

DESARROLLO DE COMPENSADORES DINÁMICOS
DE POTENCIA REACTIVA Y EQUILIBRO DE
CARGAS MEDIANTE FILTROS ACTIVOS DE
CUATRO HILOS



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD DEL CONO SUR DE LAS AMÉRICAS
Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías
Renovables y Eficiencia Energética

DESARROLLO DE COMPENSADORES DINÁMICOS DE POTENCIA
REACTIVA Y EQUILIBRO DE CARGAS MEDIANTE FILTROS
ACTIVOS DE CUATRO HILOS

Fátima Belén Martínez
Autor

Julio Pacher
Tutor

Leonardo Comparatore
Cotutor/es

2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

Prof. Dr. Jorge Rodas, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. Dr. Raúl Gregor, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. MSc. Julio Pacher, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Prof. MSc. Edgar Maqueda, Universidad Nacional de Asunción (Paraguay).

Agosto 2020
UCSA, Asunción, Paraguay

RESUMEN

Debido a las características que puede llegar a presentar un sistema como sería cargas no resistivas o el caso de cargas desequilibradas se presentan consecuencias como presencia de potencia reactiva circulando en el sistema, corrientes desequilibradas en la fase y la aparición de corriente en el neutro.

La potencia reactiva es necesaria en el sistema para el funcionamiento de ciertas cargas como transformadores, motores, etc. pero la misma no es consumida sino que es devuelta al sistema ocasionando así pérdidas en el sistema, además de que el mismo sistema estaría requiriendo componentes de mayor calibre por el incremento de la potencia aparente por la presencia de esta potencia reactiva, como serían conductores de mayor sección entre otros, por este motivo aparece la necesidad de poder compensar dicha potencia reactiva en el sistema.

En un sistema ideal las cargas en un sistema trifásico debería ser equilibrado, esto difícilmente se ve ya que las cargas trifásicas no siempre son perfectamente iguales en cada fase debido a ciertas diferencias que impiden este hecho como podría ser en el caso de un motor, no siempre cada bobinado tiene exactamente el mismo número de vueltas, además de esto también se cuentan con cargas monofásicas, que desequilibran en mayor proporción el equilibrio del sistema, la situación mencionada trae consigo efectos

negativos como la presencia de corriente en el neutro que ocasiona calentamiento excesivo en el conductor neutro.

Por todo esto es que se presenta en este TFM una alternativa para paliar dichos inconvenientes, esto se realiza por medio de un APF cuyo control utilizado es el MCP el cual fue seleccionado debido a sus cualidades resaltando así su simplicidad y su rápida respuesta a los cambios, se basa en realizar un seguimiento a una referencia por medio de activaciones de niveles de tensión de un convertidor de dos niveles que permite al APF introducir corriente al sistema que permita hacer todas las compensaciones mencionadas, esto basándose en una función de costo que determina la activación de estos niveles de tensión.

FÁTIMA BELÉN MARTÍNEZ

Agosto, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

Primeramente agradecer a Dios por darme lo necesario para seguir y tener un respiro más de vida.

A mi familia y amigos por el apoyo incondicional de siempre, sobre todo en momentos de flaqueza.

A cada uno de los docentes que nos formaron a lo largo de la maestría, resaltando a mi tutor Msc. Julio Pacher por la paciencia y acompañamiento el proceso de tesis como en la realización de artículos y en sala de clases también agradecer a mi Cotutor Msc. Leonardo Comparatores por los consejos y la ayuda proporcionada en la realización del libro.

A los compañeros de la maestría por la calidez humana, en especial a mis compañeros Thalia Morel y Bruno Sanabria quienes me ayudaron a superarme cada día con su apoyo y ayuda incondicional.

F.M.

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

A la Universidad del Cono Sur de las Américas y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por brindarme la posibilidad de cursar esta edición de la maestría denominada “Maestría en Ingeniería en Electrónica con énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética” Al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción por el apoyo mediante los equipos y espacio de trabajo brindado.

F.M.

*A Mi abuela Adriana, a mi
madre Marta, a mis
hermanos Hectór y
Gustavo y a mi sobrino
Santino*

ÍNDICE GENERAL

Resumen	iii
Agradecimientos	v
Agradecimientos Institucionales	vii
Índice General	xi
Índice de Figuras	xiii
Índice de Tablas	xv
Acrónimos	xvii
1 Introducción	1
1.1 Preliminares	1
1.2 Motivación	2
1.3 Objetivos	2
1.3.1 Objetivo General	2
1.3.2 Objetivo Específico	2
1.4 Alcance de la Tesis	3
1.5 Organización del Contenido	3
	xi

2	Estado del Arte	5
2.1	Filtros activos de potencia	5
2.2	Métodos de Control aplicados a los APF	9
2.2.1	Generación de referencia	9
2.2.2	Técnicas de control de corriente	13
2.2.3	Técnicas de modulación	15
3	MPC aplicado al APF de cuatro hilos basado en el convertidor de dos niveles en puente H	19
3.1	Compensación de la potencia reactiva	20
3.2	Equilibrio de carga	23
3.3	Eliminación de corriente en el neutro	23
3.4	Resultados de simulación	24
3.4.1	Resultados de simulación del convertidor de dos niveles	24
3.4.2	Resultados de simulación del convertidor de siete niveles	32
3.5	Conclusión del Capitulo	37
4	Conclusiones y Trabajos Futuros	39
4.1	Conclusión	39
4.2	Trabajos Futuros	40
A	Articulo publicado	43
	Referencias	51

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	(a) APF con una fuente alimentado desde la misma red, (b) APF con una fuente de alimentación externa.	6
2.3	Componente $\alpha \beta 0$.	10
2.4	(a) Componente P y Q para una carga equilibrada., (b) Componente P y Q para una carga desequilibrada..	11
3.1	(a) Topología del APF de dos niveles en puente H., (b) Topología del APF de siete niveles en cascada.	20
3.9	(a) Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase A. (b) Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase B. (c) Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase C.	28

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Datos de la gráfica 2.4.	12
2.2	Estados de conmutación de salida de una fase del convertidor de dos niveles.	16
2.3	Los primeros 17 estados de conmutación de salida de una fase del convertidor de siete niveles.	17
3.1	Datos de la gráfica 3.2.	26
3.2	Datos del cambio de carga.	27

ACRÓNIMOS

APF	Filtro Activo de Potencia.
MC	Convertidor Matricial.
MPC	Control Predictivo.
PCC	Punto Común de acoplamiento.
THD	Distorsión Armónica Total.
VSI	Inversor de Tensión.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Preliminares

Los dispositivos tradicionales empleados en la electrónica de potencia como los convertidores basados en diodos y tiristores traen consigo problemas complejos debido a las no linealidades, que producen efectos no deseados, como ser un aumento en el índice de distorsión armónica total de corriente o voltaje, lo que provoca un aumento de las pérdidas en las líneas de transmisión y en los transformadores [1].

Debido al incremento de cargas tanto lineales como no lineales en las industrias y en los sistemas de distribución, el proceso de compensación de la energía reactiva y de los niveles de armónicos se vuelven cada vez más imprescindibles, motivo por el cual su reducción requiere una especial atención y para lo cual se plantea como alternativas el uso de filtros pasivos y filtros activos.

El filtro pasivo presenta la desventaja de no ser una solución adaptativa a los cambios en la carga y es sensible a los efectos de resonancia con la red eléctrica, mientras que el filtro activo de potencia no depende de la impedancia de la red, pudiendo lograrse una

compensación dinámica de energía reactiva y niveles de armónicos, adaptándose además a los cambios en el sistema. [2].

Los filtros de potencia activa (APF), utilizados para reducción de los niveles de armónicos, así como de compensación de la energía reactiva presentes en la red, permiten mejorar la calidad de la energía, aumentando los índices de fiabilidad y la estabilidad de la red eléctrica [1].

1.2 Motivación

En un caso ideal, para reducir los componentes de energía oscilante que fluyen entre la fuente y las cargas, el voltaje y la corriente deben ser sinusoidales, en fase y equilibrados, para que así de este modo el sistema eléctrico pueda ser operado con mayor eficiencia y mejor calidad de la energía sin potencia reactiva, sin problemas de desequilibrio en la red de energía y sin presencia de corriente en el neutro; sin embargo, en casos prácticos, debido a las cargas comunes que son normalmente inductivo además de que existen cargas impredecibles en diferentes fases en un sistema trifásico, habrá energía reactiva que oscilará en el sistema, existirían formas de onda de corriente desequilibrada distorsionadas.

Para paliar estos problemas mencionados se introduce el principio básico de los compensadores paralelos, en este TFM se plantea la utilización de un Filtro Activo de Potencia en paralelo con la carga de tal modo a que lo mencionado no afecte a la red del sistema eléctrico.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

- Realizar el análisis de eficiencia de los compensadores estáticos de dos niveles para aplicaciones de filtros activos de potencia

1.3.2 Objetivo Específico

- Elaborar algoritmos de control orientados a la compensación de la energía reactiva en redes trifásicas de cuatro hilos utilizando filtros activos de potencia en paralelo.
- Implementar por medio de simulación algoritmos de control orientados a la eliminación de la corriente en el neutro en sistemas trifásicos de cuatro hilos mediante el uso de filtros activos de potencia en paralelo.

1.4 Alcance de la Tesis

En esta sección se establecen los alcances de la Tesis de Maestría, con el fin de satisfacer los objetivos trazados.

- Diseño teórico del convertidor del APF (topología, posibles vectores de activación, descarte de vectores nulos, Tensión de salida).
- La programación del algoritmo de control predictivo de corriente se realizara en Matlab/Simulink.
- Logro teórico de la compensación de la Potencia Reactiva, Equilibrio de corrientes de carga y Eliminación de la corriente en el neutro.

1.5 Organización del Contenido

El documento se ha organizado en cuatro capítulos de la siguiente manera. En el Capítulo 1 se detalla la justificación y metodología del trabajo de Tesis. Se presentan las motivaciones que impulsaron al desarrollo del tema y las consideraciones preliminares. Posteriormente, en el Capítulo 2 se describe al estado del arte de los APF, su funcionamiento básico, metodología de control y la generación de las referencias para aplicar las ecuaciones obtenidas a partir del modelo matemático presentado también en este capítulo, técnica de modulación, en el Capítulo 3 se presenta el diseño, la topología y el control escogido y los resultados de la simulación obtenidos tanto para el convertidor de dos niveles como para el de seis niveles, en el capítulo 4 se muestran las conclusiones obtenidas a partir de los resultados teóricos obtenidos de la simulación, se proponen una serie de trabajos a ser realizados en el futuro y relacionados con la presente Tesis de Maestría.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

2.1 Filtros activos de potencia

El Filtro Activo de Potencia en conexión paralelo es la topología más utilizada, ya que permite la cancelación de armónicos, realizar la compensación del factor de potencia, así como la eliminación de la corriente en el neutro en el caso de conexión de cargas desequilibradas[3].

Al momento de optar por un Filtro Activo de Potencia se debe tener en cuenta que el mismo requiere ser alimentado, como se observa en la Figura 2.1, ya sea a través de la misma red eléctrica, donde se requiere un convertidor para lograr transformar la corriente CA suministrada por la red a CD para almacenar la energía en el DC Link, el cual finalmente suministra la energía que el filtro activo de potencia requiere para hacer la inyección de corriente que mejora la calidad de la red [4][5][6][7], como muestra la Figura 2.1(a) o por una fuente externa, en este podría ser por ejemplo, la energía obtenida de paneles solares y almacenadas en banco de baterías para alimentar el Filtro Activo de Potencia [8], esta variante para un DC Link se muestra en la Figura 2.1(b).

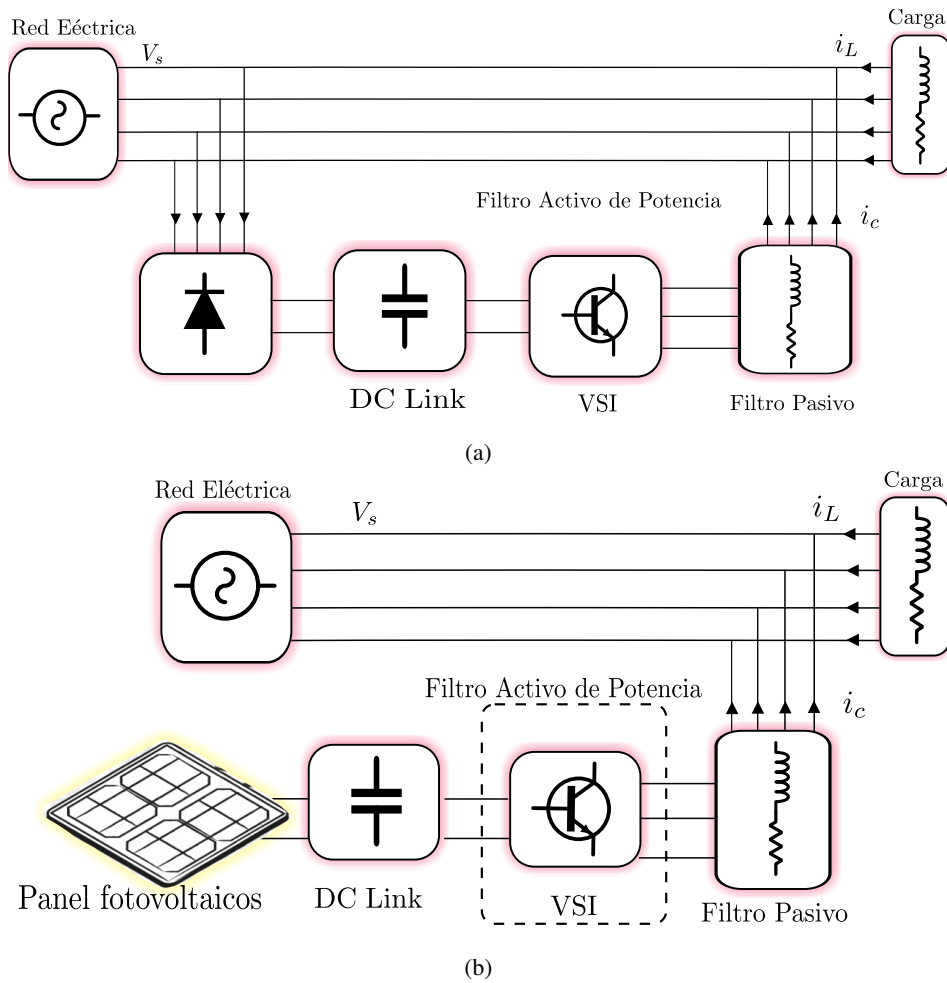


Figura 2.1: (a) APF con una fuente alimentado desde la misma red, (b) APF con una fuente de alimentación externa.

Existen varias topologías de convertidores que pueden ser utilizados como APF, entre los convertidores de potencia más utilizados, encontramos el convertidor comúnmente llamado de punto neutro sujetado (NPC), este convertidor de potencia tiene varias ventajas, entre ellas, formas de onda de salida de mayor calidad, menor estrés de los dispositivos, la capacidad de dividir la tensión de bloqueo necesaria en dos dispositivos conectados en serie, entre todas las topologías multinivel[9][8][10]. Los convertidores multinivel se han convertido en una alternativa popular para superar las restricciones de los dispositivos semiconductores reales que tienen un valor de potencia más limitado, el convertidor

multinivel en cascada del puente H (CHB) es a menudo considerado como una de las configuraciones más adecuadas para el compensador síncrono estático de alta potencia STATCOM, especialmente útil para la compensación de la energía reactiva presenta ventajas como, menores pérdidas de conmutación, mayor eficiencia de conversión, modularidad estructura, la escalabilidad para extenderse a más niveles y más altos número de estados de conmutación redundantes [11] [12][13], otra opción de convertidor para utilizar como Filtro Activo de Potencia es el convertidores basados en celdas tipo puente H, esta topología permite obtener dos niveles de tensión, si bien no tenemos una amplia posibilidad de niveles de tensión su ventaja es la minimización en numero de interruptores[14].

De manera a realizar las correcciones tanto del nivel de armónicos como de energía reactiva es de suma importancia determinar en tiempo real las consignas requeridas, los cuales son; la energía reactiva en la carga así como la medición de la corriente en el neutro, y finalmente conocer el orden de los armónicos presentes en la red. Básicamente el sistema toma la forma de onda rectificadas por el convertidor generando la señal requerida para compensar todo lo citado previamente.

Para ello partiendo de la Figura 2.1(b) se obtiene un modelado matemático con el fin de extraer las ecuaciones que representen el comportamiento del sistema para poder ser empleadas en su control, al construir el modelo de predicción, las variables controladas deben ser consideradas en para obtener modelos de tiempo discreto que puedan ser utilizados para la predicción de estas variables, en este caso para obtener un modelo de tiempo discreto es necesario utilizar algunos métodos de discretización utilizando una aproximación de los derivados utilizando el método de Euler para adelante. En sistemas de primer orden es útil, porque es simple, también es importante definir qué variables se miden y cuáles no, porque en algunos casos no se miden las variables que se requieren para el modelo predictivo y se necesitará algún tipo de estimación [15].

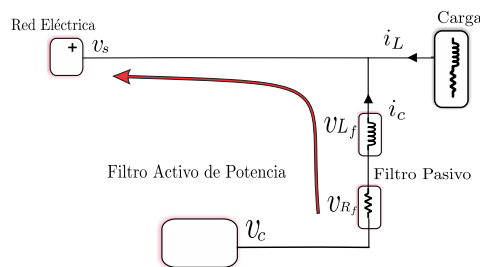


Figura 2.2: Esquema de una fase del APF.

Basados en el modelo matemático, se parte de la ley de kirchhoff tomando la [16] Figura 2.2 donde esta representado una fase del sistema .

$$v_{R_f} + v_S - v_c + v_{L_f} = 0,$$

$$R_f i_c + v_S - v_c + L_f \frac{d}{dt} i_c = 0, \quad (2.1)$$

entonces,

$$L_f \frac{d}{dt} i_c = -v_c - R_f i_c - v_S. \quad (2.2)$$

Discretizando (2.2) por medio de Euler hacia delante tenemos:

$$i_{c_{abc}[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} [v_{c_{abc}[n]} - v_{S_{abc}[n]}] + i_{c_{abc}[n]} D, \quad (2.3)$$

Donde:

$$D = \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right],$$

Donde: v_s representa el voltaje de la red eléctrica, i_c es la corriente de salida del convertidor, T_m corresponde al tiempo de muestreo, L_f es la inductancia del filtro pasivo, v_c es la tensión de salida del convertidor, v_{R_f} representa el voltaje en la carga y finalmente R_f es la resistencia del filtro pasivo.

Para el caso de la corriente en el neutro la predicción se realizada de la misma manera que en las corrientes de fase, pero teniendo en cuenta que no existe el voltaje de red, obteniéndose así la siguiente expresión.

$$i_{c_n[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} v_{c[n]} + i_{c_n[n]} D, \quad (2.4)$$

La referencia se obtiene mediante el cálculo de la potencia reactiva en carga, utilizando la teoría de potencia instantánea, además se debe tener en cuenta que la carga es del tipo desbalanceada, lo cual hará que exista una corriente en el neutro. La eliminación de la corriente en el neutro se logra, utilizando como referencia a la inversa de esta corriente obtenida por la suma de las tres corrientes de fase e inyectándola al neutro a través del punto PCC.

$$i_n = i_{L_a} + i_{L_b} + i_{L_c} \quad (2.5)$$

Donde i_n es la corriente generada en el neutro por las cargas, i_a es la corriente de la fase A, i_b es la corriente de la fase B y finalmente i_c es la corriente de la fase C.

2.2 Métodos de Control aplicados a los APF

De manera a poder aplicar una técnica de control de entre las varias opciones disponibles en las investigaciones mostradas en la literatura, se debe contar con un sistema de generación de referencia para realizar el seguimiento y mantener los parámetros medidos lo más próximo posible a dicha referencia. Las estrategias de control para generar las señales de referencia para la compensación pueden dividirse principalmente en dos enfoques, los cuales son las estrategias de corrección basadas en el dominio de la frecuencia y las basadas en el dominio del tiempo, siendo esta última la seleccionada para esta Tesis de Maestría. La capacidad de seguir adecuadamente la referencia generada puede ser un indicador de mérito a la hora de escoger un método de control, de manera a que se mantenga un error de seguimiento mínimo[17].

2.2.1 Generación de referencia

En el caso del control predictivo, como su nombre lo indica, predice las salidas futuras mediante las ecuaciones que modelan el sistema, para el APF las ecuaciones de predicción son de corriente (2.3) (2.4) (2.5).

Se utilizan para predecir el comportamiento futuro de las corrientes basadas en el modelo del sistema, las entradas y salidas presentes y las entradas y salidas predichas teóricamente, funcionan prediciendo un comando de voltaje para una VSI basado en el comportamiento de la corriente de referencia, la corriente de suministro medida y el voltaje de suministro, lo que hace que la corriente de salida alcance el objetivo de referencia deseado al final del período de muestreo, sin embargo, existe un conocimiento que debe adquirirse para poder hacer predicciones para modelar con precisión la corriente de próxima referencia generada, además, se impone una demora de tiempo de la muestra durante el proceso de predicción de referencia actual, reduciendo así la precisión del proceso de mitigación.[18]; para ello de manera a realizar las predicciones requeridas es necesario respaldarse en las transformadas de Clarke de potencia invariante para la generación de la referencia, esta transformada consiste en el paso de un sistema de referencia de tres ejes coplanarios a un sistema de tres ejes ortogonales (de abc a $\alpha \beta 0$) [19] Figura 2.3.

Una vez empleada la transformada de Clarke por medio de la ecuación (2.6) [20][21] conocemos las potencias del sistema de donde obtendremos las potencias requeridas por el filtro por medio de la transformada de Park ($p q p_0$) vista en la ecuación (2.8) y

así finalmente las corrientes de referencias del filtro las cuales serán desarrolladas en el capítulo siguiente (2.13). Las transformadas son las siguientes:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

El esquema empleado se observa en la Figura 3.2 donde se encuentra detallado la generación de la referencia.

Al aplicar la transformada de Clarke tenemos un sistema ortogonal Figura 2.3. y Park a un sistema trifásico equilibrado se obtienen como coordenadas p q p_0 una función constante continua para cada coordenada p y q tomando p_0 el valor de cero Figura 2.4 (a).

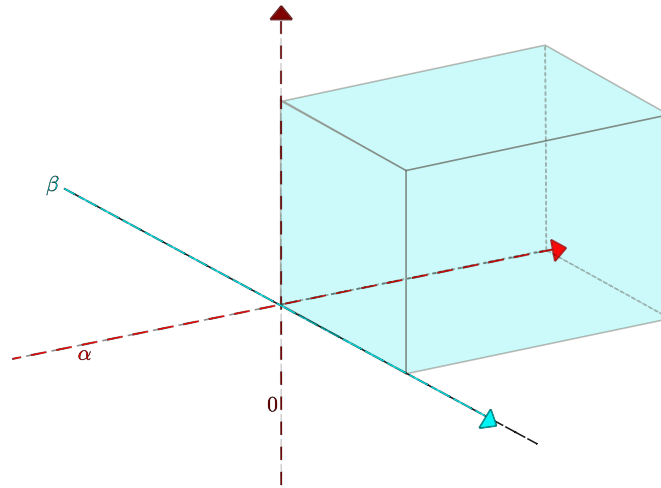


Figura 2.3: Componente α β 0.

El caso presentado es de desequilibrio por lo que se centra en las coordenadas p q , donde se observa que las mismas están representadas por una forma de onda senoidal desplazada del origen. Figura 2.4 (b); como en primera instancia procedemos a compensar la potencia reactiva completa del sistema podemos considerar que el desequilibrio que queda visiblemente se debe solo a la potencia activa por lo que se debe inyectar la mismo corriente que lo representa desfasado en 180° [22][23], para conocer dicha referencia recurrimos a la siguiente expresión:

$$p_{total} = \tilde{p} + \bar{p}, \quad (2.9)$$

Donde \bar{p} es la potencia promedio del sistema donde esta representa la potencia activa total en un sistema equilibrado, \tilde{p} es la oscilación presente debido al desequilibrio entre corrientes de cargas [24][23] [25].

$$p_{0*} = -p_0, \quad (2.10)$$

$$p^* = -\tilde{p}, \quad (2.11)$$

$$q^* = -q, \quad (2.12)$$

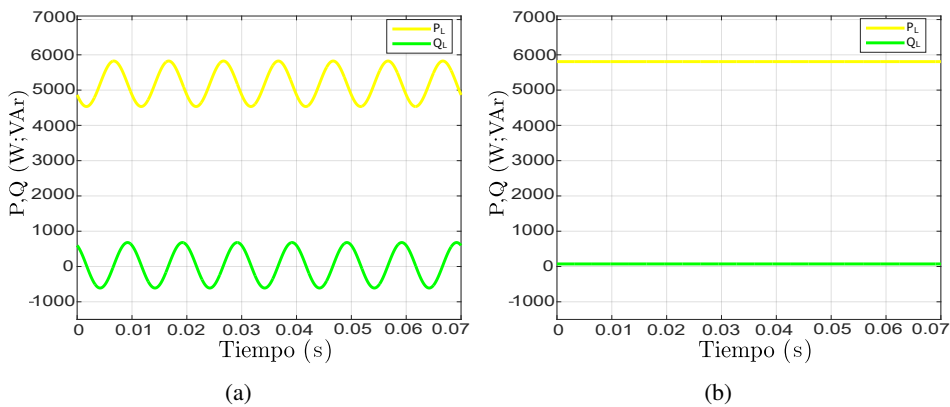


Figura 2.4: (a) Componente P y Q para una carga equilibrada., (b) Componente P y Q para una carga desequilibrada..

$$\begin{bmatrix} i_0^* \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{v_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} & -\frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \\ 0 & \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} & -\frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} *p_0 \\ *p \\ *q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Una vez realizadas las inversas de las transformadas por medio de las ecuaciones 2.13, 2.14, 2.15, obtenemos las corrientes de referencia que el filtro deben inyectar a las fases i_a^*, i_b^*, i_c^* , para la compensación de la corriente en el neutro se utiliza la ecuación 2.5 mencionada en el capítulo 2.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Los gráficos de la Figura 2.4 fueron extraídos utilizando los valores de carga vistos en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Datos de la gráfica 2.4.

Carga desequilibrada					
R_a	R_b	R_c	L_a	L_b	L_c
25Ω	37.5Ω	25Ω	1mH	1.5mH	1mH
Carga equilibrada					
R_a	R_b	R_c	L_a	L_b	L_c
25Ω	25Ω	25Ω	1mH	1mH	1mH

2.2.2 Técnicas de control de corriente

Para lograr la compensación dinámica con los APF, estos dispositivos requieren de la implementación de un esquema de control, así como de técnicas de modulación que posibiliten la generación de señales de disparo de los dispositivos de potencia necesarios para la generación de las formas de ondas de las señales a ser inyectadas por al APF.

Uno de los métodos utilizados es la modulación por ancho de pulso (PWM), dicha señal PWM sólo posee dos niveles de amplitud, a su vez, el ancho de pulso representa valores analógicos continuos [26], sin embargo, una limitante de la técnica PWM es que no son adecuados para realizar un procesamiento paralelo para un gran número de entradas, ya que existen restricciones debido al tiempo de ejecución requerido por cada modulador [27], el ancho de los pulsos es modificada según un parámetro denominado índice de modulación, dictando ésta los cambios entre los niveles 0 y 1 de cada señal PWM de salida [28]. Entre variante de las técnicas PWM se tienen a la técnica estándar, la técnica SPWM (sinusoidal-Vector Espacial) y la de control por histéresis[29][30][31][32].

En la técnica del PWM se cuenta con una señal de frecuencia mucho más elevada que la señal moduladora, denominada señal portadora y de la comparación entre estas señales se obtienen los cambios de niveles lógicos. Por otro lado, en la técnica SPWM se utiliza una sinusoidal como referencia pero la portadora se modifica a fin de disminuir el número de conmutaciones de los dispositivos de conmutación. La portadora que se utiliza varia como una diente de sierra en los extremos de cada semi ciclo de la referencia, que corresponde a los sitios donde más varía la sinusoidal mientras que en la cresta se mantiene un pulso cuadrado. Los algoritmos de histéresis son bien conocidos por sus características de implementación simple, funcionan comparando el error actual resultante con una banda de histéresis donde, el error actual se sitúa entre dos bandas de histéresis fijas. Cuando el error exceda el límite superior o inferior de histéresis, se enviará una orden de conmutación apropiada a los interruptores de potencia, para limitar el error dentro de la banda preestablecida para producir la referencia deseada actual, esto proporciona una rápida capacidad de control de la corriente sin embargo esta técnica de control ha sido desplazado [18].

Existen otras estrategias de control para los convertidores de potencia son la lógica difusa, *sliding mode* y control predictivo. En el caso de la lógica difusa es adecuada para aplicaciones donde existen parámetros desconocidos, mientras que el *sliding mode* presenta robustez y tiene en cuenta la naturaleza de la conmutación de los convertidores de potencia.

El presente Trabajo Final de Máster estará enfocado a la técnica de control predictivo, ésta técnica posee entre sus ventajas ser un tipo de control muy intuitivo y aplicable a prácticamente cualquier sistema cuyo modelo de sistema sea conocido, en general, la

calidad del controlador depende de la calidad del modelo, si se cuenta con un modelo matemático preciso esto nos garantiza un buen seguimiento de las referencias por parte del control predictivo, una de las grandes ventajas es la facilidad de inclusión de las no linealidades en las estrategias de control. [33].

Desde su creación en los años 70, el modelo de control predictivo se ha desarrollado a partir de una especie de control heurístico de los algoritmos, para la función de costo se utiliza un valor inicial muy alto de manera heurística.

Cada aplicación diferente impone varios requisitos de control a los sistemas tales como como control de corriente, control de torque, control de potencia, baja frecuencia de conmutación, etc; por lo que las necesidades se pueden expresar como una función de costo que debe reducirse al mínimo. La función de costo que debe definirse es alguna medida de error entre una referencia y una predicción variable.

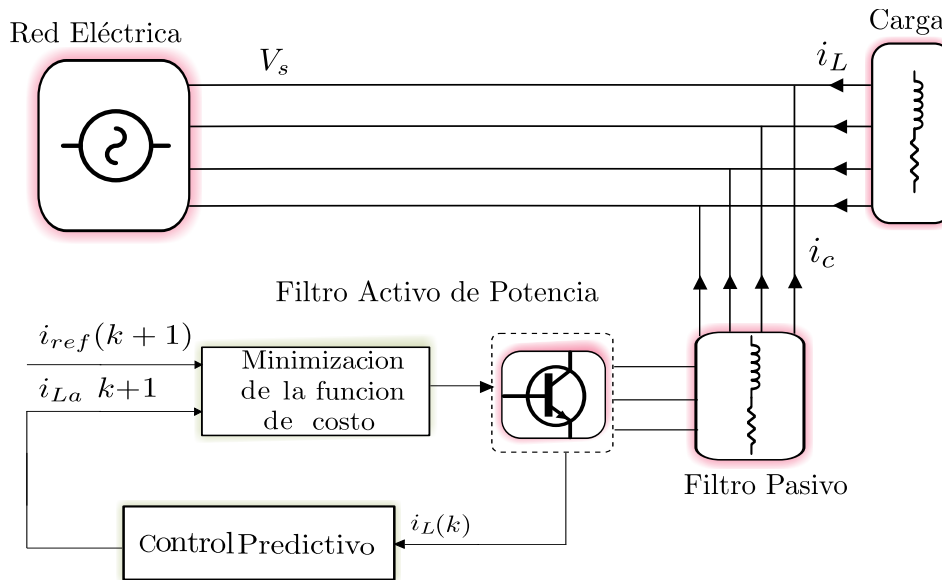


Figura 2.5: Esquema de la predicción del controlador de corriente aplicado al APF de dos niveles.

El control predictivo utiliza la ecuación de la función de costo de manera a mitigar el error existente entre el valor medido y el predicho, esta función permite escoger el vector de activación que permita un mínimo error [34].

$$f_c = (i_{ref} - i_{La})^2, \tag{2.16}$$

Siendo i_{L_a} la corriente medida de la fase A, $i_{L_{ref}}$ es la corriente de referencia de la fase A.

Conforme los valores de la función de costo vayan reduciéndose, se espera que la corriente de salida se aproxime más a la corriente de referencia.

2.2.3 Técnicas de modulación

Las señales de disparo para la activación del APF depende de la topología escogida, se debe proceder a la modelización del convertidor de potencia identificando todos los posibles estados de conmutación y su relación a los voltajes o corrientes de entrada o salida, cuando se modela un convertidor se debe tener en cuenta que el elemento básico es el interruptor de encendido y apagado por lo que el número total de estados de conmutación de un convertidor de energía es igual al número de diferentes combinaciones de los dos estados de conmutación de cada interruptor. Sin embargo, algunas combinaciones no son posibles como las combinaciones que provocan un cortocircuito en el enlace de CC. Para poder conocer número de estados de conmutación se debe tener en cuenta la siguiente ecuación:

$$N = X^Y \quad (2.17)$$

Donde X es el número de posibles estados de cada pata del convertidor, Y es el número de fases del convertidor. De esta manera, un convertidor trifásico (Y=3) de dos niveles (X=2) tendría 8 posibles estados de conmutación, un convertidor de cinco fases (Y=5) y dos niveles (X=2) posee 32 posibles estados de conmutación. En algunas topologías multinivel, el número de estados de conmutación del convertidor puede ser muy alto, en el caso de siete niveles (X=2) para un sistema trifásico tendríamos 343 incluyendo los vectores nulos y redundantes. Un punto a tener en cuenta es el costo computacional, un convertidor multinivel demandando un costo computacional mayor que el de dos niveles por su número mayor de conmutaciones, esto es uno de los parámetros a tener en cuenta en este trabajo final de máster al realizar la analogía entre un convertidor de dos niveles y uno de siete niveles, ya que al conocer el costo computacional permite calificar el algoritmo y comparar su eficiencia con respecto a otro que resuelva el mismo problema, es por ello que al hablar de reducción de costo computacional la topología de convertidor de dos niveles proporciona una alternativa llamativa, mas aun teniendo en cuenta que la reducción de número de interruptores implica un ahorro en componentes.

Los estados de conmutación están relacionados con el diagrama vectorial de tensión, se puede encontrar que en varios casos dos o mas estados de conmutación generan el mismo vector de voltaje, a los que se denominan vectores redundantes[33]. Para el caso del convertidor de dos niveles en puente H, mostrado en la Figura 3.1b, de los 8

posibles estados mencionados se tiene dos vectores redundantes quedando de esta manera disponibles 6 posibles estados, como se presenta en la Figura 2.7.

En la Tabla 2.2 se observan los valores de tensión a la salida de cada terminal del convertidor puente H de dos niveles y en la Tabla 2.3 los primeros 17 valores de los 64 valores de la tensión de salida del convertidor en cascada de siete niveles por cada modulo, según el estado de cada interruptor, obtenidos por medio del dispositivo de control, en el cual se implementa una estrategia de control predictivo. Las señales de disparo son de tal forma que el nivel 0 lógico mantiene al interruptor en estado desactivado y el nivel 1 lógico en estado activo [35].

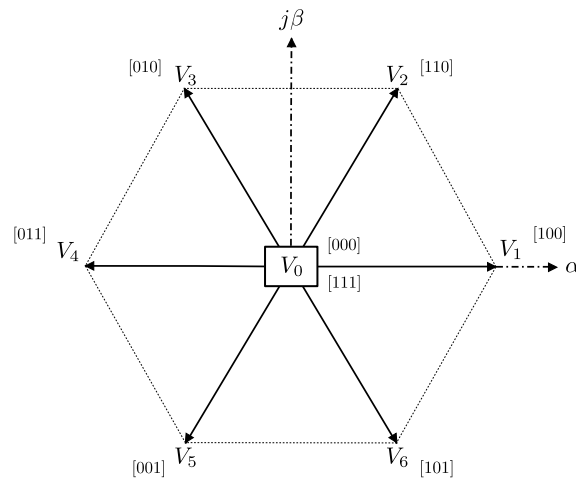


Figura 2.6: Diagrama Vectorial del convertidor de dos niveles.

Tabla 2.2: Estados de conmutación de salida de una fase del convertidor de dos niveles.

S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	V_{dc}
0	0	1	1	0
0	1	1	0	-Vdc
1	0	0	1	Vdc
1	1	0	0	0

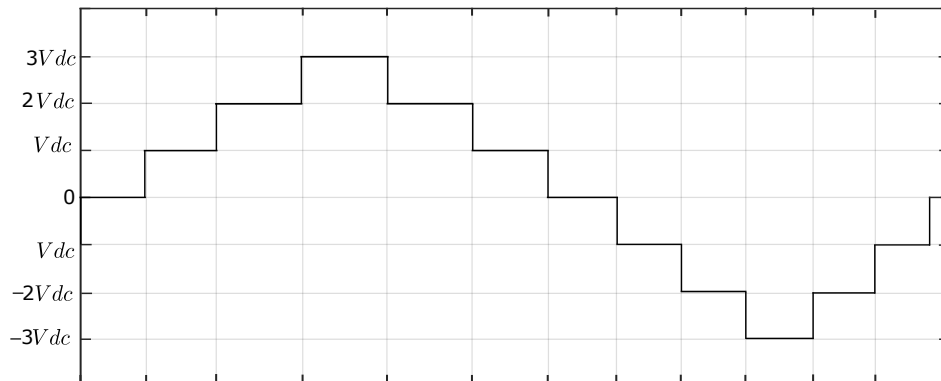


Figura 2.7: Tensiones obtenidas a la salida del convertidor de siete niveles.

Tabla 2.3: Los primeros 17 estados de conmutación de salida de una fase del convertidor de siete niveles.

S_{a11}	S_{a13}	S_{a21}	S_{a22}	S_{a31}	S_{a32}	V_{dc}
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	-Vdc
0	0	0	0	1	0	Vdc
0	0	0	0	1	1	0
0	0	0	1	0	0	-Vdc
0	0	0	1	0	1	-2Vdc
0	0	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	1	-Vdc
0	0	1	0	0	0	Vdc
0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	1	1	2Vdc
0	0	1	1	0	1	Vdc
0	0	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1	-Vdc
0	1	0	0	0	0	Vdc
0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	1	0	-Vdc

CAPÍTULO 3

MPC APLICADO AL APF DE CUATRO HILOS BASADO EN EL CONVERTIDOR DE DOS NIVELES EN PUENTE H

El enfoque del presente TFM consiste en realizar la compensación de la energía reactiva, equilibrar las corrientes de fase así como la reducción de la corriente del neutro. El esquema del APF propuesto está conformado por convertidores de potencia basados en celdas tipo puente H que realizan la inyección de las corrientes de compensación a la red eléctrica, en topología de interconexión paralela a la misma, además, estos convertidores pueden ser implementados en una configuración de dos niveles o en la configuración en cascada de manera a obtener un mayor número de niveles de tensión [11].

Se requiere el uso de un convertidor por línea y uno para el neutro, donde cada celda trabaja en forma independiente, la estructura de una celda tipo puente H de dos niveles se observa en la Fig 3.1b (a), y en la Figura 3.1b (b) la estructura del puente H en cascada de siete niveles, a la salida de convertidor se utiliza un filtro pasivo de primer orden RL para mejorar la calidad de la corriente, además, para el caso de una carga equilibrada no es necesario utilizar un filtro pasivo de orden superior[36].

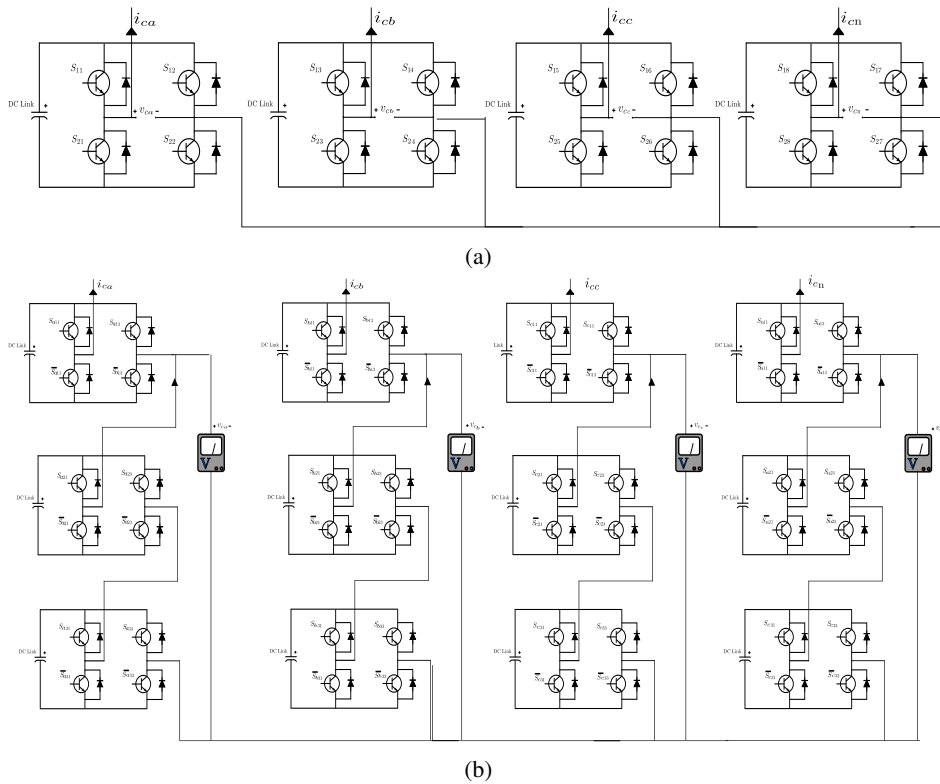


Figura 3.1: (a) Topología del APF de dos niveles en puente H., (b) Topología del APF de siete niveles en cascada.

3.1 Compensación de la potencia reactiva

La compensación de energía reactiva se realiza con el fin de reducir o eliminar la energía reactiva presente en un sistema eléctrico debido a la instalación de cargas que contengan inductores o capacitores, más comúnmente cargas inductivas pues es lo mas predominante por la utilización de cargas como motores, transformadores, etc. El uso de cargas inductivas como ser los motores de inducción causarán un cambio en la fase entre la corriente y el voltaje en la red eléctrica, lo que resulta en una disminución del factor de potencia de la carga y que a su vez es responsable del deterioro de la calidad de la energía en la transmisión y distribución.

Si bien la energía reactiva es necesaria en ciertos dispositivos como ser el caso de un motor donde la misma es requerida para generar el campo magnético necesario para su funcionamiento, mayormente esta potencia es devuelta al sistema afectándola la calidad

de la red por lo que es recomendable reducirla. Las cargas con factores de potencia bajos indican un alto valor de potencia reactiva en el sistema mientras que aquellas con alto valor de factor de potencia indican una potencia reactiva resultante baja, ante esta consideración es recomendable la ultima opción mencionada ya que si la potencia reactiva se redujera se obtendría como resultado la reducción de pérdidas de energía extra innecesaria para la energía eléctrica, como cables innecesariamente más gruesos para la transmisión de energía, que aumentará el costo o disminuirá la capacidad de transmisión de los cables existentes lo que vuelve obligatorio mantener la calidad [25][37].

En la Figura 3.2 se muestra el esquema de control a ser implementado, en donde se detalla el proceso necesario para la realización de la compensación de la energía reactiva. Primeramente, en base a las mediciones de tensiones en la red y corrientes en la carga se realiza la transformada de Clarke, lo que permite determinar las corrientes y voltajes en el plano alfa-beta, y mediante ellas calcular la potencia activa, reactiva y la componente homopolar a través de la transformación de Park. Una vez obtenida las potencias en la carga, éstas son utilizadas para la generación de referencia y por medio del algoritmo de control predictivo de corriente, se determinan los vectores óptimos de disparo con las se que minimizan la función de costo, el cual compara en cada instante de muestreo la señal de la corriente medida junto con la corriente predicha por medio de la ecuación obtenida del modelo matemático. La etapa final del sistema de control es la generación de pulsos de conmutación, esto se lleva a cabo por medio del algoritmo de control predictivo de corriente, el cual establece las condiciones para las conmutaciones, para asegurar la correcta conmutación de los dispositivos se procede a reducir el error por medio de la función de costo de la ecuación 2.16 comparando en cada instante la señal de la corriente medida junto con la corriente predicha por medio de la ecuación extraída del modelo matemático. La función de coste predice las corrientes de carga, calcular la función de coste que representará el comportamiento deseado del sistema y, finalmente, aplicar el estado de conmutación óptimo 2.3.

El control predictivo realiza un proceso iterativo, en el cual las ecuaciones del modelo matemático se evalúan para cada tensión $v_{c_{abc}}$, obtenido a través de una matriz de conmutación, en el cual se definen todos los niveles de tensión permitidos en el convertidor puente-H, estas conmutaciones son obtenidas siguiendo el algoritmo de control de la Figura 3.4, donde $v_{c_{abc}}$ permiten al filtro entregar una corriente $i_{c_{abc}}$ que realiza un seguimiento a las corrientes de referencia deseada i_a^* , i_b^* , i_c^* respectivamente.

Si solo se requiere compensar la potencia reactiva se debería considerar además de las referencias 2.10, 2.12 la siguiente consideración de tal forma a solo inyectar las componente de corriente correspondientes a la compensación de potencia reactiva:

$$p^* = 0, \tag{3.1}$$

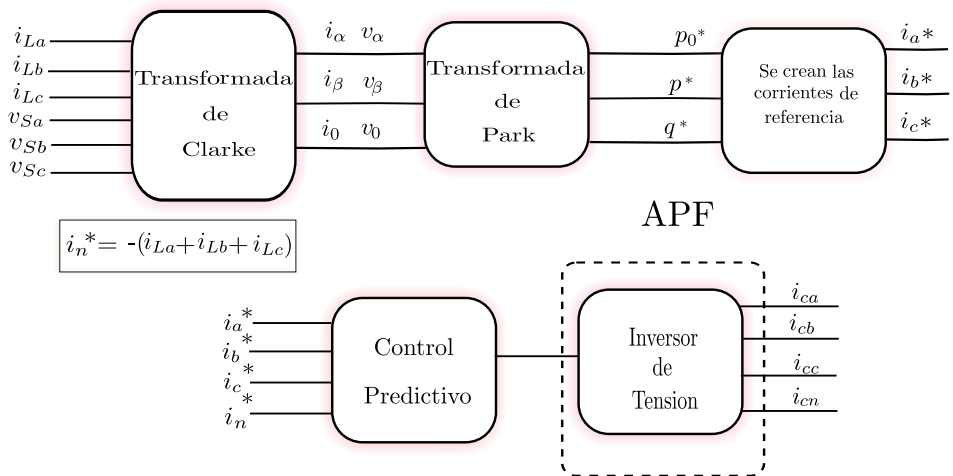


Figura 3.2: Esquema de control utilizado para generación de referencia.

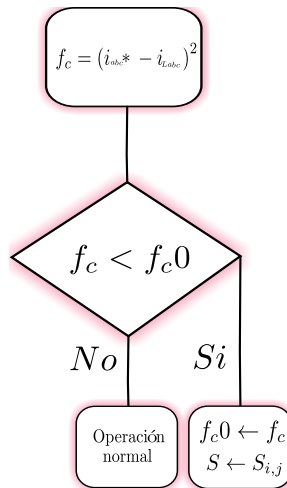


Figura 3.3: Algoritmo de control de corriente de fases.

3.2 Equilibrio de carga

Idealizando un sistema eléctrico trifásico se podría decir que el mismo puede contar con cargas perfectamente equilibradas, sin embargo esto escasamente podría darse de forma natural y como efecto aparecen las corrientes desequilibradas en un sistema el cual da origen a que circule corriente a través del neutro. Usualmente, la circulación de corriente por el neutro se produce debido a la existencia de cargas monofásicas pues estas están conectadas a una fase haciendo que la corriente sea diferente a las de otras fases, sin contar que no todas las cargas del sistema se encuentran operando todo el tiempo, por lo que este desequilibrio es dinámico, si bien a potencias elevadas las cargas son mayoritariamente trifásicas, de igual modo este fenómeno se ve reflejado a gran escala haciendo necesario la utilización de dispositivos que compensen el desequilibrio, no obstante, el desequilibrio en las corrientes no siempre se debe a valores de impedancias diferentes sino también a variaciones en el nivel de tensión en las fases de la red eléctrica, debido a que un pequeño desequilibrio de tensión puede verse reflejado como grandes desequilibrios de corriente, una situación de corriente desequilibradas entre fases permiten la aparición de efectos negativos como pérdidas de potencia debido al calentamiento excesivo de los conductores.

Para realizar el equilibrio de corrientes de línea además de la compensación de la potencia reactiva se introduce la potencia de oscilación aplicando así las referencias en las ecuaciones 2.10, 2.12, 2.11, para que así al momento de obtener las corrientes de referencia i_a^* , i_b^* , i_c^* ya se encuentre incluida la componente de la corriente inyectada por el filtro que permita el equilibrio de las corrientes de fase.

Una vez tenida en cuenta esta consideración se podría aplicar el método descrito en la sección 3.1, ya que la función de costo nos proporcionaría el vector de activación que permita la realización tanto de la compensación de potencia reactiva como la del equilibrio de corriente de las fases.

3.3 Eliminación de corriente en el neutro

Debido al desequilibrio entre cargas se genera una corriente a través del neutro, esto es un peligro pues provoca un excesivo sobrecalentamiento del neutro al no existir ningún interruptor que limite dicha corriente, como ocurre en los conductores de fase, esta excesiva corriente en el neutro también puede causar una diferencia de potencial importante entre el conductor neutro y tierra [15], para la compensación de la corriente en el neutro se utiliza una celda puente H exclusivamente para el neutro de la red.

La eliminación de la corriente en el neutro se realiza en forma independiente a la compensación de potencia reactiva y al equilibrio de corriente de línea.

Utilizando la ecuación matemática 2.4 y la referencia mencionada en la ecuación 2.5, además, aplicando la función de costo a estos dos valores se determina el vector de activación que permita al APF suministrar la corriente que realice la eliminación de la corriente en el neutro, dicho algoritmo se observa en Figura (3.4).

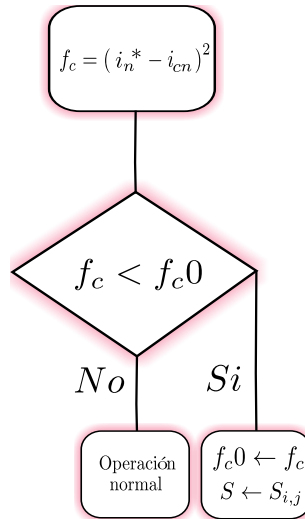


Figura 3.4: Algoritmo de control de corriente en el neutro.

3.4 Resultados de simulación

De manera a facilitar la observación del proceso de compensación del APF, se realiza una conexión retardada del mismo al punto PCC, de tal forma a observar los cambios antes y después de la conexión del APF. El retardo de interconexión programado es de 20 mili segundos en ambos casos planteados que serian el convertidor de dos niveles y el convertidor multinivel en cascada de siete niveles, ambas simulaciones se realizan bajo las mismas condiciones.

3.4.1 Resultados de simulación del convertidor de dos niveles

Una vez transcurrido el tiempo de 20 mili segundos, se observa que la potencia reactiva pasa de un valor inicial de 780VAR a un valor aproximado de 100VAR, mientras que la potencia activa al ser compensada para obtener una corriente equilibrada entre las fases cambia de una señal tipo senoidal desplazada con una amplitud máxima de 2500W a un valor de 1720W, según se observa en la Figura 3.5, se resalta que la forma de onda de la

potencia activa sufre un cambio en su forma, reduciendo la ondulación, lo cual es una de las intenciones de la incorporación del filtro Activo de Potencia.

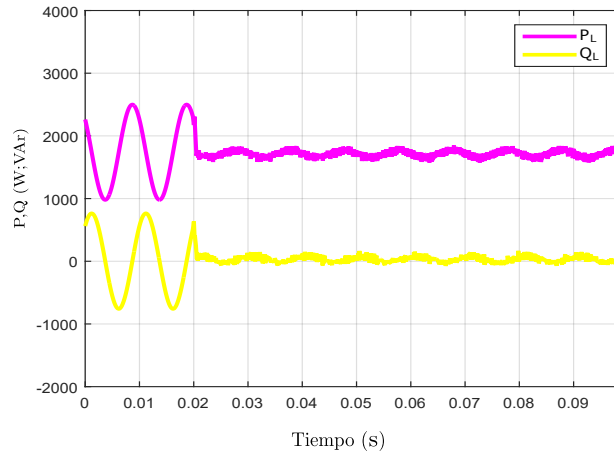


Figura 3.5: Potencia Activa y Reactiva en el sistema antes y después de la compensación realizada por el filtro.

En la Figura 3.6 se observa una corriente en el neutro con un valor inicial de 5A antes de la conexión del APF a la red, y tras su conexión se logra reducir a un valor de prácticamente cero, lo cual se mantiene independientemente del cambio que pueda ocurrir en la carga, ya que se utiliza un control independiente para realizar la eliminación de la corriente en el neutro.

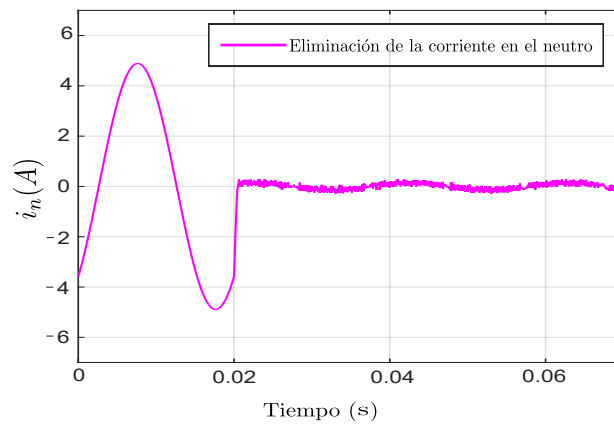


Figura 3.6: Forma de onda de la corriente en el neutro antes y después de la activación del APF.

En la Figura 3.7 se observan las formas de onda de las corrientes que circulan en cada fase donde las mismas previamente a la conexión del filtro se encuentran en desequilibrio con una magnitud de $I_{La} = 1.65 \angle 0^\circ$ A, $I_{Lb} = 2.75 \angle -120^\circ$ A y $I_{Lc} = 7 \angle 120^\circ$ A, una vez que el filtro entra en funcionamiento se observa que las corrientes de fase quedan equilibradas, pasando así a los siguientes valores $I_{La} = 4 \angle 0^\circ$ A, $I_{Lb} = 4 \angle -120^\circ$ A y $I_{Lc} = 4 \angle 120^\circ$ A.

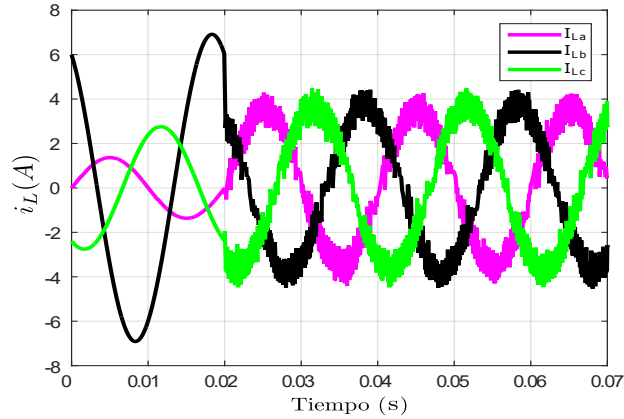


Figura 3.7: Forma de onda de las corrientes de las tres fases.

Los valores de resistencia e inductancia de carga utilizados en las simulaciones de compensación y balanceo, cuyos resultados se observan en las gráficas de las Figuras 3.5, 3.6, 3.8, se encuentran detallados en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Datos de la gráfica 3.2.

Carga desequilibrada					
R_a	R_b	R_c	L_a	L_b	L_c
205Ω	112.5 Ω	45Ω	1.1mH	0.55mH	0.22mH

Para mostrar el seguimiento de corriente del filtro y la del neutro se presenta el caso donde existe un cambio en el valor de la carga en el instante $t=0.05$ segundos, considerando que el APF se conecta al sistema en el instante $t=0.02$ segundos con el fin de mostrar un rápido seguimiento del control predictivo. Dicho cambio de valor en la carga se puede visualizar en la Tabla3.2.

Tabla 3.2: Datos del cambio de carga.

Carga desequilibrada					
R_a	R_b	R_c	L_a	L_b	L_c
230Ω	125 Ω	55Ω	1.01mH	0.505mH	0.202mH

En la Figura 3.8 se aprecia que tras el cambio de carga, siendo este cambio aun desequilibrado, existe un cambio de corriente en las fases por lo que se debe tener una nueva referencia para la inyección de corriente en el filtro, en $t= 0.07$ segundos se logra nuevamente un equilibrio de entre corrientes de fase.

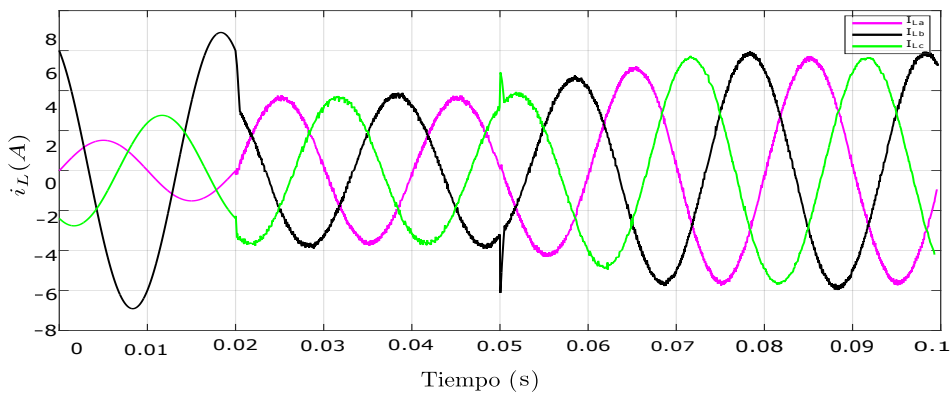
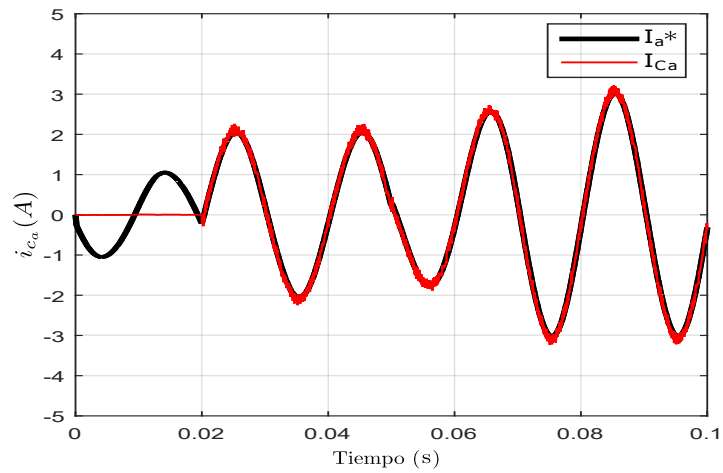


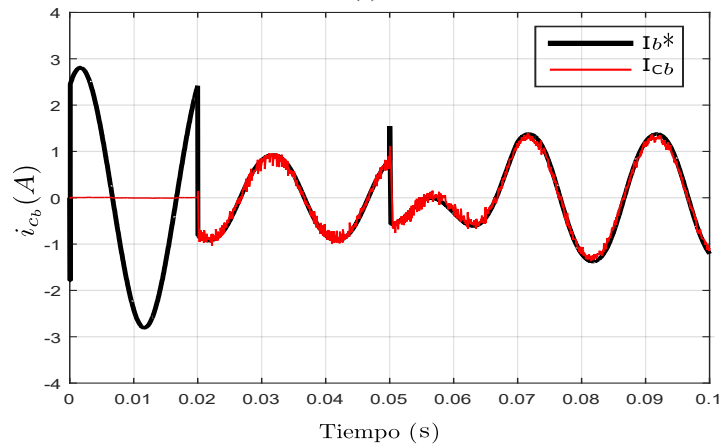
Figura 3.8: Forma de onda de las corrientes de las tres fases.

Ante este cambio en la carga, se alcanza el seguimiento de la nueva referencia en un tiempo de $t= 2ms$, esto tambien se puede apreciar en la Figura 3.9, donde se expresa la corriente introducida por el filtro para cada fase adecuándose así el APF a la nueva situación presentada en el sistema.

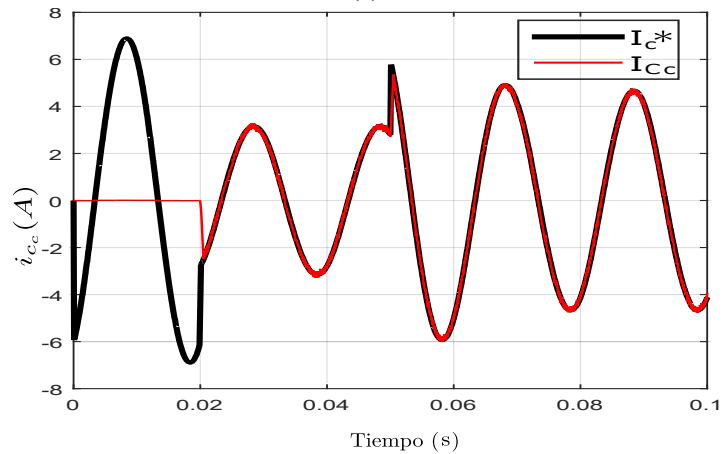
En la Figura 3.10 se evidencia el incremento de las corrientes inyectadas por el filtro en el neutro con el nuevo desequilibrio, por lo cual para compensarlo la celda del filtro a cargo de eliminar la corriente en el neutro requiere de una mayor inyección en el neutro.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.9: (a) Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase A. (b) Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase B. (c) Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase C.

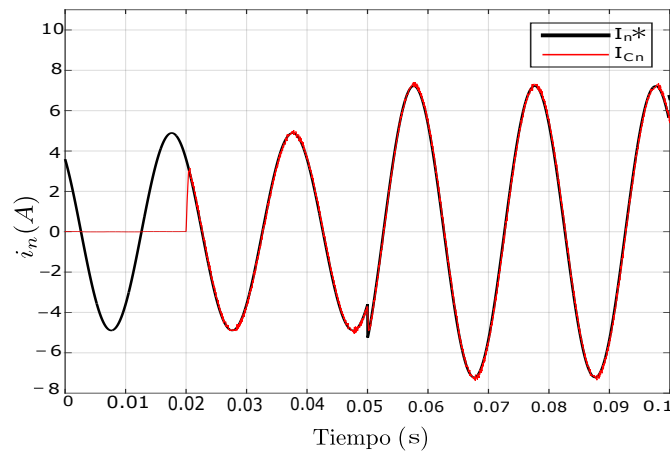


Figura 3.10: Seguimiento de corriente de referencia en el Neutro del filtro.

Con el aumento de las corrientes de las fases tras el cambio de carga, cambian las potencias de referencia del APF, el mismo debe ser dinámico y capaz de adecuarse a estos cambios bruscos de referencia, dicho cambio de potencias de referencia $*p$, $*q$ se observa en la Figura 3.11.

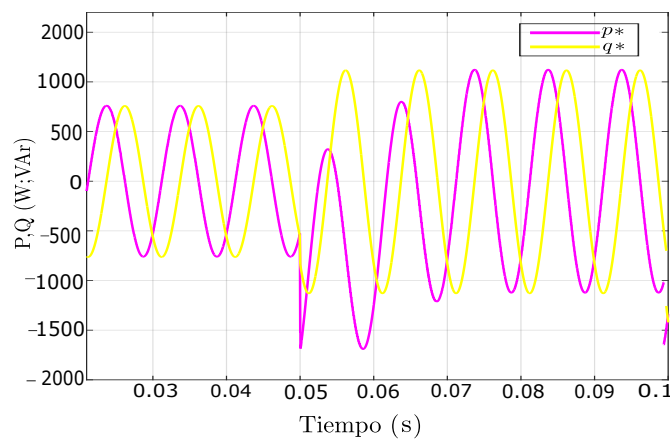


Figura 3.11: Potencia Activa y Reactiva de referencia luego del cambio de Carga.

También se ha realizado un análisis de la Transformada rápida de Fourier (FFT) para evaluar la distorsión armónica de corriente (THD) para el convertidor de 2 niveles, donde los mismos son presentados por fase vistos en las Figuras 3.23, 3.24, 3.25, la corriente inyectada se observa desde el punto de vista del suministro de la red. El valor del THD de

la corriente observado desde la fuente de alimentación de las corrientes i_{L_a} , i_{L_b} , i_{L_c} , i_n son respectivamente del 2.46 % , 2.49 % , 2.41 % .

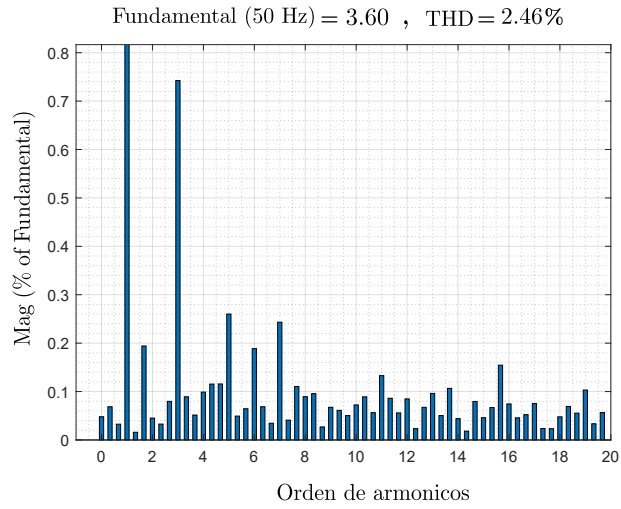


Figura 3.12: Distorsión Armónica de la fase A vista desde el suministro de energía.

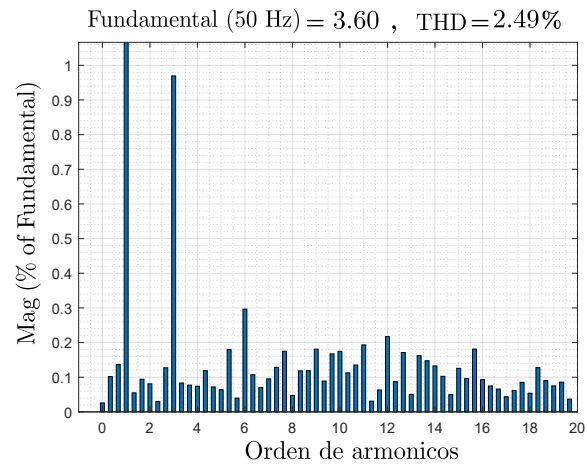


Figura 3.13: Distorsión Armónica de la fase B vista desde el suministro de energía.

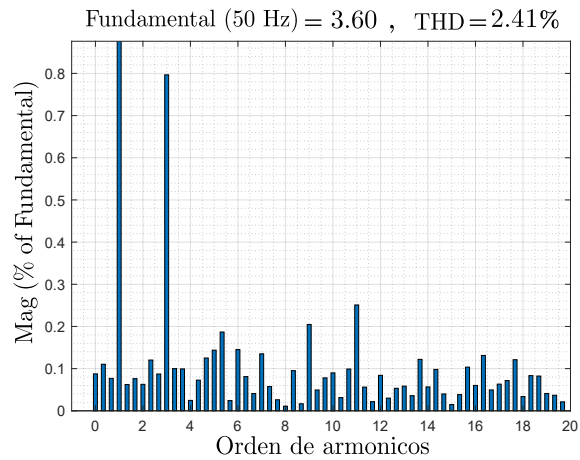


Figura 3.14: Distorsión Armónica de la fase C vista desde el suministro de energía.

Para obtener los resultados mostrados previamente se toma un tiempo de muestreo $T_m = 40\mu$ segundos cuando este valor de T_m se reduce, las señales presentan un rizado mayor, en forma representativa de lo descrito se muestra la Figura 3.15, en la cual se emplea $T_m = 10$ mili segundos, en la misma la corriente inyectada por el filtro se ve muy distorsionada comparando con la que se obtenía con un valor de T_m .

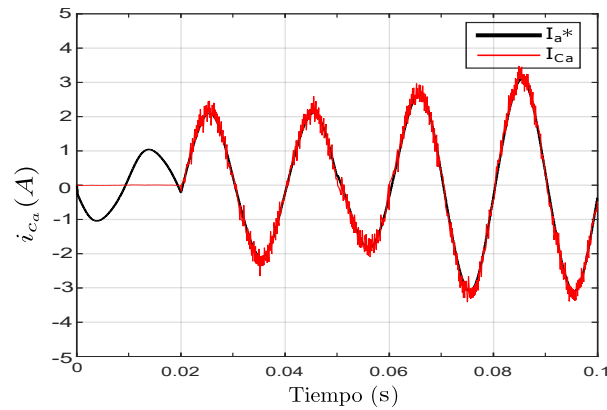


Figura 3.15: Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase A ($T_m = 10$ mili segundos).

3.4.2 Resultados de simulación del convertidor de siete niveles

A modo de tener un mayor espectro de opciones se realiza el mismo análisis que en la subsección previa, empleando el convertidor de 7 niveles, evaluando las mismas señales, bajo exactamente las mismas condiciones[38][39].

Se logra obtener los valores esperados en cuanto a potencia activa y reactiva, al igual que en el convertidor de dos niveles, no obstante, según se observa en la Figura 3.16, se presenta una forma de onda con menos rizado.

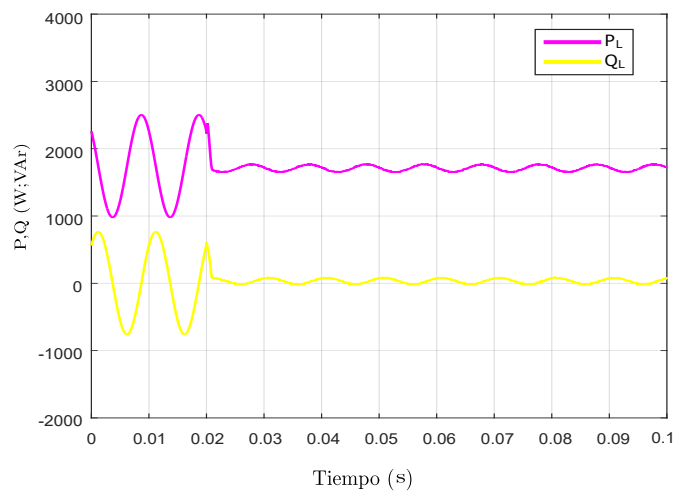


Figura 3.16: Potencia Activa y Reactiva en el sistema antes y después de la compensación realizada por el filtro.

Con la inserción de un APF en el conductor neutro se busca aproximar esta corriente a cero, por lo que no influiría si la forma de onda presenta mayor o menor rizado, sino más bien la cercanía de la medición de la misma a cero, con el convertidor de 7 niveles no se cuenta con rizado como se observa en la Figura 3.17 debido a su mayor disponibilidad de niveles de tensión a diferencia del resultado obtenido con el de 2 niveles que sí presenta un gran rizado; mientras que en la Figura 3.18 se observa el seguimiento de la corriente de referencia del neutro y la corriente inyectada por el filtro, el cual presenta un buen seguimiento, en $t=0.05$ segundos la corriente inyectada en el neutro por el filtro sufre un crecimiento debido a un cambio de carga bajo el cual serán evaluadas las siguientes gráficas así como se realizó en el caso del convertidor de 2 niveles.

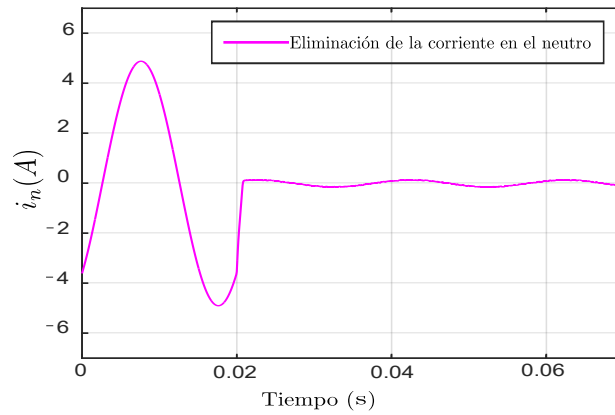


Figura 3.17: Forma de onda de la corriente en el neutro antes y después de la activación del APF.

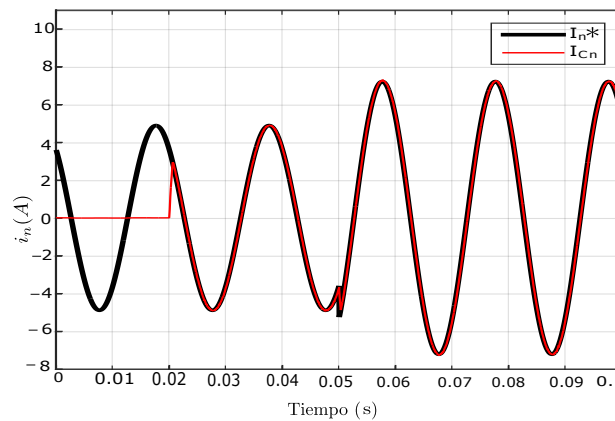


Figura 3.18: Seguimiento de corriente de referencia en el Neutro del filtro

En la Figura 3.19 se observa que las corrientes de fase también se logran equilibrar con el empleo del convertidor de 7 niveles, ante el cambio de carga con un retraso de 0.02 segundos ante el cambio de la carga, sin embargo esto se debe a que la misma referencia es la que necesita ese tiempo para estabilizarse por el filtrado requerido, no obstante se presenta una senoide limpia y sin rizado en cada fase con respecto a lo obtenido en el convertidor de 2 niveles, lo cual es un factor relevante ya que el propósito siempre es suministrar buena calidad de energía, esta mejor forma de onda en las fases se debe a que el convertidor de 7 niveles cuenta con un mejor seguimiento de corriente de referencia debido a su mayor nivel de tensiones disponibles para generar las corrientes inyectadas por el filtro, como se ve en las Figuras 3.20, 3.21, 3.22.

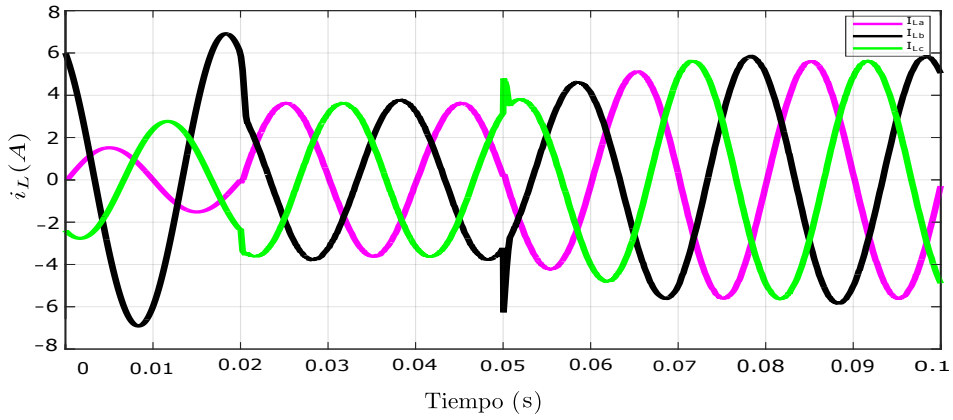


Figura 3.19: Forma de onda de las corrientes de las tres fases.

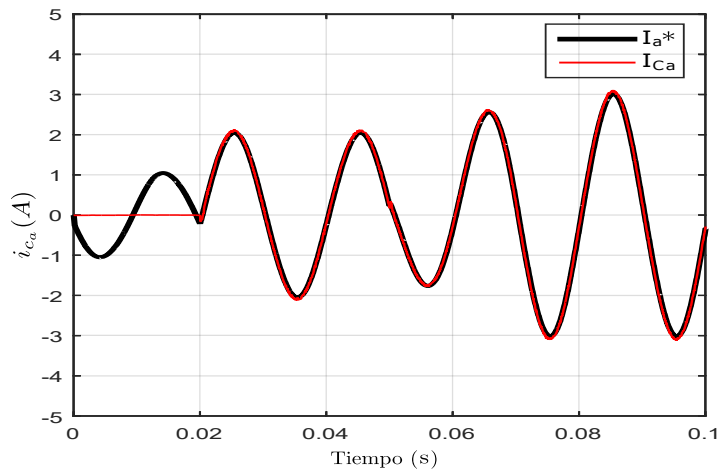


Figura 3.20: Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase A.

Se ha realizado un análisis de la Transformada rápida de Fourier (FFT) para evaluar la distorsión armónica de corriente (THD) por fase vistos en las Figuras 3.23, 3.24, 3.25, la corriente inyectada se observa desde el punto de vista del suministro de la red. El valor del THD de la corriente observado desde la fuente de alimentación de las corrientes i_{L_a} , i_{L_b} , i_{L_c} , son respectivamente del 0.205 % , 0.86 % , 0.83 % .

Para obtener los resultados mostrados previamente se considero un tiempo de muestreo $T_m = 40\mu s$ cuando este valor de T_m es reducido, no se puede apreciar buenos resultados en las señales vistas en la simulación, para poder plasmar eso se presenta la Figura 3.26,

donde tomo tomando $T_m = 10$ ms, en la misma se aprecia que la corriente inyectada no presenta distorsión comparando con la que se obtenía con un valor de T_m .

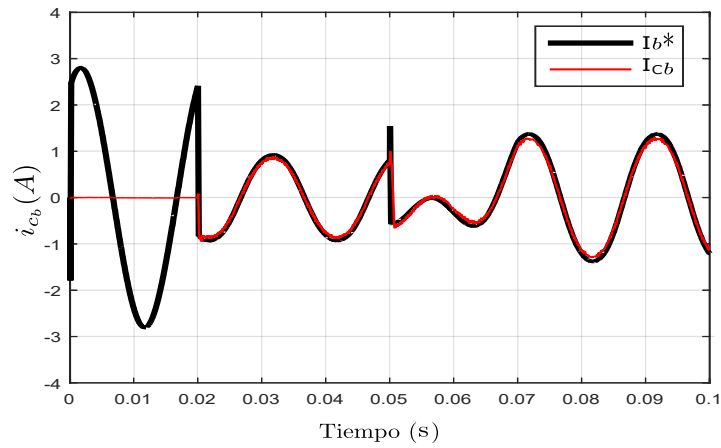


Figura 3.21: Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase B.

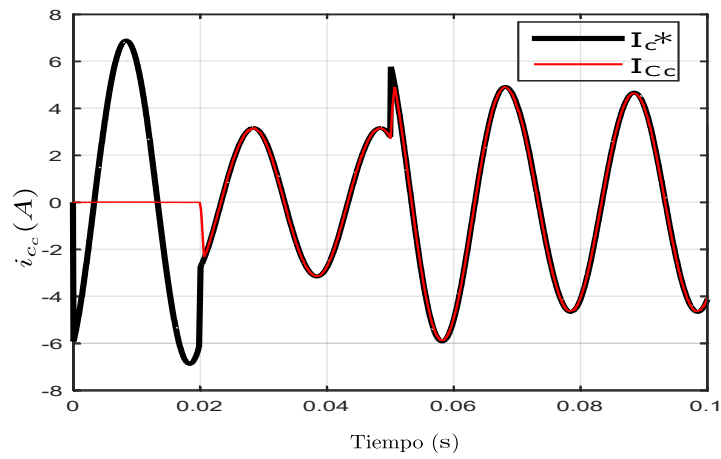


Figura 3.22: Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase C.

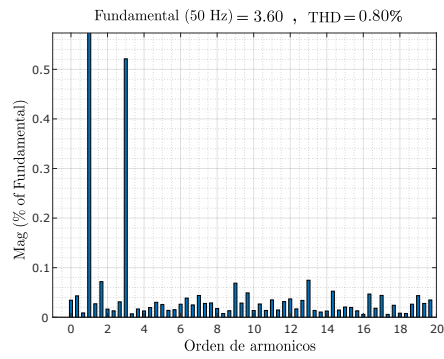


Figura 3.23: Distorsión Armónica de la fase A vista desde el suministro de energía.

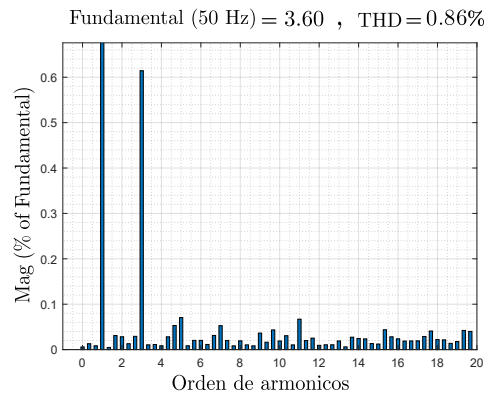


Figura 3.24: Distorsión Armónica de la fase B vista desde el suministro de energía.

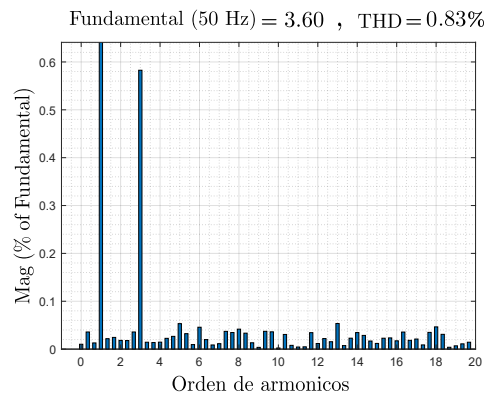


Figura 3.25: Distorsión Armónica de la fase C vista desde el suministro de energía.

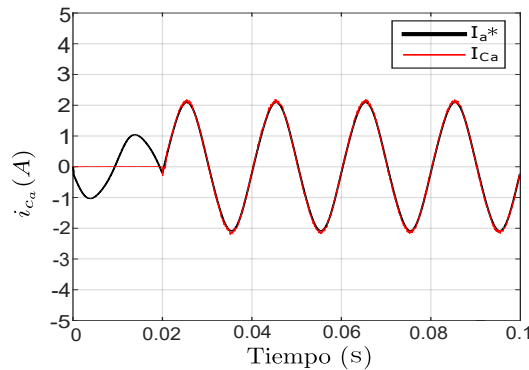


Figura 3.26: Seguimiento de la corriente de referencia del filtro de la fase A ($T_m = 10$ ms).

3.5 Conclusión del Capítulo

En el convertidor de 2 niveles, en todas las corrientes inyectadas por el filtro a cada fase de la red eléctrica y en el neutro del sistema se observan formas de onda con rizado, esto es un factor importante según la aplicación para la cual fue pensada el diseño como ser sistemas de no muy elevada potencia (menores a 1MW)[40]. Las 2 topologías de convertidores presentan un nivel reducido de distorsión armónica, mientras que las formas de onda de salida presentan un nivel menor de rizado en el caso del convertidor de 7 niveles, siendo este factor dependiente del tiempo de muestreo empleado. El convertidor de 2 niveles posee menores niveles de tensión y para que la señal de salida del mismo posea menor rizado se requiere de un tiempo de muestreo bastante reducido en comparación con el convertidor de 7 niveles, que por su elevado número de niveles de tensiones disponibles.

En cuanto al tiempo de ejecución de los algoritmos de control, se observa que el convertidor de 7 niveles presenta un tiempo de ejecución 85.1719 segundos, mientras que el algoritmo de control del convertidor de 2 niveles desarrolla un tiempo de ejecución de 38.3906 segundos. Si bien el convertidor de 7 niveles presenta señales con menos distorsión armónica y con menores niveles de rizado, queda evidenciado que su implementación requiere mayor costo computacional, el cual es otro factor a resaltar y considerar en el momento de escoger alguna de las topologías mencionadas para su implementación junto a su mayor número de interruptores, aspectos que implican un mayor costo. Otro punto a resaltar es que si bien en el convertidor de 2 niveles no contamos con una señal libre de rizado como en el convertidor de 7 niveles, mantiene la amplitud máxima en un valor próximo a cero en el conductor neutro, lo cual es lo deseado, esto no genera mucho inconveniente pues el mismo posee bajos niveles de armónicos en este caso planteado.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Esta Tesis de Maestría ha abordado el estudio de factibilidad del diseño de compensadores dinámicos de potencia para su implementación como filtros activos de potencia, aplicados a la compensación de energía reactiva y equilibrio de cargas en un sistema trifásico de cuatro hilos.

4.1 Conclusión

Los resultados de la simulación han mostrado una buena respuesta de seguimiento del control propuesto viéndose sólo limitado por el valor máximo de la tensión del DC Link, quien permite los niveles de corriente suministrado por el filtro al sistema, logrando cumplir la compensación de la potencia reactiva, el equilibrio de carga y la eliminación de la corriente en el neutro en ambos casos. Se resalta que el filtro cumplirá los requerimientos de la carga siempre que logre obtener la corriente suficiente a partir los niveles de tensión disponibles.

En el convertidor de 2 niveles, los valores de la distorsión armónica en la corriente de cada fase así como en la corriente de neutro son considerablemente bajos, con niveles de distorsión armónica del orden de 0.20 % y 0.11 % , 0.05 % y 0.11 % , respectivamente, mientras que en el convertidor de 7 niveles, los valores de la distorsión armónica existente en la corriente de fase y en el neutro son considerablemente reducidos con niveles comprendidos entre el 0.12 % , 0.07 % , 0.03 % y 0.06 % , respectivamente.

Cuando hablamos de un convertidor multinivel, se resalta que la estructura del mismo permite un mantenimiento más sencillo y la redundancia que proporcionan los niveles de tensión permite aumentar el grado de fiabilidad del sistema y su flexibilidad ante una demanda superior del sistema permite abastecer y adaptarse al mismo sin necesidad de componentes adicionales, simplemente utilizando fuentes de tensiones diferentes[40]. Sin embargo, el principal problema que presenta este tipo de topología es el costo y complejidad que implica tener fuentes de tensión independientes para cada puente completo y el control del mismo, mientras que en el convertidor de dos niveles con una fuente de tensión DC superior se podría también ampliar la capacidad de inyección de potencia. Sin embargo, una fuente DC muy cuyo valor sea muy elevada podría resultar hasta inviable.

El sistema es sensible al filtro pasivo que se encuentra en serie con el APF, pues si los valores no son correctos la compensación de la potencia reactiva se realiza en menor proporción. Se destaca que en este trabajo el filtro pasivo fue escogido de manera heurística por abstracción de los datos.

4.2 Trabajos Futuros

Una variante en la topología propuesta en el presente TFM consiste en el uso de un convertidor matricial directo en reemplazo de las celdas puente H dentro de la estructura del APF. Esto podría dar ciertas ventajas al poder ser alimentada directamente desde AC, eliminando la necesidad de la incorporación del DC link, siendo dicha etapa, en otras topologías, un punto de atención ya que la misma debe ser controlado para lograr mantener su tensión en un valor constante. Este esquema plantea la utilización de un convertidor matricial de 4 por 4 donde cada rama estaría compensando a la fase A, fase B, fase C y la cuarta rama al conductor neutro; dicho esquema se presenta en la figura 4.1 donde el convertidor matricial es alimentado directamente de la fuente suministradora de energía eléctrica del sistema.

Se plantea la incorporación de algoritmos de control orientados a la eliminación de armónicos, además de la compensación de la energía reactiva. Es importante resaltar que cada día se cuentan con un mayor número de cargas no lineales y los mismos se encuentran presentes en la mayoría de artefactos eléctricos modernos, aumentando considerablemente

la cantidad de armónicos en una instalación. Además de validar el estudio teórico ya presentado por medio de resultados experimentales.

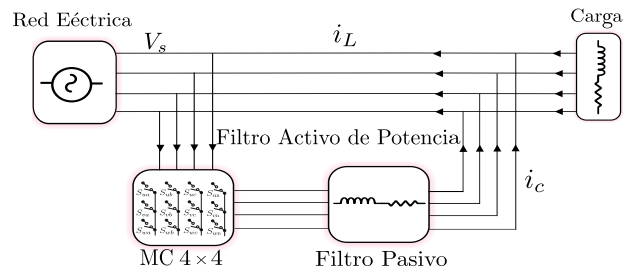


Figura 4.1: APF empleando un convertidor matricial.

Se plantea la expansión del trabajo hacia horizontes de corrección de armónicos, pues el trabajo se centra en la eliminación de los efectos mencionados ocasionados por las componentes fundamentales, es importante resaltar que cada día se cuentan con más cargas no lineales y los mismos se encuentran presentes aportando al crecimiento de la potencia reactiva, y son vistas en las corrientes de fase como una distorsión, además se observan los armónicos homopolares o de orden cero en el conductor neutro.

A

ARTÍCULO PUBLICADO

En este apartado se presenta la publicación del artículo científico presentado en conferencia internacional referente al Filtro Activo de Potencia durante esta Tesis de Maestría.

A continuación se presenta el artículos publicado y que seguidamente se anexa en este apartado:

Model Predictive Current Control of Dual-Mode Voltage Source Inverter Operations: Islanded and Grid-Connected *International Conference on Renewable Energies for Developing Countries, REDEC, 2020.*

Model Predictive Current Control of Dual-Mode Voltage Source Inverter Operations: Islanded and Grid-Connected

1st Fatima Martinez

Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Cono Sur de las Américas
Asunción, Paraguay
fmartinez@alumnomic.uca.edu.py

2nd Thalía Morel

Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Cono Sur de las Américas
Asunción, Paraguay
tmorel@alumnomic.uca.edu.py

3rd Hector Fretes

Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Cono Sur de las Américas
Asunción, Paraguay
hfretes@alumnomic.uca.edu.py

4th Jorge Rodas

Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
jrodas@ing.una.py

5th Yassine Kali

École de Technologie Supérieure
Montreal, Canada
y.kali88@gmail.com

6th Raul Gregor

Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
rgregor@ing.una.py

Abstract—Model predictive control (MPC) has been a research topic for power converters control due to its simplicity, easy inclusion of constraints, fast dynamic response, among others. This work proposes the use of MPC as a current regulator of a voltage source inverter (VSI) in a dual-mode operation. On one hand, the VSI is used to provide current to a load from a photovoltaic panel, being in islanded condition. On the other hand, the VSI is used as an active power filter for the reactive power compensation for a grid-connected condition. Simulation results are provided to show the benefits of the proposed controller.

Index Terms—Active power filter, current control, photovoltaic systems, model predictive control, voltage source inverter.

NOMENCLATURE

APF	Active power filter.
DG	Distributed generation.
FFT	Fast Fourier transform.
MPC	Model predictive control.
PCC	Predictive current control.
PV	Photovoltaic.
RES	Renewable energy sources.
THD	Total harmonic distortion.
VSI	Voltage source inverter.

I. INTRODUCTION

In the last years, the renewable energy sources (RES) and power quality have captured the attention of the international scientific community. This has been mainly justified, on the one hand, for the need to meet energy demands, and on the other hand, for the need to optimize the available energy resources [1], [2]. In both applications, power electronic converters play an important role due to this devices are capable of modifying the input voltage and current characteristics in order to interconnect RES with the distribution grid under the concept of distributed

generation (DG), feed an islanded load or improve the power quality [3]. Besides, several new power converter topologies have been proposed in the literature, such as matrix converters [4], [5] multilevel converters [6], [7] neutral-point clamped converter [8],[9] among others, the two-level voltage source inverter (VSI) is still the most used in industry applications [10], [11]. One of the most commonly used three-phase converter topology is based on three H-bridge cells [12].

The design of suitable controllers for power converters applied to DG is an issue of paramount importance to researchers. For the particular case of control of VSIs, different new techniques have been studied and applied in the past decades, such as the sliding-mode control [13], [14], dead-beat control [15], [16], or the model predictive control (MPC) [17], [18], among others. As a consequence of the fast development of digital signal processors, the finite-set MPC has become a promising control method for power converters due to its advantages, such as a fast-tracking response, a high control bandwidth, and providing a very simple way of including system nonlinearities and constraints [19].

This paper proposes the MPC for a complex control strategy with multiple objectives, using the predictive current control (PCC) for a dual-mode VSI operation. Is based on [12] where a PCC was carried out to compensate reactive power in the load as well as to compensate current in the neutral. In this case, the PCC will be applied to the output of the two-level H-bridge converter, in one case working as an active power filter (APF) while, in the other case, to feed a load through the VSI. In both cases, instantaneous measurements are carried out in order to know the reactive power to be compensated, this compensation is carried out by injecting a reactive current that is 180 degrees out of phase proceeding from the reactive power of the system.

In order to guarantee a more continuous system, the converter relies on photovoltaic (PV) panels as the main source of choice for the energy required which has a DC-link to store the energy, whether to compensate reactive power or to supply energy to the load according to its functionality. This control was chosen for the robustness of the MPC control and its effectiveness in controlling the desired parameters [20]. The prediction of the output current is obtained with the actuation of the circuit interrupters that determines the voltage level. The voltage chosen is the one that provides the least error between the measured and the predicted current in the cost function, to achieve the expected follow-up. A cost function has been identified where each specific sector is evaluated at each sampling time, based on controlled variables such as the actual filter voltage [12]. The large take-up of renewable energy-based power generation and integration with the existing energy system introduces energy quality problems, such as harmonics and reliability issues, so the integration of renewable energy with improved energy quality is the current trend in research [21]. A passive filter of first order RL is used at the output to improve the quality of the current, since it is the case of a balanced load is not necessary to use a higher order passive filter [22].

I. MATHEMATICAL MODEL OF THE SYSTEM

The mathematical model of the system is divided in VSI and APF operation modes. Fig. 1 shows the circuit diagram of both cases of the dual-mode operation of the system under study. On one hand, Fig. 1(a) shows the mode of operation as APF connected to the grid. On the other hand, in case of grid disconnection, it automatically switches to its operation as Islanded VSI, shown in Fig 1(b), where PV panels are used as a power source.

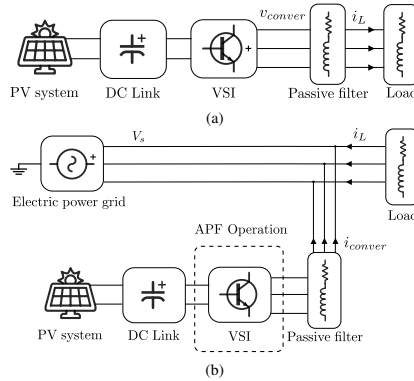


Fig. 1: Scheme of the systems under: (a) Islanded VSI, (b) Grid-Connected APF.

A. VSI operation mode

By means of Kirchoff's law, for each phase is obtained [23]:

$$v_{R_f} + v_L - v_{conver} + v_{L_f} = 0,$$

$$R_f i_L + v_L - v_{conver} + L_f \frac{d}{dt} i_L = 0, \quad (1)$$

thus,

$$L_f \frac{d}{dt} i_L = v_{conver} - R_f i_L - v_L. \quad (2)$$

The next equation is the discrete form of (2).

$$i_{L[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} [v_{conver[n]} - v_{L[n]}] + i_{L[n]} D \quad (3)$$

being

$$D = \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right],$$

where v_{R_f} is the voltage on the passive filter resistor, v_{L_f} the voltage on the passive filter inductor, v_{conver} the active power filter voltage output, i_L is the converter output current, T_m the sampling time, L_f the passive filter inductance, v_L the load voltage and R_f the passive filter resistance.

B. APF operation mode

By following the same procedure as the previous section, the following equations arise:

$$v_{R_f} + v_S - v_{conver} + v_{L_f} = 0,$$

$$R_f i_{conver} + v_S - v_{conver} + L_f \frac{d}{dt} i_{conver} = 0, \quad (4)$$

thus,

$$L_f \frac{d}{dt} i_{conver} = -v_{conver} - R_f i_{conver} - v_S. \quad (5)$$

By discretizing (5) we have:

$$i_{conver[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} [v_{conver[n]} - v_{S[n]}] + i_{conver[n]} D, \quad (6)$$

where v_s is the voltage source and i_{conver} the converter output current.

All the above-mentioned equations will be used for PCC implementation. Moreover, three bridges are used for each phase of the VSI, as shown in Fig. 2 presenting four possible switching state for each phase of the VSI. Each of them has its respective activation's in the circuit and respective output voltages as shown on the Table I. Note that The H-bridge converter used in each phase offers a greater guarantee of continuity in the event of breakdowns in any of the phases and working independently in the case of load variations, which is why the APF has advantages. Also, compared to a multi-level converter, it requires less maintenance due to the smaller number of switches [24].

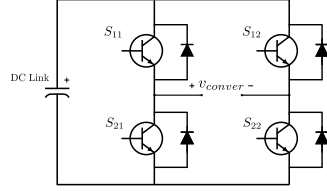


Fig. 2:Two-level H-bridge VSI topology.

TABLE I: Commutation states and outputs for one phase of the converter.

S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}
0	0	DC_{link}	DC_{link}
0	DC_{link}	DC_{link}	0
DC_{link}	0	0	DC_{link}
DC_{link}	DC_{link}	0	0

A. PV system description

Although there are different equivalent circuits for the PV cell depending on the simplifications made within [25], the most commonly used is the equivalent circuit shown in Fig. 3. The $I(V)$ characteristic of a PV cell is a non-linear equation with multiple parameters classified by those provided by the manufacturers, those known as constants and those that must be computed. Most of the data sheets provided by manufacturers do not provide sufficient information on parameters that depend on weather conditions, such as

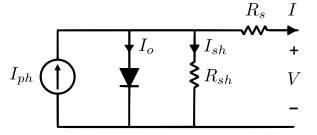


Fig. 3:Equivalent circuit of the PV cell.

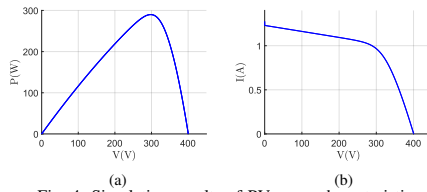


Fig. 4: Simulation results of PV array characteristics. (a) power-voltage, (b) current-voltage.

TABLE II: Characteristics of TWSE-aSi-100W-1 PV module.

P_{mp}	99.84 W	N_s	159
I_{mp}	0.96 A	n	1.34
V_{mp}	104 V	k_i	0.086 A
I_{sc}	1.22 A	K	$1.25e-11$
V_{oc}	138 V	q	1.6e-19
R_s	18.33 Ω	E_{go}	1.1
R_{sh}	471.33 Ω	IL	1.26

irradiance and temperature. Therefore, it is necessary to make some assumptions regarding the physical nature of cell behavior in order to establish a mathematical model of the cell and PV module [25]. The equations needed to obtain the output current I of each PV cell are presented in[26].

Moreover, PV module has a unique current-voltage and power-voltage curve characteristic for each irradiation and temperature conditions. In Fig. 4.a the $P(V)$ characteristics are shown, the parameters of irradiance and temperature used are under the standard test conditions of 1000 W/m^2 and 25°C respectively. In the same way, the $I(V)$ characteristics are presented graphically in Fig. 4.b.

From the parameters of the PV panel found in Table II , the simulation of the PV module has been conducted, and used as an energy source for the system. The characteristics of the PV panel have been selected due to the need of the system, using three PV panels in series to achieve the purpose.

I. PCC DESIGN

The PCC is one of the MPC, where the load current is the control objective. This process can be divided into three stages. First, identifying all the possible switching states, then initialize the optimal switching value and cost function, predict the load currents, calculate the cost function which minimizes the current error on the inverter, and lastly, apply the optimal switching state. Fig 5 shows the diagram of the predictive current controller applied to one phase of the inverter.

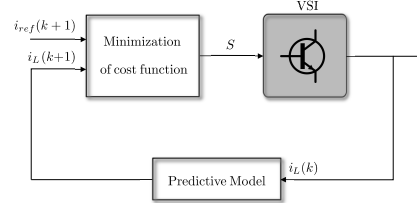


Fig. 5:Diagram of the predictive current controller applied to the two-level VSI.

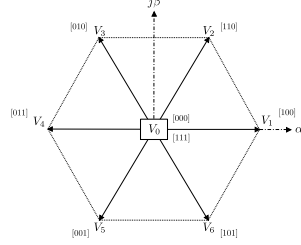


Fig. 6: Space vector diagram for two-level VSI.

This current estimation is made through (8), by introducing the following modification:

$$i_{L_a[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} V_{DC} + \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right] i_{L_m[n]} + \frac{T_m}{L_f} v_{L_m[n]}, \quad (1)$$

$$i_{L_a[n+1]} = \frac{T_m}{L_f} V_{DC} + \left[1 - \frac{T_m R_f}{L_f} \right] i_{L_m[n]} - \frac{T_m}{L_f} v_{S_m[n]}, \quad (2)$$

being i_{L_a} the estimated current for phase A, i_{L_m} the measured current, v_c the voltage corresponding to a given value of the trigger vector and v_{L_m} the voltage measured in the load.

A. Cost function

The cost function is used to include the desired behavior of the PCC. In this case, the estimation of the output current is performed 4 times in order to consider all possible trigger voltage vectors. The value of the load current is estimated at each sampling time T_m . All the possible voltage vectors and switching states generated by the VSI are shown in Fig. ???. Then, the trigger vector that provides the lowest value for the cost function is selected and applied during the next sampling time. At each sampling period, the PCC calculates the cost function for each of the possible trigger vectors for each phase of the converter. In this study, the selected cost function is that of the square of the error[6]:

$$f_c = (i_{ref} - i_{L_a})^2, \quad (3)$$

where i_{L_a} represents the estimated current of phase A while $i_{L_{ref}}$ is the reference current. For lower cost function values the output current is expected to approximate more closely to the reference current.

I. SIMULATION RESULTS

In order to validate the PCC for the dual-mode operation of the VSI, a Matlab/Simulink model of the system has been designed. The electrical parameters of the VSI used for the simulation are the following: $DC_{link} = 308.8$ V, the frequency of the source $f_r = 50$ Hz, the filter inductance $L_f = 45$ mH, the filter resistance $R_f = 0.2$ Ω , the load inductance $L_l = 50$ mH, the load resistance $R_l = 76.5$ Ω , and the parameters of the semiconductor $R_{onIGBT} = 1$ m Ω , $R_{sIGBT} = 100$ K Ω and $C_{sIGBT} = 0.5$ F. Also, for the PCC, a

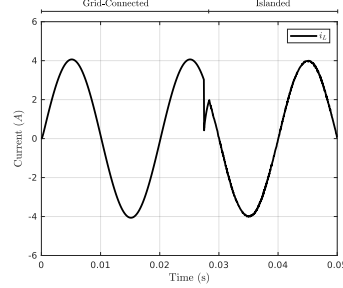


Fig. 7: Load current.

custom MATLAB function is implemented using the following parameters: $T_m = 45$ ms, to appreciate the continuity of the service in the current after the connection of the VSI the reference used is $i_{ref} = 4 \angle 0^\circ$ A.

First, the load is grid-connected and the VSI is working as APF. Fig. ?? shows a simulation window of 45 ms where the VSI provides power to the load. Note that the interruption of the grid supply can occur at any time, and this case is happening at $t = 27.5$ ms. Therefore, the change of functionality of the VSI, occurs at the moment of power breakdown. Initially, the reference current is obtained from the measurement of the reactive power of the system to be compensated. It can be seen from the same figure that the VSI needs about 1 ms to reach the reference.

The reference currents when working as an APF are obtained by means of the Clark and Park transformations. Fig. ?? shows the tracking and the comparison with the reference current in both modes of operation, with the mode of operation switch also occurring at $T_m = 45$ ms.

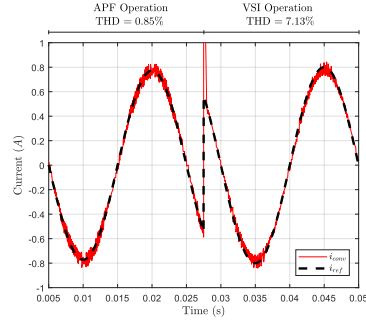


Fig. 8: Current tracking using MPC in the dual-mode converter.

A. APF results

Then, when the VSI operation is as an APF, it keeps the reactive power at zero. In this case, it has been reduced from 360 kVAR to 0 kVAR, from the point of view of the grid. Fig. ?? shows the reactive power when the APF is applied to the system at $t = 0.01$ s. In order to see the time response of the system in case of a sudden change, the APF was exposed to a load change. Therefore, a step in the current tracking can be seen from 0.8 A to 0.97 A. As a consequence, the injected power by the APF has changed from 360 kVAR to 390 kVAR, which can be seen in Fig. 10.

A Fast Fourier Transform (FFT) analysis has been performed in order to evaluate the total harmonic distortion (THD) of the proposed system. Fig. 11 shows an analysis in the converter current when it is operating as an APF. The THD of the injected current is observed from the point of view of the grid supply. The value of current THD observed from the power supply source is 0.85 %. Then, the VSI will be evaluated when it has been used as the power converter, to interconnect the PV to the load.

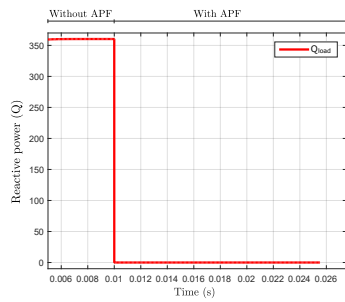


Fig. 9: Reactive power compensation by using the VSI as APF.

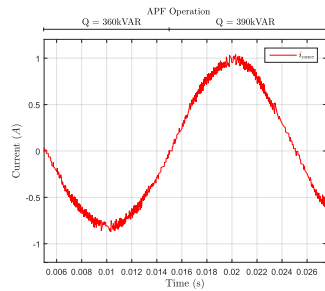


Fig. 10: APF current with change of reactive power.

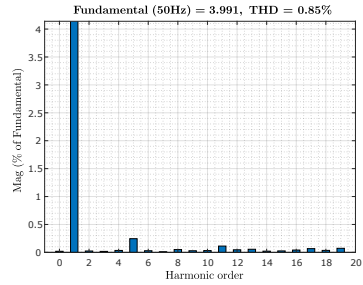


Fig. 11: FFT analysis of the current and THD in the APF.

B. VSI results

The VSI mode of operation is automatically activated in the case of grid disconnection, remaining in Islanded mode with a power source provided by solar panels.

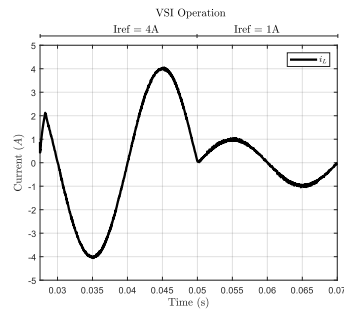


Fig. 12: Load current in VSI mode with change of reference.

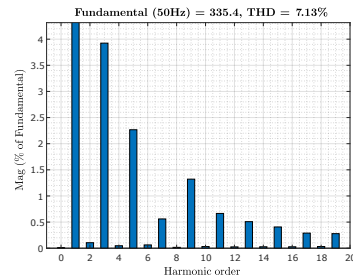


Fig. 13: FFT analysis of the voltage and THD in the VSI.

As in the APF mode of operation, a sudden change of the reference current in the load was made to see the performance of the PCC, from $4 \angle 0^\circ \text{ A}$ to $1 \angle 180^\circ \text{ A}$, as can be seen in Fig. 12.

Lastly, in Fig. 13, an FFT analysis was also conducted to show the THD of the system while working in an islanded power source mode, while feeding the load in isolated form the voltage distortion has a value of 7.13 % with a high percentage of odd harmonics.

I. CONCLUSION

In this paper, predictive current control of a VSI in dual-mode operation has been presented and validated. Simulation results have shown good tracking response of the proposed control. Therefore, the VSI can successfully work as an APF in the presence of the energy supply and, as VSI managing deliver energy to the load from the PV panels. In both cases, the PCC has a good current tracking. When the VSI is used as APF a low THD is also obtained. However, in the other case, a higher THD was obtained. This latter can be reduced by the introduction of a modulation stage in the proposed PCC.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the financial support from the Paraguayan Science and Technology National Council (CONACYT) through the "Maestría en Ingeniería Electrónica" (POS/G17-69) and a special thank you to Prof. Julio Pacher for his help.

REFERENCES

- [1] A. Kumar, B. Sah, A. R. Singh, Y. Deng, X. He, P. Kumar, and R. Bansal, "A review of multi criteria decision making towards sustainable renewable energy development," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 69, pp. 596–609, 2017.
- [2] M. I. Mosaad and H. Ramadan, "Power quality enhancement of grid-connected fuel cell using evolutionary computing techniques," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 43, no. 25, pp. 11568–11582, 2018.
- [3] B. Ren, X. Sun, S. Chen, and H. Liu, "A compensation control scheme of voltage unbalance using a combined three-phase inverter in an islanded microgrid," *Energies*, vol. 11, no. 9, p. 2486, 2018.
- [4] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, "Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator," in 2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [5] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley Sons, 2012, vol. 40.
- [6] R. Gregor, L. Comparatore, A. Renault, J. Rodas, J. Pacher, S. Toledo, and M. Rivera, "A novel predictive-fixed switching frequency technique for a cascade h-bridge multilevel statcom," in *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 2016, pp. 3672–3677.
- [7] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [8] L. Ning, L. Wanting, Z. Hui, W. Shuzheng, and X. Liansong, "A novel modulation strategy of three level npc converter," in 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), IEEE, 2018, pp. 1347–1351.
- [9] S. Kamran and J. Mu noz, "Study of a state-of-the art m-statcom," in 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), IEEE, 2015, pp. 2733–2738.
- [10] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, "Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency," in 2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [11] M. V. M. Kumar and M. K. Mishra, "Three-leg inverter-based distribution static compensator topology for compensating unbalanced and non-linear loads," *IET power electronics*, vol. 8, no. 11, pp. 2076–2084, 2015.
- [12] A. Renault, M. Rivera, L. Comparatore, J. Pacher, J. Rodas, and R. Gregor, "Model predictive current control with neutral current elimination for h-bridge two-level active power filters," in 2016 IEEE Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM), Oct 2016, pp. 1–5.
- [13] M. Huang, Q. Tan, H. Li, and W. Wu, "Improved sliding mode control method of single-phase lcl filtered vsi," in 2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), IEEE, 2018, pp. 1–5.
- [14] E.-C. Chang, "Study and application of intelligent sliding mode control for voltage source inverters," *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2544, 2018.
- [15] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, and P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1174–1180, 2000.
- [16] A. A. Hossam-Eldin, M. Maghraby, and H. A. Ashour, "Mptand dead-beat control for power management of hybrid micro-grid applications," *ahmed. a. hossam-eldin. system*, vol. 10, no. 11, p. 12, 2000.
- [17] V. Sabatini, A. Lidozzi, L. Solero, A. Formentini, P. Zanchetta, and S. Bifaretti, "Real-time implicit model predictive control for 3-phase vsi," in 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2018, pp. 4015–4020.
- [18] Z. Yi, A. J. Babqi, Y. Wang, D. Shi, A. H. Etamadi, Z. Wang, and B. Huang, "Finite-control-set model predictive control (fcs-mpc) for islanded hybrid microgrids," in 2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM), IEEE, 2018, pp. 1–5.
- [19] R. Guzman, L. G. de Vicuña, A. Camacho, J. Miret, and J. M. Rey, "Receding-horizon model predictive control for a three-phase vsi with lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 6671–6680, 2018.
- [20] H. J. Fard, "Design and implementation of predictive controllers on the rectifier and quasi impedance-source inverter in a wind energy conversion system based on permanent magnet synchronous generator," *International Journal on Smart Sensing Intelligent Systems*, vol. 10, no. 2, 2017.
- [21] C. N. Mukundan and P. Jayaprakash, "Cascaded h-bridge multilevel inverter based grid integration of solar power with pq improvement," in 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [22] P. A. Dahono, "A new control method to reduce low-frequency output current ripples of polyphase rectifiers," in 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, IEEE, 2007, pp. 1099–1104.
- [23] Y. Liao, J. You, J. Yang, Z. Wang, and L. Jin, "Disturbance-observer-based model predictive control for battery energy storage system modular multilevel converters," *Energies*, vol. 11, no. 9, p. 2285, 2018.
- [24] L. Comparatore, R. Gregor, J. Rodas, J. Pacher, A. Renault, and M. Rivera, "Model based predictive current control for a three-phase cascade h-bridge multilevel statcom operating at fixed switching frequency," in 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [25] H. Bellia, R. Youcef, and M. Fatima, "A detailed modeling of photovoltaic module using matlab," *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, vol. 3, no. 1, pp. 53–61, 2014.
- [26] L. Morinigo, T. Morel, J. Rodas, and R. Gregor, "Predictive current control for a neutral point clamped inverter considering sic-mosfet switches and using a photovoltaic power source," in *AET International Annual Conference*, 2019.

REFERENCIAS

- [1] A. Marzouki, M. Hamouda, and F. Fnaiech, "A review of pwm voltage source converters based industrial applications," in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [2] Y. Xu, X. Xiao, H. Liu, and H. Wang, "Parallel operation of hybrid active power filter with passive power filter or capacitors," in *2005 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*. IEEE, 2005, pp. 1–6.
- [3] J. Hu and Y. He, "Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 903–913, 2008.
- [4] B. K. Bains and A. Dhingra, "A review of current control techniques for active power filter applications," *Journal of Engineering and Economic Development*, vol. 4, no. 2, pp. 18–22, 2018.
- [5] R. Jadeja, A. Faldu, T. Trivedi, S. Chauhan, and V. Patel, "Compensation of harmonics in neutral current using active power filter for three phase four wire system." *Gazi University Journal of Science*, vol. 31, no. 3, 2018.
- [6] L. Wang, M.-C. Wong, and C.-S. Lam, *Adaptive Hybrid Active Power Filters*. Springer, 2019.
- [7] D. Infield and L. Freris, *Renewable energy in power systems*. John Wiley & Sons, 2020.

- [8] L. Morínigo, T. Morel, J. Rodas, and R. Gregor, "Predictive current control for a neutral point clamped inverter considering sic-mosfet as switches and using a photovoltaic power source," *AEIT International Annual Conference*, 2019.
- [9] S. A. Verne, "Control predictivo del convertidor multinivel con enclavamiento por diodos y sus aplicaciones en media tensión," Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de La Plata, 2012.
- [10] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter," *IEEE Transactions on industry applications*, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [11] R. Gregor, L. Comparatore, A. Renault, J. Rodas, J. Pacher, S. Toledo, and M. Rivera, "A novel predictive-fixed switching frequency technique for a cascade h-bridge multilevel statcom," in *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2016, pp. 3672–3677.
- [12] L. K. Haw, M. S. Dahidah, and H. A. Almurib, "A new reactive current reference algorithm for the statcom system based on cascaded multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3577–3588, 2014.
- [13] G.-H. Cho, "A general circuit topology of multilevel inverter." IEEE, 1991.
- [14] B. K. Bose, "Global warming: Energy, environmental pollution, and the impact of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 6–17, 2010.
- [15] L. F. A. Maciel, J. L. M. Morales, D. C. Gaona, and J. G. M. Pimentel, "A study of a three-phase four-wire shunt active power filter for harmonics mitigation," in *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [16] Y. Liao, J. You, J. Yang, Z. Wang, and L. Jin, "Disturbance-observer-based model predictive control for battery energy storage system modular multilevel converters," *Energies*, vol. 11, no. 9, p. 2285, 2018.
- [17] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. Wiley - Inglaterra, 2010. [Online]. Available: <http://books.google.com.py/books?id=XZvoeFzPchoC>
- [18] Y. Hoon, M. Radzi, M. Amran, M. K. Hassan, and N. F. Mailah, "Control algorithms of shunt active power filter for harmonics mitigation: A review," *Energies*, vol. 10, no. 12, p. 2038, 2017.
- [19] C.-S. Lam, M.-C. Wong, W.-H. Choi, X.-X. Cui, H.-M. Mei, and J.-Z. Liu, "Design and performance of an adaptive low-dc-voltage-controlled lc-hybrid active power filter with a neutral inductor in three-phase four-wire power systems," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2635–2647, 2013.
- [20] T. Benslimane, K. Aliouane, and B. Chetate, "Voltage and current disturbances elimination with reactive power compensation using unified power quality conditioner," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006*. IEEE, 2006, pp. 780–784.

- [21] A. J. Ustariz-Farfan, E. A. Cano-Plata, and H. E. Tacca, "Teoría generalizada de la potencia instantánea aplicada a la compensación de cargas polifásicas," *Ingeniare. Revista chilena de ingeniería*, vol. 20, no. 2, pp. 148–159, 2012.
- [22] N. M. Tabatabaei, A. J. Aghbolaghi, N. Bizon, and F. Blaabjerg, "Reactive power control in ac power systems," *Switzerland: Springer*, 2017.
- [23] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on industry applications*, no. 3, pp. 625–630, 1984.
- [24] G. A. Fogli, P. C. d. S. Furtado, P. M. de Almeida, P. G. Barbosa, and J. G. de Oliveira, "Grid connected pv system with load power compensation capability using sliding mode control," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2015, pp. 693–698.
- [25] M.-C. Wong, N.-Y. Dai, and C.-S. Lam, "Parallel power electronics filters in three-phase four-wire systems," *Electronics & Electrical Engineering*, 2016.
- [26] V. Oleschuk and V. Ermuratskii, "Review of methods and techniques of space-vector pwm for dual and triple inverters of pv systems," in *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. IEEE, 2019, pp. 1–8.
- [27] M. Nagata and A. Iwata, "Pwm signal processing architecture for intelligent systems," *Computers & electrical engineering*, vol. 23, no. 6, pp. 393–405, 1997.
- [28] Z. Yu, A. Mohammed, and I. Panahi, "A review of three pwm techniques," in *Proceedings of the 1997 American Control Conference (Cat. No. 97CH36041)*, vol. 1. IEEE, 1997, pp. 257–261.
- [29] M. Hagiwara and H. Akagi, "Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746, 2009.
- [30] J. Zeng, C. Yu, Q. Qi, Z. Yan, Y. Ni, B. Zhang, S. Chen, and F. F. Wu, "A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency," *Electric power systems research*, vol. 68, no. 1, pp. 75–82, 2004.
- [31] Z. Chelli, R. Toufouti, A. Omeiri, and S. Saad, "Hysteresis control for shunt active power filter under unbalanced three-phase load conditions," *Journal of Electrical and computer Engineering*, vol. 2015, 2015.
- [32] L. M. Tolbert and T. G. Habetler, "Novel multilevel inverter carrier-based pwm method," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1098–1107, 1999.
- [33] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [34] A. Renault, M. Riveray, L. Comparatore, J. Pacher, J. Rodas, and R. Gregor, "Model predictive current control with neutral current elimination for h-bridge two-level active power filters," in *2016 IEEE Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*. IEEE, 2016, pp. 1–5.

- [35] E. Dos Santos and E. R. Da Silva, *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages*. John Wiley & Sons, 2014.
- [36] P. A. Dahono, "A new control method to reduce low-frequency output current ripples of polyphase rectifiers," in *2007 Power Conversion Conference-Nagoya*. IEEE, 2007, pp. 1099–1104.
- [37] J. Hu, L. Shang, Y. He, and Z. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of grid-connected dc/ac converters using sliding mode control approach," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 210–222, 2010.
- [38] Y. Zhou, D. Jiang, P. Hu, J. Guo, Y. Liang, and Z. Lin, "A prototype of modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3267–3278, 2013.
- [39] G. Walker and G. Ledwich, "Bandwidth considerations for multilevel converters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 74–81, 1999.
- [40] I. Y. Blanco, B. L. C. Martínez, and Á. C. Montiel, "Inversores multinivel para aplicaciones de gran potencia. estado del arte," *Ingeniería Energética*, vol. 25, no. 3, pp. 38–44, 2004.