UNIVERSIDAD
NACIONAL
DE COLOMBIA
SEDE MANIZALES

Filtro Activo de Potencia Controlado con la Teoría del Tensor Instantáneo de Potencia

Yeison Alberto Garcés Gómez

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales, Colombia
2011

Filtro Activo de Potencia Controlado con la Teoría del Tensor de Potencia Instantánea

Yeison Alberto Garcés Gómez

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:
Magister en Ingeniería Automatización Industrial

Director:
Ph. D. Eduardo Antonio Cano Plata

Línea de Investigación:
Electrónica de Potencia y Calidad de la Energía
Grupo de Investigación:
Redes de Distribución y Potencia GREDyP

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales, Colombia
2011

Active Power Filter Controlled by Instantaneous Power Tensor Theory

Yeison Alberto Garcés Gómez

A Thesis Presented for the Degree of:
Master in Engineering Industrial Automation

Supervisor:
Ph. D. Eduardo Antonio Cano Plata

Research Areas:
Power Electronics and Power Quality
Research group:
Power Lines Distribution and Power Systems GREDyP

Universidad Nacional de Colombia
Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical, Electronic and Computer Engineering
Manizales, Colombia
2011

Dedico este trabajo a Dios...
A mi Familia...
A mis Padres...
Y a mis Hermanos...
Yeison Alberto.

AGRADECIMIENTOS

La presente Tesis es un esfuerzo en el cual, directa o indirectamente, participaron varias personas leyendo, opinando, corrigiendo, teniéndome paciencia, dando ánimo, acompañando en los momentos de crisis y en los momentos de felicidad.

Agradezco al Dr. Eduardo Antonio Cano Plata por haber confiado en mi persona, por la paciencia y por la dirección de este trabajo, por su apoyo académico pero sobre todo por su apoyo espiritual y sus consejos. Al Profesor Armando Ustariz por que su trabajo sirvió de inspiración para la realización de esta tesis. Al Profesor Nicolás Toro por su apoyo y el ánimo que me brindó.

Agradezco también al Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación de la Universidad Nacional de Colombia y al Programa Jóvenes Investigadores de Colciencias, ya que sin su apoyo, tal vez no hubiese sido posible este trabajo.

Resumen

Es motivo de discusión la definición que hasta ahora se le ha dado a las componentes de la potencia eléctrica. Para fuentes sinusoidales y balanceadas conectadas a cargas lineales y balanceadas las interpretaciones son claras y no hay controversias al respecto, pero cuando se habla de cualquier alteración a alguna de estas condiciones consideradas como ideales, el tema de definir apropiadamente la potencia es muy discutido y como consecuencia son muchas las teorías que al respecto se han dado.

Una de las teorías mas aceptadas y por lo tanto estudiadas y aplicadas al diseño de filtros activos esta basada en el enfoque vectorial de la tensión y la corriente en los sistemas eléctricos, llamada teoría PQ o de la potencia instantánea.
En el 2010 se desarrolla una teoría tensorial para la descomposición de las componentes de potencia eléctrica llamada "Tensor instantáneo de potencia", que hace uso del tensor como estructura algebraica de varias componentes, para generalizar los conceptos de escalar, vector y matriz de una manera independiente al sistema de coordenadas elegido.

La presente tesis plantea la hipótesis de que así como la formulación vectorial es apropiada para la compensación de sistemas trifásicos, y dado que el tensor funciona para generalizar los elementos del algebra, entonces el enfoque tensorial puede servir para compensar sistemas de mas de 3 hilos. También se trata de explicar el por que compensar sistemas de n fases.

Se desarrollan los algoritmos de compensación básicos como una primera aproximación a la teoría de filtros activos con el tensor de potencia, y se implementa un filtro activo con la metodología de la simulación híbrida.

El objetivo final de la investigación es validar experimentalmente por medio de la simulación híbrida la teoría del tensor de potencia instantánea.

Palabras clave: Tensor de potencia, simulación híbrida, filtros activos, descomposición vectorial, teoría PQ.

Abstract

It is a matter of debate the definition until now been given to the components of electrical power. For sinusoidal and balanced source connected to linear and balanced loads, the interpretations are clear and there is no controversy about it, but when it comes to any alteration to any of these conditions considered ideal, the issue of properly defining power, is widely discussed and consequently there are many theories about it have been given.

One of the most accepted theories and therefore studied and applied to the design of active filters is based on the approach vectorial of the voltage and current in electrical systems, called the PQ theory, or the instantaneous power.

In 2010, a theory was developed for the decomposition of tensor components of electric power, called İnstantaneous Power Tensor"which makes use of tensor as algebraic structure of various components, to generalize the concepts of scalar, vector and matrix an independent coordinate system chosen.

This thesis hypothesizes that as the vectorial formulation is appropriate for the compensation of three phase systems, and since the power works to generalize the elements of algebra, then the tensor approach can be used to compensate for systems of more than 3 wires . It is also to explain, because to compensate systems of n phases.

They develop basic compensation algorithms, as a first approximation to the theory of active filters, with the power tensor, and an active filter is implemented with the hybrid simulation methodology.

The ultimate goal of research is to experimentally validate, through simulation hybrid, the instantaneous power tensor theory.

Keywords: Power Tensor, Hybrid Simulation, Active filters, vectorial decomposition, PQ theory

Contenido

Resumen XI

Abstract XIII

Contenido XIV

Lista de Figuras XVII

Lista de Tablas 1

1. Prefacio 2

1.1. Introducción . . . 2
1.2. Historia . . . 4
1.3. Planteamiento del Problema . . . 5
1.4. Objetivos . . . 5
1.4.1. Objetivo General . . . 5
1.4.2. Objetivos Especificos . . . 5
1.5. Metodología . . . 6
1.6. Organización del Documento . . . 6

2. Marco Teórico 8

2.1. El concepto de *Potencia* en los Sistemas Eléctricos . . . 8
2.2. La Potencia Bajo Condiciones Sinusoidales . . . 10
2.3. Potencia Compleja y Factor de Potencia . . . 12
2.4. Definiciones de Potencia en Condiciones no Sinusoidales . . . 14
2.4.1. Definición de potencia en el dominio de la frecuencia . . . 14
2.4.2. Definición de potencia basada en los valores RMS de tensión y corriente . . . 17
2.5. Teorías de Potencia Instantánea . . . 18
2.5.1. Teoría $p - q$ o de la potencia reactiva instantánea . . . 18
2.5.2. La transformada de Clarke . . . 19
2.5.3. Potencia activa instantánea en sistemas trifásicos en términos de las componentes de Clarke . . . 20
2.6. Tensor de Potencia Instantáneo . . . 21
2.6.1. Definición de las componentes de potencia por medio del producto diádico 23

2.7. Filtros Activos de Potencia . . . 24
2.7.1. Control de los filtros activos . . . 25
2.7.2. Filtro activo paralelo . . . 25
2.8. Simulación Híbrida . . . 27
2.9. Conclusión del Capítulo . . . 27

3. Algoritmos de Control **29**
3.1. Algoritmos de Compensación . . . 30
3.1.1. Algoritmo de compensación instantáneo ITC . . . 32
3.1.2. Algoritmo de compensación para potencia activa constante CAP . . . 34
3.1.3. Algoritmo de compensación para factor de potencia unitario UPF . . . 35
3.1.4. Cancelación perfecta de armónicos PHC . . . 36
3.2. Conclusión del Capítulo . . . 38

4. Resultados de Simulación **41**
4.1. Simulación del FAP ideal . . . 41
4.1.1. Caso trifásico . . . 41
4.1.2. Caso hexafásico . . . 44
4.2. Simulación del FAP real . . . 46
4.2.1. Caso trifásico . . . 47
4.2.2. Caso Hexafásico . . . 49
4.3. Conclusión del Capítulo . . . 50

5. Resultados Experimentales, Simulación Híbrida **52**
5.1. Resultados . . . 53
5.1.1. Resultado experimental sin compensación . . . 54
5.1.2. Resultado experimental estrategia de compensación ITC . . . 54
5.1.3. Resultado experimental estrategia de compensación CAP . . . 54
5.1.4. Resultado experimental estrategia de compensación UPF . . . 54
5.1.5. Resultado experimental estrategia de compensación PHC . . . 55

6. Conclusiones y Futuras Investigaciones **58**
6.1. Conclusiones . . . 58
6.2. Aportes . . . 58
6.3. Recomendaciones y trabajo Futuro . . . 59

7. Apendice A **60**
7.1. Descripción de la Tarjeta Controladora dSPACE . . . 60
7.2. Descripción del Software ControlDesk . . . 61
7.3. Descripción de las Tarjetas de Medida . . . 62
7.3.1. Medidas de tensión . . . 62
7.3.2. Medidas de corriente . . . 62

7.4. Descripción del inversor 62

8. Apéndice B **65**
8.1. Implementación del Algoritmo maestro en $Matlab^{TM}$ $Simulink^{®}$ 65
8.2. Implementación del Algoritmo maestro en $ControlDesk^{®}$ 66
8.3. Model Simulink para la Simulación Híbrida 67
8.4. Hardware para la Simulación Híbrida 69

Bibliografía **70**

Lista de Figuras

2.1. Conceptos convencionales de las potencias activa y reactiva. 12
2.2. Representación gráfica de la potencia compleja en el triángulo de potencias 14
2.3. Representación gráfica de las potencias según Budeanu. 16
2.4. Interpretación física de las potencias activa y reactiva. 21
2.5. Sistema eléctrico fuente-carga multifáse. 22
2.6. Esquema básico del filtro activo de potencia paralelo. 26

3.1. Esquemas básicos de los FAPs 29
3.2. Esquema básico del filtro activo de potencia paralelo. 30
3.3. Esquema del filtro activo funcionando con el tensor de potencia instantánea 32
3.4. Esquema de la técnica de compensación ITC 33
3.5. Algoritmo Implementado en $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$ 33
3.6. Esquema de la técnica de compensación CAP 34
3.7. Esquema de la técnica de compensación UPF 36
3.8. Esquema de la técnica de compensación PHC 36
3.9. Bloque de cálculo de la componente de secuencia directa 37
3.10. Bloque de cálculo de la componente de secuencia directa 38
3.11. Bloque de cálculo de la componente fundamental 39
3.12. Diagrama implementado en $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$ para PHC 40

4.1. Algoritmo de simulación del FAP ideal de tres fases 42
4.2. Resultados de las corrientes del FAP ideal con estrategia ITC 42
4.3. Resultados de las simulaciones del FAP ideal caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC 43
4.4. Resultados de las simulaciones del FAP ideal caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC 45
4.5. Descomposición armónica de las formas de onda: a. sin compensación, b. Estrategia ITC, c. Estrategia PHC 46
4.6. Resultados de las simulaciones del FAP real caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC 48
4.7. Análisis armónico de la corriente en la simulación del FAP real 49
4.8. Algoritmo de simulación del FAP ideal de tres fases 49
4.9. Algoritmo de simulación del FAP ideal de tres fases 50
4.10. Resultados de las simulaciones del FAP real caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC 51

5.1. Algoritmo híbrido implementado en el laboratorio 52
5.2. Algoritmo híbrido implementado en el laboratorio 53
5.3. Resultados experimental del sistema sin compensar 54
5.4. Resultados experimental del sistema con algoritmo de control ITC 55
5.5. Resultados experimental del sistema con algoritmo de control CAP 55
5.6. Resultados experimental del sistema con algoritmo de control UPF 56
5.7. Resultados experimental del sistema con algoritmo de control PHC 56

7.1. DS1104 R&D Controller Board 60
7.2. Diagrama de bloques de la DS1104 Controller Board 61
7.3. Diagrama de bloques de la DS1104 Controller Board 62
7.4. Circuito de acondicionamiento del sensor de corriente 63
7.5. Diagrama circuital del transductor de corriente 63
7.6. Circuito de acondicionamiento del sensor de corriente 64

8.1. Ejemplo de model que incluye el bloque RTI Data (Copiright Real-Time Interface (RTI and RTI-MP) Implementation Guide) 66
8.2. Ventana principal del ControlDesk 67
8.3. Ventana de dialogo de nuevo experimento en ControlDesk 68
8.4. Bloques PWM y ADC 69

Lista de Tablas

1.1. Límites de Distorsión en Tensión 3
1.2. Limites de Distorsión en Corriente para Sistemas de Distribución 3

4.1. Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación en el caso ideal 44
4.2. Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación en el caso real 47

5.1. Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación, resultados experimentales 57
5.2. Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación en el caso real 57
5.3. Valores de armónicos máximos recomendados por IEEE 519 57

1 Prefacio

1.1. Introducción

En las últimas décadas el concepto de "calidad del servicio" como un término amplio relacionado con la continuidad del servicio (Confiabilidad) y la calidad de la onda (Armónicos, fluctuaciones, transitorios, factor de potencia, etc) ha tomado cada vez más importancia en la Ingeniería Eléctrica y Electrónica, y en este momento es un tema de gran interés tanto para las compañías generadoras y distribuidoras, como para los fabricantes de equipos industriales y residenciales, así como para los consumidores finales. Los motivos de la trascendencia que ha adquirido la calidad de potencia en los últimos años son múltiples, entre ellos se pueden mencionar [1]:

- La revolución de la electrónica, que ha creado equipos muy sensibles a los disturbios y a las interrupciones, especialmente aquellos que usan funciones de memoria.
- La característica altamente no lineal que exhiben dichos equipos en sus fuentes ha incrementado considerablemente el deterioro de las señales de alimentación en la red.

El crecimiento constante de la presencia de armónicos de corriente en el sistema eléctrico determinado en gran parte por la proliferación de cargas no lineales que causan la perdida y el mal funcionamiento de los equipos, hacen necesario un adecuado control de la distorsión armónica [2]. En particular existen normas y reglamentos que determinan los limites a ser cumplidos por parte de los usuarios, los distribuidores y las buenas prácticas de diseño, entre las que se pueden mencionar:

- IEC61000-3-2 [2] Define valores de corriente que no deben ser superado para cada armónico individual.
- IEEE 519-1981 Guías y practicas recomendadas para control de ranuras de tension por conmutación, distorsión de tensión, interferencia telefónica, y limites en flicker producidos por convertidores de potencia.
- IEEE 519-1992 [3] (Revisión de la norma IEEE 519-1981) Limites máximos de distorsión armónica de corriente en el punto de conexión común y distorsión de tensión. Las tablas 1.1 y 1.2 se pueden ver los limites propuestos para tensión y corriente respectivamente:

  Donde I_{SC} es la máxima corriente de cortocircuito en el Punto de Conexión Común PCC, e I_L es la máxima corriente de demanda de la carga (de la componente de frecuencia fundamental) en el PCC.

Tabla 1.1: Límites de Distorsión en Tensión

Nivel de Tensión en PCC	Distorsión Individual de Tension (%)	THDv (%)
$<$ 69 kV	3.0	5.0
69.001 kV hasta 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV	1.0	1.5

Tabla 1.2: Limites de Distorsión en Corriente para Sistemas de Distribución

I_{SC}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

- IEEE 1159 Estándar relacionado con la medida de eventos relacionados con la calidad de la energía.
- ANSI C48 [3]
- CBEMA y Curvas ITIC [3]
- CISPR 22 y EN55022

Además los reglamentos emitidos por los organismos encargados en los diferentes países adoptan niveles propios ó basados en las normas y estándares internacionales.
Por otra parte, en los últimos años el entorno industrial ha demandado equipos de mayor potencia, llegando a niveles de los megawatts. Los convertidores multinivel son muy adecuados para las aplicaciones de gran potencia, y la evolución de los semiconductores de potencia permite trabajar a niveles de tensión cada vez mayores. Como consecuencia, la utilización de los convertidores multinivel se está imponiendo en aplicaciones de conexión de equipos electrónicos a niveles de media tensión “M.T.” sin necesidad de utilizar un transformador. Una de estas aplicaciones son los filtros activos de potencia (APFs por su nombre en inglés).

Actualmente existen varios modelos así como topologías para el diseño de APF’s en sistemas trifásicos de tres y 4 hilos [4]. Dichos APF’s son dispositivos avanzados en el campo de la electrónica de potencia aplicada, poniendo al servicio la última generación de dispositivos semiconductores de potencia así como tecnologías modernas de procesamiento digital de señales.

Los APF's son usados en los sistemas de corriente alterna (ac) para la compensación de armónicos y la compensación de energía reactiva, así como algunas otras formas de corrección de distorsiones de la onda de corriente y tension [5].

El presente trabajo está basado en el estudio y diseño de un filtro activo en derivación utilizando la teoría del *tensor instantáneo de potencia* propuesta en [6] para el cálculo de las corrientes de referencia del convertidor.

La novedad en este diseño se encuentra en que los actuales sistemas de filtros activos utilizan los conceptos de potencia instantánea aplicables únicamente a redes de hasta tres fases y un neutro, mientras que el concepto de tensor instantáneo de potencia [6] permite la aplicación de convertidores dc/ac como filtros activos a redes de n fases.

1.2. Historia

Para finales de los años 60s y principio de los 70s, Erlicki y Emmanuel Eigeles, Sasaki y Machida, Fukao, Iida y Muyairi [7] publicaron las primeras investigaciones que presentaban lo que se podia considerar como el principio básico de la compensación controlada de potencia reactiva de la siguiente manera:

- Erlicki y Emmanuel Eigeles: Presentaron algunas ideas que permitian entender que "la compensación de la energía de distorsión se desconocía hasta esa fecha", ellos determinaron que:"una resistencia no lineal se comporta como un generador de energía reactiva aunque no tenga elementos almacenadores de energía", y presentaron la primera aproximación al los filtros activos de potencia.
- Fukao, Iida y Muyairi: Declararon que si se conectaba un generador de energía reactiva en paralelo con una carga, y controlándola de tal manera que entregara potencia reactiva a la carga, entonces la red de potencia entregaría únicamente potencia activa a dicha carga. De esta manera seria posible la transmisión ideal de potencia.

Pocos años después, Gyugyi y Pelly presentaron la idea de que la potencia reactiva podría ser compensada por un cicloconvertidor (inversor u ondulador de potencia) conmutado naturalmente sin elementos almacenadores de energía. Esta idea fue expuesta desde un punto de vista físico, pero no se dio ninguna propuesta matemática al respecto.

En 1976, Harashima, Inaba y Tsuboi, presentaron, probablemente por primera vez, el termino *"potencia reactiva instantánea"* para un circuito monofásico, el mismo año que Gyugyi y Strycula [4, 8] introdujeron el termino *"filtro activo de potencia"*. Pocos años después, Takahashi, Fujiwara y Nabae [4], publicaron un par de documentos donde mostraban la aparición de la *"teoría de la potencia instantánea"* o *"teoría p-q"*.

Para finales del 2009, A. J. Ustariz, E. A. Cano y H. Tacca [9] propone una nueva forma de interpretación física de la potencia instantánea y una forma alternativa de calculo de la misma por medio del concepto de producto tensorial, llamada, *Tensor Instantáneo de Potencia*.

1.3. Planteamiento del Problema

En contraste con los filtros pasivos para armónicos, los filtros activos modernos tienen multiples funciones [10], como lo son, el filtrado de armónicos, control de potencia reactiva, corrección del factor de potencia, simetrización de cargas, regulación de tensión, reducción del fliker y sus combinaciones. La significativa reducción de los costos tanto en los dispositivos semiconductores de potencia como en los sistemas de procesamiento de señales han inspirado a los fabricantes a poner APFs en el mercado.

El problema que se formula se basa en que tomando en cuenta la formulación vectorial propuesta por Akagi [7], apropiada para la compensación de sistemas trifásicos, es entonces la formulación tensorial, tomada como una generalizacion del concepto de escalar, vector y matriz, apropiada para la compensación de sistemas de n fases. Y de ser así, que tan importante seria la compensación de sistemas de mas de tres hilos vivos.
En este orden de ideas, el problema que acoge y pretende resolver esta tesis es el de presentar un nuevo algoritmo de control para el diseño de filtros activos de multiples fases basado en la teoría del tensor de potencia instantánea.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo General

Implementar un algoritmo de control para un filtro activo de potencia utilizando la teoría del tensor de potencia instantánea.

1.4.2. Objetivos Especificos

- Caracterizar e implementar el sistema de la fuente y la carga.
- Implementar los algoritmos de control del FAP a partir de la teoría de Tensor de potencia instantáneo.
- Instrumentar las medidas de corriente y tensión para el cálculo de las corrientes de referencia del FAP .

- presentar los experimentos de simulación y verificación de los resultados que puedan acoplarse a la reglamentación actual.
- Mostrar la validez de la simulación híbrida y los ejercicios experimentales de la metodología.

1.5. Metodología

Se utilizó una metodología de diseño que se caracterizó por las siguientes etapas:

- Entrenamiento para el manejo de las herramientas del laboratorio, que consiste en entender el funcionamiento de cada uno de los módulos que componen las mesas de trabajo y verificar si se necesita algún elemento extra para el desarrollo de las etapas propuestas.
- Conceptualización y realización de experimentos con dSPACE, para tener claras las ventajas y limitaciones del sistema de adquisición y control de la estación de trabajo.
- Conceptualización y realización de experimentos con Power Inverter, para evitar errores de conexión y de medida al momento de la implementación del prototipo.
- Delimitar y definir el objeto de la investigación, para tener claro que es lo que se pretende con el trabajo que se desea realizar.
- Plantear una hipótesis del trabajo. Esta aclararía por completo el objetivo principal de la investigación.
- Realizar simulaciones. Con el objeto de comprobar que el experimento a implementar puede dar los resultados esperados además de entender a fondo el modelo.
- Elaborar un protocolo para implementar un prototipo.
- Realizar el experimento de la implementación del FAP.
- Analizar y comparar los resultados.
- Obtener conclusiones y futuras líneas de trabajo.

1.6. Organización del Documento

El **Capítulo 1** presenta la introducción general de la tesis, hace referencia a la historia del tema que se trata en el trabajo, se plantea el problema a atacar los objetivos que se esperan alcanzar y la metodología para alcanzar dichos objetivos, por ultimo se explica la organización del documento.

En el **Capítulo 2** se hace una revisión del estado del arte en cuanto al concepto de potencia en los sistemas eléctricos mencionando y analizando las definiciones mas importantes a través de la

historia hasta llegar a la definición del tensor de potencia instantánea. Finalmente se hace una descripción de los sistemas de filtrado activo, los sistemas de control de los mismos para finalmente describir mas a fondo el filtro activo paralelo que es el que ocupa este trabajo.

El **Capítulo 3** describe cada uno del los algoritmos de control desarrollados para la compensación de las diferentes alteraciones al estado ideal de la onda de corriente a partir de la teoría del tensor de potencia instantánea. En particular se analizan cuatro técnicas de compensación aplicadas a filtros activos de potencia.

Los capítulos **4** y **5** describen los resultados de las simulaciones y de los resultados experimentales respectivamente. En el **Capitulo 5** también se describe la forma de realización de la simulación híbrida.

El **Capitulo 6** presenta las conclusiones de esta tesis así como los aportes y las líneas de trabajo futuro que pueden desprenderse del presente estudio.

El **Apéndice A** describe el hardware y software utilizados para el desarrollo de la tesis.

Por ultimo el **Apéndice B** explica de forma clara el prototipo de simulación híbrida implementado y todos los pasos a seguir para la obtención de los resultados experimentales, no se explicaran en este apéndice las instalaciones de los software utilizados.

2 Marco Teórico

2.1. El concepto de *Potencia* en los Sistemas Eléctricos

Uno de los principales puntos en el desarrollo de la trasmisión y distribución de corriente alterna "ac" desde finales del siglo XIX fue basado en la generación de tension sinusoidal a frecuencia constante [7], permitiendo el fácil diseño de transformadores y líneas de transmisión, aún para grandes distancias. Si la onda de tensión no era sinusoidal, aparecerían complicaciones en el diseño de transformadores, máquinas y líneas de trasmisión.

Con la aparición de la fuente de tension sinusoidal, la red de energía eléctrica podría ser mas eficiente si la corriente de la carga se encontraba en fase con la tensión de la fuente. Es así, como el concepto de *Potencia Reactiva* fue definido, para representar la cantidad de potencia eléctrica debida a la corriente de la carga que no esta en fase con la fuente de tensión. El promedio de la *Potencia Reactiva* durante un periodo es cero, en otras palabras, esta potencia, no contribuye a la transmisión de energía de la fuente a la carga. Al mismo tiempo, fueron creados los conceptos de *Potencia Aparente* y *Factor de Potencia*. La potencia aparente da una idea de cuanta potencia puede ser entregada o consumida si las formas de onda de la tensión y la corriente están en fase y el factor de potencia es una relación entre el promedio de la potencia realmente entregada o consumida en un circuito y la potencia aparente en el mismo punto. Naturalmente, a mayor factor de potencia "FP", mejor es la utilización del circuito. Como consecuencia, el FP es mayor eficiencia, no sólo eléctrica, sino también económica. Por lo tanto, las empresas prestadoras del servicio eléctrico han especificado límites para el FP. Cargas que funcionan a bajo FP pagan un cargo adicional por no usar el circuito de manera eficiente.

Por mucho tiempo, uno de los principales temas concernientes a equipos eléctricos es la corrección del FP, la cual se puede realizar mediante el uso de bancos de condensadores y en algunos casos con el uso de reactores. Para todos los casos, la carga actúa como circuito lineal dibujando una onda de corriente sinusoidal a partir de una fuente de tensión con el mismo tipo de onda. Por lo tanto, la teoría convencional de potencia basada en la definición de las potencias activa, reactiva y aparente fue suficiente para el diseño y análisis de sistemas de potencia. Si embargo, algunos documentos publicados en los años 20, mostraron que el concepto convencional de potencia reactiva y aparente pierde su utilidad en los casos no sinusoidales. Es entonces donde dos conceptos importantes para la definición de potencia bajo condiciones no sinusoidales fueron introducidos, uno en el dominio del tiempo por Budeanu, y otro en el dominio de la frecuencia por Fryze [4]. Para ese entonces, el uso de cargas no lineales era insignificante, por lo que se prestó poca atención al tema por mucho tiempo.

Entre finales de 1998 y principios del 2000, Yoon, W.-K. y Devaney, M. J. [11] Tomando los beneficios de las definiciones de potencia bajo condiciones no sinusoidales en el dominio de la frecuencia y el tiempo, surge el método tiempo-frecuencia a través de la aplicación de la transformada ondita (Wavelet Transform). Yoon y Devaney sentaron la teoría básica para definir la potencia y sus componentes usando la transformada ondita discreta *"DWT"*, extendiendo la definición tradicional de *"Efectiva o RMS"* de la tensión *v(t)* y la corriente *i(t)* en el dominio de las onditas.

Desde la introducción de la electrónica de potencia a finales de los 60s, las cargas no lineales que consumen corriente no sinusoidal se han incrementado significativamente, en muchos casos, estas representan un porcentaje muy alto del total de las cargas en un sistema determinado. Hoy en día, es muy común encontrar hogares sin tan solo una carga lineal como bombillas incandescentes ya que en la mayoría de los casos estas han sido reemplazadas por lámparas fluorescentes controladas electrónicamente por sus muy mencionadas características de bajo consumo de potencia activa y tiempo de vida útil. A nivel industrial, un motor, que puede ser considerado como carga lineal en estado estacionario, esta ahora equipado generalmente con un rectificador y un inversor para controlar su velocidad. Desafortunadamente, las definiciones anteriores de potencia bajo corrientes no sinusoidales eran dudosas, lo que conduce a interpretaciones erróneas en algunos casos [7].

Como se dijo antes, los problemas relacionados a cargas no lineales tienen un aumento significativo con el incremento de los equipos con electrónica de potencia. Los equipos modernos con cargas no lineales generan una gran cantidad de corrientes armónicas por lo que los sistemas de potencia en muchos casos tienen que ser analizados bajo condiciones no sinusoidales. Esto demuestra lo imperativo de establecer un conjunto coherente de definiciones de potencia que también sean válidos en eventos transitorios y en condiciones no sinusoidales.

Las teorías de potencia presentadas por Budeanu y Fryze [4] mostraban preocupaciones relacionadas básicamente con los cálculos de potencia promedio o valores RMS de las ondas de tensión y de corriente. El desarrollo de la tecnología de electrónica de potencia puso nuevos limites a las teorías de potencia. Estas condiciones no surgieron de las investigaciones, sino que son el resultado de la proliferación de convertidores de potencia que usan semiconductores como los diodos, tiristores, transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs), tiristores de apagado o bloqueo por compuerta (GTOs), etc. A pesar de que este tipo de dispositivos tiene una respuesta muy rápida para controlar sus tensiones y corrientes, también son generadores de armónicos hacia la red. Esto aclara que las teorías convencionales de potencia basadas en valores medios o RMS, no eran aplicables al análisis y diseño de convertidores de potencia o redes con los mismos.

2.2. La Potencia Bajo Condiciones Sinusoidales

La definición de la potencia eléctrica en sistemas monofásicos, en regimen sinusoidal esta completamente establecida. En el presente, no hay discusión entre los resultados obtenidos en el dominio de la frecuencia y el dominio del tiempo.

Un sistema ideal monofásico con fuente sinusoidal y carga lineal, presenta tensiones y corrientes que son analíticamente representadas por 2.1:

$$v(t) = \sqrt{2}V\sin(\omega t) \qquad i(t) = \sqrt{2}I\sin(\omega t - \phi) \tag{2.1}$$

donde V e I representan el valor eficaz de la tensión y la corriente respectivamente y ω es la frecuencia angular. La potencia activa instantánea esta dada por 2.2:

$$p(t) = v(t)i(t) = 2VI\sin(\omega t)\sin(\omega t - \phi) = VI\cos\phi - VI\cos(2\omega t - \phi) \tag{2.2}$$

La ecuación 2.2 muestra que la potencia instantánea de un sistema monofásico no es constante. Esta tiene una componente de frecuencia distinta y un valor dc dados por $VI\cos(\phi)$. Descomponiendo la componente oscilante y reorganizando 2.2 se tienen los siguientes términos, los cuales derivan el concepto tradicional de potencia activa y reactiva:

$$p(t) = \underbrace{VI\cos\phi[1 - \cos(2\omega t)]}_{I} - \underbrace{VI\sin\phi\sin(2\omega t)}_{II} \tag{2.3}$$

La descomposición de 2.3 muestra dos partes de la potencia instantánea, que son interpretadas de la siguiente manera:

Parte I Tiene un valor promedio igual a $VI\cos\phi$ y tiene una componente oscilatoria del doble de la frecuencia de linea. Esta parte nunca es negativa, y por lo tanto, representa un flujo de potencia unidireccional de la fuente hacia la carga.

Parte II Tiene una componente oscilante pura al doble de la frecuencia (2ω) y tiene un valor pico igual a $VI\sin\phi$. Claramente su valor promedio es cero.

Convencionalmente, la potencia instantánea dada en 2.3 es representada por tres potencias *"constantes"*: la *potencia activa*, la *potencia reactiva* y la *potencia aparente*:

Potencia activa *P.* El valor promedio de la parte I esta definida como la *potencia activa (promedio)*:

$$P = VI\cos\phi \tag{2.4}$$

Potencia reactiva Q. The potencia reactiva convencional esta definida como el valor pico de la parte II:

$$Q = V I \sin\phi \tag{2.5}$$

La potencia reactiva generalmente se encuentra definida como la *porción de potencia que no realiza trabajo*, es decir, que tiene como valor promedio igual a cero. De todos modos, esta definición no es del todo correcta o no esta completa. Esta interpretación física para la potencia reactiva fue establecida cuando los elementos reactivos eran básicamente inductores y capacitores, y no existía la electrónica de potencia. Estos elementos están en condiciones de producir potencia reactiva sin elementos almacenadores de energía [7].

La potencia instantánea *p(t)*, se puede reescribir de la siguiente manera:

$$p(t) = \underbrace{P[1 - \cos(2\omega t)]}_{I} - \underbrace{Q\sin(2\omega t)}_{II} \tag{2.6}$$

La figura 2.1 muestra los componentes anteriores de la potencia con una tensión y una corriente dada, la corriente esta en atraso con respecto a la tensión un ángulo de $\pi/6$, de la figura 2.1 es fácil comprender que el flujo de energía (potencia instantánea $p(t)$) en un sistema monofásico de corriente alterna no es unidireccional ya que presenta tanto valores positivos como negativos. Durante el tiempo correspondiente a la parte positiva de la onda, la fuente esta entregando energía a la carga, mientras que en el intervalo de tiempo correspondiente a la parte negativa, un porcentaje de energía es devuelto a la fuente.

Otra cantidad en potencia que es comúnmente usada para definir la potencia nominal de un equipo determinado es la *potencia aparente S*.

Potencia aparente S. Esta definida como:

$$S = V I \tag{2.7}$$

Esta potencia por lo general representa la *máxima potencia activa que se puede alcanzar a factor de potencia unitario*. La definición del factor de potencia es presentada en la siguiente sección.

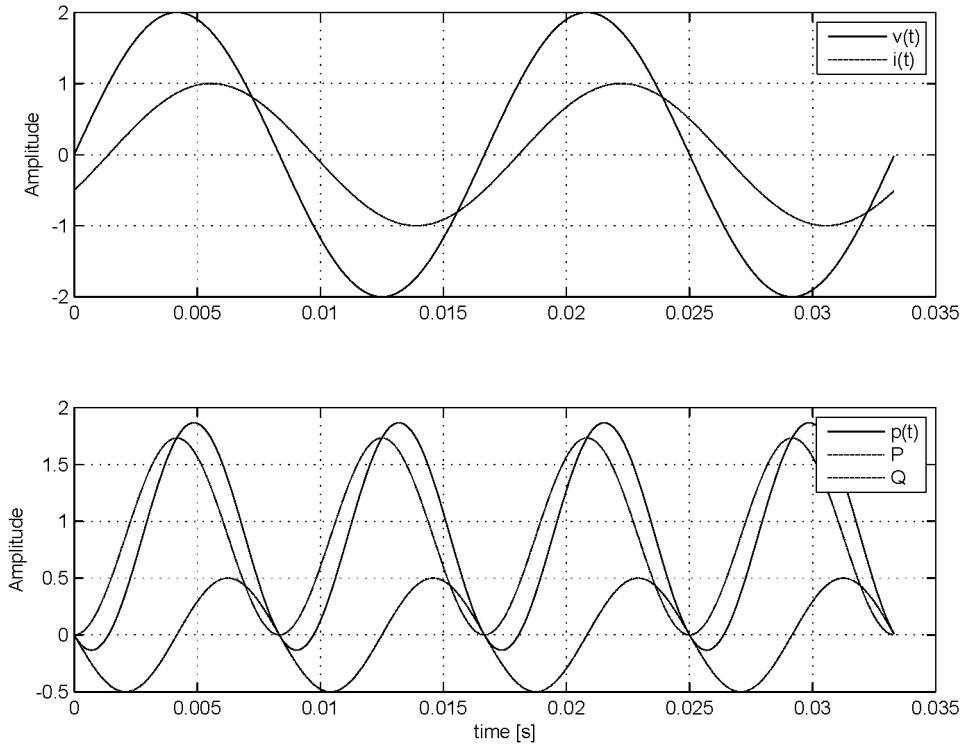


Figura 2.1: Conceptos convencionales de las potencias activa y reactiva.

2.3. Potencia Compleja y Factor de Potencia

La potencia compleja **S**, puede ser definida como el producto entre los fasores de tensión y corriente. Siendo coherentes con la convención de signos de 2.5 que es relacionada a una *"potencia reactiva positiva para cargas inductivas"*, la definición de potencia compleja debe usar el valor conjugado del fasor de corriente. Por lo anterior, definiendo una notación para la tensión y la corriente, se tiene:

$$\vec{V} = V\angle\theta_V = V_{\Re} + jV_{\Im} \tag{2.8}$$

$$\vec{I} = V\angle\theta_I = I_{\Re} + jI_{\Im} \tag{2.9}$$

$$\phi = \theta_V - \theta_I \tag{2.10}$$

donde se mantiene la notación de la sección anterior donde V e I representan el valor eficaz de la tensión y la corriente respectivamente, y θ_V y θ_I son los ángulos de fase en un instante de tiempo dado. Convencionalmente los ángulos de fase positivos son medidos en la dirección de las manecillas del reloj.

Potencia Compleja S Definida como:

$$\mathbf{S} = \vec{V}\vec{I}^{*} = (V\angle\theta_V)(I\angle-\theta_I) = \overbrace{VI\cos\underbrace{(\theta_V-\theta_I)}_{\phi}}^{P} - \overbrace{jVI\sin\underbrace{(\theta_V-\theta_I)}_{\phi}}^{Q} \tag{2.11}$$

Notese que el valor absoluto de la potencia compleja es igual a la potencia aparente definida en 2.7, que es:

$$|S| = \sqrt{[VI\cos(\theta_V-\theta_I)]^2 + [VI\sin(\theta_V-\theta_I)]^2} = S = VI \tag{2.12}$$

El término $\cos\phi$ es igual a la razón entre la potencia activa P y la potencia aparente S, y es referido como el *factor de potencia* "PF".

Factor de Potencia FP Definido como:

$$FP = \cos\phi = \frac{P}{S} \tag{2.13}$$

Los conceptos de factor de potencia, potencia compleja pueden ser representados gráficamente en el triángulo de potencias de la figura 2.2. Si la carga no es puramente resistiva, la potencia reactiva Q no es cero y la potencia activa P es menor que la potencia aparente S. Por lo tanto, el factor de potencia es menor que la unidad. Estos son los significados tradicionales de las potencias anteriores definidas bajo condiciones sinusoidales puras y son ampliamente utilizados en la industria para caracterizar equipo eléctrico. Desafortunadamente estos conceptos de potencia no son validos, o dan lugar a malas interpretaciones, bajo condiciones no sinusoidales.

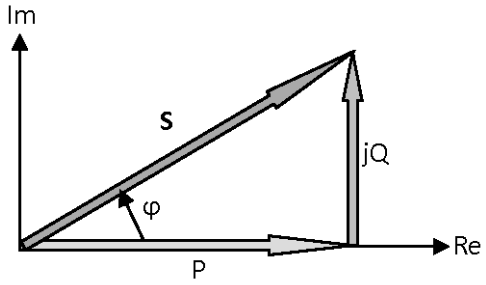


Figura 2.2: Representación gráfica de la potencia compleja en el triángulo de potencias

2.4. Definiciones de Potencia en Condiciones no Sinusoidales

2.4.1. Definición de potencia en el dominio de la frecuencia

El conjunto de definiciones de potencia establecidas por Budeanu [4] en 1927, son aun importantes para el análisis de potencia en el dominio de la frecuencia. Introdujo definiciones que son validas para formas de onda genéricas de tensión y corriente. No obstante, como estas están definidas en el dominio de la frecuencia, solo pueden ser aplicadas en análisis de estado estable. En otras palabras, están limitadas a formas de onda periódicas.

En un sistema monofásico de corriente alterna en estado estable donde la corriente y la tensión puedan ser descompuestas en series de Fourier. El fasor correspondiente para cada componente armónica se puede determinar y las siguientes definiciones de potencia pueden ser definidas:

Potencia aparente S se define como:

$$S = VI \tag{2.14}$$

La potencia aparente definida en 2.14, es en principio idéntica a la dada por 2.7. La diferencia esta en que *V* e *I* son los valores RMS de formas de onda de tensión y corriente periódicas, las cuales se calculan como

$$V = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \qquad I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \tag{2.15}$$

donde V_n e I_n corresponden al valor RMS del armónico de orden n de la serie de Fourier y T es el periodo de la componente fundamental. En este análisis no se tiene en cuenta el

valor de la componente de corriente directa dc. El ángulo de desplazamiento para cada par de componentes n de tension y corriente se representa por ϕ_n. Budeanu define entonces las potencias activa y reactiva de la siguiente manera:

Potencia activa P esta dada por:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos\phi_n \tag{2.16}$$

Potencia reactiva Q se define:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin\phi_n \tag{2.17}$$

Las definiciones de la potencia reactiva y aparente aparecen por la necesidad de cuantificar en los sistemas de corriente alterna *"la porción de potencia que no realiza trabajo"*. En otras palabras, se dan por el interés de tener indices para cuantificar la calidad de la potencia. De todas maneras, bajo condiciones no sinusoidales, ni la potencia reactiva, ni la aparente caracterizan satisfactoriamente el tema de calidad de la energía o de eficiencia en los sistemas de trasmisión. Por ejemplo, la definición anterior de potencia reactiva no incluye el producto cruz entre las tensiones y las corrientes armónicas a diferentes frecuencias. Nótese que ni la potencia activa 2.16 ni la potencia reactiva 2.17 incluyen el producto de componentes armónicas a diferentes frecuencias.

Las perdidas de calidad de la energía en condiciones no sinusoidales son caracterizadas mejor por otra definición de potencia introducida por Budeanu [7], la *potencia de distorsión D* o *potencia armónica*; esta complementa las anteriores definiciones de potencia y es definida en 2.18.

$$D = S^2 - P^2 - Q^2 \tag{2.18}$$

Las potencias definidas desde 2.14 hasta 2.18 son bien conocidas y ampliamente usadas en el análisis de sistemas que operan bajo condiciones no sinusoidales, pero solo la potencia activa *P*, como se define en 2.16, tiene un claro significado físico, tanto en condiciones sinusoidales como no sinusoidales. La potencia activa representa el valor *promedio* de la potencia activa instantánea. En otras palabras, esta representa la razón de energía transferida entre dos subsistemas eléctricos. En contraste, las potencias reactiva y aparente, de la forma que fueron expresadas por Budeanu, son formulaciones matemáticas, como una extensión de las definiciones para el caso sinusoidal, sin un claro significado físico.

Debido a la presencia de la potencia de distorsión *D* bajo condiciones no sinusoidales, una nueva representación gráfica de las potencias es dada en un marco de referencia tridimensional como complemento del triángulo de potencias 2.2, la figura 2.3 muestra esta nueva representación gráfica.

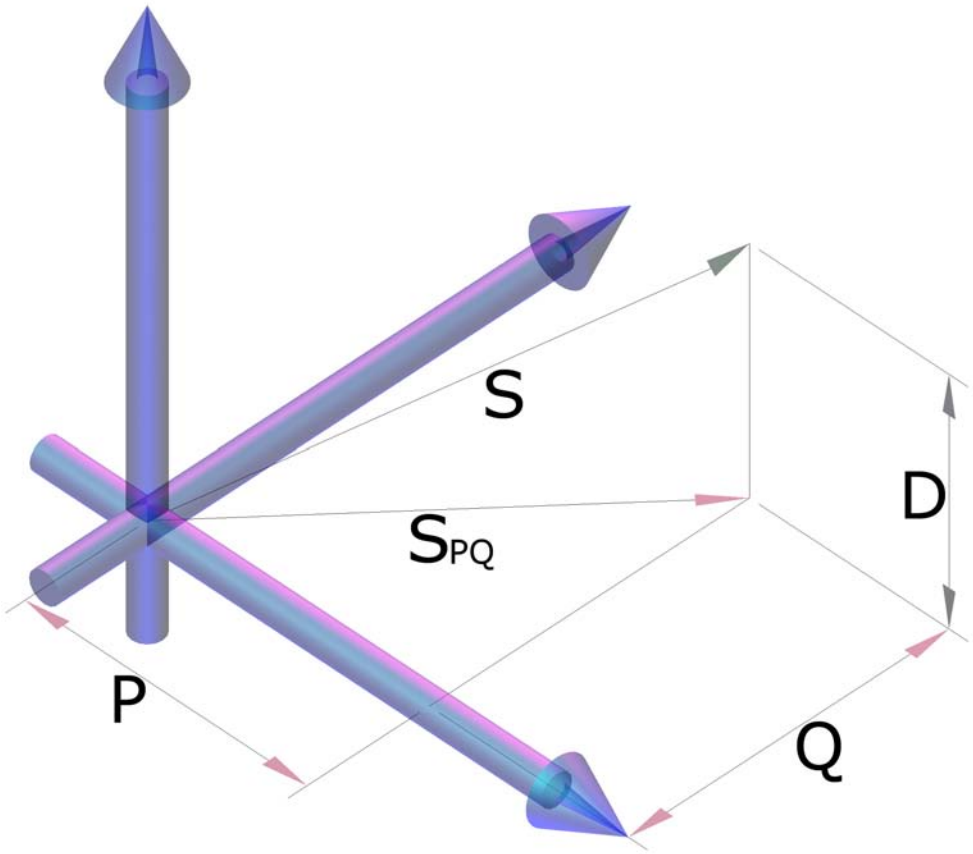


Figura 2.3: Representación gráfica de las potencias según Budeanu.

Bajo condiciones no sinusoidales, la potencia aparente definida en 2.7 y 2.14, difieren de la potencia compleja definida en 2.11, como resultado, la equivalencia entre ellas ya no es valida como se mostró en 2.12. Una nueva potencia compleja S_{PQ} se puede definir de 2.16 y 2.17 que corresponden a las nuevas potencias activa y reactiva definidas por Budeanu, Esta nueva potencia compleja se define como en 2.19:

$$\mathbf{S_{PQ}} = P + jQ = \sum_{n=1}^{\infty} P_n + j\sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n cos\varphi_n + j\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n sin\varphi_n \tag{2.19}$$

La relación entre la potencia aparente S y la potencia compleja S_{PQ} esta dada por:

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{|\mathbf{S_{PQ}}|^2 + D^2} \tag{2.20}$$

2.4.2. Definición de potencia basada en los valores RMS de tensión y corriente

Cerca de 1930, Fryze propuso un grupo de definiciones de potencia basado en los valores RMS de la tensión y la corriente, Las ecuaciones según Fryze son las siguientes:

Potencia activa P_w:

$$P_w = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)i(t)dt = V_w I = V I_w \tag{2.21}$$

Donde V e I son los valores RMS V_w e I_w son la tension activa y la corriente activa respectivamente y se definen a continuación. Los valores RMS de tensión y corriente se calculan de la misma forma que en 2.15. En conjunto con la potencia activa P_w los términos RMS forman el concepto básico d Fryze, de estos, todos los demás parámetros pueden ser definidos y calculados como de la siguiente manera:

Potencia aparente P_S:

$$P_S = VI \tag{2.22}$$

Factor de potencia activo λ:

$$\lambda = \frac{P_w}{P_S} = \frac{P_w}{VI} \tag{2.23}$$

Potencia reactiva P_q:

$$P_q = \sqrt{P_S^2 - P_w^2} = V_q I = V I_q \tag{2.24}$$

Donde V_q e I_q son la tensión y la corriente reactivas y se definen a continuación:

Factor de potencia reactivo λ_q:

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \tag{2.25}$$

Tensión y corriente activas V_w e I_w:

$$V_w = \lambda V \qquad\qquad I_w = \lambda I \tag{2.26}$$

Tensión y corriente reactivas V_q e I_q:

$$V_q = \lambda_q V \qquad\qquad I_q = \lambda_q I \tag{2.27}$$

2.5. Teorías de Potencia Instantánea

Como se ha discutido anteriormente, las investigaciones en calcular e interpretar físicamente el flujo de energía en circuitos eléctricos se reporta en la literatura desde principios del siglo XIX. El desarrollo de los elementos semiconductores de potencia y los convertidores asociados a ellos ha traído nuevos condiciones al problema del flujo de energía. La velocidad de respuesta de dichos convertidores y su capacidad para generar potencia reactiva y componentes armónicas, sumado a la proliferación de los dispositivos que actualmente hacen uso de elementos, aclaran que los conceptos convencionales para análisis de potencia no son suficientes [7].

2.5.1. Teoría $p - q$ o de la potencia reactiva instantánea

La teoría $p - q$ esta basada en un conjunto de potencias instantáneas definidas en el dominio del tiempo, sin restricciones en las formas de onda y que pueden ser aplicadas a sistemas trifásicos de tres y cuatro hilos. Además puede ser aplicada en estado estable y en estado transitorio. Esta teoría a mostrado ser muy eficiente y flexible en el diseño de controladores para acondicionadores de potencia basados en convertidores estáticos.

A diferencia de los conceptos convencionales, donde la potencia se caracteriza tratando el sistema trifásico como tres circuitos monofásicos independientes, la teoría $p-q$ hace uso de la transformada de Clarke para transformar las tensiones y las corrientes de el marco de referencia abc al marco de coordenadas $\alpha\beta 0$ y después define las potencias instantáneas en este nuevo marco de referencia. Por lo tanto, esta teoría considera el sistema trifásico como un todo, y no como una superposición o suma de tres sistemas monofásicos.

La teoría $p-q$ en su primera versión fue publicada en 1982 en japonés por H. Akagi, Y. Kanazawa y A. Nabae, y posteriormente fue presentada a la comunidad internacional. El desarrollo de esta teoría fue basada en varios trabajos escritos por especialistas en electrónica de potencia interesados en la compensación de la potencia reactiva como se indico en el capitulo anterior [7].

2.5.2. La transformada de Clarke

La transformación $\alpha\beta 0$ o transformada de Clarke, cambia las tensiones instantáneas de las tres fases v_a, v_b y v_c, en las tensiones instantáneas v_α, v_β y v_0. La transformada de Clarke y su transformada inversa están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

Las mismas matrices de transformación se utilizan para el cambio de las corrientes i_a, i_b e i_c al eje $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

Una de las ventajas de aplicar la transformación $\alpha\beta 0$ es poder separar las componentes de secuencia cero de las componentes de fase abc. Los ejes α y β no aportan a las componentes de secuencia cero.

Como en un sistema trifásico de tres hilos, no existe componente de corriente de secuencia cero, la componente i_0 puede ser eliminada en las ecuaciones 2.30 y 2.31. Lo mismo ocurre si las tensiones de un sistema trifásico de cuatro hilos son balanceadas, no hay presencia de la componente de

secuencia cero v_0. Por lo anterior podemos definir las siguientes simplificaciones en los casos expuestos:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

Y de forma similar para las corrientes:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

2.5.3. Potencia activa instantánea en sistemas trifásicos en términos de las componentes de Clarke

La transformada de Clarke y sus transformación inversa como se muestra en 2.28 y 2.31 tienen la propiedad de ser invariantes en potencia. Esta propiedad es muy usada cuando la idea es el análisis de la potencia instantánea en sistemas trifásicos.

La teoría $p - q$ esta definida para sistemas trifásicos con o sin hilo de neutro. Tres potencia instantáneas: la potencia instantánea de secuencia cero p_0, la potencia real instantánea p y la potencia imaginaria instantánea q, son definidas de los voltajes de fase y las corrientes de linea instantáneas en los ejes $\alpha\beta 0$ de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2.36}$$

Para el caso que no existe hilo de neutro en el sistema trifásico, se simplifica la anterior ecuación

a:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2.37}$$

La figura 2.4 muestra la interpretación física de las potencias real e imaginaria. La potencia imaginaria es la sumatoria de los productos de la corriente y la tensión instantáneas que que no contribuyen a la transferencia de energía entre dos sistemas.

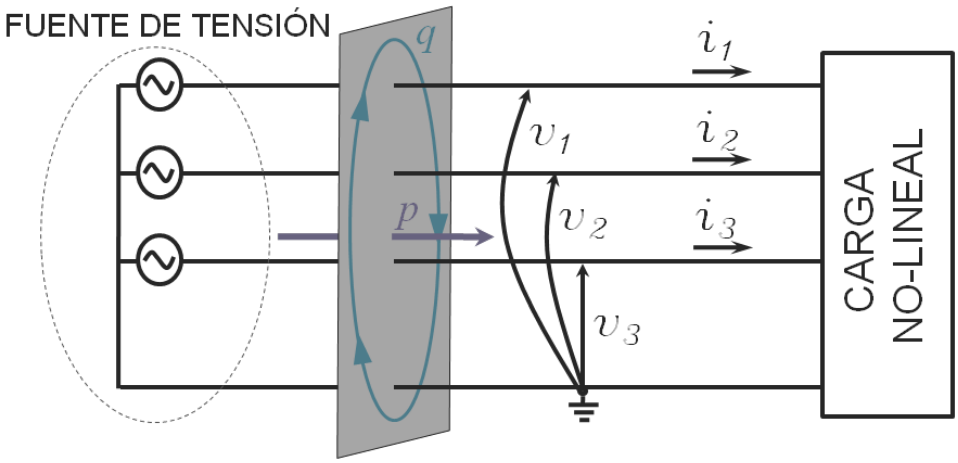


Figura 2.4: Interpretación física de las potencias activa y reactiva.

De esta manera, la potencia instantánea imaginaria mostrada en la figura 2.4 corresponde a la potencia que circula entre las fases de la carga sin implicar ninguna transferencia o intercambio de energía en el sistema $fuente - carga$, pero es responsable de corrientes no deseadas que circulan entre las fases del sistema.

2.6. Tensor de Potencia Instantáneo

Esta nueva teoría propuesta por A. J. Ustariz, E. A. Cano y H. Tacca en 2010 [6] basada en el producto tensorial (o producto diádico) entre dos tensores de tensión y corriente para mejorar y evaluar la calidad de la potencia eléctrica en sistemas polifásicos esta basada en la definición de de una expresión alternativa para la potencia instantánea llamada *"tensor instantáneo de potencia"* en la siguiente expresión:

$$\wp_{ij} = \vec{v}_i \otimes \vec{i}_j = \vec{v}\vec{i}^t \tag{2.38}$$

Donde $\wp_{ij}$ es el tensor instantáneo de potencia y el superíndice t se refiere a la transpuesta del

vector.

Usando la notación moderna para expresar las tensiones y las corrientes instantáneos de un sistema como el mostrado en la figura 2.5 y expresadas en la ecuación 2.39, se tiene:

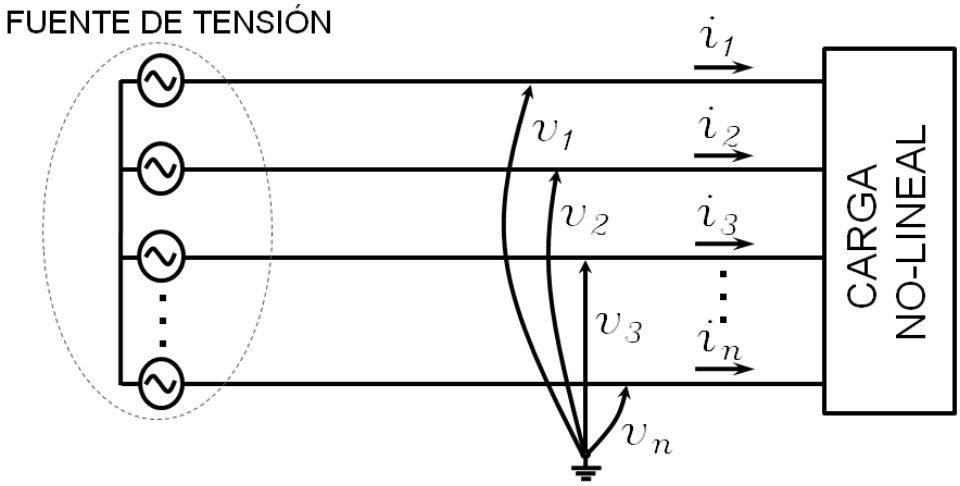


Figura 2.5: Sistema eléctrico fuente-carga multifáse.

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}, \qquad \vec{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

de esta manera el tensor de potencia puede ser representado para un sistema de $n - fases$ como se muestra en la ecuación 2.40.

$$\wp_{ij} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 i_1 & v_1 i_2 & v_1 i_3 & \cdots & v_1 i_n \\ v_2 i_1 & v_2 i_2 & v_2 i_3 & \cdots & v_2 i_n \\ v_3 i_1 & v_3 i_2 & v_3 i_3 & \cdots & v_3 i_n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_n i_1 & v_n i_2 & v_n i_3 & \cdots & v_n i_n \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

2.6.1. Definición de las componentes de potencia por medio del producto diádico

Tomando la ecuación 2.38 y aplicando las propiedades del producto diádico según [12], se tiene:

$$\wp_{ij}^{t} = (\vec{v}\vec{i}^{t})^{t} = \vec{i}\vec{v}^{t} = \wp_{ij} + \wp_{ij}^{t} - \wp_{ij} \tag{2.41}$$

La expresión 2.41 implica que el tensor de primer orden de corriente[1] puede ser obtenido de la definición del tensor instantáneo de potencia como sigue:

$$\vec{i} = \frac{\wp_{ij}^{t}}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\vec{v} = \frac{\wp_{ij}^{t}}{\|\vec{v}\|^{2}}\vec{v} = \frac{\wp_{ij}^{t}}{v_1^2 + v_2^2 + \cdots + v_n^2}\vec{v} \tag{2.42}$$

Por lo tanto:

$$\vec{i} = \frac{\wp_{ij} + \wp_{ij}^{t} - \wp_{ij}}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\vec{v} = \frac{\wp_{ij}}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\vec{v} + \frac{\wp_{ij}^{t} - \wp_{ij}}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\vec{v} \tag{2.43}$$

$$\vec{i} = \vec{i}_p + \vec{i}_q \tag{2.44}$$

Donde i_p es el tensor de primer orden de corriente activa instantánea e i_q es el de corriente reactiva instantánea.

La descomposición del tensor instantáneo de potencia resulta del reemplazo de 2.44 en 2.38, de esta manera se tiene que:

$$\vec{v}\otimes\vec{i} = \vec{v}\otimes(\vec{i}_p + \vec{i}_q) = \vec{v}\otimes\vec{i}_p + \vec{v}\otimes\vec{i}_q \tag{2.45}$$

Donde el primer término corresponde al tensor instantáneo de potencia activa ${}^{p}\wp_{ij}$ y el segundo al vector instantáneo de potencia reactiva ${}^{q}\wp_{ij}$, de esta manera se tiene:

$${}^{p}\wp_{ij} = \vec{v}\otimes\vec{i}_p = \vec{v}\otimes\frac{\wp_{ij}}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\vec{v} = (\vec{v}\otimes\vec{v})\frac{\wp_{ij}^{t}}{\vec{v}\cdot\vec{v}} \tag{2.46}$$

$${}^{q}\wp_{ij} = \vec{v}\otimes\vec{i}_q = \vec{v}\otimes\frac{\wp_{ij}^{t} - \wp_{ij}}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\vec{v} = (\vec{v}\otimes\vec{v})\frac{\left(\wp_{ij}^{t} - \wp_{ij}\right)^{t}}{\vec{v}\cdot\vec{v}} \tag{2.47}$$

[1] La definición de un vector de una columna por n filas como tensor de primer orden se da en [12]

de esta manera se puede concluir que:

$$\wp_{ij} = {}^{p}\wp_{ij} + {}^{q}\wp_{ij} \tag{2.48}$$

2.7. Filtros Activos de Potencia

Para las empresas generadoras es muy importante prevenir los armónicos en corriente (los cuales crean interferencia electromagnética y problemas de resonancia) y limitar el flujo de reactivos (los cuales generan perdidas en trasmisión) [8]. Tradicionalmente, los filtros pasivos, compuestos por elementos LC sintonizados y bancos de condensadores, fueron usados para filtrar los armónicos y compensar los reactivos generados por las cargas no lineales [3]. Sin embargo, en aplicaciones prácticas, estos métodos tienen muchas desventajas.

En las últimas dos décadas, se han logrado progresos considerables en el campo de los filtros activos de potencia FAPs, con diferentes topologías [4, 13–29] y técnicas de control [6, 7, 11, 30–51] propuestas para su implementación. Los FAPs son superiores a los filtros pasivos en términos de características de filtrado y mejoramiento de la estabilidad del sistema removiendo los problemas de resonancia relacionados a los bancos de capacitores.

Los FAPs son convertidores estáticos de potencia que de forma controlada generan corrientes o tensiones que compensan las componentes no deseadas del sistema de potencia, las topologías mas conocidas y aplicadas actualmente son [5]:

- Filtros activos monofásicos serie y paralelo
- Filtros activos trifásicos trifilares serie y paralelo
- Filtros activos trifásicos tetrafilares serie y paralelo

Además según su capacidad también se pueden agrupar de la siguiente manera:

- Filtros activos de baja potencia: Con rangos de potencia menores a 100kVA y tiempos de respuesta entre los 10μs y 10ms. Usados principalmente en zonas residenciales, pequeñas y medianas industrias, edificios comerciales y hospitales. Estas aplicaciones requieren técnicas sofisticadas de filtrado dinámico, e incluyen sistemas monofásicos y trifásicos.
- Filtros activos de media potencia: Están entre los 100kVA y los 10MVA de potencia y tienen respuesta de 100 ms a 1 s. Principalmente asociados a sistemas de distribución de alta tensión y gran potencia. Estos filtros son diseñados usualmente para la cancelación de armónicos, en sus algoritmos no se incluye la compensación de reactivos.
- Filtros activos de alta potencia: Funcionan con potencias mayores a los 10MVA y sus respuestas son de las decenas de segundos. Asociados básicamente a redes de trasmisión, accionamientos DC de ultra alta potencia y HVDCs.

Por último los FAPs se pueden combinar con filtros pasivos para formar una gran variedad de topologías llamados filtros de potencia híbridos que no se trataran en este trabajo.

2.7.1. Control de los filtros activos

El estado inicial de cualquier proceso de filtrado activo es la configuración del filtro. Dependiendo de la naturaleza de la distorsión a la que se enfrenta y de la estructura del sistema, así como la precisión requerida y la velocidad de compensación. Los posibles objetivos de compensación requeridos que se pueden numerar son:

Distorsión Armónica Se enumera como la función principal de los FAPs. Tanto los filtros activos serie pueden compensar distorsión armónica de tensión y los paralelo pueden compensar distorsión corriente. Mientras que los filtros híbridos pueden compensar tanto tensión como corriente [5].

Control de Reactivos Incluyendo algunas estrategias un poco mas sofisticadas de control se puede compensar con los FAPs potencia reactiva [5].

Componentes de Secuencia Negativa y Cero A frecuencia fundamental, tanto el desequilibrio como las corrientes de neutro pueden ser compensadas con FAPs [5].

Flicker La modulación irregular de baja frecuencia en tensión puede ser corregida también con FAPs [5].

Caídas y Aumentos de tensión Comúnmente conocidos como *Sags* y *Swells* respectivamente, en el caso de las caídas son disminuciones de corta duración de la tensión de estado estable causadas generalmente por la puesta en marcha de cargas significativas mientras que los aumentos se deben principalmente a fallas a tierra de alguna de las fases en sistemas polifásicos o en condiciones de baja carga por la acción de reguladores o bancos de capacitores sobrecompensando el sistema [1].

Potencia instantánea reactiva Todas las porciones de potencia en las fases que no contribuyen al flujo instantáneo de potencia activa [1] entre el sistema de la fuente y el sistema de la carga.

2.7.2. Filtro activo paralelo

La gráfica 2.6 muestra el esquema básico de un filtro activo paralelo con control de corriente de inyección, este toma la muestra de corriente y tensión de la carga y genera las corrientes de referencia para inyectar en el sistema y así dibujar una onda de corriente sinusoidal en la fuente según el objeto de compensación escogido para el ejemplo.
Analizando la figura 2.6 se pueden encontrar los componentes principales del sistema de FAP que se describen de la siguiente manera:

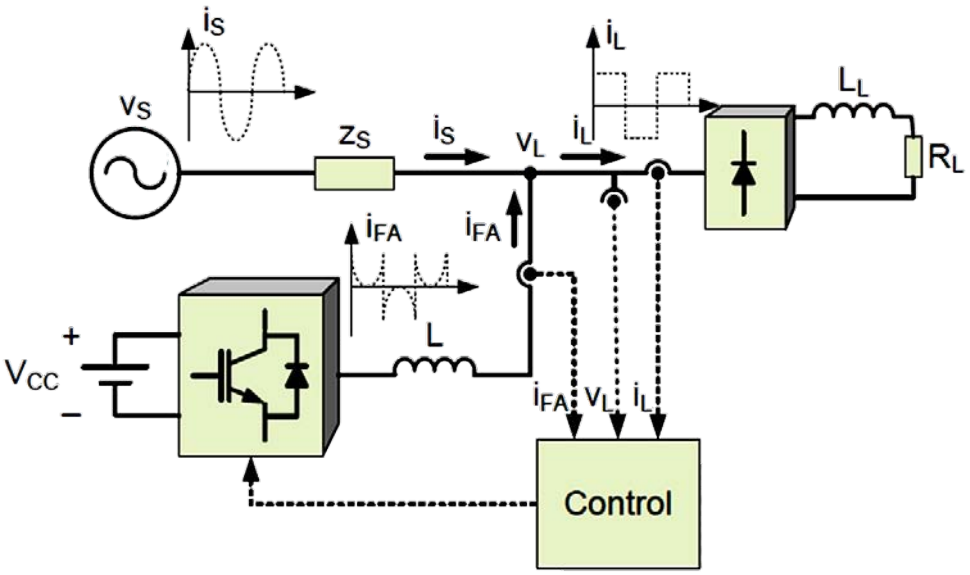


Figura 2.6: Esquema básico del filtro activo de potencia paralelo.

Transductores y transformadores: (No mostrados en la figura) Son usados en varias partes del sistema del filtro activo, inicialmente, la corriente y la tensión es medida en el lado de la carga para ser ingresadas al bloque de control (v_L e i_L) y generar las corrientes de referencia (i_{FA}). También son medidas las corrientes de compensación inyectadas al sistema por el inversor para hacer el control de comando cercano (ver capítulo 3) si existe. Las formas de onda de la tensión y la corriente pueden ser medidas por medio de transformadores de tensión, transformadores de corriente, transductores de efecto Hall o amplificadores aislados o acoplados por medios ópticos. Además, se utilizan transformadores para conectar el sistema de potencia con el sistema del inversor para la inyección de las corrientes de compensación i_{FA}

Inversor de potencia: Es un convertidor de potencia estático controlado con su correspondiente inductancia de acople, que se encarga de reproducir la forma de onda con la amplitud apropiada para el filtrado.

Control del inversor: Usualmente esta configurado como modulador por ancho de pulso PWM con un laso de control local de corriente para asegurar que la corriente generada por el filtro sigue con un error aceptable la corriente de referencia generada por la medida de corriente y la tensión de la carga. Como tal este bloque contiene dos tipos de control que se explican en capítulo 3.

Bus DC: Compuesto por un elemento almacenador de energía que provee la potencia instantánea demandada por el inversor de potencia.

2.8. Simulación Híbrida

El concepto de *Simulación Hibrida* trata de una tecnología que esta evolucionando rápidamente y que consiste en la combinación de simulaciones por ordenador (que por lo general es un modelo de elementos finitos) y pruebas de laboratorio físicas de dos estructuras complementarias. Se trata de una alternativa rentable a las pruebas físicas de todo un sistema, y permite la mejor comprensión de los complejos sistemas acoplados.

Tradicionalmente la simulación numérica y las pruebas físicas se han desacoplado y realizado separadamente para luego validar resultados. La simulación híbrida es una tecnología multidiciplinaria que se basa en gran medida de la mecánica y la dinámica computacional (separando los términos dinámico y mecánico ya que tienen distintos significados; un sistema mecánico es dinámico como tal, pero un sistema dinámico no tiene que ser necesariamente mecánico, ej, la economía), la teoría de control, la informática y los métodos numéricos y que tiene aplicaciones actualmente en la industria aeroespacial, civil, ingeniería mecánica y automotriz [52].

Una búsqueda bibliográfica del termino *"Simulación Híbrida"* revela que este ha estado en uso desde hace bastante tiempo en diversas areas del conocimiento como lo son: las ciencias de la computación [53], la animación y gráficas computacionales [54, 55], la robótica, la teoría del control [56], la bioinformática, la química [57], la ingeniería de los materiales [58] y la ingeniería civil [59, 60] entre otras [61], donde lo común entre todas las aplicaciones en las areas anteriores parece residir en la combinación, la coordinación y la sincronización de simulaciones de eventos discretos en un computador con procesos externos de señales analógicas continuas.

En el area de los sistemas de información logística, en la categoría de tecnologías para el procesamiento de datos, la *simulación híbrida* es definida como una aproximación que combina diversos tipos de simulaciones, típicamente en un ambiente distribuido. Combina generalmente los simuladores con el equipo operacional real, los prototipos de los sistemas futuros, y las representaciones realistas de ambientes operacionales. Mientras que el *McGraw-Hill Science & Technology Dictionary*, define el termino como el uso de un computador híbrido para propósitos de simulación, entendiendo un computador híbrido, como aquel computador diseñado para manejar tanto datos analógicos como digitales.

2.9. Conclusión del Capítulo

En este capítulo se realizo la introducción a cada uno de los temas globales relacionados con el trabajo, se hizo un recorrido por los temas potencia en regimen tanto sinusoidal como no sinusoidal de la corriente, se dio la introducción a la teoría de potencia instantánea desde el punto de vista vectorial aplicada actualmente al diseño de filtros activos y la nueva formulación tensorial de la potencia instantánea. Por ultimo se introdujo el tema de filtro activo y de simulación híbrida para

su aplicación a sistemas eléctricos.

en el siguiente capitulo se tratara el tema de los algoritmos para la generación de las corrientes de referencia de los filtros activos a partir de la formulación tensorial.

3 Algoritmos de Control

Antes de iniciar la descripción de los algoritmos de control por medio del tensor instantáneo de potencia, se hace necesario aclarar algunos conceptos referentes a los filtros activos de potencia. Según Aredes [4], los FAPs paralelo, están compuestos de dos elementos distintos:

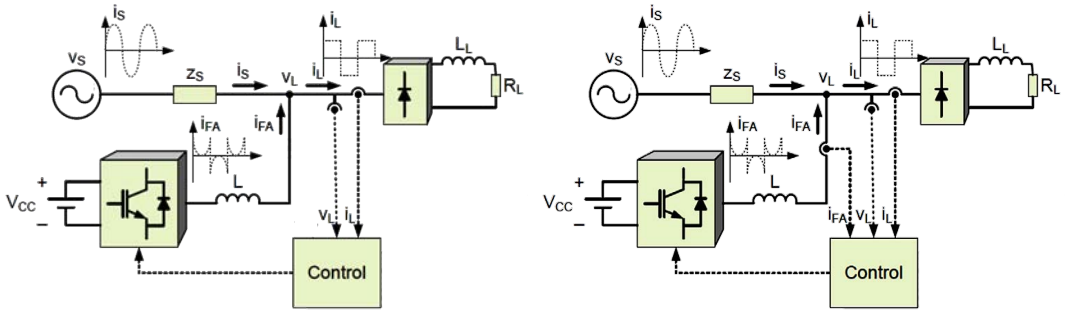
1. El circuito de potencia (Convertidor estático).
2. El controlador del filtro activo.

El circuito de potencia debe tener un índice alto de conmutación PWM para poder reproducir con exactitud las corrientes de compensación de la siguiente manera:

$$f_{PWM} \geq 10 f_{hmax} \tag{3.1}$$

Donde f_{hmax} es la frecuencia del máximo armónico de corriente de la carga.

La figura 3.1 muestra dos topologías de los circuitos activos paralelo en la cual se quiere hacer la aclaración del control para no caer en confusiones.



(a) Sin control de corriente del filtro (b) Con control de corriente del filtro

Figura 3.1: Esquemas básicos de los FAPs

En el primer esquema se muestra la topología simple del filtro activo, donde se espera que el convertidor estático responda de manera satisfactoria ante la presencia de carga (o sea al conectarlo al sistema de potencia) y no presente distorsiones importantes a la salida de la corriente de referencia,

para este caso llamada i_{FA}.

El esquema b de la figura 3.1 muestra una topología mas compleja, donde la corriente de referencia generada por el esquema de control, se compara de nuevo con la corriente i_{FA} para con la señal de error generar los pulsos de conmutación del circuito de potencia.

De esta manera tenemos entonces según [62]:

1. El sistema de comando de los interruptores ACR (*Sistema de comando cercano*).
2. El control o regulación (*Sistema de comando remoto*).

Por lo tanto, y para hacer referencia al los algoritmos de control de este capítulo, se hace alusión al sistema de comando remoto que se encarga de generar la corriente de referencia i_{REF} a partir de la teoría de tensor instantáneo de potencia, como se muestra en la figura 3.2.

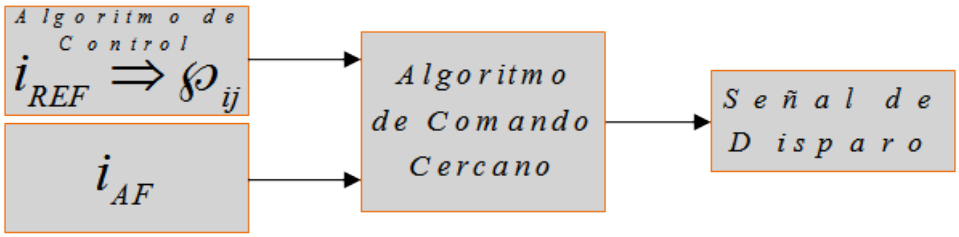


Figura 3.2: Esquema básico del filtro activo de potencia paralelo.

3.1. Algoritmos de Compensación

Aplicando la formulación tensorial de potencia, se pueden implementar varias estrategias para la estimación de las corrientes de referencia de filtros activos.

En régimen permanente, el tensor de potencia instantánea se puede dividir en dos términos [6], de la siguiente manera:

$$\wp_{ij} = \overline{\wp}_{ij} + \widetilde{\wp}_{ij} \tag{3.2}$$

Donde la barra superior $(-)$ y la virgulilla $(\sim)$ hacen referencia al valor promedio y al termino variable del tensor respectivamente.

$$\bar{\wp}_{ij} = \frac{1}{T}\int_T \wp_{ij}\, dt \tag{3.3}$$

$$\tilde{\wp}_{ij} = \wp_{ij} - \bar{\wp}_{ij} = \wp_{ij} - \frac{1}{T}\int_T \wp_{ij}\, dt \tag{3.4}$$

De esta manera se puede descomponer el tensor de potencia activa y reactiva instantáneas, así [12]:

$${}^{p}\wp_{ij} = {}^{p}\overline{\wp}_{ij} + {}^{p}\widetilde{\wp}_{ij}{}^{q}\wp_{ij} = {}^{q}\overline{\wp}_{ij} + {}^{q}\widetilde{\wp}_{ij} \tag{3.5}$$

A partir de este punto, y por medio de la definición del tensor de conductancia equivalente G_{ij} y el tensor de suceptancia equivalente B_{ij} expresados de la siguiente manera:

$$G_e = \frac{traza\frac{1}{T}\int_T \wp_{ij}dt}{\vec{v}\cdot\vec{v}}\delta_{ij} = \frac{\frac{1}{t}\int_T \langle\vec{v}\vec{i}\rangle dt}{\|\vec{v}\|^2}\delta_{ij} \tag{3.6}$$

$$B_{ij} = \frac{\frac{1}{T}\int_T (\wp^t_{ij} - \wp_{ij})dt}{\|\vec{v}\|^2} \tag{3.7}$$

Donde δ_{ij} es el tensor *Delta de Kronecker* [12], se puede definir:

$${}^{p}\overline{\wp}_{ij} = (\vec{v}\otimes\vec{v})G^t_{ij} \qquad\qquad {}^{q}\overline{\wp}_{ij} = (\vec{v}\otimes\vec{v})B^t_{ij} \tag{3.8}$$

En [6, 9] se proponen cuatro estrategias de compensación de corriente:

1. ITC (Intantaneous-Time Compensation)
2. CAP (Constant Active Power)
3. UPF (Unit Power Factor)
4. PHC (Perfect Harmonic Cancelation)

Estas se desarrollaran y se implementarán en $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$ para su respectiva simulación. La figura 3.3 muestra el esquema del filtro donde se trabajaría con el tensor de potencia instantáneo, según la estrategia de control elegida, el tensor ideal estará deformado de una forma particular, y el filtro mejorara esta condición con la inyección de un tensor opuesto para lograr el ideal del lado de la fuente.

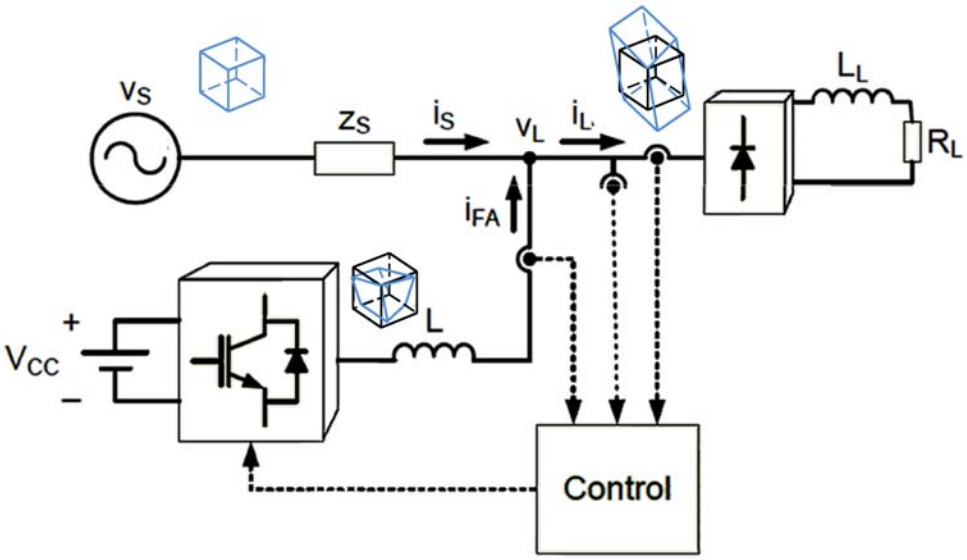


Figura 3.3: Esquema del filtro activo funcionando con el tensor de potencia instantánea

3.1.1. Algoritmo de compensación instantáneo ITC

La corriente de referencia para esta estrategia de compensación consiste en compensar la corriente reactiva obtenida en la ecuación 2.43, por lo tanto:

$$\vec{i}_{Ref_ITC} = \vec{i}_q = \frac{\wp_{ij}^t - \wp_{ij}}{\|\vec{v}\|^2}\vec{v} \tag{3.9}$$

En la figura 3.4 se puede ver el esquema del algoritmo que implementa la estrategia de compensación instantánea ITC.

La implementación de este y los demás algoritmos de compensación se realiza en $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$ de forma similar, como se puede ver en la figura 3.5.

La secuencia trazada en el diagrama esquemático de la técnica de compensación ITC muestra varios bloques que implementan el algoritmo de compensación; primero se calcula el tensor de potencia instantáneo luego se le aplica el operador transpuesta para finalmente restarla del tensor. Por otro lado, se calcula la norma euclidiana del vector de tensión para aplicarlo como divisor a la matriz encontrada anteriormente del tensor de potencia transpuesto menos el tensor de potencia. En consecuencia se tiene una matriz cuadrada que se multiplica por el vector de tensión para obtener la corriente de referencia.
En la figura 3.5 se pueden notar dos bloques, el primero llamado *"Tensor"* ejecuta el siguiente algoritmo.

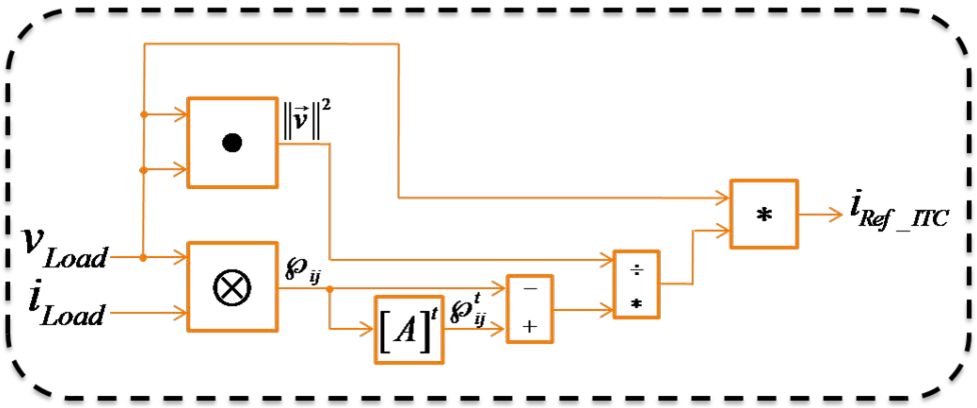


Figura 3.4: Esquema de la técnica de compensación ITC

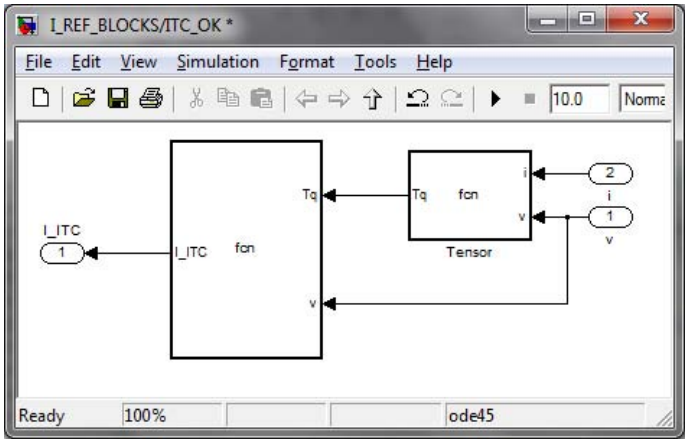


Figura 3.5: Algoritmo Implementado en $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$

```
function Tq = fcn(i,v)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB...
% See the help menu for details.
Tensor=v*i';
Tq=Tensor-Tensor';
```

Este bloque calcula el tensor de potencia instantánea para luego restarle su propia transpuesta.

El segundo bloque ejecuta el algoritmo mostrado enseguida:

```
function I_ITC= fcn(Tq,v)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB...
% See the help menu for details.
I_ITC=-Tq*v/(v'*v);
```

En los dos códigos anteriores el operador "′" ejecuta la transpuesta del vector o del tensor de primer orden.

El algoritmo ITC descrito hasta el momento se propuso en [9] por A.J. Ustariz, E. A. Cano y H. Tacca para la compensación de la potencia reactiva instantánea en un sistema eléctrico, es un algoritmo muy rápido en su respuesta ya que tiene poca complejidad y su función matemática a partir de la formulación tensorial es muy simple, en los Capítulos 4 y 5 se muestra en el desempeño de este algoritmo que logra atenuar la potencia reactiva casi por completo, pero resulta ineficaz en la compensación de armónicos de corriente.

3.1.2. Algoritmo de compensación para potencia activa constante CAP

En esta estrategia de compensación i_Ref_CAP se calcula de la siguiente manera:

$$\vec{i}_{Ref_CAP} = \vec{i} - \frac{traza(\frac{1}{T}\int_T \wp_{ij} dt)}{\|\vec{v}\|^2}\vec{v} \tag{3.10}$$

Su algoritmo de implementación es el mostrado en la figura 3.6.

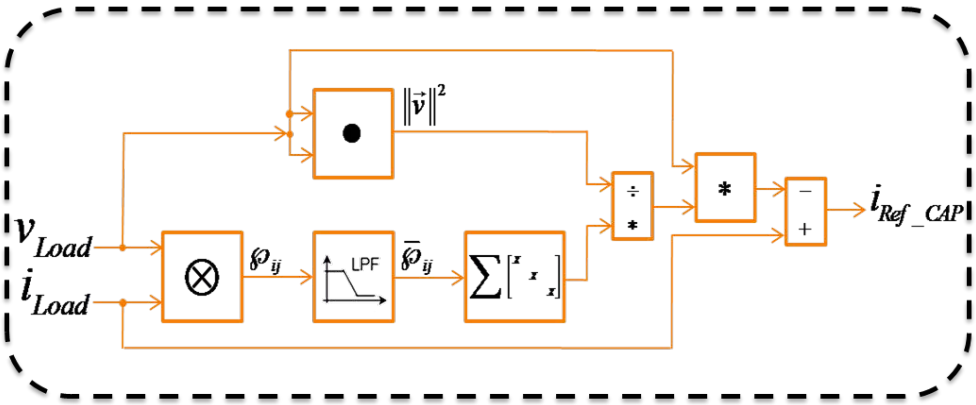


Figura 3.6: Esquema de la técnica de compensación CAP

En la figura 3.6 se pueden notar dos bloques distintos al algoritmo de compensación ITC de la sección anterior. El primer bloque es un filtro pasa bajos LPF, éste se puede implementar como la función de filtro de $Matlab^{®}$ o se puede implementar con el bloque de valor medio *"Mean Value"* correctamente configurado para la frecuencia de trabajo del sistema. Seguido del bloque LPF se tiene el bloque de cálculo de la sumatoria de la traza de la matriz.
El siguiente algoritmo se encarga de implementar tanto la traza de la matriz, como las operaciones

de multiplicación, división, suma y norma euclidiana presentes en el esquema de la estrategia de compensación CAP:

```
function I_CAP= fcn(v,Tensor_average,i)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB...
% See the help menu for details.
I_CAP=i-trace(Tensor_average)*v/(v'*v);
```

Este algoritmo también propuesto en [9] logra eliminar por completo en el caso ideal (ver Capitulo 4) la componente oscilatoria de la potencia activa y por completo la potencia reactiva.

3.1.3. Algoritmo de compensación para factor de potencia unitario UPF

A partir de los trabajos de Fryze, recogidos en su teoría de la potencia instantánea, extendidos por Buchholz en 1950 y seguidos más adelante por C. H. Page y y P. Pilipski [22], se introduce un método de medida de la potencia reactiva basada en la descomposición de las corrientes de carga. Las corrientes instantáneas por cada fase $\vec{i}_L$ se pueden descomponer en el dominio del tiempo en sus respectivas componentes activa $\vec{i}_p$ y reactiva $\vec{i}_p$ como se escribe en 2.44.

A partir del desarrollo matemático en [22] para la estrategia PHC, se demuestra que $\vec{i}_p$ no realiza ningún aporte de potencia útil, por lo que debe ser compensada para contrarrestar los efectos adversos que pudiera producir en el sistema eléctrico, por lo tanto un FAP debe inyectar en el punto de conexión común PCC unas corrientes iguales a $\vec{i}_p$ y esta seria la estrategia de compensación UPF.

La estrategia de compensación UPC trata de conseguir que, visto desde la red de distribución, el conjunto formado por la carga y el FAP, se comporte como una carga resistiva y además equilibrada [22].

En este caso i_{Ref_UPF} se muestra en la ecuación 3.11 y el algoritmo de implementación en la figura 3.7.

$$\vec{i}_{Ref_UPF} = \vec{i} - \frac{traza(\frac{1}{T}\int_T \wp_{ij} dt)}{\frac{1}{T}\int_T \|\vec{v}\|^2 dt}\vec{v} \tag{3.11}$$

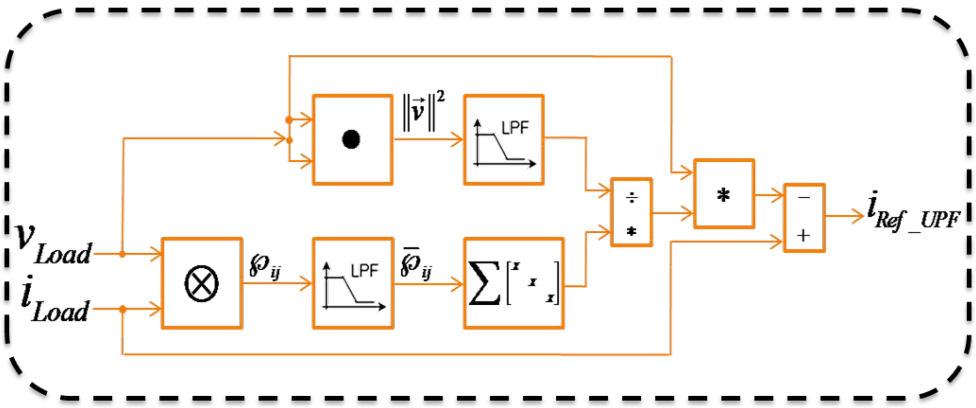


Figura 3.7: Esquema de la técnica de compensación UPF

3.1.4. Cancelación perfecta de armónicos PHC

$$\vec{i}_{Ref_PHC} = \vec{i} - \frac{traza(\frac{1}{T}\int_T \wp_{ij} dt)}{\frac{1}{T}\int_T \|\vec{v}_f^+\|^2 dt}\vec{v} \tag{3.12}$$

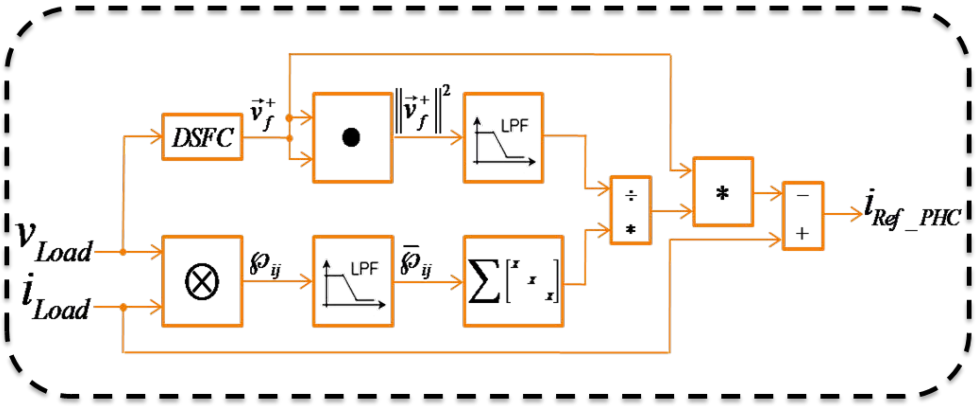


Figura 3.8: Esquema de la técnica de compensación PHC

En el esquema de control PHC se encuentra el bloque $DSFC$ que es el bloque encargado de calcular la secuencia directa y la componente fundamental del vector de tensión (siglas del inglés *Direct Sequence Fundamental Component*). Este bloque calcula $\vec{v}_f^+$, en dos etapas desarrolladas en [12], la primera determina la secuencia directa por medio de la transformación instantánea de

Fortescue [63], de la siguiente manera:

$$\vec{v}^{+} = \frac{1}{n}(v_1 + a^{-1}v_2 + a^{-2}v_3 + \cdots + +a^{-(n-1)}v_n) \tag{3.13}$$

donde $a = e^{j2\pi/n}$, el operador a^{-1} se implementa con un *filtro pasa todo* (ALPF) [6] que tiene la siguiente función de transferencia:

$$F(s) = \frac{s-z}{s+p} \qquad z = p = \sqrt{\frac{\omega^2[1-\cos(2\pi/n)]}{\cos((2\pi/n))+1}} \tag{3.14}$$

donde ω es la frecuencia fundamental en rad/s. La figura 3.9 muestra el algoritmo para un sistema de n fases, mientras que la figura 3.10 es la implementación del algoritmo en $Simulink^{®}$ para un sistema hexafásico.

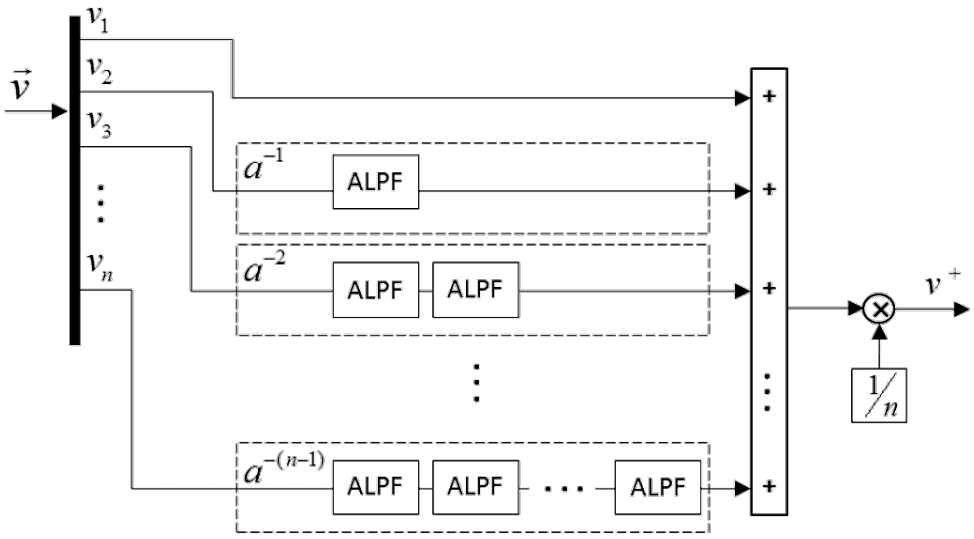


Figura 3.9: Bloque de cálculo de la componente de secuencia directa

La figura 3.10 muestra el algoritmo implementado en $Simulink^{®}$ para el calculo de la componente de secuencia directa para un sistema de seis fases, en este la implementación de los coeficientes a con su potencia respectiva se hace por medio de filtros en cascada.

La segunda, es el cálculo de la componente de frecuencia fundamental a partir de método expuesto en la referencia [6], la figura 3.11 muestra el algoritmo para el cálculo de dicha componente.

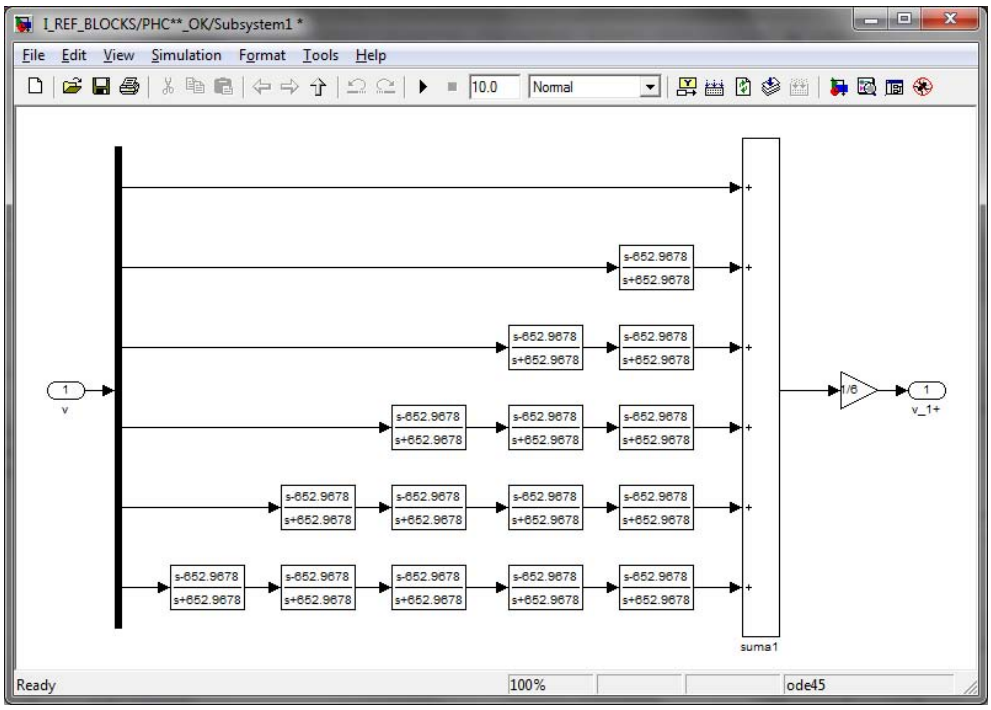


Figura 3.10: Bloque de cálculo de la componente de secuencia directa

En la figura 3.12 se muestra el algoritmo implementado para la estrategia de compensación PHC en $Simulink^{®}$.

3.2. Conclusión del Capítulo

Este capítulo presentó el desarrollo de los algoritmos de control para el calculo de las corrientes de referencia mostrando las principales ventajas de cada uno, se explico la forma de implementación de los mismos en $Simulink^{®}$ para la su simulación e implementación en el sistema RTI del laboratorio. El siguiente capítulo muestra el desarrollo de las simulaciones del filtro activo en el caso trifásico y hexafásico para mostrar su aplicabilidad a sistemas de mas de 3 fases.

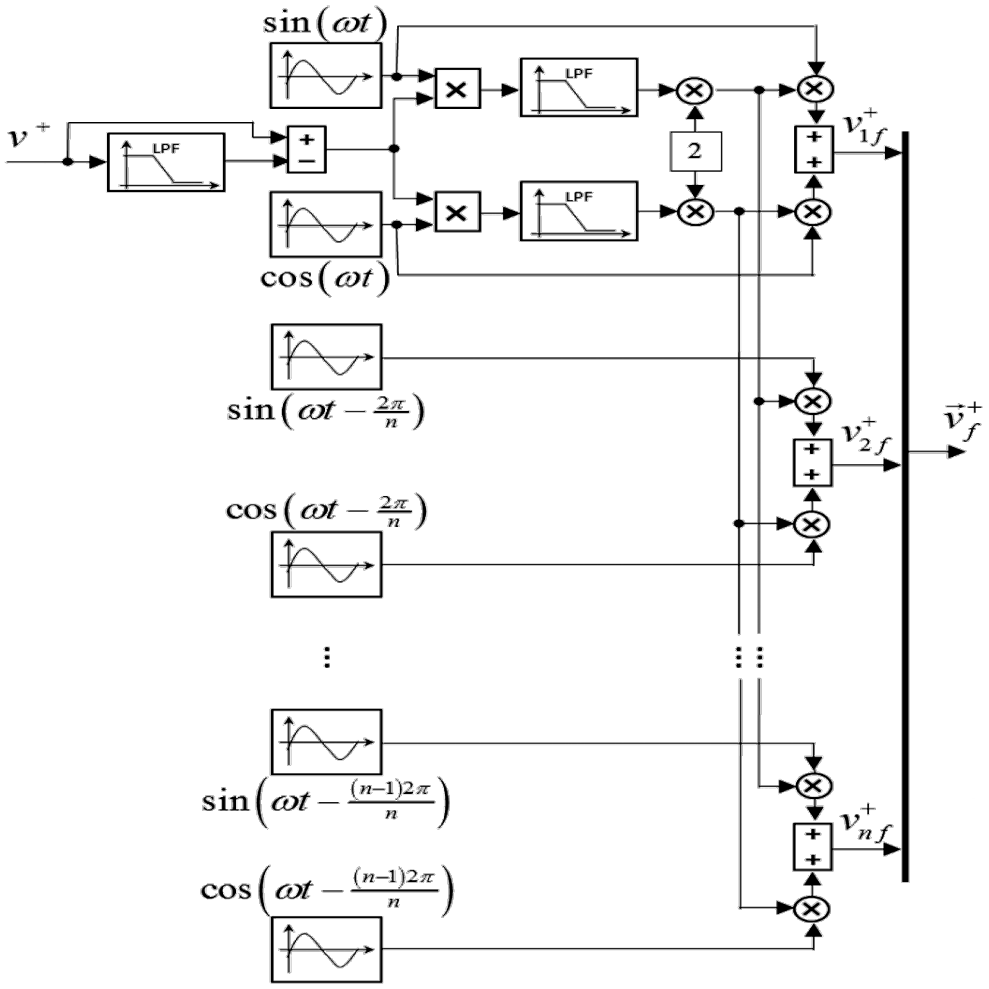


Figura 3.11: Bloque de cálculo de la componente fundamental

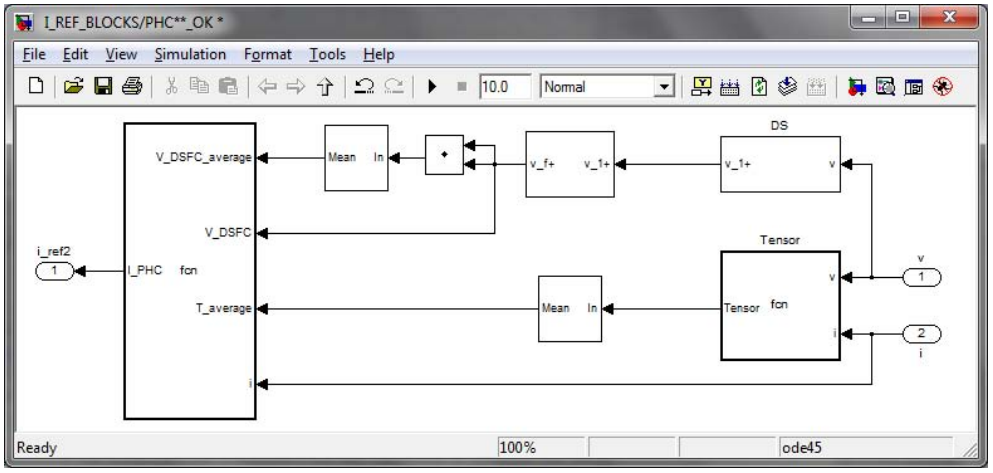


Figura 3.12: Diagrama implementado en $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$ para PHC

4 Resultados de Simulación

En las simulaciones se implementaron dos tipos de algoritmos:

1. Simulación del filtro activo ideal, tratando el filtro como una fuente de corriente ideal de la misma forma que se muestra en los resultados de [6, 9, 12] para este caso, demostrando el entendimiento y funcionamiento correcto de los algoritmos implementados.

2. Simulación del filtro activo real, donde se implementa el algoritmo completo del filtro activo de la figura 2.6, con el convertidor estático de potencia.

En los dos algoritmos se realizó la simulación del caso trifásico así como del caso hexafásico para mostrar la aplicabilidad de la teoría a sistemas de mas de tres fases.

El objetivo de las simulaciones en el caso *ideal* es poder hacer las comparaciones respectivas en cuanto a los resultados obtenidos hasta el momento [6, 9, 12], y corroborarlos para verificar la correcta implementación de los algoritmos de control. Estos a su vez se comparan con los resultados de la simulación con el convertidor de potencia actuando como FAP, caso que en este trabajo se denomina *"simulación del caso real"*, con los mismos parámetros del sistema implementado en los experimentos.

4.1. Simulación del FAP ideal

4.1.1. Caso trifásico

En la figura 4.1 se muestra el algoritmo implementado para la simulación del caso trifásico ideal del FAP, donde se pueden ver las fuentes de corriente controladas actuando en la inyección de las corrientes de referencia.

La figura 4.2 muestra los resultados de la simulación del FAP donde se resaltan las corrientes de la fase a para cada grupo, la primera figura I_c muestra la corriente de la carga, la segunda I_{Ref} muestra las corrientes de referencia generadas por la estrategia de compensación ITC, y la tercera I_F muestra la corriente de la fuente después de la compensación. Como esta estrategia de compensación no busca la corrección de armónicos, se puede notar que aun después de la compensación la onda de corriente tiene distorsión.
La figura 4.3 muestra los resultados de la simulación del FAP con cada una de las estrategias de compensación.

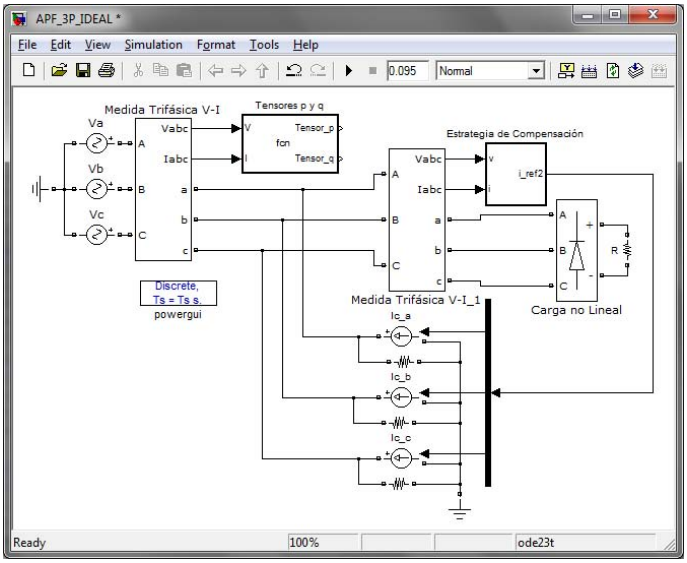


Figura 4.1: Algoritmo de simulación del FAP ideal de tres fases

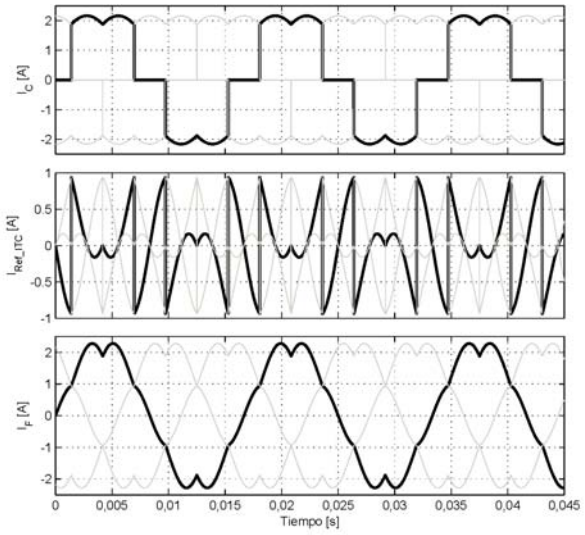


Figura 4.2: Resultados de las corrientes del FAP ideal con estrategia ITC

En el grupo de formas de onda donde se ha implementado la estrategia de compensación ITC (a), se puede ver que el resultado esperado de la eliminación de la potencia reactiva en color azul, con respecto a la potencia reactiva antes de la compensación en color verde. Para el resto de los casos de compensación, los resultado son idénticos dada la naturaleza de la carga implementada.

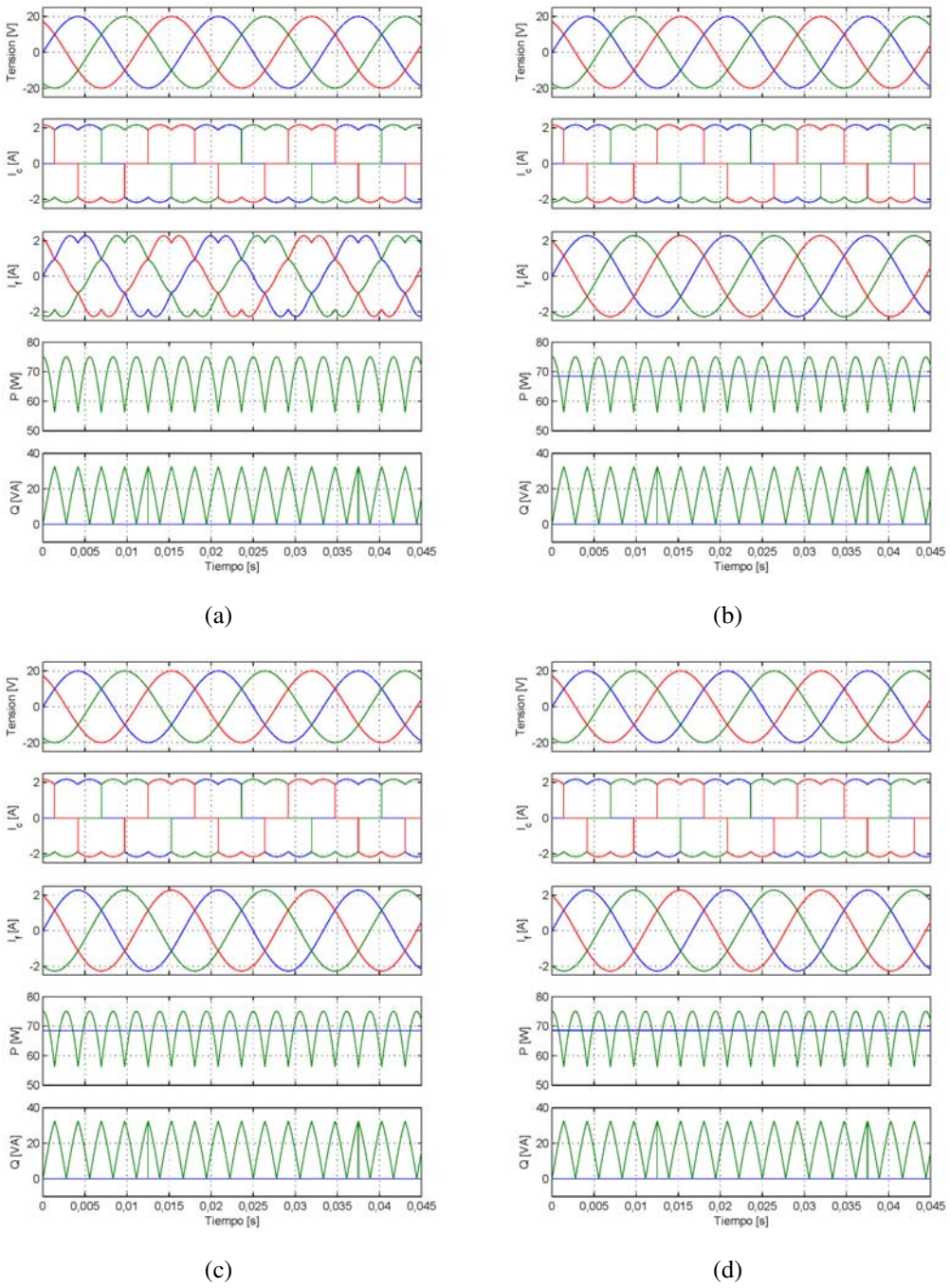


Figura 4.3: Resultados de las simulaciones del FAP ideal caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC

4.1.2. Caso hexafásico

La figura 4.4 muestra los resultados de la simulación del FAP hexafásico con cada una de las estrategias de compensación.

Los resultados esperados, comparados con los reportados en [9], son satisfactorios, excepto por el resultado de la estrategia de compensación PHC, donde la corriente después de la corrección, tiene un desfase con respecto a la tensión. De todos modos, esta estrategia de compensación no obtendrá un factor de potencia unitario, persigue la cancelación de los armónicos de corriente, lo que se logra perfectamente según el resumen de descomposición armónica de la tabla 4.1.

La descomposición armónica de los resultados de la simulación del caso real se pueden ver en la figura 4.5, en ésta se muestran las formas de onda de las corrientes antes y después de la compensación con sus respectivos gráficos de armónicos.

La figura 4.5 muestra de forma grafica la descomposición armónica de la corriente en tres casos, en (a) se muestra la onda de corriente no compensada del lado de la carga, con un alto contenido armónico, en (b) la corriente mostrada es del lado de la fuente aplicando la estrategia de compensación ITC, donde el contenido armónico es disminuido pero aun esta presente, en (c) se muestra como la estrategia PHC ha mitigado por completo los armónicos de corriente del lado de la fuente. La tabla 4.1 muestra un resumen de los resultados de la descomposición armónica de las corrientes con cada una de las estrategias de compensación.

Tabla 4.1: Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación en el caso ideal

Compensación	Armónico				THDi [%]
	5^{th}	7^{th}	11^{th}	13^{th}	
Sin Compensación	23,0	12,0	9,0	7,0	30, 76
ITC	5,6	5,5	1,3	1,3	8,28
CAP	$0{,}9x10^{-3}$	$0{,}7x10^{-3}$	$0{,}4x10^{-3}$	$0{,}3x10^{-3}$	0,0
UPF	$0{,}9x10^{-3}$	$0{,}7x10^{-3}$	$0{,}4x10^{-3}$	$0{,}3x10^{-3}$	0,0
PHC	$0{,}9x10^{-3}$	$0{,}7x10^{-3}$	$0{,}4x10^{-3}$	$0{,}3x10^{-3}$	0,0

Los resultados de la tabla 4.1 muestra que la eliminación de los armónicos en las estrategias de compensación CAP, UPF y PHC es casi completa en el caso de la carga resistiva conectada al rectificador que no produce desfáse de la corriente con respecto a la tension, mientras que la estrategia ITC, no logra eliminarlos por completo.

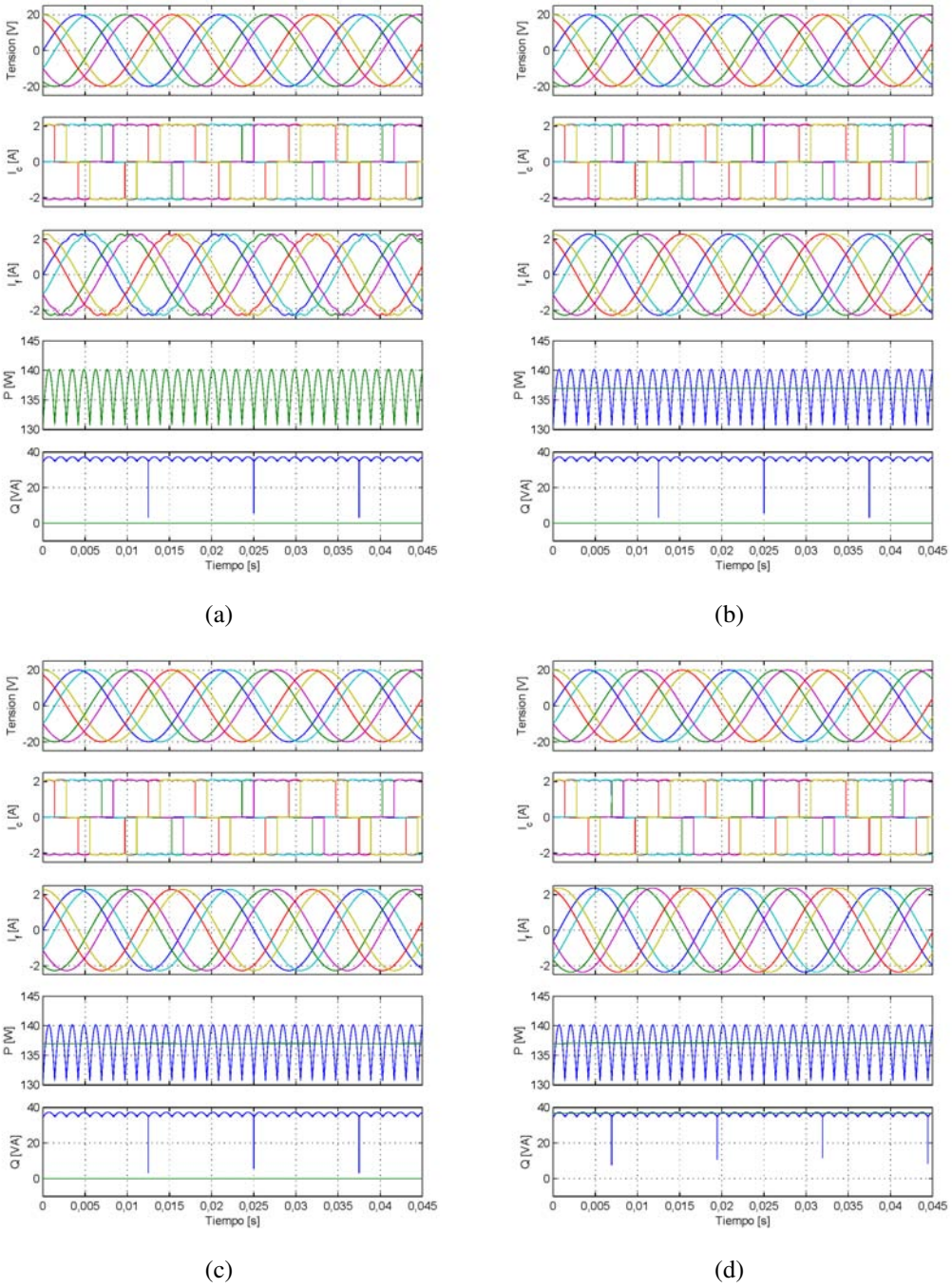
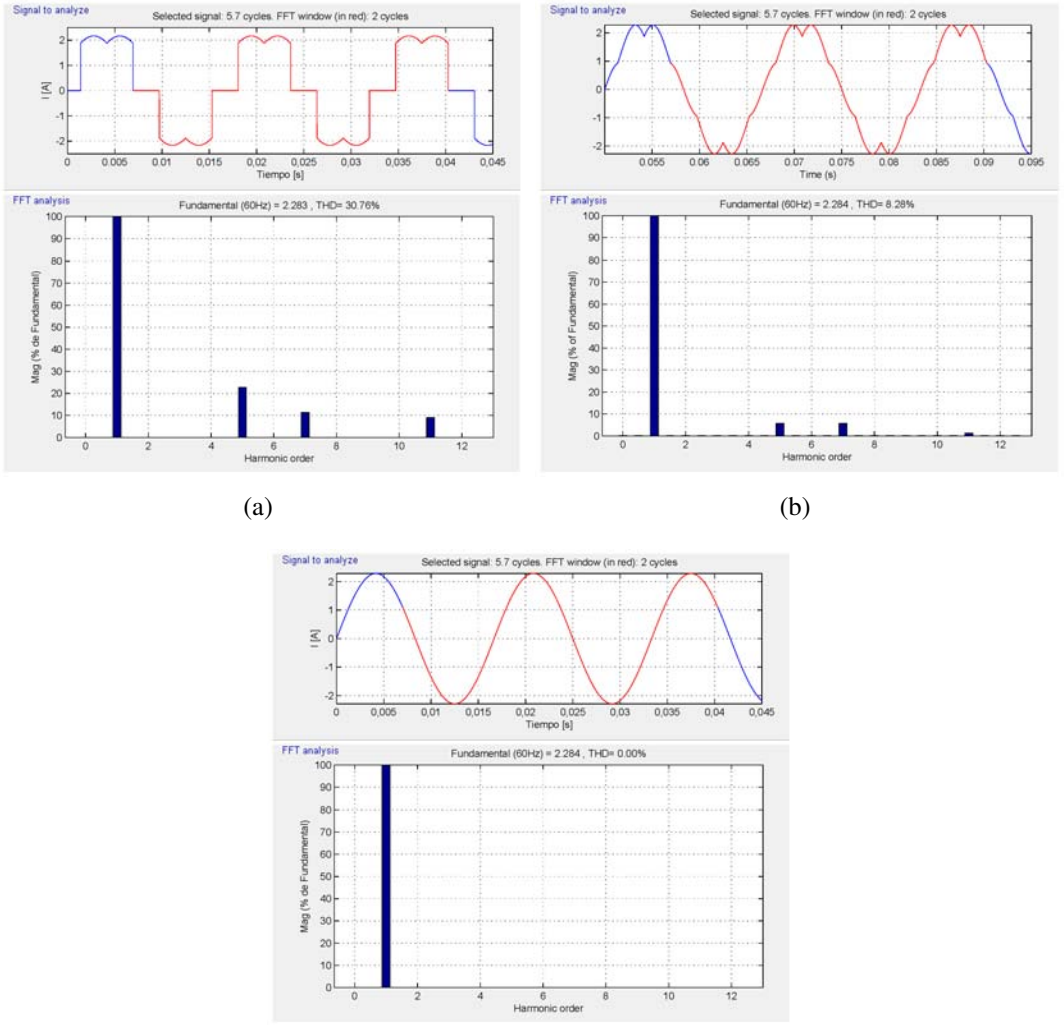


Figura 4.4: Resultados de las simulaciones del FAP ideal caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC



(a) (b)

(c)

Figura 4.5: Descomposición armónica de las formas de onda: a. sin compensación, b. Estrategia ITC, c. Estrategia PHC

4.2. Simulación del FAP real

Con esta parte de las simulación se pretende hacer una aproximación mas exacta al sistema real, donde no se tienen fuentes de corriente para la inyección de las corrientes de compensación, en este caso se implementan los convertidores estáticos de potencia como filtro activo con su correspondiente inductor de acople así como el *comando cercano* (ver capítulo 3). Esto da una idea de los fenómenos que se pueden encontrar al incluir un elemento mas de electrónica de potencia al sistema.

Inicialmente se implementa el caso trifásico, se le aplican todas las estrategias de compensación y se sintoniza el convertidor estático de la simulación (inversor de potencia) para que tenga las mismas características del convertidor presente en la mesa de ensayos del laboratorio, de esta manera se espera lograr el mejor acople y tendencias de resultados posibles al momento de la implementación del prototipo del FAP.

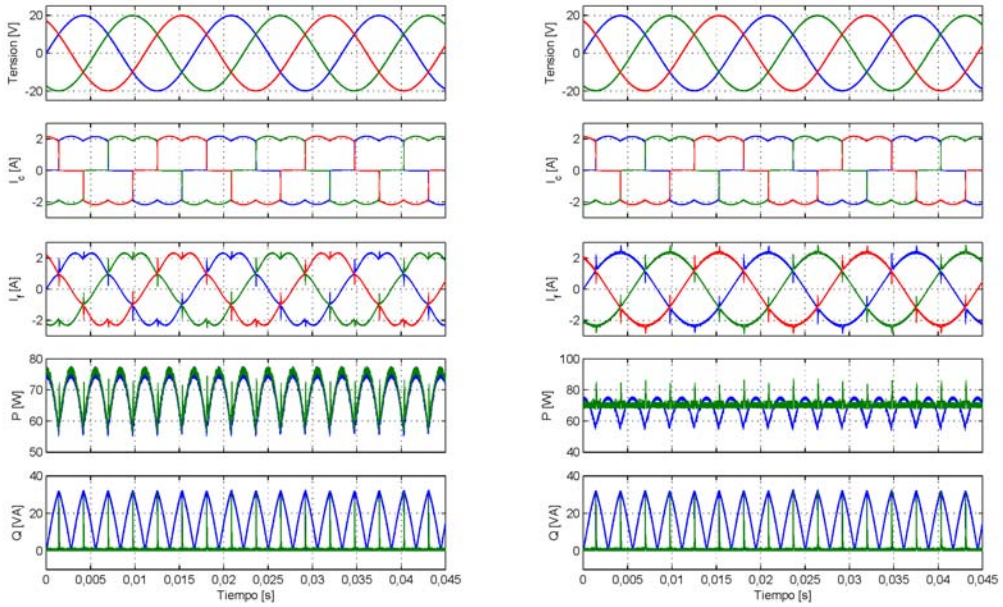
Finalmente el caso hexafásico es implementado con la simulación de un sistema de potencia que consta de un alimentador principal trifásico, un trasformador de devanados multiples para implementar la alimentación hexafásica y alimentar una carga compuesta por dos rectificadores trifásicos en conmutación natural conectados en serie para alimentar una carga resistiva. El sistema del filtro se implementa con dos inversores trifásicos completamente controlados, un bloque para la generación de las corrientes de referencia a partir de la medida de las tensiones y las corrientes del sistema del lado hexafásico, un bloque para el control de comando cercano con control por histéresis de corriente y seis bobinas de acople.

4.2.1. Caso trifásico

Los gráficos de la figura 4.6 muestran los resultados de la simulación del caso trifásico real, mientras que la tabla 4.2 resume los resultados de los armónicos y la distorsión armónica de corriente para cada caso de compensación. En todos los casos de simulación se encuentran pequeños transitorios que coinciden exactamente con los cambios bruscos en la corriente de la carga, lo cual lleva a pensar que se deben a la corriente que queda almacenada en la bobina de acople del filtro. estos transitorios tan pequeños en magnitud y de tan alta frecuencia, pueden ser facilmente eliminados con filtros capacitívos de baja potencia en el sistema.

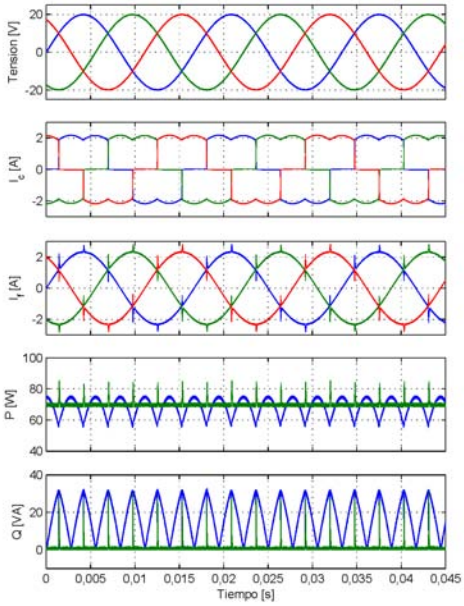
Tabla 4.2: Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación en el caso real

Compensación	Armónico				THDi [%]
	5^{th}	7^{th}	11^{th}	13^{th}	
ITC	5,2	4,9	1,3	0,9	8,55
CAP	0,9	1,3	1,3	1,3	5,22
UPF	0,9	0,8	0,91	0,8	4,66
PHC	0,95	0,9	0,94	0,89	4,91

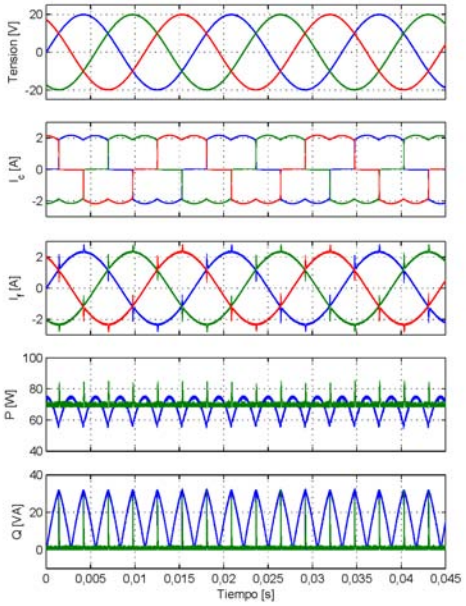


(a)

(b)



(c)



(d)

Figura 4.6: Resultados de las simulaciones del FAP real caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC

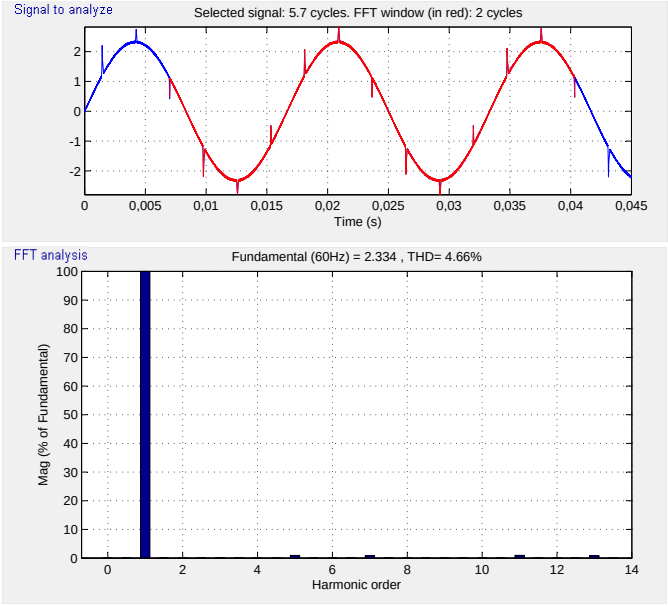


Figura 4.7: Análisis armónico de la corriente en la simulación del FAP real

4.2.2. Caso Hexafásico

Las figuras 4.8 y 4.9 muestran el detalle del algoritmo de simulación del FAP hexafásico real.

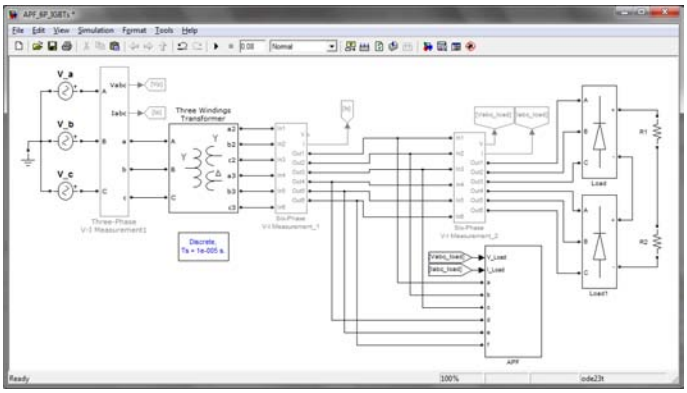


Figura 4.8: Algoritmo de simulación del FAP ideal de tres fases

Los gráficos de la figura 4.10 muestran los resultados de la simulación del caso hexafásico real de FAP

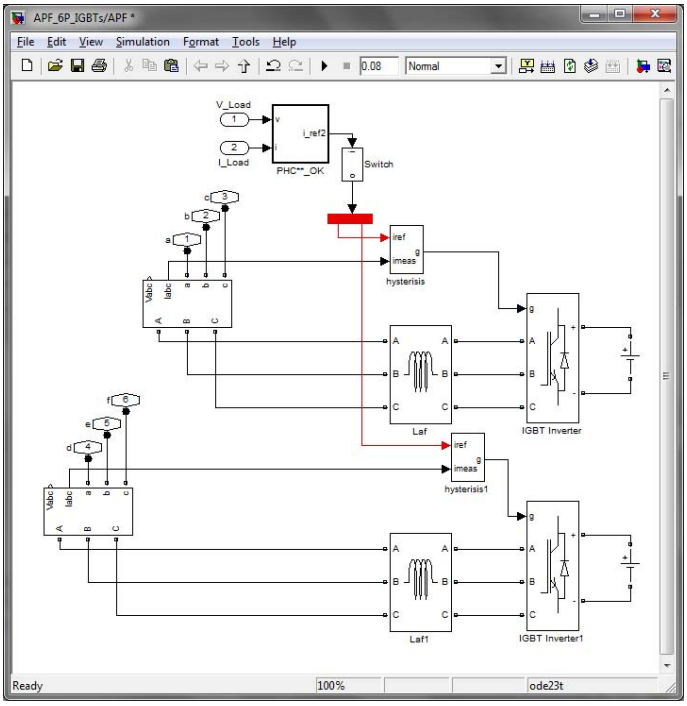


Figura 4.9: Algoritmo de simulación del FAP ideal de tres fases

4.3. Conclusión del Capítulo

En este capitulo se presentaron los resultados de la simulación del filtro activo de potencia en los casos trifásico y hexafásico tanto con fuentes de corriente ideal como con convertidores estáticos de potencia funcionando como FAP. Se vio en los resultados que los reportes de la literatura [6,9,12] coinciden con los logrados para el caso de fuente de corriente ideal, mientras que en el caso del FAP implementado con inversores, se encuentran algunos transitorios que coinciden con los cambios bruscos de corriente de la carga y que se deben a la energía almacenada en la bobina de acople del sistema que no permite un cambio brusco de corriente a través de ella.

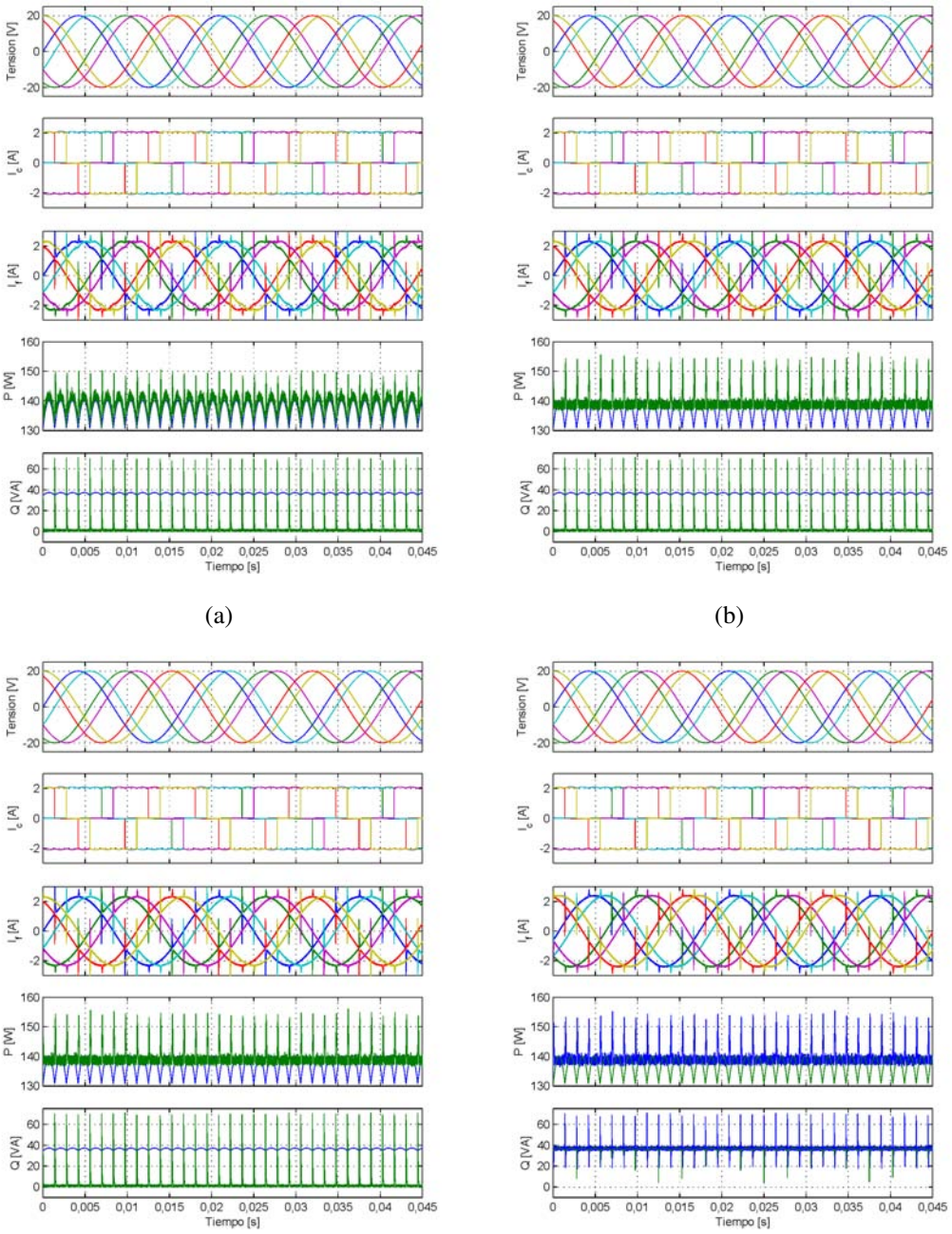


Figura 4.10: Resultados de las simulaciones del FAP real caso trifásico: a. estrategia ITC, b. Estrategia CAP, c. Estrategia UPF, b. Estrategia PHC

5 Resultados Experimentales, Simulación Híbrida

Este capítulo presenta los resultados de la experimentación obtenidos en el Laboratorio de Calidad de la Energía y Electrónica de Potencia de la Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales.

El capitulo tiene el nombre de "Simulación Híbrida", donde todo el sistema $fuente - carga$ fue implementado en simulación, mientras que el sistema del inversor fue implementado en hardware, la figura 5.1 muestra el diagrama manejado para tal efecto.

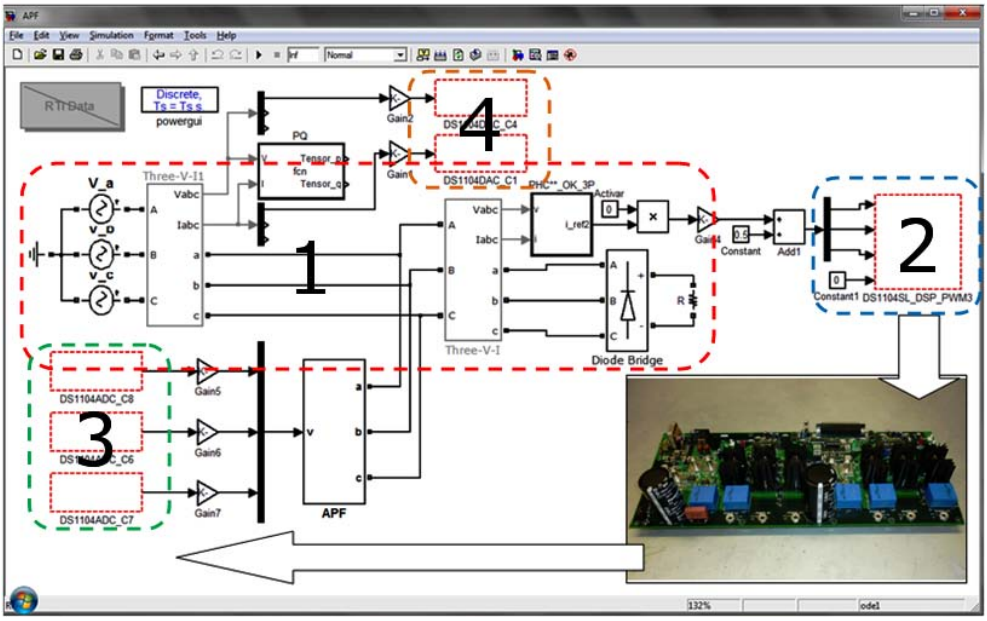


Figura 5.1: Algoritmo híbrido implementado en el laboratorio

En la figura 5.1 se pueden ver varios grupos resaltados en recuadros para poder describirlos de manera clara:

1 Este grupo en el algoritmo es el sistema $fuente - carga$ implementado como simulación en tiempo real, en el se reconocen la fuente trifásica, los elementos de medida del lado de la carga y del lado de la fuente, la carga no lineal compuesta por un puente de diodos trifásico y una resistencia. Este bloque contiene también el algoritmo de control para el calculo de las corrientes de referencia y el control de encendido y apagado en el bloque *Activar*.

2 Este bloque hace parte del paquete $ControlDesk^{®}$ integrado a $Matlab^{®}$ que se explicara en el Apéndice A, Este bloque se encarga de generar los pulsos PWM para el control del inversor externo.

3 Corresponden a las entradas análogas de la tarjeta de control $dSPACE$ que también se explicara en el Apéndice A, estas se encargan de tomar la señal generada por el inversor de potencia para ser inyectadas de nuevo al sistema $fuente - carga$ implementado en simulación en tiempo continuo.

4 Salidas análogas de la tarjeta de control $dSPACE$ para monitorizar de forma externa las variables de tensión y corriente y poder realizar el análisis de armónicos que no se puede realizar tiempo real a partir del sistema $ControlDesk^{®}$.

5.1. Resultados

La figura 5.2 muestra el programa de manejo de la tarjeta controladora en tiempo real, donde se ven las corrientes de carga y corrientes de fuente en la parte izquierda, la potencia activa y reactiva en la parte superior central, y las corrientes de compensación tanto la generada por el algoritmo de control como la generada por el inversor en la parte inferior cental. Además los mandos de encender y apagar el funcionamiento del FAP.

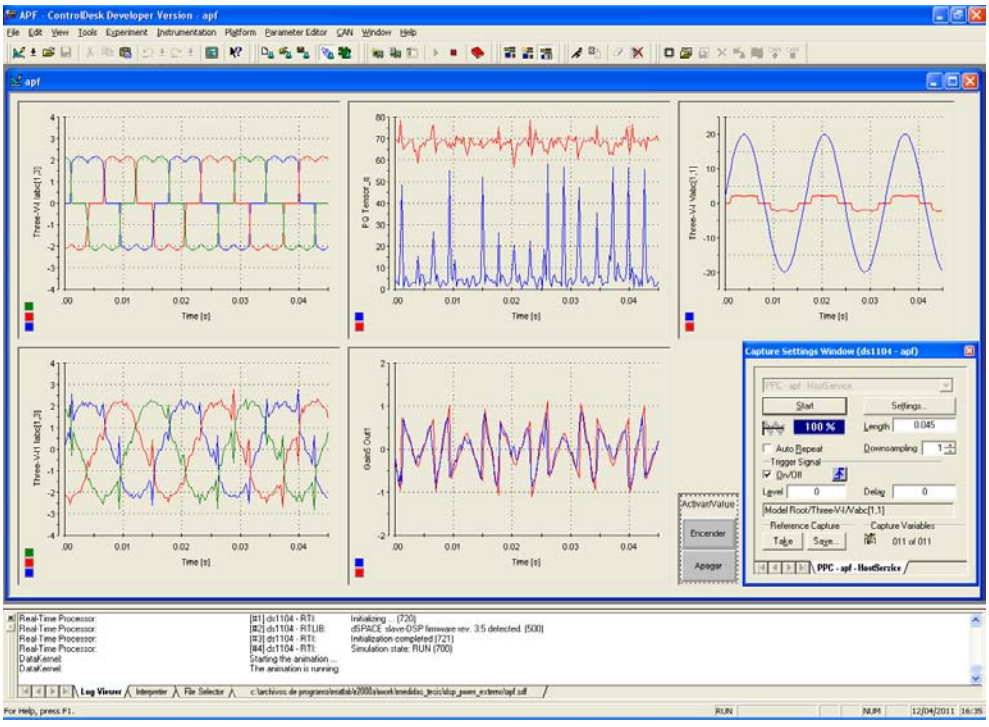
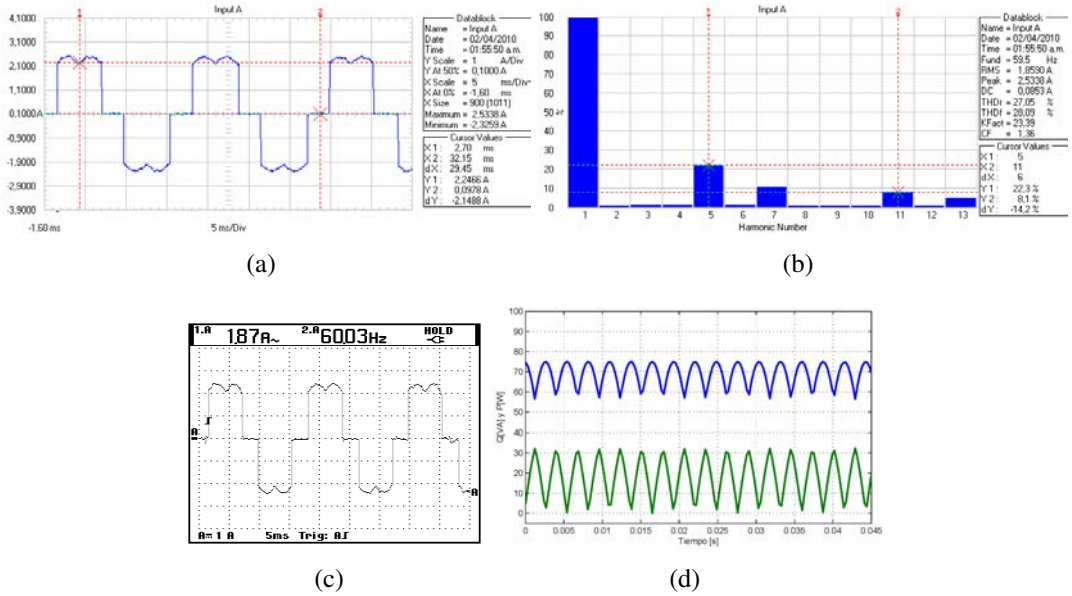


Figura 5.2: Algoritmo híbrido implementado en el laboratorio

5.1.1. Resultado experimental sin compensación

La figura 5.3 muestra los resultados de prototipo experimental implementado sin compensación donde se nota el alto contenido armónico generado por la carga no lineal, mientras que las figura 5.4, 5.5, 5.6 y 5.7 muestran los resultados con las técnicas de compensación expuestas.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 5.3: Resultados experimental del sistema sin compensar

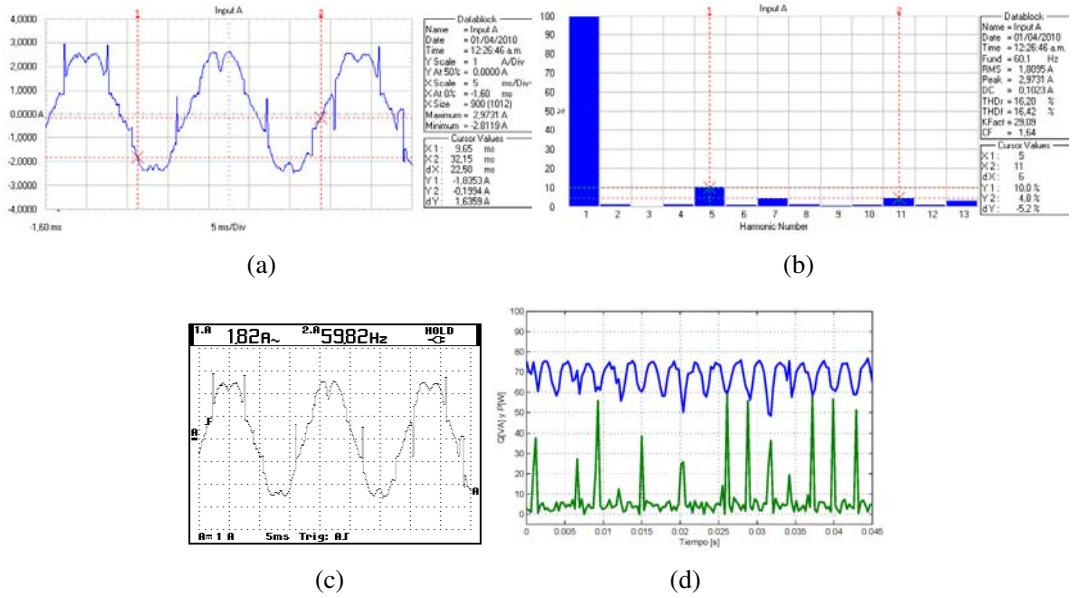
5.1.2. Resultado experimental estrategia de compensación ITC

En la figura 5.4 (a) se puede ver que el contenido armónico de la onda de corriente después de la compensación aunque disminuye no es satisfactorio. Esto se debe a que el como fue expuesto en las secciones anteriores, esta estrategia de compensación busca es la reducción de los reactivos y no la cancelación de armónicos.

5.1.3. Resultado experimental estrategia de compensación CAP

5.1.4. Resultado experimental estrategia de compensación UPF

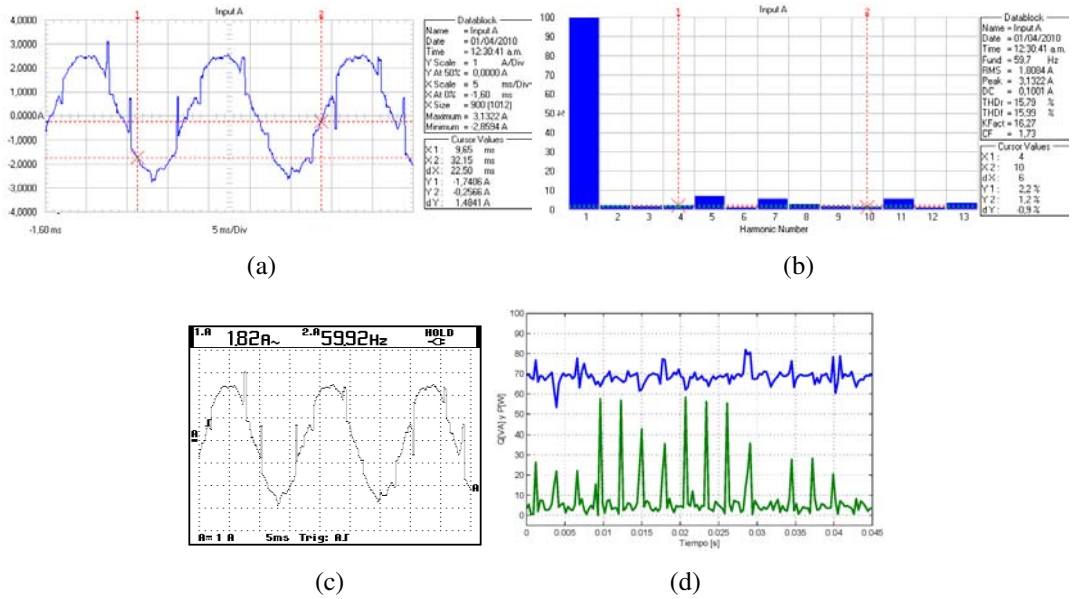
En la estrategia de control se busca que la onda de corriente sea un espejo de la onda de tensión, por lo cual, se busca que no halla desfase entre las ondas y que si la onda de tensión es sinusoidal pura entonces la onda de corriente sea de la misma manera, los resultados se pueden ver en la figura 5.6.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 5.4: Resultados experimental del sistema con algoritmo de control ITC



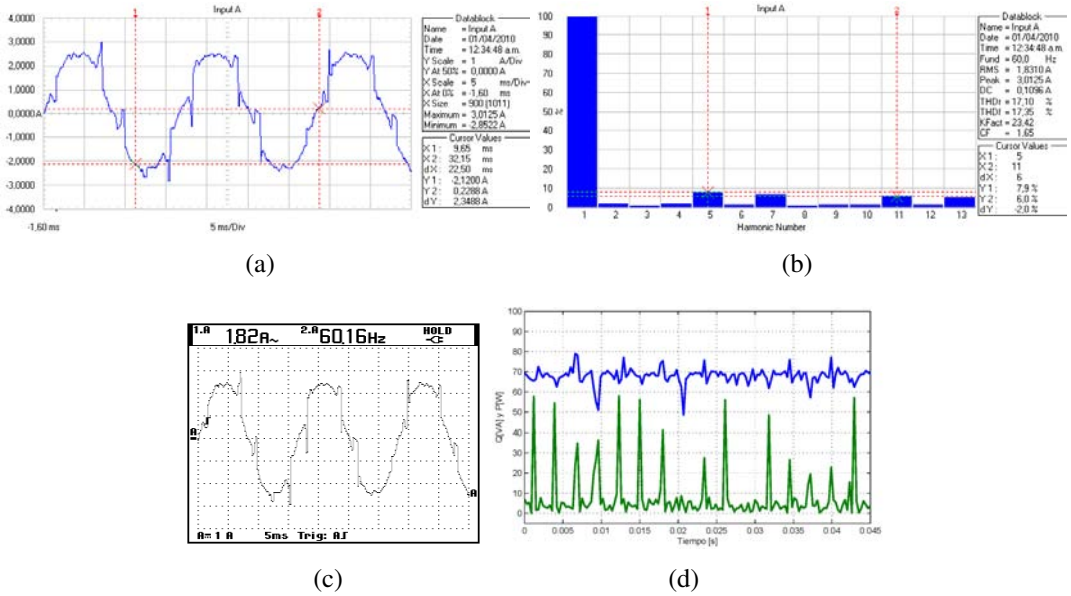
(a) (b)

(c) (d)

Figura 5.5: Resultados experimental del sistema con algoritmo de control CAP

5.1.5. Resultado experimental estrategia de compensación PHC

El único objetivo de esta estrategia de compensación es la cancelación de los armónicos, como se puede ver en la tabla 5.1, esta estrategia de compensación es la que mejor responde en cuanto a

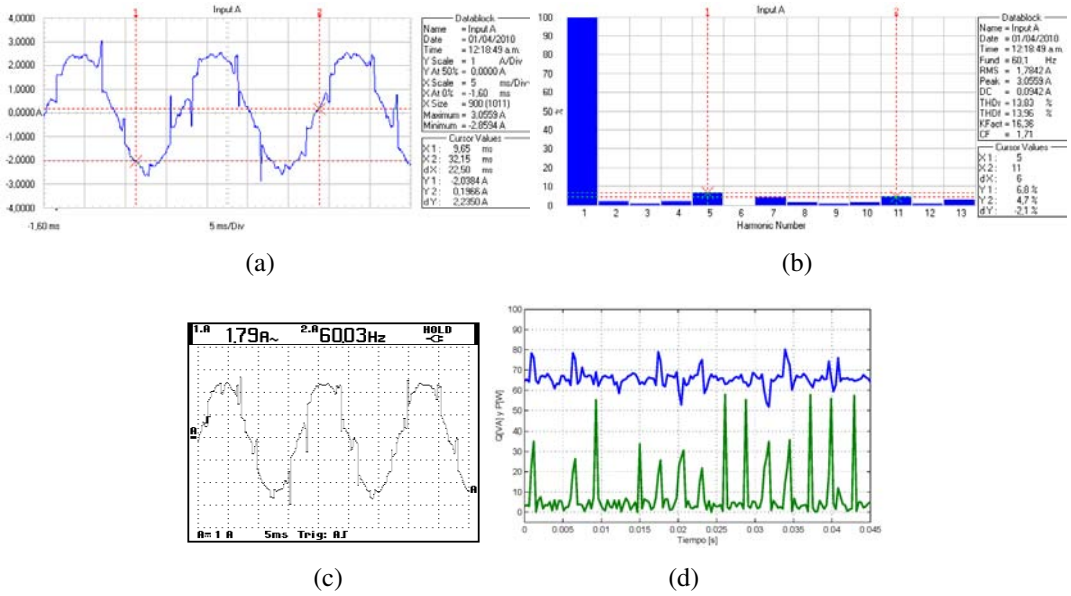


(a) (b)

(c) (d)

Figura 5.6: Resultados experimental del sistema con algoritmo de control UPF

distorsión armónica individual y total en corriente.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 5.7: Resultados experimental del sistema con algoritmo de control PHC

La tabla 5.1 hace referencia a los valores de los armónicos representativos de cada medida y el $THDi$ y se comparan con la tabla 4.2.

Tabla 5.1: Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación, resultados experimentales

Compensación	Armónico				THDi [%]
	5^{th}	7^{th}	11^{th}	13^{th}	
Sin Compensación	21,9	11,8	8,3	7,0	29, 72
ITC	10,0	4,0	4,8	2,8	16,42
CAP	7,2	5,3	5,6	3,5	15,99
UPF	7,9	6,7	6,0	5,2	17,35
PHC	6,8	4,2	4,7	2,9	13,96

Tabla 5.2: Resumen de distorsión armónica en corriente para cada estrategia de compensación en el caso real

Compensación	Armónico				THDi [%]
	5^{th}	7^{th}	11^{th}	13^{th}	
ITC	5,2	4,9	1,3	0,9	8,55
CAP	0,9	1,3	1,3	1,3	5,22
UPF	0,9	0,8	0,91	0,8	4,66
PHC	0,95	0,9	0,94	0,89	4,91

Tabla 5.3: Valores de armónicos máximos recomendados por IEEE 519

Orden del Armónico	Valor Máximo Recomendado [%]
5^{th}	4
7^{th}	4
11^{th}	2
13^{th}	2

6 Conclusiones y Futuras Investigaciones

6.1. Conclusiones

Se ha presentado la programación de métodos de calculo para la generación de las corrientes de referencia para filtros activos a partir de la teoría del tensor de potencia instantáneo para cumplir con las reglamentaciones impuestas por los organismos de control. En el mismo sentido se ha hecho una revision del estado del arte en cuanto a las teorías de la potencia instantánea y su aplicación a los FAPs. Finalmente se han reportado resultados de medidas aplicando una novedosa técnica de simulación híbrida que se puede apoyar en las simulaciones también presentadas y que podría ser valorada posteriormente con la implementación real del filtro activo que por limitaciones de hardware no pudo se implementada en este trabajo. También se implementaron simulaciones del sistema completo $Fuente - Carga - Filtro$, con convertidores de potencia estáticos, las cuales no han sido reportadas aun en la literatura revisada. Se concluye que para aplicaciones en que se desea cumplir con la reglamentación y que de acuerdo al funcionamiento del sistema cambian las necesidades de filtrado, la utilización de filtros activos es una alternativa por mucho interesante, ya que permite minimizar el tamaño y pérdidas en los sistemas de potencia eléctricos.

6.2. Aportes

- Estudio sistemático de la teoría del tensor instantáneo de potencia y de la teoría de filtros activos de potencia, para ser consideradas en el diseño e implementación de filtros activos de potencia en sistemas polifásicos.

- Comparación de las estrategias para generar las corrientes de referencia en el control de filtros activos de potencia.

- Establecimiento de los diagramas de bloques de control de los diferentes métodos de compensación en filtros activos de potencia.

- Implementación y comparación de las simulaciones de los sistemas de filtro activo ideal con fuentes de corriente para inyección de corrientes de compensación y de filtro activo con convertidor estático de potencia para la inyección de las mencionadas corrientes, caso no reportado hasta el momento en la literatura con la teoría del tensor instantáneo de potencia.

- Implementación de una novedosa forma de experimentación híbrida, para sortear las dificultades de hardware que se pueden presentar en el diseño de un prototipo inicial.

6.3. Recomendaciones y trabajo Futuro

- Implementar el prototipo completo del FAP en un sistema de experimentación real para corroborar la experimentación híbrida. Este además se debe enriquecer con el estudio de las técnicas de control de conmutación que puedan dar un mejor desempeño en cuanto a las perdidas por conmutación del los inversores que actúan como FAPs.
- El diseño futuro de mesas de ensayo que tenga inmerso el concepto de acople de tierras tanto para el sistema de potencia como para el sistema de medida, logrando así una completa integración del hardware de las mismas.
- Implementar sistemas de medida modulares para la realización de un laboratorio completo de practicas de investigación para el GREDyP, estos deben incluir sistemas de acople optico para las medidas de tension y de aislamiento galvánico para las medidas de corriente. Con rangos apropiados para las cargas manejadas en las estaciones de trabajo y que lleven el concepto de no ser dedicados a un solo experimento, sino que puedan ser acoplados para multiples propositos.

7 Apendice A

7.1. Descripción de la Tarjeta Controladora dSPACE

Esta tesis utiliza un sistema de desarrollo de dSPACE, referenciado como DS1104 R&D Controller Board. Un diagrama esquemático de esta tarjeta de adquisición, se muestra en la figura 7.3.Sus características más sobresalientes son [64]:

Master PPC Procesador de 64 bits de punto flotante y reloj de 250MHz, representa el poder computacional de la tarjeta y tiene varios canales de entrada, salida y comunicacion.

Slave PWM Procesador de 20MHz con 10 canales $I/0$ digitales y 4 entradas de captura ADC.

Memoria Varios bloques de memoria DRAM y FLASH para el almacenamiento de algoritmos de ejecución RTI (Real Time Implementation)

Figura 7.1: DS1104 R&D Controller Board

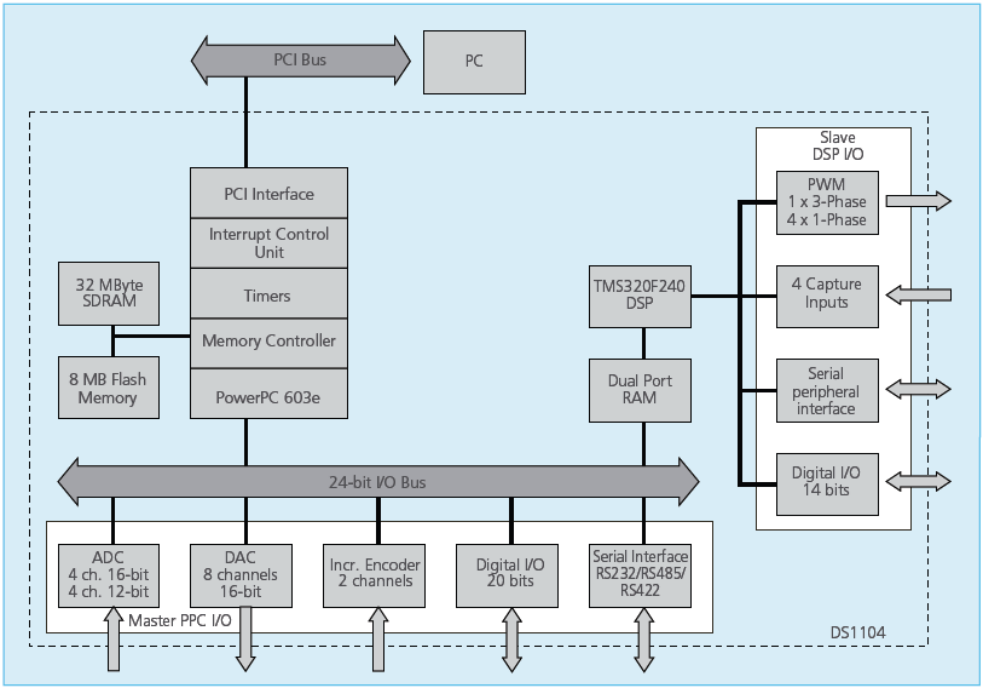


Figura 7.2: Diagrama de bloques de la DS1104 Controller Board

7.2. Descripción del Software ControlDesk

Programa para creación y análisis por simulación en diagramas de bloques completamente integrado con $Matlab^{®}$ $Simulink^{®}$ que provee el control de todas las variables posibles en la DS1104 R&D Controller Board en tiempo real de ejecución. Entre sus características principales se encuentran:

- Control interactivo y medida de variables de $Simulink^{®}$ en simulaciones y en tiempo real.
- Automatización del funcionamiento completo de los experimentos.
- Macro Recorder para grabar las operaciones ControlDesk.
- Potente lenguaje de programación orientado a objetos con características de fácil manejo para la administración de la plataforma.

Con el modelo en $Simulink^{®}$ listo para ser ejecutado en tiempo real, debe realizarse un layout en $Controldesk^{®}$ para poder visualizar las señales que se envían desde el sistema DSP hacia el conjunto inversor de potencia y todas las medidas del experimento. Con este experimento en tiempo real es posible controlar y registrar en tiempo real todas las variables del sistema como se muestra en la figura 5.2.

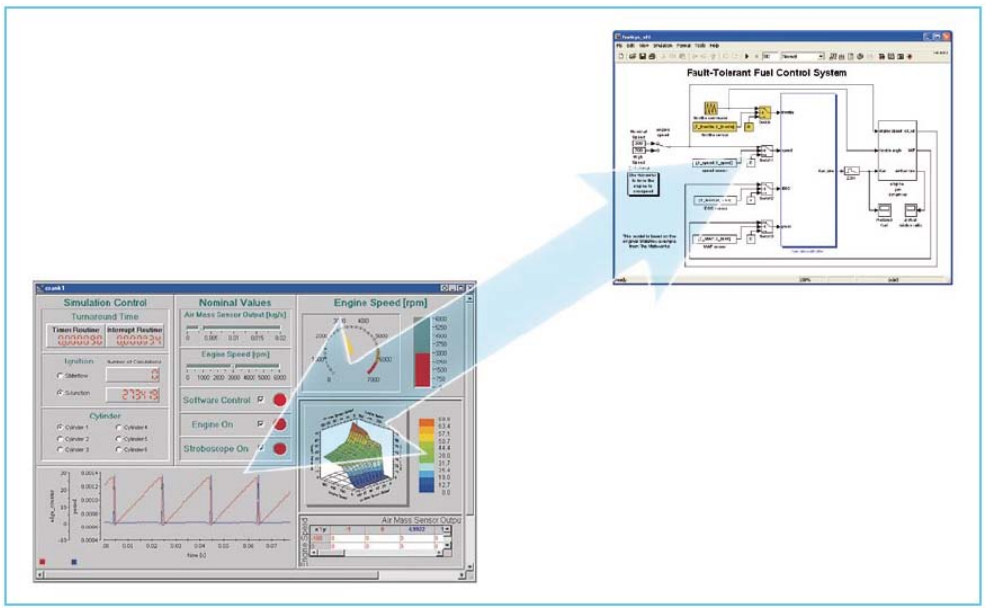


Figura 7.3: Diagrama de bloques de la DS1104 Controller Board

7.3. Descripción de las Tarjetas de Medida

7.3.1. Medidas de tensión

Se uso un banco trifásico de transformadores monofásicos de relación 115:18V en configuración YY de forma que no se presente desfáse entre la medida y la salida del transformador. La configuración se muestra en la figura 7.4.

7.3.2. Medidas de corriente

Las medidas de corriente se realizan por medio de transductores de efecto *Hall* ACS714LLC-30A de *Allegro* que genera una tensión proporcional a la corriente medida desde -30A hasta 30A, el digrama interno del circuito y el circuito de implementación se muestran en las figuras 7.5 y 7.6 respectivamente.

7.4. Descripción del inversor

El inversor utilizado es diseñado por el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Universidad de Minnesota. la descripción completa del hardware se encuentra en [65]. Este es un inversor a base de MOSFETs sin red de Snuber.

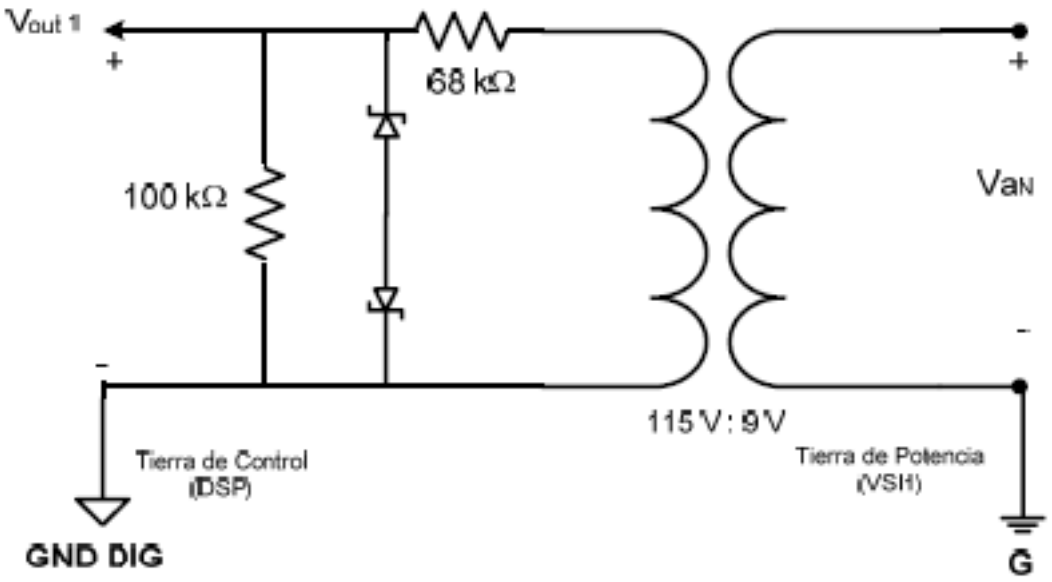


Figura 7.4: Circuito de acondicionamiento del sensor de corriente

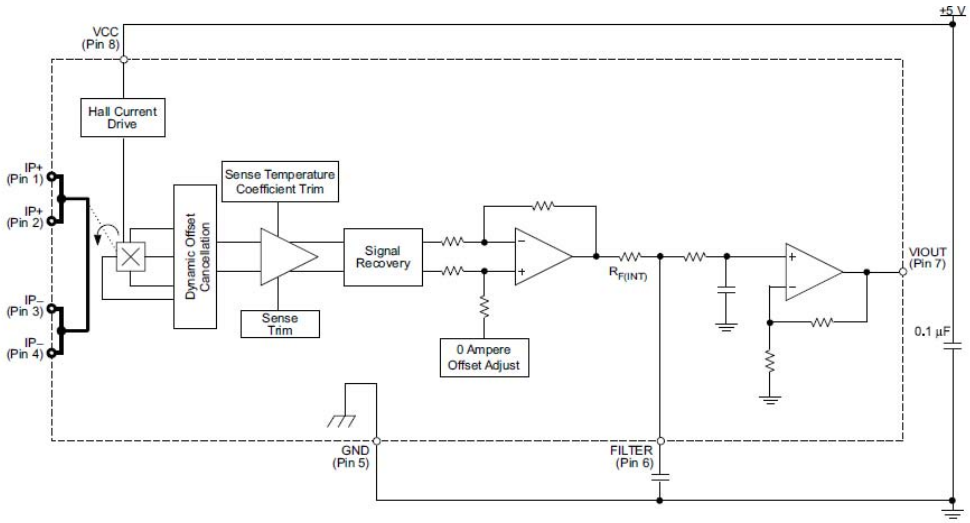


Figura 7.5: Diagrama circuital del transductor de corriente

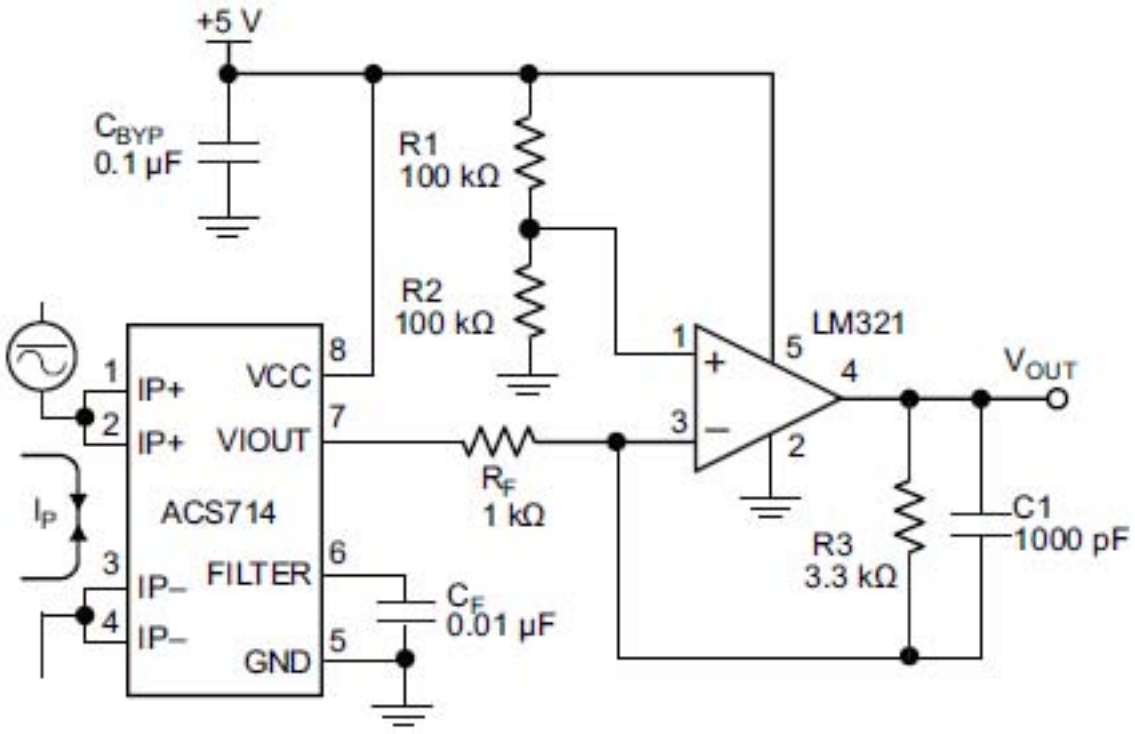


Figura 7.6: Circuito de acondicionamiento del sensor de corriente

8 Apéndice B

En este capitulo se se explicara la implementación de la simulación híbrida paso a paso, como se indico en el primer capitulo no se darán explicaciones acerca de la instalación del software utilizado, que para este caso son el $ControlDesk®$ y el $Matlab^{TM} - Simulink®$ en versiones compatibles[1].

8.1. Implementación del Algoritmo maestro en $Matlab^{TM}$ $Simulink®$

Para la implementación del $model$ en $Simulink®$ se debe tener en cuenta que no se debe empezar de un modelo nuevo, esto es porque la implementación de modelos compatibles con el $Controldesk®$ contienen códigos embebidos y propios que no se pueden llamar de ninguna de las librerías de $Simulink®$. Dado lo anterior, el procedimiento para crear un model compatible es el siguiente:

1. Ejecutar el comando $simulink$ desde el $CommandWindow$ de Matlab.
2. Abrir uno de los ejemplos de models instalados con los controladores de la DS1104 R&D Controller Board
3. Guardar este model con un nombre nuevo en una nueva ubicación para cada proyecto (Se debe crear una carpeta por proyecto, ya que los experimentos del RTI de Controldesk contienen archivos que pueden generar problemas al compilarlos si existen diferentes proyectos en una misma ubicación).
4. Después de guardado el archivo con un nuevo nombre en una nueva ubicación, se puede editar, esto es, se pueden borrar todos los elementos que existan implementados en el model, excepto un bloque nombrado en el model como RTI_Data, este bloque no puede ser borrado, copiado o modificado, ya que contiene información única en el programa, es por este bloque y por la configuración del Controldesk que no se pueden crear nuevos models desde cero en Simulink. La figura 8.1 muestra un ejemplo de model en Simulink que contiene el bloque nombrado. En el $SimulinkLibraryBrowser$ se pueden encontrar las librerías $rtilib : 1104$,

[1] Al instalar el Matlab y el Controldesk se debe tener especial cuidado con las versiones ya que algunas no son compatibles, para verificar la lista de versiones compatibles de Matlab y Controldesk visitar la página web: http://www.dspace.com/goto?support

donde se puede encontrar todos los elementos de adquisición de datos, procesamiento de señales y convertidores D/A, además de esto, una gran parte de las librerías propias de Simulink pueden ser utilizadas en el la implementación de models para el programa RTI; incluso las librerías del $SimPowerSystems$ que son muy utilizadas en la implementación de la parte simulada en este trabajo.

5. Una vez creado y guardado el model, no es recomendable compilarlo al RTI hasta no haber creado el experimento en el Controldesk.

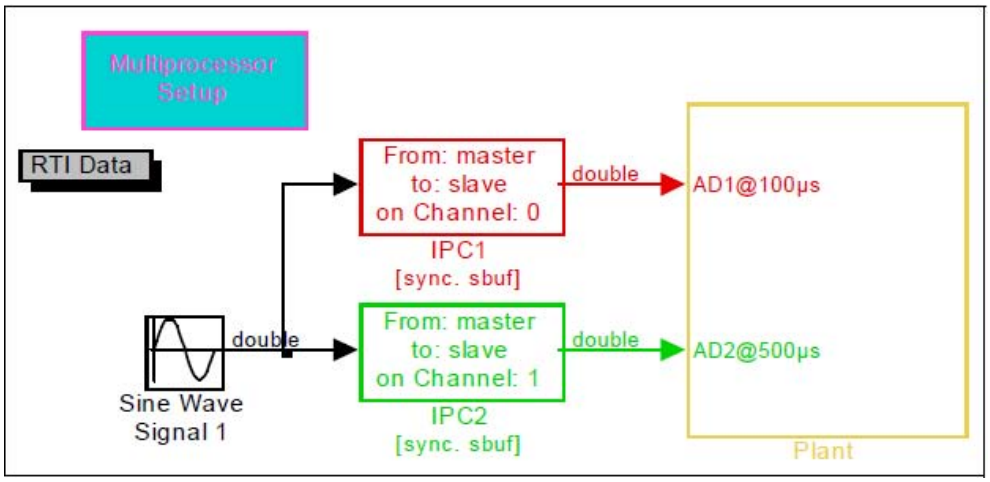


Figura 8.1: Ejemplo de model que incluye el bloque RTI Data (Copiright Real-Time Interface (RTI and RTI-MP) Implementation Guide)

8.2. Implementación del Algoritmo maestro en $ControlDesk^{®}$

Después de implementado el model en el Simulink de Matlab, se debe crear el experimento en el Controldesk, para esto se debe ir al programa del menu inicio de $Windows^{®}$ o en el acceso directo del escritorio si este esta instalado. Una vez iniciado el programa, debemos ir en el $menubar$ 8.2 a $File \breve{} NewExperiment$ para abrir el dialogo de nuevo experimento.

En el dialogo de nuevo experimento, se debe incluir los datos del nuevo experimento, este se crea en la misma carpeta del model del Simulink. La figura 8.3 muestra la ventana del nombrado dialogo de nuevo experimento.

Después de creado el nuevo experimento, se debe crear el $Layout$, que no es mas que la ventana de trabajo del ControlDesk, esta ventana es muy parecida a la de los programas SCADA (Supervisory

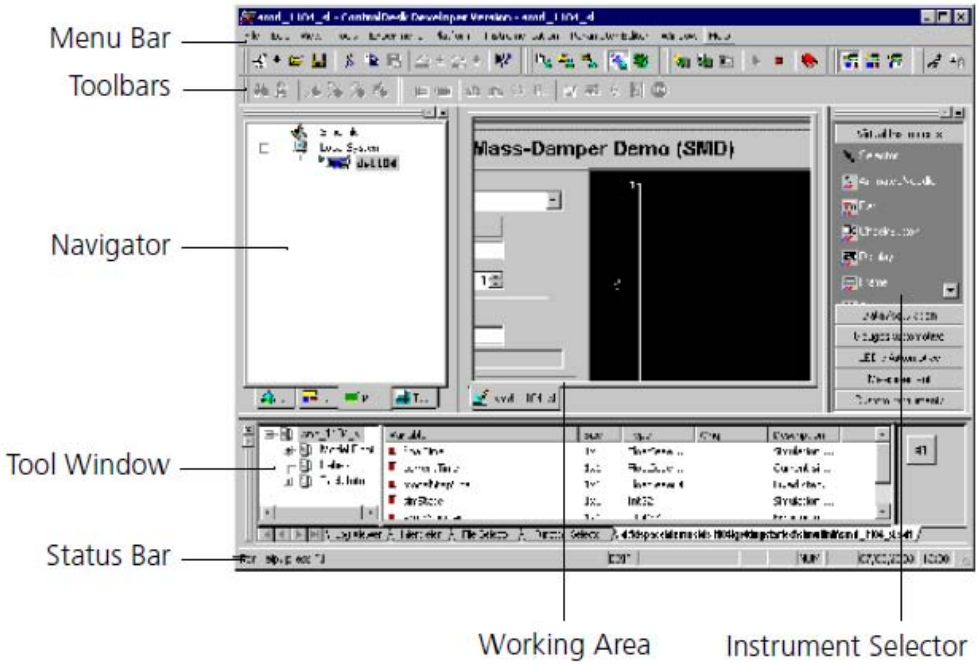


Figura 8.2: Ventana principal del ControlDesk

Control And Data Acquisition) generalmente referido a sistemas de control industriales, solo que esta puede ser modificada, controlada y cambiada en tiempo real si hacer uso de algún programa externo. Para crearlo se debe ir al menú $File - New$ y escoger $Layaut$, o con el comando $Ctrl + Shift + l$, una vez creado, debe ser guardado en la misma carpeta del experimento y del model de Simulink, con el comando $Ctrl + S$. Ya que se haya realizado todo el proceso anterior, guardamos el experimento completo en el $File - SaveExperiment$.

Como se explicó anteriormente, la implementación de la simulación híbrida, consta de dos partes, una parte de simulación y otra parte de implementación física, ambas funcionando en tiempo real. En las secciones siguientes se explicaran la implementación de cada una de ellas con los archivos maestros que ya se han creado anteriormente.

8.3. Model Simulink para la Simulación Híbrida

En la sección 5 se explico que todo el sistema de la fuente de alimentación y la carga no lineal fue implementada en simulación en tiempo real, en la figura 5.1 se puede ver el model que consta de tres fuentes de tension monofásicas conectadas en estrella, y una carga no lineal que es un puente de diodos trifásico conectado a una resistencia, entre el sistema de la fuente y la carga se encuentran dos bloques de medida de tension y corriente trifásica, estos bloques pueden ser configurados para medir la tension de línea o de fase, y la corriente, y pueden ser cargados en el model desde la

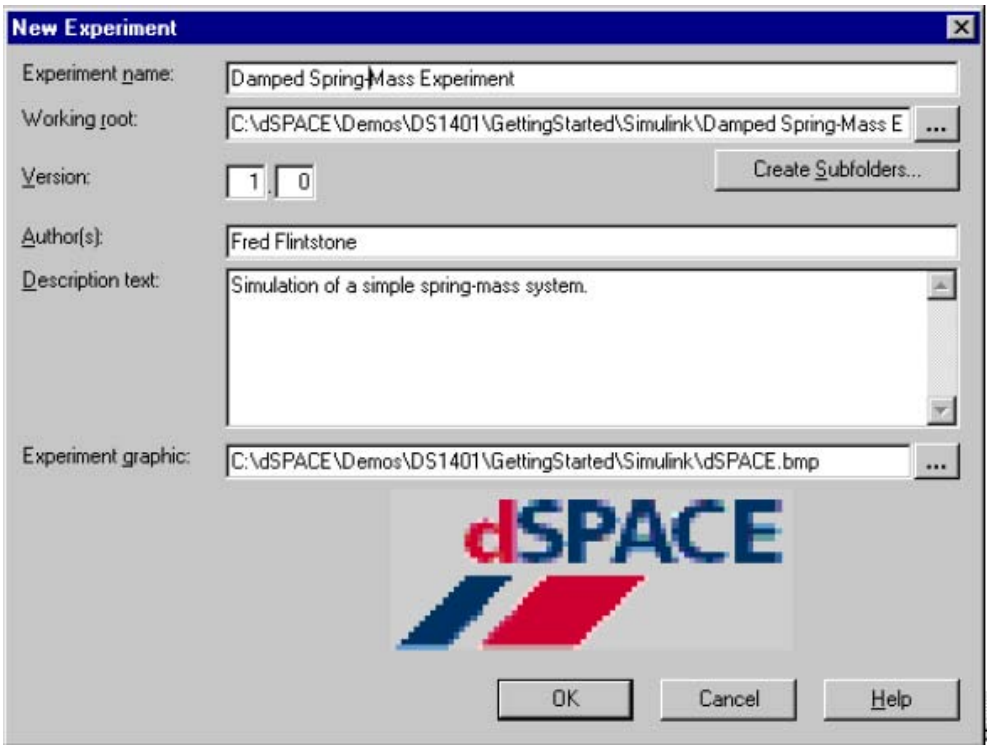


Figura 8.3: Ventana de dialogo de nuevo experimento en ControlDesk

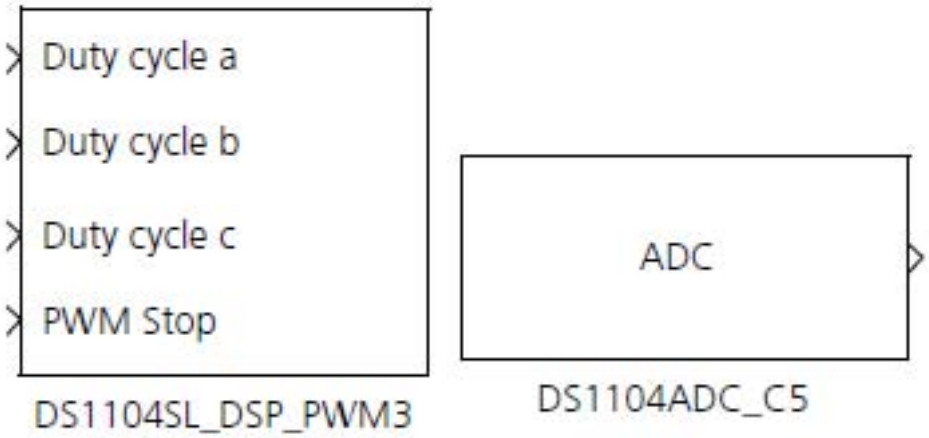
librería $SimPowerSystem$.

El bloque de medida del lado de la carga, se encarga de tomar las tensión y la corriente del para enviarlas al bloque que calcula las tres corrientes de referencia según la estrategia de compensación escogida, después de este se encuentra un control de encendido o apagado, este consta de un multiplicador y una constante que puede tomar el valor de 1 ó 0, si el valor de la constante es 1, lo que ingresa al control de encendido y apagado pasa al la siguiente etapa, si es cero, simplemente no pasa nada.

Posteriormente se usa el bloque $SlaveDSPPWM3$ del ControlDesk, este se encarga de generar las señales PWM trifásicas con salidas directas e inversas, ciclos de trabajo variables y tiempo muerto variable (deadband) en modo simétrico. El valor de la portadora en este bloque debe ser configurado según la capacidad de conmutación de los elementos de electrónica de potencia y de acople del hardware, el deadband debe ser configurado bajo para no tener retrasos, para el caso del laboratorio este se configura en 0, esto debido a que el inversor tiene su propio chip encargado de hacer el deadband.

La figura 5.1 en el sub bloque 3, muestra los canales de adquisición, DS1104ADC_Cx, estos son convertidores A/D con rango de entrada de tension de -10V a 10V, la salida de estos convertidores

es enviada al bloque que se encarga de inyectar la corriente de compensación al sistema simulado. La figura 8.4 muestra los dos bloques descritos anteriormente.



(a) (b)

Figura 8.4: Bloques PWM y ADC

8.4. Hardware para la Simulación Híbrida

El inversor nombrado en 7 se acopla perfectamente a la DS1104 R&D Controller Board utilizada en la simulación híbrida. el acople de la salida del inversor y la parte de la adquisición se realiza por medio de transformadores de acople, estos configurados en YY constan de tres transformadores configurados como lo muestra la figura 7.4.

Bibliografía

[1] E. A. C. Plata and S. R. Castaño, *Calidad del Servicio de Energía Eléctrica*. Manizales, Colombia: Centro de Publicaciones Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales, 2006.

[2] G. Casaravilla and G. Barbat, "Filtros activos selectivos optimos en sistemas de cuatro hilos," *7º encuentro de Energía, Potencia, Instrumentación y Medidas*, vol. 1, pp. 122–130, October 2008.

[3] A. Kusko and M. T.Thompson, *Power Quality in Electrical Systems*. New York: Mc. Graw Hill, 2007.

[4] M. Aredes, "Active power line conditioners," Ph.D. dissertation, Technischen Universität Berlin, Berlin, 1996.

[5] E. F. Fuchs and M. A. S. Masoum, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. 30 Corporate Drive, Suite 400, Burlington, MA 01803, USA: Academic Press - Elsevier, 2008.

[6] A. J. Ustariz, E. Cano-Plata, and H. E. Tacca, "Instantaneous power tensor theory: Improvement and assessment of the electric power quality," *14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, vol. 14, no. 1, pp. 1–6, September 2010.

[7] 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.

[8] V. K. Sood, *HVDC and FACTS Controllers Applications of Static Converters in Power Systems*. Kluwer Academic Publishers - Boston: Kluwer Academic Publishers - M. A. Pai and Alex Stankovic, 2004.

[9] A. J. Ustariz, E. Cano-Plata, and H. E. Tacca, "Tensor analysis of the instantaneous power in electrical networks," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 788–798, January 2010.

[10] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proccedings fo the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, December 2005.

[11] W. G. Morsi and M. E. El-Hawary, "On the implementation of time-frequency transforms for defining power components in non-sinusoidal situations: A survey," *Electric Power Components and Systems*, vol. 33th, no. 10, pp. 373–392, July 2005.

[12] A. J. Ustariz-Farfan, "Formulacion de una teoría tensorial de la potencia electrica," Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de Colombia - Sede Manizales, Colombia, 2011.

[13] R.-D. Albu and D. Albu, "Hybrid active power filter connected to a photovoltaic array," *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 2, pp. 109–112, 2009.

[14] J. Afonso, M. Aredes, E. Watanabe, and J. Martins, "Shunt active filter for power quality improvement," *International Conference UIE 2000*, pp. 683–691, November 2000.

[15] V. A. Lituma-Silva, R. E. Pérez-Ordóñez, and M. F. Guerrero-Zambrano, "Diseño e implementación de un compensador estatico de potencia reactiva (d-statcom); basado en un convertidor trifásico con modulación sinusoidal de ancho de pulso (spwm), controlado por un procesador digital de señales," Master's thesis, Escuela Superior Politecnica Del Litoral, Guayaquil - Ecuador, 2009.

[16] M. Aredes, K. Heumann, and E. H. Watanabe, "An universal active power line conditioner," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13th, no. 2, pp. 545–551, April 1998.

[17] T. Perng-Cheng, "A single-phase hybrid active power filter with photovoltaic application," Ph.D. dissertation, Universiti Teknologi Malaysia, 2006.

[18] M. George and K. Prasad-Basu, "Three-phase shunt active power filter," *American Journal of Applied Sciences*, vol. 8, no. 5, pp. 909–916, 2008.

[19] S. Kim and P. N. Enjeti, "A new hybrid active power filter (apf) topology," *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 48–54, January 2002.

[20] M. López, L. Morán, and J. Dixon, "A three-phase active power filter implemented with multiples single-phase inverter modules in series," *Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 96–101, August 2000.

[21] S. Orts, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellán, S. Seguí-Chilet, M. Alcañiz, and R. Masot, "Nuevo compensador activo basado en la ieee std. 1459," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 4, no. 1, pp. 38–46, March 2006.

[22] 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, Universidad Politecnica De Valencia, Valencia, 2008.

[23] M. Ortuzar, R. Carmi, J. Dixon, and L. Morán, "Voltage source active power filter, based on multi-stage converter and ultracapacitor dc-link," *Industrial Electronics Society Annual Conference of the IEEE IECON*, vol. 3, pp. 2300–2305, April 2003.

[24] E. Özdemir, M. Kale, and Şule Özdemir, "Active power filter for power compensation under non-ideal mains voltages," *IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation*, vol. 18, 2010.

[25] J. G. Pinto, R. Pregitzer, L. F. C. Monteiro, and J. L. Afonso, "3-phase 4-wire shunt active power filter with renewable energy interface," *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, March 2007.

[26] M. Salo, "A current-source active power filter with a new dc filter structure," *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, June 2004.

[27] J. S. Solís-Chaves, "Implementación de un rcp para un filtro activo en derivación," Master's thesis, Universidad Nacional de Colombia - Sede Manizales, Colombia, 2009.

[28] H. H. Tumbelaka, C. V. Nayar, and L. J. Borle, "Application of a shunt active power filter to compensate multiple non-linear loads," *The Australasian Universities Power Engineering Conference*, December 2007.

[29] O. Ucak, I. Kocabas, and A. Terciyanli, "Design and implementation of a shunt active power filter with reduced dc link voltage."

[30] H. J. Azevedo, J. M. Ferreira, A. P. Martins, and A. S. Carvalho, "Direct current control of an active power filter for harmonic elimination, power factor correction and load unbalancing compensation," *Proceedings of the EPE 2003-Tenth EPE Conference*, September 2003.

[31] M. I. B. A. Bakar, "Active power filter with automatic control circuit for neutral current harmonic minimization technique," Ph.D. dissertation, Universiti Kuala Lumpur, British Malaysian Institute, 2007.

[32] D. Chen and S. Xie, "Review of the control strategies applied to active power filters," *IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies*, pp. 666–670, April 2004.

[33] F. Ferreira, L. Monteiro, J. L. Afonso, and C. Couto, "A control strategy for a three-phase four-wire shunt active filter," pp. 411–416, 2008.

[34] M. George and K. Prasad-Basu, "Modeling and control of three-phase shunt active power filter," *American Journal of Applied Sciences*, vol. 5, no. 8, pp. 1064–1070, 2008.

[35] R. Gupta, A. Ghosh, and A. Joshi, "Control of 3-level shunt active power filter using harmonic selective controller."

[36] H. Supronowicz, A. Olszewski, and H. Gawiński, "Control circuit for series active power filters bassed on proglammable logic devices," *Electrical Power Quality and Utilisation Journal*, vol. XII, no. 2, pp. 21–25, 2006.

[37] H. Xinming, L. Jinjun, and Z. Hui, "A simplified shunt apf model based on instantaneous energy equilibrium and its application in dc voltage control," *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 411–416, August 2008.

[38] F. Jiménez-López and P. F. Cárdenas-Herrera, "Current control methods for shunt power active filters to reduce harmonic content in electrical systems," *Euro-American Conference on Telematics and Information Systems*, 2010.

[39] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, and J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p–q–r theory," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 701–710, September 2002.

[40] H. Kim and H. Akagi, "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames," *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 422–427, July 1999.

[41] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, and P. Thøgersen, "Adaptive compensation of reactive power with shunt active power filters," *Ieee Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 867–877, May/June 2008.

[42] M. I. Milanés-Montero, E. Romero-Cadaval, and F. Barrero-González, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 229–236, January 2007.

[43] F. Zheng-Peng and J.-S. Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems," *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement*, vol. 45th, no. 1, pp. 293–297, February 1996.

[44] F. Z. Peng, J. George W. Ott, and D. J. Adams, "Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive theory for three-phase four-wire systems," *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 13th, no. 6, pp. 1174–1181, November 1998.

[45] A. Pigazo-López, "Método de control de filtros activos de potencia paralelo tolerante a perturbaciones de la tensión de red," Ph.D. dissertation, Universidad de Cantabria, Santander, 2004.

[46] M. R. Sánchez-Herrera, "Nuevas propuestas en la teoría de la potencia reactiva instantánea: Aplicación a la compensación de cargas industriales con filtros activos de potencia," Ph.D. dissertation, Universidad de Huelva, Huelva, 2007.

[47] S. Krishnan and Lathika-B.S, "Control of shunt active power filter using multiresonant controller," *National Conference on Technological Trends*, vol. 9th, pp. 56–61, November 2008.

[48] M. K. Syed and B. S. Ram, "Instantaneous power theory based active power filter: A matlab/simulink approach," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 4, no. 6, pp. 536–541, June 2011.

[49] B. J. Villatoro-Martínez, "Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia," 2009.

[50] E. H. Watanabe, H. Akagi, and M. Aredes, "Instantaneous p-q power theory for compensating nonsinusoidal systems," *International School on Nonsinllsoidal Currents and Compensation*, pp. 1–10, September 2008.

[51] ——, "The p-q theory for active filter control: Some problems and solutions," *Revista Controle & Automação*, vol. 15, no. 1, pp. 1–7, Março 2004.

[52] V. Saouma and M. Sivaselvan, Eds., *Hybrid Simulation. Theory, Implementations and Applications*. Taylor & Francis Group, 2008.

[53] P. Donzelli and G. Iazeolla, "Hybrid simulation modelling of the software process," *Journal of Systems and Software*, vol. 59, no. 3, pp. 227–235, December 2001.

[54] E. Sifakis, T. Shinar, G. Irving, and R. Fedkiw, "Hybrid simulation of deformable solids," *Eurographics, ACM SIGGRAPH Symposium on Computer Animation*, 2007.

[55] I. G. García, "Simulación híbrida como núcleo de simulación de aplicaciones gráficas en tiempo real," Ph.D. dissertation, Universitat de València, 2004.

[56] Álvarez G. Carlos, S. P. Andrés, and W. O. Francisco, "Simulación de controladores digitales," *Ingeniare. Revista chilena de ingeniería*, vol. 17, no. 3, pp. 309–316, Diciembre 2009.

[57] A. Kalstein, M. A. Soler, A. Bastida, and S. Fernández-Alberti, "Simulación híbrida clasicocuantica de la relajación vibracional del modo amida i de la n-metil acetamida (nma) en solución," *XVII Congreso Argentino de Fisicoquímica y Química Inorgánica*, Mayo 2011.

[58] K. Foit, "An introduction to the hybrid simulation, the conception of the simulation system," *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering*, vol. 39, no. 2, pp. 176–183, April 2010.

[59] E. Kausel, "New seismic testing method. i: Fundamental concepts," *Journal of Engineering Mechanics*, vol. 124, no. 5, pp. 565–570, May 1998, prof. of Civ. and Envir. Engrg., Massachusetts Inst. of Technol.

[60] ——, "New seismic testing method. ii: Proof for mdof systems," *Journal of Engineering Mechanics*, vol. 124, no. 5, pp. 571–575, May 1998, prof. of Civ. and Envir. Engrg., Massachusetts Inst. of Technol.

[61] J. Alvarez-Muñiz, R. Engel, T. K. Gaisser, J. A. Ortiz, and T. Stanev, "Hybrid simulations of extensive air showers," *Phys. Rev. D*, vol. 66, no. 3, p. 033011, Aug 2002.

[62] E. A. C. Plata and H. E. Tacca, *Modelado y Simulación en Electrónica de Potencia con ATP*. Bogotá D.C., Colombia: Centro de Publicaciones Universidad Nacional de Colombia, UNILIBROS, 2008.

[63] C. L. Fortescue, “Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks,” *Annual Convention of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 34th, pp. 1027–1140, June 1918.

[64] dSPACE Inc., “Catalog 2010,” 2010.

[65] N. Mohan, “Dsp based electric drives laboratory, user manual,” Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota, July 2007.