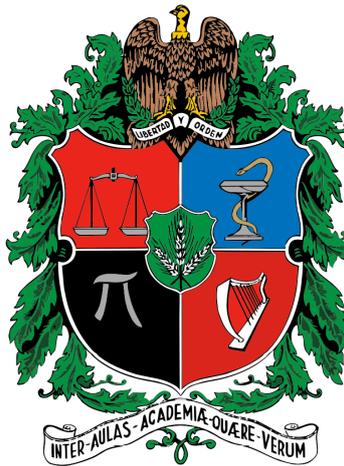

Compensación de Sistemas Eléctricos

*Con Acondicionador Unificado de Calidad de la Potencia en Topología Dual **iUPQC***

Por

YEISON ALBERTO GARCÉS GOMEZ, M.SC.



Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación
UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA, SEDE MANIZALES

Tesis presentada a la Universidad Nacional de Colombia -
Sede Manizales, de acuerdo a los requerimientos de grado
en DOCTOR EN INGENIERÍA En la Facultad de Ingeniería y
Arquitectura.

OCTUBRE 2015

Compensación de Sistemas Eléctricos
*Con Acondicionador Unificado de Calidad de la
Potencia en Topología Dual **iUPQC***

Por

YEISON ALBERTO GARCÉS GOMEZ, M.Sc.

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título
de
Doctor en Ingeniería

Director
Nicolás Toro García, Ph.D.

Departamento de Ingeniería Eléctrica,
Electrónica y Computación
**UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA, SEDE
MANIZALES**

OCTUBRE 2015

Electric Power System Compensation
With Dual Unified Power Quality Conditioner
iUPQC

By

YEISON ALBERTO GARCÉS GOMEZ, M.Sc.

Thesis presented as partial requirement for the degree of:
Doctor of Ingenieering

Advisor

Nicolás Toro García, Ph.D.

Departamento de Ingeniería Eléctrica,
Electrónica y Computación
UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA, SEDE
MANIZALES

OCTOBER 2015

RESUMEN

La presente investigación tiene como objetivo principal el desarrollo de un sistema de acondicionamiento de potencia unificado modelado como fuentes de corriente y tensión sinusoidales de mediana potencia para sistemas eléctricos de distribución. En su desarrollo se presentan cinco aportes a la investigación en el campo de la calidad de la potencia y los compensadores: primero, un modelo matemático en variables de estado y otro en funciones de conmutación del circuito detallado que permiten la proyección de controladores de lazo de cada uno de los sistemas que componen el circuito del compensador; segundo, se implementó una técnica de control para el lazo de desequilibrio del bus DC de los inversores que permite el uso de menos transductores de tensión para su funcionamiento; tercero, partiendo de la *teoría de la potencia reactiva generalizada* aplicada a compensadores paralelo de corriente, se implementó un nuevo algoritmo de compensación inmune a huecos y elevaciones de tensión por medio de la aplicación del *UVTG* (Generador de vector de referencia unitario), que además elimina la necesidad de un circuito de pre-conexión del acondicionador de potencia; cuarto, se ha dado una nueva aplicación de la modulación vectorial espacial *SVPWM* modificada para funcionar con la aplicación de los vectores homopolares de conmutación la cual fue implementada para el compensador de potencia, permitiendo un mejor aprovechamiento del bus DC de los inversores; y quinto, el enfoque de control presentado en esta investigación, permite dar una nueva aplicación a los acondicionadores unificados de potencia para la compensación de transitorios de tensión en los sistemas eléctricos, aplicación que el modelo clásico de compensación no permitía. Además, el trabajo incluye los algoritmos de simulación y de diseño que permitieron probar las teorías formuladas por medio de simulaciones computacionales y compararlas con las técnicas tradicionales.

Palabras clave: Acondicionador unificado de calidad de la potencia, Compensador de potencia serie, Compensador de potencia paralelo.

ABSTRACT

This research has as main objective the development of a unified power conditioning system, modeled as sinusoidal voltage and current power sources for a medium power electrical distribution systems. Five developmental contributions to research in the field of power quality and compensators are presented: first, a mathematical model in space state in switching functions and other in average variables of the detailed circuit that allows projecting loop controllers; second, a control technique was implemented for the imbalance of DC loop bus that allows using less voltage transducers for operation; third, based on the *generalized reactive power theory* applied to parallel current compensators, a new compensation algorithm immune to voltage sags and swells was implemented through the application of *UVTG* (unit vector template generator), which eliminates the need for a pre-connection circuit of the power conditioner; fourth, it has given a new application of space vector modulation *SVPWM* modified to work with the implementation of the zero-sequence vectors that was implemented for the unified power quality conditioner, allowing better use of the DC bus of inverters; and fifth, the presented control scheme, allows to give a new application to the unified power quality conditioners to compensate voltage electromagnetic transients in the electric systems. In addition, the work includes simulation algorithms that made it possible to test theories using computer simulations and compared with traditional techniques.

Keywords: Unified Power Quality Conditioner, Series Power Compensator, Parallel Power Compensator.

ÍNDICE GENERAL

	Página
Lista de Tablas	ix
Lista de Figuras	xi
1 Motivación, Objetivos y Sumario de la Tesis	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	4
1.2.1 Objetivo General	4
1.2.2 Objetivos específicos	4
1.3 Sumario de la Tesis	5
2 Introducción a la Calidad de la Potencia y los Compensadores de Energía Eléctrica	7
2.1 Compensadores de Potencia	9
2.1.1 Acondicionador unificado de calidad de la potencia	12
2.1.2 Teorías de Compensación aplicadas a los UPQC	15
2.2 Técnicas de Control de Lazo en Acondicionadores de Potencia	21
2.2.1 Control lineal y modulación por comparación con portadora triangular o SPWM	21
2.2.2 Control de referencia en el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta - 0$	22
2.2.3 Control de referencia en el marco de referencia sincrónico $d - q - 0$	23
2.2.4 Control de la señal de referencia por banda de histéresis	24
2.2.5 Modulación vectorial espacial SVPWM	25
3 Acondicionador Unificado en Topología Dual iUPQC	29
3.1 Análisis del acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual	29
3.2 Modelado del iUPQC	30
3.2.1 Modelo del compensador serie	31
3.2.2 Análisis y modelo del bus DC	36
3.2.3 Análisis y modelo del circuito de desequilibrio de tensión en el bus DC	38

3.2.4	Modelo completo del compensador serie y el controlador	39
3.2.5	Modelo del compensador paralelo	40
4	Aportes en la Estrategia de Compensación y Técnicas de Modulación para el iUPQC	45
4.1	Teoría de la potencia reactiva generalizada aplicada a compensadores paralelo . .	45
4.1.1	Formulación generalizada de la potencia aplicada al iUPQC	47
4.2	Modulación 3D-3B-SVPWM aplicada al iUPQC	50
5	Modelado Numérico del iUPQC	59
5.1	Simulación ideal del iUPQC	60
5.2	Simulación del prototipo experimental	63
5.2.1	Resultados de compensación en tensión	64
5.2.2	Resultados de compensación en corriente	66
5.2.3	Análisis de potencia	68
5.2.4	Comparación de desempeño de la técnica de modulación 3D-SVPWM comparada con SPWM aplicadas al iUPQC	69
5.2.5	Tensión del bus DC	71
5.3	Nueva perspectiva de aplicación en compensación de transitorios de tensión	72
5.3.1	Compensación de transitorios monofásicos	74
5.3.2	Compensación de transitorios trifásicos	75
6	Conclusiones, Aportes y Trabajos Futuros	77
6.1	Conclusiones generales de la tesis	77
6.2	Aportes de la investigación	79
6.3	Trabajos futuros	81
A	Proyectos y Producción Académica Relacionada	83
A.1	Proyectos de investigación	83
A.2	Artículos en revistas especializadas	83
A.3	Ponencias en eventos internacionales	84
B	Descripción de los Modelos de Simulación	87
B.1	Descripción del modelo de simulación ideal	87
B.1.1	Fuente de alimentación	87
B.1.2	Carga	88
B.1.3	Generador de señales de referencia	89
B.2	Descripción del modelo de simulación del prototipo	90
B.2.1	Acople del compensador de corriente serie	90
B.2.2	Simulación del bus DC	91

B.2.3	Filtros de alta frecuencia	91
B.2.4	Simulación del los controladores del iUPQC	92
B.2.5	Esquema de simulación del modulador 3D-SPWM	93
Bibliografía		97

LISTA DE TABLAS

TABLA	Página
1.1 Problemas comunes de forma de onda y posibles soluciones	3
2.1 Valores de salida del inversor para cada uno de los vectores de conmutación	26
2.2 Valores de salida del inversor en el marco de referencia $\alpha - \beta - 0$	27
4.1 Valores de salida de tensión del inversor para cada uno de los vectores de conmutación	52

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	Página
2.1 Consumo de electrónica de potencia a nivel internacional.	8
2.2 Modelo del compensador paralelo	11
2.3 Formas de onda del compensador paralelo	11
2.4 Modelo del compensador serie	12
2.5 Formas de onda del compensador serie	12
2.6 Modelo del UPQC en fuentes de tensión y corriente ideales.	13
2.7 Configuración de un UPQC.	14
2.8 Clasificación de los UPQC.	14
2.9 Esquemas de compensación de tensión.	18
2.10 Compensación de reactivos en tensión <i>PAC</i>	20
2.11 Trayectorias del vector instantáneo en el espacio.	23
2.12 Trayectorias del vector instantáneo en el espacio en el marco de referencia sincrónico.	24
2.13 Inversor de tres ramas y capacitor partido "TLSC".	26
2.14 Vectores de conmutación proyectados en el plano $\alpha - \beta$	27
2.15 Máxima tensión de salida en zona lineal para SVPWM.	28
3.1 Modelo en fuentes de tensión y corriente ideales.	30
3.2 Acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual.	31
3.3 Simplificación de una rama de conmutación del compensador serie.	32
3.4 Circuito con las impedancias referenciadas al primario del transformador.	33
3.5 Circuito simplificado del compensador serie.	34
3.6 Circuito de la malla de corriente referenciado al primario del transformador para el modelo promediado.	34
3.7 Circuito de la malla de corriente referenciado al primario del transformador para el modelo promediado.	35
3.8 Circuito de la malla de corriente referenciado al primario del transformador para el modelo promediado.	36
3.9 Transitorios de corrección de desequilibrios en el bus DC.	40
3.10 Etapa de potencia del compensador serie de corriente.	41

3.11	Diagrama de bloques de los lazos de regulación del compensador serie.	42
3.12	Etapa de potencia del compensador paralelo de tensión de la carga.	42
3.13	Equivalente monofásico del compensador paralelo.	43
3.14	Circuito equivalente monofásico promediado del compensador de corriente en conexión paralelo.	43
4.1	Lazo de seguimiento de fase "PLL".	48
4.2	Lazo de seguimiento de fase en marco de referencia sincrónico "SF-PLL".	48
4.3	Algoritmo de estimación de referencia para el iUPQC.	49
4.4	Extracción de tensión de secuencia directa y frecuencia fundamental.	50
4.5	Extracción de corriente de secuencia directa y frecuencia fundamental.	51
4.6	Potencia reactiva en la carga y en la fuente (antes y después de la compensación respectivamente).	52
4.7	Inversor de tres ramas y capacitor partido "TLSC".	53
4.8	Distribución espacial de los vectores de conmutación.	53
4.9	Proyección de los vectores generadores sobre un plano perpendicular a \vec{V}_7 y \vec{V}_0	54
4.10	Algoritmo para determinar el sector de ubicación del vector de referencia.	55
4.11	El del índice.	55
4.12	Distribución de los pulsos de conmutación para el caso particular del sector 1.	57
4.13	Trayectoria del vector de referencia en la modulación SVPWM.	58
4.14	Trayectoria del vector de referencia en la modulación SVPWM.	58
4.15	Trayectoria del vector de referencia en la modulación 3D-SVPWM.	58
5.1	Simulación digital con fuentes ideales de tensión y corriente.	60
5.2	Formas de onda de tensión en la carga antes y después de la compensación.	61
5.3	Formas de onda de corriente en la fuente antes y después de la compensación.	61
5.4	Formas de onda de potencia activa y reactiva en los diferentes puntos del circuito.	62
5.5	Comparación de la técnica de estimación de referencia de corriente de compensación.	63
5.6	Algoritmo de simulación del prototipo experimental.	64
5.7	Formas de onda de tensión medidas en los diferentes puntos del sistema.	65
5.8	Detalle de las formas de onda en los diferentes puntos del sistema.	66
5.9	Análisis en frecuencia de las formas de onda de tensión	67
5.10	Formas de onda de corriente medidas en los diferentes puntos del sistema.	68
5.11	Detalle de las formas de onda de corriente en los diferentes puntos del sistema.	69
5.12	Análisis en frecuencia de las formas de onda de tensión	70
5.13	Análisis de potencia en los diferentes puntos del sistema.	71
5.14	Comparación de las formas de onda sintetizadas con diferentes técnicas de modulación.	72
5.15	Análisis en frecuencia de la corriente con modulación sinusoidal.	72
5.16	Evolución temporal de la tensión en el bus DC.	73

5.17	Compensación de transitorios monofásicos provenientes de la fuente de alimentación.	75
5.18	Compensación de transitorios trifásicos provenientes de la fuente de alimentación. . .	76
B.1	Configuración de la fuente de alimentación en la simulación.	88
B.2	Carga implementada en la simulación del sistema a compensar.	88
B.3	Diagrama de bloques del sistema de generación de referencia de tensión y corriente. .	89
B.4	Diagrama de bloques del sistema de generación de referencia de tensión y corriente. .	89
B.5	Diagrama de bloques del sistema de generación de referencia de tensión y corriente. .	90
B.6	Esquema del bus DC.	91
B.7	Esquema de simulación de los controladores.	93
B.8	Esquema de simulación de los controladores.	93

MOTIVACIÓN, OBJETIVOS Y SUMARIO DE LA TESIS

1.1 Motivación

La “calidad de la potencia eléctrica” es un concepto cada vez mas importante en la ingeniería eléctrica, y actualmente es un tema de bastante interés tanto para las empresas prestadoras del servicio de energía, como para los consumidores y organismos de regulación[1–6]. En general, un problema de calidad de la potencia eléctrica abarca los siguientes conceptos: a) continuidad del suministro, b) calidad del producto energía eléctrica y c) calidad en la atención al usuario [3]. De estos tres conceptos, la calidad del producto energía eléctrica (calidad manifestada en la forma de onda) es el que atañe al trabajo de investigación en este proyecto de tesis.

La calidad manifestada en la forma de onda se refiere a las características con que se ofrece la tensión en las instalaciones del usuario o punto de conexión común “pcc”. En sistemas trifásicos, esta se evalúa a partir de parámetros tales como la frecuencia, la amplitud, la forma y la simetría en la onda. Actualmente, es normal que el proceso de transporte y consumo de energía eléctrica sufra variadas perturbaciones de tipo estacionario o transitorio las cuales, desde el punto de vista físico, son fenómenos electromagnéticos de conducción. Razón por la cual, el análisis tradicional de la calidad de la onda incluye el estudio de estos fenómenos por medio del análisis de la información contenida en las señales de tensión y de corriente.

En este sentido, los problemas de calidad de la potencia eléctrica han tomado mucha importancia para los organismos de regulación, control y normalización [7]. La normativa vigente (en términos de las variaciones temporales manifestadas en la forma de onda [8]) establece siete categorías de fenómenos electromagnéticos. Estos fenómenos, disturbios o perturbaciones son: a) transitorios, b) variaciones de corta duración, c) variaciones de larga duración, d) desbalance en

la tensión, e) distorsión de la forma de onda, f) fluctuaciones de la tensión, y g) variaciones de la frecuencia.

Como antecedentes que van de la mano de los problemas de calidad de la potencia eléctrica, se puede decir que, desde comienzo del siglo pasado hasta el día de hoy la definición de la potencia en régimen no-sinusoidal es tema de discusión. Varios son los enfoques que en la literatura se presentan para abordar la definición y la descomposición de la potencia bajo esta condición. Todas estas teorías son dependientes del dominio donde se realiza el análisis, el número de fases del sistema eléctrico donde se quiere aplicar y de la estrategia para abordar el fenómeno electromagnético.

Es así como, Budeanu [9] propuso la primera teoría de potencia en el dominio de la frecuencia en sistemas monofásicos, posteriormente Fryze [10] propone la primera teoría en el dominio del tiempo y más recientemente Yoon y Devaney [11] proponen la primera teoría en el dominio tiempo-frecuencia. De igual forma se han identificado las tres teorías con mayor impacto en sistemas trifásicos. La primera de ellas corresponde a un análisis vectorial de la potencia instantánea propuesta por Akagi [12]. La segunda hace referencia a una descomposición ortogonal de la corriente y fue sugerida por Czarnecki [13]. La última teoría [14] está basada en los conceptos de valores eficaces de la potencia y fue propuesta por el grupo de trabajo en régimen no sinusoidal de la IEEE. Otros investigadores buscan generalizar los conceptos a sistemas de n-fases como es el caso de las propuestas de Buchholz [15] y Depenbrock [16], Willems [17], Dai [18], Salmerón [19] y Ustariz [20].

La discusión continúa al querer medir fenómenos de diferente naturaleza tanto física como matemática. Inicialmente, las teorías planteadas para definir las componentes de la potencia se basaban en el concepto del valor medio y eran principalmente formuladas para la medida del contenido de potencia armónica. Posteriormente se introdujeron teorías basadas en el concepto de valor instantáneo para formas de onda arbitrarias que incluían estados transitorios. Las teorías desarrolladas bajo el concepto de valor instantáneo han tenido como principal objetivo el diseño de algoritmos de control aplicados en filtros activos de potencia. La más reciente recomendación para medir la potencia en redes eléctricas está consignada en el estándar IEEE-1459 [21].

De igual forma, muchos investigadores han estado incrementando sus esfuerzos para establecer apropiadas soluciones al problema de la calidad de la potencia [22]. Estos esfuerzos se han dado a nivel residencial, comercial e industrial, donde han proliferado una gran cantidad de dispositivos que permiten de forma individual, y en algunos casos de forma combinada, minimizar los problemas asociados con la calidad de la forma de onda [23–28]. En la Tabla 1.1 se muestran algunas de las posibles soluciones de acondicionamiento de la calidad de la potencia, en sistemas eléctricos, asociadas a cada una de las perturbaciones descritas en el Std. IEEE 1159-2009 [8].

Como se puede observar en la Tabla 1.1, la búsqueda de soluciones para cada perturbación por separado ha suscitado la inclusión de una gran cantidad de nuevos dispositivos (la gran mayoría de ellos involucran la electrónica de potencia en su fabricación) en los sistemas de eléctricos. En

Table 1.1: Problemas comunes de forma de onda y posibles soluciones

PERTURBACIÓN	POSIBLES SOLUCIONES
Transitorios electromagnéticos	Transformadores de ultra-aislamiento. Supresores de pico.
Variaciones de corta duración	Sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI). Cambiadores de tomas ultra-rápidos.
Variaciones de larga duración	Sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI). Compensadores estáticos de reactiva (SVC).
Desbalance de tensión	Filtros activos de corriente equilibrante. Compensadores estáticos de reactiva (SVC).
Distorsión de forma de onda	Filtros pasivos paralelos, series e híbridos. Filtros activos paralelos, series e híbridos (APF).
Fluctuaciones de tensión	Compensadores estáticos de reactiva (SVC). Restaurador dinámico de tensión (DVR).
Variaciones de frecuencia industrial	Regulador automático de velocidad en las turbinas. Sistema automático de deslastre de carga por frecuencia.

general, estos nuevos dispositivos minimizan el impacto de la perturbación para la cual fueron diseñados [29], pero pueden alterar la compatibilidad electromagnética del entorno donde son instalados. Esta alteración, en muchos casos, puede provocar la aparición de nuevos problemas de calidad de la potencia eléctrica. En la actualidad, la mayoría de los esfuerzos impulsados a minimizar el deterioro de la calidad de la potencia en los sistemas eléctricos están enfocados a encontrar las soluciones técnicas más avanzadas como son los dispositivos “FACTS” (Flexible AC transmission System) [30, 31]. Estos dispositivos se utilizan para mejorar la regulación de tensión y para controlar, a nivel de transmisión, la potencia activa y reactiva a frecuencia fundamental tanto en estado estable como de forma instantánea. Mientras que a nivel de distribución, los compensadores activos (Custom Power Devices) [32, 33] ofrecen una variedad de opciones que incluyen compensadores de potencia activa y reactiva de tipo serie y paralelo para mejorar la calidad de la potencia, regular tensión y mejorar rendimiento general dinámico y de estado estable del circuito tanto a frecuencia fundamental o en el caso de contaminación armónica.

El acondicionador unificado de calidad de la potencia “UPQC” del inglés “Unified Power Quality Conditioner” [34] también conocido como filtro activo universal [35], es la configuración más completa de compensador activo. El “UPQC” es un acondicionador multifunción que puede ser usado para compensar varios disturbios de tensión de la fuente de alimentación, corregir fluctuaciones de tensión, y prevenir que la corriente armónica de la carga se propague por el sistema de potencia. Por lo anterior, los esfuerzos están actualmente enfocados en la investigación

de los “UPQC”, dada su versatilidad a la hora de compensar varios problemas simultáneamente [36], que pueden afectar el rendimiento de cargas sensibles o críticas.

En la actualidad se están presentando dificultades pues no existe una unificación en las definiciones de la potencia en régimen no-sinusoidal, y sí una gran variedad de fenómenos electromagnéticos estudiados y una extensa lista de posibles soluciones de acondicionamiento de la calidad de la potencia. Por lo tanto, se hace necesario proponer soluciones para el control de los fenómenos electromagnéticos que en el pasado se tenían bien determinados, localizados y aislados pero que en la actualidad se encuentran fluyendo y afectando significativamente todo el sistema eléctrico [1]. Se enfatiza entonces la necesidad de desarrollar herramientas eficientes para minimizar el deterioro de la calidad de la potencia en los sistemas eléctricos y para prevenir que los sistemas de energía eléctrica se tornen deficientes y difíciles de controlar.

1.2 Objetivos

El trabajo de investigación que se resume en este documento está dentro del marco de la calidad de la energía, y mas específicamente mejora de la calidad de de la potencia o el suministro de electricidad en las redes eléctricas de distribución de tres y cuatro hilos mediante la utilización de sistemas de compensación. La presente tesis encara el desarrollo de un acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual o invertida, con la capacidad de compensar un amplio rango de fenómenos que deterioran la calidad de la potencia.

1.2.1 Objetivo General

- Establecer un modelo de compensación de fenómenos eléctricos por medio de un acondicionador unificado de potencia con un enfoque dual, que permita mejorar los índices de calidad de tensión y corriente en un sistema eléctrico.

1.2.2 Objetivos específicos

- Desarrollar el modelo detallado del acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual.
- Diseñar y simular un prototipo de acondicionador de potencia eléctrica basado en la combinación de dos acondicionadores tipo serie y paralelo modelados como fuentes universales controladas de corriente y tensión respectivamente.
- Desarrollar las técnicas de control de lazo y generación de referencia, aplicables al acondicionador unificado de calidad de la potencia, que permitan mitigar un amplio rango de fenómenos de calidad de la energía.

1.3 Sumario de la Tesis

Este documento está organizado de la siguiente forma:

El capítulo 2, presenta una introducción a la calidad de la potencia y los dispositivos de compensación desarrollados a partir de convertidores estáticos de electrónica de potencia, haciendo principal énfasis en los acondicionadores unificados *UPQC*. Además se desarrollan las principales teorías de compensación usadas en dichos dispositivos para tensión y corriente en los diferentes marcos de referencia.

El capítulo 3 presenta el desarrollo del circuito del acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual objeto de esta investigación. Se desarrollan los modelos detallados del dispositivo en un sistema eléctrico genérico.

En el capítulo 4 se presentan un nuevo modelo de compensación aplicable al acondicionador unificado de potencia dual desarrollado a partir de la teoría de la potencia reactiva generalizada y la aplicación de generador del vector referencia unitario. También se presenta el desarrollo del modulador vectorial espacial que hace uso de los vectores de conmutación homopolares para el cálculo de las acciones de conmutación de los interruptores del inversor.

El capítulo 5 es destinado al modelado numérico del acondicionador unificado de potencia desarrollado y se realizan las comparaciones pertinentes de los resultados y su análisis.

Las conclusiones, los aportes y trabajos futuros son resumidos en el capítulo 6 para finalizar con los apéndices de proyectos y producción académica derivada de la investigación (apéndice A) y el de descripción de los modelos de simulación (apéndice B).

INTRODUCCIÓN A LA CALIDAD DE LA POTENCIA Y LOS COMPENSADORES DE ENERGÍA ELÉCTRICA

El crecimiento poblacional, el desarrollo económico de los países, los niveles de urbanización y acceso a cada vez más dispositivos electrónicos, ha ocasionado que la demanda de electricidad tenga una tendencia creciente y la ha convertido en un elemento indispensable para la humanidad. Esta ha permitido tanto la mejora de la calidad de vida al hacer más eficiente el acceso a servicios básicos como los de salud y educación, como también es el elemento quizá más importante de la comodidad y el entretenimiento, además de ser el insumo fundamental de las cadenas de producción [37].

Del mismo modo, el avance de la electrónica de potencia a alcanzado todos los niveles tecnológicos actuales (Figura 2.1), desde los sistemas de carga de baterías de la electrónica de entretenimiento y los dispositivos de comunicación personal, alimentación de sistemas de iluminación y control del hogar, hasta los modernos sistemas de movilidad tanto personales como masivos. A nivel industrial y comercial, el consumo de electrónica de potencia ocupa más del 50% de las ventas internacionales [38].

Aunque la inclusión de la electrónica de potencia en todos los niveles tecnológicos implica una mejora en los temas de eficiencia energética al permitir optimizar los consumos de potencia activa (menor gasto del usuario al pagar el servicio), también presenta un reto, dado que estos dispositivos, por su naturaleza no lineal y altas frecuencias de conmutación, son los responsables de la mayoría de los problemas de calidad de la potencia actuales [39], consumiendo corrientes consideradas no eficientes, que son provocadas por fenómenos que no representan una transferencia de energía útil entre generador y carga, donde "energía útil" es aquella que se transforma en otro tipo de energía utilizable en los equipos e instalaciones (movimiento, calor, iluminación, etc.), la cual es evaluada generalmente como potencia activa [40].

CAPÍTULO 2. INTRODUCCIÓN A LA CALIDAD DE LA POTENCIA Y LOS COMPENSADORES DE ENERGÍA ELÉCTRICA

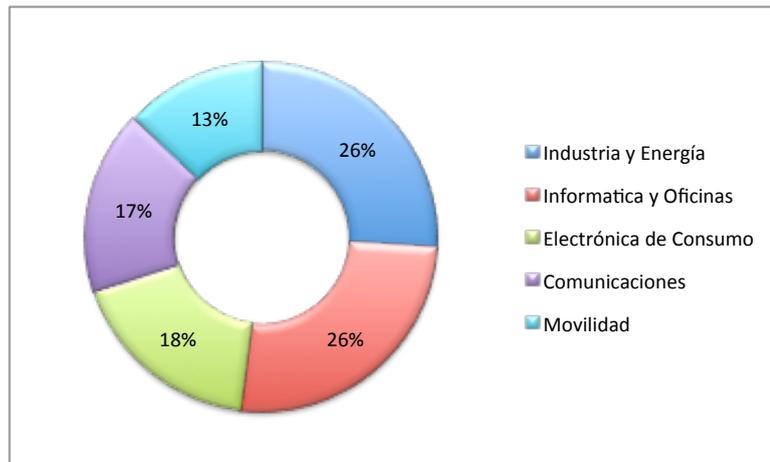


FIGURA 2.1. Consumo de electrónica de potencia a nivel internacional. Tomado de [38].

Antes de la inclusión de la electrónica de potencia, las únicas causas de ineficiencia del sistema eléctrico, eran las pérdidas por resistencia de los conductores y el consumo de potencia reactiva por parte de las cargas o las instalaciones, esta última, debida al fenómeno de desfase entre la forma de onda de la tensión de la fuente y la de la corriente de la carga. El fenómeno de desfase es considerado no eficiente por que genera un flujo de potencia bidireccional entre la fuente y la carga sin haber sido convertido en otro tipo de energía. Pero actualmente, los dispositivos con electrónica de potencia, han incluido en el sistema otro tipo de fenómenos, además del desfase, en los sistemas eléctricos, dentro de los que se pueden mencionar la contaminación armónica (frecuencias múltiplo de la frecuencia fundamental) y el desequilibrio en corriente. Los anteriores fenómenos generan flujos de energía bidireccionales y causan incrementos en las pérdidas, deterioran la calidad del suministro de tensión en otros dispositivos de la red (al interactuar con la impedancia de la fuente de alimentación), y principalmente provocan una disminución en la capacidad de transporte de potencia útil por las líneas [40].

Las definiciones tradicionales de potencia activa, reactiva y aparente, se basan en teorías establecidas durante la primera mitad del siglo XX. Estas identificaban fielmente los fenómenos de los sistemas eléctricos, no obstante, debido a la expansión de la electrónica de potencia, y como se mencionó en los antecedentes, actualmente son muchas las teorías de potencia y las formulaciones para el cálculo de los fenómenos, dado que las antiguas formulaciones no ofrecen resultados correctos.

En cuanto a normativa, tanto la IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineering) como la CEI (Comisión Electrotécnica Internacional) han desarrollado recomendaciones aplicables al proceso de monitorear la calidad de la potencia y definir límites de fenómenos no eficientes como la IEEE 1159 [8], IEEE 519 [41], CEI 61000-4-30 (Testing and Measurement Techniques. Power Quality Measurement Methods). Para el caso de Colombia, el ICONTEC (Instituto Colombiano

de Normas Técnicas y Certificaciones) ha definido varias normas aplicables a la calidad de la potencia eléctrica, pero es la CREG (Comisión de Regulación de Energía y Gas) quien debe "fijar las normas de calidad a las que deben ceñirse las empresas de servicios públicos en la prestación del servicio" y "Definir y hacer operativos los criterios técnicos de calidad, confiabilidad y seguridad del servicio de energía" [42].

Actualmente el estudio de la calidad de la potencia desde el punto de investigación está enfocado a encontrar soluciones eficientes al problema de calidad de la potencia, siendo los "compensadores de potencia" (también llamados filtros activos) [5, 6, 22, 32, 33, 43–49], los dispositivos que prometen ser la solución más adecuada a los fenómenos no eficientes de la potencia eléctrica.

2.1 Compensadores de Potencia

El término "compensación de potencia" es usado para definir la aplicación de soluciones tendientes a corregir (minimizar o eliminar) problemas de calidad de la energía. Existen los compensadores de tipo pasivo y activo. Dentro de los primeros, los más conocidos son los filtros pasivos para eliminar armónicos en los sistemas eléctricos, y la compensación de potencia reactiva por medio de capacitores. En los sistemas compensadores activos, como se mencionó en el preámbulo, se encuentran los filtros activos de tipo serie y paralelo. Estos son convertidores de electrónica de potencia que permiten corregir problemas de tensión o de corriente independientemente. La combinación de un filtro activo serie y un filtro activo paralelo conforma lo que es llamado el acondicionador unificado de calidad de la potencia (UPQC por su sigla en inglés de "Unified Power Quality Conditioner").

El primer término usado para definir los compensadores de potencia, fue introducido por Hingorani [32] (*custom-power*), referido a convertidores estáticos de potencia incluidos en los sistemas de distribución que permiten dar un valor agregado al producto de las compañías de electricidad, desde el punto de vista de la confiabilidad y la calidad demandadas por el usuario.

Los primeros compensadores de potencia basados en convertidores estáticos, desarrollados a principios de los años 70, fueron los llamados *filtros activos* [30]. Estos dispositivos surgen como una alternativa a las limitaciones de los filtros pasivos para la compensación de componentes armónicas, dentro de los que se pueden mencionar como principales: que no son dinámicos, que funcionan con sistemas voluminosos de dispositivos pasivos como inductores y capacitores, y principalmente, que su impedancia puede interactuar con la impedancia propia del sistema de potencia, pudiendo llegar a generar resonancias y transitorios indeseables en el sistema eléctrico. Inicialmente los filtros activos fueron pensados para la reducción de los efectos de los armónicos en los sistemas de potencia, sin embargo, luego se le adicionaron las capacidades de compensar otro tipo de fenómenos presentes en los sistemas de distribución, como los reactivos, las componentes de secuencia cero producida por desequilibrios de la carga, los huecos y las

elevaciones momentáneas de tensión. Por esta razón, en este trabajo de investigación, se utiliza el termino *compensador de potencia* y no el concepto *filtro activo*.

El circuito de potencia de los acondicionadores, está compuesto generalmente por inversores de electrónica de potencia en fuente de tensión (VSI) o en fuente de corriente (CSI), que transforman una fuente de tensión o corriente continua en alterna. Del lado de continua, el elemento almacenador de energía está dado por un capacitor para el caso de inversor VSI o por un inductor para el caso del CSI. La estructura en fuente de tensión es la más utilizada actualmente en compensadores por tener un costo mucho menor que la estructura en fuente de corriente. Actualmente también se encuentran algunos trabajos donde el bus DC está compuesto por fuentes de energía externas, como generadores eólicos, plantas solares o algún método de generación distribuida [1].

En general, al igual que los inversores para el control de máquinas de inducción, los inversores para compensadores de potencia, utilizan técnicas de conmutación de alta frecuencia (PWM, SPWM, SVPWM), comparadas con la frecuencia de red, de forma que se puedan sintetizar formas de onda altamente distorsionadas como se resume en las secciones siguientes. El efecto de estas altas frecuencias en el sistema suele ser mitigado por filtros pasivos de baja potencia ubicados entre el compensador y su conexión al sistema de potencia.

El desempeño de un filtro activo depende por un lado en gran medida de la estrategia usada para estimar la referencia de tensión o corriente que debe sintetizar. Las principales teorías utilizadas en la estimación de referencia son: la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea o teoría pq [12, 43], y la teoría en el marco de referencia sincrónico o dq [48].

Las dos topologías básicas de los acondicionadores de potencia son la de conexión serie y la de conexión paralelo, de las cuales se pueden encontrar muchas variaciones en la literatura. El compensador más usado a nivel industrial es el de conexión paralelo. La mayoría de las soluciones comerciales disponibles en la actualidad en compensación de potencia son desarrolladas por SIEMENS con el *SIPCOM* (Siemens power conditioner), Fuji Electric con compensadores activos de conexión paralelo para baja tensión. Otras empresas como Toshiba, Current Technology Inc, ABB y Mitsubishi Electric tienen también sus propias versiones de compensadores de potencia.

2.1.0.1 Compensador paralelo

Los primeros estudios de compensadores fueron desarrollados en conexión paralelo para la mitigación de armónicos en corriente, por lo que este compensador es modelado comúnmente como una fuente de corriente controlada conectada en paralelo con la carga (figura 2.2) [45, 46, 50].

El principio de funcionamiento del compensador paralelo radica en determinar las componentes de corriente distintas a la componente fundamental que genera la carga e inyectarlas en el punto de conexión común *PCC* en contra fase para que se anulen, de este modo, visto desde el lado de la fuente, el conjunto carga-compensador será visto como una carga lineal que sólo consume corriente a frecuencia fundamental.

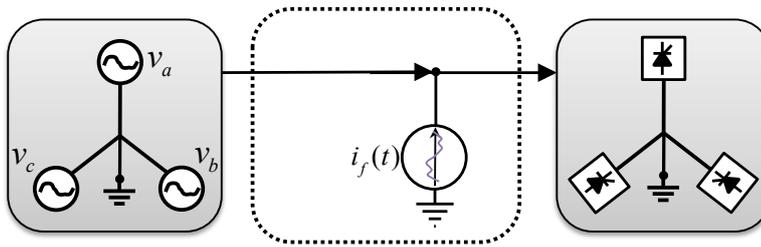


FIGURA 2.2. Modelo del compensador paralelo

Si el compensador también tiene la capacidad de mitigar otros fenómenos del sistema eléctrico como la potencia reactiva (desplazamiento entre las formas de onda de corriente y tensión), este deberá generar también la corriente requerida para el desplazamiento de la componente fundamental, de esta forma, el conjunto carga-compensador será visto como una carga resistiva pura.

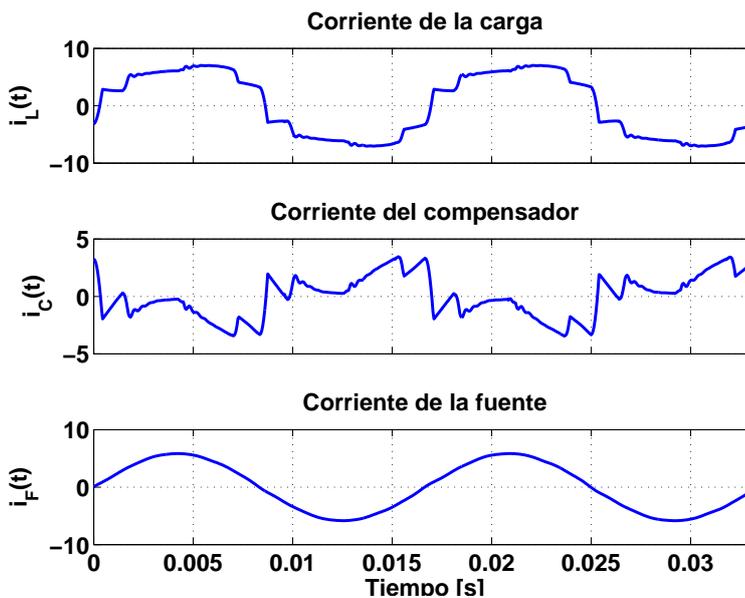


FIGURA 2.3. Formas de onda del compensador paralelo

Para un buen desempeño del acondicionador, tanto las corrientes armónicas como las de desplazamiento deben ser estimadas de forma instantánea idealmente. En estado estable, determinar estas corrientes es simple en el dominio de la frecuencia por medio de la transformada rápida de Fourier, sin embargo, cuando se trata de cargas dinámicas, estas estrategias pueden ser muy lentas para un buen desempeño dinámico del controlador en estados transitorios. En la figura 2.3 se ilustran las formas de onda en un sistema compensado por un sistema paralelo de corriente.

2.1.0.2 Compensador serie

En la figura 2.4 se muestra el modelo ideal del compensador serie. Análogo al concepto del compensador paralelo, el serie se modela como una fuente de tensión conectada en serie con la fuente de alimentación [2, 6, 44, 48].

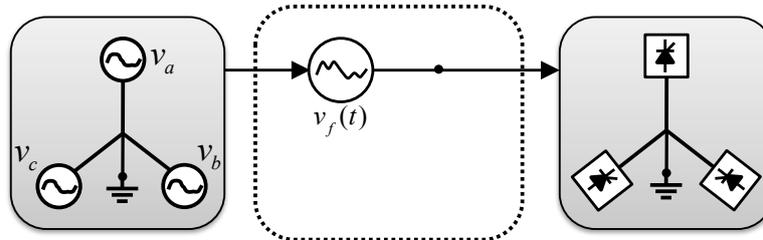


FIGURA 2.4. Modelo del compensador serie

Como fuente de tensión controlada, el compensador serie generalmente compensa fenómenos de no deseados en la carga, como lo son, los armónicos de tensión, el flicker o parpadeo, y las variaciones momentáneas de tensión (elevaciones o reducciones).

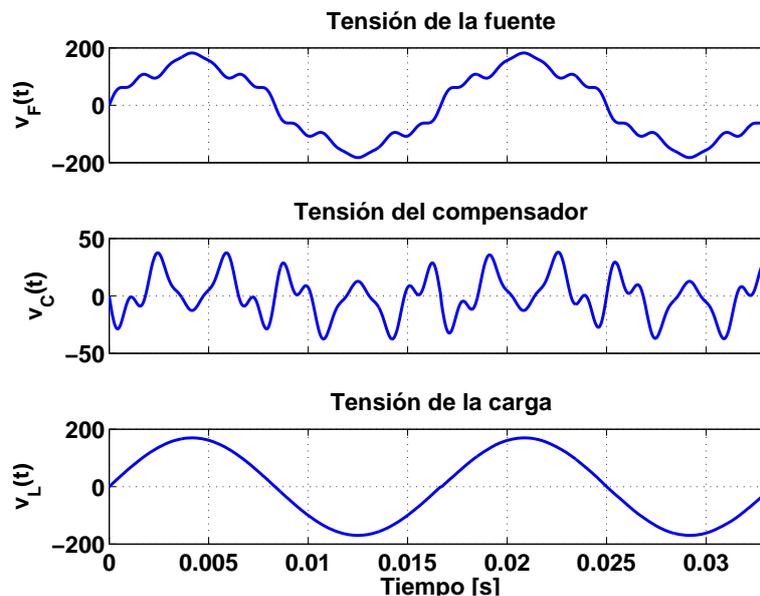


FIGURA 2.5. Formas de onda del compensador serie

La figura 2.5 ilustra las formas de onda de un sistema con un compensador de tensión serie.

2.1.1 Acondicionador unificado de calidad de la potencia

En 1989 se presentó la primera aproximación al dispositivo acondicionador unificado que se encargaba de solucionar tanto problemas de calidad en tensión como en corriente por medio de un

único dispositivo [35] llamado “Regulador/ Acondicionador de tensión de línea” (“LVRC” por sus siglas en inglés). Este dispositivo constaba de un compensador serie y uno paralelo conectados a un sistema AC monofásico para compensar la tensión y la corriente respectivamente. El prototipo pudo aislar la fuente distorsionada de la carga no lineal permitiendo que en el punto de conexión común se obtuviera tensión y corriente libres de distorsiones. Este dispositivo, en su versión trifásica, es actualmente llamado Acondicionador Unificado de Calidad de la Potencia (UPQC por sus siglas en inglés) o filtro activo universal [36, 36, 51–53]. La Figura 2.6 ilustra el esquema ideal de un UPQC.

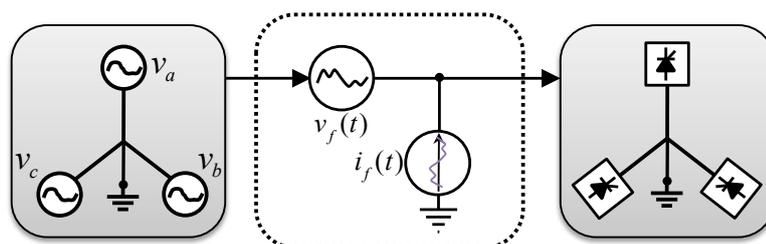


Figura 2.6: Modelo del UPQC en fuentes de tensión y corriente ideales.

La Figura 2.6 ilustra un sistema fuente-carga, donde la fuente de tensión está contaminada por armónicos y la carga está representada por un sistema no lineal que genera corrientes también con contaminación armónica. El esquema presenta el acondicionador unificado como dos fuentes ideales de tensión y de corriente que inyectan en el punto de conexión común los fenómenos no eficientes en contra posición a los generados por la fuente y la carga respectivamente, esto es, la fuente de tensión controlada conectada en serie, inyecta armónicos de tensión de la fuente en contra fase, de modo que la carga es alimentada por una onda de tensión sinusoidal pura. Por otro lado, la fuente de corriente conectada en paralelo, inyecta en paralelo con la carga, los armónicos que esta genera pero transpuestos, logrando la eliminación de los mismos, y evitando que estos se propaguen hacia la fuente de alimentación.

Las fuentes de tensión y corriente que actúan como compensadores, están conformadas por inversores conmutados de electrónica que potencia que comparten un único bus de alimentación DC. Existen varias configuraciones de convertidores así como de modelos de conexión a la red del acondicionador unificado de calidad de la potencia, pero en general los convertidores están conectados a la red por medio de bobinas de acople para el filtro activo paralelo, y por transformadores para el filtro activo serie como se ilustra en la Figura 2.7.

Aunque en la actualidad la mayoría de los esfuerzos en cuanto al filtrado activo están enfocados en los “UPQC”, dada su versatilidad y capacidades de filtrado [36], en Colombia no se han encontrado reportes de casos de inclusión de prototipos de acondicionadores unificados en sistemas industriales ni en centros de investigación.

Las principales líneas de investigación que se pueden agrupar en la literatura sobre los “UPQC” tienen que ver con las técnicas de control de lazo, las técnicas de estimación de referencia

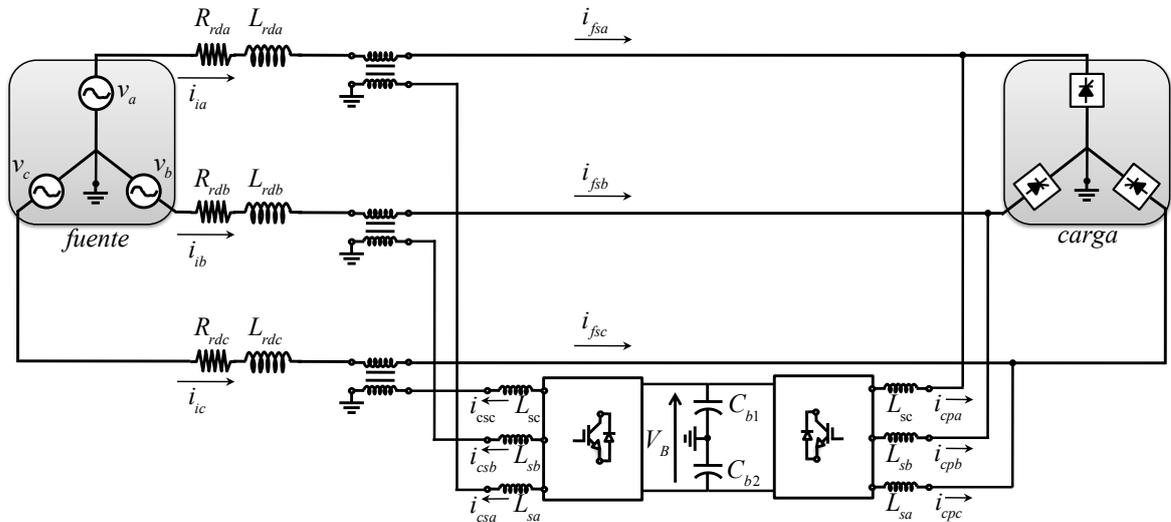


Figura 2.7: Configuración de un UPQC.

para compensación y las topologías de los inversores y conexión al sistema. En [36] se realiza una clasificación de los “UPQC” como se muestra en la Figura 2.8. Esta clasificación se presenta en dos líneas importantes a saber: La primera línea considera la estructura física del acondicionador y la compensación de caídas de tensión. La segunda línea analiza el funcionamiento del “UPQC” en función del flujo de potencia entre la fuente y la carga.

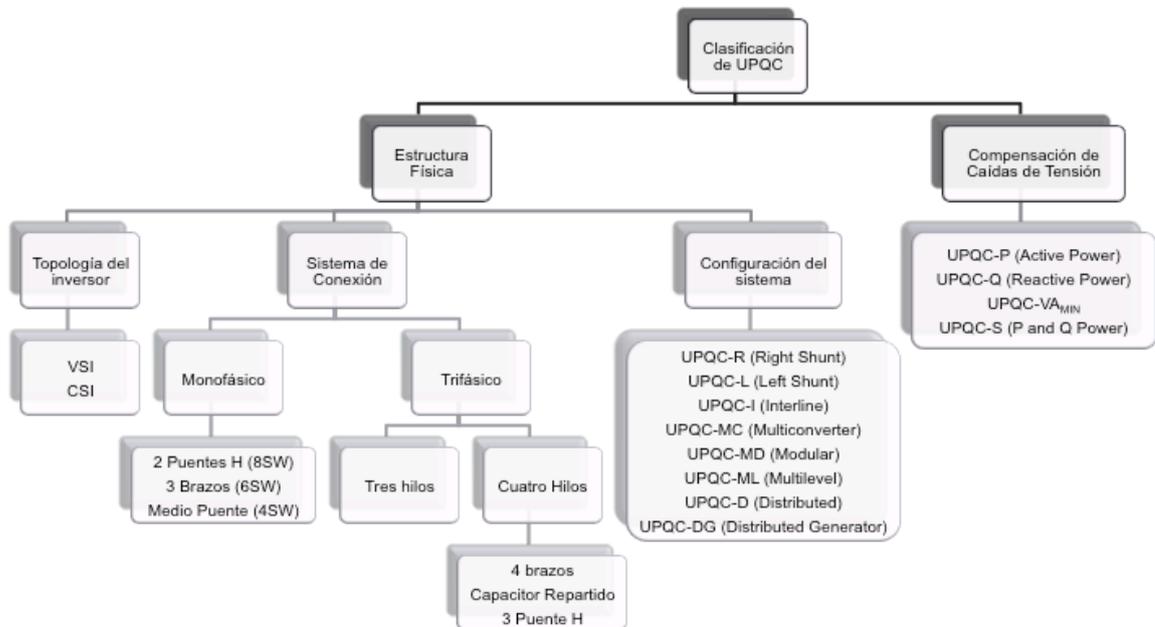


Figura 2.8: Clasificación de los UPQC.

2.1.2 Teorías de Compensación aplicadas a los UPQC

El método por el cual los fenómenos no eficientes son definidos como formas de onda en el sistema eléctrico, para después ser mitigadas por medio de sistemas de compensación, es generalmente denominado como "teoría de compensación" y es un foco de estudio importante desde el punto de vista de las teorías de potencia.

Las teorías de compensación de los "UPQC" están enfocadas en dos estrategias generalmente computadas en algoritmos independientes para los compensadores serie y paralelo. En esta sección se analizarán las teorías más representativas y se considerarán aquellas teorías que de forma explícita o implícita utilizan una definición en potencia para la estimación de la referencia. En primera medida se presenta la técnica de compensación de corriente derivada de la teoría de potencia instantánea o teoría p-q. Posteriormente se analizan las técnicas de compensación de tensión que se enfocan en la corrección de caídas o elevaciones de tensión y en la compensación de potencia reactiva. Las técnicas de estimación de referencia para compensación de tensión que se basan en el cálculo de la componente de secuencia directa y frecuencia fundamental y generalmente están dadas por el uso de "PLLs" (lazos de seguimiento de fase).

2.1.2.1 Compensación en el marco de referencia estacionario o teoría p-q para la corriente

La teoría p-q [12] ha sido ampliamente estudiada para la compensación en filtros activos en conexión paralelo [43] dada la versatilidad que ha mostrado en el cálculo de las corrientes de referencia de forma instantánea a partir de las potencias activa y reactiva. Para el cálculo de dichas corrientes de referencia la teoría p-q hace uso de la transformada de Clarke (ecuación 2.1), inicialmente para transformar las tensiones y las corrientes del marco de referencia $a - b - c$ al marco de referencia $\alpha - \beta - 0$, que se presenta en este caso para la tensión pero que es idéntica para la corriente. Luego de las anteriores transformaciones, las potencias instantáneas están definidas en la ecuación 2.2.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

A partir de las potencias instantáneas, Akagi expresó las potencias por medio de sus componentes promedio y oscilante 2.3.

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.3)$$

Uno de los principales aportes dado por Akagi fue el significado físico que dio a cada una de las componentes de potencia y las propuestas de la forma de compensación a partir de estas en la ecuación 2.4:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + \Delta\bar{p} \\ -q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

A partir de la expresión 2.4 se definen las corrientes de compensación en el marco de referencia α - β para ser aplicadas a un filtro activo serie por medio de la transformada inversa de Clarke (ecuación 2.5). La componente $\Delta\bar{p}$ de la ecuación 2.4 corresponde a la potencia de balance por pérdidas en el bus DC y en el propio inversor usado como filtro activo. Como se puede observar, esta técnica de compensación calcula las referencias desde las definiciones de potencia y puede evaluar el sistema de forma completa; incluso teniendo en cuenta las componentes de secuencia cero.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Esta estrategia de compensación requiere de cálculos que incluyen tensión en el punto de conexión común (ver ecuación 2.2) y puede generar referencias con errores si la tensión de la fuente no es ideal. Por lo tanto se debe asumir tensión ideal o se deben ampliar los cálculos con algoritmos para hallar la secuencia directa y la componente fundamental de la tensión antes de realizar el cálculo de las potencias instantáneas además de determinar el ángulo de aplicación de las señales de compensación por medio de lazos de seguimiento de fase o "PLL" (Phase Locked Loop) [54–58]. Otro método que se ha propuesto para sortear este tipo de inconvenientes es el cálculo de las corrientes de referencia en el marco de referencia sincrónico o teoría d-q.

2.1.2.2 Compensación en el marco de referencia sincrónico o teoría d-q para la corriente

En la teoría d-q las corrientes de la línea son medidas y transformadas del marco de referencia α - β - c al marco de referencia d - q - 0 . Luego se les aplica la transformación de la ecuación 2.6 que es la transformada de Park. Esta transformación se puede realizar en tres pasos que van del marco de referencia natural α - β - c al marco de referencia estacionario α - β - 0 y finalmente al marco de referencia sincrónico d - q - 0 , o se puede realizar la transformación directa del marco de referencia natural al sincrónico.

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En la ecuación 2.6, los valores resultantes de i_{Ld} e i_{Lq} incluyen tanto parte ac (oscilante) como parte dc (promedio). La parte dc de i_{Ld} corresponde a la potencia activa solicitada por

la carga y la parte ac corresponde a las exigencias de armónicos de la misma. La parte dc de i_{Lq} corresponde a la potencia reactiva de la carga mientras que la parte ac corresponde a la potencia reactiva de los armónicos de la carga. Cuando se tiene en cuenta compensación tanto de armónicos como de potencia reactiva, las referencias del filtro paralelo del UPQC en el marco d-q son dadas en la ecuación 2.12.

$$i_{df}^* = \tilde{i}_{Ld}, \quad i_{qf}^* = -\tilde{i}_{Lq} - \bar{i}_{Lq} \quad (2.7)$$

Esta teoría de compensación no tiene en cuenta la tensión por lo que esta es inmune a los problemas de desbalance de la fuente o de armónicos en tensión.

2.1.2.3 Compensación de tensión

Para el caso de compensación de tensiones de alimentación con fenómenos no eficientes como el desbalance, distorsión armónica, los huecos o las elevaciones momentáneas, el UPQC debe actuar de tal forma, que este tipo de distorsiones no se vean reflejadas en las cargas, de forma tal que estas sean alimentadas por formas de onda balanceadas, libres de distorsión y con una magnitud definida. Teóricamente, las tensiones inyectadas al sistema pueden ser de cualquier magnitud y ángulo. Sin embargo, el dimensionamiento del acondicionador unificado es un aspecto muy importante que se debe tener en cuenta en el momento de determinar la magnitud y el ángulo de la tensión a inyectar, sobretodo en el caso de caídas o elevaciones de tensión, ya que para el caso de la distorsión lo único que se suele hacer es calcular la diferencia de la tensión actual con la tensión considerada ideal (además en la mayoría de los casos prácticos, la contaminación armónica en tensión suele ser de bajas magnitudes). Para el caso del UPQC, en el evento de una caída o elevación, la tensión de compensación se puede inyectar siguiendo diferentes modelos de compensación dependiendo del ángulo de la misma [36]:

1. **Compensación por potencia activa o real (UPQC – P):** En este caso la tensión inyectada es en fase con la tensión de alimentación de tal forma que el compensador de tensión requiere únicamente potencia activa. Dicha potencia activa es entregada por el compensador de corriente que la absorbe de la línea AC y la transporta a través del bus DC.

La Figura 2.9(a) ilustra el método de funcionamiento del concepto de compensación por potencia activa para el caso de una caída de tensión. En el evento mencionado, una tensión de compensación V_{Sr} inyectada a la línea hace que la suma fasorial dé como resultado el valor de tensión nominal esperado en la carga.

La tensión de compensación se calcula por medio de la definición de una función de fluctuación K y una tensión nominal que se espera tener en la carga. La definición más simple de dicha función de compensación está dada por la ecuación 2.8 [52].

$$V_{Sr} = -K * V_{Ref} \quad (2.8)$$

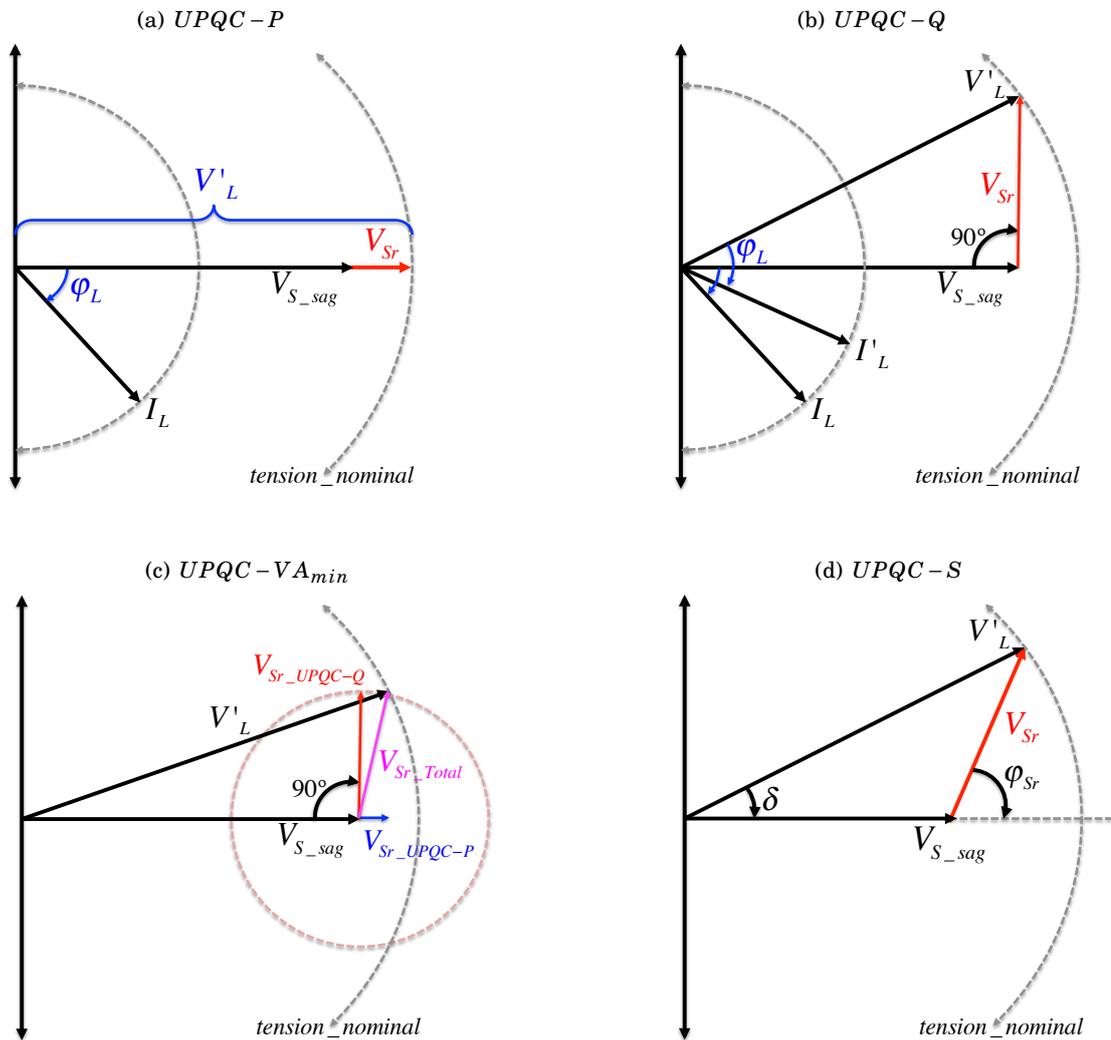


FIGURA 2.9. Esquemas de compensación de huecos o elevaciones de tensión.

2. **Compensación por potencia reactiva (UPQC-Q):** En este modelo la tensión inyectada al sistema se mantiene en cuadratura (a 90° grados eléctricos) en adelante con la tensión de la fuente de tal forma que el compensador no consume potencia activa en el evento del hueco. En el caso de UPQC-Q, el compensador de tensión requiere capacidad adicional mientras que en el compensador de corriente el dimensionamiento en VA se reduce ya que el compensador de tensión puede entregar parte de la potencia reactiva requerida por la carga.

En el diagrama de la Figura 2.9(b) se observa que la inyección de la tensión de compensación en cuadratura con la tensión de la fuente en el momento de una caída V_{S_sag} causa una disminución del ángulo entre la corriente resultante de la carga y la tensión de la fuente. Esta disminución resulta en una mejora del factor de potencia a frecuencia fundamental.

Este modelo de compensación no puede compensar elevaciones momentáneas de tensión dado que no se puede inyectar tensión en cuadratura que redunde en una disminución de la resultante de tensión en la carga.

Por otro lado, este modelo de compensación requiere valores de tensión más elevados con respecto a la compensación del mismo evento con “UPQC-P” y en un evento muy severo la capacidad del compensador puede no ser suficiente para la acción requerida.

Los dos métodos de compensación anteriores UPQC-P y UPQC-Q son casos extremos por lo que se proponen soluciones intermedias que buscan optimizar el uso de ambos modelos de compensación. Uno de estos modelos es el UPQC-VA_{min} que en eventos de caídas de tensión utiliza tanto potencia activa como reactiva para mitigar el evento pero optimizando el uso del compensador en potencia aparente.

3. **Compensación por carga mínima de VA (UPQC – VA_{min}):** En este método de compensación se intenta minimizar la carga aparente del UPQC a su valor mínimo posible en el evento de una caída de tensión. Esto se da cuando la potencia reactiva está por fuera de los valores alcanzables por el compensador serie. La inyección de tensión por el inversor serie se realiza a un ángulo específico para cada evento que se puede determinar utilizando el máximo de potencia reactiva disponible por el compensador serie y el mínimo de potencia activa del mismo [59] o por funciones de optimización [53]. Este enfoque sólo se utiliza si el evento está fuera de la capacidad de compensación del UPQC con potencia reactiva. En tal caso, se utilizaría el concepto de potencia activa simultáneamente para compensar lo que hace falta en el sistema y así alcanzar la tensión deseada. La Figura 2.9(c) ilustra este modelo de compensación.
4. **Compensación por control de potencia activa y reactiva simultánea (UPQC – S):** Este enfoque es similar al UPQC-VA_{min} en cuanto a que el filtro serie entrega tanto potencia activa como reactiva con la diferencia de que en este enfoque los esfuerzos se enfocan en usar el máximo de VA disponibles en el filtro serie. En este caso, la técnica de control hace que el filtro serie pueda mitigar tanto caídas como elevaciones momentáneas de tensión además de que puede entregar un porcentaje de la potencia reactiva solicitada por la carga [60] en caso de una caída de tensión. La otra parte de reactivos y la distorsión armónica de corriente la maneja el filtro paralelo.

La Figura 2.9(d) representa la acción de compensación del UPQC durante una caída de tensión de la carga. En esta, una tensión de compensación es inyectada al circuito en un ángulo determinado. Como se observa, dicha tensión de compensación no tiene que estar necesariamente en fase o en cuadratura con la tensión de la fuente para realizar la acción de compensación. En este evento, un porcentaje de la potencia reactiva de la carga también es compensada. Una de las ventajas que presenta este método es que puede compensar tanto caídas como elevaciones de tensión.

5. **Concepto de control del ángulo de potencia (PAC):** Una caída de tensión puede ser compensada efectivamente por medio de los conceptos de potencia activa o reactiva con un UPQC como se analizó en las secciones anteriores. Con estos enfoques anteriores, un porcentaje de la potencia reactiva solicitada por la carga puede ser compensada por medio del compensador serie durante una caída de tensión, pero sólo es efectiva durante dicho evento. Si la tensión inyectada al sistema se realiza de forma tal que cause una diferencia de fase entre la tensión de la fuente y de la carga, pero que la magnitud de la tensión resultante en la carga no cambie, entonces, una cierta cantidad de potencia tanto activa como reactiva fluirá por el filtro activo serie. Este concepto es llamado control del ángulo de potencia PAC [60, 61], y se puede ver como una optimización de los dos métodos anteriores para su funcionamiento tanto en estado estable como en el estado transitorio de una caída de tensión de la fuente.

La Figura 2.10 ilustra el funcionamiento del concepto PAC en estado estable. En este caso, una tensión es inyectada al sistema en un ángulo determinado de tal forma que parte de la demanda de reactivos de la carga sea entregada por el filtro serie. En el caso de una caída o elevación de tensión, el método de acción es el mismo sólo que se regula la tensión y el ángulo de tal forma que la carga siga estando a la tensión nominal.

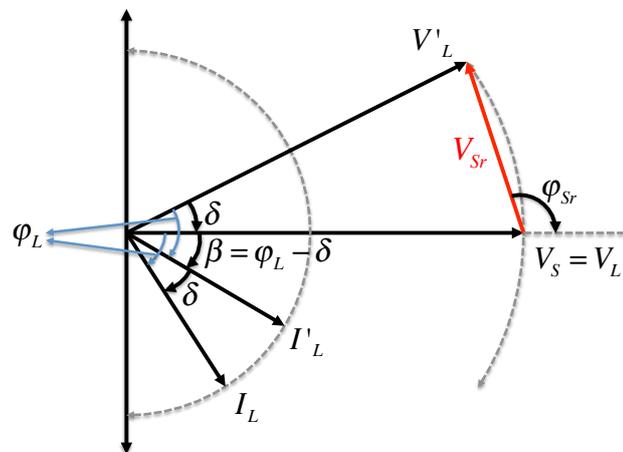


Figura 2.10: Compensación de reactivos en tensión PAC.

Para la implementación del concepto PAC en una aplicación práctica es necesario la estimación del ángulo de potencia δ entre las tensiones de la fuente y de la carga, basado en la demanda de potencia reactiva de forma instantánea. A partir de la formulación adecuada este ángulo puede ser determinado por la ecuación 2.9.

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{Q_{Sr}}{P_S} \right) \quad (2.9)$$

donde Q_{Sr} es la potencia que según el diseño del “UPQC” puede ser entregada por el filtro serie. A partir de la ecuación anterior, se pueden determinar la magnitud y el ángulo de la tensión de compensación V_{Sr} de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 V_{Sr} &= |V_{Sr}| \angle \varphi_{Sr} \\
 &= \left(k * \sqrt{2} * \sqrt{1 - \cos \delta} \right) \angle \left\{ 180 - \tan^{-1} \left(\frac{\sin \delta}{1 - \cos \delta} \right) \right\} \\
 &= \left(k * \sqrt{2} * \sqrt{1 - \cos \delta} \right) \angle \left\{ \frac{90^\circ + \delta}{2} \right\}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

2.2 Técnicas de Control de Lazo en Acondicionadores de Potencia

Los convertidores de electrónica de potencia utilizados como compensadores, deben generar la señal de referencia estimada según la teoría de compensación utilizada. Por lo tanto, los compensadores deben incluir estructuras de control internas con lazos de realimentación que garanticen el seguimiento de dichas señales de referencia.

El control de la señal de salida de un acondicionador unificado puede plantearse como un problema no lineal, o puede analizarse su comportamiento por medio de la linealización a baja frecuencia. Por otro lado, la técnica de control, puede incluir la generación de las señales de disparo directamente desde su algoritmo (controladores on-off), o puede requerir un modulador PWM adicional a la técnica de control propiamente dicha.

Dentro de los reguladores tipo on-off o no lineales, se puede destacar los controles por banda de histéresis, el control en modos deslizantes y los moduladores Delta y Sigma-Delta. Entre los controladores con modulador PWM independiente, se puede destacar los controladores lineales mediante regulador PI, controlador por realimentación de estados, controladores resonantes o multiresonantes (PIS) y los controladores Predictivos.

En esta sección se realiza un breve recuento de algunos de los modelos de control de lazo, principalmente los que atañen a este trabajo de investigación.

2.2.1 Control lineal y modulación por comparación con portadora triangular o SPWM

Este tipo de control se implementa por medio de reguladores PI o PID que actúan sobre el error entre la señal de referencia y la señal generada por el acondicionador de potencia, la salida del regulador o acción de control, es comparada con una señal triangular para generar los pulsos de los interruptores del inversor que puede ser simétrica o asimétrica. Esta señal generalmente es periódica y su frecuencia está determinada por varios factores que incluyen: las pérdidas por conmutación, la frecuencia máxima de conmutación de los dispositivos semiconductores, las

regulaciones de compatibilidad electromagnética , entre otras [62]. La máxima pendiente de las acciones de control generadas por los reguladores, no debe superar la pendiente de la señal triangular o portadora. Para evitar las complicaciones que puedan resultar por no cumplirse la condición anterior, se recomienda que los armónicos principales en la señal de referencia sean de una frecuencia menor o igual al 10% de la frecuencia de la señal triangular.

La técnica PWM sinusoidal o SPWM es una técnica simple que garantiza buenos resultados en todas las condiciones de trabajo y que presenta un buen desempeño en generación de armónicos. Este buen desempeño se debe a su frecuencia de conmutación constante, que al generar un espectro definido, con componentes en alta frecuencia y con reducción de armónicos de bajo orden permite que sean eliminados con pequeños filtros pasivos. Sin embargo, se han encontrado limitaciones en su rango lineal que provocan por ejemplo, que en el control de motores, trabajen con tensiones inferiores a las nominales [63], reduciendo así su desempeño. Esta condición será tratada en capítulos posteriores.

2.2.2 Control de referencia en el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta - 0$

Por medio de la transformada de Clarke, se pueden obtener las proyecciones de un vector del sistema trifásico natural $a - b - c$ sobre un sistema de coordenadas ortogonal con coordenadas $\alpha - \beta - 0$, esta técnica utilizada para definir las componentes de la potencia en un sistema trifásico también es ampliamente usada en el control de máquinas de inducción. La utilización de esta transformación en el controlador es interesante debido a las características propias de la misma. Por ejemplo, la coordenada 0, que representa la componente homopolar, para sistemas de tres hilos sin neutro, o con señales de referencia de compensación balanceadas, es siempre nula, por lo que el control de corriente en sistema de coordenadas estacionarias, se reduce de tres reguladores para las señales $a - b - c$ a dos para las señales $\alpha - \beta$. La figura 2.11 representa el hecho resaltado, 2.11(a) ilustra las formas de onda de un sistema trifásico balanceado mientras que 2.11(b) muestra la trayectoria del vector resultante de tensión a lo largo del periodo.

Al realizar la transformación al marco de referencia estacionario (figura 2.11(c)), se observa que el sistema de tres fases, queda completamente descrito por las formas de onda V_α y V_β , dado que la componente V_0 es nula en todo el periodo. En la figura 2.11(d), el vector resultante en su trayectoria temporal, queda confinado al plano $\alpha - \beta$.

Después de la acción de control sobre las dos componentes del sistema estacionario (V_α y V_β), las funciones de conmutación de los semiconductores del inversor, se puede realizar por medio de comparación de la señal de los controladores, luego de aplicarles la transformada inversa, con una señal triangular, o por medio de la técnica de modulación del vector espacial, directamente en coordenadas estacionarias, sin necesidad de utilizar la transformación inversa, esta última técnica de control se expondrá más adelante.

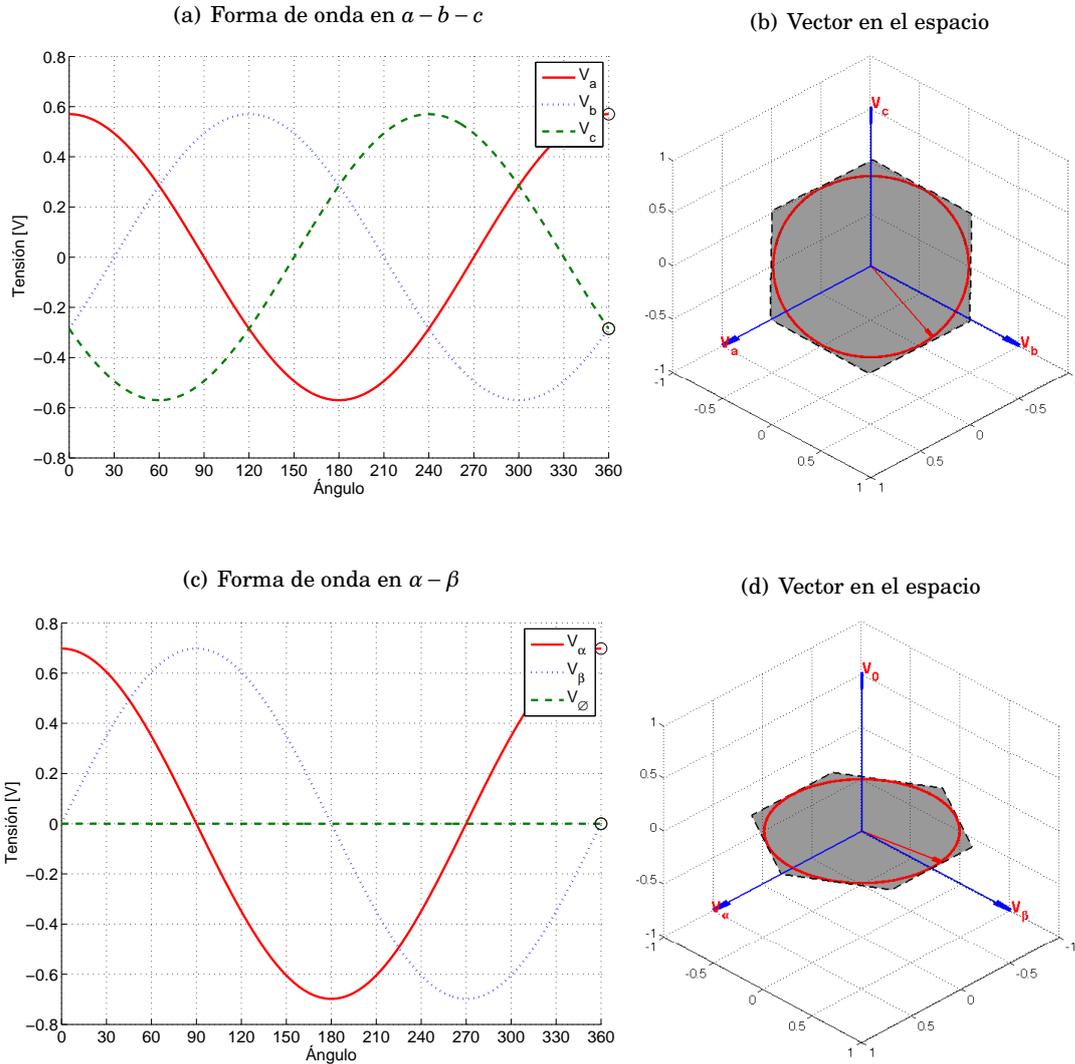


FIGURA 2.11. Trayectorias del vector instantáneo en el espacio para los marcos de referencia natural $a - b - c$ y estacionario $\alpha - \beta$.

2.2.3 Control de referencia en el marco de referencia sincrónico $d - q - 0$

Dado que las componentes en el marco de referencia estacionario, al igual que en el marco de referencia natural $a - b - c$ son magnitudes variantes en el tiempo, por lo que el esquema de control no puede anular el error de referencia en estado estacionario por completo, la transformada de Park, muestra interesantes ventajas sobre la de Clarke en las condiciones de sistemas de compensación balanceados. Como característica principal, gracias a la transformación, la componente fundamental del vector espacial resultante del sistema trifásico, pierde su dependencia temporal, pues en régimen estacionario, sus proyecciones sobre los ejes d (directo) y q (cuadratura), serán constantes en el tiempo. Por ser magnitudes constantes, un controlador

de corriente formado por un regulador PI, será capaz de reducir a cero, los errores en estado estacionario de la componente fundamental.

En la figura 2.12 se han dibujado las componentes en el marco de referencia sincrónico para el mismo sistema trifásico de la figura 2.11(a), en este caso, el sistema balanceado queda completamente descrito por la componente d , que es un vector constante en el tiempo (figura 2.12(b)).

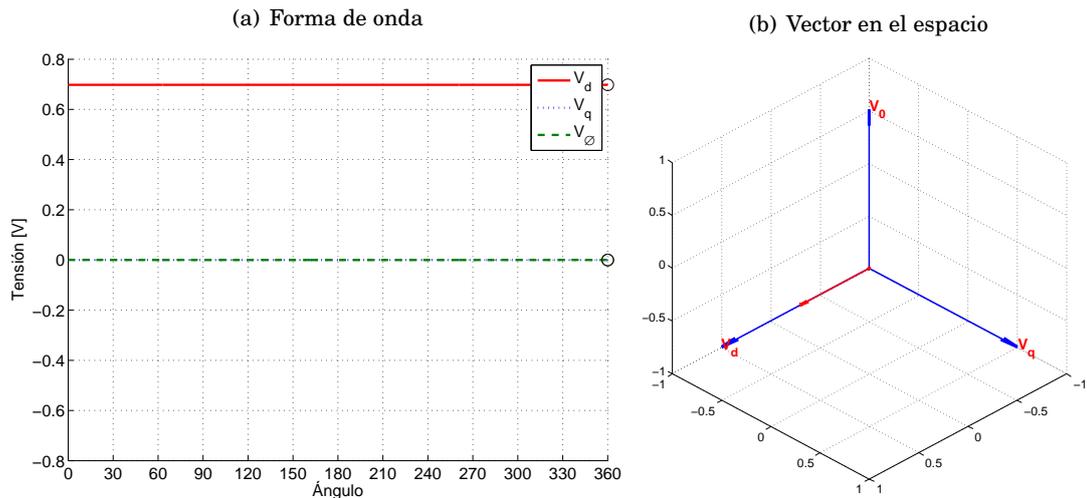


FIGURA 2.12. Trayectoria espacial del vector instantáneo en el marco de referencia sincrónico.

Para este modelo de compensación, la señal de control debe ser transformada de nuevo para compararla con una señal triangular y obtener las acciones de comando de los interruptores.

2.2.4 Control de la señal de referencia por banda de histéresis

El control por banda de histéresis es el modelo de control más simple en implementación. Por tener una buena respuesta dinámica, la cual está limitada únicamente por la frecuencia de conmutación y por la constante de tiempo del sistema, ha tenido un uso masivo en sistemas de compensación paralelo. Se implementa como un comparador *on-off* que, además de actuar como control de referencia, genera los comandos de disparo de los semiconductores de potencia del compensador, si la necesidad de un modulador independiente [64–69]. Una de las principales desventajas de este esquema de control, es que la frecuencia de conmutación puede llegar a ser muy elevada, lo que conlleva al incremento de las pérdidas por conmutación. En la práctica, la frecuencia de conmutación suele ser limitada por medio de una banda de histéresis o un bloque de muestreo y retención, en el primer caso, la frecuencia de conmutación varía de acuerdo a la variabilidad del error y al ancho de la banda, mientras que con el uso del bloque de muestreo y retención, la frecuencia de conmutación es fija [70], independiente del error, lo que implica

mejores resultados de seguimiento con la banda de histéresis simple, pero con la frecuencia de conmutación variable es muy difícil eliminar el ruido de alta frecuencia en el sistema generado por los inversores de electrónica de potencia.

2.2.5 Modulación vectorial espacial SVPWM

La modulación vectorial es muy conocida por su aplicación en el control de máquinas de inducción usando inversores de potencia de trifásicos sin conexión de neutro [71–73]. La modulación espacial aprovecha mejor la capacidad del bus DC del convertidor ampliando el rango lineal del índice de modulación por encima de otras técnicas. Esta técnica de modulación se ha extendido a otros campos como el de la compensación de potencia con filtros activos paralelo para el control de la corriente de referencia, incluso se encuentran varios desarrollos de esta técnica aplicada a convertidores multinivel [74–76].

2.2.5.1 Modulación vectorial en el marco de referencia estacionario (plano $\alpha - \beta$)

Como se vio anteriormente (figuras 2.11(c) y 2.11(d)), la componente homopolar en sistemas balanceados con o sin neutro es nula en el marco de referencia estacionario. Esta condición, siempre deseable en el control de máquinas de inducción, hace que el vector de que representa el sistema trifásico este siempre en el plano $\alpha - \beta$. A partir de esta condición, se pueden sintetizar los comandos de disparo de los interruptores en inversores trifásicos de 3 o cuatro hilos.

Un inversor trifásico de tres ramas con 6 interruptores, puede tener 8 posibles estados de conmutación [77] en los cuales las reglas básicas de los circuitos no sean violadas, esto es que no este en cortocircuito una fuente de tensión, y que no este en circuito abierto una fuente de corriente. Para cumplir con la primera condición, es necesario garantizar que los dos interruptores de una rama no se encuentren cerrados al mismo tiempo, para cumplir con la segunda condición, se debe garantizar que siempre halla un camino de corriente a través del la rama del inversor, lo que implica que siempre debe haber en una rama un interruptor cerrado y otro abierto. Dado lo anterior el inversor de tres ramas y capacitor partido (*TLSC* por sus siglas en ingles), tiene ocho posibles estados de conmutación los cuales se pueden representar por medio de la función de conmutación S para cada rama del inversor (figura 4.7).

Dado que las funciones S y \bar{S} son complementarias, los estados pueden representarse completamente por el estado de los interruptores superiores de cada rama del inversor, generando así el conjunto de los estados de conmutación que se pueden expresar como vectores en la ecuación 2.11. Cada vector contiene tres valores digitales, un 1 implica que el interruptor superior de la rama está cerrado y el de la parte inferior está abierto, mientras que un 0 implica el caso contrario, el interruptor superior de la rama está abierto y el inferior está cerrado, de esta forma la salida de tensión de dicha rama solo puede tomar dos valores en el marco de referencia $a - b - c$, V_{dc+} o V_{dc-} como lo indica la figura 4.7, la tabla 2.1 muestra los valores de salida según el vector de conmutación aplicado para cada rama del inversor.

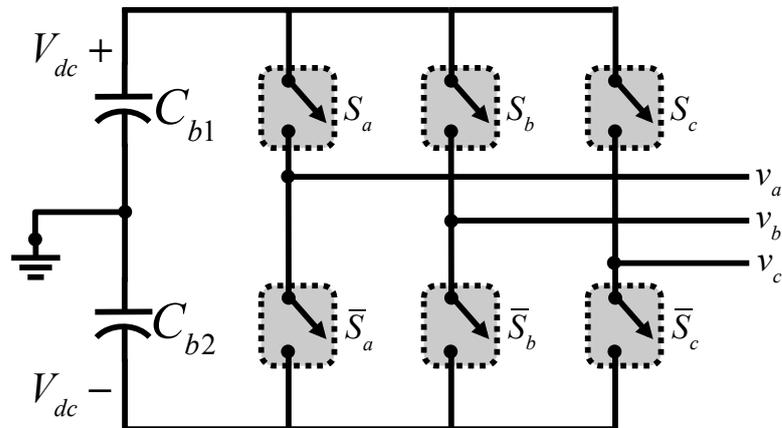


Figura 2.13: Inversor de tres ramas y capacitor partido "TLSC".

$$S = \begin{bmatrix} \bar{V}_0 \\ \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \\ \bar{V}_3 \\ \bar{V}_4 \\ \bar{V}_5 \\ \bar{V}_6 \\ \bar{V}_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 000 \\ 100 \\ 110 \\ 010 \\ 011 \\ 001 \\ 101 \\ 111 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Table 2.1: Valores de salida del inversor para cada uno de los vectores de conmutación

	\bar{V}_0	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_7
V_a	V_{dc-}	V_{dc+}	V_{dc+}	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc+}	V_{dc+}
V_b	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc+}	V_{dc+}	V_{dc+}	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc+}
V_c	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc-}	V_{dc+}	V_{dc+}	V_{dc+}	V_{dc+}

Aplicando la transformación de Clarke al vector de tensiones de línea de salida del inversor, a partir de la tabla 2.1, se obtienen las proyecciones de los vectores en el plano $\alpha - \beta$ ya que la coordenada 0 sera nula para los vectores \bar{V}_1 a \bar{V}_6 . Para los vectores \bar{V}_0 a \bar{V}_7 , las coordenadas α y β son nulas, por lo tanto, la proyección de estos vectores sobre el plano es nula. La figura 2.14 muestra los vectores proyectados sobre el plano α y β que forman un hexágono regular dividido en sectores. El vector resultante proyectado sobre el plano rota a la frecuencia ω del sistema, por lo que su posición instantánea se puede representar por los dos vectores adyacentes según el sector donde se encuentre. Además de definir el vector, a partir de los adyacentes, también se definen los ciclos útiles para cada periodo de conmutación, definiendo así los tiempos de conmutación directamente en la técnica de control, sin requerir un bloque de modulación adicional.

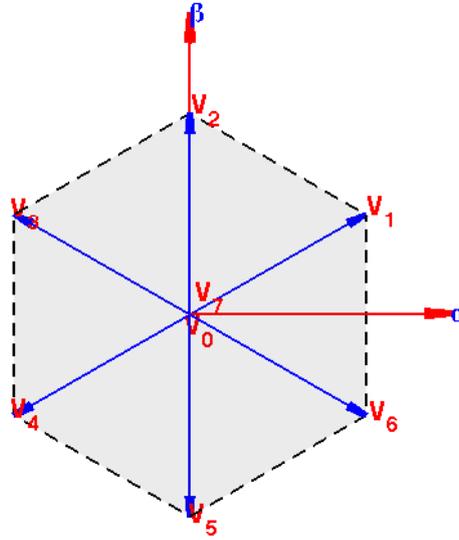

 Figura 2.14: Vectores de conmutación proyectados en el plano $\alpha - \beta$.

 Table 2.2: Valores de salida del inversor en el marco de referencia $\alpha - \beta - 0$

	\bar{V}_0	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_7
V_α	0	$\sqrt{\frac{3}{2}}$	0	$-\sqrt{\frac{3}{2}}$	$-\sqrt{\frac{3}{2}}$	0	$\sqrt{\frac{3}{2}}$	0
V_β	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\sqrt{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\sqrt{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
V_0	$-\sqrt{3}$	0	0	0	0	0	0	$\sqrt{3}$

La tabla 2.2 muestra los vectores de conmutación transformados al marco de referencia $\alpha - \beta$, a partir de los cuales se puede sintetizar cualquier vector referencia que se encuentre dentro del hexágono. Para esto, lo primero es determinar el sector dentro del cual se encuentra el vector referencia para saber los vectores adyacentes al mismo, luego, el vector de referencia se proyecta sobre cada uno de los vectores que componen en sector encontrado y con estas proyecciones se determinan los ciclos de trabajo para la aplicación de los vectores adyacentes, de forma que durante un periodo de conmutación el promedio será igual al vector de referencia.

El mayor vector de referencia que puede ser obtenido con esta técnica de modulación, trabajando en zona lineal se ilustra en la figura 2.15.

El índice de modulación m , caracteriza el nivel de utilización del bus DC de un inversor, este generalmente se define como la amplitud de la señal moduladora (señal de referencia para el inversor), normalizada con respecto a la amplitud máxima de la portadora (ecuación 2.12).

$$m = \frac{A}{\hat{v}_{tri}} = \frac{A}{V_{DC}/2} \quad (2.12)$$

Otra definición común para el índice de modulación, toma como referencia la amplitud máxima de la componente fundamental de la tensión línea a línea de la salida del inversor en modo *six-step*

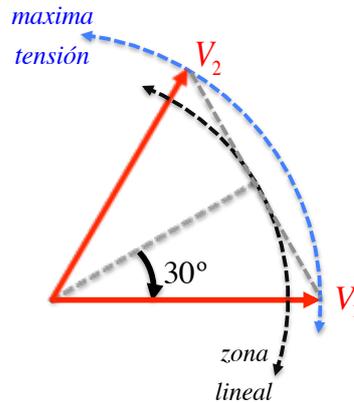


Figura 2.15: Máxima tensión de salida en zona lineal para SVPWM.

(v_{6step}), representado por la ecuación 2.13, donde $v_{6step} = 2V_{DC}/\pi$

$$m' = \frac{A}{v_{6step}} \quad (2.13)$$

A partir de los valores del índice de modulación se puede evaluar el desempeño de las técnica de modulación PWM. Comparado con la modulación sinusoidal basada en portadora (CB-SPWM), la cual tiene un $m' = 0.785$ en zona lineal y que es la más extendida en uso, la modulación SVPWM presenta un valor de $m' = 0.907$, lo que representa un aumento del 12% en el uso del bus DC.

ACONDICIONADOR UNIFICADO EN TOPOLOGÍA DUAL IUPQC

El modelo clásico del UPQC mantiene el principio de funcionamiento de los compensadores serie y paralelo independientes, donde el compensador paralelo es modelado como una fuente de corriente controlada y el compensador serie como una fuente de tensión. La implicación directa de este esquema de control del UPQC es la necesidad de sintetizar formas de onda de tensión y corriente altamente distorsionadas, que sumadas a las producidas por la fuente y la carga respectivamente, mitiguen cualquier fenómeno que implique una forma de onda no sinusoidal de tensión en la carga, o de corriente en la fuente.

Por otro lado la operación conjunta de dos acondicionadores serie y paralelo, puede ser modelada de forma que el filtro paralelo se represente como una fuente de tensión y el filtro serie como una fuente de corriente [44]. En este caso, las formas de onda que debe sintetizar cada compensador ya no son altamente distorsionadas, sino que serán sinusoidales puras [78, 79].

En el capítulo anterior se estudio el acondicionador unificado de calidad de la potencia o UPQC, este constaba de dos compensadores conectados a la red como fuentes controladas de tensión para el compensador serie y corriente para el compensador paralelo. En este capítulo se estudia una estrategia de control donde el rol de cada uno de los compensadores es intercambiado, siendo el compensador paralelo la fuente controlada de tensión mientras el compensador serie se modela como fuente de corriente aunque es idéntico en estructura física.

3.1 Análisis del acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual

El acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual es un tipo de acondicionador donde las estrategias de control de cada inversor de potencia han sido

intercambiadas, la Figura 3.1 ilustra este hecho.

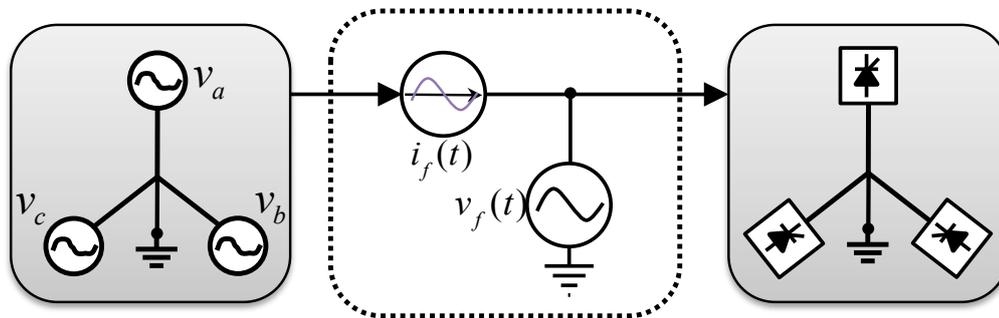


Figura 3.1: Modelo en fuentes de tensión y corriente ideales.

El acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología simple o UPQC debe inyectar tensiones en serie con la tensión de la fuente que pueden ser altamente distorsionadas (figura 2.5) proporcionalmente a la distorsión de la fuente, por otro lado debe inyectar corrientes en paralelo con la corriente de la carga también altamente distorsionadas (figura 2.3), además de las componentes de frecuencia fundamental que deben proveer para la compensación de reactivos y para mantener la carga del bus DC.

Como se observa en la ilustración de la Figura 3.1, el iUPQC consta de una fuente de corriente sinusoidal en serie con la fuente de alimentación, y una fuente de tensión sinusoidal en paralelo con la carga. Este tipo de modelado permite lograr los objetivos de compensación principales que se buscan con el acondicionamiento de potencia y es, alimentar la carga con tensión en un valor nominal independiente del valor de tensión de la fuente, libre de armónicos y sin desbalance. Por otro lado, se busca que la corriente de la carga no afecte la fuente, de tal forma que los armónicos y la potencia reactiva queden atrapados del lado de la carga y no puedan interactuar con los demás elementos del sistema.

Además de la compensación del sistema, el modelo dual del UPQC permite centrar la atención en el control de los inversores, dado que el costo computacional del cálculo de las tensiones y corrientes sinusoidales es mucho menor que en el caso del cálculo con componentes armónicas del modelo simple.

3.2 Modelado del iUPQC

La estructura de control del acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual, consta de dos controles independientes. El control del compensador serie como fuente de corriente, y el control del compensador paralelo como fuente de tensión para compensar la corriente de la fuente y la tensión en la carga respectivamente. Además de lo anterior, se debe controlar la tensión del bus DC que es compartido por ambos compensadores, tanto en su valor total V_B , como

en el valor de cada uno de los capacitores que lo componen para evitar el desequilibrio, como se explicará más adelante.

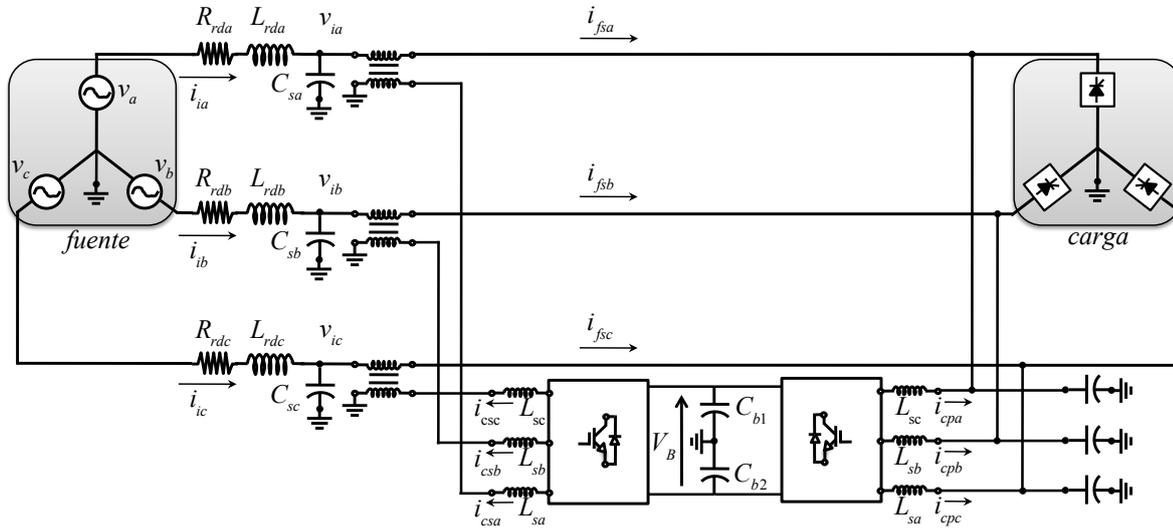


Figura 3.2: Acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual.

La Figura 3.2 muestra el diagrama circuital del acondicionador unificado de topología dual que se desarrollará en este capítulo.

3.2.1 Modelo del compensador serie

El compensador serie del iUPQC actúa como fuente de corriente controlada, el objetivo de este compensador es aislar la fuente y las demás cargas conectadas a la misma, de los efectos de la corriente de una carga. El compensador serie genera en el punto de conexión común una corriente sinusoidal igual a la corriente de potencia activa que demanda la carga, en fase con la componente fundamental de la fuente, por tanto, las corrientes o fenómenos no eficientes de esta carga deberán circular en la segunda malla del sistema presentado en la Figura 3.1. De este modo, visto desde la fuente, el conjunto del iUPQC y la carga, será visto como una carga lineal que solo consume potencia activa, similar a una resistencia pura.

La etapa de potencia del compensador serie que se muestra en la Figura 3.2, consta de un puente inversor trifásico bidireccional de tres ramas en fuente de tensión (VSI). Los capacitores C_{sa} , C_{sb} y C_{sc} se agregan a sistema para eliminar el ruido de conmutación del inversor. El acondicionador está conectado por transformadores monofásicos al sistema fuente carga, la resistencia R_{rd} y la inductancia L_{rd} , hacen parte de la impedancia de la fuente.

El bus DC del compensador está compuesto por dos capacitores con punto medio conectado a neutro, este tipo de configuración presenta como ventaja que las tres ramas de inversor trabajan de forma independiente, de esta forma, la tensión generada por cada rama, depende únicamente

del estado de los interruptores que la componen, además se simplifican los cálculos al momento de modelar el acondicionador unificado. Como desventajas de esta configuración se puede mencionar que las tensiones que se pueden generar a partir de un bus DC dividido son inferiores a las que se pueden obtener con un bus DC con un solo capacitor, además, se debe agregar un lazo de control de desequilibrios de tensión en los capacitores, de no hacerlo, las componentes de secuencia homopolar circularían por el punto central del bus DC, provocando una diferencia de tensión entre los capacitores, lo cual se ve reflejado en una diferencia entre los semiciclos positivo y negativo generados por cada rama del inversor.

3.2.1.1 Modelo en funciones de conmutación

El compensador es un inversor de potencia conmutado y con elementos almacenadores de energía, por lo tanto es un sistema no lineal donde la salida que se obtiene, depende del estado de los interruptores. Por definición básica en el análisis de circuitos, se debe cumplir en el compensador que no se debe dejar una fuente de tensión en corto circuito ni una fuente de corriente en circuito abierto. La adecuada conmutación de los interruptores en el inversor VSI permite cumplir con estas condiciones, actuando en cada rama de forma que cuando uno de los interruptores este activo o en conducción, el otro este desactivado o en corte. En el inversor trifásico VSI, al existir 6 interruptores, se tienen $2^3 = 8$ combinaciones posibles cumpliendo las condiciones, dado que se pueden tomar como variables binarias o sea 0 o 1 como únicos valores posibles para el caso del interruptor superior inactivo o activo respectivamente. El funcionamiento de cada fase se puede representar por un bloque común como el de la Figura 3.3.

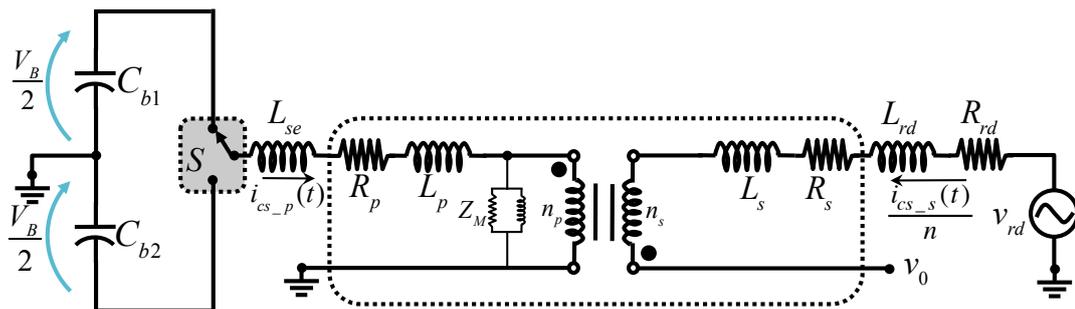


Figura 3.3: Simplificación de una rama de conmutación del compensador serie.

El bloque común corresponde a un interruptor con dos posiciones posibles, la posición se controla por medio de la función de conmutación S para obtener la señal de salida deseada.

A partir de las funciones de conmutación, se definen las relaciones entre las tensiones del bloque común para cada una de las tres ramas del inversor, de tal forma que calculando la tensión a la salida de cada una de las ramas de inversor se tienen las ecuaciones 3.1.

$$\begin{aligned}
 v_A(t) &= S_A \cdot v_{C_{b1}}(t) + (S_A - 1) \cdot v_{C_{b2}}(t) \\
 v_B(t) &= S_B \cdot v_{C_{b1}}(t) + (S_B - 1) \cdot v_{C_{b2}}(t) \\
 v_C(t) &= S_C \cdot v_{C_{b1}}(t) + (S_C - 1) \cdot v_{C_{b2}}(t)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

El circuito de la figura 3.1 tiene el transformador de acople del compensador serie, por lo tanto, se refieren todas las impedancias del secundario al primario para simplificar el circuito. No se tendrá en cuenta el capacitor C_s del filtro de alta frecuencia del CAS. El circuito referenciado se ilustra en la Figura 3.4.

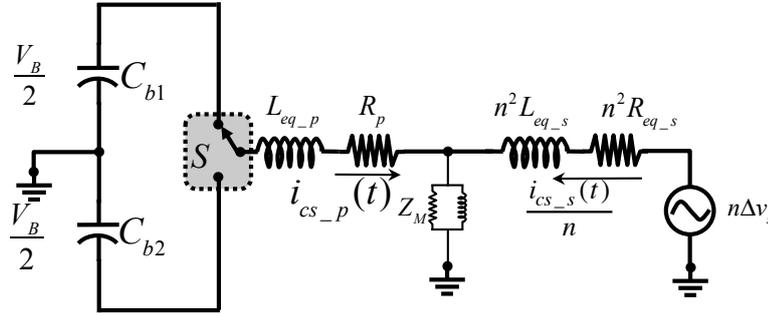


Figura 3.4: Circuito con las impedancias referenciadas al primario del transformador.

En la Figura 3.4 las variables equivalentes se han renombrado de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 R_{eq_s} &= R_{rd} + R_s \\
 L_{eq_s} &= L_{rd} + L_s, \\
 \Delta v_s &= v_{rd}(t) + v_0(t), \\
 n &= \frac{n_p}{n_s} = 1, \\
 L_{eq_p} &= L_{se} + L_p
 \end{aligned}$$

Donde R_s y R_p son las resistencias de los devanados secundario y primario del transformador respectivamente, L_s y L_p son las inductancias de dispersión del del secundario y el primario del transformador, y Z_M es la impedancia de magnetización del modelo del transformador.

Finalmente, definiendo el bloque de conmutación como una fuente, el circuito simplificado completo se presenta en la Figura 3.5, donde la impedancia de magnetización del transformador se ha simplificado al considerar que por allí no circula corriente por ser esta de un valor muy elevado con respecto al resto de las impedancias del sistema que se está evaluando.

Definiendo $\bar{S} = S - 1$, y aplicando las leyes de Kirchhoff, se obtiene el modelo a gran señal del sistema completo representado mediante sus ecuaciones de estado. En formato matricial se presenta en la ecuación 3.2, donde $R_{eq} = R_{eq_s} + R_p$ y $L_{eq} = L_{eq_s} + L_{eq_p}$.

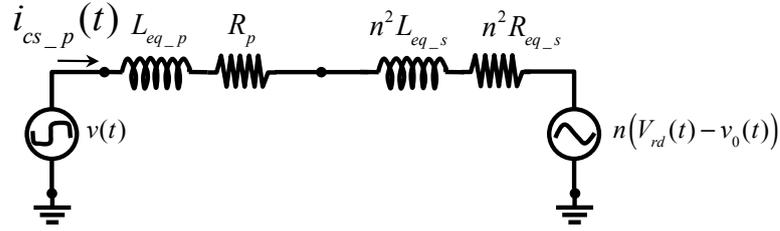


Figura 3.5: Circuito simplificado del compensador serie.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{csa}}{dt} \\ \frac{di_{csb}}{dt} \\ \frac{di_{csc}}{dt} \\ \frac{dv_{cb1}}{dt} \\ \frac{dv_{cb2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eqa}}{L_{eqa}} & 0 & 0 & \frac{S_A}{L_{eqa}} & \frac{\bar{S}_A}{L_{eqa}} \\ 0 & -\frac{R_{eqb}}{L_{eqb}} & 0 & \frac{S_B}{L_{eqb}} & \frac{\bar{S}_B}{L_{eqb}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{eqc}}{L_{eqc}} & \frac{S_C}{L_{eqc}} & \frac{\bar{S}_C}{L_{eqc}} \\ -\frac{S_A}{C_{b1}} & -\frac{S_B}{C_{b1}} & -\frac{S_B}{C_{b1}} & 0 & 0 \\ -\frac{S_A}{C_{b2}} & -\frac{S_B}{C_{b2}} & -\frac{S_C}{C_{b2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{csa} \\ i_{csb} \\ i_{csc} \\ v_{cb1} \\ v_{cb2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eqa}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eqb}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{eqc}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{rda} - v_{oa} \\ V_{rdb} - v_{ob} \\ V_{rdc} - v_{oc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

El modelo en gran señal de la ecuación 3.2, describe el comportamiento de la etapa de potencia del convertidor conmutado a partir de las tensiones en los bornes del secundario del transformador, de las tensiones en los condensadores del bus DC y de las funciones de conmutación de las ramas del inversor.

3.2.1.2 Modelo promediado

La ecuación de estado que define el comportamiento del inversor del compensador serie, depende de las funciones de conmutación aplicadas, y dado que dichas funciones de conmutación se presentan a frecuencias elevadas, para el caso de implementación en plataformas computacionales se requieren pasos de simulación muy pequeños, lo que provoca simulaciones lentas, además complica la aplicación de técnicas habituales de diseño de controladores que utilizan variables continuas en el tiempo.

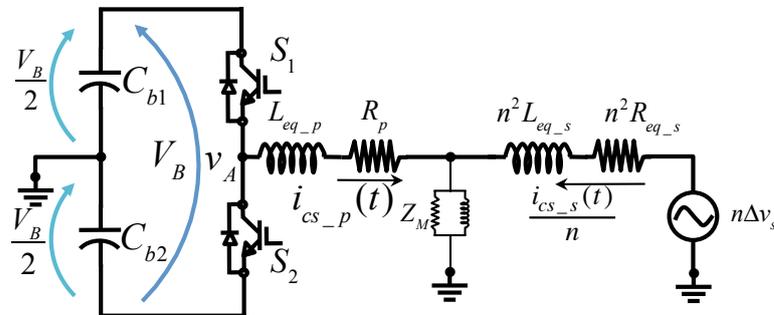


Figura 3.6: Circuito de la malla de corriente referenciado al primario del transformador para el modelo promediado.

Por lo anterior, los modelos promediados [80] son una buena aproximación a los modelos que contienen entradas discretas (como las funciones de conmutación S del modelo anterior).

Para el análisis del circuito, se modela el comportamiento de los interruptores conectados al bus DC como una fuente de alimentación de tensión, la cual tendría un valor igual al valor medio de un periodo completo de conmutación, el cual está representado en la señal de la figura 3.7.

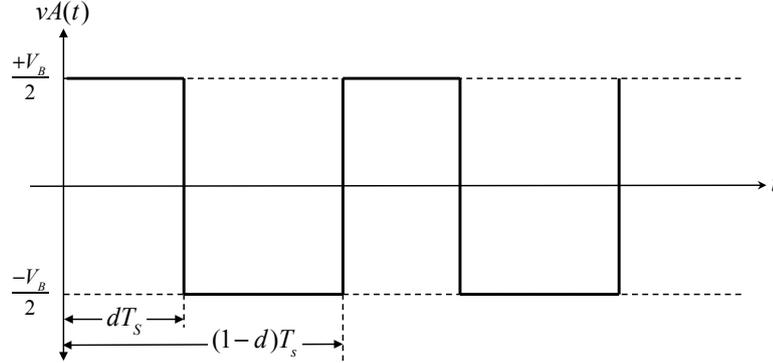


Figura 3.7: Circuito de la malla de corriente referenciado al primario del transformador para el modelo promediado.

El valor medio de tensión en el punto A se presenta en la ecuación 3.3

$$\begin{aligned}
 \langle v_A(t) \rangle &= \frac{\frac{V_B}{2} d * T_S - \frac{V_B}{2} (1-d) * T_S}{T_S} \\
 &= \frac{V_B}{2} d - \frac{V_B}{2} (1-d) \\
 &= \frac{V_B}{2} (2d - 1) \\
 &= V_B \left(d - \frac{1}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Por otro lado, dado que el análisis se realiza en periodos de conmutación, que son significativamente menores que los periodos de red, se considera que las tensiones $v_{rd}(t)$ y $v_0(t)$ son constantes en dichos periodos, por lo tanto:

$$\begin{aligned}
 \langle v_{rd}(t) \rangle &= V_{rd}, \\
 \langle v_0(t) \rangle &= V_0
 \end{aligned}$$

Además, se aplica una pequeña perturbación al ciclo de trabajo, y a la corriente del inductor del compensador serie, para en análisis de estabilidad, obteniendo:

$$\begin{aligned}
 d(t) &= D + \hat{d}(t), \text{ donde } D \gg \hat{d}(t) \\
 i_{cs_p}(t) &= I_{cs_p} + \hat{i}_{cs_p}(t), \text{ donde } I_{cs_p} \gg \hat{i}_{cs_p}(t) \\
 i_{cs_s}(t) &= I_{cs_s} + \hat{i}_{cs_s}(t), \text{ donde } I_{cs_s} \gg \hat{i}_{cs_s}(t)
 \end{aligned}$$

Finalmente, el circuito equivalente puede ser representado por el modelo de la Figura 3.8.

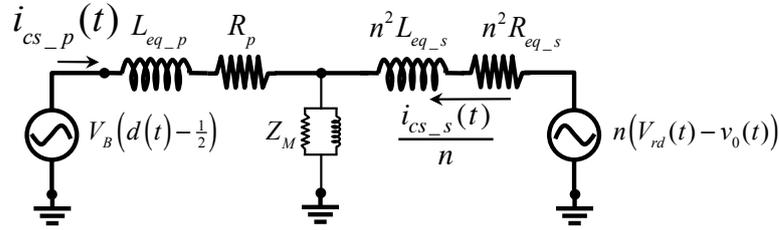


Figura 3.8: Circuito de la malla de corriente referenciado al primario del transformador para el modelo promediado.

A partir del circuito de la Figura 3.8, se obtiene el modelo en espacio de estados en la ecuación 3.4.

$$\begin{bmatrix} V_B D(s) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p + sL_{eq_p} + Z_m & Z_m \\ Z_m & sL_{eq_s} + R_{eq_s} + Z_m \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{cs_p}(s) \\ I_{cs_s}(s) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Del modelo en espacio de estados, se obtiene la función de transferencia que relaciona la corriente de salida del inversor $I_{cs_p}(s)$ con el ciclo de trabajo de los interruptores $D(s)$, en la ecuación 3.5.

$$Gi(s) = \frac{I_{cs_p}(s)}{D(s)} = V_B * \frac{s^2 K_1 + s K_2 + K_3}{s^3 K_4 + s^2 K_5 + s K_6 + K_7} \quad (3.5)$$

donde:

$$K_1 = L_{eq_s} L_m$$

$$K_2 = R_{eq_s} R_m$$

$$K_3 = R_{eq_s} L_m + R_m L_m + R_m L_{eq_s}$$

$$K_4 = L_{eq_p} L_{eq_s} L_m$$

$$K_5 = R_p L_{eq_s} L_m + L_{eq_p} L_{eq_s} R_m + L_{eq_p} R_{eq_s} L_m + R_m L_m L_{eq_p} + R_m L_m L_{eq_s}$$

$$K_6 = R_p L_{eq_s} R_m + L_m R_p R_{eq_s} + R_p R_m L_m + L_{eq_p} R_{eq_s} R_m + R_m L_m R_{eq_s}$$

$$K_7 = R_p R_{eq_s} R_m$$

3.2.2 Análisis y modelo del bus DC

A partir del modelo en funciones de conmutación de la etapa de potencia expresado en la ecuación 3.2, se obtienen las ecuaciones de corriente de cada condensador del bus DC expresadas en la ecuación 3.6.

$$\begin{aligned} i_{C_{b1}} &= C_{b1} \frac{dv_{C_{b1}}}{dt} = -S_A i_{c_{sa}} - S_B i_{c_{sb}} - S_C i_{c_{sc}} \\ i_{C_{b2}} &= C_{b2} \frac{dv_{C_{b2}}}{dt} = -\bar{S}_A i_{c_{sa}} - \bar{S}_B i_{c_{sb}} - \bar{S}_C i_{c_{sc}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Suponiendo que no existen pérdidas en el convertidor ni en los elementos pasivos como las bobinas de acople, los transformadores o los capacitores, se tiene entonces que la potencia instantánea de salida del bus DC y la potencia instantánea de salida del inversor son iguales [81], esto se puede expresar en la ecuación 3.7.

$$\frac{V_B}{2} (i_{C_{b1}} + i_{C_{b2}}) = v_a \cdot i_{c_{sa}} + v_b \cdot i_{c_{sb}} + v_c \cdot i_{c_{sc}} \quad (3.7)$$

Asumiendo además, que las tensiones y las corrientes son completamente balanceadas del lado de alterna del inversor, la ecuación 3.7 puede reescribirse en función de la potencia entregada por el bus DC y la potencia de cada una de las fases del inversor en la ecuación 3.8.

$$\bar{I} \cdot V_B = 3 \cdot P_{CS} \quad (3.8)$$

Escribiendo la potencia de salida del compensador en función de los valores pico de tensión y corriente a frecuencia fundamental, se tiene entonces la ecuación 3.9.

$$P_{CS} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CS_pk}}{\sqrt{2}} \quad (3.9)$$

Reemplazando y despejando la corriente del lado DC, se tiene la ecuación 3.10

$$\bar{I} = \frac{3 V_{pk} I_{CS_pk}}{2 V_B} \quad (3.10)$$

Considerando que la corriente \bar{I} es la corriente eficaz que circula por la impedancia del circuito del lado DC del compensador, por lo que se tiene la ecuación 3.11.

$$V_B(s) = \frac{\bar{I}}{sC_b} \quad (3.11)$$

Con las ecuaciones anteriores se puede obtener la función de transferencia que relaciona la tensión del bus DC y las corrientes del lado ac del compensador, expresada en 3.12[79].

$$\frac{V_B(s)}{I_{CS_pk}(s)} = \frac{3 V_{pk}}{2 V_B} \frac{1}{sC_b} \quad (3.12)$$

Dado que el compensador como inversor de potencia no puede considerarse un sistema sin pérdidas, la tensión en el bus DC no puede tampoco ser considerada como un valor constante, por lo tanto, la ecuación 3.12 sirve para proyectar el compensador de tensión del bus DC y de esta manera garantizar su estabilidad. Para conseguir estabilizar la tensión en el bus DC del compensador, será necesario extraer potencia activa de la red además de la que se inyecta a la carga.

3.2.3 Análisis y modelo del circuito de desequilibrio de tensión en el bus DC

Como se mencionó anteriormente, la topología de bus DC repartido (dos capacitores con punto medio conectado a neutro) tiene la desventaja de requerir un lazo de control adicional para controlar el desequilibrio de tensiones entre los capacitores del mismo y garantizar el correcto funcionamiento del compensador [50].

Como causa de los desequilibrios mencionados, entre las tensiones de los capacitores, se pueden mencionar:

- Los valores de los capacitores que conforman el bus DC no son idénticos, por lo que las corrientes a través de ellos no es la misma.
- Control de retardo de conmutación (dead time) diferente en los distintos interruptores del puente inversor.
- Señales asimétricas en los sistemas de medida por efectos en los transductores y acondicionadores de señal.
- Desequilibrios en la carga, pueden causar valores de corriente DC por el neutro del sistema que se convierten en grandes desequilibrios en los capacitores del bus DC del inversor.

La solución más común al problema de desequilibrio en compensadores de potencia es la de desplazar la señal de referencia un cierto valor DC respecto a su posición inicial mediante la señal obtenida de un regulador o controlador [45, 46, 50, 82]. La señal de error para el regulador es obtenida a partir de la medida de las tensiones de la parte alta y la parte baja del bus DC y una referencia de desequilibrio aceptable (idealmente cero).

En este trabajo se propone compensar los desequilibrios de tensión de las partes alta y baja del bus DC a partir de determinar la diferencia entre la tensión de la parte baja y una referencia de tensión igual a la mitad de la tensión de referencia del bus DC total. La aplicabilidad de esta técnica propuesta radica en que la tensión total del bus DC está garantizada por el compensador de esa rama de control, por lo tanto, una deficiencia de tensión en la parte baja del bus DC se verá reflejada en un aumento proporcional en la parte alta del bus y viceversa. De esta forma, controlar una sola tensión de desequilibrio redundará en el control de tensión en ambos capacitores. El control de los desequilibrios funciona por medio de un regulador proporcional que introduce un valor de offset en las corrientes de compensación del bus DC.

Para obtener la ganancia del regulador proporcional encargado del control del desequilibrio, se parte de obtener la carga almacenada en un condensador 3.13 y la corriente de un condensador para una capacidad constante 3.14.

$$q = C \cdot V_C \tag{3.13}$$

$$i_C = \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{dV_C}{dt} \quad (3.14)$$

Asumiendo capacidades idénticas entre los capacitores C_{b1} y C_{b2} , los desequilibrios de tensión pueden compensarse mediante una corriente que provoque la carga de una parte y la descarga de la otra, mientras que la suma total se va a mantener por la acción de $Hv(s)$ que es el controlador de tensión del bus DC. Estableciendo un tiempo para el proceso en el cual se van a equilibrar las tensiones τ , la diferencia de tensión que sobre el valor de referencia $V_B/2$ representa el valor de carga que hay que transferir al otro condensador. De esta forma, la corriente necesaria para conseguir la compensación de un desequilibrio en un tiempo τ está dada por 3.15.

$$|I_{C_{b1}}| = |I_{C_{b2}}| = C \cdot \frac{|V_{C_{b1}} - \frac{V_B}{2}|}{\tau} = C \cdot \frac{|V_{C_{b2}} - \frac{V_B}{2}|}{\tau} \quad (3.15)$$

donde $C = C_{b1} = C_{b2}$.

Fijando un tiempo máximo en el cual se deben equilibrar las tensiones de los capacitores para una capacidad conocida C , se puede encontrar la ganancia proporcional que controla los desequilibrios de tensión. Si el valor de corriente que se resta de la señal de referencia es positivo, se logra una descarga de la parte alta del bus DC y se carga la parte baja. La ganancia del controlador proporcional se obtiene con la ecuación 3.16.

$$Hv(s) = \frac{C}{\tau} \quad (3.16)$$

El valor de τ se debe escoger teniendo en cuenta que entre más rápido se requiera compensar el desequilibrio, más potencia será exigida al sistema durante el transitorio. En la Figura 3.9 se observa el transitorio de compensación de un desequilibrio del 20% en el bus DC que se compensa en tres tiempos distintos, como se observa, entre más corto el tiempo de compensación, mayor es el transitorio y menor el tiempo de establecimiento, pero dicho transitorio implica mayor potencia exigida al sistema.

3.2.4 Modelo completo del compensador serie y el controlador

La figura 3.10 ilustra el circuito de potencia del compensador serie del iUPQC con sus respectivos lazos de control. A partir del diagrama completo de la estructura de control (figura 3.11), y de los modelos de cada una de las plantas (corriente de la fuente, tensión del bus DC y desequilibrio de tensión del bus DC), se pueden proyectar los controladores $Hi(s)$, $Hv(s)$ y $Hd(s)$, que son los controladores de corriente de la fuente, tensión del bus DC, y desequilibrio del bus DC, respectivamente.

El diagrama de bloques completo de la estructura de control es presentado en la Figura 3.11. Las corrientes que compensan las pérdidas del sistema (reflejadas en las pérdidas del bus DC y del propio inversor) son de secuencia directa y componente fundamental y deben estar en fase con sus correspondientes tensiones de secuencia directa y frecuencia fundamental.

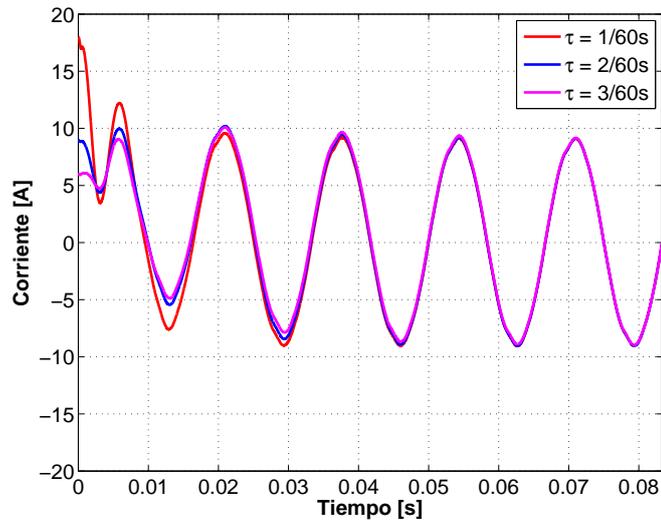


Figura 3.9: Transitorios de corrección de desequilibrios en el bus DC.

3.2.5 Modelo del compensador paralelo

El compensador paralelo del iUPQC, tiene como objetivo, proveer a la carga de tensión sinusoidal libre de armónicos y sin efectos de variaciones de amplitud que puedan llegar de la red de alimentación como los huecos, las elevaciones, el flicker o el desequilibrio en las fases. El compensador de tensión consta de un inversor bi-direccional al cual se le agrega un capacitor a la salida para cumplir con la característica de fuente controlada de tensión (figura 3.2).

En la figura 3.12, se ilustra la etapa de potencia del inversor paralelo como compensador y la malla de control de la tensión de la carga. El lazo de control consta de los sensores de tensión, el bloque que genera la tensión de referencia, el controlador y el modulador PWM. La tensión en los capacitores a la salida del inversor es la variable de control.

El modelo del inversor paralelo, al igual que el del inversor serie, puede ser realizado en su equivalente monofásico por la característica de capacitor partido. El circuito de la figura 3.13 ilustra el equivalente monofásico del compensador paralelo. La resistencia R_L que se ha agregado en paralelo con el capacitor C_p es necesaria para el análisis de consumo de potencia del acondicionador.

Al igual que para el análisis del modelo promediado del compensador serie, el circuito equivalente del compensador paralelo es analizado en la figura 3.14.

La función de transferencia modelo del circuito del compensador paralelo está dada por la ecuación 3.17[79], donde la resistencia R_L es eliminada, dado que su valor tiende a infinito. Dicha resistencia se tiene en cuenta para realizar el análisis de consumo de potencia del compensador, ya que si el circuito simplificado se deja únicamente con los elementos almacenadores de energía, el sistema no consumirá potencia activa, y el análisis energético no se podría desarrollar.

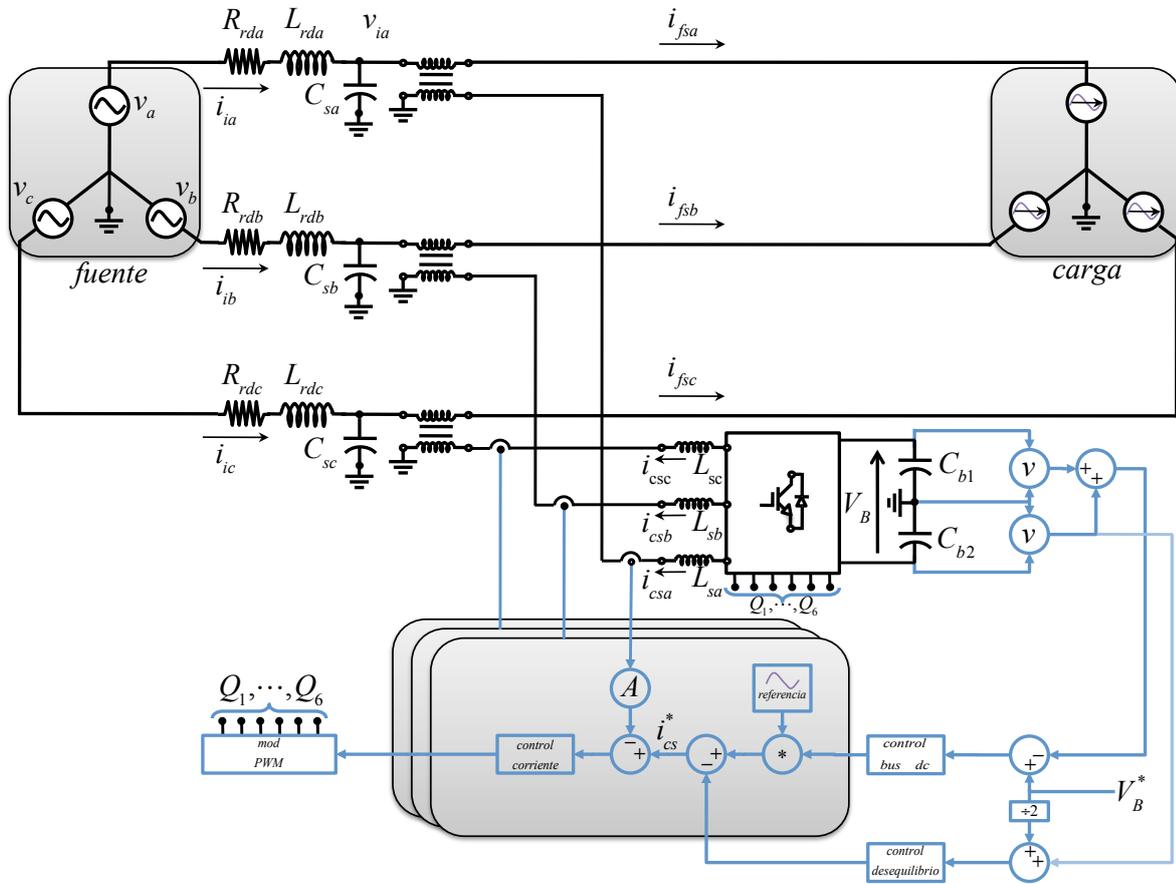


Figura 3.10: Etapa de potencia del compensador serie de corriente.

$$G_p(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_B}{L_p C_p} \frac{1}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_p R_L} \right) + \frac{1}{L_p C_p}} \quad (3.17)$$

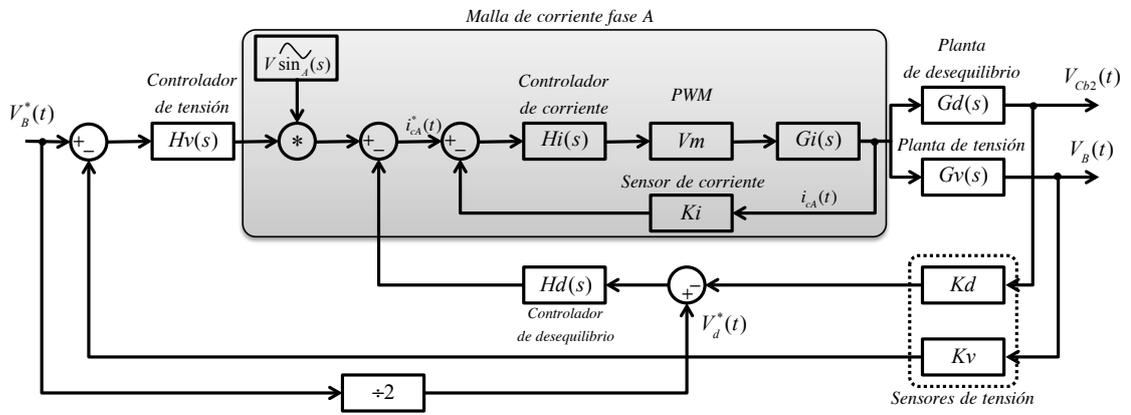


Figura 3.11: Diagrama de bloques de los lazos de regulación del compensador serie.

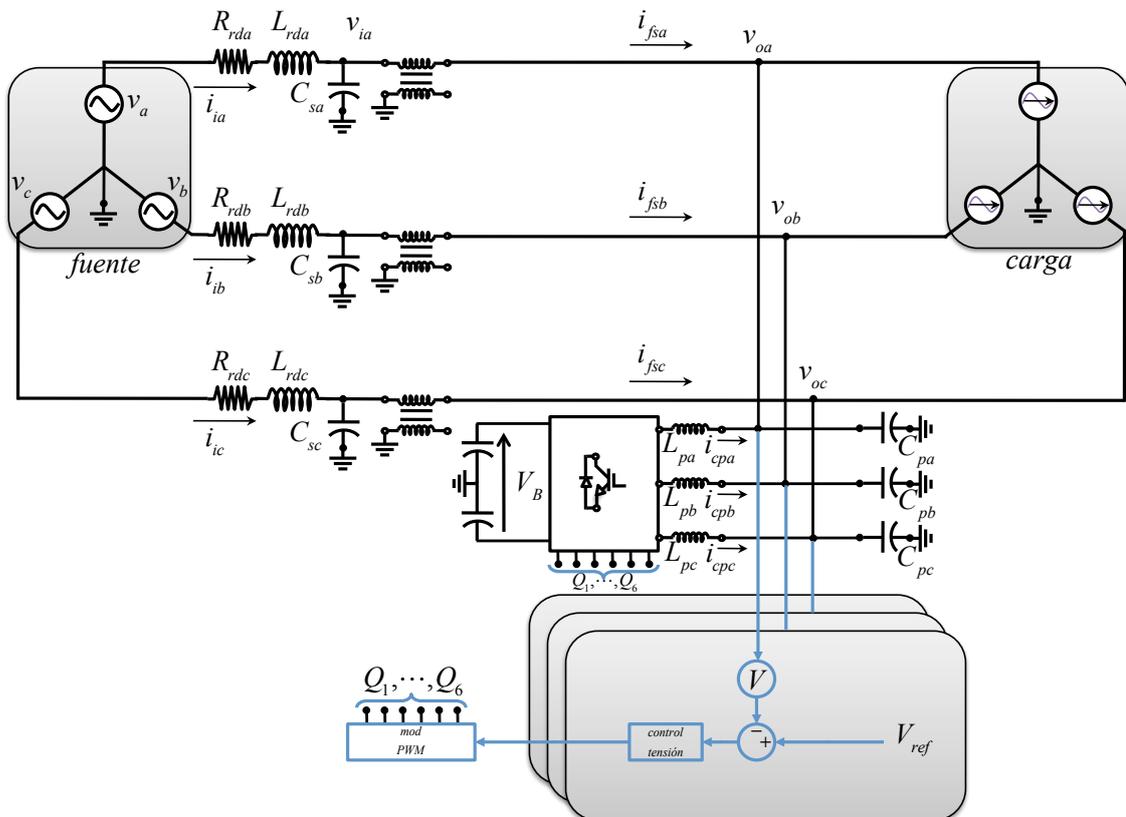


Figura 3.12: Etapa de potencia del compensador paralelo de tensión de la carga.

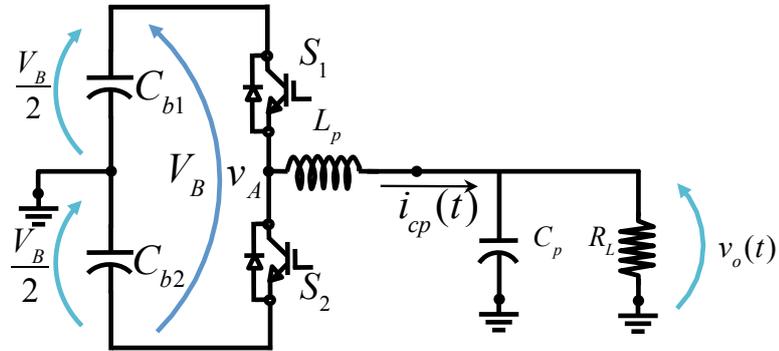


Figura 3.13: Equivalente monofásico del compensador paralelo.

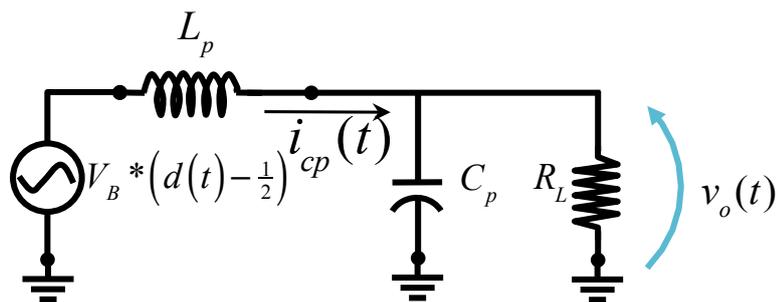


Figura 3.14: Circuito equivalente monofásico promediado del compensador de corriente en conexión paralelo.

APORTES EN LA ESTRATEGIA DE COMPENSACIÓN Y TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA EL IUPQC

Como se menciona en el capítulo 2, existen varias técnicas para la estimación de las referencias en los acondicionadores unificados. Estas se estiman de forma independiente para cada uno de los inversores, de forma tal, que para la compensación de corriente existe un algoritmo y para la compensación de tensión, existe otro.

En este trabajo se plantea la utilización de un único algoritmo de estimación, del cual se pueden extraer ambas referencias de compensación para los inversores paralelo y serie del iUPQC. Por otro lado, se plantea la aplicación de un modulador vectorial que permitirá aprovechar de forma más eficiente el bus DC del acondicionador unificado.

4.1 Teoría de la potencia reactiva generalizada aplicada a compensadores paralelo

En 2007 fue presentada la formulación de la potencia reactiva generalizada a sistemas de polifásicos [83, 84], la cual fue definida posteriormente en 2010 como *teoría tensorial de la potencia instantánea* [85, 86]. Esta formulación está basada en interpretar los vectores instantáneos de tensión y corriente como tensores de primer orden y definir las componentes de potencia a partir de la aplicación de operaciones con producto diádico o producto tensorial.

A partir de los vectores instantáneos $\vec{u} = \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & \cdots & u_4 \end{bmatrix}$ e $\vec{i} = \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 & i_2 & \cdots & i_4 \end{bmatrix}$, en [83, 84] se define la potencia activa instantánea $p(t)$ y la potencia imaginaria instantánea $q(t)$ según las ecuaciones 4.1 y 4.2 respectivamente.

$$p(t) = \vec{u} \bullet \vec{i} \quad (4.1)$$

$$q(t) = \vec{i}(t) \wedge \vec{u}(t) \quad (4.2)$$

En las ecuaciones 4.1 y 4.2, el operador \bullet es el producto punto, y \wedge denota el producto exterior, el cual es una antisimetrización del producto diádico que a su vez se simboliza con el operador \otimes , de forma tal que la ecuación 4.2 puede ser reescrita como en 4.3.

$$q(t) = \vec{i}(t) \wedge \vec{u}(t) = (\vec{i} \otimes \vec{u}) - (\vec{u} \otimes \vec{i}) \quad (4.3)$$

Por otro lado, la componente activa de la corriente se define en 4.4.

$$\vec{i}_p = \frac{p(t)}{\vec{u}^T \vec{u}} \vec{u} = \frac{(u_1 i_1 + u_2 i_2 + \dots + u_n i_n)}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La corriente total demandada por la carga está definida como 4.5.

$$\begin{aligned} \vec{i} &= \frac{(\vec{i} \otimes \vec{u})}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} = \frac{[(\vec{u} \otimes \vec{i}) + (\vec{i} \otimes \vec{u}) - (\vec{u} \otimes \vec{i})]}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} \\ &= \frac{(\vec{u} \otimes \vec{i})}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} + \frac{[(\vec{i} \otimes \vec{u}) - (\vec{u} \otimes \vec{i})]}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} \\ &= \frac{(\vec{u} \otimes \vec{i})}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} + \frac{(\vec{i} \wedge \vec{u})}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} = \frac{p(t)}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} + \frac{q(t)}{\vec{u} \bullet \vec{u}} \vec{u} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Dando como resultado final, que la corriente puede ser descompuesta en dos componentes, una componente activa y una componente imaginaria como en la ecuación 4.6.

$$\vec{i} = \vec{i}_p + \vec{i}_q \quad (4.6)$$

A partir de esta formulación, se propone la estimación de la referencia de corriente para compensadores paralelo denominada *cancelación perfecta de armónicos* ("PHC" por sus siglas en inglés) dada por la ecuación 4.7.

$$\vec{i}_{ref} = \vec{i} - \vec{i}_{p-f}^+ \quad (4.7)$$

En 4.7, \vec{i}_{p-f}^+ es el vector de corriente instantáneo de frecuencia fundamental y secuencia directa, definido en la ecuación 4.8.

$$\vec{i}_{p-f}^+ = \frac{tr(\bar{\varphi}_{ij})}{\frac{1}{T} \int_T (\vec{v}_f^+ \bullet \vec{v}_f^+)} \vec{v}_f^+ \quad (4.8)$$

En [85, 86], se define $\bar{\varphi}_{ij}$ como el promedio del tensor instantáneo de potencia, donde $\varphi = \vec{v} \otimes \vec{i}$

4.1.1 Formulación generalizada de la potencia aplicada al iUPQC

La formulación anterior de la potencia generalizada utiliza las medidas de la tensión de la fuente y la corriente de la carga para generar la referencia de corriente del compensador paralelo. El cálculo de la tensión de frecuencia fundamental y secuencia directa \vec{v}_f^+ , se realiza a partir de la transformación de Fortescue para definir la componente de secuencia directa, como se muestra en la ecuación 4.9.

$$v^+ = \frac{1}{n} \left(v_1 + \frac{v_2}{a} + \frac{v_3}{a^2} + \dots + \frac{v_n}{a^{n-1}} \right) \quad (4.9)$$

En la ecuación 4.9 el operador $a = e^{\frac{j2\pi}{n}}$. A partir de v^+ , el cálculo de la frecuencia fundamental se realiza por medio de la transformada de Fourier.

Si se analiza esta formulación matemática para la compensación PHC, se encuentra que esta es insuficiente para la compensación de corriente en el caso de huecos o elevaciones de tensión.

Para verificar lo anterior, se puede suponer la existencia de un factor k , el cual para el caso estable de tensión de alimentación será $k = 1$, pero en el caso de un hueco o una elevación de tensión, $k < 1$ o $k > 1$ respectivamente. De esta forma, si este factor es aplicado a la tensión, la ecuación 4.8, se puede expresar como 4.10, mostrando que la corriente está afectada por el factor k .

$$\vec{i}_{p-f}^+ = k \frac{\text{tr}(\vec{\Phi}_{ij})}{\frac{1}{T} \int_T (\vec{v}_f^+ \cdot \vec{v}_f^+)} \vec{v}_f^+ \quad (4.10)$$

En este trabajo se propone que el cálculo de la secuencia directa y la componente fundamental se realice a amplitud unitaria, obteniendo así \vec{v}_{f-u}^+ que servirá como referencia tanto para el compensador de tensión, como para el cálculo de la señal de referencia de corriente.

4.1.1.1 Vector de referencia de tensión unitario

Para extraer el vector de referencia de tensión unitario, se se aplica primero la técnica del lazo de seguimiento de fase en el marco de referencia sincrónico (*Synchronous Frame phase locked loop* "SF-PLL") para determinar la fase de la componente fundamental de la fase a de la tensión de la fuente de alimentación.

Un lazo de seguimiento de fase es un algoritmo comúnmente usado en comunicaciones para sincronizar señales que varían en el tiempo. la estructura básica de un PLL se ilustra en la figura 4.1, donde la diferencia entre el ángulo de fase y la entrada es medida por el *detector de fase*, esta diferencia o error pasa por el *filtro de lazo* que actúa como regulador y finalmente alimenta al *oscilador controlado por tensión* "VCO".

En sistemas trifásicos el SF-PLL es uno de los métodos de sincronización más usados [87]. En la figura 4.2 se ilustra el diagrama de bloques de esta estrategia de seguimiento de fase. En esta técnica, el ángulo de fase es detectado por medio de la sincronización en coordenadas $d - q$.

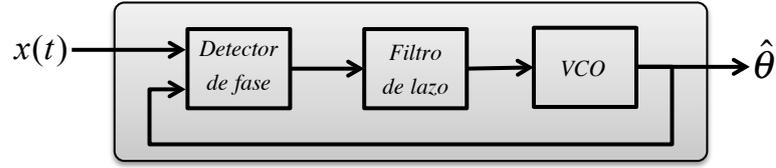


Figura 4.1: Lazo de seguimiento de fase "PLL".

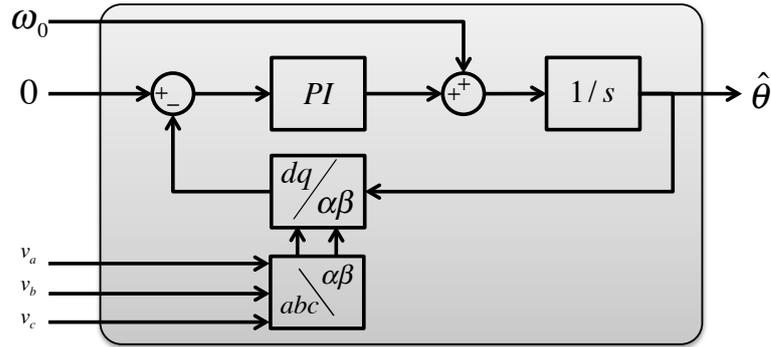


Figura 4.2: Lazo de seguimiento de fase en marco de referencia sincrónico "SF-PLL".

El ángulo $\hat{\theta}$, detectado por el SF-PLL se encuentra en fase con la componente fundamental de v_a , sin el efecto producido por la distorsión armónica que el vector de tensión instantáneo pueda tener. Es de anotar también que al ser una magnitud angular, no puede estar afectada por la amplitud del vector instantáneo de tensión, sea que este este desequilibrado, o que todas las fases estén multiplicadas por el factor k . A partir de este ángulo se puede generar las tres fases del vector $\vec{v}_{f_u}^+$ en la amplitud requerida por medio de la ecuación 4.11, donde V_{RMS_ref} es el valor de tensión eficaz que requiere el sistema.

$$\begin{aligned} v_{f_u_a}^+ &= \sqrt{2} V_{RMS_ref} \sin(\hat{\theta}) \\ v_{f_u_b}^+ &= \sqrt{2} V_{RMS_ref} \sin(\hat{\theta} - 120) \\ v_{f_u_c}^+ &= \sqrt{2} V_{RMS_ref} \sin(\hat{\theta} + 120) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Las expresiones dadas en la ecuación 4.11 son la referencia de tensión que se busca para el iUPQC, a partir de esta expresión, la ecuación 4.10 puede ser formulada como en la ecuación 4.12.

$$\vec{i}_{p_f_u}^+ = \frac{\mathbb{P}}{\mathbb{U}^2} \vec{v}_{f_u}^+ \quad (4.12)$$

En la ecuación 4.12, \mathbb{U} es la norma promedio del vector instantáneo de tensión fundamental y \mathbb{P} es definida como la potencia activa promedio a tensión fundamental, y esta dada por la ecuación 4.13.

$$\mathbb{P} = \vec{v}_{f-u}^+ \bullet \vec{i} \quad (4.13)$$

El vector \vec{i}_{p-f-u}^+ expresa las tres referencias de corriente para el compensador unificado dual, de esta forma, el algoritmo para la estimación de las referencias de tensión y corriente del iUPQC queda completamente desarrollado en el esquema de la figura 4.3. La aplicación de este algoritmo de compensación modificado para funcionar en un acondicionador unificado en topología simple, fue presentado en [88].

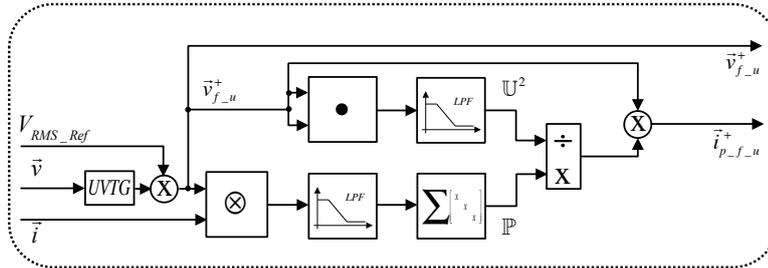


Figura 4.3: Algoritmo de estimación de referencia para el iUPQC.

En las figuras 4.4 y 4.5 se muestran los resultados de aplicar el algoritmo de estimación de referencia a formas de onda trifásicas de tensión y corriente.

En la figura 5.12(a) se muestra la tensión de entrada al algoritmo, compuesta por un sistema trifásico altamente distorsionado y desbalanceado, además en los intervalos de tiempo [0.05s – 0.1s] y [0.15s – 0.2s] se generan en las formas de onda un hueco y una elevación de tensión respectivamente, se evalúa también el valor RMS de la fase α para observar el porcentaje de caída y elevación que se está simulando. La figura 5.12(b) presenta la tensión de referencia para el iUPQC generada por el algoritmo de estimación, estas formas de onda están libres de contaminación armónica y balanceadas, además los efectos de los cambios en la amplitud de tensión son eliminados.

En la figura 4.5 se presentan los resultados del algoritmo para el caso de las formas de onda de corriente, se puede hacer un análisis similar al realizado para las formas de onda de tensión, pero en este caso, además de eliminar los efectos de la distorsión armónica y el desequilibrio de la carga, causante de las indeseadas corrientes de neutro, también se corrige el fenómeno del desplazamiento o desfase entre las formas de onda de tensión y corriente, causante de bajos factores de potencia, penalizados por los operadores de red en Colombia ¹.

La figura 4.6 muestra la evolución en el tiempo de la potencia reactiva que cuantifica el factor de potencia en el sistema. La forma de onda $q(t)_{compensado}$ ilustra que para las formas de onda de tensión y corriente compensadas por el algoritmo, el valor de la potencia reactiva es nulo, mientras que para el caso no compensado el factor de potencia afecta la red eléctrica.

¹Resolución CREG 097 de 2008

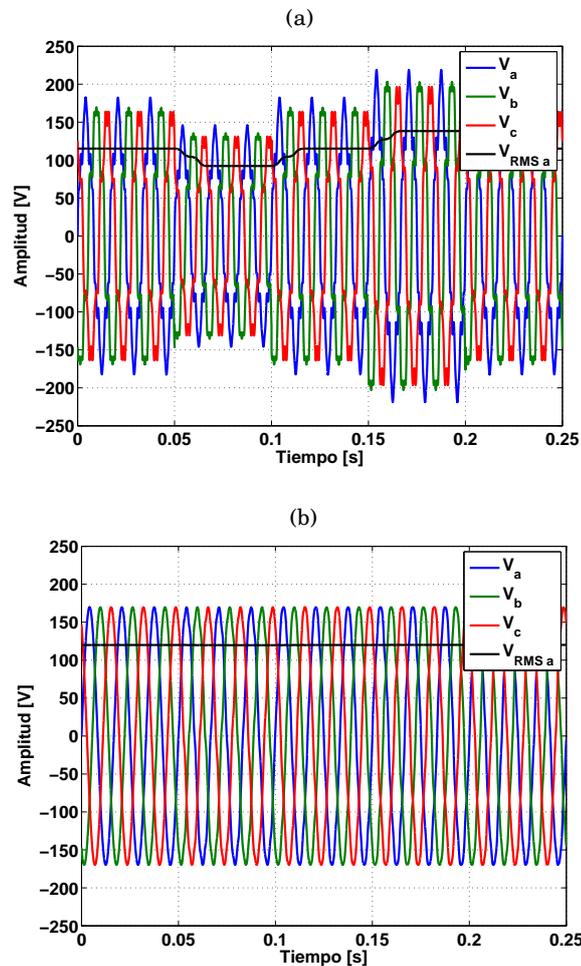


FIGURA 4.4. Extracción de tensión de secuencia directa y frecuencia fundamental. a) tensión de entrada, b) tensión de referencia.

4.2 Modulación 3D-3B-SVPWM aplicada al iUPQC

Los controladores *on-off* o controladores no lineales (controladores por banda de histéresis y controladores $\Sigma - \Delta$), son aquellos moduladores que regulan la señal y al mismo tiempo generan las funciones de conmutación de los interruptores para los dispositivos de potencia. Por otro lado, cuando el control de la señal se realiza con controladores lineales continuos o discretos, es necesario el uso de moduladores independientes que generen las funciones de conmutación de los interruptores, las técnicas de modulación más extendidas en este tipo de controladores son la modulación sinusoidal "SPWM" y la modulación por vectores espaciales "SVPWM".

En este trabajo se propone la aplicación de un modulador vectorial para un inversor trifásico de con capacitor partido denominado *3D-3B-SVPWM* (Three Dimensional Three Branches Space Vector Pulse Width Modulation) [49]. Este algoritmo ha sido aplicado a inversores trifásicos

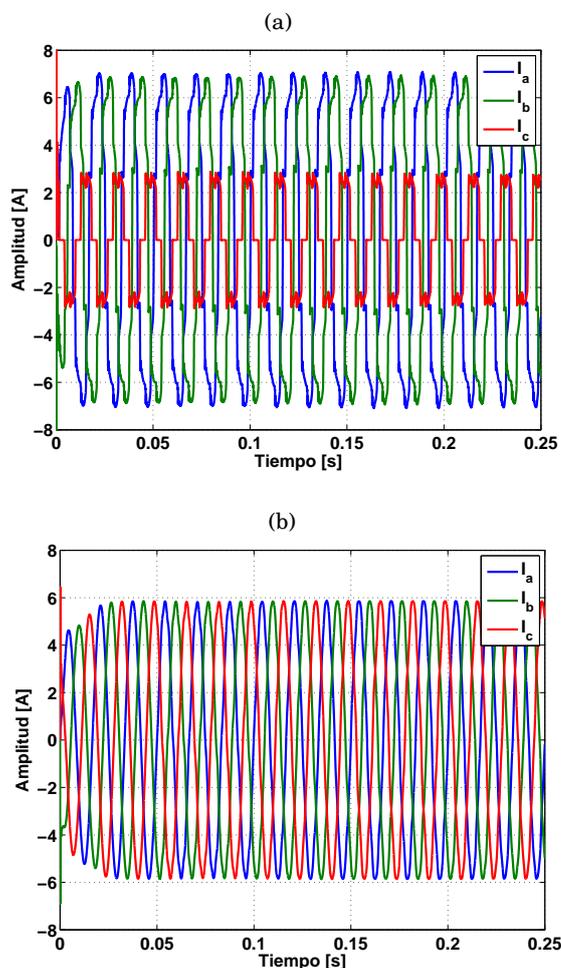


FIGURA 4.5. Extracción de corriente de secuencia directa y frecuencia fundamental. a) corriente de entrada, b) corriente de referencia.

conmutados en conexión paralelo para compensación de corriente, si embargo, la modulación SVPWM es una técnica de modulación para referencias sinusoidales, en el caso de compensadores paralelo de corriente, la referencia que debe generar el inversor es altamente distorsionada, por lo que los resultados obtenidos de la aplicación de esta técnica no tienen sentido al arrojar resultados similares a la modulación por moduladora sinusoidal SPWM.

El uso de este tipo de modulador, se justifica en que al contrario de las señales que se deben sintetizar para el control de máquinas de inducción, donde la componente 0 del marco de referencia estacionario es nula, y por lo tanto los vectores de control se encuentran en el plano $\alpha - \beta$, en las señales que debe sintetizar el compensador de corriente, puede existir la componente homopolar en el caso de compensar el desequilibrio en las tensiones del bus DC, y por lo tanto, el vector de referencia que se debe sintetizar estará en el espacio $\alpha - \beta - 0$ de tres dimensiones.

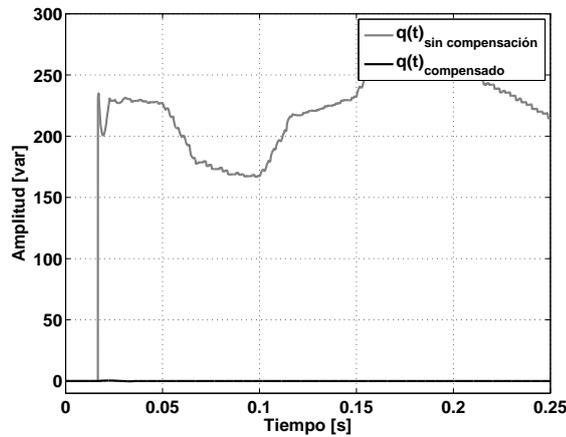


Figura 4.6: Potencia reactiva en la carga y en la fuente (antes y después de la compensación respectivamente).

Se presenta en este capítulo un nuevo algoritmo de estimación de la técnica de modulación 3D-3B-SVPWM, optimizado para su fácil implementación en sistemas digitales.

4.2.0.2 3D-3B-SVPWM aplicada al compensador paralelo en coordenadas $a - b - c$

Como ya se ha mencionado, la modulación vectorial es una técnica de modulación que se basa en la interpretación vectorial de la tensión de salida en inversores VSI, y que debido a su simplicidad se ha vuelto muy popular en el control de inversores.

Como se mostró en el capítulo 2, cada uno de los posibles estados de conmutación del inversor trifásico se pueden representar mediante tres variables lógicas que corresponden a la señal de conmutación de los interruptores superiores de las ramas, de forma tal que un 1 indica que el interruptor está cerrado, y un 0 indica que el interruptor está abierto.

Las salidas de tensión correspondientes a los ocho posibles estados de conmutación del inversor se expresan como *vectores de conmutación* (\vec{V}_0 a \vec{V}_7). en la tabla 4.1, se muestran los valores normalizados a la tensión DC total del inversor de la figura 4.7, en coordenadas naturales $a - b - c$

Table 4.1: Valores de salida de tensión del inversor para cada uno de los vectores de conmutación

	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7
	000	100	110	010	011	001	101	111
V_a	-0.5	0.5	0.5	-0.5	-0.5	-0.5	0.5	0.5
V_b	-0.5	-0.5	0.5	0.5	0.5	-0.5	-0.5	0.5
V_c	-0.5	-0.5	-0.5	-0.5	0.5	0.5	0.5	0.5

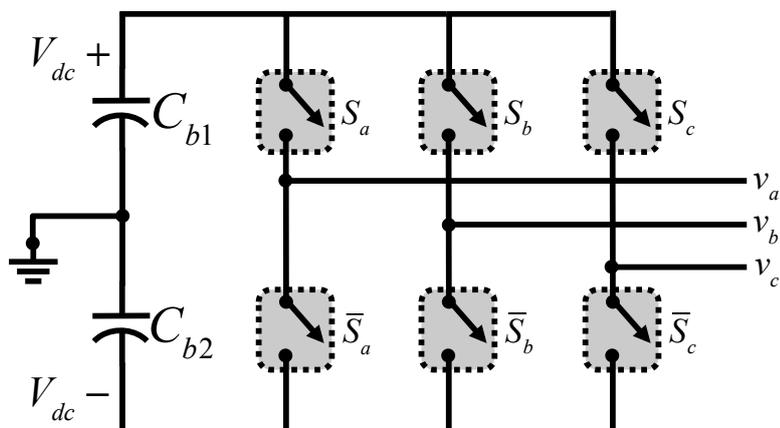


Figura 4.7: Inversor de tres ramas y capacitor partido "TLSC".

Los vectores de conmutación representados en el espacio $a-b-c$ forman un poliedro definido por los extremos de los 8 vectores de conmutación como se observa en la figura 4.8(a). En las siguientes secciones de este capítulo, la representación de los vectores en el espacio se realizará rotando los ejes de referencia de forma tal que los vectores \vec{V}_7 y \vec{V}_0 coincidan con el eje z del sistema de coordenadas cartesianas como se observa en la figura 4.8(b). En esta forma de representación, los vectores de conmutación \vec{V}_7 y \vec{V}_0 por su naturaleza homopolar, coinciden también con el eje 0 del sistema de coordenadas de Clarke o $\alpha-\beta-0$.

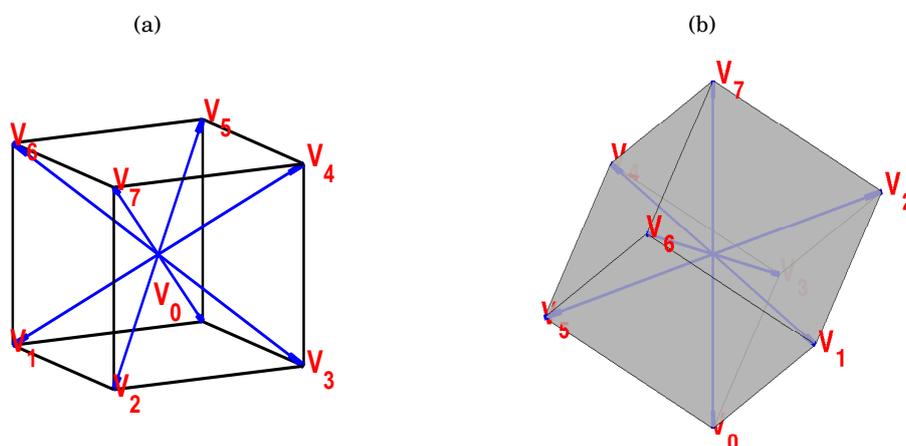


FIGURA 4.8. Distribución espacial de los vectores de conmutación. a) distribución espacial, b) rotación de los ejes de referencia.

A partir de los vectores de conmutación vistos en la figura 4.11, se observa que estos son los únicos vectores que el inversor de la figura 4.7 puede generar, de esta forma, cualquier otro vector que se quiera generar, como el vector de tensión $\vec{v}_{f_u}^+$ se logra por combinación de estos 8 vectores.

Una forma de obtener un vector cualquiera de referencia es por medio de la combinación lineal de 3 de los vectores de conmutación [49, 89]. El vector de conmutación puede ser cualquiera que se encuentre dentro del poliedro de la figura 4.8(b) definido por los ocho vectores de conmutación.

Para determinar los vectores de conmutación a utilizar en la generación de un vector determinado que este dentro del volumen, primero se determina los vectores adyacentes al mismo, para esto, se puede dividir el sistema en 6 sectores, representados por las proyecciones de los vectores sobre un plano perpendicular a los vectores \vec{V}_7 y \vec{V}_0 , como se observa en la figura 4.9.

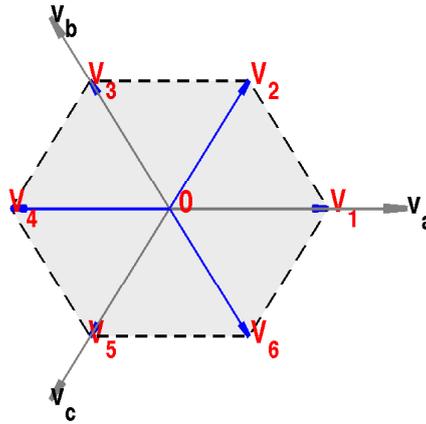


Figura 4.9: Proyección de los vectores generadores sobre un plano perpendicular a \vec{V}_7 y \vec{V}_0 .

En la figura 4.9 el sector uno es el polígono $\overline{OV_1V_2}$, el sector 2 es $\overline{OV_2V_3}$ y así respectivamente. Para un vector de referencia cualquiera $\vec{v}_{f-u}^+ = [V_a V_b V_c]$, se puede determinar el sector donde se encuentra el vector de referencia a partir del algoritmo de la figura 4.10.

El otro vector de conmutación será uno de los dos vectores restantes \vec{V}_7 o \vec{V}_0 según como se encuentre respecto al plano formado por los dos vectores adyacentes el vector de referencia. En la figura 4.11 se ilustran los tres planos correspondientes para los seis sectores, un plano por cada dos sectores. Como ejemplo ilustrativo, el plano formado por los vectores $V_1V_2V_4V_5$ sirve para determinar el vector a utilizar cuando el vector referencia se encuentra en los sectores 1 o 4.

Para definir la posición relativa del vector referencia respecto al plano definido por los vectores adyacentes se realiza el producto escalar entre el vector referencia y la ecuación del plano en cada sector. Las ecuaciones para cada uno de los planos son las presentadas en la ecuación 4.14.

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2}\hat{a} + 0\hat{b} + \frac{1}{2}\hat{c} & \text{ plano } V_1V_2V_4V_5 \\
 0\hat{a} + \frac{1}{2}\hat{b} + \frac{1}{2}\hat{c} & \text{ plano } V_2V_3V_5V_6 \\
 0\hat{a} + 0\hat{b} - \frac{1}{2}\hat{c} & \text{ plano } V_1V_3V_4V_6
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

El signo del producto punto entre el vector de referencia y la ecuación del plano correspondiente indica la situación relativa del vector de referencia con respecto al plano. La definición de los planos garantiza que el vector referencia nunca va a estar perpendicular al

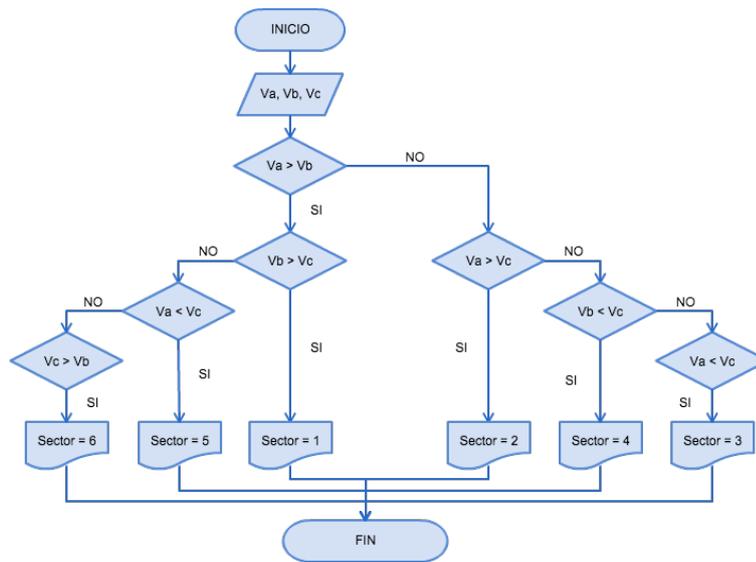


Figura 4.10: Algoritmo para determinar el sector de ubicación del vector de referencia.

(a) Plano para los sectores 1 y 4 (b) Plano para los sectores 2 y 5 (c) Plano para los sectores 3 y 6

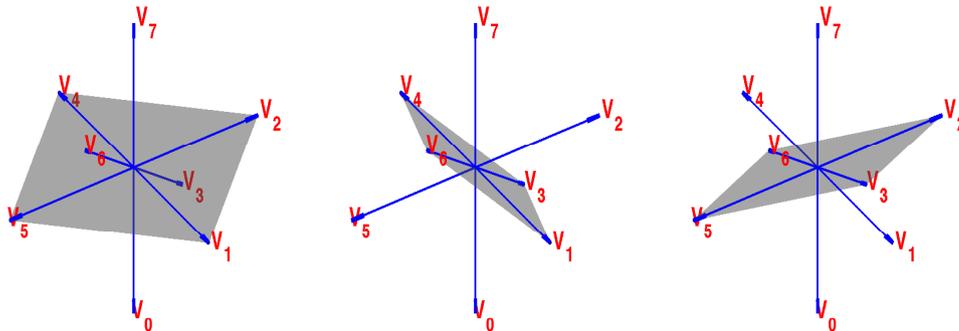


FIGURA 4.11. el de la figura.

plano específico de cada sector, por lo que el producto punto nunca será nulo y siempre se podrá determinar el signo.

Luego de definidos los tres vectores de conmutación a utilizar, se deben calcular los ciclos de aplicación de los mismos a partir de las proyecciones del vector de referencia sobre los vectores de conmutación.

Los tiempos de aplicación de cada vector en un periodo de conmutación T_s se calculan con las ecuaciones 4.15, 4.16 y 4.17, donde d_x , d_{x+1} y d_y son los ciclos útiles de aplicación de cada uno de los vectores.

$$t_{V_x} = T_s d_x \quad (4.15)$$

$$t_{V_{x+1}} = T_s d_{x+1} \quad (4.16)$$

$$t_{V_y} = T_s d_y \quad (4.17)$$

La ecuación 4.18 permite el cálculo de los ciclos de aplicación de cada uno de los vectores en un periodo de conmutación T_s . En esta ecuación x representa el sector donde se proyecta el vector de referencia, mientras que y representa el vector de conmutación hómopolar que se está utilizando según la condición de ubicación relativa \bar{V}_0 o \bar{V}_7 . De esta forma se tienen doce matrices de selección M_{xy} , dos por cada sector.

$$\begin{bmatrix} d_x \\ d_{x+1} \\ d_y \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{DC}} M_{xy} V^T \quad (4.18)$$

La matriz M se obtiene de la aplicación de los vectores de conmutación que la componen como se muestra en la ecuación 4.19.

$$M_{xy} = \begin{bmatrix} V_x^T & V_{x+1}^T & V_y^T \end{bmatrix}^{-1} \quad (4.19)$$

A continuación se presentan las doce matrices de transformación para cada uno de los casos de aplicación en los cuales se debe definir el ciclo útil en cada periodo de conmutación.

$$\begin{array}{l} M_{10} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ M_{27} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ M_{40} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ M_{57} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ M_{17} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ M_{30} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\ M_{47} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ M_{60} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\ M_{20} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \\ M_{37} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ M_{50} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \\ M_{67} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{array}$$

Teniendo los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores, se debe definir el tiempo restante del periodo de conmutación T_s . teniendo en cuenta que $T_s - t_{nulo} = t_{V_x} + t_{V_{x+1}} + t_{V_y}$, el tiempo restante del periodo de conmutación se expresa en la ecuación 4.20.

$$t_{nulo} = T_s - (t_{V_x} + t_{V_{x+1}} + t_{V_y}) \quad (4.20)$$

El t_{nulo} se debe repartir en partes iguales para cada vector homopolar definido en la ecuación 4.17, según el que se este utilizando, para mantener la simetría en la aplicación de los pulsos como se muestra en la figura 4.12.

Luego de definir los tiempos de aplicación de los pulsos, se debe escoger el método de aplicación de los mismos. En este trabajo se elige utilizar el método de aplicación de doble flanco (*double edge*) por cada periodo de conmutación dada la cancelación de armónicos de la frecuencia de conmutación que esta presenta [90, 91]. En la figura 4.12 se ilustra esta forma de aplicación de los pulsos para cada rama del inversor. de forma general, los pulsos siempre estarán centrados en el periodo de conmutación y el tamaño de los mismos dependerá del sector donde se encuentre la proyección del vector referencia. El ciclo útil varia constantemente cada periodo de conmutación para cada una de las ramas.

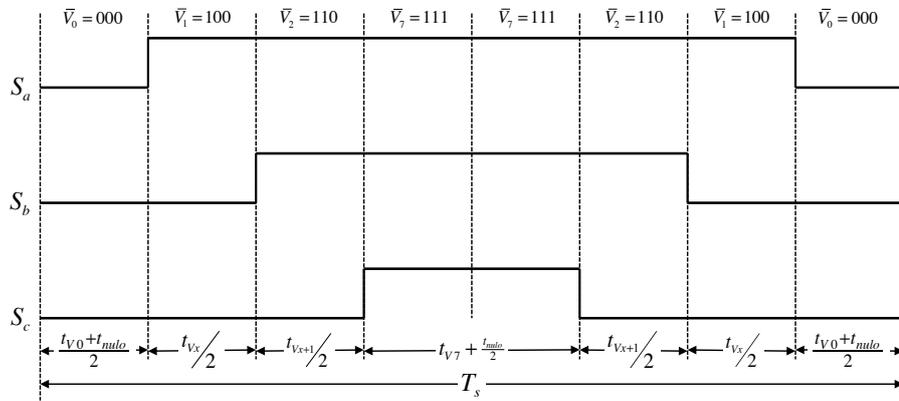


Figura 4.12: Distribución de los pulsos de conmutación para el caso particular del sector 1.

Desde el punto de vista de la utilización del bus DC del inversor, el uso de la modulación SVPWM, el cual utiliza los vectores proyectados sobre el plano $\alpha - \beta$, implica que la tensión que debe sintetizar el inversor, está por fuera del cubo que describen los vectores de conmutación como se observa en la figura 4.13(a) y 4.13(b). La zona descrita por fuera del cubo de control, se caracteriza por ser altamente no lineal [63]. En esta zona de sobremodulación, el inversor no consigue seguir el vector de referencia que se le está solicitando.

Ampliar el cubo que delimita el espacio de generación de vectores, implica el incremento del valor DC del bus de corriente continua del inversor. En la figura 4.14 se ilustra la trayectoria descrita por el vector de referencia para este caso. Como se observa, el vector que debe sintetizar el inversor, se encuentra siempre dentro del cubo, por lo que siempre podrá ser generado, pero en este caso, el valor del bus DC se ha debido incrementar un 14% aproximadamente.

Con el proceso descrito anteriormente, el uso de los vectores de conmutación \vec{V}_0 y \vec{V}_7 , permite modificar la trayectoria en el espacio delimitado por el cubo, de tal forma, que no sea necesario ampliar el cubo para generar el mismo vector de referencia, lo que implica finalmente un mejor uso del bus de DC. En la figura 4.15 se puede observar que la trayectoria que describe el vector

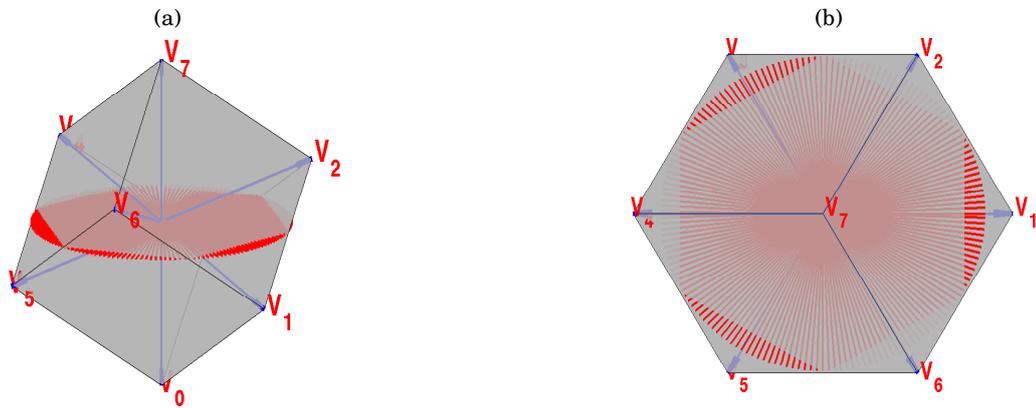


FIGURA 4.13. Trayectoria del vector de referencia en la modulación SVPWM.

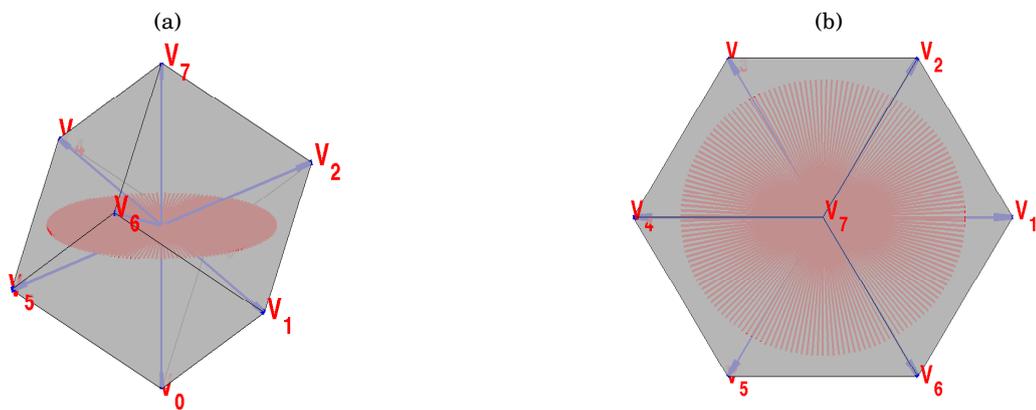


FIGURA 4.14. Trayectoria del vector de referencia en la modulación SVPWM.

referencia no está sobre el plano $\alpha - \beta$.

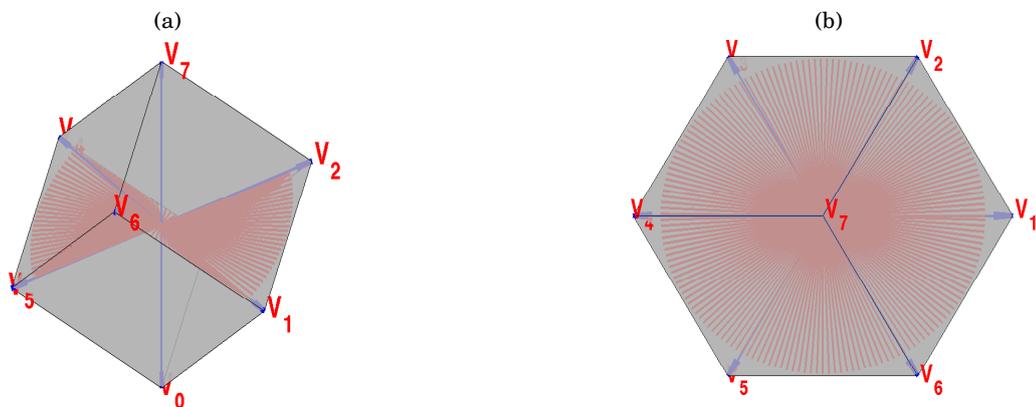


FIGURA 4.15. Trayectoria del vector de referencia en la modulación 3D-SVPWM.

MODELADO NUMÉRICO DEL IUPQC

El modelado numérico es una técnica experimentación que permite realizar la validación de hipótesis por medio de simulación de modelos en computadores para describir el comportamiento y la estructura de sistemas complejos sin la necesidad de los prototipos físicos. Según algunos autores [92, 93], la simulación "*es el proceso de implementar un modelo de un sistema real y llevar a cabo experimentos con este modelo con el fin de entender el comportamiento de sistema o de evaluar diferentes estrategias para el funcionamiento del sistema*". La simulación también se puede definir como "*la representación de la acción de algunos aspectos del mundo real por números y símbolos que pueden ser manipulados para facilitar su estudio*" [94].

En este capítulo se presenta el proceso de simulación implementado para validar los algoritmos propuestos, desarrollando por completo la etapa de diseño previa a una implementación de prototipo real.

El modelo se desarrollará en dos etapas; en la primera se desarrolla por completo el algoritmo de estimación de referencia, y se implementará el iUPQC por medio de fuentes ideales de tensión y corriente, esta primera etapa, permitirá evaluar la respuesta dinámica de estos algoritmos y realizar las primeras comparaciones.

En la segunda etapa de simulación, el iUPQC ideal, será remplazado por modelos digitales reales de inversores a electrónica de potencia que compartirán el bus DC. En esta parte se realizará la comprobación de los controladores de lazo, así como de la aplicación del modulador 3D-SVPWM al iUPQC.

5.1 Simulación ideal del iUPQC

Las técnicas de simulación con fuentes ideales han sido usadas para probar algoritmos de estimación de referencia en compensadores de potencia, en aquellos casos donde la respuesta dinámica del compensador no está siendo evaluada.

En la figura 5.1 se ilustra el algoritmo implementado en *Matlab-Simulink*® para la simulación ideal del iUPQC. En esta figura, el compensador serie se representa como tres fuentes de corriente ideales en serie con la fuente de alimentación, mientras que el compensador paralelo es implementado como tres fuentes de tensión ideales en paralelo con la carga. La carga está definida como una carga desequilibrada y generación de alta distorsión armónica en corriente. La fuente de alimentación está constituida por una fuente contaminada por armónicos y desbalanceada.

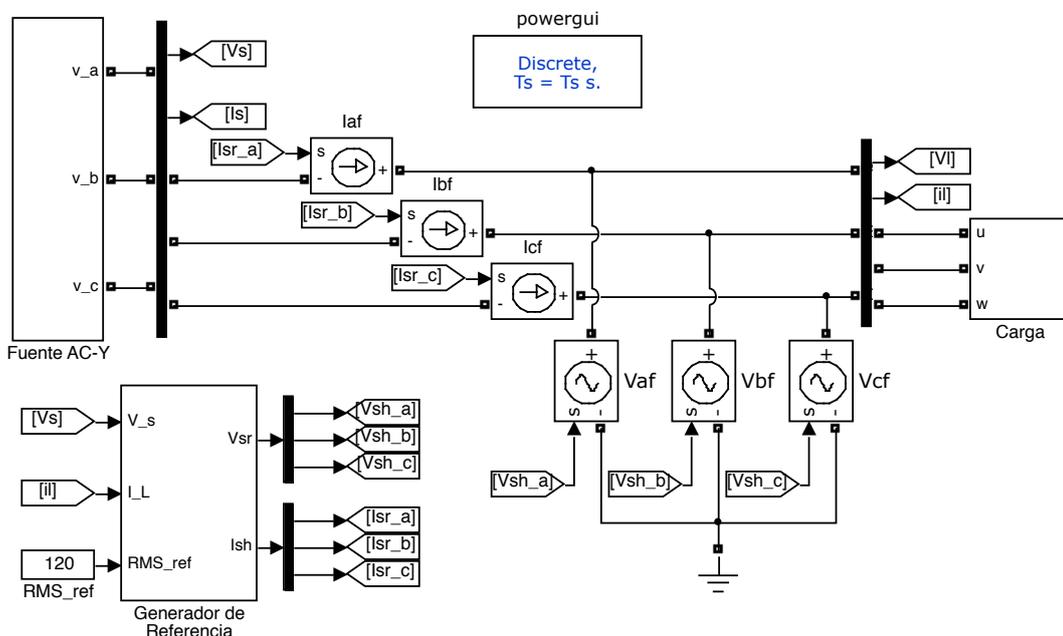


Figura 5.1: Simulación digital con fuentes ideales de tensión y corriente.

Las formas de onda de tensión antes y después de la compensación se presentan en la figura 5.2. Los resultados de compensación en tensión presentados en la figura 5.2 evalúan la capacidad del algoritmo presentado en la sección 4.1.1.1 para compensar sistemas trifásicos altamente distorsionados y con desbalance.

En la figura 5.3 son presentados los resultados de la compensación en la corriente de la fuente. Del lado de la carga (figura 5.3a) las formas de onda se encuentran distorsionadas por cargas de electrónica de potencia desequilibradas y conectadas por medio de inductores para inducir un factor de desplazamiento entre las formas de onda de tensión y corriente del lado de la carga.

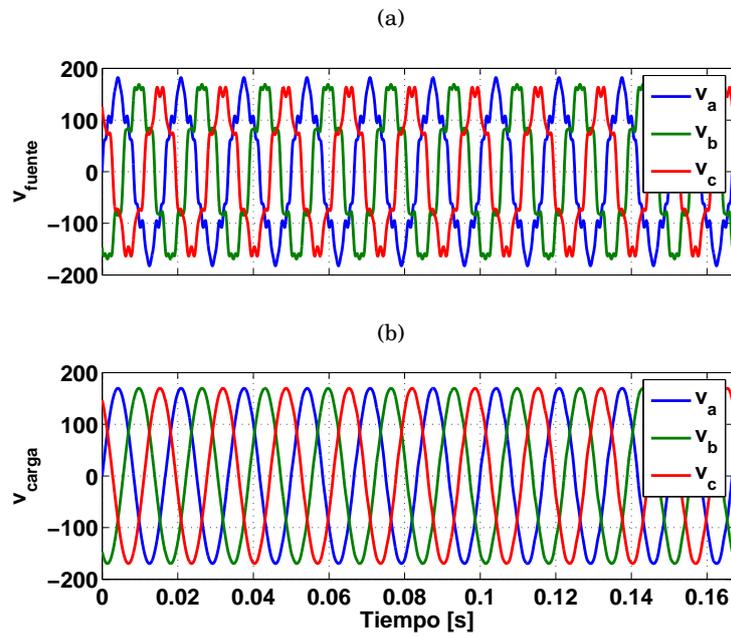


FIGURA 5.2. Formas de onda de tensión en la carga, a) antes de la compensación, b) después de la compensación.

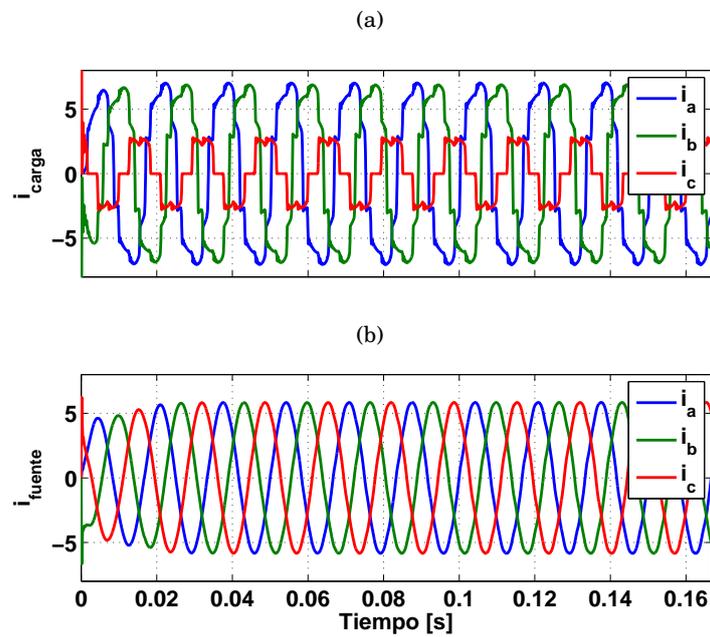


FIGURA 5.3. Formas de onda de corriente en la fuente, a) antes de la compensación, b) después de la compensación.

Luego de la compensación en la corriente, del lado de la fuente (figura 5.3b) las formas de onda resultantes están libres de contaminación armónica y en perfecto equilibrio, lo que elimina las corrientes por el neutro del sistema.

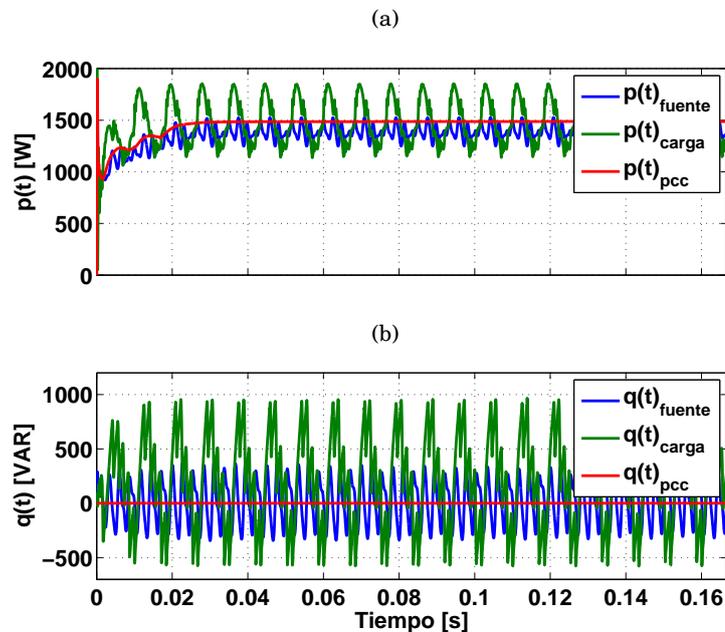


FIGURA 5.4. Formas de onda de potencia activa y reactiva en los diferentes puntos del circuito.

En la figura 5.4 se presentan las medidas de potencias activa $p(t)$ e imaginaria $q(t)$ (comúnmente denominada como potencia reactiva), en tres puntos del sistema. En trazo azul se presentan las potencia $p(t)$ y $q(t)$ del lado de la fuente, estas presentan un rizado debido a los armónicos de la fuente de alimentación (figura 5.2a), sin embargo, el valor promedio de $q(t)$ es cero, debido a que la componente fundamental de $60Hz$ de la corriente del lado de la fuente ya está en fase con la componente fundamental de la fuente de alimentación.

El trazo verde de la figura 5.4 corresponde a las potencias medidas del lado de la carga, $p(t)_{carga}$ presenta alto rizado ocasionado por los armónicos de corriente generados por la carga de electrónica de potencia (figura 5.3a) y el desequilibrio de la misma, mientras que en la forma de onda $q(t)_{carga}$ el rizado debido al alto contenido armónico de la carga, está acompañado de un valor promedio distinto de cero, debido a que en el lado de la carga existe un desfase entre las componentes fundamentales de tensión y corriente.

Finalmente en trazo rojo se presentan las potencias en el punto de conexión común (pcc), en este punto de medida, tanto la corriente de la carga como la tensión de la fuente se encuentran corregidas por el $iUPQC$, dando lugar a potencia activa constante $p(t)_{pcc}$ y a potencia imaginaria $q(t)_{pcc}$ nula, consiguiendo una compensación completa de todos fenómenos de calidad de la

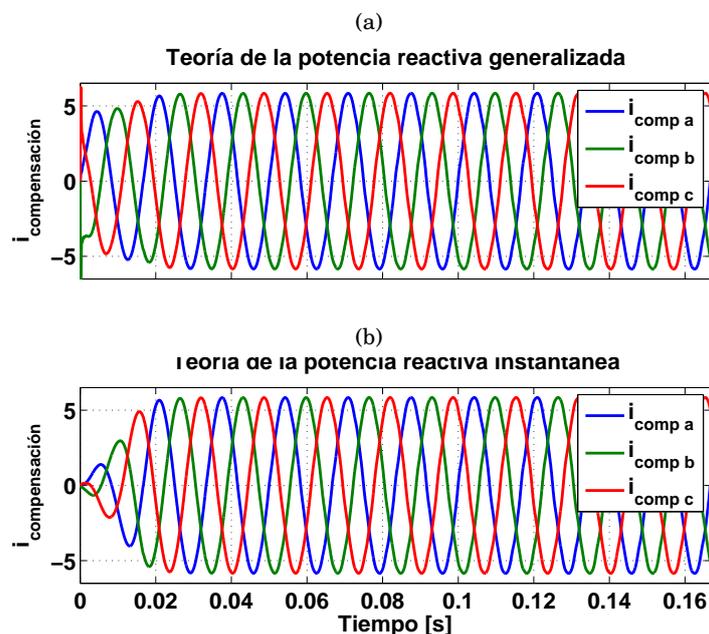


FIGURA 5.5. Comparación de la técnica de estimación de referencia de corriente de compensación.

potencia.

Para finalizar, en la figura 5.5 se presenta la comparación de las corrientes de compensación de la técnica propuesta derivada de la *teoría de la potencia reactiva generalizada*, con la técnica de estimación de referencia de la *potencia reactiva instantánea* o *teoría pq*.

La comparación presentada en la figura 5.5 ilustra la mejora realizada al algoritmo de estimación de referencia a partir del uso de la teoría de la potencia reactiva generalizada. En la referencia del algoritmo modificado (figura 5.5a), la estimación es más rápida que con el uso de la *teoría pq* (figura 5.3b). Esta mejora evita el uso de dispositivos electromecánicos de conexión antes de la estimación, requeridos en el instante en los que la estimación es nula en la teoría de la potencia reactiva instantánea.

5.2 Simulación del prototipo experimental

El modelo de simulación del prototipo del acondicionador unificado de calidad de la potencia en topología dual permite evaluar el comportamiento completo del sistema de forma más cercana a un prototipo experimental, teniendo en cuenta los dispositivos de electrónica de potencia, los elementos de conexión de los compensadores (transformadores e inductores) y los elementos de medida de tensión y de corriente. Por otro lado, en el modelo completo de simulación se deben implementar los lazos de control de tensión de la carga, corriente de la fuente, tensión del bus

DC, y tensión de desequilibrio de los capacitores del bus DC, además se debe implementar la técnica de modulación de los inversores descrita en los capítulos anteriores.

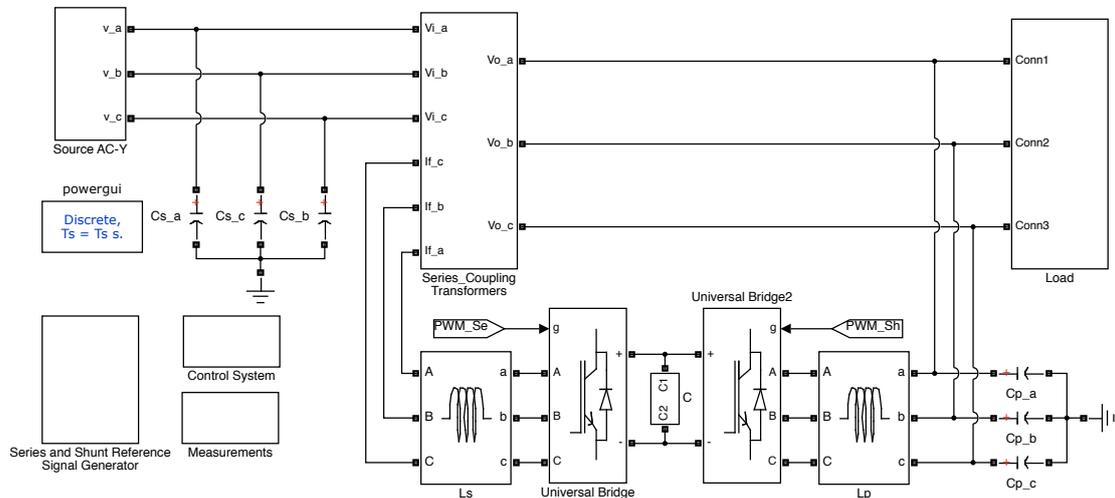


Figura 5.6: Algoritmo de simulación del prototipo experimental.

La figura 5.6 ilustra el algoritmo de simulación implementado. En esta figura se distinguen los principales bloques del sistema eléctrico compuesto por la fuente y la carga y los bloques del acondicionador de potencia en topología dual, compuesto por los inversores conectados al bus DC común, los dispositivos de conexión al sistema, el bloque de cálculo de señales de referencia, y el bloque de control. El detalle de cada uno de los bloques y cálculo de los valores se incluirá en los apéndices de este documento.

5.2.1 Resultados de compensación en tensión

Al igual que para el algoritmo de simulación ideal, la fuente de alimentación está compuesta por una fuente trifásica, desbalanceada y contaminada por armónicos, en determinado tiempo durante la simulación se genera en la fuente de alimentación un hueco de tensión de 10% en las tres fases para verificar la capacidad del compensador de responder a este tipo de eventos transitorios en el sistema.

Los resultados de compensación en la tensión de la carga son presentados en la figura 5.7. En 5.7a las formas de onda de la fuente de alimentación muestran distorsión armónica y desbalance, en el tiempo $t = 166ms$, se genera el hueco de tensión.

En 5.7b y 5.7c se ilustran las formas de onda de tensión de la carga y de tensión de referencia respectivamente. La referencia es generada por el bloque de *Series and Shunt Reference Signal Generator* de la figura 5.6, mientras que la tensión de la carga es generada por el inversor en conexión paralelo a partir del controlador de tensión que actúa a partir del error de tensión

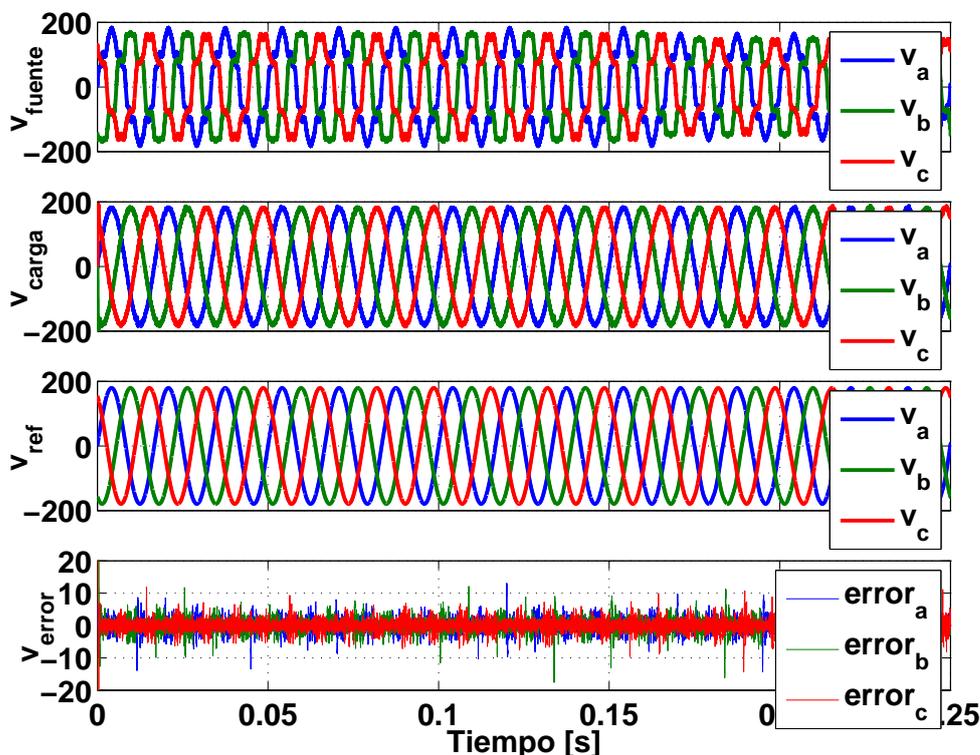


Figura 5.7: Formas de onda de tensión medidas en los diferentes puntos del sistema.

5.7d. En la forma de onda de tensión de la carga se observa como el algoritmo puede seguir la referencia con un error menor al 5% aun durante el hueco de tensión

El detalle de las formas de onda antes y después de la compensación se ilustra en la figura 5.8. al observar la ampliación de las ondas, donde se ha hecho un acercamiento a uno de los semiciclos positivos, se observa que excepto por un pequeño rizado en la forma de onda v_{carga} dado por la conmutación de los inversores, el error entre esta y la referencia es muy pequeño, logrando así un buen desempeño del compensador en la tensión.

El análisis de frecuencia en las formas de onda de tensión de la fuente y de la carga, antes y después de la compensación respectivamente (figura 5.9), ilustra la mejora en el índice de distorsión armónica THD_v en porcentaje luego de la acción del compensador de tensión, pasando de un valor antes de la compensación de 14.97% a 1.43% luego de la compensación. Este valor de THD_v se encuentra muy por debajo del valor máximo permitido por la norma *IEC 1000* del 8%, Para el caso de la norma *IEEE 519-1992*, el valor máximo permitido de distorsión armónica total para tensiones nominales inferiores a $69kV$ es del 5% [41]. Aunque este último valor está cercano al valor obtenido de distorsión luego de la compensación, se debe tener en cuenta que el valor calculado en la figura 5.9 tiene en cuenta los armónicos desde 0 hasta $350(0Hz - 21kHz)$ en caso de Colombia), que incluye la frecuencia de conmutación ($20kHz$), mientras que la norma

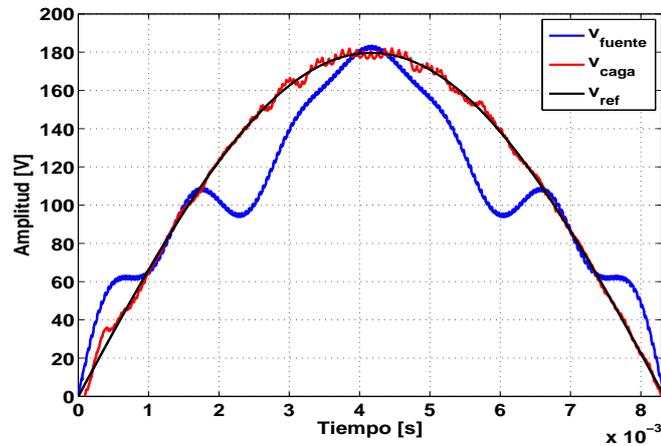


Figura 5.8: Detalle de las formas de onda en los diferentes puntos del sistema.

IEEE solo pide medir hasta el armónico 50 ($3kHz$), caso para el cual el valor del $THD_v = 1.24\%$.

La frecuencia de conmutación afecta poco a la tensión por la acción del filtro capacitivo C_s ubicado en el punto de conexión común. Este atenúa la alta frecuencia que se encuentra en la señal proveniente del inversor paralelo.

5.2.2 Resultados de compensación en corriente

La carga de prueba para verificar la capacidad de compensación, está compuesta por un sistema de electrónica de potencia que genera una alta contaminación armónica en corriente, además cuenta con control de ángulo para desfazar la componente fundamental de la corriente de forma controlada con respecto a la componente fundamental de la forma de onda de tensión, generando así control sobre el factor de potencia por desplazamiento.

Los resultados de compensación en corriente se observan en la figura 5.10, en 5.10b se ilustra la corriente de la carga, altamente contaminada por armónicos y con un desfase de 30° con respecto a la frecuencia fundamental de la tensión, actuando así como una carga inductiva no lineal.

En la figura 5.10c y 5.10a se ilustran las formas de onda de referencia y de la fuente respectivamente. Finalmente en 5.10c se presenta el error de corriente dado por la referencia y la medida.

Como se puede observar en la figura 5.10c, el error de corriente es menor al 5% excepto por pequeños picos que se presentan debido a la frecuencia de conmutación. El detalle de la compensación en corriente se puede apreciar mejor en las formas de onda de la figura 5.11, donde se ha realizado un acercamiento a medio periodo de las ondas.

En la figura 5.11, el trazo azul corresponde a la corriente demandada por la carga, se puede apreciar su no linealidad típica de un puente inversor trifásico no controlado, además de un desfase con respecto a la tensión de la fuente. Los trazos negro y rojo corresponden a

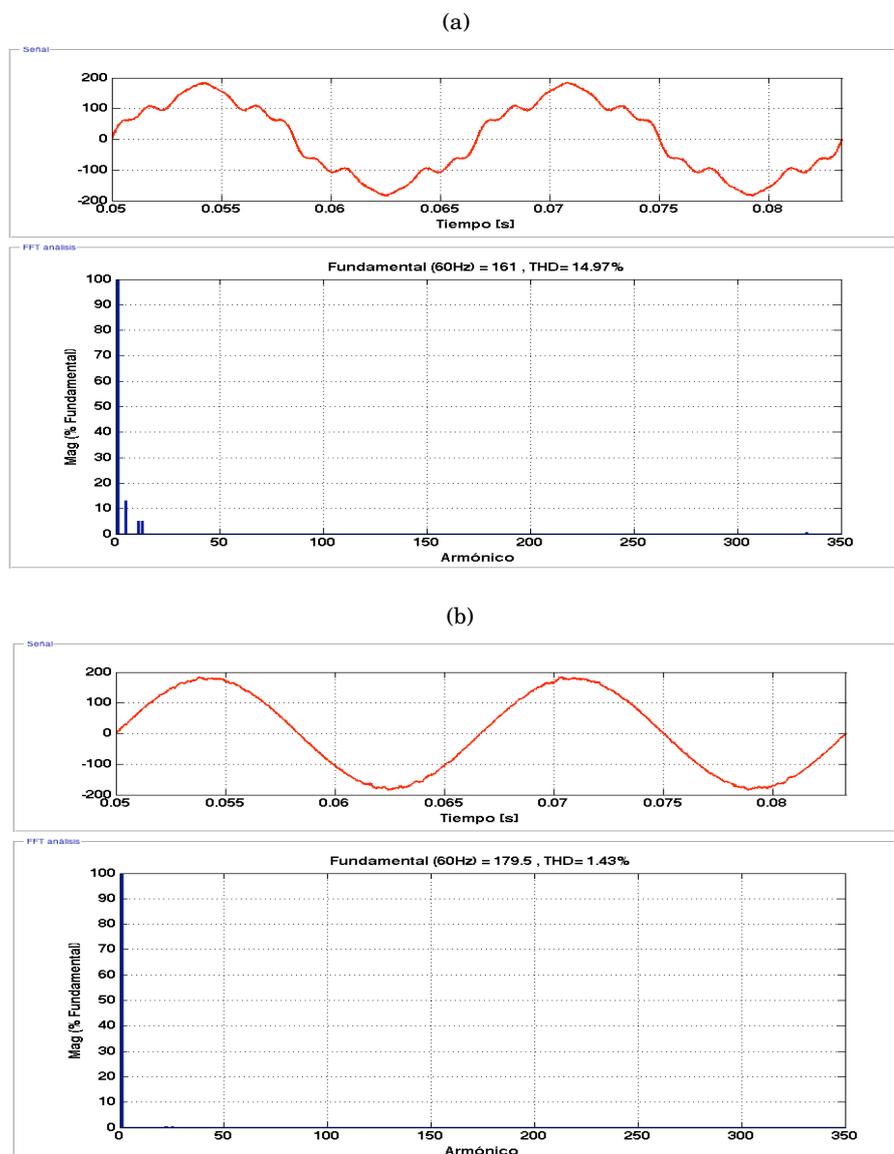


FIGURA 5.9. Análisis en frecuencia de las formas de onda de tensión, a) antes de la compensación, b) después de la compensación.

la corriente de referencia y la corriente de la fuente (ya compensada) respectivamente. En la corriente compensada se observa una alta frecuencia sobre la fundamental que corresponde a la conmutación propia del inversor, esta se encuentra atenuada por la acción de la bobina de acople y las impedancias propias del transformador de conexión serie, pero principalmente por la técnica de modulación empleada como se observará posteriormente.

Para concluir los resultados de compensación en corriente, se presenta en la figura 5.12 el análisis en frecuencia de las formas de onda en la carga y en la fuente respectivamente (antes y después de la compensación). como se puede apreciar, la distorsión armónica total en corriente

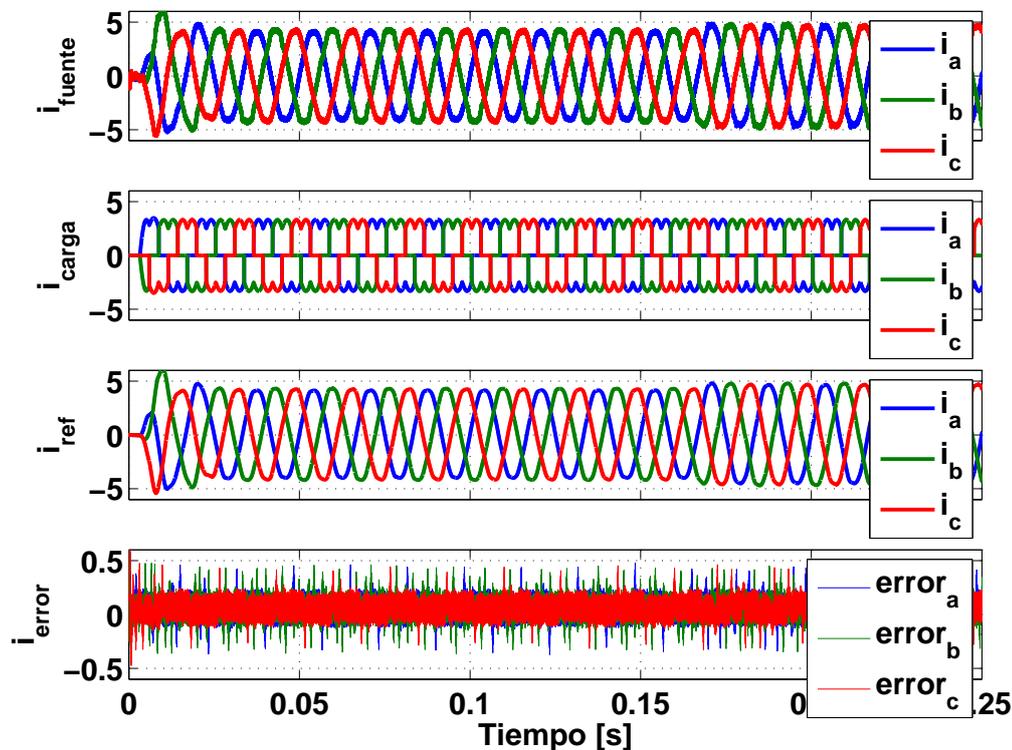


Figura 5.10: Formas de onda de corriente medidas en los diferentes puntos del sistema.

$THDi$ pasa de un valor de 30.94% (figura 5.12a) a 3.37% teniendo en cuenta la frecuencia de conmutación de $20kHz$, si sólo se tiene en cuenta hasta el armónico 50 ($3kHz$), el valor de $THDi = 2.50\%$, lo cual es la mitad del valor máximo recomendado por la norma *IEEE 519*.

5.2.3 Análisis de potencia

Aunque la compensación de sistemas eléctricos está enfocada actualmente a la compensación de las formas de onda, desde el punto de calidad de potencia, un análisis más minucioso de la efectividad de un sistema de compensación se debe realizar desde el punto de vista de las potencias activa e imaginaria (o reactiva). El análisis de potencias en la simulación del prototipo experimental, además de permitir cuantificar los índices de calidad, también permite evaluar el desempeño del compensador como carga del sistema al ser un dispositivo que consume potencia activa para su funcionamiento.

En la figura 5.13 se ilustra el comportamiento en el tiempo de las potencia $p(t)$ y $q(t)$ en la fuente (trazo azul), en la carga (trazo verde) y en el punto de conexión común pcc (trazo rojo).

Desde el punto de vista de calidad de la potencia, es importante que la potencia activa en el lado de la fuente $p(t)_{fuente}$ contenga las menores oscilaciones posibles y que la potencia $q(t)_{fuente}$ sea nula, de esta forma la fuente estaría alimentando una carga lineal y equilibrada, además de

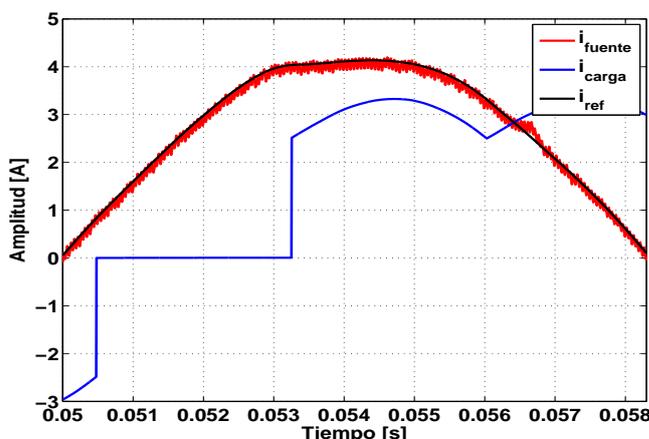


Figura 5.11: Detalle de las formas de onda de corriente en los diferentes puntos del sistema.

resistiva pura respectivamente, sin embargo, para el caso de la compensación, esta condición sólo se puede cumplir en el punto de conexión común (trazo rojo en la figura 5.13), y no completamente del lado de la fuente (trazo azul), debido a la naturaleza desbalanceada y no lineal de la fuente de alimentación.

5.2.4 Comparación de desempeño de la técnica de modulación 3D-SVPWM comparada con SPWM aplicadas al iUPQC

Uno de los aportes presentados en esta tesis es la aplicación de la técnica de modulación vectorial espacial en tres dimensiones *3D-SVPWM* al acondicionador unificado de potencia dual. En este apartado, se realizará el análisis comparativo de esta técnica con respecto a la modulación sinusoidal *SPWM*. Las comparaciones se realizarán a la misma frecuencia de conmutación (20kHz) y para la misma configuración de sistema, esto permitirá analizar las ventajas de la técnica propuesta sobre la técnica clásica para sintetizar señales sinusoidales a partir de inversores de electrónica de potencia.

En la figura 5.14 se ilustra el resultado de la corriente compensada (del lado de la fuente) con ambas técnicas de modulación.

En la figura 5.14 se evidencia que en el caso de la modulación sinusoidal (trazo azul), el efecto de la conmutación es mucho mayor que para el caso de la modulación vectorial espacial en tres dimensiones. Este efecto implica diseñar filtros pasivos para eliminar esta conmutación en la red de mayor capacidad, aumentando costos en la implementación del acondicionador.

Por otro lado, la presencia de esta frecuencia a tan importante amplitud con respecto a la fundamental de la corriente genera en los controladores mayor esfuerzo de control al tener que actuar sobre señales de error con alto nivel de ruido.

En la figura 5.15 se realiza el análisis en frecuencia de la forma de onda sintetizada por

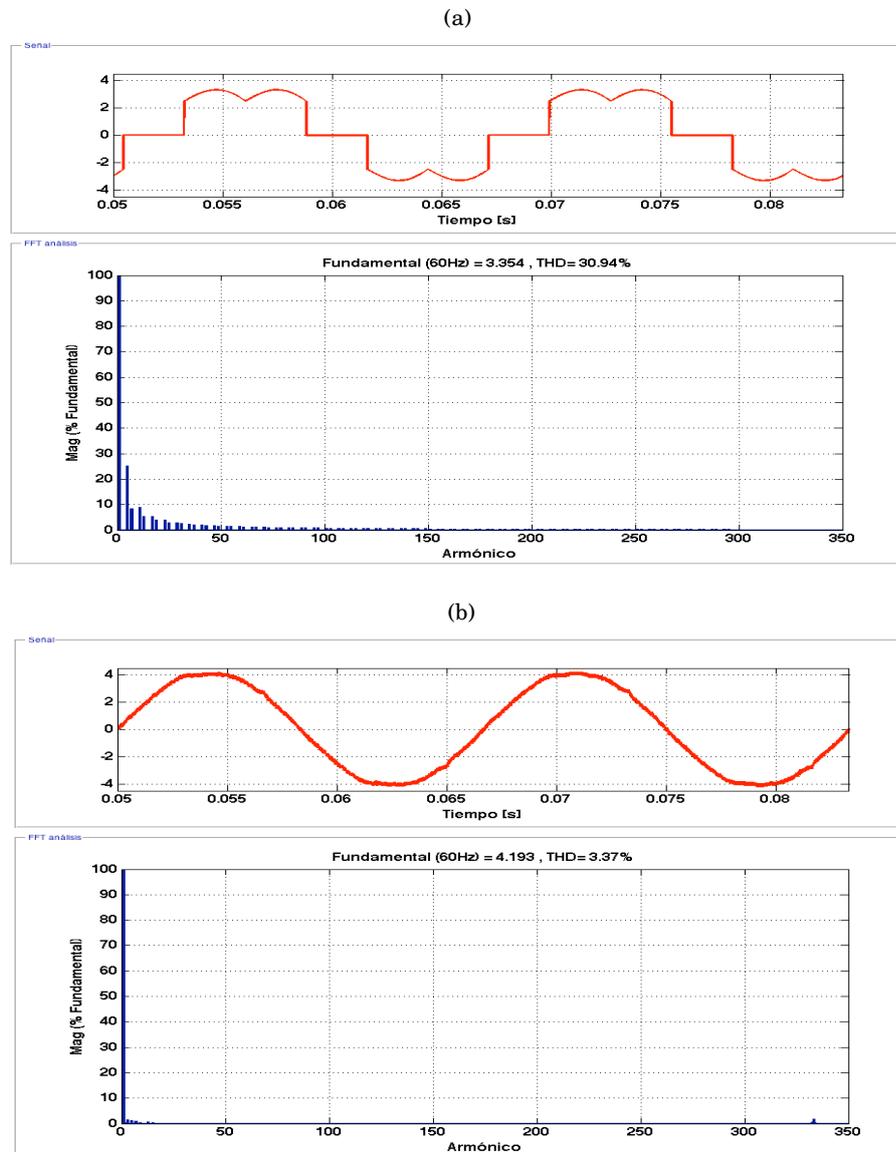


FIGURA 5.12. Análisis en frecuencia de las formas de onda de tensión, a) antes de la compensación, b) después de la compensación.

el inversor serie para la compensación de la corriente de la fuente. En este caso, el valor de $THDi$ alcanza el 15.43%, valor inaceptable desde el punto de vista de la norma *IEEE519*. Si este valor es medido sin tener en cuenta la frecuencia de conmutación (hasta $3kHz$), la acción de compensación se puede lograr con la modulación sinusoidal, alcanzando un $THDi = 3.51%$, pero como se observó en el capítulo anterior, el valor del bus DC debe ser aumentado para lograr una compensación completa. Para el caso de este prototipo, y con los eventos que se están simulando, con la modulación SPWM se requiere un valor de referencia en el bus DC de 500V, mientras que con la modulación $3D - SVPWM$ este valor pudo ser reducido a 400V con los resultados óptimos

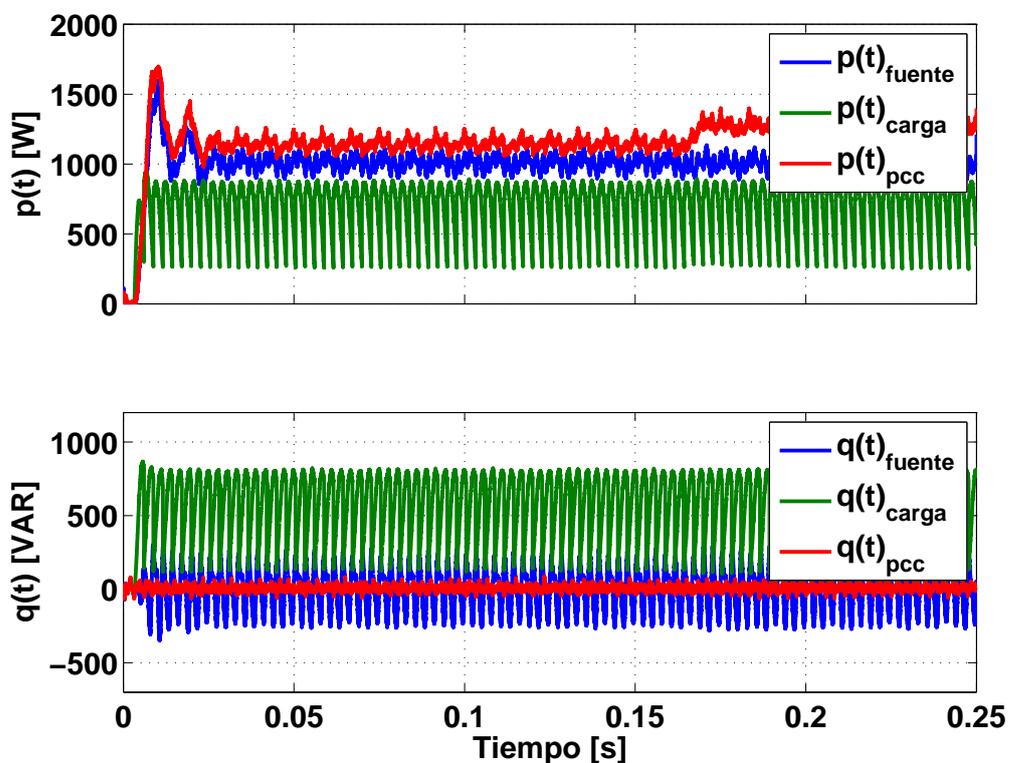


Figura 5.13: Análisis de potencia en los diferentes puntos del sistema.

que se han descrito en este capítulo.

La reducción en el valor de tensión de referencia en el bus DC permite disminuir el costo de aislamiento de elementos almacenadores de energía así como las pérdidas en los semiconductores al tener que soportar tensiones menores en circuito abierto.

5.2.5 Tensión del bus DC

La figura 5.16 muestra la evolución de la tensión del bus DC del acondicionador unificado de potencia. El valor de referencia de tensión que debe mantener el controlador es de 400V.

Los resultados presentados en la figura 5.16 equivalen al experimento de la figura 5.7 donde se ha simulado un hueco de tensión en el 10º ciclo de la fuente de alimentación. Durante la ocurrencia del hueco, se observa como el valor de la tensión del bus DC decrece un poco de su valor estable, recuperándose de nuevo al desaparecer el evento.

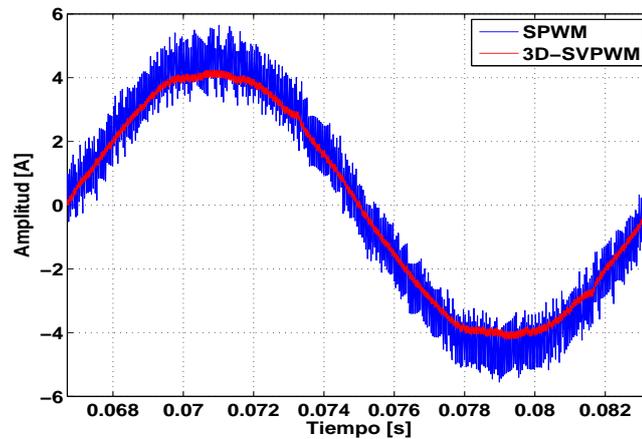


Figura 5.14: Comparación de las formas de onda sintetizadas con diferentes técnicas de modulación.

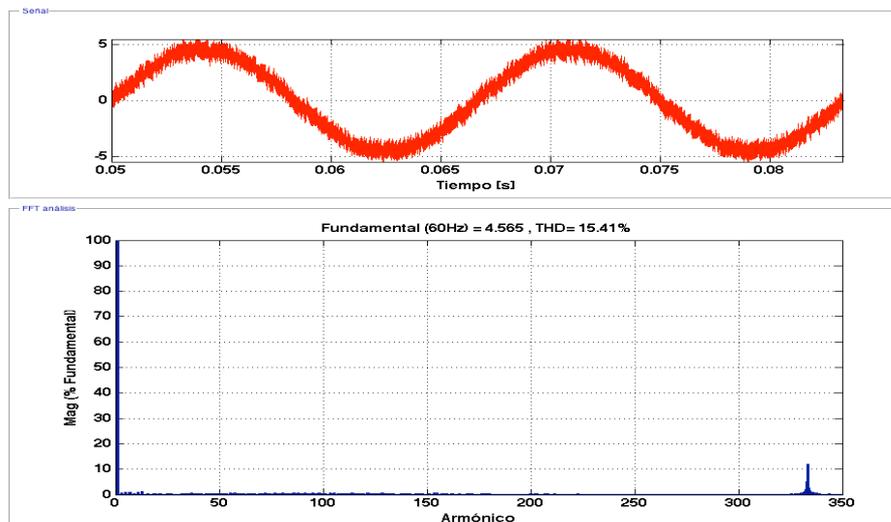


Figura 5.15: Análisis en frecuencia de la corriente con modulación sinusoidal.

5.3 Nueva perspectiva de aplicación en compensación de transitorios de tensión

Como se mencionó en capítulos anteriores, la norma *IEEE 1459* [21] establece los fenómenos electromagnéticos que pueden afectar una instalación eléctrica dentro de los que se encuentran las *perturbaciones de carácter transitorio*. Esta categoría se divide en transitorios impulsivos y oscilatorios.

Los transitorios son cambios súbitos en la condición de estado estable de la tensión, la corriente o ambos, con polaridades positivas y negativas y de frecuencia diferente a la frecuencia

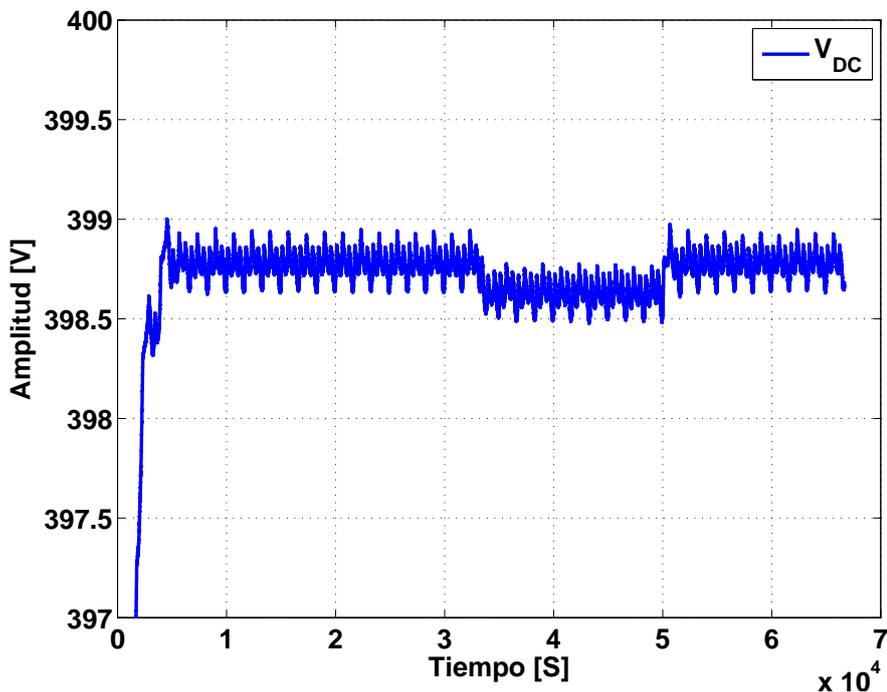


Figura 5.16: Evolución temporal de la tensión en el bus DC.

de operación del sistema. Los transitorios oscilatorios se describen por su contenido espectral, duración y magnitud [21]. Por su frecuencia se clasifican en: transitorios de alta, media y baja frecuencia.

La aparición de los transitorios o cambios súbitos en la tensión de alimentación, pueden ocurrir en los sistemas eléctricos por fallas de equipos o malas operaciones tanto a nivel residencial como a nivel industrial. Este tipo de problemas de calidad de la potencia, ha recibido especial interés en los últimos años por la proliferación de dispositivos con electrónica de estado sólido que son mucho más susceptibles a las sobretensiones [95].

Las sobretensiones ocurren en los sistemas AC de baja tensión originados principalmente por dos fuentes, la primera son los transitorios por maniobra o conmutación de circuitos y la segunda por efectos de descargas atmosféricas directas o indirectas en el sistema de potencia. Los transitorios por maniobra o conmutación pueden estar asociados a grandes perturbaciones del sistema eléctrico como la conmutación de bancos de capacitores para corrección del factor de potencia, a la desconexión de cargas importantes en el sistema eléctrico [96, 97], circuitos resonantes asociados a dispositivos conmutados y fallos en el sistema como los cortocircuitos [98, 99].

En el capítulo 1, se presentó la tabla 1.1, donde se resumían las posibles soluciones que existen actualmente a los transitorios electromagnéticos, dentro de las que se encuentran los transformadores de ultra-aislamiento y los supresores de picos. Los transformadores de

ultra-aislamiento son dispositivos voluminosos y caros, equipados con filtros pasivos de filtrado de perturbaciones; por su parte, los supresores de picos son circuitos electrónicos encargados de detectar los cambios repentinos en la tensión de alimentación y desviarlos a la tierra del sistema. En algunos casos, como en los sistemas de distribución, son de un sólo uso, y luego de suprimir el primer transitorio quedan inservibles y deben ser reemplazados.

Actualmente, no se encuentran reportes de sistemas de compensación de tensión que tengan la capacidad de mitigar los transitorios ya sean impulsivos u oscilatorios [98]. Lo anterior se debe posiblemente a que las formas de onda que se deben sintetizar para compensar un transitorio son de frecuencias mayores a los $5kHz$, y las frecuencias de conmutación actuales de los semiconductores de potencia usados para los sistemas de compensación de potencia no son suficientes para sintetizar dichas formas de onda. De esta forma, los dispositivos para protección de sobretensiones o SPD (surge protection devices) actuales son arreglos de varios componentes que incluyen al menos un dispositivo no lineal, que cumplen la función de desviar o limitar las sobretensiones. Por otro lado, aunque las estrategias de estimación de tensión de compensación fueran lo suficientemente robustas para determinar la sobretensión en tiempo real y determinar la forma de onda requerida para su compensación, el sistema físico del compensador, estaría expuesto a generar formas de onda de gran amplitud, lo que implicaría el sobredimensionamiento de los equipos para eventos de poca aparición, lo que redundaría en un desperdicio del compensador en estado estable, y aumentaría las pérdidas de potencia disipadas.

Los SPD están divididos en dos categorías, descargadores secundarios de sobretensión y supresores de sobretensión transitoria [98].

El enfoque de control presentado en este trabajo de investigación, abre una nueva perspectiva de aplicación de los acondicionadores unificados de calidad de la potencia debido a que el proceso de compensación no implica sintetizar la frecuencia a compensar (o la forma de onda del transitorio de tensión de forma invertida como en el enfoque tradicional), sino aislarla del lugar del sistema donde se considera dañina.

En este apartado se presentan los resultados de compensación en el caso de aparición de transitorios de tensión en la red de alimentación del tipo oscilatorio, para el caso monofásico y trifásico.

5.3.1 Compensación de transitorios monofásicos

En la figura 5.17a se presenta la aparición de un transitorio oscilatorio en la fase a del sistema. La ubicación temporal del transitorio se ha dado en la cresta del semiciclo positivo, donde puede generar el mayor daño a las cargas sensibles al alcanzar valores de tensión del doble de la tensión nominal (2 en PU).

La figura 5.17b presenta la comparación de la tensión en la fase donde se ha producido el transitorio, la tensión de referencia generada por el sistema, y las tres fases de tensión en la

carga. Los resultados de compensación de tensión son satisfactorios al no reflejarse el transitorio de la fuente en los bornes de la carga.

Es de anotar, que si una carga se ve afectada por un valor de tensión de el doble de su tensión nominal, puede resultar en destrucción total de su fuente de alimentación, y en casos más severos de los dispositivos de circuito internos. Para el caso de dispositivos con funcionamiento controlados por microprocesadores, pueden resultar mal-funcionamientos que pueden llegar a ser atribuidos a programación o software.

Los resultados presentados, muestran que la capacidad de supresión de armónicos no se ve afectada por la aparición del transitorio, esto además garantiza la respuesta dinámica del sistema, de los algoritmos de control y del algoritmo de estimación de referencia.

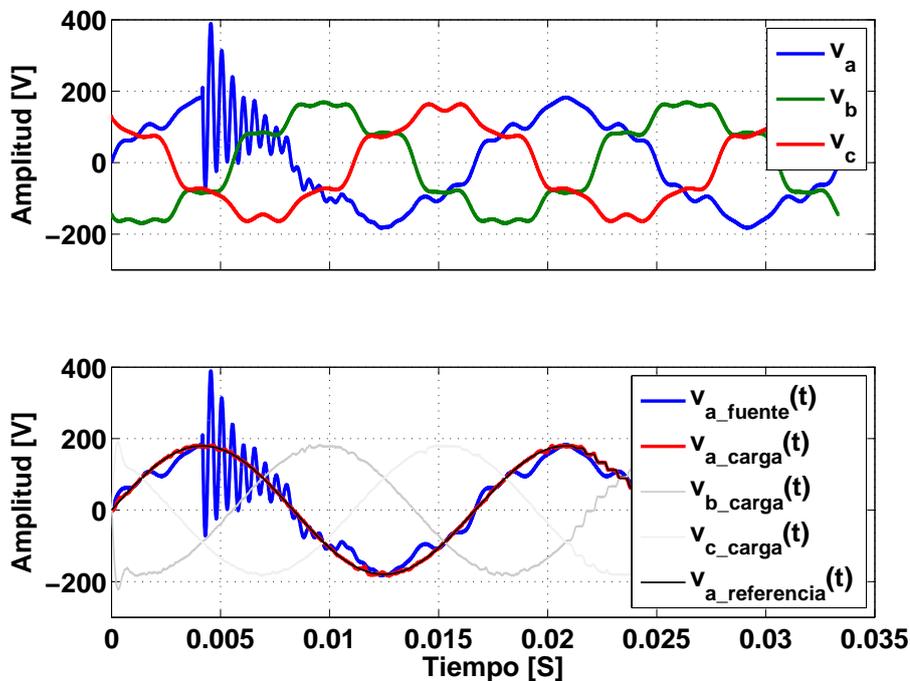


Figura 5.17: Compensación de transitorios monofásicos provenientes de la fuente de alimentación.

5.3.2 Compensación de transitorios trifásicos

Los transitorios en las tres fases del sistema suceden en los niveles de subtransmisión y distribución y en los sistemas industriales y son generalmente causados por eventos como conexión o desconexión de bancos de capacitores que hacen oscilar la tensión y con duraciones que dependen del amortiguamiento del sistema en general.

En el caso de ejemplo que se estudia en este apartado, transitorio afecta por igual las tres fases del sistema, llevando a que la carga tenga tensiones entre fases del triple de la tensión nominal, lo cual se considera un caso muy severo.

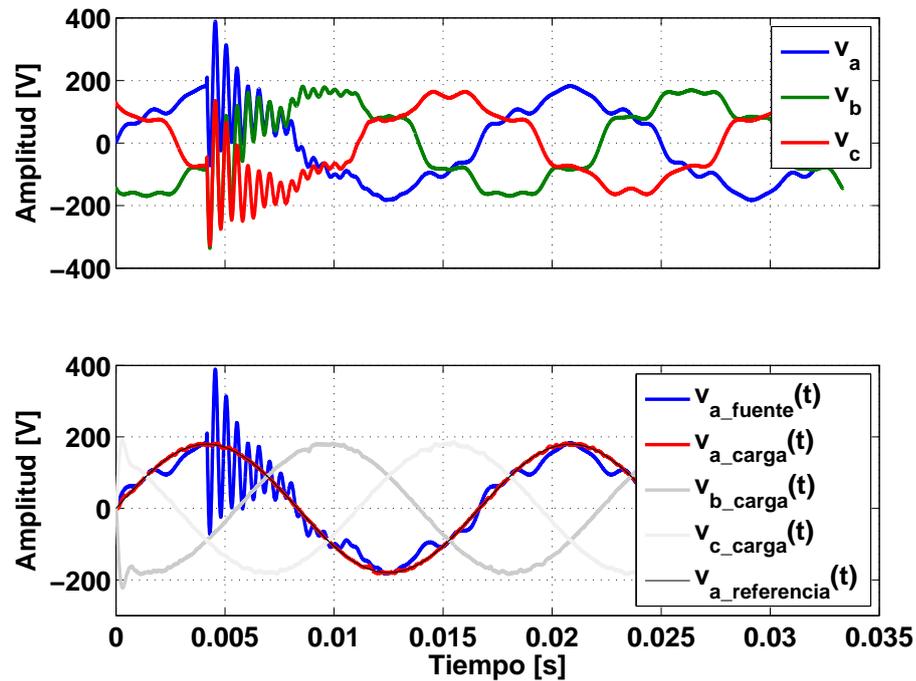


Figura 5.18: Compensación de transitorios trifásicos provenientes de la fuente de alimentación.

La figura 5.18a ilustra el transitorio que afecta las tres fases del sistema al mismo tiempo y con un tiempo de amortiguamiento aproximado de medio ciclo. Al igual que para el caso monofásico, la fuente también está contaminada por armónicos para verificar la capacidad del sistema de compensación de eliminar ambos fenómenos del sistema de forma eficiente.

En la figura 5.18b se presentan los resultados de la compensación de la tensión en la carga por el acondicionador unificado de potencia. Se presentan las tres fases compensadas en la carga, la fase a de la fuente y la fase a de la referencia para la respectiva comparación.

Los resultados muestran que la capacidad de compensación de armónicos de la fuente no se ve afectada por la compensación del transitorio, aun cuando se presenta la condición severa de ser un transitorio trifásico.

Los resultados de compensación presentados en las figuras 5.17 y 5.18, dejan clara la capacidad del algoritmo de estimación de referencia de inmunidad ante transitorios de alta frecuencia, y del circuito compensador de mitigar estos fenómenos.

CONCLUSIONES, APORTES Y TRABAJOS FUTUROS

En este trabajo de tesis se han abordado diferentes aspectos importantes relacionados con el control y diseño de los acondicionadores unificados de calidad de la potencia para redes trifásicas. Se trabajó con principal atención el estudio de las técnicas de modulación y de determinación de señales de referencia que garanticen el correcto funcionamiento de estos dispositivos ante condiciones dinámicas desfavorables, enfocando además el estudio a un novedoso modelo de control de los inversores de forma inversa al modelo clásico de diseño de los compensadores unificados.

Los desarrollos llevados a cabo en los diferentes capítulos, han permitido obtener unas conclusiones base para cada uno de los temas tratados. Teniendo en cuenta los aspectos desarrollados, en este capítulo se exponen una serie de conclusiones que resumen el trabajo de investigación.

El empleo de un nuevo enfoque en la solución del problema de calidad de la potencia ha llevado a una serie de aportes validados por medio de simulaciones.

En la profundización del desarrollo de esta investigación, surgen nuevas ideas que no han sido tratadas en este documento debido a que podían alterar la previa planificación del trabajo o dispersar la temática tratada. No obstante, estos temas constituyen la base de nuevos problemas y líneas de investigación a desarrollar a partir de esta tesis, resumidos como trabajos futuros al final de este capítulo.

6.1 Conclusiones generales de la tesis

En el capítulo 2 se estudió los aspectos relevantes concernientes a la calidad de la potencia en los sistemas eléctricos, prestando principal interés a los acondicionadores unificados de calidad de la

potencia, objeto de esta investigación.

Desde el punto de vista del acondicionador, se encontró, que en general los acondicionadores serie, paralelo o unificados, deben sintetizar formas de onda altamente distorsionadas y con espectros en frecuencia muy amplios, lo que implica elevar los requerimientos en frecuencia de conmutación de los inversores con el fin de lograr generar dichas formas de onda, haciendo que el inversor se comporte como una fuente de tensión o corriente controlada para el caso de los compensadores serie o paralelo respectivamente.

Dentro de las teorías de compensación, se estudio la teoría de la potencia reactiva instantánea o teoría p-q, como una de las más representativas y aplicadas actualmente a los dispositivos de acondicionamiento de potencia paralelo. En la compensación de tensión, el uso de dispositivos con lazo de seguimiento de fase es el más empleado para la compensación de armónicos, pero para la compensación de huecos y elevaciones de tensión, el análisis de potencias activa o reactiva demandada por el compensador serie es el enfoque más utilizado.

En el capítulo 3 se abordó el modelado matemático del acondicionador unificado propuesto desarrollando los modelos tanto en funciones de conmutación como promediados de los inversores serie y paralelo, también se desarrollaron los modelos de los lazos de tensión del bus DC y de desequilibrio del bus DC. Estos modelos permitieron el desarrollo y proyección de los controladores con técnicas clásicas.

En el capítulo 4 se desarrollaron las técnicas de compensación y modulación del acondicionador propuesto. En cuanto a la teoría de para determinar las corrientes de referencia se encontró que la teoría p-q tiene un retraso importante en la generación de la referencia, lo que en el enfoque clásico del acondicionador unificado de potencia no presenta un inconveniente ya que la carga no se aísla de la fuente de tensión por medio del acondicionador serie, pero en el enfoque presentado en esta tesis, al funcionar como fuente controlada de corriente el compensador serie, el que halla corriente de compensación cero, implica desconexión de la fuente del sistema de alimentación, condición desfavorable.

En la aplicación de la teoría p-q al acondicionador en topología dual se requeriría un sistema de desconexión del compensador hasta alcanzar el estado estable del estimador de referencia, para luego lograr una compensación completa. Este sistema implicaría el uso de robustos elementos electromecánicos y mayor complejidad en el hardware del dispositivo, por lo que se propone un nuevo modelo de compensación basado en la teoría de la potencia reactiva generalizada que elimina el tiempo muerto inicial de compensación.

También se realizó un breve recorrido por las técnicas de control de lazo y las técnicas de modulación aplicadas a los inversores usados como compensadores serie y paralelo. Con la revisión bibliográfica se encontró que las técnicas clásicas de control acompañadas de la modulación sinusoidal SPWM es el modelo más utilizado de control de lazo de los inversores, tanto en compensadores serie y paralelo como para compensadores unificados, seguido por la modulación por histéresis de corriente. Sin embargo, la modulación SPWM desperdicia un

importante porcentaje de la tensión del bus DC, y la modulación por histéresis tiene frecuencia de conmutación variable, lo que imposibilita la sintonización de filtros para eliminar la frecuencia de conmutación inherente a las señales generadas por los inversores, por lo que se propone la aplicación de la modulación vectorial espacial para la generación de las funciones de conmutación de los inversores serie y paralelo del acondicionador unificado desarrollado en esta tesis.

En el capítulo 5 se presentaron las simulaciones numéricas del acondicionador unificado de potencia en topología dual, por un lado, modelando el acondicionador como fuentes ideales de corriente y tensión, con el objetivo de probar la estrategia de compensación. Además se desarrollo la simulación completa con los compensadores como inversores de potencia donde se pudo evaluar el desempeño de los controladores de lazo de tensión de carga y corriente de fuente, así como de tensión del bus DC y de tensión de desequilibrio. También se implemento la técnica de modulación 3D-SVPWM y se compararon los resultados con la técnica SPWM.

Finalmente, también en el capítulo 5, se presentan los resultados de simulación de una nueva perspectiva de aplicación de los compensadores de potencia en la mitigación de transitorios impulsivos u oscilatorios, que es permitida por el enfoque dual dado en esta tesis al acondicionador unificado de calidad de la potencia. Esta primera aproximación permitió también verificar la versatilidad del algoritmo de estimación al ser inmune a este tipo de distorsiones de la forma de onda en el sistema eléctrico.

6.2 Aportes de la investigación

En este apartado se detallan por cada capítulo los aportes realizados en este trabajo de tesis.

En el capítulo 2, destinado al estudio de la calidad de la potencia en los sistemas eléctricos y de los acondicionadores de potencia, se han logrado los siguiente aportes:

1. Revisión conceptual de los dispositivos de electrónica de potencia como dispositivos que dañan la calidad de la potencia, pero que también surgen como solución al usarlos como compensadores.
2. Estudio de las teorías de compensación aplicables a los compensadores, serie, paralelo y unificados.
3. Estudio y análisis de las técnicas más representativas de control de lazo en acondicionadores unificados así como de las técnicas de modulación.

En el capítulo 3, donde se desarrolla toda la descripción conceptual del acondicionador unificado en topología dual, se tienen los siguientes aportes:

1. Se logro modelar el compensador serie del acondicionador en topología dual en funciones de conmutación y en modelos promediados. También se obtuvieron los modelos del

compensador paralelo, del lazo de tensión del bus DC y del lazo de tensión de desequilibrio de tensión de los capacitores del bus DC.

2. A partir de los modelos se proyectaron los controladores con técnicas de control clásico, a partir de la respuesta en frecuencia de los mismos.
3. En el lazo de control de desequilibrio de tensión del bus DC, se desarrolló un nuevo modelo de compensación que disminuye la cantidad de sensores de tensión en la implementación de un prototipo.

En el capítulo 4, se desarrolló la estrategia de estimación de referencia la técnica de modulación, se lograron los siguientes aportes:

1. A partir de la teoría de la potencia reactiva generalizada y la aplicación de un lazo de control de fase "PLL" en el marco de referencia sincrónico con un generador de referencia de vector unitario, se implementó un algoritmo de generación de referencia único para obtener las referencias sinusoidales de ambos inversores en el acondicionador unificado de potencia en topología dual. Este nuevo algoritmo de estimación representa una ventaja desde el punto de vista de costo computacional al ser un solo algoritmo para la estimación de dos referencia, y desde el punto de vista del hardware al permitir eliminar el uso de dispositivos electromecánicos para la conexión y desconexión del compensador, ya que la estimación es casi instantánea.
2. Se logro implementar una nueva aplicación de la modulación vectorial espacial en tres dimensiones "3D-SVPWM", que permite aprovechar de forma más eficiente la tensión del bus DC. La nueva técnica de modulación, permite además reducir el ruido por conmutación en la corriente compensada del lado de la fuente.

En el capítulo 5, se presentan los resultados de simulación las estrategias propuestas aplicadas al condicionado unificado de potencia dual, el principal aporte en este capítulo fue:

1. El nuevo enfoque dual del acondicionador unificado, acompañado del algoritmo propuesto, permite dar una nueva orientación de aplicación al los acondicionares de potencian en la compensación de transitorios electromagnéticos de tensión. Esta aplicación no se encuentra reportada en la literatura revisada, debido a las limitaciones de frecuencia de conmutación de los dispositivos actuales para sintetizar formas de onda altamente distorsionadas que se requerirían para la compensación de este tipo de fenómenos con el enfoque tradicional.

Los trabajos de visibilidad nacional e internacional donde se resumen varios de los aportes descritos en este apartado se enumeran en el apéndice A.

6.3 Trabajos futuros

En este trabajo se realizó el principal esfuerzo en cuestiones específicas de cada una de las áreas que componen la compensación de potencia con acondicionadores unificados, por lo cual, cada uno de los temas y desarrollos presentados en este documento es siempre susceptible de mejoras y nuevos desarrollos.

Como trabajos futuros se pueden enumerar los siguientes:

- Por cuestiones de tiempo, el desarrollo de esta tesis solo fue posible hasta la parte de simulación, quedando como trabajo futuro la implementación experimental del sistema propuesto.
- Las técnicas de control implementadas corresponden a diseño de control clásico, actualmente existen modernos algoritmos de control que permiten disminuir las frecuencias de conmutación sin sacrificar la respuesta dinámica de los inversores como compensadores, por lo tanto, se plantea como desarrollo futuro la aplicación de técnicas modernas de control al acondicionador unificado y a los lazos de control internos. Con el desarrollo del modelo en variables de estado presentado en esta tesis, uno de los esquemas de control que promete ser un buen candidato de aplicación serian las técnicas *ZAD* (dinámica de promedio cero).
- Los sistemas de lazo de seguimiento de fase implementados durante esta investigación, poseen lazos de control internos que fueron implementados con técnicas de control clásicas, otra línea de investigación puede incluir la aplicación de nuevas técnicas de control que permitan tener un mejor desempeño de estado transitorio y ser evaluadas con otros fenómenos de calidad de la potencia que no fueron tenidos en cuenta en esta investigación.
- Actualmente se han desarrollado nuevas técnicas de modulación aplicables a inversores para el control de máquinas por lo que la aplicación de estas nuevas técnicas pueden mejorar el desempeño de los compensadores.
- Los transitorios electromagnéticos pueden presentarse en determinados casos en la corriente, afectando a otras cargas que se encuentran conectadas al mismo sistema de alimentación. Como trabajo futuro a partir de esta investigación, se plantea verificar la capacidad de los algoritmos de detectar y minimizar este tipo de transitorios en la generación de referencia de corriente para el compensador serie. Uno de los principales retos de esta aplicación será posiblemente, lograr mantener la tensión en el bus DC del acondicionador de potencia durante un evento transitorio.



PROYECTOS Y PRODUCCIÓN ACADÉMICA RELACIONADA

A.1 Proyectos de investigación

Este trabajo de investigación ha contado con recursos de la Vicerrectoría Académica de la Universidad Nacional de Colombia Nivel Central y de la Dirección de Investigaciones de la Sede Manizales.

Tanto este proyecto de investigación, como las líneas futuras de trabajo se encuentran enmarcadas en los proyectos:

1. Prototipo de controlador unificado de calidad de la energía con funciones de generación distribuida $UPQC_{DG}$, **Codigo Hermes: 19210**.
2. Creación del laboratorio de energías renovables, **Codigo Hermes: 18834**.
3. Compensación de corriente mediante inversor trifásico en derivación para fuentes armónicas de tensión, **Codigo Hermes: 25551**.
4. Diseño y construcción de controladores de cargas y generadores para el laboratorio de energías renovables, **Codigo Hermes: 19190**.

A.2 Artículos en revistas especializadas

Los siguientes artículos fueron presentados durante el desarrollo de esta investigación por el autor y los coautores pertenecientes a los grupos de investigación *GIRE* (grupo de investigación en recursos energéticos), *GIPEM* (Grupo de investigación en potencia, energía y mercados) y *GREdyP* (Grupo de investigación en redes de distribución y potencia). Algunos de ellos ya fueron

publicados, y otros aceptados y en proceso de publicación. Los que se encuentran sometidos para evaluación no serán listados.

1. O. A. Trujillo, Y. A. Garcés-Gomez, A. J Ustariz, E. A. Cano, **Loads Characterization Using The Instantaneous Power Tensor Theory**, Publicado en *DYNA*, Vol. 82, Issue. 192, DOI: 10.15446/dyna.v82n192.48565. ISSN 0012-7353.
2. N. Toro, Y. A. Garcés-Gomez, F. E. Hoyos, **Voltage Regulation in a Power Inverter Using a Quasi-Sliding Control Technique**, Publicado en *DYNA*, Vol. 82, Issue. 192, DOI: 10.15446/dyna.v82n192.48569. ISSN 0012-7353.
3. F. E. Hoyos, N. Toro, Y. A. Garcés-Gomez **Adaptive Control for Buck Power Converter Using Fixed Point Inducting Control and Zero Average Dynamics Strategies**, Publicado en *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 25, No. 4, DOI: 10.1142/S0218127415500492.
4. Y. A. Garcés-Gomez, N. Toro, **A Simulation Case Study of a Control Algorithm for UPQC Using Instantaneous Power Tensor Formulation and UVTG**, Publicado en *Indian Journal of Applied Research*, Vol. 4, Issue. 12, ISSN - 2249-555X.

A.3 Ponencias en eventos internacionales

Como parte de la visibilidad internacional, se presentaron las siguientes ponencias:

1. Y. A. Garcés-Gomez, A. J. Ustariz, E. A. Cano, **Hybrid Simulation, Case Study in Active Power Filter APF**,
VI Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica 2011.
2.
 - N. Toro, Y. A. Garcés-Gomez, F. E. Hoyos, **Complex Behavior of Three-Phase-Resistive Load supplied by Switched Inverter.**
 - O. A. Trujillo, Y. A. Garcés-Gomez, A. J. Ustariz, E. A. Cano, **Identification and Characterization of Loads using Voltage, Current and Power Characteristics.**
 - J. S. Solis, Y. A. Garcés-Gomez, A. J. Ustariz, E. A. Cano, **Implementation of a power electronics workstation for power quality studies.**
 VII Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica 2013.
3. J. S. Solis, Y. A. Garcés-Gomez, A. J. Ustariz, E. A. Cano, **Rapid Control Prototype for a Shunt Active Power Filter**, 2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA).

4. Y. A. Garcés-Gomez, A. J. Ustariz, E. A. Cano, **Hybrid simulation to test control strategies in active power filters using generalized power tensor theory**, 2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP).
5. N. Toro, Y. A. Garcés-Gomez, F. E. Hoyos, **Power quality deterioration due complex behavior of a power inverter with a three-phase-rotary induction motor load**, 2014 IEEE 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP).

DESCRIPCIÓN DE LOS MODELOS DE SIMULACIÓN

En este apartado se describen cada uno de los algoritmos implementados en las simulaciones. Con el interés de que los procedimientos aquí descritos sean fácilmente reproducibles, y permitan en desarrollo de los trabajos futuros propuestos en esta tesis.

Inicialmente se describe el modelo de simulación ideal, en este se describe por completo el sistema de la fuente y la carga implementados, también se describe todo el algoritmo de estimación de referencia.

En el segundo apartado, se describe la simulación completa del sistema y el acondicionador unificado de calidad de la potencia con los cálculos empleados para cada uno de los valores de los elementos pasivos.

B.1 Descripción del modelo de simulación ideal

B.1.1 Fuente de alimentación

La fuente de alimentación está compuesta por un sistema trifásico desbalanceado en su componente fundamental y con una configuración de armónicos por cada fase. La figura B.1 ilustra el esquema de la fuente de alimentación.

Además de la configuración con armónicos, la fuente tiene un factor de escala aplicado en determinados momentos de la simulación para generar los huecos o las elevaciones. El valor total de la fuente es generado por una fuente controlada de tensión por cada fase. La frecuencia fundamental del sistema es de 60Hz.

También se agrega al sistema de la fuente una impedancia característica para acercarla más a una fuente real, los valores son $L_{rd} = 107\mu H$ y $R_{rd} = 40m\Omega$.

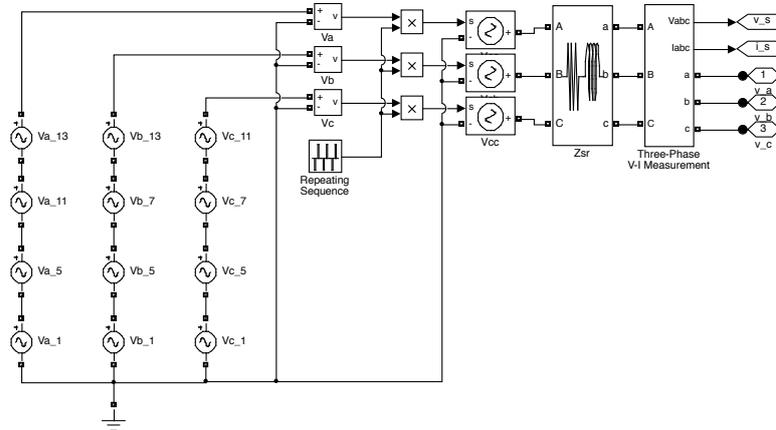


Figura B.1: Configuración de la fuente de alimentación en la simulación.

B.1.2 Carga

La carga está compuesta por 4 convertidores DC/AC, tres puentes de diodos monofásicos para generar el desequilibrio de la carga, y un rectificador a tiristores completamente controlado trifásico para manejar el desfase de corriente. La figura B.2 ilustra el sistema implementado. Para la carga monofásica RL, los valores son $R_1 = R_2 = 30\Omega$ para ambas cargas y $L_1 = 100mH$ y $L_2 = 125mH$, los valores de la carga monofásica RC son $R = 112\Omega$ y $C = 1.65\mu F$, el inductor de acople de las tres cargas es de $1mH$

La carga trifásica RLC por su parte tiene los valores $R = 100\Omega$, $L = 100mH$ y $C = 10\mu F$.

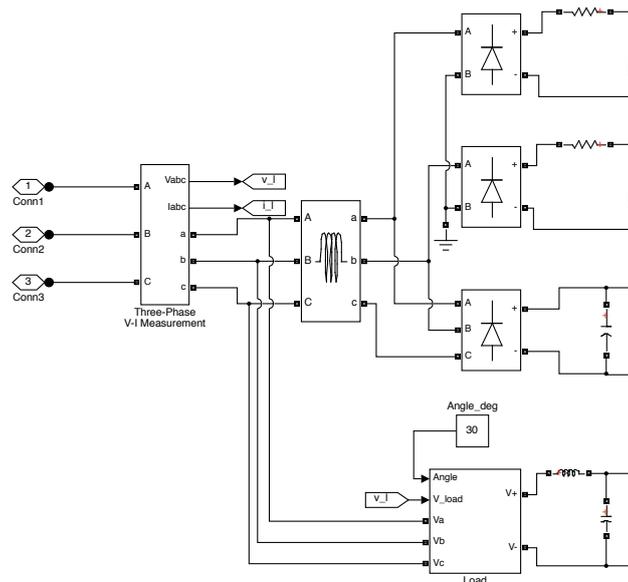


Figura B.2: Carga implementada en la simulación del sistema a compensar.

B.1.3 Generador de señales de referencia

El bloque de generación de referencia funciona a partir de las señales de tensión de la fuente, corriente de la carga, y valor RMS de tensión de referencia, para generar los vectores instantáneos de compensación de corriente de la fuente y tensión de la carga.

La figura B.3 muestra los bloques que componen el sistema de generación de referencia, las entradas se encuentran a la derecha, las dos salidas de referencia a la izquierda.

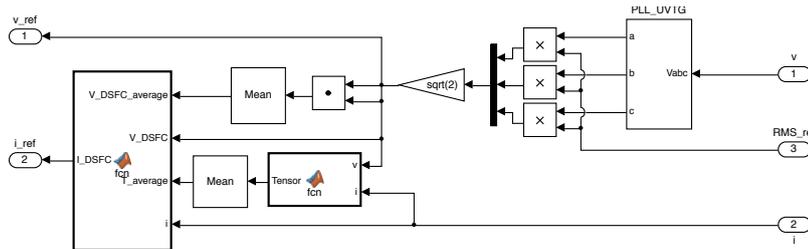


Figura B.3: Diagrama de bloques del sistema de generación de referencia de tensión y corriente.

Los componentes del bloque *PLL-UVTG* se observan en la figura B.4, este se compone de un lazo de seguimiento de fase *PLL* en el marco de referencia sincrónico y un bloque para generar las tres tensiones sinusoidales desfasadas 120° a partir de la señal sinusoidal en fase con la componente fundamental de la fase a de la fuente. Los valores promedio se calculan con un filtro pasa-bajas de frecuencia ajustada para que solo permita el paso de la componente DC.

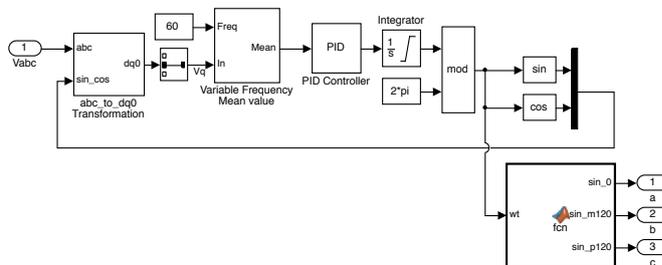


Figura B.4: Diagrama de bloques del sistema de generación de referencia de tensión y corriente.

El bloque que calcula I_{DSFC} (corriente de secuencia directa y frecuencia fundamental), es una función que contiene el siguiente código:

```

1 function I_DSFC = fcn(V_DSFC_promedio,V_DSFC,T_promedio,i)
2
3 if V_DSFC_promedio≠0
4     I_DSFC = trace(T_promedio)*V_DSFC/V_DSFC_promedio;
5 else
6     I_DSFC = [0;0;0];
7 end
    
```

Finalmente, las referencias calculadas en el bloque de la figura B.3 son inyectadas al sistema por medio de fuentes de tensión y corriente ideales para la tensión de la carga y corriente de la fuente respectivamente.

B.2 Descripción del modelo de simulación del prototipo

En este apartado se describe todo el modelo de simulación del prototipo. Los bloques de fuente y carga siguen siendo los mismos descritos en el apartado anterior, por lo que en este apartado se describirá todo el hardware del acondicionador unificado de potencia en topología dual y de los lazos de control y modulación.

B.2.1 Acople del compensador de corriente serie

El bloque de transformador de acople serie está compuesto por tres transformadores monofásicos de $1kVA$ de potencia aparente, con sus parámetros de impedancias de devanados e impedancia de magnetización. Los valores de estas impedancias están dadas por pruebas de laboratorio a transformadores comerciales de relación de transformación 1 : 1. La impedancia de magnetización se modelo muy grande para poder ser despreciada en el sistema.

La figura B.5 muestra el sistema de acople por transformadores serie al punto de conexión común. El sistema de conexión por transformador tiene entrada en "Y" y salida en serie con cada una de las fases.

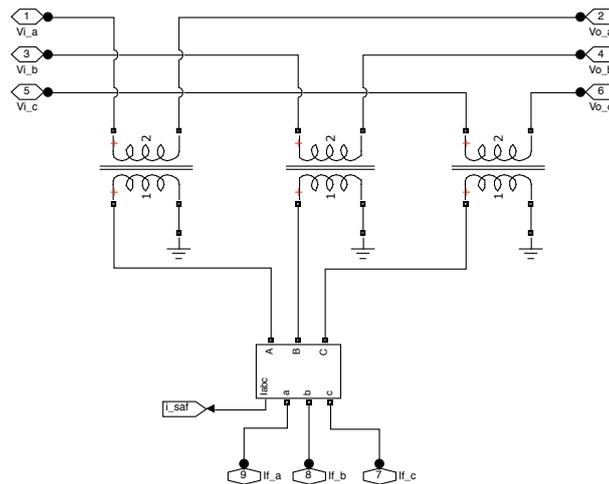


Figura B.5: Diagrama de bloques del sistema de generación de referencia de tensión y corriente.

Para que cada uno de las ramas del inversor funcione como fuente de corriente, se conecta al transformador por medio de inductores de acople, este además de hacer funcionar el sistema

como fuente de corriente, permite eliminar el rizado. El valor de este inductor es de $L_S = L_P = 650\mu H$ y se calcula a partir de la ecuación B.1, donde Δi_L es la variación aceptable de corriente o rizado de corriente máximo en porcentaje, T_S es el periodo de muestreo, y V_B es la tensión del bus DC.

$$L \geq \frac{V_B T_S}{4\Delta i_L} \quad (B.1)$$

Este valor se simula igual para ambos inversores, tanto el serie como el paralelo.

B.2.2 Simulación del bus DC

El valor del capacitor del bus DC se calcula a partir de la ecuación B.2, donde P_0 es la potencia a la cual se ha calculado el acondicionador unificado, f_{rd} es la frecuencia de red igual a $60Hz$, y ΔV_B es el rizado máximo de tensión en el bus DC. La capacitancia total simulada es de $C_B = 3mF$, para el caso del capacitor partido en el bus DC, el valor $C_B = C_{b1} + C_{b2}$, por lo tanto cada capacitor tiene un valor de $6mF$.

$$C_B \geq \frac{P_0/3}{(2\pi f_{rd})V_B\Delta V_B} \quad (B.2)$$

En la figura B.6 se ilustra la configuración del bus DC del iUPQC con sus correspondientes medidas.

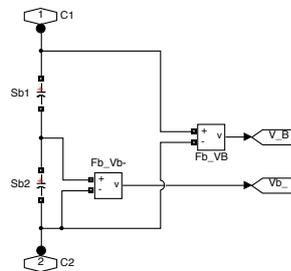


Figura B.6: Esquema del bus DC.

B.2.3 Filtros de alta frecuencia

Los filtros de alta frecuencia de cada uno de los inversores que componen el acondicionador, están formados por capacitores a la salida de los inversores y queda completado con las inductancias de acople.

Inicialmente se proyecta el filtro de alta frecuencia del compensador de tensión paralelo por medio de la ecuación B.3. Con el valor del inductor dado de $650\mu H$, se calcula el filtro pasa-bajos con una frecuencia de corte de $2kHz$, lo que da como resultado un valor aproximado de $C_p = 10\mu F$.

Este valor se toma como referencia varias veces por debajo de la frecuencia de conmutación del sistema, y lo suficientemente distante de la frecuencia de red.

$$C_p = \frac{1}{L_p} \left(\frac{1}{2\pi f_{np}} \right)^2 \quad (\text{B.3})$$

El valor del capacitor C_s se toma de $1\mu F$

B.2.4 Simulación de los controladores del iUPQC

El sistema de control proyectado para el acondicionador unificado de potencia fue descrito en el capítulo 3. Las funciones de transferencia de cada uno de los cuatro controladores fue desarrollada a partir de la respuesta en frecuencia de cada una de las plantas del sistema [79]. Luego de obtenidas las funciones de transferencia de los controladores, fueron discretizadas con una frecuencia de muestreo específica para la simulación del sistema. La función de transferencia del controlador de tensión del compensador paralelo está dada por la ecuación B.4.

$$H_v(z) = \frac{30.37z^2 - 59.63z + 29.31}{z^2 - z + 1.12 * 10^{-3}} \quad (\text{B.4})$$

Las funciones de transferencia de los controladores del compensador serie de corriente de la fuente, tensión del bus DC y control de desequilibrio de tensión del bus DC están dadas por las ecuaciones B.5, B.6 y B.7 respectivamente.

$$H_i(z) = \frac{2.735z - 2.629}{z^2 - 1.73z + 0.73} \quad (\text{B.5})$$

$$H_{DC}(z) = \frac{15.2 * 10^{-3}z - 15.2 * 10^{-3}}{z^2 - 1.99z + 0.995} \quad (\text{B.6})$$

$$H_{des}(z) = 0.12 \quad (\text{B.7})$$

El control de desequilibrio de tensión en el bus DC es una ganancia proporcional que se elige a partir del máximo valor de corriente que se requiere para compensar un desequilibrio en el momento transitorio que ocurra, a partir del tiempo máximo en el cual se debe compensar como se desarrollo en el capítulo 3.

El esquema de simulación de los controladores se ilustra en la figura B.7. Para el caso del controlador de corriente, se ha transformado el error de tensión al marco de referencia sincrónico. Esta transformación permite el uso de un sólo controlador para las tres fases del sistema controlando únicamente la componente en fase, ya que las componentes en cuadratura y cero son nulas.

B.2. DESCRIPCIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN DEL PROTOTIPO

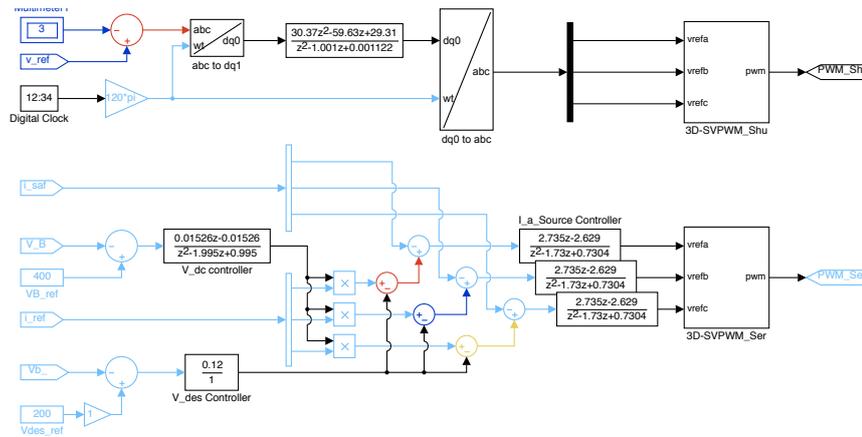


Figura B.7: Esquema de simulación de los controladores.

B.2.5 Esquema de simulación del modulador 3D-SPWM

En la figura B.7 se observan los bloques *3D-SVPWM* que son los moduladores vectoriales en tres dimensiones. Estos bloques son idénticos para cada uno de los inversores, por lo que en este apartado sólo se hará la descripción del modulador para el inversor paralelo de tensión.

El bloque internamente está compuesto por el diagrama de la figura B.8, en la cual se observa que las tres fases que provienen de los controladores ingresan a un bloque que se encarga de calcular el sector en el cual se encuentra el vector referencia (1 a 6) y la posición relativa del vector respecto al plano que lo contiene dada por un signo (positivo o negativo).

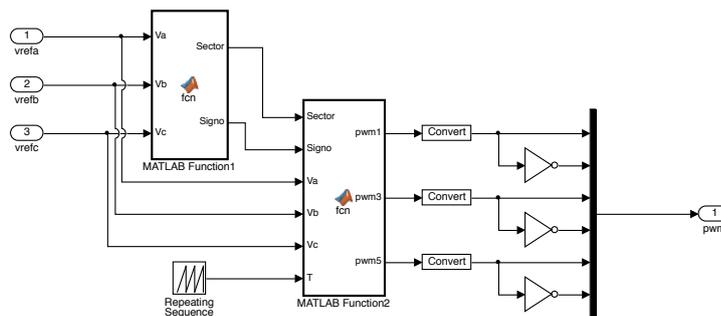


Figura B.8: Esquema de simulación de los controladores.

El algoritmo que permite calcular el sector y la posición relativa fue desarrollado en el capítulo 4 y su código es el siguiente:

```

1 function [Sector,Signo] = fcn(Va,Vb,Vc)
2
3 Sector = 0;

```

APÉNDICE B. DESCRIPCIÓN DE LOS MODELOS DE SIMULACIÓN

```
4 Signo = 0;
5
6 if Va > Vb
7     if Vb > Vc
8         Sector = 1;
9         Signo = sign(dot([1/2 0 1/2],[Va Vb Vc]));
10    elseif Va < Vc
11        Sector = 5;
12        Signo = sign(dot([0 1/2 1/2],[Va Vb Vc]));
13    elseif Vc > Vb
14        Sector = 6;
15        Signo = sign(dot([0 0 -1/2],[Va Vb Vc]));
16    end
17 else
18     if Va > Vc
19         Sector = 2;
20         Signo = sign(dot([0 1/2 1/2],[Va Vb Vc]));
21    elseif Vb < Vc
22        Sector = 4;
23        Signo = sign(dot([1/2 0 1/2],[Va Vb Vc]));
24    elseif Va < Vc
25        Sector = 3;
26        Signo = sign(dot([0 0 -1/2],[Va Vb Vc]));
27    end
28 end
```

El segundo bloque del algoritmo, recibe el vector de referencia dado por los valores instantáneos de las tres fases, el sector, el signo, y la señal de tiempo. para calcular los ciclos de los interruptores superiores del inversor.

El código de este algoritmo es muy extenso, por tal razón en este documento sólo se incluye el caso para uno de los sectores:

```
1 function [pwm1,pwm3,pwm5] = fcn(Sector,Signo,Va,Vb,Vc,T)
2
3 Tsw = 1/20e3;
4 pwm1 = 0;
5 pwm3 = 0;
6 pwm5 = 0;
7 Vdc = 400;
8
9 switch Sector
10     case 1
11         sec = 1;
12         switch Signo
13             case -1
14                 tx = Tsw*(1/Vdc)*[1 -1 0] * [Va Vb Vc]';
```

B.2. DESCRIPCIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN DEL PROTOTIPO

```
15         tx1 = Tsw*(1/Vdc)*[0 1 -1] * [Va Vb Vc]';
16         ty = Tsw*(1/Vdc)*[-1 0 -1] * [Va Vb Vc]';
17         tnulo = Tsw - tx - tx1 - ty;
18         [t1,t2,t3] = tiempos(tx,tx1,ty,tnulo,sec);
19         if T > t1 && T < (Tsw - t1)
20             pwm1 = 1;
21         else
22             pwm1 = 0;
23         end
24         if T > t2 && T < (Tsw - t2)
25             pwm3 = 1;
26         else
27             pwm3 = 0;
28         end
29         if T > t3 && T < (Tsw - t3)
30             pwm5 = 1;
31         else
32             pwm5 = 0;
33         end
34     case 1
35         tx = Tsw*(1/Vdc)*[1 -1 0] * [Va Vb Vc]';
36         tx1 = Tsw*(1/Vdc)*[0 1 -1] * [Va Vb Vc]';
37         ty = Tsw*(1/Vdc)*[1 0 1] * [Va Vb Vc]';
38         tnulo = Tsw - tx - tx1 - ty;
39         [t1,t2,t3] = tiempos(tx,tx1,ty,tnulo,sec);
40         if T > t1 && T < (Tsw - t1)
41             pwm1 = 1;
42         else
43             pwm1 = 0;
44         end
45         if T > t2 && T < (Tsw - t2)
46             pwm3 = 1;
47         else
48             pwm3 = 0;
49         end
50         if T > t3 && T < (Tsw - t3)
51             pwm5 = 1;
52         else
53             pwm5 = 0;
54         end
55     end
56     case 2
57         sec = 2;
58         switch Signo
59             case -1
60             ....
```

La función *tiempo* calcula los tiempos de aplicación de cada uno de los ciclos de conmutación

según el esquema escogido. Para el caso de puso centrado, el código es el siguiente:

```

1 function [t1,t2,t3] = tiempos(tx,tx1,ty,tnulo,sec)
2
3 switch sec
4     case 1
5         t1 = (ty+tnulo)/4;
6         t2 = t1+tx;
7         t3 = t2+tx1;
8     case 2
9         t2 = (ty+tnulo)/4;
10        t1 = t2+tx;
11        t3 = t1+tx1;
12    case 3
13        t2 = (ty+tnulo)/4;
14        t3 = t2+tx;
15        t1 = t3+tx1;
16    case 4
17        t3 = (ty+tnulo)/4;
18        t2 = t3+tx;
19        t1 = t2+tx1;
20    case 5
21        t3 = (ty+tnulo)/4;
22        t1 = t3+tx;
23        t2 = t1+tx1;
24    case 6
25        t1 = (ty+tnulo)/4;
26        t3 = t1+tx;
27        t2 = t3+tx1;
28 end

```

Finalmente la salida de este bloque es convertida a un valor booleano para poder generar los complementos de cada una de las tres señales de control de los interruptores superiores.

Finalmente las configuraciones de tiempo de simulación y frecuencias de muestreo deben ser determinadas según la capacidad de la maquina en la cual se van a realizar las simulaciones, para el caso de la simulación del prototipo, el periodo de muestreo con el cual se realizaron las simulaciones fue de $2 * 10^{-5}$.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. K. Khadem, "Power quality improvement of distributed generation integrated network with unified power quality conditioner." Ph.D. dissertation, 2013.
- [2] S. Pérez Litrán, "Ánàlisis y diseño de filtros activos serie e híbrido para la mejora de la calidad de la potencia eléctrica," Ph.D. dissertation, 2011.
- [3] A. Teke, "Unified power quality conditioner: Design, simulation and experimental analysis," Ph.D. dissertation, University Of Çukurovainstitute Of Natural And Applied Science, Department Of Electrical And Electronics Engineering, Adana, Turkey, 2011.
- [4] X. Li, "Ultracapacitor character analysis and its application in unified power quality conditioner as energy storage system," Ph.D. dissertation, Missouri University of Science and Technology, 2010.
- [5] F.-Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage-source pwm converters for harmonic compensation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 1, pp. 9–15, 1990.
- [6] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 6, pp. 983–990, 1990.
- [7] S. Bhattacharyya, J. M. A. Myrzik, and W. Kling, "Consequences of poor power quality - an overview," in *Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International*, 2007, pp. 651–656.
- [8] IEEE, "Ieee recommended practice for monitoring electric power quality," *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, pp. c1–81, 2009.
- [9] C. Budeanu, "Reactive and fictitious powers," *Rumanian National Institute*, no. 2, 1927.
- [10] S. Fryze, "Active, reactive, and apparent power in non-sinusoidal systems," *Przegląd Elektrot*, vol. 7, pp. 193–203, 1931.

- [11] W.-K. Yoon and M. J. Devaney, "Reactive power measurement using the wavelet transform," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 2, pp. 246–252, 2000.
- [12] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," in *IPEC*, vol. 83, 1983, pp. 1375–1386.
- [13] L. S. Czarnecki, "Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 1, pp. 30–34, 1988.
- [14] R. Arseneau, Y. Baghzouz, J. Belanger, K. Bowes, A. Braun, A. Chiaravallo, M. Cox, S. Crampton, A. Emanuel, P. Filipski *et al.*, "Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 1, pp. 79–101, 1996.
- [15] B. F., "Das begriffsystem rechtleistung. wirkleistung, totale blindleistung," *Selbstverlag*, 1950.
- [16] M. Depenbrock, "Untersuchungen über die spannungs-und leistungsverhältnisse bei umrichtern ohne energiespeicher," Ph.D. dissertation, Mikrokopie GmbH, 1962.
- [17] J. Willems, "A new interpretation of the akagi-nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 4, pp. 523–527, 1992.
- [18] X. Dai, G. Liu, and R. Gretsch, "Generalized theory of instantaneous reactive quantity for multiphase power system," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 3, pp. 965–972, 2004.
- [19] P. Salmerón and R. Herrera, "Instantaneous reactive power theory, a general approach to poly-phase systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 9, pp. 1263–1270, 2009.
- [20] A. J. Ustariz Farfán *et al.*, "Formulación de una teoría tensorial de la potencia eléctrica: aplicaciones al estudio de la calidad de la energía," Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de Colombia-Sede Manizales, 2011.
- [21] "Ieee standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions," *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, pp. 1–50, March 2010.
- [22] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Application to Power Conditioning*. Hoboken, New Jersey: IEEE Press, John Wiley and Sons, Inc., 2007.

- [23] F. Stansel, "The characteristics and some applications of varistors," *Proceedings of the IRE*, vol. 39, no. 4, pp. 342–358, 1951.
- [24] H. K. Everson, "Uninterrupted electric power systems utilizing a dc motor as emergency drive," *Aerospace, IEEE Transactions on*, vol. 1, no. 2, pp. 1371–1384, 1963.
- [25] A. Kusko and F. E. Gilmore, "Application of static uninterruptible power systems to computer loads," *Industry and General Applications, IEEE Transactions on*, vol. IGA-6, no. 4, pp. 330–336, 1970.
- [26] M. Glynne, "A differential electronic stabilizer for alternating voltages, and some applications," *Electrical Engineers - Part I: General, Journal of the Institution of*, vol. 89, no. 24, pp. 538–539, 1942.
- [27] J. N. Van Scoyoc and E. H. Schulz, "Current stabilizers," *Proceedings of the IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 415–418, 1944.
- [28] J. Hill, W. R., "Analysis of current-stabilizer circuits," *Proceedings of the IRE*, vol. 33, no. 11, pp. 785–792, 1945.
- [29] E. Fuchs and M. A. Masoum, *Power quality in power systems and electrical machines*. Academic press, 2011.
- [30] L. Gyugyi, "Unified power-flow control concept for flexible ac transmission systems," in *IEEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)*, vol. 139, no. 4. IET, 1992, pp. 323–331.
- [31] N. G. Hingorani, L. Gyugyi, and M. El-Hawary, *Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems*. IEEE press New York, 2000, vol. 1.
- [32] N. G. Hingorani, "Introducing custom power," *Spectrum, IEEE*, vol. 32, no. 6, pp. 41–48, 1995.
- [33] A. Ghosh and G. F. Ledwich, *Power quality enhancement using custom power devices*. Kluwer academic publishers, 2002.
- [34] H. Fujita and H. Akagi, "The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 2, pp. 315–322, 1998.
- [35] S. Moran, "A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*. IEEE, 1989, pp. 947–951.

- [36] V. Khadkikar, “Enhancing electric power quality using upqc: a comprehensive overview,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 5, pp. 2284–2297, 2012.
- [37] H. García, A. Corredor, L. Calderón, and M. Gómez, “Análisis costo beneficio de energías renovables no convencionales en colombia,” 2013.
- [38] E. P. for the e4u project. (2009, Dec.) Electronics enabling efficient energy usage, results from the e4u project. [Online]. Available: <http://www.e4efficiency.eu/>
- [39] M. Morcos and J. Gomez, “Electric power quality-the strong connection with power electronics,” *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 1, no. 5, pp. 18–25, Sep 2003.
- [40] S. Orts Grau, “Sistema de compensación mediante filtro activo de potencia con sistema de obtención de las corrientes de referencia selectivo utilizando control 3d-3b svpwm de la etapa de potencia. aplicación a sistemas industriales a 4 hilos.” Ph.D. dissertation, 2008.
- [41] “Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014.
- [42] “Comisión de regulación de energía y gas (creg),” *Resolución 024 de Abril de 2005*, pp. 1–6, 2005.
- [43] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, no. 3, pp. 625–630, 1984.
- [44] J. Dixon, G. Venegas, and L. Moran, “A series active power filter based on a sinusoidal current controlled voltage source inverter,” in *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, 1995, pp. 639–644 vol.1.
- [45] O. Solano, C. Viviescas, M. Mantilla, J. Petit, and A. Acevedo, “Experimental evaluation of dc bus voltage control in shunt active power filter with split capacitor using real time hardware in the loop simulation,” in *Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2011 IEEE*, Oct 2011, pp. 398–403.
- [46] X. Bin, D. Ke, and K. Yong, “Dc voltage control for the three-phase four-wire shunt split-capacitor active power filter,” in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, May 2009, pp. 1669–1673.
- [47] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.

- [48] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 3, Oct 1995, pp. 2531–2540 vol.3.
- [49] S. Orts, F. Gimeno Sales, S. Segui Chilet, M. Alcaniz, R. Masot, and A. Abellan, "New active compensator based on ieee std. 1459," *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, vol. 4, no. 1, pp. 38–46, March 2006.
- [50] M. Villalobos and J. Suarez, "Dc bus voltage control in four-wire shunt active power filters with split capacitor," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T D-LA), 2010 IEEE / PES*, Nov 2010, pp. 751–758.
- [51] K. Dai, P. Liu, G. Wang, S. Duan, and J. Chen, "Practical approaches and novel control schemes for a three-phase three-wire series-parallel compensated universal power quality conditioner," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 1. IEEE, 2004, pp. 601–606.
- [52] V. Khadkikar, A. Chandra, A. Barry, and T. Nguyen, "Steady state power flow analysis of unified power quality conditioner (upqc)," in *Industrial Electronics and Control Applications, 2005. ICIECA 2005. International Conference on.* IEEE, 2005, pp. 6–pp.
- [53] G. Kumar, P. Vardhana, B. Kumar, and M. Mishra, "Minimization of va loading of unified power quality conditioner (upqc)," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, 2009, pp. 552–557.
- [54] P. Giroux, G. Sybille, and H. Le-Huy, "Modeling and simulation of a distribution statcom using simulink's power system blockset," in *Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2. IEEE, 2001, pp. 990–994.
- [55] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, 2002.
- [56] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006.
- [57] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE.* IEEE, 2008, pp. 755–760.

- [58] A. J. Viji, R. Pushpalatha, and M. Rekha, "Comparison of a active harmonic compensator with pwm and delta modulation under distorted voltage conditions," in *Recent Advancements in Electrical, Electronics and Control Engineering (ICONRAEeCE), 2011 International Conference on.* IEEE, 2011, pp. 82–86.
- [59] W. C. Lee, D. M. Lee, and T. K. Lee, "New control scheme for a unified power-quality compensator-q with minimum active power injection," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 2, pp. 1068–1076, 2010.
- [60] V. Khadkikar and A. Chandra, "Upqc-s: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell and load reactive power compensations utilizing series inverter of upqc," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 9, pp. 2414–2425, 2011.
- [61] —, "A new control philosophy for a unified power quality conditioner (upqc) to coordinate load-reactive power demand between shunt and series inverters," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 4, pp. 2522–2534, 2008.
- [62] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.
- [63] G. Camacho, D. López, J. Díaz, and C. Gaviria, "Caracterización de las técnicas de modulación pulse width modulation (pwm) aplicadas a inversores trifásicos," *Épsilon*, no. 19, pp. 145–176, 2012.
- [64] L. Hongda and K. Cao, "Active power filter simulation based on instantaneous reactive power theory and the pwm hysteresis control mode," in *Electronic Measurement Instruments (ICEMI), 2011 10th International Conference on*, vol. 4, Aug 2011, pp. 95–100.
- [65] K. Bhattacharjee, "Harmonic mitigation by srf theory based active power filter using adaptive hysteresis control," in *Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, 2014*, March 2014, pp. 1–6.
- [66] P. Karuppanan, S. Prusty, and K. Mahapatra, "Adaptive-hysteresis current controller based active power filter for power quality enhancement," in *Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011), International Conference on*, July 2011, pp. 1–6.
- [67] C.-S. Lam, M.-C. Wong, and Y.-D. Han, "Hysteresis current control of hybrid active power filters," *Power Electronics, IET*, vol. 5, no. 7, pp. 1175–1187, August 2012.
- [68] D. Kumar, O. Varaprasad, and D. Siva Sarma, "Hysteresis current controlled active power filter for power quality improvement in three phase four wire electrical distribution system," in *Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 2014 International Conference on*, May 2014, pp. 51–55.

- [69] F. Mekri, N. Ahmed, M. Machmoum, and B. Mazari, "A novel hysteresis voltage control of series active power filter," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Sept 2007, pp. 1–10.
- [70] W. Dai, B. Wang, and H. Yang, "A hysteretic current controller for active power filter with constant frequency," in *Computational Intelligence for Measurement Systems and Applications, 2009. CIMSAS '09. IEEE International Conference on*, May 2009, pp. 86–90.
- [71] G. Nisha, Z. Lakaparampil, and S. Ushakumari, "Sensorless vector control of svpwm inverter fed induction machine using mras-sliding mode," in *Green Technologies (ICGT), 2012 International Conference on*, Dec 2012, pp. 029–036.
- [72] S. Li, H. Xiao, and H. Chen, "The research of svpwm control technique of double three-phase induction machine," in *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, vol. 1, Sept 2005, pp. 109–114 Vol. 1.
- [73] S. Liu, S. Li, and H. Xiao, "Vector control system of induction machine supplied by three-level inverter based on a fast svpwm algorithm," in *Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA), 2010 International Conference on*, vol. 2, Oct 2010, pp. 810–813.
- [74] R. Yang, G. Wang, Y. Yu, D. Xu, and Z. Xu, "A fast generalized multilevel voltage svpwm algorithm based on voltage decomposition," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, June 2010, pp. 1220–1224.
- [75] Z. Shu, N. Ding, J. Chen, H. Zhu, and X. He, "Multilevel svpwm with dc-link capacitor voltage balancing control for diode-clamped multilevel converter based statcom," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 5, pp. 1884–1896, May 2013.
- [76] N. V. Nho, "A graphical approach to switching losses and harmonics distortion for carrier svpwm methods in multilevel inverters," in *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, vol. 1, 2005, pp. 192–197.
- [77] J. Sun and H. Grotstollen, "Optimized space vector modulation and regular-sampled pwm: A reexamination," in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE*, vol. 2. IEEE, 1996, pp. 956–963.
- [78] M. Aredes and R. M. Fernandes, "A dual topology of unified power quality conditioner: The iupqc," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*. IEEE, 2009, pp. 1–10.
- [79] R. Millnitz dos Santos, M. Mezaroba, and J. C. da Cunha, "A dual unified power quality conditioner using a simplified control technique," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. IEEE, 2011, pp. 486–493.

- [80] N. Mohan, *First course on power electronics and drives*. Mnpere, 2003, vol. 252.
- [81] A. Cross, P. Evans, and A. Forsyth, “Dc link current in pwm inverters with unbalanced and non-linear loads,” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 146, no. 6, pp. 620–626, 1999.
- [82] M. Lafoz, I. Iglesias, C. Veganzones, and M. Visiers, “A novel double hysteresis-band current control for a three-level voltage source inverter,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, vol. 1, 2000, pp. 21–26 vol.1.
- [83] P. Salmerón and R. Herrera, “Instantaneous reactive power theory—a general approach to poly-phase systems,” *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 9, pp. 1263–1270, 2009.
- [84] R. Herrera, P. Salmeron, J. Vazquez, and S. Litran, “Instantaneous reactive power theory to n wire systems,” in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, June 2007, pp. 2457–2462.
- [85] A. Ustariz, E. Cano, and H. Tacca, “Tensor analysis of the instantaneous power in electrical networks,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 7, pp. 788–798, 2010.
- [86] A. J. Ustariz, E. Cano Plata, and H. E. Tacca, “Instantaneous power tensor theory: improvement and assessment of the electric power quality,” in *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*. IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [87] X.-Q. Guo, W.-Y. Wu, and H.-R. Gu, “Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review,” *Przełąd Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 4, pp. 182–187, 2011.
- [88] Y. A. Garces-Gomez and N. Toro-García, “A simulation case study of a control algorithm for upqc using instantaneous power tensor formulation and uvtg,” *Indian Journal of Applied Research*, vol. 4, no. 12, 2014.
- [89] T. Glasberger, Z. Peroutka, and J. Molnar, “Comparison of 3d-svpwm and carrier-based pwm of three-phase four-leg voltage source inverter,” in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Sept 2007, pp. 1–9.
- [90] D. Holmes, “A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based pwm strategies,” in *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, vol. 2, Oct 1998, pp. 1207–1214 vol.2.
- [91] J. Moynihan, M. Egan, and J. Murphy, “Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms,” *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 145, no. 1, pp. 17–24, Jan 1998.

-
- [92] R. Shannon and J. D. Johannes, "Systems simulation: The art and science," *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. SMC-6, no. 10, pp. 723–724, Oct 1976.
- [93] T. Ören, "The many facets of simulation through a collection of about 100 definitions," *SCS M&S Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 82–92, 2011.
- [94] T. Oren, "Concepts for advanced computer assisted modelling," *ACM Computing Surveys*, 1979.
- [95] "Ieee recommended practice on characterization of surges in low voltage (1000v and less) ac power circuits," *IEEE Std C62.41.2 2002*, 2003.
- [96] M. McGranaghan, R. Zavadil, G. Hensley, T. Singh, and M. Samotyj, "Impact of utility switched capacitors on customer systems-magnification at low voltage capacitors," in *Transmission and Distribution Conference, 1991., Proceedings of the 1991 IEEE Power Engineering Society*, Sep 1991, pp. 908–914.
- [97] T. Bellei, R. O'Leary, and E. Camm, "Evaluating capacitor-switching devices for preventing nuisance tripping of adjustable-speed drives due to voltage magnification," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 3, pp. 1373–1378, Jul 1996.
- [98] J. Das, *Transients in electrical systems: analysis, recognition, and mitigation*. McGraw Hill Professional, 2010.
- [99] A. Moreno-Muñoz, *Power quality: mitigation technologies in a distributed environment*. Springer Science & Business Media, 2007.

