anterior el modelo del modulador PWM es ideal por lo cual este representa una ganancia unitaria dentro del lazo de control.

En el caso del VSI no son más que semiconductores los cuales son representados como retardos para el sistema lo cual es equivalente a:

$$e^{-st_{sw}} \approx \frac{1}{1+t_{sw}s}$$

Ecuación 2.5 Modelo aproximado de retardo.

Donde τ representa el retardo de los semiconductores del VSI, la señal PWM se actualiza una vez por ciclo PWM, por lo tanto el retraso es la mitad de un ciclo, con una frecuencia de conmutación de 10KHz el retardo es de 10[*u*s].

De donde el polo de la función de transferencia del retardo de los semiconductores del VSI en comparación con el polo de la planta, este se encuentra demasiado alejado del origen, por lo cual a la función de transferencia del retardo se la puede asumir como una ganancia unitaria.

La ecuación 2.6 muestra el polo de la función de transferencia del retardo del VSI.

$$\frac{1}{1 + t_{sw}s} = \frac{1}{1 + 0,0001s}$$
$$s = -10000$$

Ecuación 2.6 Polo del VSI.

La ecuación 2.7 muestra el polo de la función de transferencia de la planta.

$$\frac{1}{L_f s + R_f} = \frac{1}{0.110s + 0.500}$$

$$s = -\frac{0.500}{0.110} = -4.54$$

Ecuación 2.7 Polo del FAP.

Al aplicar las consideraciones del PWM como del VSI obtenemos el lazo de control definitivo mostrado en la figura 2.7.



Figura 2.7 Modelo con ganancias del Lazo de Control del FAP.

La Figura 2.8 muestra el lazo de control equivalente una vez realizadas las simplificaciones del modelo.



Figura 2.8 Controlador PI de Corriente.

Una vez obtenido el modelo del lazo de control procedemos a encontrar la función de transferencia en lazo abierto expresada en la ecuación 2.8:

$$G_{(S)} = \left(k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s}\right) \left(\frac{1}{L_f s + R_f}\right)$$
$$G_{(S)} = \frac{k_{pc} s + k_{ic}}{s(L_f s + R_f)}$$

Ecuación 2.8 Función de Transferencia de Corriente en lazo abierto.

Realimentamos la función de transferencia para obtener el modelo equivalente que se muestra en la ecuación 2.9 e igualarlo a un sistema del mismo orden y proceder a encontrar las equivalencias entre las constantes de calibración y el FAP.

$$G_{(H)} = 1$$

$$G_{(f)} = \frac{G_{(S)} * G_{(H)}}{1 + G_{(S)} * G_{(H)}}$$

$$G_{(f)} = \frac{\frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s(L_f s + R_f)} * 1}{1 + \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s(L_f s + R_f)} * 1}$$

$$G_{(f)} = \frac{k_{pc}}{L_f} \left(\frac{s + \frac{k_{ic}}{k_{pc}}}{s^2 + \left(\frac{R_f + k_{pc}}{L_f}\right)s + \frac{k_{ic}}{L_f}} \right)$$

Ecuación 2.8 Función de Transferencia de Corriente en lazo cerrado.

El modelo obtenido es de segundo orden, por lo tanto:

$$\frac{k_{pc}}{L_f} \left(\frac{s + \frac{k_{ic}}{k_{pc}}}{s^2 + \left(\frac{R_f + k_{pc}}{L_f}\right)s + \frac{k_{ic}}{L_f}} \right) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}$$

De donde:

$$\frac{R_f + k_{pc}}{L_f} = 2\xi w_n$$
$$\frac{k_{ic}}{L_f} = w_n^2$$

Y las constantes de calibración son equivalentes a:

$$k_{pc} = 2\xi w_n L_f - R_f$$

Ecuación 2.9 Constante proporcional del controlador de corriente.

$$k_{ic} = w_n^2 L_f$$

Ecuación 2.10 Constante integral del controlador de corriente.

De donde:

$$w_n = 2\pi f$$

Ecuación 2.11 Frecuencia natural de trabajo.

Ecuación 2.12 Constante de amortiguación eléctrica.

Para el valor óptimo del factor de amortiguación $\xi = 0.707$ y así evitar sobre voltajes y sobre corrientes a la salida del VSI.

La frecuencia natural del bucle interior $w_n = 2\pi f$ puede elegirse tan alta como sea posible, pero limitada por el valor de la frecuencia de conmutación, en este caso el armónico hasta el cual se mitigará debido a la limitación de la fsw con el FAP es hasta el armónico Nº 13 en el cual la frecuencia natural quedaría como:

$$w_n = 2\pi f$$

 $f = 60 * 13 = 780$
 $w_n = 2 * \pi * 780$
 $w_n = 1560\pi$

Ecuación 2.13 Valor de la Frecuencia Natural de trabajo.

Una vez obtenidos estos valores y reemplazando en las ecuaciones 2.9 y 2.10 las constantes del controlador PI de corriente son:

$$k_{pc} \approx 761,78$$

Ecuación 2.14 Valor de la constante proporcional del controlador de corriente.

$$k_{pc} \approx 761,78$$

Ecuación 2.15 Valor de la constante integral del controlador de corriente.

Diseño del Controlador PI de Voltaje

El regulador de voltaje del bus de CC (Vdc) crea una referencia de corriente para mantener la tensión del bus de CC al valor deseado. Las señales de salida del generador de corriente armónico de referencia y del regulador de tensión del bus CC constituyen la referencia de corriente total del FAP. Esta referencia de corriente se envía al controlador de corriente, que regula la señal de referencia con la señal de realimentación de la corriente FAP y crea señales de conmutación al VSI para la corriente deseada en los terminales de salida del FAP. Con el fin de lograr un FAP de alto rendimiento, la implementación de cada bloque de control en el algoritmo de control FAP es crítica[17].

Como regulador de tensión de bus de CC, se utiliza un regulador PI mostrado en la Figura 2.9 para generar una referencia de corriente fundamental para la regulación de la tensión del bus de CC a su valor de referencia Vdc*. Debido a que la corriente del filtro consiste en armónicos de corriente de carga de los cuales el 5º y el 7º son dominantes[10]. En el bus de CC, estas corrientes se transforman en componentes de 360 Hz de CA ya que la corriente del armónico es una corriente de secuencia negativa mientras que la 7ª corriente de armónico es una corriente de secuencia positiva. A menos que la ondulación de la señal de retroalimentación se filtre, el regulador PI crea una referencia de corriente para los componentes dominantes de 360 Hz y sus múltiplos. Esto resulta en referencia inexacta para la compensación de la señal de salida del generador de referencia de corriente armónica, para efectos de simulación se añade un muestreador sincronizado con la frecuencia de conmutación, evitando así el filtrado de la señal de voltaje y obteniendo como resultado una retroalimentación unitaria.

Si se aplica el filtro pasa altos a la señal de voltaje la frecuencia de corte se selecciona en magnitud a la onda de voltaje y a la atenuación adecuada de la ondulación dominante de 360 Hz. Sin embargo, la frecuencia de corte alta y HPF de orden superior resultarán en una respuesta transitoria más lenta. Aunque el condensador del bus de CC está dimensionado para la ondulación de voltaje deseada, otra limitación para el condensador de bus de CC es el valor eficaz de la corriente que pasa a través del bus de CC[28]. En la aplicación del FAP, el condensador de bus de CC de gran tamaño se utiliza debido al valor RMS de la corriente, lo que da como resultado ondulación de voltaje se encuentra dentro de un rango de 20-100 Hz. Las ganancias del regulador PI en el regulador de voltaje de bus de CC se pueden obtener derivando el modelo matemático del sistema o experimentalmente a través de ensayo y error.

La regulación de la tensión del bus de CC y la compensación de las pérdidas de VSI requieren una transferencia de potencia real desde la red eléctrica de CA a frecuencia fundamental[13], por lo tanto, la referencia de corriente obtenida desde el regulador de tensión de bus de CC se añade a la componente de referencia de corriente del eje armónico como se muestra en la Figura 2.9. El diagrama de bloques de la figura ilustra el generador de referencia de corriente que consiste en el generador de referencia de corriente total del FAP que compensa los armónicos de corriente de carga, y regula su tensión de bus de CC. La referencia de corriente generada del FAP se envía entonces al controlador de corriente, que genera las señales de conmutación para el VSI para formar la corriente deseada en los terminales de salida del FAP.



Figura 2.9 Lazo de Control Externo de Voltaje.

El modelado de la planta lo obtenemos de la referencia de corriente total del FAP que compensa los armónicos de corriente de carga, por lo tanto:

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc}$$

Ecuación 2.16 Corriente en un capacitor en el dominio del tiempo.

Pasando al dominio de Laplace:

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}s}$$

Ecuación 2.17 Modelo de la Planta para el controlador de Voltaje.

Una vez obtenido el modelo de la planta la Figura 2.10 muestra el lazo de control al cual se regirá el sistema.



Figura 2.10 Controlador PI de Voltaje

El procedimiento para encontrar el valor de las constantes de calibración del sistema es el mismo que se muestra en los cálculos de las constantes del controlador de corriente, por lo cual tenemos que:

$$G_{(S)} = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s}\right) \left(\frac{1}{C_{dc}s}\right)$$
$$G_{(S)} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{C_{dc}s^2}$$
$$G_{(f)} = \frac{k_{pv}}{C_{dc}} \left(\frac{s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}}}{s^2 + \frac{k_{pv}}{C_{dc}}s + \frac{k_{iv}}{C_{dc}}}\right)$$

Ecuación 2.18 Función de transferencia de voltaje en lazo cerrado.

El resultado de la función de transferencia realimentada es equivalente a un modelo de segundo orden y las consideraciones que se toman en este caso son las mismas que en el controlador de corriente, de donde:

$$\frac{k_{pv}}{C_{dc}} \left(\frac{s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}}}{s^2 + \frac{k_{pv}}{C_{dc}}s + \frac{k_{iv}}{C_{dc}}} \right) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}$$
$$\frac{k_{pv}}{C_{dc}} = 2\xi w_n$$
$$\frac{k_{iv}}{C_{dc}} = w_n^2$$
$$k_{pv} = 2\xi w_n C_{dc}$$
$$k_{iv} = w_n^2 C_{dc}$$

El valor de la constante de amortiguación es el mismo que el punto 2.2.3 debido a las mismas consideraciones, pero en este caso el valor de la frecuencia angular cambia por lo ya explicado al inicio de este punto, por lo tanto:

$$w_n = 2\pi f$$

$$f = 30$$

$$w_n = 2 * \pi * 30$$

$$w_n = 60\pi$$

$$k_{pv} = 2 * 0.707 * 60 * \pi * 1820 uF$$

$$k_{nv} \approx 0.91$$

Ecuación 2.19 Valor de la constante proporcional del controlador de voltaje.

$$k_{iv} = (60 * \pi)^2 * 1820 uF$$
$$k_{iv} \approx 258,66$$

Ecuación 2.20 Valor de la constante integral del controlador de voltaje.

Diseño del Controlador SMC de Corriente

El control de modo deslizante se ha aplicado ampliamente a los convertidores de potencia debido a sus características de operación tales como solidez, robustez y estabilidad para grandes variaciones de carga. Esta es una técnica derivada del control de estructura variable (Variable structure control, VSC), el cual fue estudiado originalmente por Utkin[29].

El diseño del controlador SMC consiste en definir una superficie por la cual la referencia se deslizará hasta llegar al valor deseado. La Figura 2.11 representa el objetivo de SMC.



Figura 2.11 Superficie Deslizante[30].

Para un sistema de control no lineal, hay algunos pasos básicos para diseñar un controlador de modo deslizante. Es necesario definir la superficie deslizante S (t) que garantice la accesibilidad, estabilidad y desempeño en el seguimiento a la referencia, los puntos que no pertenecen a la superficie del interruptor S (t) = 0 deben llegar a la superficie del modo deslizante en un tiempo limitado. Esta superficie puede representarse como:

 $S(t) = f(r(t), X_m(t), e_m(t), \lambda, n)$

Ecuación 2.21 Superficie deslizante en función del tiempo.

Donde:

r(t) es la señal de referencia

 $X_m(t)$ la señal de modelo

 $e_m(t)$ es el error del modelado

n es el ordel del modelo

λ es el parametro de sintonización

El objetivo de todo sistema de control es asegurar que en todo momento el error y sus derivadas sean completamente nulas, es decir que siempre se mantenga la relación unitaria

entre la variable controlada y la señal de referencia[30]. Una vez que se obtiene esta relación, S (t) toma un valor constante y el problema de seguimiento de la referencia se reduce a satisfacer la condición deslizante:

$$\frac{dS(t)}{dx} = 0$$

Una vez seleccionada la superficie deslizante se procede a diseñar la ley de control la que debe satisfacer la condición deslizante entre la variable controlada y el valor de referencia. La ley del control de SMC, *M* (*t*), se compone de dos partes; una parte continua $U_C(t)$, y una parte discontinua $U_D(t)$, Eso es:

$$M(t) = U_C(t) + U_D(t)$$

Ecuación 2.22 Ley de control SMC.

La parte continua es la encargada de mantener la variable sobre la superficie deslizante, además de que es la encargada de que el sistema alcance de manera más rápida el valor de referencia

La parte discontinua incorpora un elemento no lineal que incluye el elemento de conmutación de la ley del control, además también es la encargada de mantener la estabilidad entre la variable controlada y el valor de referencia. Para suavizar la discontinuidad, se emplea la función sigma o de saturación de la forma:

$$U_D(t) = K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$

Ecuación 2.23 Reducción de Chattering.

Donde:

K_D parámetro de sintonización responsable del modo de acercamiento.

 δ parámetro para reducir la oscilación de alta frecuencia alrededor del punto deseado.

Esta oscilación también es llamada chattering la cual es restringida directamente con la frecuencia máxima de switcheo de los actuadores ya que estos pueden excitar la dinámica de alta frecuencia del modelo del sistema[31]. En resumen, la ley de control del modo deslizante consiste en una parte rápida que me permite llegar al valor de referencia y una parte lenta la cual se encarga de estabilizar la señal. La Figura 2.12 muestra el lazo de control aplicado al FAP.



Figura 2.12 Controlador SMC de Corriente.

En el cual la señal de salida sobre la señal de control es igual a la planta ya calculada anteriormente, donde la derivada de la corriente del filtro se muestra en la ecuación 2.24.

$$\frac{I_{fa}}{U_C} = \frac{1}{L_f s + R_f}$$
$$I_{fa} = \frac{U_C}{L_f s + R_f}$$
$$U_C = I_{fa} * (L_f s + R_f)$$
$$U_C = I_{fa} s * L_f + I_{fa} * R_f$$
$$U_C = I_{fa}^{\cdot} * L_f + I_{fa} * R_f$$
$$I_{fa}^{\cdot} = \frac{U_C - R_f I_{fa}}{L_f}$$

Ecuación 2.24 Derivada de la Corriente del FAP.

Para este caso tomamos como superficie deslizante la misma superficie del controlador PI con las mismas constantes.

$$S = k_{pc}e + k_{ic}\int e$$

Ecuación 2.25 Superficie deslizante controlador de corriente.

En el concepto de control de modo deslizante, los controles equivalentes deben ser encontrados ajustando la derivada de la superficie deslizante y ésta igualada a cero, esto se expresa como:

$$\dot{S} = k_{pc}\dot{e} + k_{ic}e$$

$$0 = k_{pc}\dot{e} + k_{ic}e$$

Ecuación 2.26 Derivada de la superficie deslizante controlador de corriente.

Los errores en corriente son representados por las ecuaciones 2.27 y 2.28:

$$e = \widetilde{I_{ha}} - I_{fa}$$

Ecuación 2.27 Error de corriente.

$$\dot{e} = i \dot{\iota_{ha}} - \iota_{fa}$$

Ecuación 2.28 Derivada del error de corriente.

Reemplazando la ecuación 2.24 y 2.28 en la 2.26 tenemos:

$$0 = k_{pc} \left(i\dot{ha} - i\dot{fa} \right) + k_{ic} e$$
$$0 = k_{pc} i\dot{ha} - k_{pc} i\dot{fa} + k_{ic} e$$
$$0 = k_{pc} i\dot{ha} - k_{pc} \left(\frac{U_c - R_f I_{fa}}{L_f} \right) + k_{ic} e$$

Para evitar señales falsas de control, eliminamos la parte derivativa de la expresión debido a que estas causan picos desestabilizando el sistema, por lo tanto, eliminando la derivada tenemos:

$$0 = -k_{pc} \left(\frac{U_C - R_f I_{fa}}{L_f} \right) + k_{ic} e$$
$$k_{pc} \left(\frac{U_C - R_f I_{fa}}{L_f} \right) = k_{ic} e$$
$$U_C - R_f I_{fa} = \frac{k_{ic} L_f e}{k_{pc}}$$

Finalmente, la parte continua del controlador se representa en la ecuación 2.29:

$$U_C = R_f I_f + \frac{k_{ic} L_f e}{k_{pc}}$$

Ecuación 2.29 Parte continua controlador de corriente SMC.

41

Donde la parte discontinua se representa mediante las ecuaciones 2.30 y 2.31:

 $U_D = K_D sign(S)$

Ecuación 2.30 Parte discontinua sin reducción del Chattering.

$$U_D = K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$

Ecuación 2.31 Parte discontinua con reducción del Chattering.

La ley de control unificada a aplicar se muestra en la ecuación 2.32:

$$U = U_{c} + U_{D}$$
$$U = R_{f}I_{f} + \frac{k_{ic}L_{f}e}{k_{pc}} + K_{D}sign(S)$$
$$U = R_{f}I_{f} + \frac{k_{ic}L_{f}e}{k_{pc}} + K_{D}\frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$

Ecuación 2.32 Ley de Control SMC.

Donde:

$$k_D = \frac{0.51}{K} * \left(\frac{\tau_0}{\tau_1}\right)^{0.76}$$
$$\delta = 0.68 + \frac{0.12}{\tau_0} * |K * K_D|$$

 $G(s) = \frac{K}{\tau_1 s + 1} e^{-\tau_0 s}$

 $\tau_0 = \frac{1}{f_{sw}}; \ K = \frac{1}{R_f}; \ \tau_1 = \frac{L_f}{R_f}$

Si:

MATLAB es un software de cálculo técnico muy usado en universidades por ingenieros y en centros de investigación debido a sus altas prestaciones para calculo numérico y visualización.

MATLAB en un entorno fácil de usar, donde los problemas y las soluciones son expresados matemáticamente cuyo elemento básico de datos es una matriz.

En la industria, MATLAB se utiliza para investigación y para resolver problemas prácticos de ingeniería y matemáticas, con un gran énfasis en aplicaciones de control y procesamiento de señales

Los usos más comunes de MATLAB son:

- Procesamiento de Señales.
- Modelado y Simulación de sistemas dinámicos.
- Diseño de Sistemas de Control.
- Identificación de Sistemas lineales.
- Procesamiento Masivo de Datos.
- Learning Machine.
- Redes Neuronas, etc.

SIMULINK es un toolbox de MATLAB usado para simular sistemas embebidos, Simulink provee al usuario de bloques personalizables con generación de código automático al integrarlo en el diseño de nuestro sistema, también se puede incorporar algoritmos en el lenguaje nativo de Matlab, permitiendo una simulación continua en la cual los datos se pueden exportar o graficar fácilmente para el análisis correspondiente del sistema.

Para el caso del FAP como sistema dinámico variante en el tiempo MATLAB es la mejor opción debido a que un sistema dinámico se simula calculando los valores de los estados del sistema dinámico en cada paso de la simulación mediante la utilización de algoritmos de resolución numéricos basados en tiempo o en eventos. El software permite la visualización para examinar la evolución de los estados del sistema dinámico durante la ejecución de la simulación.

Modelo completo de compensación armónica aplicando el Método PQ

En esta sección se detallará los componentes armados para la simulación tanto del sistema de potencia como del sistema de control del Filtro Activo Trifásico en Topología Paralelo.

Sistema de Potencia

El sistema de Potencia utilizado en la simulación consta de un sistema trifásico de 3 hilos, con una inductancia de línea que hace de referencia a la longitud del conductor entre la carga no lineal y el transformador de distribución. En paralelo se encuentra conectado el Filtro Activo trifásico con todas las características ya mencionadas en el punto 2.1, como lo muestra la Figura 2.13.



Figura 2.13 Sistema de Potencia.

Carga NO Lineal y VSI

La carga no lineal mostrada en la Figura 2.14 consta de rectificador trifásico de puente completo seguido de una red RL en serie, esta es una red equivalente convertidores de potencia que introducen armónicos en la red de distribución eléctrica.



Figura 2.14 Carga NO lineal.

El inversor trifásico mostrado en la Figura 2.15 de 6 pulsos es controlado por un modulador PWM en el cual cada ramal recibe las señales del controlador PI de corriente inyectando armónicos de cancelación al sistema de potencia.



Figura 2.15 Inversor Trifásico VSI.

Sistema de Control

La Figura 2.16 muestra el esquema del sistema de control PQ desde su etapa de filtrado hasta la obtención de la referencia armónica.



Figura 2.16 Sistema de Control PQ.

Modelo completo de compensación armónica aplicando el Método DQ

El modelo completo del sistema de potencia no cambia, por lo cual es el mismo que la Figura 2.13.

Sistema de Control PI

La Figura 2.17 muestra el esquema del sistema de control DQ desde su etapa de filtrado, conversión, sincronización y obtención de la referencia armónica, así como también el controlador PI que se encarga de enviar las señales de control al VSI.



Figura 2.17 Sistema de Control DQ.

PLL

La Figura 2.18 muestra el esquema del sistema de sincronización PLL desde su etapa de conversión, sincronización y obtención del ángulo de sincronización con la red de distribución trifásica, así como también el controlador PI que se encarga de mantener la sincronización entre la red y el VSI.





Sistema de Control SMC

La Figura 2.19 muestra el esquema del sistema de control DQ desde su etapa de filtrado, conversión, sincronización y obtención de la referencia armónica, así como también el controlador SMC que se encarga de enviar las señales de control al VSI.



Figura 2.19 Sistema de Control SMC con modelo DQ.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se presenta los resultados de las técnicas de control propuestas en este estudio (PI-Proporcional e Integral y SMC-Control por Modos Deslizantes) que se usan para la mitigación armónica producida por las cargas no lineales en el sistema interconectado disminuyendo la calidad del suministro.

Los parámetros del sistema trifásico van a ir variando en un porcentaje del 10%, 25% y 50% para así observar los resultados de cada controlador y discutirlos mediante una comparación. Todos estos resultados se verán reflejados dentro de la Norma IEEE-519 satisfaciendo los requerimientos de cada armónico y su distorsión armónica total en cada forma de onda.

3.1 Sistema sin Compensación FAP

Para los parámetros del sistema de potencia se tomó la consideración del costo de los filtros activos, ya este es menor que el de otros métodos para cargas no lineales de hasta 1 MVA. Por lo cual en la Tabla 3.1 se detalla un circuito equivalente a una carga de 10KVA.

| Parámetros de Potencia. | | | |
|---|--|--|--|
| Carga NO Lineal. | L = 4[H], R = 130[Ohm] | | |
| Parámetros del Filtro Activo en Paralelo | Lf = 110[mH], Rf=0,500[Ohm], Cf=1820[uF] | | |
| Voltaje y frecuencia de Lineal | V = 220 [V], freq = 60[Hz] | | |

| Tabla 3.1 Parametros del Sistema de Potencia. | Tabla 3.1 | Parámetros | del Sistema | de Potencia. |
|---|-----------|------------|-------------|--------------|
|---|-----------|------------|-------------|--------------|

Sistema implementado sin conexión del filtro activo trifásico en topología paralelo con los parámetros de la Tabla 3.1 en un sistema trifásico de tres hilos sin conexión a neutro.



Figura 3.1 Corriente de Línea sin Compensación

| | Sin FAP | IEEE 519 |
|--------------|---------|-----------------|
| No. Armónico | (%) | (%) |
| 3 | 0 | 12 |
| 4 | 0 | |
| 5 | 18.59 | 12 |
| 6 | 0 | |
| 7 | 12.25 | 12 |
| 8 | 0 | |
| 9 | 0 | |
| 10 | 0 | |
| 11 | 6.22 | 5.5 |
| 12 | 0 | |
| 13 | 4.50 | 5.5 |
| 14 | 0 | |
| 15 | 0 | |
| THD | 23.81 | |

 Tabla 3.2 Distorsión Armónica sin Compensación.

Como se muestra en la Tabla 3.2 y como se mencionó en el análisis previo a la obtención armónica, los armónicos predominantes producidos por la carga NO lineal son el 5to y el 7mo, los cuales serán de objetivo primordial a mitigar.

3.2 Sistema con Compensación del FAP mediante el Controlador PI (Proporcional - Integral)

Según lo mencionado en los puntos 2.2.3 y 2.2.4 en donde detallamos el diseño del controlador PI tanto de corriente como de voltaje al aplicar los valores correspondientes de frecuencia de corte y conmutación obtenemos las constantes detalladas en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3 Parámetros del Controlador PI

| Parámetros del Controlado | r PI. |
|---------------------------|-------|
| | |

| Constantes PI de Voltaje | kp = 0.9702 ki = 258.6626 |
|--|----------------------------------|
| Constantes PI de Corriente | kp = 761.7836 ki = 2642053.62 |
| Frec. de Corte HPF y frec. de Conmutación. | freq = 120[Hz] fsw = 10 [KHz] |

Resultados del Controlador PI Mediante el Método PQ

La Tabla 3.4 muestra los resultados de la aplicación del controlador PI mediante la utilización de extracción armónica por el método de potencias reactivas instantáneas PQ y las constantes de calibración de la Tabla 3.3.

Se analiza la mitigación de hasta el 15vo armónico ya que la calibración del controlador fue realizada para controlar hasta el 13vo, obteniendo una respuesta satisfactoria dentro de la norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|----------------|-----------------|
| 3 | 0 | 016 | 12 |
| 4 | 0 | 0.22 | |
| 5 | 18.59 | 4.85 | 12 |
| 6 | 0 | 0.38 | |
| 7 | 12.25 | 3.73 | 12 |
| 8 | 0 | 0.29 | |
| 9 | 0 | 0.35 | |
| 10 | 0 | 0.45 | |
| 11 | 6.22 | 6.49 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.64 | |
| 13 | 4.50 | 4.04 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.16 | |
| 15 | 0 | 0.14 | |
| THD | 23.81 | 15.96 | |

Tabla 3.4 Distorsión Armónica con Compensación PI y método PQ.

Mediante el método de identificación armónica PQ o de potencia reactiva instantánea los niveles armónicos deseados se encuentran bajo la Norma IEEE 519 reduciendo el THD un 7% verificando así la validez tanto del controlador PI como del método de identificación armónica PQ.



Figura 3.2 Corriente de Línea Controlador PI Método PQ



Figura 3.3 Corriente Armónica Controlador PI Método PQ.



Figura 3.4 Voltaje Bus CC Controlador PI Método PQ.

La Figura 3.4 muestra que el voltaje del BUS CC posee un tiempo de establecimiento demasiado grande aun cuando el capacitor se inició previamente cargado, lo cual es característico por el método de identificación armónica PQ el cual maneja como variables voltajes y corrientes en un sistema rotatorio alpha-betha.

Resultados del Controlador PI Mediante el Método DQ

La Tabla 3.5 muestra los resultados de la aplicación del controlador PI mediante la utilización de extracción armónica por el método del marco de referencia síncrono DQ y las constantes de calibración de la Tabla 3.3.

Se analiza la mitigación de hasta el 15vo armónico ya que la calibración del controlador fue realizada para controlar hasta el 13vo, obteniendo una respuesta satisfactoria dentro de la norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|----------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.22 | 12 |
| 4 | 0 | 0.33 | |
| 5 | 18.59 | 4.83 | 12 |
| 6 | 0 | 0.07 | |
| 7 | 12.25 | 4.69 | 12 |
| 8 | 0 | 0.24 | |
| 9 | 0 | 0.64 | |
| 10 | 0 | 0.67 | |
| 11 | 6.22 | 4.82 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.64 | |
| 13 | 4.50 | 4.19 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.31 | |
| 15 | 0 | 0.18 | |
| THD | 23.81 | 13.49 | |

Tabla 3.5 Distorsión Armónica con Compensación PI y método DQ.

Mediante el método de identificación armónica DQ o de marco de referencia síncrono los niveles armónicos deseados se encuentran bajo la Norma IEEE 519 reduciendo el THD un

10% verificando así la validez tanto del controlador PI como del método de identificación armónica DQ.



Figura 3.5 Corriente de Línea Controlador PI Método DQ



Figura 3.6 Corriente Armónica Controlador PI Método DQ.



Figura 3.7 Voltaje Bus CC Controlador PI Método DQ.

El método de identificación armónica DQ muestra un mejor establecimiento de la corriente de línea como lo muestra la Figura 3.5 en comparación con la Figura 3.2 lo cual se da por el tipo de transformación y sincronización con el sistema mediante el PLL dando así una mejor referencia al controlador.

3.3 Sistema con Compensación del FAP mediante el Controlador SMC.

Según lo mencionado en los puntos 2.2.4 y 2.2.5 en donde se detalla el diseño del controlador Pl voltaje y el diseño del controlador SMC respectivamente, al aplicar los valores correspondientes de frecuencia de corte y conmutación obtenemos las constantes detalladas en la Tabla 3.6.

| Parámetros de Control SMC. | | | |
|--|----------------------------------|--|--|
| Constantes PI de Voltaje | kp = 0.9702 ki = 258.6626 | | |
| Constantes SMC de Corriente | kp = 761.7836 ki = 2642053.62 | | |
| Frec. de Corte HPF y frec. de Conmutación. | freq = 120[Hz] fsw = 10 [KHz] | | |

Tabla 3.6 Parámetros del Controlador SMC.

Resultados del Controlador SMC Mediante el Método DQ

La Tabla 3.7 muestra los resultados de la aplicación del controlador SMC mediante la utilización de extracción armónica por el método del marco de referencia síncrono DQ y las constantes de calibración de la Tabla 3.6.

Se analiza la mitigación de hasta el 15vo armónico ya que la calibración del controlador fue realizada para controlar hasta el 13vo, obteniendo una respuesta satisfactoria dentro de la norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|----------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.22 | 12 |
| 4 | 0 | 0.19 | |
| 5 | 18.59 | 3.34 | 12 |
| 6 | 0 | 0.26 | |
| 7 | 12.25 | 4.07 | 12 |
| 8 | 0 | 0.23 | |

Tabla 3.7 Distorsión Armónica con Compensación SMC y método DQ

| 9 | 0 | 0.26 | |
|-----|-------|------|-----|
| 10 | 0 | 0.32 | |
| 11 | 6.22 | 3.43 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.43 | |
| 13 | 4.50 | 2.60 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.25 | |
| 15 | 0 | 0.16 | |
| THD | 23.81 | 9.45 | |

Mediante el método de identificación armónica DQ o de marco de referencia síncrono los niveles armónicos deseados se encuentran bajo la Norma IEEE 519 reduciendo el THD un 15% verificando así la validez tanto del controlador SMC como del método de identificación armónica DQ.



Figura 3.8 Corriente de Línea Controlador SMC Método DQ.



Figura 3.9 Corriente Armónica Controlador SMC Método DQ.



Figura 3.10 Voltaje Bus CC Controlador SMC Método DQ.

Un problema en el controlador SMC se da debido a que el tiempo de conmutación, no es fijo por lo cual, por motivos de simulación se aplica un retenedor de orden cero a la señal de control para asegurarnos de que la frecuencia de conmutación se establezca en 10 KHz. Solucionado este problema los resultados obtenidos podemos comparar con los diferentes métodos y controladores aplicados en este estudio.

Aplicando el controlador SMC la corriente de línea posee un nivel armónico menor al del controlador PI tanto para el método DQ como para el PQ, demostrando así su robustez tanto para la compensación armónica como para la estabilidad del BUS CC mejorando la calidad del suministro en el sistema trifásico de tres hilos.

| Parámetro | PI (PQ) | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|---------|----------|
| IAE | 0.10240 | 0.09201 | 0.0748 |
| ISE | 0.05289 | 0.03173 | 0.02132 |

Tabla 3.8 IAE e ISE Controlador PI Método DQ.

La Tabla 3.8 muestra la comparación entre los resultados obtenidos entre la aplicación del método de identificación armónica PQ y DQ conjuntamente con sus respectivos controladores. Mediante los parámetros IAE (Integral del Error Absoluto) e ISE (Integral del Error Cuadrático) los cuales son referidos al error del seguimiento de la referencia armónica se puede apreciar que en condiciones estables del sistema sin variación de carga o perturbación externa predomina el control PQ, aun así el controlador SMC presenta mejores resultados que el controlador PI (DQ) a pesar que sus constantes se obtuvieron mediante el metodo científico y mas no con un sustento teórico previo mas adelante explicaremos el comportamiento ante variaciones en los parametros del FAP, Carga no lineal y de la inductancia de línea.

3.4 Respuesta dinámica de los controladores ante la variación de los parámetros del Filtro Activo mediante el método DQ.

Para esta sección se realizará la variación de los parámetros del filtro activo trifásico de tres hilos en topología paralelo, el parámetro a variar será la inductancia de filtrado a la salida del VSI ya que la sintonización del controlador depende directamente de este parámetro.

Aumento del 10% respecto a sus valores nominales

Los parámetros del filtro activo en paralelo pueden variar debido a condiciones climáticas, altura, humedad, etc, para lo cual, se hacen pruebas entre los dos controladores y como se puede observar en la Tabla 3.9 el predominio del controlador SMC se hace presente con una reducción del 4% más que el controlador PI, el aumento de los valores en los parámetros hace referencia a un cambio en altura en cambio si hiciéramos una reducción de valores estos se debe a un envejecimiento del FAP, pero en cualquiera de los casos vamos a tener un predominio del controlador SMC debido a que la calibración del PI está orientada directamente a las constantes del FAP como son Lf y Rf.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.08 | 0.05 | 12 |
| 4 | 0 | 0.07 | 0.22 | |
| 5 | 18.59 | 5.30 | 4.06 | 12 |
| 6 | 0 | 0.35 | 0.25 | |
| 7 | 12.25 | 5.73 | 4.98 | 12 |
| 8 | 0 | 0.39 | 0.34 | |
| 9 | 0 | 0.35 | 0.09 | |
| 10 | 0 | 1.20 | 0.12 | |
| 11 | 6.22 | 7.00 | 3.62 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.38 | 0.13 | |
| 13 | 4.50 | 4.32 | 2.71 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.44 | 0.13 | |
| 15 | 0 | 0.39 | 0.29 | |
| THD | 23.81 | 14.25 | 9.98 | |

Tabla 3.9 Comparación PI y SMC Variación 10% de parámetros FAP.

Seguimiento de la referencia armónica.

La Figura 3.11 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.4.1.



Figura 3.11 Respuesta Dinámica PI Variación Parámetros FAP 10%.

La Figura 3.12 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.4.1.





La Tabla 3.10 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 10% en los parámetros del filtro, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.06057 | 0.05025 |
| ISE | 0.01308 | 0.008258 |

 Tabla 3.10 IAE e ISE Variación 10% de parámetros FAP.

Aumento del 25% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.11 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI con una reducción de aproximadamente un 7% más que el controlador PI, demostrando así su robustez en la variación de un 25% en los parámetros del FAP además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.70 | 0.07 | 12 |
| 4 | 0 | 0.45 | 0.23 | |
| 5 | 18.59 | 8.34 | 4.38 | 12 |
| 6 | 0 | 0.86 | 0.44 | |
| 7 | 12.25 | 7.40 | 5.30 | 12 |
| 8 | 0 | 0.23 | 0.18 | |
| 9 | 0 | 0.48 | 0.06 | |
| 10 | 0 | 0.34 | 0.16 | |
| 11 | 6.22 | 8.96 | 3.76 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.67 | 0.24 | |
| 13 | 4.50 | 5.67 | 2.94 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.21 | 0.11 | |
| 15 | 0 | 0.16 | 0.09 | |
| THD | 23.81 | 16.89 | 10.31 | |

Tabla 3.11 Comparación PI y SMC Variación 25% de parámetros FAP.

Seguimiento de la referencia armónica.

La figura 3.13 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.4.2.



Figura 3.13 Respuesta Dinámica PI Variación Parámetros FAP 25%.

La figura 3.13 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.4.2.





La Tabla 3.12 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 25% en los parámetros del filtro, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.1225 | 0.07596 |
| ISE | 0.06328 | 0.02561 |

| Tabla 3.12 IAE e ISE Variación 25% de parámetros FAP |
|--|
|--|

Aumento del 50% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.13 se muestran los valores del THD ante variación de un 50% en los parámetros del FAP comparando todos los valores armónicos con la Norma IEEE 519.

 Tabla 3.13
 Comparación PI y SMC Variación 50% de parámetros FAP.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 8.07 | 0.30 | 12 |
| 4 | 0 | 2.88 | 0.14 | |
| 5 | 18.59 | 23.12 | 5.88 | 12 |
| 6 | 0 | 2.08 | 0.20 | |
| 7 | 12.25 | 13.48 | 6.45 | 12 |
| 8 | 0 | 1.61 | 0.17 | |
| 9 | 0 | 0.53 | 0.16 | |
| 10 | 0 | 0.60 | 0.07 | |
| 11 | 6.22 | 6.71 | 4.61 | 5.5 |

| 12 | 0 | 0.84 | 0.18 | |
|-----|-------|-------|-------|-----|
| 13 | 4.50 | 5.16 | 3.53 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.54 | 0.12 | |
| 15 | 0 | 0.37 | 0.06 | |
| THD | 23.81 | 43.24 | 11.87 | |

Seguimiento de la referencia armónica.

La figura 3.15 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.4.3.



Figura 3.15 Respuesta Dinámica PI Variación Parámetros FAP 50%.

La figura 3.16 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.4.3.





La Tabla 3.14 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 50% en los parámetros del filtro, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.3117 | 0.08104 |
| ISE | 0.3289 | 0.03216 |

Tabla 3.14 IAE e ISE Variación 50% de parámetros FAP.

Los valores de los parámetros IAE e ISE del controlador PI aumentaron en comparación con la variación del 10% y del 25% lo que se traduce a una inestabilidad del sistema en variaciones bruscas en los parámetros del FAP mientras que el controlador SMC respondió de mejor manera demostrando su estabilidad ante este tipo de variaciones en componentes pasivos en sistemas de potencia.

3.5 Respuesta dinámica de los controladores ante la variación de los parámetros de la carga NO lineal mediante el método DQ

La prueba se la realiza aumentando los valores de la carga no lineal para ver el comportamiento del FAP ante el aumento en la demanda de potencia, ya que la potencia del FAP fue diseñada específicamente para la demanda que genera la carga no lineal sin modificaciones en sus parámetros.

Aumento del 10% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.15 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI con una reducción de aproximadamente 4% más que el controlador PI, demostrando así su robustez en la variación de un 10% en la carga no lineal, además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP | Con FAP | Con FAP | IEEE 519 |
|--------------|---------|---------|---------|----------|
| | (%) | PI (%) | SMC (%) | (%) |
| 3 | 0 | 0.57 | 0.35 | 12 |

 Tabla 3.15
 Comparación PI y SMC Variación 10% Carga NO Lineal.
| 4 | 0 | 0.18 | 0.26 | |
|-----|-------|-------|------|-----|
| 5 | 18.59 | 4.25 | 2.78 | 12 |
| 6 | 0 | 0.18 | 0.14 | |
| 7 | 12.25 | 3.93 | 3.59 | 12 |
| 8 | 0 | 0.39 | 0.20 | |
| 9 | 0 | 0.57 | 0.24 | |
| 10 | 0 | 0.26 | 0.31 | |
| 11 | 6.22 | 6.12 | 3.01 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.30 | 0.15 | |
| 13 | 4.50 | 3.94 | 2.19 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.13 | 0.18 | |
| 15 | 0 | 0.26 | 0.26 | |
| THD | 23.81 | 13.30 | 9.13 | |

La figura 3.17 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.5.1.





La figura 3.18 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.5.1.



Figura 3.18 Respuesta Dinámica SMC Variación Parámetros Carga NO Lineal 10%. La Tabla 3.16 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 10% en los parámetros de la carga no lineal, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.08416 | 0.07052 |
| ISE | 0.02646 | 0.01814 |

 Tabla 3.16 IAE e ISE Variación 10% Carga NO Lineal.

Aumento del 25% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.17 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI con una reducción de más del 3% más que el controlador PI, demostrando así su robustez en la variación de un 25% en la carga no lineal, además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

Tabla 3.17 Comparación PI y SMC Variación 25% Carga NO Lineal.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.13 | 0.65 | 12 |
| 4 | 0 | 0.40 | 0.37 | |
| 5 | 18.59 | 3.65 | 2.45 | 12 |
| 6 | 0 | 0.15 | 0.26 | |
| 7 | 12.25 | 3.95 | 3.39 | 12 |
| 8 | 0 | 0.39 | 0.26 | |
| 9 | 0 | 0.11 | 0.62 | |

| 10 | 0 | 0.27 | 0.21 | |
|-----|-------|-------|------|-----|
| 11 | 6.22 | 5.50 | 2.71 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.21 | 0.32 | |
| 13 | 4.50 | 3.07 | 2.24 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.16 | 0.14 | |
| 15 | 0 | 0.32 | 0.41 | |
| THD | 23.81 | 12.57 | 9.27 | |

La figura 3.19 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.5.2.



Figura 3.19 Respuesta Dinámica PI Variación Parámetros Carga NO Lineal 25%.

La figura 3.20 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.5.2.





La Tabla 3.18 muestra una pequeña superioridad del controlador PI frente al SMC con una variación del 25% en los parámetros de la carga no lineal, pero estable en comparación con la variación del 10% previo aun así se mantiene por norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.07517 | 0.06472 |
| ISE | 0.02065 | 0.01484 |

 Tabla 3.18 IAE e ISE Variación 25% Carga NO Lineal.

Aumento del 50% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.19 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI con una reducción de aproximadamente 4% más que el controlador PI, demostrando así su robustez en la variación de un 50% en la carga no lineal, además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.33 | 0.06 | 12 |
| 4 | 0 | 0.35 | 0.22 | |
| 5 | 18.59 | 3.61 | 2.51 | 12 |
| 6 | 0 | 0.26 | 0.43 | |
| 7 | 12.25 | 3.60 | 3.23 | 12 |
| 8 | 0 | 0.68 | 0.17 | |
| 9 | 0 | 0.59 | 0.24 | |
| 10 | 0 | 0.78 | 0.30 | |
| 11 | 6.22 | 5.07 | 2.34 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.24 | 0.38 | |
| 13 | 4.50 | 3.20 | 2.37 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.64 | 0.19 | |
| 15 | 0 | 0.65 | 0.14 | |
| THD | 23.81 | 13.55 | 10.30 | |

Tabla 3.19 Comparación PI y SMC Variación 50% Carga NO Lineal.

La figura 3.21 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.5.3.



Figura 3.21 Respuesta Dinámica PI Variación Parámetros Carga NO Lineal 50%.

La figura 3.22 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.5.3.





La Tabla 3.20 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 50% en los parámetros de la carga no lineal, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.06598 | 0.06202 |
| ISE | 0.01535 | 0.01332 |

 Tabla 3.20 IAE e ISE Variación 50% Carga NO Lineal.

La demanda de potencia total en el Punto de acople común puede variar dependiendo del número de cargas conectadas y la demanda que genera cada una, las sumas de las demandas de cada carga producen la potencia armónica total a compensar la cual el filtro activo trifásico en topología paralelo debe mitigar.

El FAP fue diseñado para los valores de carga no lineal que se muestran en este estudio, por lo que el FAP tiene un límite de potencia a compensar, el aumento en los valores de la carga no lineal generan un aumento de demanda al FAP, los controladores deben ser capaces de seguir este tipo de perturbaciones y compensarlas apropiadamente, pero como se puede observar el controlador SMC demuestra mejor robustez que el controlador PI al tener siempre el valor de la distorsión armónica THD por debajo de la norma y de los valores del controlador PI.

3.6 Respuesta dinámica de los controladores ante la variación en el parámetro de inductancia de línea mediante el método DQ

La inductancia de línea es una característica en sistemas eléctricos de potencia la cual relaciona la distancia del conductor, desde el punto del transformador de potencia hacia el punto de conexión de carga, este valor dependerá del tipo de conductor que se utilice, así como el medio por el cual se lo transporte.

Disminución del 10% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.21 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador Pl con una reducción de más del 4% más que el controlador Pl, demostrando así su robustez en la variación de un 10% en la inductancia de línea, además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.43 | 0.20 | 12 |
| 4 | 0 | 0.60 | 0.11 | |
| 5 | 18.59 | 5.39 | 3.43 | 12 |
| 6 | 0 | 0.38 | 0.12 | |
| 7 | 12.25 | 5.01 | 0.52 | 12 |
| 8 | 0 | 0.30 | 0.33 | |
| 9 | 0 | 0.96 | 0.14 | |
| 10 | 0 | 0.66 | 0.20 | |

Tabla 3.21 Comparación PI y SMC Variación 10% Inductancia de línea.

| 11 | 6.22 | 7.35 | 0.79 | 5.5 |
|-----|-------|-------|------|-----|
| 12 | 0 | 0.26 | 0.31 | |
| 13 | 4.50 | 4.42 | 0.91 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.38 | 0.22 | |
| 15 | 0 | 0.56 | 0.37 | |
| THD | 23.81 | 14.49 | 9.73 | |

La figura 3.23 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.6.1.





La figura 3.24 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.6.1.



Figura 3.24 Respuesta Dinámica SMC Variación Parámetros Inductancia de Línea 10%.

La Tabla 3.22 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 10% en los parámetros de la inductancia de línea, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.0969 | 0.0782 |
| ISE | 0.03555 | 0.02375 |

 Tabla 3.22 IAE e ISE Variación 10% Inductancia de línea.

Disminución del 25% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.23 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI con una reducción aproximadamente el 5% más que el controlador PI, demostrando así su robustez en la variación de un 25% en la inductancia de línea, además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

Tabla 3.23 Comparación PI y SMC Variación 25% Inductancia de línea.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.19 | 0.13 | 12 |
| 4 | 0 | 0.15 | 0.46 | |
| 5 | 18.59 | 6.04 | 4.03 | 12 |
| 6 | 0 | 0.17 | 0.42 | |
| 7 | 12.25 | 6.07 | 4.89 | 12 |
| 8 | 0 | 0.19 | 0.17 | |
| 9 | 0 | 0.31 | 0.05 | |
| 10 | 0 | 0.51 | 0.16 | |
| 11 | 6.22 | 8.16 | 3.88 | 5.5 |
| 12 | 0 | 0.34 | 0.18 | |
| 13 | 4.50 | 5.60 | 3.17 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.35 | 0.03 | |
| 15 | 0 | 0.12 | 0.15 | |
| THD | 23.81 | 15.78 | 10.70 | |

La figura 3.25 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.6.2.



Figura 3.25 Respuesta Dinámica PI Variación Parámetros Inductancia de Línea 25%. La figura 3.26 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.6.2.



Figura 3.26 Respuesta Dinámica SMC Variación Parámetros Inductancia de Línea 25%. La Tabla 3.24 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 25% en los parámetros la inductancia de línea, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.1114 | 0.08186 |
| ISE | 0.0485 | 0.02777 |

| Tabla 3.24 IAE e ISE | Variación 25% | Inductancia de línea. |
|----------------------|---------------|-----------------------|
|----------------------|---------------|-----------------------|

Disminución del 50% respecto a sus valores nominales

Los valores de la Tabla 3.25 muestran el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI con una reducción aproximadamente un 4% más que el controlador PI, demostrando así su robustez en la variación de un 50% en la inductancia de línea, además de que todos los valores armónicos se encuentran dentro de la Norma IEEE 519.

| No. Armónico | Sin FAP (%) | Con FAP PI (%) | Con FAP SMC (%) | IEEE 519 (%) |
|--------------|----------------|-------------------|--------------------|-----------------|
| 3 | 0 | 0.39 | 0.54 | 12 |
| 4 | 0 | 0.19 | 0.48 | |
| 5 | 18.59 | 9.10 | 5.53 | 12 |
| 6 | 0 | 1.23 | 0.59 | |
| 7 | 12.25 | 7.83 | 6.38 | 12 |
| 8 | 0 | 0.52 | 0.65 | |
| 9 | 0 | 0.98 | 0.23 | |
| 10 | 0 | 0.32 | 0.35 | |
| 11 | 6.22 | 10.13 | 5.15 | 5.5 |
| 12 | 0 | 1.08 | 0.38 | |
| 13 | 4.50 | 7.35 | 4.36 | 5.5 |
| 14 | 0 | 0.62 | 0.36 | |
| 15 | 0 | 0.55 | 0.43 | |
| THD | 23.81 | 19.74 | 13.30 | |

Tabla 3.25 Comparación PI y SMC Variación 50% Inductancia de línea.

Seguimiento de la referencia armónica.

La figura 3.27 muestra el seguimiento del controlador PI a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.6.3.





La figura 3.28 muestra el seguimiento del controlador SMC a la referencia armónica que se desea compensar aplicando la variación mencionada en el punto 3.6.3.



Figura 3.28 Respuesta Dinámica SMC Variación Parámetros Inductancia de Línea 50%. La Tabla 3.26 muestra el predominio y robustez de controlador SMC ante una variación del 50% en los parámetros de la inductancia de línea, manteniéndose por debajo de los valores IAE e ISE del controlador PI y manteniéndose siempre dentro de la norma IEEE-519.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0.1349 | 0.0935 |
| ISE | 0.07131 | 0.04067 |

 Tabla 3.26 IAE e ISE Variación 50% Inductancia de línea.

3.7 Comparación gráfica de resultados entre los controladores implementados.

Para esta comparación se toma en cuenta los armónicos más representativos como son el 5to, 7mo, 11vo y 13vo.

Variación parámetros del FAP





Figura 3.29 5to Armónico Variación FAP.

Figura 3.30 7mo Armónico Variación FAP.



Figura 3.31 11vo Armónico Variación FAP.



Figura 3.32 13vo Armónico Variación FAP.

Como muestran las figuras del Punto 3.7.1 el predominio del controlador SMC sobre el controlador PI es notorio, mientras el PI muestra una tendencia de aumento en el THD el SMC se mantiene compensando de manera satisfactoria las perturbaciones introducidas al sistema mejorando la calidad del suministro.

Variación Carga NO Lineal



Figura 3.33 5to Armónico Variación Carga NO Lineal.



Figura 3.34 7mo Armónico Variación Carga NO Lineal.



Figura 3.35 11vo Armónico Variación Carga NO Lineal.



Figura 3.36 13vo Armónico Variación Carga NO Lineal.

Al ir aumentando la carga no lineal el comportamiento del PI y el SMC son similares, pero aun así el controlador SMC muestra mejor estabilidad en los armónicos más críticos como son el 5to y 7mo disminuyendo su contenido armónico de manera considerable al sistema sin compensación.

Variación inductancia de Línea



Figura 3.37 5to Armónico Variación Inductancia de Línea.



Figura 3.38 7mo Armónico Variación Inductancia de Línea.



Figura 3.39 11vo Armónico Variación Inductancia de Línea.



Figura 3.40 13vo Armónico Variación Inductancia de Línea.

La inductancia de línea es un parámetro crítico dentro del FAP ya que atenua el componente armonico al aumentar su valor, por lo cual, para verificar la robustez del controlador este valor se disminuyó y el controlador SMC sigue siendo mucho mas estable ante variaciones de cualquier parámetro del sistema demostrando la robustez manteniendose dentro de la norma IEEE 519 y por debajo del THD del controlador PI.

Comparación de la distorsión armónica total



Figura 3.41 THD Aumento de la Carga NO Lineal.



Figura 3.42 THD Variación parámetros del FAP.



Figura 3.43 THD variación Inductancia de Línea.

Los valores de distorsión amónica total muestran que la robustez del controlador SMC (controlador no lineal) es superior al controlador PI (controlador lineal), compensando de manera más eficiente los armónicos producidos por la carga no lineal, así como variaciones en los parámetros del FAP como envejecimientos de la planta o perturbaciones externas a este.

3.8 Respuesta dinámica ante el aumento en la demanda de la Potencia Activa.



Respuesta del Controlador PI.

Figura 3.44 Respuesta dinámica del controlador PI en la corriente de línea.



Figura 3.45 Respuesta dinámica del controlador PI en el seguimiento armónico.



Figura 3.46 Respuesta dinámica del controlador PI en el BUS CC.

La distorsión de la corriente de línea se hace notable con el controlador PI ante el aumento de demanda en el punto de acople común, una de las razones es debido a su comportamiento lineal como se muestra en la Figura 3.44, mientras que en la Figura 3.46 el rizado de voltaje aumenta debido al pobre dinamismo del controlador PI antes perturbaciones, bajando el rendimiento de control dentro del sistema causando aumento en el THD y disminución del factor de potencia en el consumo de la carga no lineal.

Respuesta del Controlador SMC.



Figura 3.47 Respuesta dinámica del controlador SMC en la corriente de línea.



Figura 3.48 Respuesta dinámica del controlador SMC en el seguimiento armónico.



Figura 3.49 Respuesta dinámica del controlador SMC en el BUS CC.

El seguimiento de la referencia armónica con el controlador SMC mejora considerablemente sin presentar estados transitorios notables en el aumento de la demanda de la carga no lineal. Dentro del BUS de CC al igual que el controlador PI su rizado de voltaje aumenta pero en un menor porcentaje en comparación con el PI, el SMC manteniendo la compensación armónica estable, el factor de potencia en el consumo de la carga no disminuye en este tipo de perturbaciones, con los resultados presentados en la Tabla 3.27 finalmente se puede apreciar la robustez del controlador SMC orientado a sistemas de control de plantas no lineales como lo es el FAP, el controlador PI obtuvo buenos resultados sin embargo su comportamiento lineal da conflictos y limita su acción de control en perturbación a plantas no lineales.

 Tabla 3.27 Comparación PI y SMC respuesta dinámica antes aumento en la demanda de Potencia.

| Parámetro | PI (DQ) | SMC (DQ) |
|-----------|---------|----------|
| IAE | 0,2448 | 0,09015 |
| ISE | 0,3045 | 0,03508 |

4. CONCLUSIONES

4.1 CONCLUSIONES

- El filtro activo en paralelo en la actualidad es la solución moderna para eliminar la corriente armónica y los problemas de potencia relacionados con la potencia reactiva en los sistemas de potencia. Es adecuado para las cargas actuales no lineales y es aplicable para cargas con potencias hasta niveles de MVA. Implementado como fuente de corriente controlada, el FAP inyecta una corriente de compensación en el sistema para cancelar la corriente armónica, la corriente de potencia reactiva y los componentes de corriente desequilibrada de una corriente no armónica. Como resultado, la corriente dibujada de la red de la red eléctrica de CA se convierte en sinusoidal, en fase con la tensión de línea, y equilibrada. En este trabajo se ha realizado el diseño, control y la simulación de un FAP para sistemas trifásicos de 3 hilos verificando en todo momento que se cumple con los estándares armónicos de IEEE 519.
- El algoritmo de control del FAP involucra dos bloques principales; el generador de referencia actual y el regulador de corriente. Para la compensación de alto rendimiento, la referencia de corriente que consiste en la referencia de corriente de armónicos y la referencia de corriente de regulación de voltaje de bus CC debe ser lo más precisa posible. La señal de referencia de corriente generada se envía entonces al regulador de corriente que genera las señales de conmutación del VSI que corta la tensión del bus de CC para obtener la tensión de CA deseada en los terminales de salida VSI para la creación de la corriente de referencia FAP a través de los inductores del filtro.
- Al obtener la referencia de corriente de armónicos y la referencia de corriente de regulación de voltaje de bus CC el método PQ es un método fácil por su implementación matemática, pero los resultados obtenidos en comparación con el

método DQ no poseen la resolución suficiente ante cambios en la demanda, así como también en los parámetros del sistema.

- La referencia actual en la aplicación del FAP consta principalmente de los armónicos de corriente de carga que se caracterizan por sus especificaciones no sinusoidales y de frecuencias múltiples, Por lo tanto, el regulador de corriente es el controlador más crítico en el algoritmo de control del FAP para lograr una inyección de corriente de alto rendimiento. Esta tesis involucra principalmente los algoritmos de regulación de un controlador lineal PI y un controlador no lineal de modos deslizantes SMC con el fin de cumplir con los estrictos estándares de armónicos de calidad de alimentación IEEE 519.
- En general, el FAP debe compensar una amplia gama de armónicos que requieren un regulador de corriente con un ancho de banda y resolución elevado, en el cual influyen directamente al rendimiento del FAP los métodos de identificación armónica, así como su sincronía con la red. Los controladores aplicados PI y SMC presentan buenos resultados, pero como característica del sistema no lineal de la carga el controlador no lineal SMC muestra mejor estabilidad ante cambios del sistema, velocidad de respuesta tanto en el BUS CC como en el seguimiento de la corriente armónica, robustez y fácil implementación dando como resultado un alto rendimiento del FAP reflejado en la distorsión armónica total THD mejorando así la calidad del suministro eléctrico cumpliendo la norma IEEE 519 satisfactoriamente.

4.2 **RECOMENDACIONES**

- Para la continuación futura de este trabajo se recomienda el análisis del filtro trabajando a frecuencia de conmutación variable teniendo siempre en cuenta la frecuencia máxima de conmutación que soportan los semiconductores, en donde el principal reto es que las perdidas sean mínimas y el tiempo autonomía del filtro se prolongue de manera exponencial.
- Es preciso tener en cuenta la necesidad de sincronización entre el filtro activo, la red trifásica y que el filtro RL serie que conecta a los dos no genere resonancias, por lo que el circuito de control debe asegurar el sincronismo en la sintonía de todos ellos. Por lo que es deseable plantear una técnica de sintonización optima que arroje valores óptimos de voltaje DC, inductancia, frecuencia de conmutación, frecuencia de muestreo y constantes del controlador.
- Según este orden de ideas la respuesta dinámica del filtro mejorará ante variaciones tanto de carga como de frecuencia minimizando las pérdidas de conmutación y conducción, los valores de distorsión y los demás factores que la normativa IEEE-519 exige.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. McGranaghan, "Active filter design and specification for control of harmonics in industrial and commercial facilities," *Knoxv. TN USA Electrotek Concepts Inc*, 2001.
- [2] A. Emadi, A. Nasiri, and S. B. Bekiarov, *Uninterruptible power supplies and active filters*. Boca Raton: CRC Press, 2005.
- [3] H. Özkaya, "Parallel active filter design, Control, and Implementation," MS Thesis Electrical and Electronics Engineering Middle East Technical University, 2007.
- [4] A. Martins, J. Ferreira, and H. Azevedo, "Active Power Filters for Harmonic Elimination and Power Quality Improvement," in *Power Quality*, 2011.
- [5] L. SARIBULUT, A. TEKE, M. E. Meral, and M. Tumay, "Active power filter: review of converter topologies and control strategies," *Gazi Univ. J. Sci.*, vol. 24, no. 2, pp. 283–289, 2011.
- [6] 519-2014 IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. ///.
- [7] B.-R. Lin, B.-R. Yang, and H.-R. Tsai, "Analysis and operation of hybrid active filter for harmonic elimination," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 62, no. 3, pp. 191–200, 2002.
- [8] A. Gligor, "Design and Simulation of a Shunt Active Filter in Application for Control of Harmonic Levels," *Electr. Mech. Eng.*, vol. 1, pp. 53–63, 2009.
- [9] H. Akagi, "Active Harmonic Filters," *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, Dec. 2005.
- [10]S. Buso and P. Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics," *Synth. Lect. Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 1–158, Jan. 2006.
- [11] J. L. Afonso, C. Couto, and J. S. Martins, "Active filters with control based on the pq theory," 2000.
- [12]N. Mendalek, K. Al-Haddad, L. A. Dessaint, and F. Fnaiech, "Nonlinear control strategy applied to a shunt active power filter," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2001. *PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 2001, vol. 4, pp. 1877–1882.
- [13]M. Rasheduzzaman, S. Khorbotly, and J. W. Kimball, "A modified SRF-PLL for phase and frequency measurement of single-phase systems," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE*, 2016, pp. 1–7.
- [14]S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000.
- [15]L. G. Barbosa Rolim, D. Rodrigues da CostaJr., and M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec. 2006.
- [16]B. C. Babu, K. Sridharan, E. Rosolowski, and Z. Leonowicz, "Analysis of SDFT based phase detection system for grid synchronization of distributed generation systems," *Eng. Sci. Technol. Int. J.*, vol. 17, no. 4, pp. 270–278, 2014.
- [17]T. C. Green and J. H. Marks, "Control techniques for active power filters," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 2, p. 369, 2005.
- [18]C.-S. Lam and M.-C. Wong, *Design and Control of Hybrid Active Power Filters*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2014.
- [19]T.-L. Lee, Y.-C. Wang, and J.-C. Li, "Design of a hybrid active filter for harmonics suppression in industrial facilities," in *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, 2009, pp. 121–126.
- [20]A. Hamadi, S. Rahmani, and K. Al-Haddad, "A new hybrid series active filter configuration to compensate voltage sag, swell, voltage and current harmonics and reactive power," in *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, 2009, pp. 286– 291.
- [21]H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters," *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.*, vol. 54, no. 3, 2006.

- [22]S. Saad and L. Zellouma, "Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 10, pp. 1337–1341, 2009.
- [23]M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann, "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 2, pp. 311–318, 1997.
- [24]S. Parthasarathy, S. Rahini, and S. K. Kumar, "Performance evaluation of Shunt Active Harmonic filter under different control techniques," in *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2015 International Conference on,* 2015, pp. 1–8.
- [25]P. Santiprapan, K. L. Areerak, and K. N. Areerak, "Mathematical model and control strategy on DQ frame for shunt active power filters," *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, vol. 60, pp. 353–361, 2011.
- [26]H.-H. Kuo, S.-N. Yeh, and J.-C. Hwang, "Novel analytical model for design and implementation of three-phase active power filter controller," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 4, pp. 369–383, 2001.
- [27]N. Mendalek and K. Al-Haddad, "Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame," in *Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*, 2000, vol. 1, pp. 30–35.
- [28]R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [Piscataway, N.J.]: Chichester, West Sussex; Hoboken, N.J: IEEE; Wiley, 2011.
- [29]C. Baohua, W. Ping, and Z. Zhibin, "Sliding Mode Control for a Shunt Active Power Filter," 2011, pp. 282–285.
- [30]F. De la Cruz and O. Camacho, "Controlador de Modos Deslizantes basado en Predictor de Smith y Modelo de Segundo Orden para Procesos con Elevado Retardo," *Rev. Politécnica*, vol. 35, no. 2, p. 18, 2015.
- [31]B.-R. Lin, Z.-L. Hung, S.-C. Tsay, and M.-S. Liao, "Shunt active filter with sliding mode control," in *TENCON 2001. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology*, 2001, vol. 2, pp. 884–889.