

**COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE
POTENCIA**

DUBERNEY MURILLO YARCE

**Universidad Tecnológica de Pereira
Programa de Ingeniería Eléctrica
Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia
Pereira, Colombia
2010**

**COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE
POTENCIA**

DUBERNEY MURILLO YARCE

Proyecto de grado para optar al título de
Magíster en Ingeniería Eléctrica

Director

MSc. Alfonso Alzate Gómez

**Universidad Tecnológica de Pereira
Programa de Ingeniería Eléctrica
Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia
Pereira, Colombia
2010**

Nota de aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Pereira, febrero de 2010

Dedicatoria

A mi familia:

Por el apoyo, la confianza, la fe; por renovar mis esperanzas y mis fuerzas cada día y acompañarme en cada paso de mi vida, con afecto y comprensión. A mis padres porque son el mejor ejemplo que puedo tener. A mis hermanas, a Jeisson y Sarita.

A mi novia:

Por creer, por las palabras de aliento y la compañía en un largo camino que llega a su fin. Contigo a mi lado esta alegría es más grande.

Agradecimientos

A mi familia y a mis amigos...

A quienes he conocido en la universidad y han visto madurar esta idea famosa con el nombre de "Máquina del Tiempo".

A Colciencias por el apoyo en la ejecución de este trabajo de grado, mediante la financiación del proyecto "DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO PARA LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA BASADO EN UN D-STATCOM".

Al Ingeniero Alfonso Alzate, Director del proyecto de grado, por su orientación y dedicación.

A mis compañeros del grupo de investigación en Electrónica de Potencia: Jovanny, Marcela, Adriana, Gustavo, Carlos, Carlos Andrés, James, Juan David y Ricardo. Sus aportes a este proyecto son invaluable.

Al ingeniero Ricardo Silva por aportes decisivos.

A Pacho y Mario por su ayuda con los elementos de laboratorio.

A Clarita,

A la vida misma que nos da sueños y pone retos; pero que nos llena de fuerzas y herramientas para enfrentarlos.

"Uno no puede ser inferior al reto".

Introducción

Los armónicos son una consecuencia de la electrónica moderna. Se deben al uso de cargas no lineales que demandan del consumo de energía introduciendo perturbaciones en el sistema eléctrico. Representan una de las causas que afecta la calidad de la energía porque distorsiona la forma de onda sinusoidal de las señales de voltaje y corriente. Además, producen efectos indeseados tanto al sistema como a los usuarios conectados. Los principales efectos en el sistema son: desequilibrios entre las fases y el conductor de neutro, calentamiento en conductores, anomalías en las protecciones, efectos secundarios en transformadores y condensadores. A nivel de usuario, el problema es el mal comportamiento y la disminución de la vida útil de las cargas conectadas.

Debido al uso cada vez más frecuente de las cargas no lineales, la presencia de armónicos es un problema que ha tomado gran importancia en nuestro medio. El grupo de Investigación en Electrónica de Potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira viene trabajando desde tiempo atrás en el estudio de los problemas que afectan la calidad de la energía. La presencia de armónicos y sus efectos es el tema de interés planteado en este proyecto de investigación. El objetivo es diseñar y construir un prototipo que mejore la calidad de la energía en los sistemas eléctricos, y que se convierta en una alternativa para las industrias y demás usuarios que requieran compensar los armónicos que inyectan a la red.

Después de una introducción general a los filtros activos de potencia en el capítulo 1, se habla acerca del hardware diseñado en el capítulo 2: componentes, características, circuitos impresos, fotografías y aspectos generales del montaje.

En el capítulo 3 se describen las simulaciones realizadas y en el capítulo 4, se muestran los resultados experimentales obtenidos para la teoría de compensación de armónicos y la técnica de control de corriente implementadas en el controlador.

Las conclusiones del proyecto se detallan en el capítulo 5.

Objetivos

OBJETIVO GENERAL

Diseño e implementación de un compensador trifásico de armónicos basado en un DSP.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar un estudio de algunas de las teorías más importantes para la compensación de armónicos en sistemas de potencia.
- Simular algunas de las teorías más importantes en un circuito con alto contenido armónico.
- Diseñar y construir un convertidor trifásico controlado por modulación de ancho de pulso (PWM).
- Realizar el acondicionamiento de los voltajes y corrientes necesarios para la implementación de un algoritmo de control.
- Implementar un algoritmo de control en un procesador digital de señal (DSP).

- Realizar el montaje completo de un prototipo de pequeña escala para la compensación de armónicos.
- Verificar el comportamiento del prototipo en un sistema de alto contenido armónico.
- Comparar los resultados de las simulaciones con los obtenidos experimentalmente.

Índice

AGRADECIMIENTOS

INTRODUCCIÓN

OBJETIVOS

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABLAS

RESUMEN

| | |
|--|----|
| CAPITULO 1: FILTROS ACTIVOS | 1 |
| 1.1 INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.2 CRITERIOS DE DISEÑO | 2 |
| 1.2.1 DISEÑO DEL INVERSOR DE POTENCIA | 3 |
| 1.2.2 CONTROL DE CORRIENTE | 4 |
| 1.2.3 TEORÍAS DE COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS | 6 |
| 1.2.3.1 TEORÍA PQ | 6 |
| 1.2.3.2 MÉTODO DE DETECCIÓN SÍNCRONO | 9 |
| CAPITULO 2: PROTOTIPO | 12 |
| 2.1 RECTIFICADOR Y BUS DE CONTINUA | 12 |
| 2.2 PUENTE INVERSOR | 14 |
| 2.3 BOBINAS DE ACOPLE | 16 |
| 2.4 FUENTE DC | 16 |
| 2.5 REALIMENTACIÓN DEL SISTEMA | 17 |
| 2.5.1 SONDAS DE CORRIENTE | 17 |
| 2.5.2 SONDAS DE VOLTAJE | 18 |

| | |
|--|----|
| 2.6 MONTAJE DEL SISTEMA | 20 |
| 2.7 FOTOGRAFÍAS DEL MONTAJE | 21 |
| CAPITULO 3: SIMULACIONES | 24 |
| 3.1 MODELO DEL SISTEMA | 24 |
| 3.2 ESTRATEGIAS DE CONTROL | 25 |
| 3.2.1 TEORÍA PQ | 25 |
| 3.2.2 MÉTODO DE DETECCIÓN SÍNCRONO | 26 |
| 3.3 CONTROL DE CORRIENTE | 27 |
| 3.3.1 CONTROL LINEAL-PWM | 27 |
| 3.3.2 HISTÉRESIS DE BANDA FIJA | 28 |
| 3.4 RESULTADOS | 29 |
| 3.4.1 SEÑALES PREVIAS A LA COMPENSACIÓN | 29 |
| 3.4.2 COMPENSACIÓN USANDO TEORÍA PQ | 31 |
| 3.4.3 COMPENSACIÓN USANDO MÉTODO DE DETECCIÓN SÍNCRONO | 34 |
| 3.4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS | 37 |
| CAPITULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES | 39 |
| 4.1 ALGORITMO DE CONTROL | 39 |
| 4.1.1 CONTROLADOR | 39 |
| 4.1.2 ALGORITMO | 41 |
| 4.1.3 FILTRO DIGITAL | 41 |
| 4.2 RESULTADOS | 43 |
| 4.2.1 BAJA TENSIÓN | 44 |
| 4.2.1.1 CONCLUSIÓN PRUEBA DE BAJA TENSIÓN | 46 |
| 4.2.2 ALTA TENSIÓN | 46 |
| 4.2.2.1 PRIMERA CARGA | 46 |
| 4.2.2.2 SEGUNDA CARGA | 48 |
| 4.2.2.3 CONCLUSIÓN PRUEBA DE ALTA TENSIÓN | 50 |
| CONCLUSIONES | 52 |
| FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN | 54 |
| BIBLIOGRAFÍA | 55 |
| ANEXO | 56 |

Lista de figuras

| | | |
|-------------|--|----|
| Figura 1.1 | Características de compensación del filtro activo paralelo | 2 |
| Figura 1.2 | Control de corriente por histéresis de banda fija | 5 |
| Figura 1.3 | Formas de onda para el control por histéresis de banda fija | 5 |
| Figura 1.4 | Control lineal-PWM | 6 |
| Figura 1.5 | Diagrama de bloques de la Teoría PQ | 9 |
| Figura 1.6 | Diagrama de bloques del Método de Detección Síncrono | 11 |
| Figura 2.1 | Condensadores del bus de continua | 12 |
| Figura 2.2 | Rectificador de estado sólido | 13 |
| Figura 2.3 | Bus de continua | 14 |
| Figura 2.4 | Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva del driver | 15 |
| Figura 2.5 | Diseño final de la tarjeta de potencia | 16 |
| Figura 2.6 | Bobina de acople | 16 |
| Figura 2.7 | Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva de la fuente de alimentación de corriente continua | 17 |
| Figura 2.8 | Sensor de corriente LEM | 18 |
| Figura 2.9 | Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva del sistema de medición de corriente trifásico | 18 |
| Figura 2.10 | Sensor de voltaje LEM | 19 |
| Figura 2.11 | Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva del sistema de medición de voltaje | 20 |
| Figura 2.12 | Esquema general de componentes y conexiones del prototipo | 20 |
| Figura 2.13 | Lado de control | 22 |
| Figura 2.14 | Lado de potencia | 23 |
| Figura 3.1 | Esquema para el desarrollo de la simulación | 24 |

| | | |
|-------------|---|----|
| Figura 3.2 | Filtro activo de potencia | 25 |
| Figura 3.3 | Diagrama de bloques de la Teoría PQ | 25 |
| Figura 3.4 | Modelo en PSCAD de la Teoría PQ | 26 |
| Figura 3.5 | Diagrama de bloques del Método de Detección Síncrono | 26 |
| Figura 3.6 | Modelo en PSCAD del Método de Detección Síncrono | 27 |
| Figura 3.7 | Modelo en PSCAD del control lineal-pwm | 27 |
| Figura 3.8 | Histéresis de banda fija implementado en PSCAD | 28 |
| Figura 3.9 | Corrientes y voltajes en la carga | 30 |
| Figura 3.10 | Corrientes Teoría PQ con control lineal-PWM | 31 |
| Figura 3.11 | Voltaje bus de continua Teoría PQ con control lineal-PWM | 32 |
| Figura 3.12 | Corrientes Teoría PQ con histéresis de banda fija | 33 |
| Figura 3.13 | Voltaje bus de continua Teoría PQ con histéresis de banda fija | 34 |
| Figura 3.14 | Corrientes Método de Detección Síncrono con control lineal-PWM | 34 |
| Figura 3.15 | Voltaje bus de continua Método de Detección Síncrono con control lineal-PWM | 35 |
| Figura 3.16 | Corrientes Método de Detección Síncrono con histéresis de banda fija | 36 |
| Figura 3.17 | Voltaje bus de continua Método de Detección Síncrono con histéresis de banda fija | 37 |
| Figura 3.18 | Análisis de distorsión armónica | 38 |
| Figura 4.1 | Esquema de control de un filtro activo de potencia | 40 |
| Figura 4.2 | Interfaz gráfica FdaTool de Matlab | 42 |
| Figura 4.3 | Comportamiento filtro digital Teoría PQ | 43 |
| Figura 4.4 | Corriente en la carga y voltaje de la fuente | 44 |
| Figura 4.5 | Componentes armónicas de la corriente de carga | 44 |
| Figura 4.6 | Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 21 | 44 |
| Figura 4.7 | Componentes armónicas de la corriente compensada con CMF 21 | 45 |
| Figura 4.8 | Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 57 | 45 |
| Figura 4.9 | Componentes armónicas de la corriente compensada con CMF 57 | 45 |
| Figura 4.10 | Corriente compensada y corriente de inyección utilizando bobina de acople de 11mH | 46 |

| | | |
|-------------|--|----|
| Figura 4.11 | Corriente en la carga y voltaje de la fuente | 47 |
| Figura 4.12 | Componentes armónicos de la corriente de carga | |
| Figura 4.13 | Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 57 | 47 |
| Figura 4.14 | Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 21 | 47 |
| Figura 4.15 | Componentes armónicas de la corriente compensada con CMF 21 | 48 |
| Figura 4.16 | Corriente en la carga y voltaje de la fuente | 48 |
| Figura 4.17 | Componentes armónicas de la corriente de carga | 49 |
| Figura 4.18 | Corrientes compensadas con 24mH y 17mH | 49 |
| Figura 4.19 | Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 21 e inductancia de acople de 11mH | 49 |
| Figura 4.20 | Componentes armónicas de la corriente compensada para el caso anterior | 50 |
| Figura 4.21 | Análisis incidencia filtro digital en los resultados | 51 |
| Figura A.1 | Tarjeta de desarrollo eZdspF2812 | 57 |
| Figura A.2 | Posición de conectores tarjeta eZdspF2812 | 58 |
| Figura A.3 | Code Composer Studio | 59 |

Lista de tablas

| | | |
|-----------|---|----|
| Tabla 3.1 | Tensiones en el bus de continua en lazo cerrado | 38 |
| Tabla 3.2 | Tensiones en el bus de continua en lazo abierto | 38 |
| Tabla 4.1 | Resumen de las pruebas | 52 |
| Tabla A.1 | Descripción de conectores tarjeta eZdspF2812 | 58 |

TÍTULO:

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

RESUMEN

Los armónicos son una consecuencia de la electrónica moderna. Se deben al uso de cargas no lineales que demandan del consumo de energía introduciendo perturbaciones en el sistema eléctrico. Representan una de las causas que afecta la calidad de la energía porque distorsiona la forma de onda sinusoidal de las señales de voltaje y corriente. Además, producen efectos indeseados tanto al sistema como a los usuarios conectados. Los principales efectos en el sistema son: desequilibrios entre las fases y el conductor de neutro, calentamiento en conductores, anomalías en las protecciones, efectos secundarios en transformadores y condensadores. A nivel de usuario, el problema es el mal comportamiento y la disminución de la vida útil de las cargas conectadas.

Debido al uso cada vez más frecuente de las cargas no lineales, la presencia de armónicos es un problema que ha tomado gran importancia en nuestro medio. El grupo de Investigación en Electrónica de Potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira viene trabajando desde tiempo atrás en el estudio de los problemas que afectan la calidad de la energía. La presencia de armónicos y sus efectos es el tema de interés planteado en este proyecto de investigación. El objetivo es diseñar y construir un prototipo que mejore la calidad de la energía en los sistemas eléctricos, y que se convierta en una alternativa para las industrias y demás usuarios que requieran compensar los armónicos que inyectan a la red.

Capítulo 1

Filtros Activos

*Uno de los tópicos que ha recibido mayor atención en la compensación de armónicos en los últimos años, es el de los **Filtros Activos**. Estos filtros están formados por un inversor PWM, además de un complejo esquema de control el cual le permite eliminar o reducir los armónicos. Los filtros activos, a diferencia de los filtros pasivos, son capaces de sensar la información de corriente y voltaje armónico presente en los alimentadores, y calcular su grado de distorsión para inyectar al circuito de potencia una corriente o voltaje de compensación.*

1.1 INTRODUCCIÓN

La metodología tradicional para el control de armónicos consiste en el uso de filtros pasivos sintonizados a las componentes armónicas a eliminar. Los filtros pasivos utilizan componentes pasivos (redes LC), que a bajas frecuencias son dispositivos grandes y de costo elevado. Además, requieren de un diseño exigente en frecuencia para evitar fenómenos de resonancia con otros elementos y no responden a cambios en la dinámica del sistema eléctrico de potencia. Estos inconvenientes, planteaban la necesidad de otras alternativas.

Como consecuencia del desarrollo tecnológico en el campo de los semiconductores y los procesadores, la electrónica de potencia ha desarrollado equipos que permiten mejorar la calidad de la energía. Entre ellos se encuentran los **filtros activos de potencia**, los cuales son equipos dinámicos diseñados para la compensación de armónicos. Estos filtros a diferencia de los filtros pasivos, inyectan corrientes de compensación a la red y tienen la capacidad de adaptarse a los cambios en las condiciones de operación [1]. Están basados en convertidores PWM y se conectan al sistema de distribución en forma serie o paralelo.

El filtro activo está constituido por: el convertidor de potencia, el enlace de corriente entre el convertidor y el punto de conexión a la red, el elemento almacenador de energía, dispositivos de acondicionamiento de señal y el controlador [2]. El control del filtro activo es implementado usualmente en DSP's o procesadores de alta velocidad.

Los filtros activos se pueden clasificar basados en el tipo de convertidor, la topología y el número de fases. El tipo de convertidor puede ser inversor fuente

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

de corriente (**Current Source Inverter CSI**), o inversor fuente de voltaje (**Voltage Source Inverter VSI**). La topología puede ser paralelo, serie o una combinación de ambas. La tercera clasificación está basada en el número de fases, como dos hilos (sistemas monofásicos) y tres o cuatro hilos (sistemas trifásicos) [3].

La configuración del filtro activo utilizada en el desarrollo de este proyecto, está basada en un inversor PWM fuente de tensión. El filtro se conecta en paralelo con la carga, razón por la cual esta configuración se conoce como **filtro activo paralelo** ó shunt. El principio de operación del filtro activo paralelo está basado en la inyección de la corriente armónica requerida por la carga. Así, el filtro activo paralelo debe generar una corriente de igual magnitud y de diferente polaridad a la corriente armónica consumida por la carga e inyectarla en el punto de acople de manera que la corriente de la fuente sea sinusoidal pura (Figura1.1).

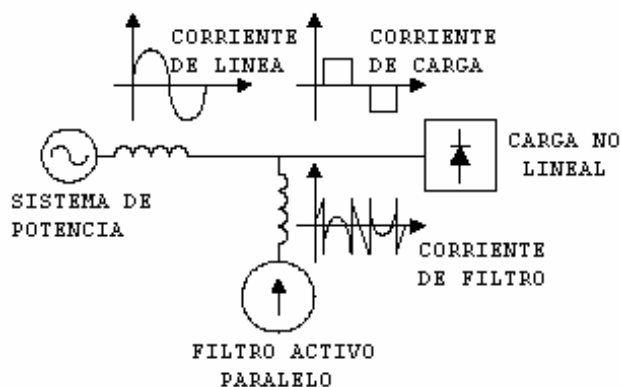


Figura 1.1: Características de compensación del filtro activo paralelo.

La forma de onda de corriente para cancelar los armónicos se obtiene mediante el convertidor fuente de tensión controlado en corriente y el enlace de corriente, constituido por una inductancia. El inversor usa un capacitor como fuente de voltaje de corriente continua, para poder generar una señal de alta frecuencia de valor pico y RMS adecuado que elimine los armónicos [3]. La forma de onda de la señal de referencia inyectada al sistema, se obtiene con la conmutación de los dispositivos de potencia **IGBTs** (Insolated Gate Bipolar Transistors).

1.2 CRITERIOS DE DISEÑO

El desarrollo del filtro activo está basado en tres criterios básicos de diseño:

- Diseño del inversor de potencia.
- Control de corriente.
- Teorías de compensación de armónicos.

1.2.1 DISEÑO DEL INVERSOR DE POTENCIA

Se considera cada uno de los elementos que constituyen el inversor: semiconductores, redes de ayuda a la conmutación, inductancias, capacitores y voltaje dc. Para consultar sobre el inversor y el hardware necesario para la implementación del filtro activo de potencia, ver el CAPITULO 2. Sin embargo, es de interés mencionar el control de la tensión de continua, tema directamente relacionado con el inversor de potencia.

La tensión de continua es regulada con un controlador tipo proporcional, el cual al detectar las descargas del condensador conectado en el lado de continua del inversor incrementa el valor de la corriente de pérdidas con el objeto de recuperar la tensión prevista en el condensador. En efecto, la energía almacenada por el condensador en el instante de tiempo t se puede expresar como:

$$E_{dc} = \frac{1}{2} c v_{dc}^2(t)$$

Siendo c la capacidad del condensador de compensación y $v_{dc}(t)$ la tensión entre placas del condensador. Si $v_{dc}^*(t)$ es la tensión de referencia para el condensador, la variación de energía por el condensador a lo largo de un ciclo de la componente fundamental de la red es:

$$\begin{aligned} \Delta E_{dc} &= \frac{1}{2} c v_{dc}^{*2} - \frac{1}{2} c v_{dc}^2(t) \\ \Delta E_{dc} &= \frac{c}{2} (v_{dc}^* + v_{dc}(t))(v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Teniendo en cuenta que la variación de la tensión en el condensador durante un ciclo de la frecuencia fundamental es pequeña, la ecuación (1.1) puede aproximarse a:

$$\Delta E_{dc} = c v_{dc}^* (v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (1.2)$$

Esta variación de carga en el condensador debe ser compensada mediante el consumo de corriente a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la onda de tensión para no introducir consumo de potencia reactiva. Por lo tanto, la variación de energía del condensador debe ser compensada mediante:

$$\begin{aligned} \Delta E_{dc} &= \int_0^T 3 v_p \text{sen}(wt) I_c \text{sen}(wt) dt \\ \Delta E_{dc} &= \frac{3}{2} v_p I_c T \end{aligned} \quad (1.3)$$

Siendo v_p la tensión de fase pico en el punto de conexión de la carga e I_c la amplitud de la corriente que circula por el filtro que coincide con la corriente de compensación. Sustituyendo la ecuación (1.2) en (1.3), se tiene:

$$cv_{dc}^*(v_{dc}^* - v_{dc}(t)) = \frac{3}{2}v_p I_c T \quad (1.4)$$

Donde la señal de entrada al controlador proporcional es:

$$e_v(t) = (v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (1.5)$$

Reemplazando (1.5) en (1.4), se tiene:

$$cv_{dc}^*e_v(t) = \frac{3}{2}v_p I_c T$$

$$v_p I_c = \frac{2cv_{dc}^*e_v(t)}{3T}$$

Usando el marco de referencia sincrónico, el valor de la constante proporcional es:

$$k_p = \frac{2cv_{dc}^*}{3Tv_p}$$

Para el método de la potencia reactiva instantánea, la constante del controlador esta dada por:

$$k_p = \frac{2cv_{dc}^*}{3T}$$

1.2.2 CONTROL DE CORRIENTE

El controlador de corriente del filtro activo de potencia tiene por objetivo conseguir que las corrientes de salida del inversor sigan fielmente las corrientes de referencia obtenidas mediante la estrategia de compensación de armónicos.

Una variedad de enfoques para el control de corriente se han reportado en la literatura, empleando técnicas como: control lineal PWM, por histéresis, técnica dead-beat, modo deslizante, control predictivo, lógica Fuzzy o control vectorial [1,2]. En este proyecto, se implementará las técnicas control lineal-PWM y por histéresis.

Una de las técnicas más robustas, que se ha usado ampliamente es el control por histéresis por su excelente comportamiento dinámico y su sencilla estructura. La principal desventaja es que da lugar a una frecuencia de conmutación variable en el inversor requiriendo de dispositivos semiconductores con un amplio rango de operación y aumentando las pérdidas en la conmutación [4]. Una alternativa es el control por banda adaptiva de histéresis [5], el cual utiliza la relación entre la banda de histéresis y la frecuencia de conmutación para mantener esta última idealmente constante.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

En la versión convencional, las corrientes inyectadas por el filtro al sistema de potencia son sensadas y comparadas de forma instantánea con las corrientes de referencia. La señal de error resultante $e(t)$, es aplicada a un circuito comparador de histéresis de amplitud fija que dependiendo del ancho de banda de histéresis (HB) y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor. Una representación esquemática se muestra en la figura 1.2.

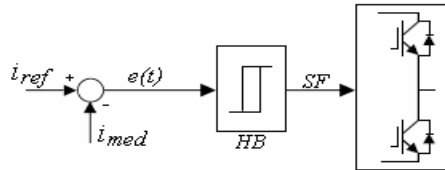


Figura 1.2: Control de corriente por histéresis de banda fija.

Así, mientras que la desviación de la corriente inyectada en el sistema respecto a la corriente de referencia no supere el ancho de la banda de histéresis, el inversor mantiene el estado de conmutación. La lógica de control es dada de la siguiente manera:

Si: $i_{medida} < (i_{ref} - HB)$ el interruptor superior se activa y simultáneamente es desconectado el interruptor inferior.

Si: $i_{medida} > (i_{ref} + HB)$ el interruptor inferior se activa y simultáneamente es desconectado el interruptor superior.

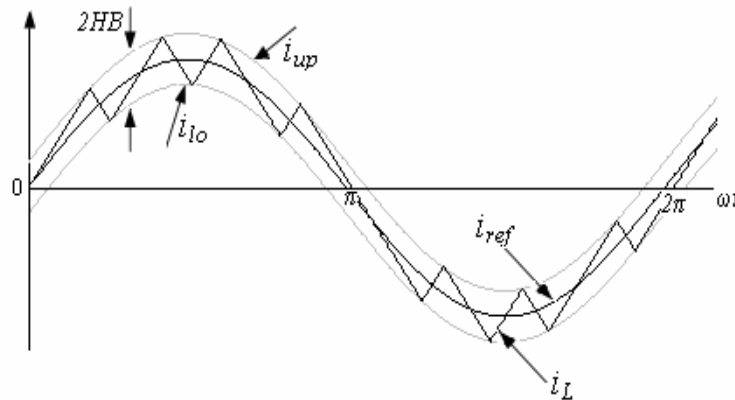


Figura 1.3: Formas de onda para el control por histéresis de banda fija.

En ella aparece la corriente de referencia sinusoidal, el límite superior e inferior de la banda de histéresis y la corriente en la inductancia.

Otra técnica de control de corriente es el control lineal-PWM. En este caso, la señal de error es comparada con una onda triangular de frecuencia y amplitud fijas. Si la señal de error es mayor que la onda triangular el interruptor superior se activa y simultáneamente es desconectado el interruptor inferior. Cuando la señal de error es menor que la onda triangular el interruptor inferior se activa y simultáneamente es desconectado el interruptor superior (Figura 1.3). Puesto que este controlador utiliza una onda triangular de frecuencia fija se mantiene

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

constante la frecuencia de conmutación del inversor, siendo ésta su principal ventaja. Ésta técnica de control de corriente es un sistema de modulación de ancho de pulso: la onda triangular es la portadora, mientras que la señal de error de la corriente es la onda modulada.

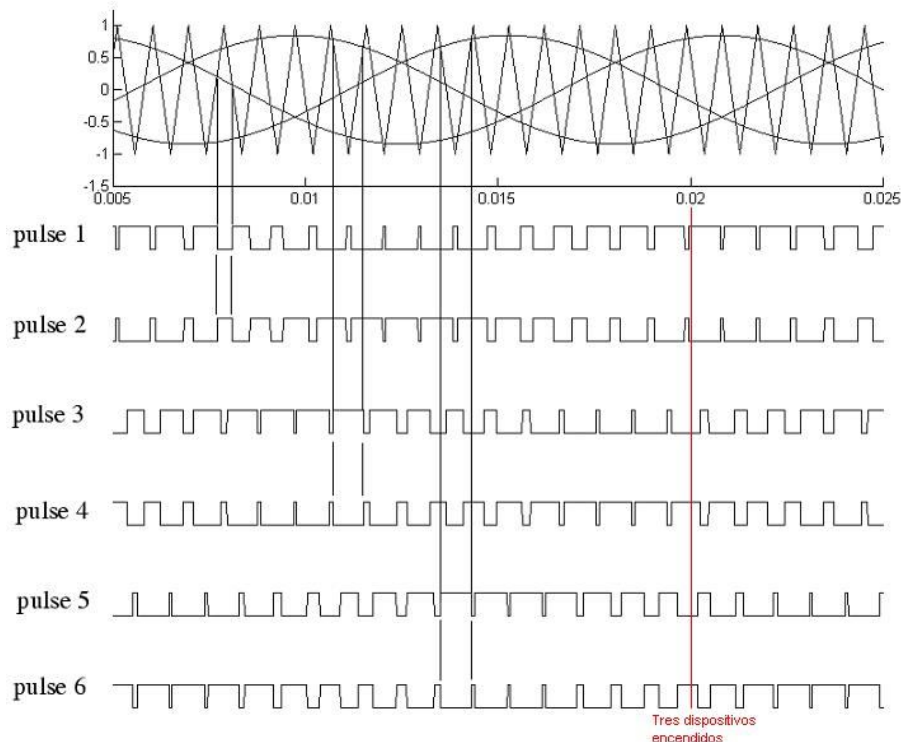


Figura 1.4: Control lineal-PWM.

En la figura anterior se observa las señales PWM obtenidas mediante la comparación de la señal triangular y tres señales sinusoidales simétricas y balanceadas. En las teorías de compensación de armónicos, las tres señales sinusoidales son reemplazadas por las señales de error.

1.2.3 TEORÍAS DE COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS

Las teorías de compensación es la metodología utilizada para obtener la corriente de referencia que inyectada en el punto de conexión anula los efectos armónicos en la red. A continuación se describen las teorías de compensación que serán implementadas en el controlador del filtro activo.

1.2.3.1 TEORIA PQ [3]

Conocida en inglés como: PQ Theory, Instantaneous Power Theory, Instantaneous Active and Reactive Power Method ó Instantaneous Reactive

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Power Algorithm. Esta teoría es uno de los primeros esquemas de compensación. La primera publicación en inglés es el trabajo realizado por Akagi, Kanazawa y Nabae en 1983.

De acuerdo a esta teoría las corrientes del filtro activo se obtienen de la potencia activa y reactiva de la carga no lineal mediante cálculos previos que relacionan los voltajes y corrientes de carga en un marco de referencia estacionario.

La teoría PQ se basa en la transformada $\alpha\beta 0$, también conocida como la Transformada de Clarke. Las corrientes y tensiones instantáneos se transforman al sistema de ejes $\alpha\beta 0$ mediante

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

donde v_a, v_b y v_c son los voltajes de fase e i_a, i_b y i_c son las corrientes de línea.

La transformada inversa está dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

En coordenadas a-b-c: los ejes a,b,c están fijos en el mismo plano separados entre ellos $2\pi/3$. En coordenadas $\alpha\beta 0$: los ejes $\alpha, \beta, 0$ son ortogonales entre sí.

Una ventaja de aplicar la transformación $\alpha\beta 0$, es que separa las componentes de frecuencia cero al ubicarlas en el eje de secuencia cero. Si el sistema es de tres hilos (no tiene conductor de neutro) no se tiene entonces componentes de secuencia cero, por lo que la corriente i_0 y el voltaje v_0 se pueden eliminar de las ecuaciones anteriores. En este caso las componentes $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$ se expresan como

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Después de la transformación de voltajes y corrientes a coordenadas $\alpha\beta 0$, sigue el cálculo de los componentes de potencia instantánea de la teoría PQ,

$$\begin{aligned} p_0 &= v_0 i_0 && ; \text{Potencia instantánea de secuencia cero} \\ p &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta && ; \text{Potencia real instantánea} \\ q &= v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta && ; \text{Potencia imaginaria instantánea (por definición)} \end{aligned}$$

Las componentes p y q se relacionan con los mismos voltajes y corrientes $\alpha\beta$. Se pueden escribir juntos como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

donde p es la potencia real instantánea y representa la energía total por unidad de tiempo que pasa por el sistema de tres hilos, mientras que q es la potencia imaginaria instantánea y da la medida de la cantidad de corriente o potencia que fluye en cada fase sin transportar energía en ningún instante.

En el caso de un sistema cuya fuente de tensión es de secuencia positiva y en el que la carga es balanceada (inductiva o capacitiva), la potencia reactiva definida en (1.6) tendrá el mismo signo y la misma magnitud que la potencia calculada usando la definición clásica de potencia reactiva ($Q=3VI\text{Sen}\Phi$).

En el caso de cargas no lineales, las potencias real e imaginaria pueden dividirse en componentes medios (\bar{p} y \bar{q}) y oscilatorios (\tilde{p} y \tilde{q}). El componente medio o DC representa la potencia fundamental mientras que la componente oscilatoria se relaciona con la potencia armónica. En forma matricial se tiene

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}$$

Para obtener una corriente sinusoidal se debe compensar las componentes armónicas de las potencias

$$p_c = \tilde{p} ; \quad q_c = \tilde{q}$$

Las corrientes de compensación en coordenadas $\alpha\beta$ son

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{-1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} -v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix}$$

Aplicando la transformada inversa, las corrientes trifásicas de compensación se obtienen mediante

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

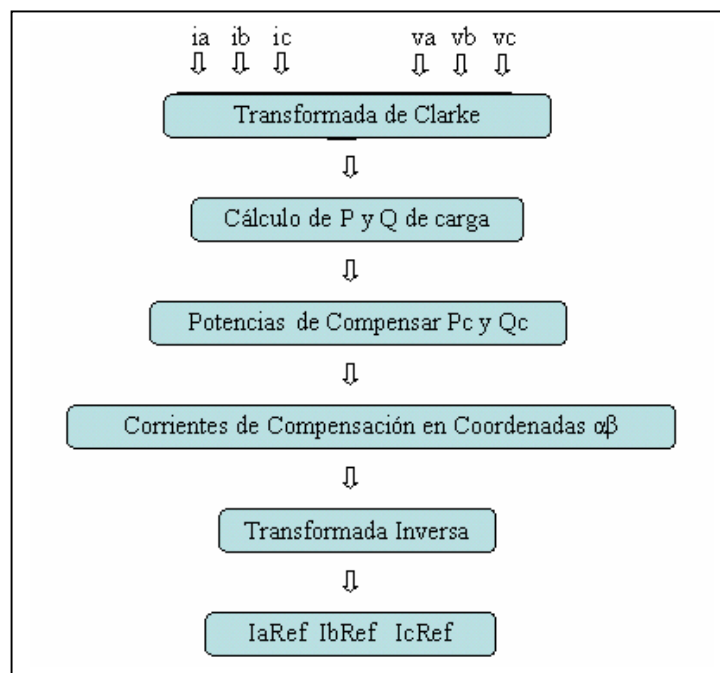


Figura 1.5: Diagrama de bloques de la Teoría PQ.

1.2.3.2 MÉTODO DE DETECCIÓN SÍNCRONO [3]

La idea del método de detección síncrono es original de sistemas de comunicación, y recientemente aplicado a sistemas de potencia. El desarrollo matemático es muy simple. Además, no necesita transformación de coordenadas.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Para definir el algoritmo, se asumen corrientes trifásicas balanceadas después de la compensación. Así:

$$I_a = I_b = I_c$$

Donde I_a , I_b e I_c son los valores pico de las corrientes del sistema de potencia trifásico después de la compensación.

La potencia real consumida por la carga puede ser representada como:

$$p = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

La potencia real p es enviada a un filtro pasabajo para obtener su valor promedio (P_{dc}). La potencia real es luego dividida en las tres fases de alimentación:

$$P_a = \frac{P_{dc} V_a}{V_{tot}}, \quad P_b = \frac{P_{dc} V_b}{V_{tot}}, \quad P_c = \frac{P_{dc} V_c}{V_{tot}}$$

Donde V_a , V_b y V_c es la amplitud de los voltajes de fase, y V_{tot} es la suma de V_a , V_b y V_c .

Las corrientes deseadas se calculan como:

$$i_{ma} = \frac{2v_a P_a}{V_a^2}, \quad i_{mb} = \frac{2v_b P_b}{V_b^2}, \quad i_{mc} = \frac{2v_c P_c}{V_c^2}$$

Luego, se pueden calcular las corrientes de compensación como:

$$i_{ca} = i_a - i_{ma}$$

$$i_{cb} = i_b - i_{mb}$$

$$i_{cc} = i_c - i_{mc}$$

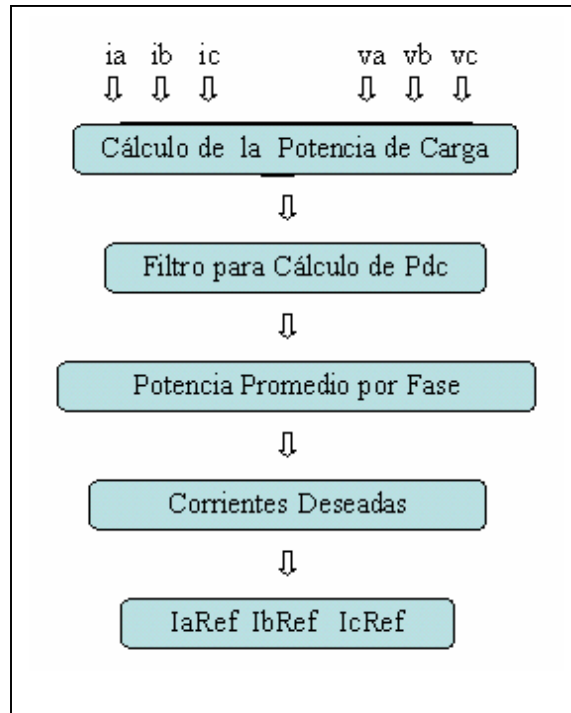


Figura 1.6: Diagrama de bloques del Método de Detección Síncrono.

Capítulo 2

Prototipo

El objetivo fundamental del proyecto es construir un prototipo para la compensación de armónicos en sistemas de distribución de 220V. El prototipo puede realizar una o más de las funciones requeridas para compensar sistemas de potencia y mejorar la calidad de la energía, actuando sobre otras fuentes de problema como potencia reactiva y factor de potencia. Además, puede ser utilizado en el control de motores. Para ello, se construirá en forma modular permitiendo las modificaciones correspondientes para cada aplicación pero conservando su estructura fundamental. Estos elementos fundamentales son el bus de continua, el puente inversor y los elementos de control.

2.1 BUS DE CONTINUA

Corresponde a la fuente de energía del filtro activo de potencia y está formado básicamente por condensadores. Se dispone de condensadores electrolíticos de 1500uF y 550V; esta tensión no tiene un margen de seguridad suficiente para el nivel de tensión que el bus debe mantener. Para aumentar la tensión del bus se han puesto dos condensadores en serie, en paralelo con otro grupo de condensadores en serie para mantener la capacidad. Así, se han puesto cuatro condensadores, que proporcionan una capacidad total de 1500uF a 1100V.



Figura 2.1: Condensadores del bus de continua.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Como se desea conectar el prototipo directamente a la red es necesario implementar un **circuito de precarga**. El elemento básico para esta función es un rectificador de estado sólido conectado a la red trifásica de alimentación mediante una protección (breaker tripolar). La salida del rectificador se conecta a una resistencia, para limitar la corriente del bus de continua.

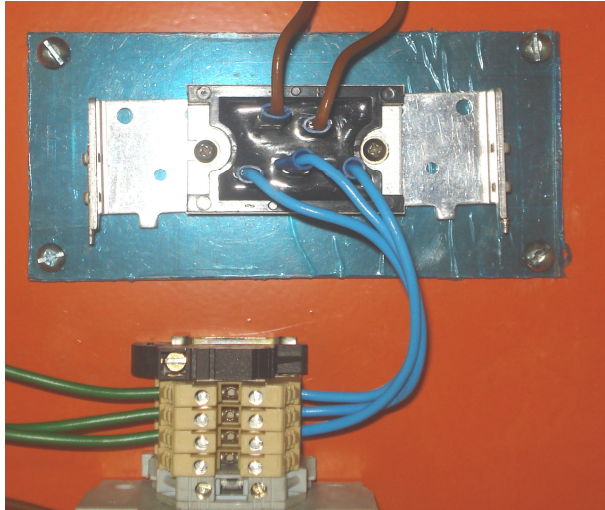


Figura 2.2: Rectificador de estado sólido.

El circuito de precarga sólo opera mientras se carga el banco de condensadores a un nivel de energía adecuado para realizar la compensación. A partir de ese momento, el voltaje del bus de continua se regula mediante una acción de control PI (proporcional-integral) que ejecuta el controlador para definir los intervalos de carga y descarga, y en general, controlar el intercambio de energía entre el bus de continua y la red. En consecuencia, se debe disponer de interruptores termomagnéticos que activen y desactiven el circuito de precarga, dando paso a la conexión del bus de continua con el puente inversor y la red.

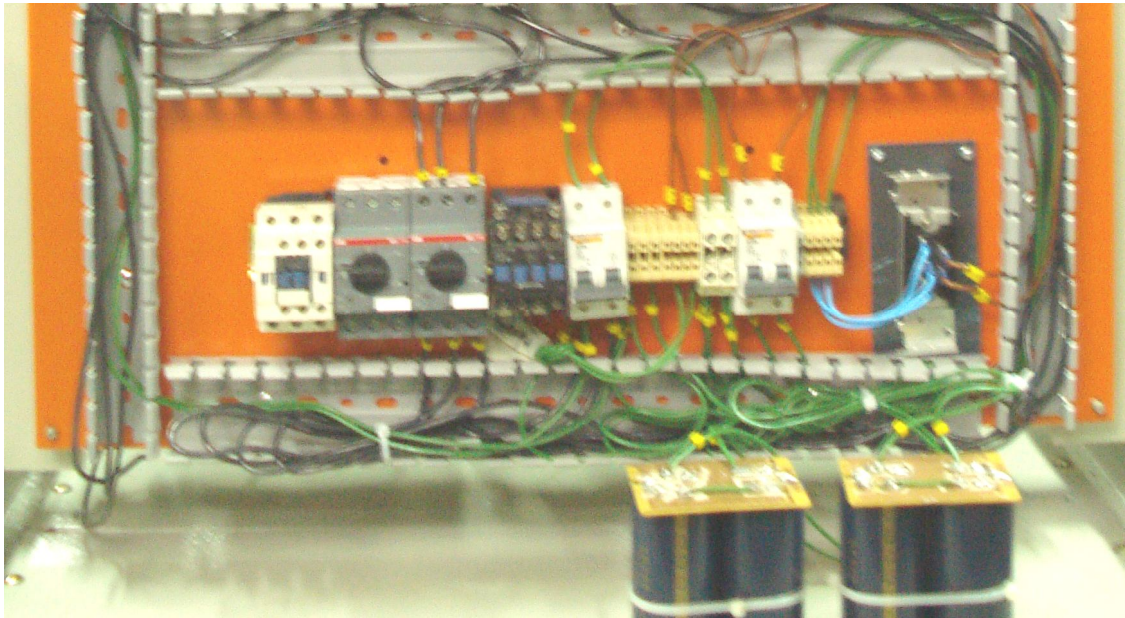


Figura 2.3: Bus de continua.

Luego, el bus de continua está formado por el banco de condensadores, circuito de precarga y dispositivos de protección.

2.2 PUENTE INVERSOR

El convertidor está constituido por dispositivos electrónicos de potencia que mediante su conmutación permiten controlar el flujo de energía entre el elemento almacenador del filtro activo de potencia y la red [1]. Los dispositivos de potencia comúnmente utilizados son el MOSFET y el IGBT, por su capacidad de trabajar a altas frecuencias. Sin embargo, como el MOSFET tiene grandes pérdidas cuando está en conducción, se ha optado por el IGBT.

Se diseñó y construyó un puente inversor de tres ramas y el correspondiente circuito de disparo (driver). El inversor consta de dos circuitos impresos: tarjeta de potencia y el driver. En la primera, se disponen los IGBTs con sus conexiones de control, redes de ayuda a la conmutación, protecciones y salidas, mientras que en la segunda se localizan los componentes para activar y desactivar los IGBTs. El driver tiene dos elementos básicos: un optoacoplador de alta frecuencia (6N137) y el circuito integrado IR2110 que amplifica y genera referencias independientes para cada una de las señales de entrada.

Para información más detallada sobre el inversor trifásico, se puede consultar la referencia [6]. A continuación, se muestran los diseños de los circuitos impresos y las tarjetas definitivas del driver y la tarjeta de potencia.

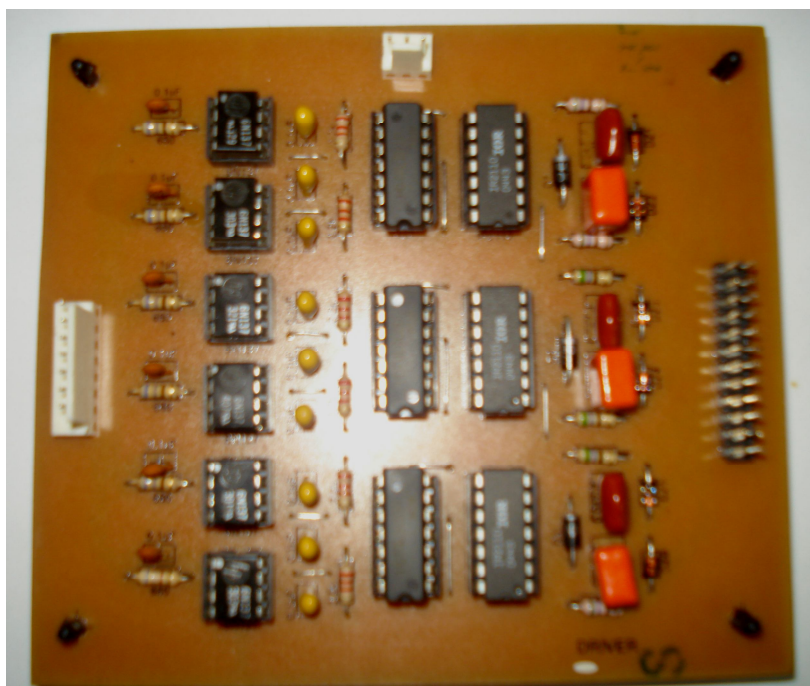
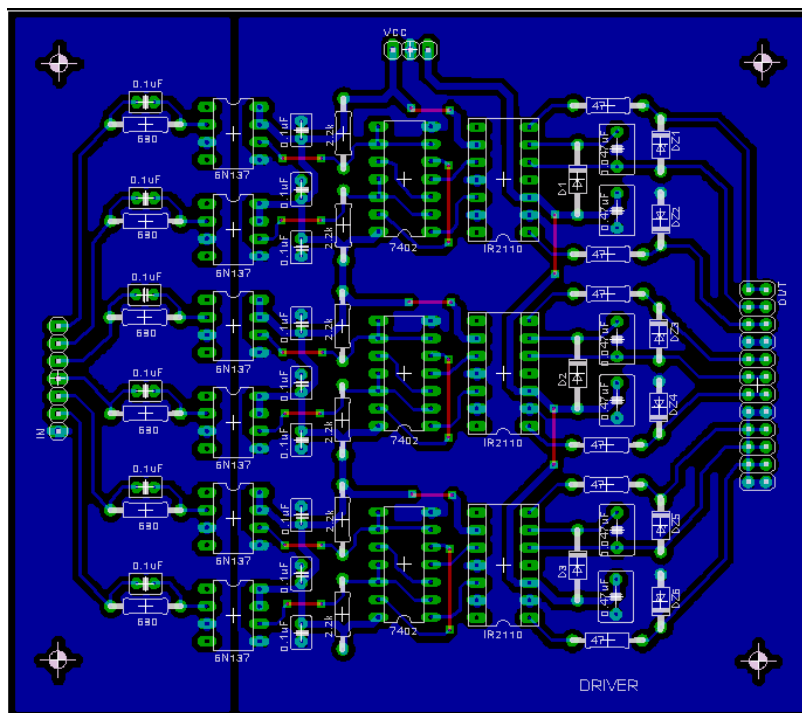


Figura 2.4: Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva del driver.

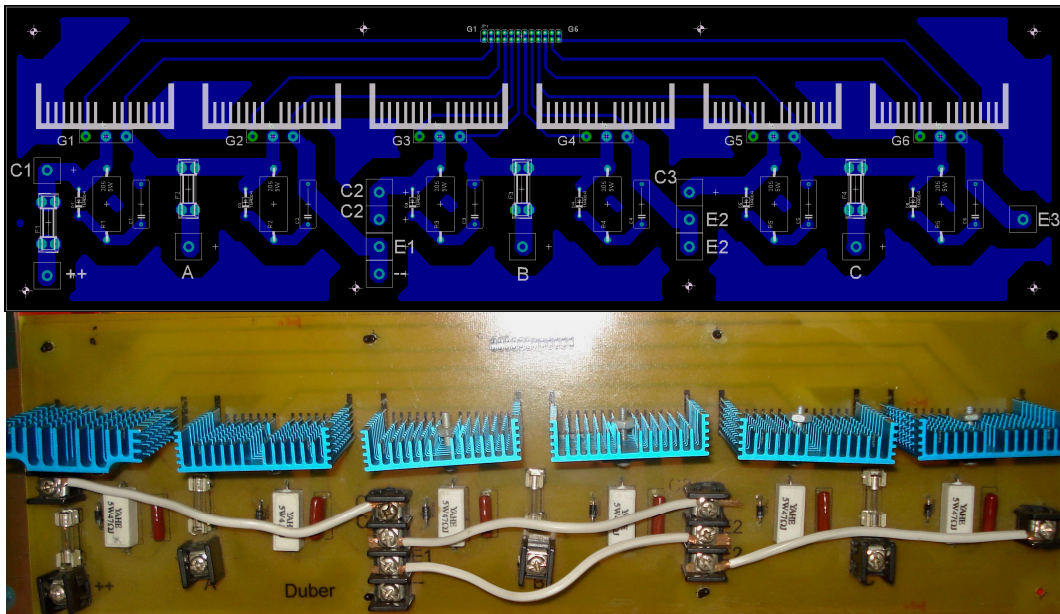


Figura 2.5: Diseño final de la tarjeta de potencia.

2.3 BOBINAS DE ACOPLE

Se diseñó y construyó una bobina con protección de corriente de 30A. La bobina puede entregar tres valores de reactancia según el punto de conexión.



Figura 2.6: Bobina de acople.

2.4 FUENTE DC

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Se ha diseñado una fuente de alimentación de corriente continua de +5V, +15V y -15V necesarias para alimentar el driver y los elementos de la realimentación del sistema.

Las tarjetas de acondicionamiento de voltaje y corriente requieren de polarización dual de 15V. En cada tarjeta, se acondiciona la entrada proveniente de un sensor mediante la configuración de amplificadores operacionales (elementos activos). También, los circuitos de acondicionamiento sirven como elemento intermedio en la alimentación del sensor, que en ambos casos voltaje y corriente son transductores de efecto hall.

El driver ó manejador de disparo es la otra tarjeta que requiere polarización. Se alimenta con 5V para polarizar el optoacoplador y con 15V para la polarización del integrado IR2110.

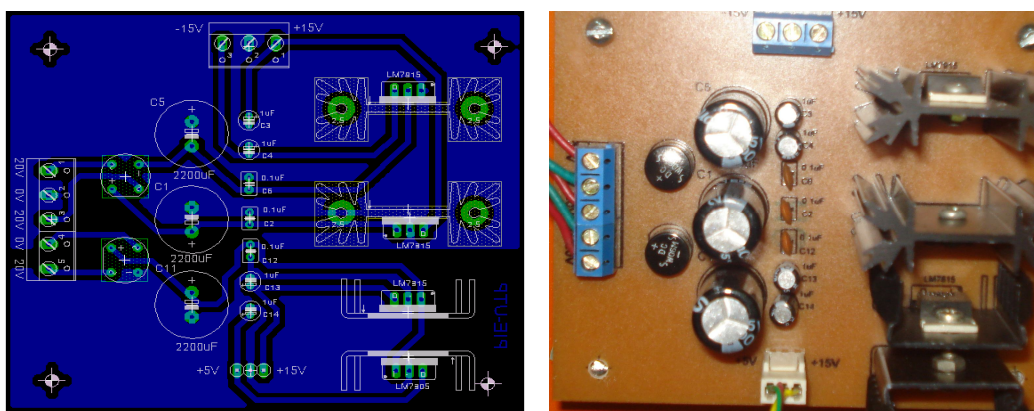


Figura 2.7: Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva de la fuente de alimentación de corriente continua.

2.5 REALIMENTACIÓN DEL SISTEMA

La realimentación del sistema contempla corrientes y voltajes del sistema de alimentación, corrientes de salida del convertidor y la tensión del bus de continua.

2.5.1 SENSOR DE CORRIENTE

Para la lectura de corriente se tiene que tener en cuenta que se requiere un aislamiento galvánico entre la parte de potencia y la parte de control. Por otro lado, se debe adecuar la señal a niveles admisibles por el conversor análogo-digital del DSP.

El sensor utilizado es el modelo LA55-P de la marca LEM. Son sensores de efecto Hall que con una polarización dual de 15V, entrega a su salida una corriente proporcional a la corriente que pasa a través del núcleo. Para medir finalmente la corriente con el DSP se tiene que convertir a señal de tensión

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

mediante una resistencia de alta precisión que proporciona una tensión proporcional a la corriente.

El sensor tiene un rango de medición de hasta 50A que corresponden a 50 mA a la salida. El error típico del sensor es de 0.65% de la intensidad nominal a 25°C, lo que corresponde a 0.325A en el primario, lo cual es mínimo. Y tienen un aislamiento galvánico que supera la prueba de los 2,5kVrms/50Hz/1min.

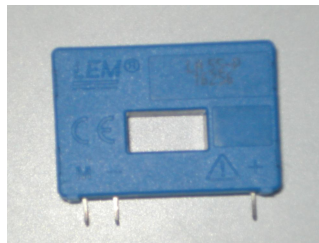


Figura 2.8: Sensor de corriente LEM.

Se ha diseñado una tarjeta de acondicionamiento que incorpora tres sondas de corriente.

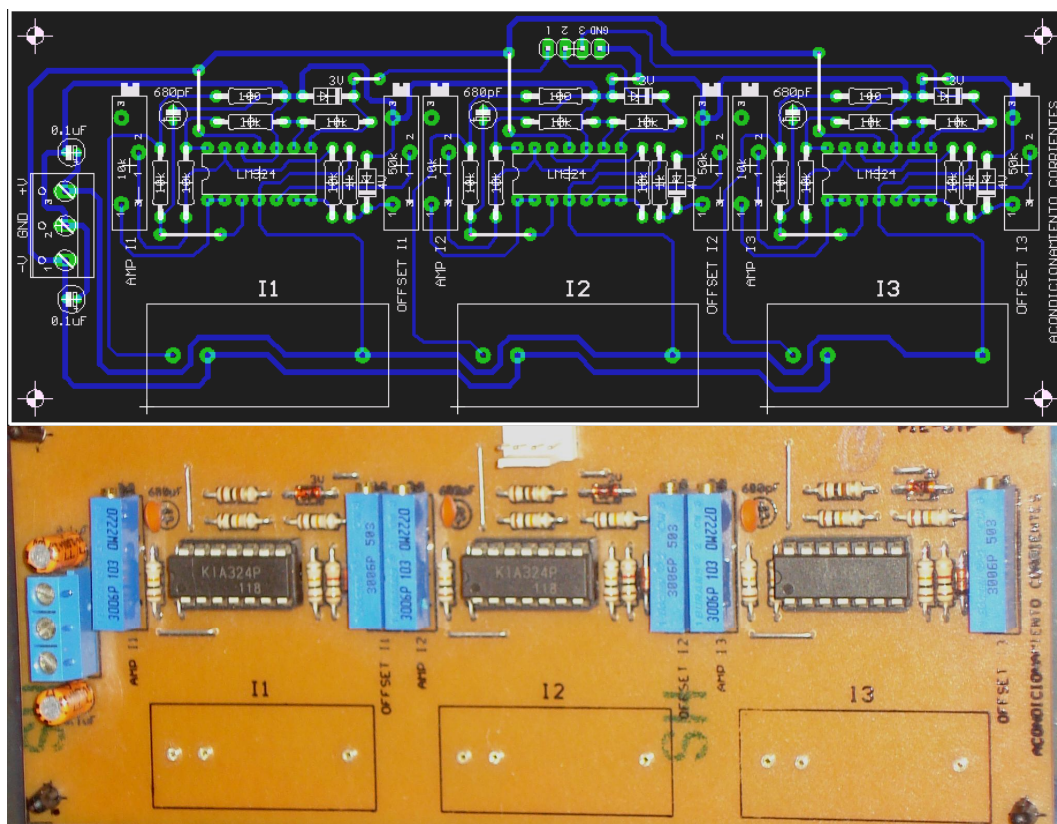


Figura 2.9: Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva del sistema de medición de corriente trifásico.

2.5.2 SENSOR DE VOLTAJE

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

El sensor utilizado corresponde al modelo LV 25-400 de la marca LEM. Es un sensor de efecto Hall que con una polarización dual de 15V, entrega a su salida una corriente proporcional al voltaje del primario. Para medir el voltaje con el DSP se convierte la señal de corriente a una señal de tensión.

Los sensores utilizados tienen un rango de medición de hasta 400V que corresponden a 25 mA a la salida. El error típico del sensor es de 0.8% de la intensidad nominal a 25°C, esto corresponde a 3.2V en el primario, lo cual es despreciable. Y tiene un aislamiento galvánico que supera la prueba de los 4,1kVrms/50Hz/1min.

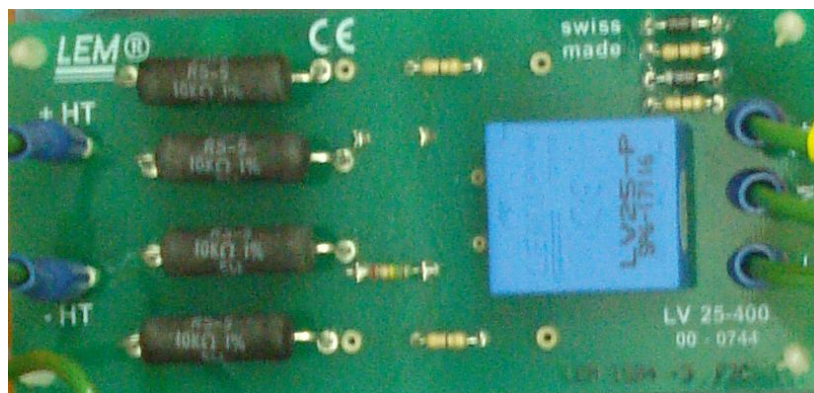
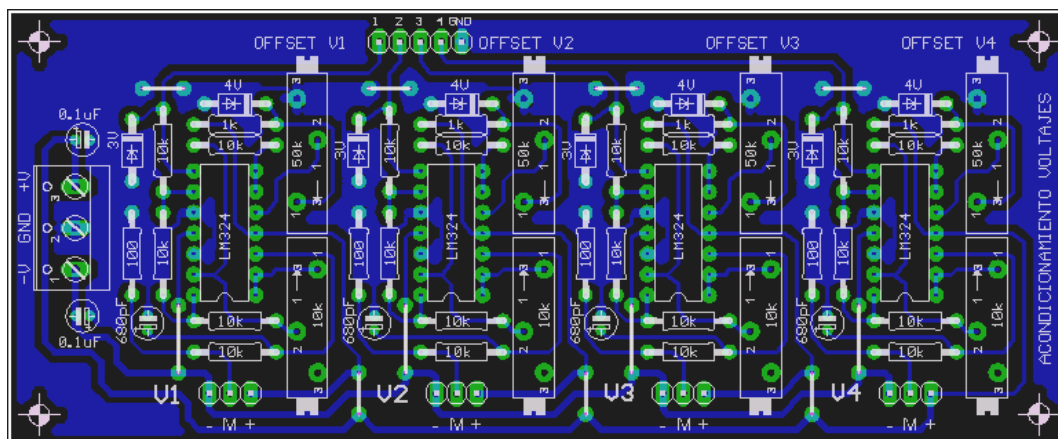


Figura 2.10: Sensor de voltaje LEM.

Como tiene el mismo principio de operación del sensor de corriente, el circuito de acondicionamiento es equivalente. Se ha diseñado un circuito impreso que contiene en la misma placa, el acondicionamiento para cuatro sensores de voltaje; tres corresponden a la referencia LV 25-400 que serán usados en la medición de los voltajes de alimentación y uno adicional, de referencia LV 25-800 que será utilizado en la medición de voltaje del bus de continua. El sensor de voltaje LEM LV 25-800 tiene las mismas características de la referencia LV 25-400, con la diferencia que tiene un rango de medición de hasta 800V.



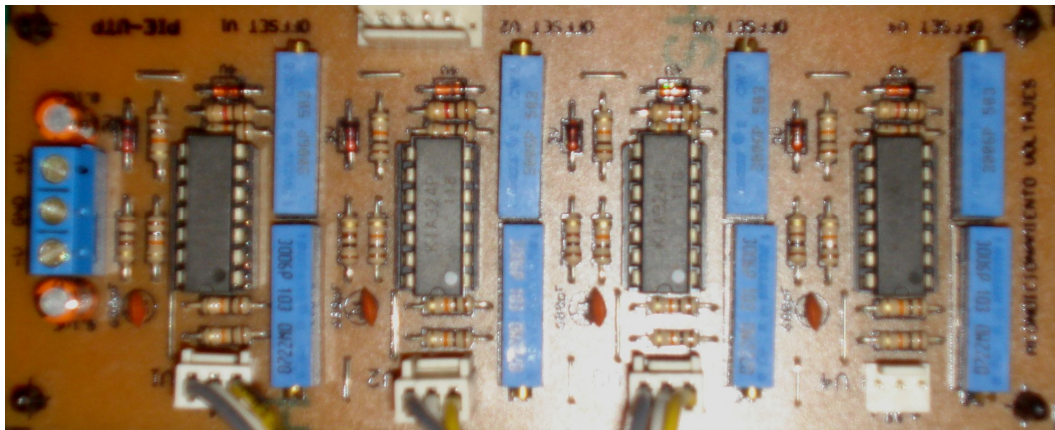


Figura 2.11: Diseño del circuito impreso y la tarjeta definitiva del sistema de medición de voltaje.

2.6 MONTAJE DEL SISTEMA

El prototipo se ha montado sobre un gabinete teniendo en cuenta el siguiente esquema:

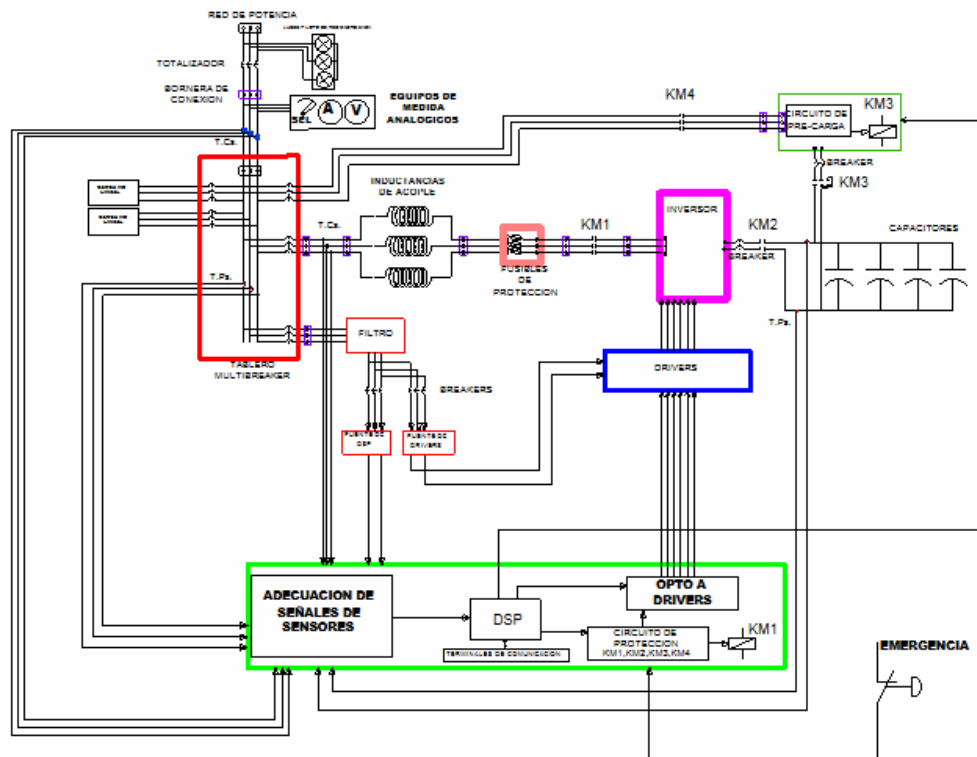


Figura 2.12: Esquema general de componentes y conexiones del prototipo.

La idea principal para realizar el montaje es separar los elementos de control de los elementos de potencia, ubicando a conveniencia protecciones y sensores. También, se debe tener en cuenta aspectos como:

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

- Facilidad de acceso de los elementos de control para verificar el comportamiento de las señales de entrada y de salida del controlador.
- Construcción modular para poder cambiar fácilmente cualquier elemento en caso de avería.
- Apantallamiento electromagnético en la etapa de control para evitar interferencias del circuito de potencia.
- Uso de indicadores (luces piloto y medidores análogos) para supervisar el desempeño del prototipo y algunos parámetros de interés.

El montaje de los elementos de control y de potencia se ha realizado en el interior del gabinete, a lado y lado de una lámina que permite sujetar cada componente. Elementos adicionales como visualizadores, luces piloto, interfaz de comunicación del controlador, entre otros, están ubicados en el panel frontal del gabinete para una fácil inspección y acceso.

2.7 FOTOGRAFÍAS DEL MONTAJE

A continuación se exponen algunas fotografías que muestran el montaje final del prototipo.



Figura 2.13: Lado de control.

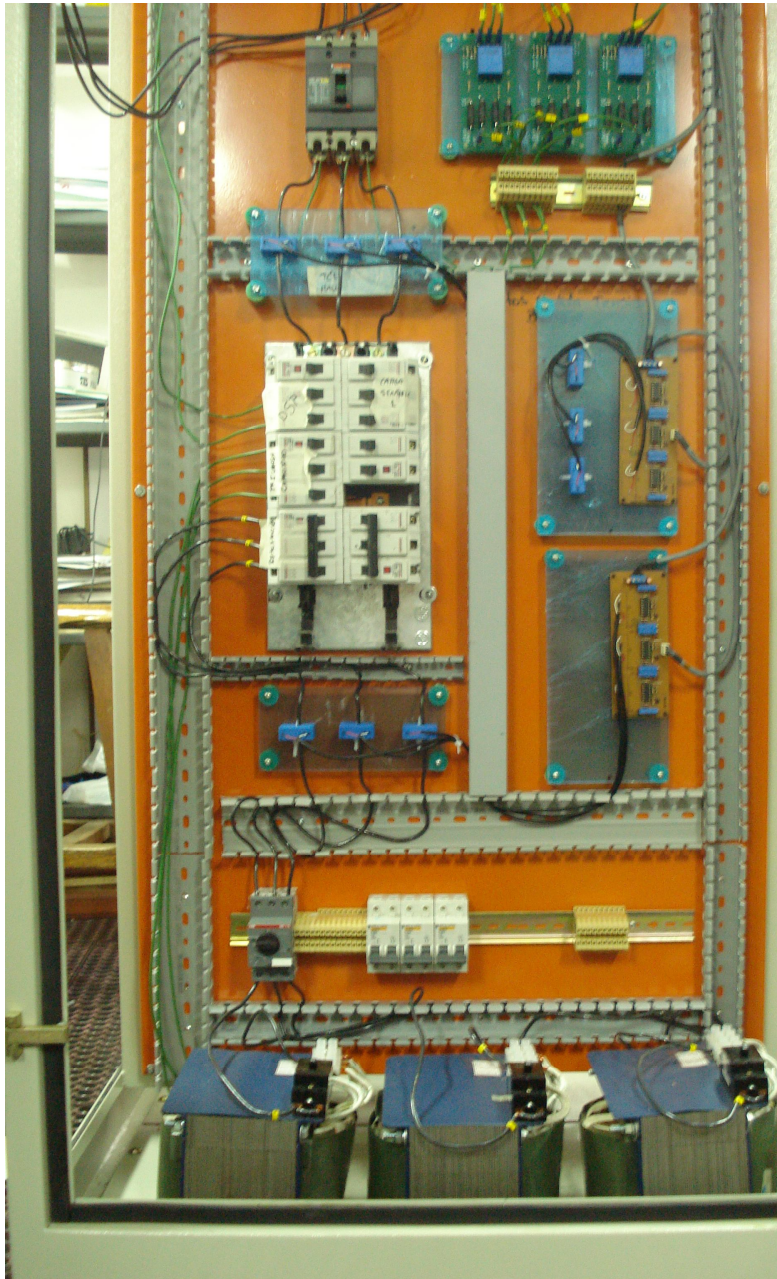


Figura 2.14: Lado de potencia.

Capítulo 3

Simulaciones

La simulación permite verificar el desempeño de las **teorías de compensación** en un sistema de alto contenido armónico, previo a su implementación en el controlador del filtro activo y la validación de resultados en un sistema real. Las simulaciones se realizaron en PSCAD Versión 4.2.1.

3.1 MODELO DEL SISTEMA

El esquema propuesto para el desarrollo de la simulación consiste de una fuente, una carga de alto contenido armónico y el filtro activo. La fuente trifásica es balanceada de 200 Vrms L-L, 60 Hz y 20 MVA. La carga corresponde a un puente rectificador trifásico de seis pulsos con carga resistiva.

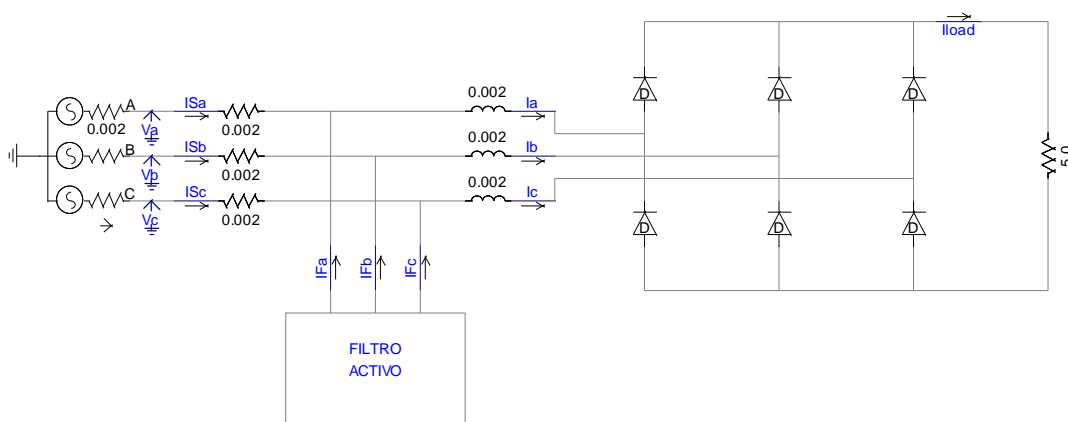


Figura 3.1: Esquema para el desarrollo de la simulación.

El filtro activo consiste de seis dispositivos semiconductores (IGBTs), sus redes de ayuda a la conmutación, las bobinas de acople y el elemento almacenador de energía que corresponde a un condensador de 1500uF.

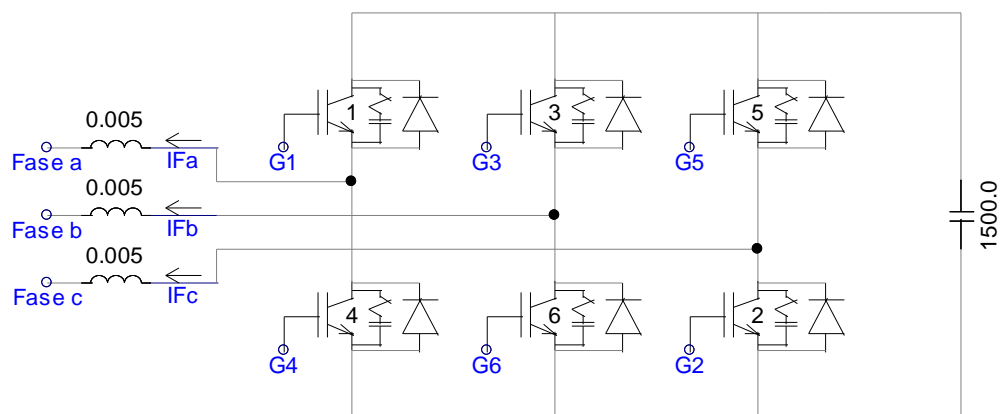


Figura 3.2: Filtro activo de potencia.

3.2 ESTRATEGIAS DE CONTROL

En aplicaciones trifásicas la Teoría PQ y el Método de Detección Síncrono son las técnicas más utilizadas. La Teoría PQ presenta una buena compensación para casos trifásicos balanceados con tensión sinusoidal y permite también la compensación de reactivos. El Método de Detección Síncrono mostrado en el documento presenta una estructura sencilla y resultados satisfactorios bajo condiciones balanceadas [3]. Las razones anteriores motivaron el uso de éstas dos estrategias de compensación de armónicos.

3.2.1 TEORÍA PQ

La Figura 3.3 muestra el diagrama de bloques de este método de compensación.

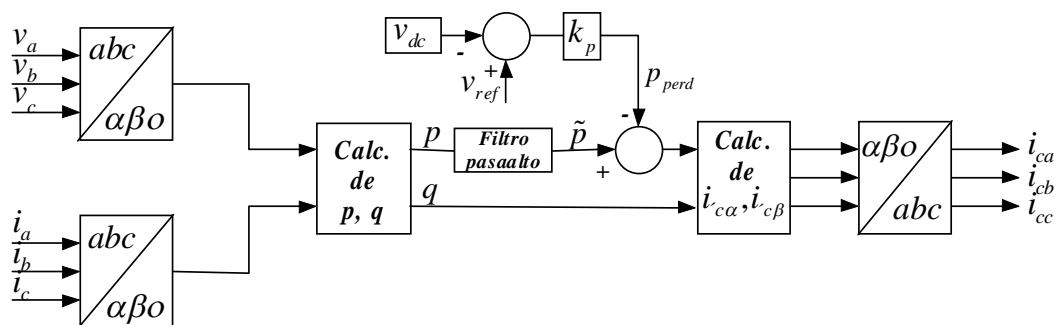


Figura 3.3: Diagrama de bloques de la Teoría PQ.

Este algoritmo implementado en PSCAD se muestra a continuación:

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

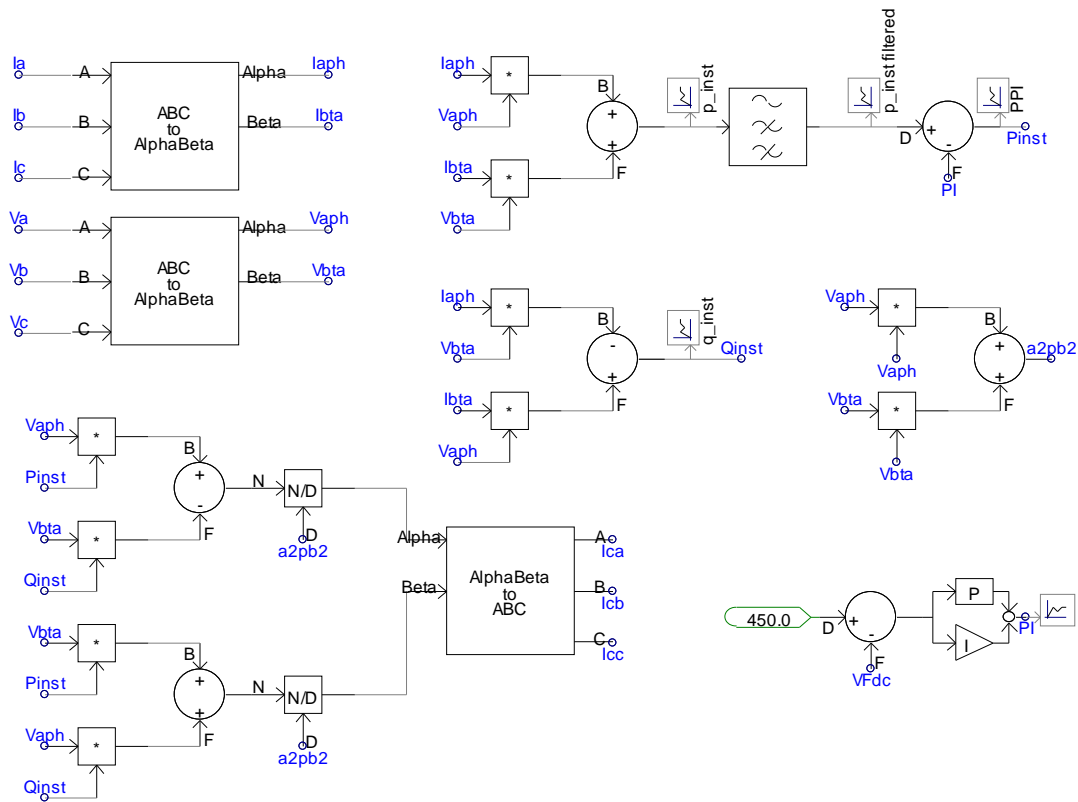


Figura 3.4: Modelo en PSCAD de la Teoría PQ.

3.2.2 MÉTODO DE DETECCIÓN SÍNCRONO

La Figura 3.5 muestra el diagrama de bloques de este método de compensación para la fase b.

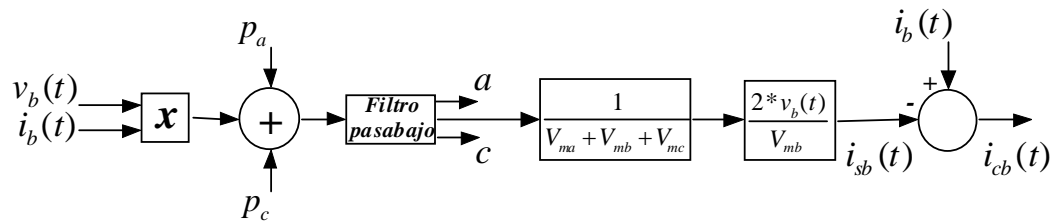


Figura 3.5: Diagrama de bloques del Método de Detección Síncrono.

El algoritmo anterior en PSCAD se muestra a continuación:

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

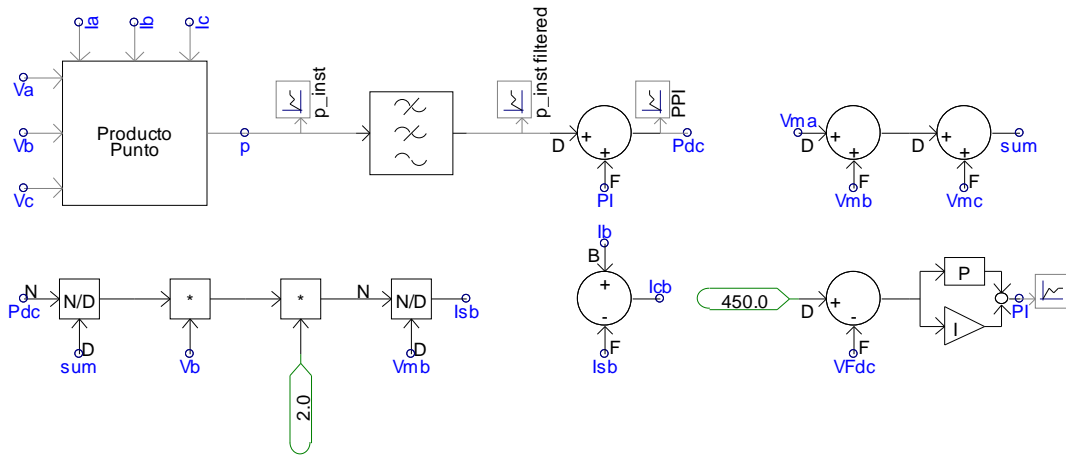


Figura 3.6: Modelo en PSCAD del Método de Detección Síncrono.

3.3 CONTROL DE CORRIENTE

Se ha implementado en PSCAD dos técnicas de control de corriente. El objetivo es realizar la implementación de las técnicas de forma similar como se realizaría en el controlador, para facilitar la programación del algoritmo de control.

3.3.1 CONTROL LINEAL-PWM

La conmutación de los elementos de la misma rama depende de la comparación de la señal de error de la respectiva fase y una portadora triangular de una frecuencia de 1260 Hz, que corresponde a 21 veces la frecuencia fundamental. Ésta técnica de control de corriente implementada en PSCAD, se muestra en la siguiente figura:

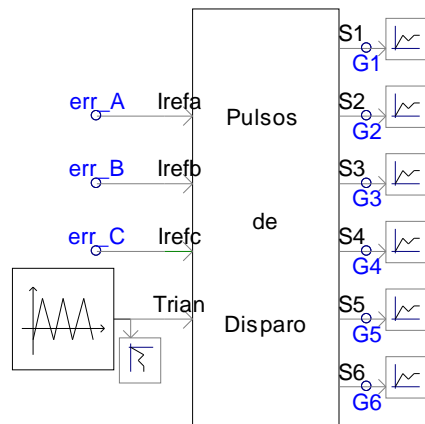


Figura 3.7: Modelo en PSCAD del control lineal-pwm.

El bloque **Pulsos de Disparo** es un componente de usuario donde se ha programado por código, la acción de control para obtener las seis salidas del puente inversor. La comparación que determina los estados de los semiconductores asociados con la fase a, se obtiene mediante el código:

```

IF ($Irefa .GT. $Trian) THEN
  $S1=1
  $S4=0
ELSE
  $S1=0
  $S4=1
ENDIF
    
```

3.3.2 HISTÉRESIS DE BANDA FIJA

La lógica de conmutación de este control de corriente es la siguiente:

Si: $i_{fn} < (i_{com} - HB)$ Entonces: $SF=1$
 Si: $i_{fn} > (i_{com} + HB)$ Entonces: $SF=0$

Donde:

i_{fn} : Corriente de la fase n inyectada por el filtro.

i_{com} : Corriente de compensación para la fase n .

HB : Máxima desviación de la corriente inyectada por el filtro.

SF : Estado de conmutación de los interruptores del convertidor, para la fase n .

El control de corriente de histéresis de banda fija implementado en PSCAD para la fase a, es el siguiente:

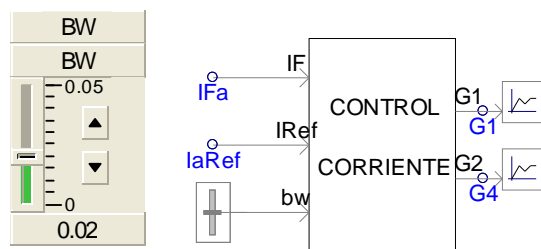


Figura 3.8: Histéresis de banda fija implementado en PSCAD.

El código del componente **CONTROL CORRIENTE** es:

```

IF ($ifa .LE. ($irefa - $bw)) THEN
  $g1 = 1
  $g2 = 0
  a = $g1
ELSEIF ($ifa .GE. ($irefa + $bw)) THEN
  $g1 = 0
  $g2 = 1
  a = $g1
ELSEIF (a .EQ. 1) THEN
    
```

```
 $g1 = 1$   
 $g2 = 0$   
 $a = g1$   
ELSEIF (a .EQ. 0) THEN  
 $g1 = 0$   
 $g2 = 1$   
 $a = g1$   
ENDIF
```

3.4 RESULTADOS

Los resultados gráficos presentados a continuación, corresponden a los obtenidos en las simulaciones de las teorías de compensación de armónicos (Teoría PQ y Método de Detección Síncrono) para las dos técnicas de control de corriente aplicando control de lazo cerrado sobre la tensión del bus de continua. Inicialmente se muestran las corrientes y voltajes en la carga sin el filtro activo de potencia y luego, los resultados obtenidos al implementar el sistema de compensación. Para cada teoría se muestran las siguientes señales de corriente que corresponden a los resultados obtenidos para la fase a:

- Corriente de fuente (I_{Sa}).
- Corriente de referencia (I_{aRef}).
- Corriente de inyección del filtro activo (I_{Fa}).

Se puede aclarar el significado de las variables I_{Sa} e I_{Fa} observando la Figura 3.1. La corriente I_{aRef} es la corriente de compensación calculada por el algoritmo. Las gráficas b y c permiten analizar el desempeño del control de corriente. A medida que la corriente de inyección siga fielmente la corriente de referencia, los resultados de la compensación serán mejores, entonces para una compensación óptima, las dos señales deben ser iguales.

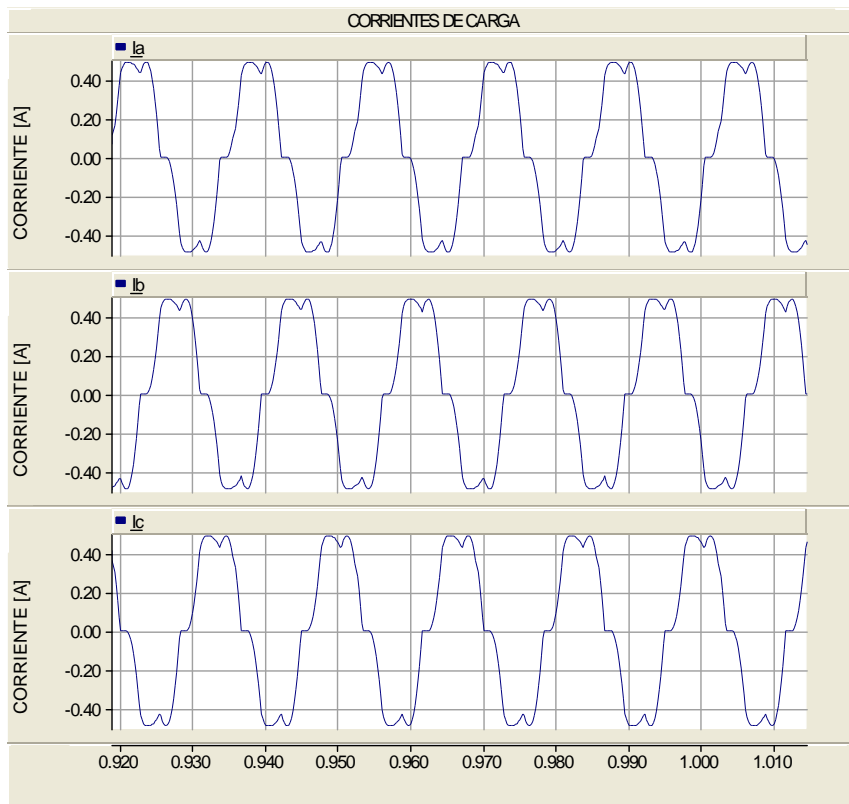
Los resultados para las fases b y c son similares a los obtenidos para la fase a, como consecuencia del estudio de un sistema balanceado.

Otra variable de interés es la tensión del bus de continua. Para cada caso se muestra el comportamiento en lazo abierto y en lazo cerrado. Se asume una referencia de 450V y una acción de control proporcional. Las gráficas se muestran en secuencia para establecer fácilmente diferencias.

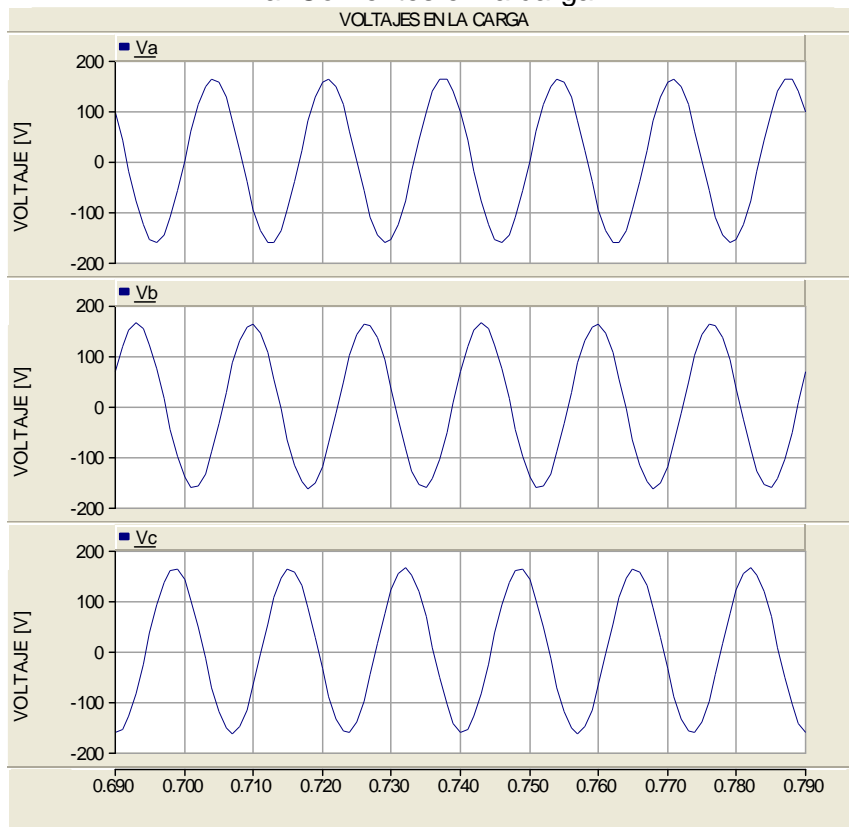
Es importante mencionar la razón para incluir el comportamiento del condensador en lazo abierto. La justificación es que para efectos de compensación, las diferencias en los resultados obtenidos para lazo abierto y lazo cerrado son mínimas. En consecuencia, no se anexan resultados gráficos para análisis de corriente en lazo abierto.

3.4.1 SEÑALES PREVIAS A LA COMPENSACIÓN

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA



a. Corrientes en la carga.



b. Voltajes de fase en el punto de conexión.

Figura 3.9: Corrientes y voltajes de la carga.

3.4.2 COMPENSACIÓN USANDO TEORÍA PQ

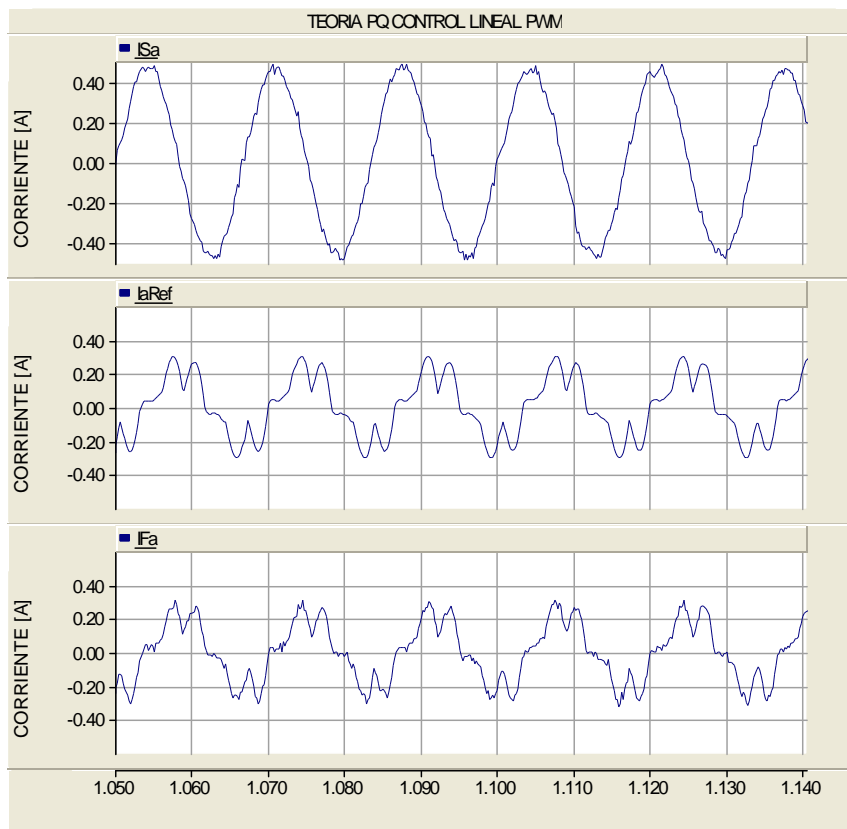
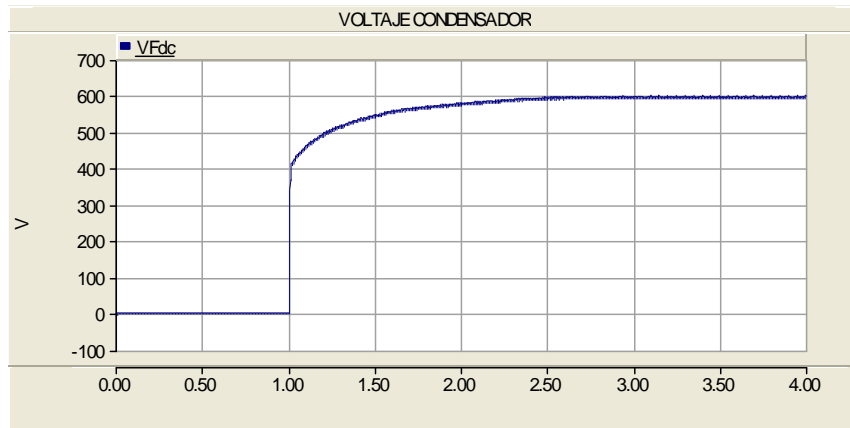
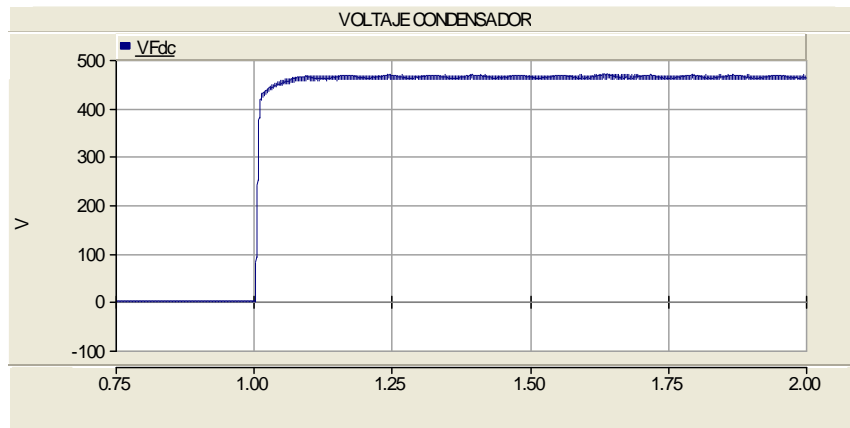


Figura 3.10: Corrientes Teoría PQ con Control lineal-PWM.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA



a. Lazo abierto.



b. Lazo cerrado.

Figura 3.11: Voltaje bus de continua Teoría PQ con Control lineal-PWM.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

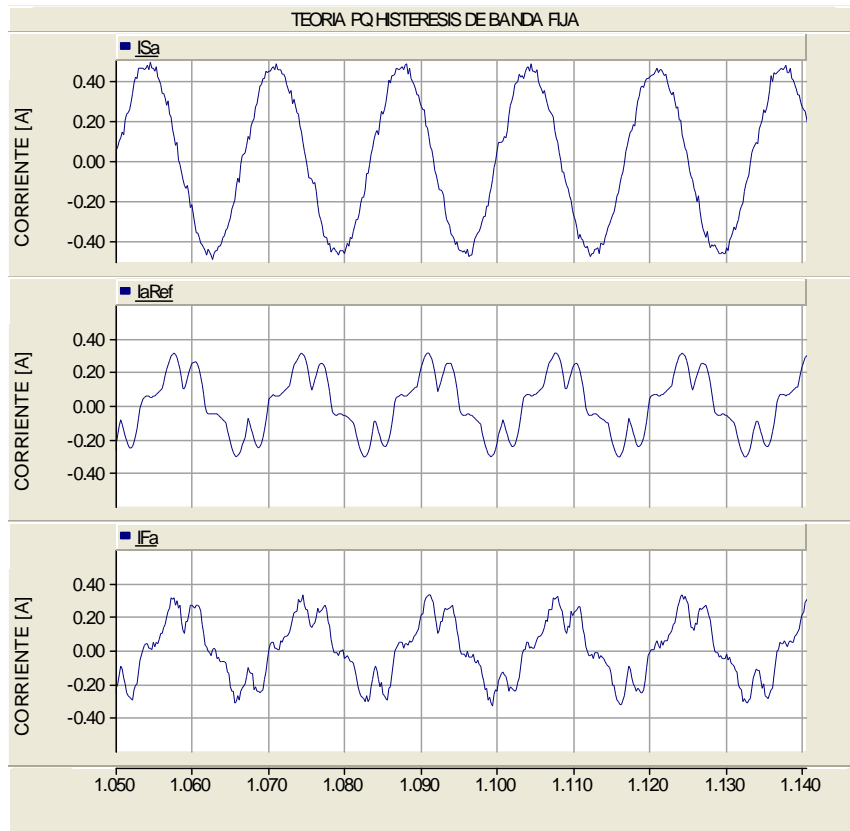
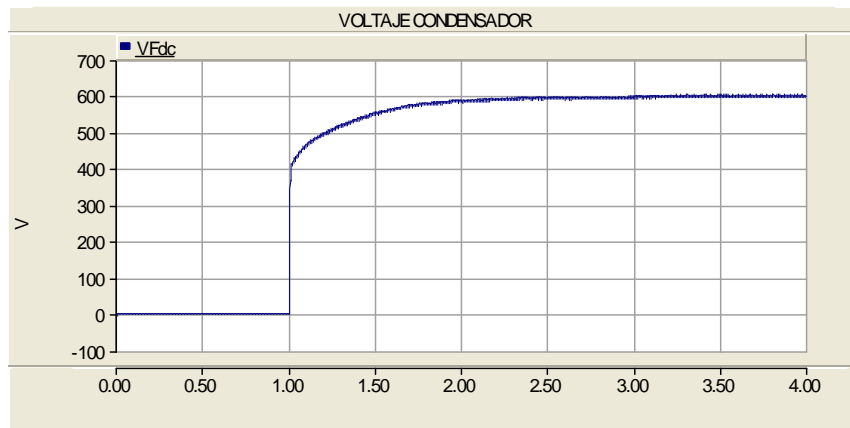
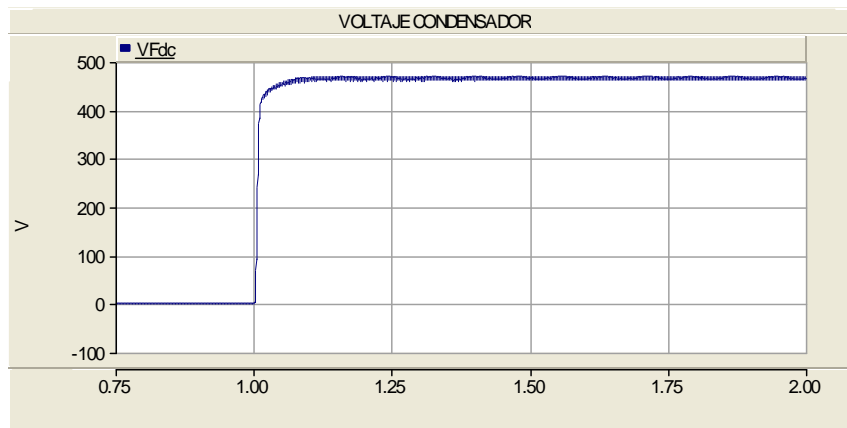


Figura 3.12: Corrientes Teoría PQ con histéresis de banda fija.



a. Lazo abierto.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA



b. Lazo cerrado.

Figura 3.13: Voltaje bus de continua Teoría PQ con histéresis de banda fija.

3.4.3 COMPENSACIÓN USANDO MÉTODO DE DETECCIÓN SÍNCRONO

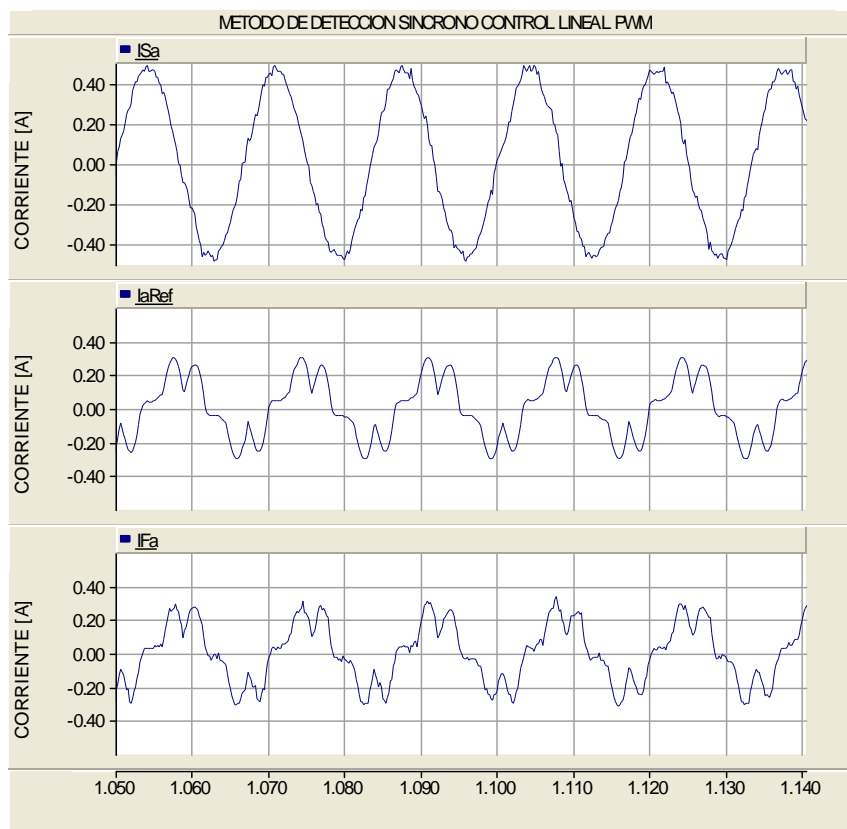
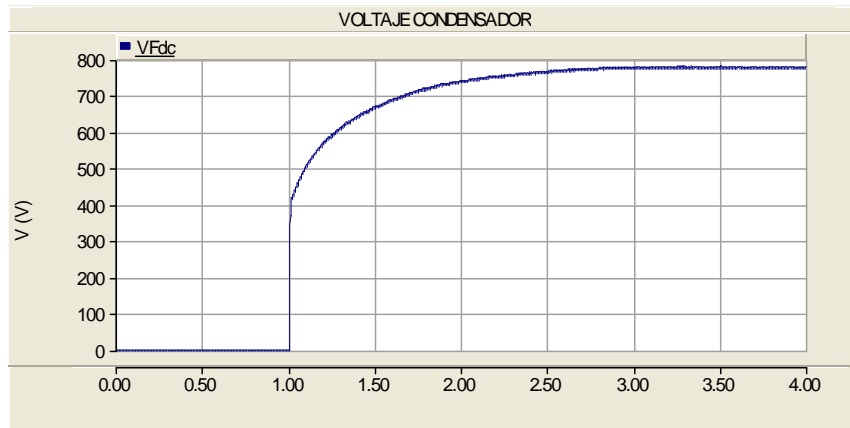
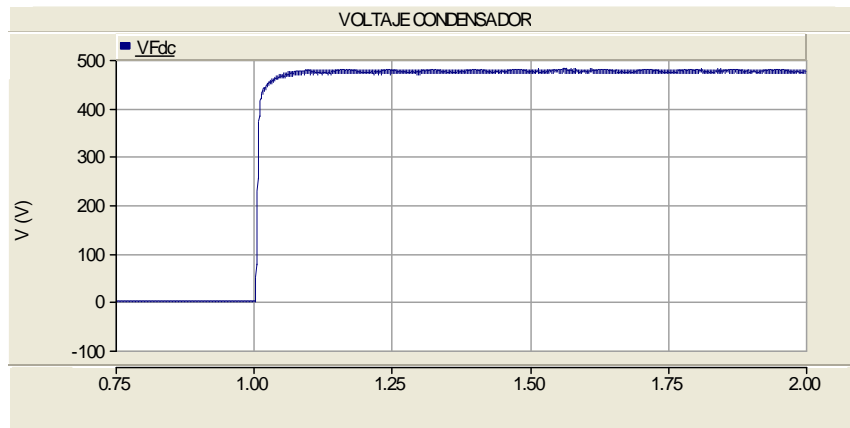


Figura 3.14: Corrientes Método de Detección Síncrono con control lineal-PWM.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA



a. Lazo abierto.



b. Lazo cerrado.

Figura 3.15: Voltaje bus de continua Método de Detección Síncrono con Control lineal-PWM.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

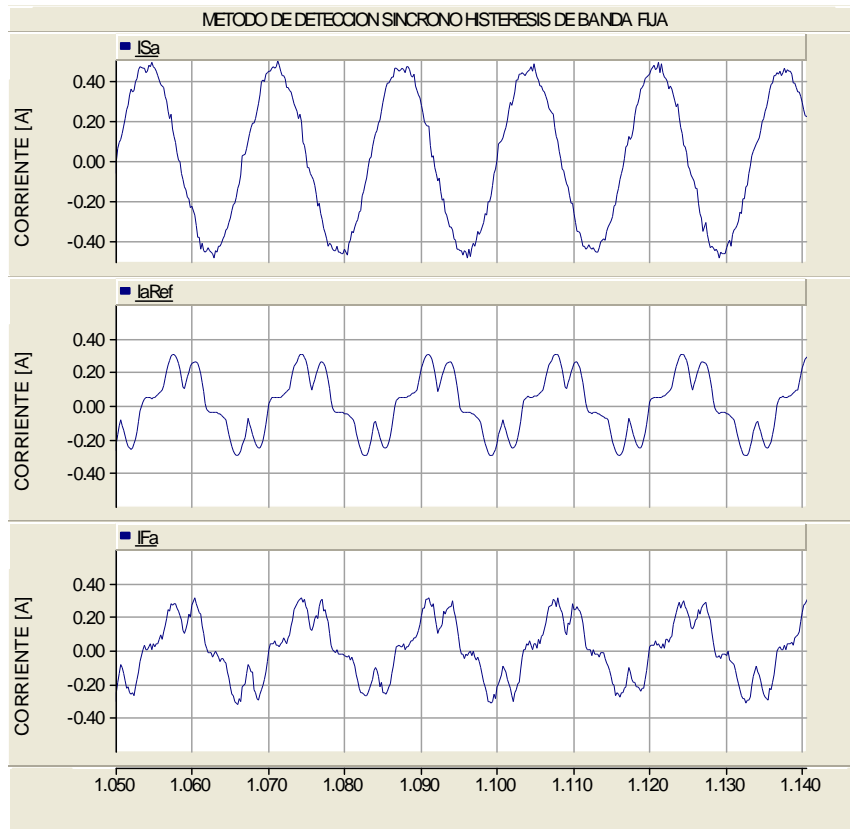
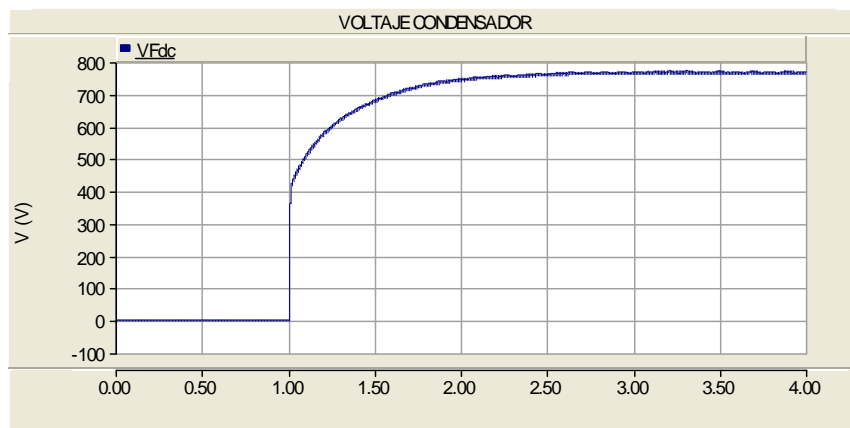
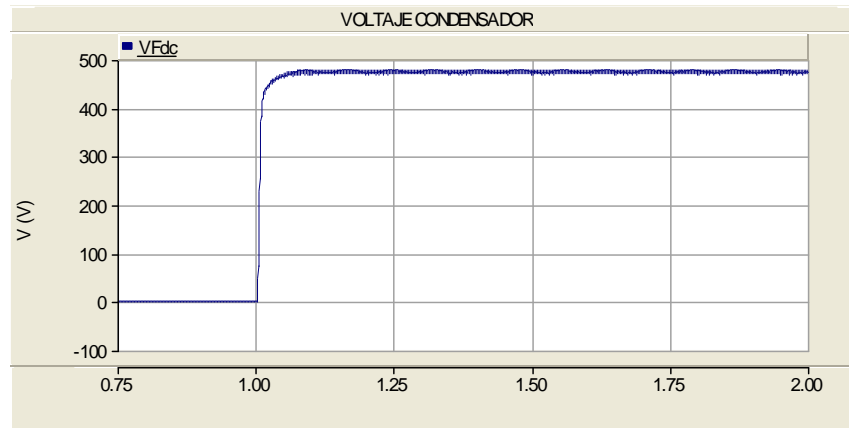


Figura 3.16: Corrientes Método de Detección Síncrono con histéresis de banda fija.



a. Lazo abierto.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA



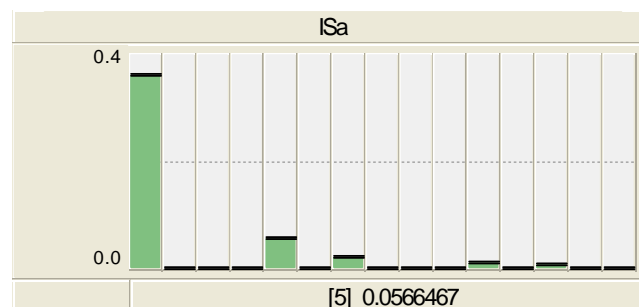
b. Lazo cerrado.

Figura 3.17: Voltaje bus de continua Método de Detección Síncrono con histéresis de banda fija.

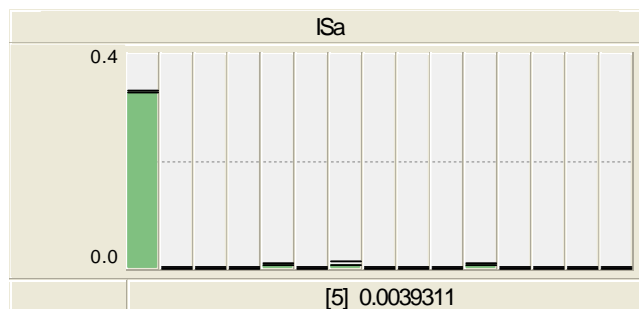
3.4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para las estrategias de compensación y las técnicas de control de corriente propuestas se obtienen buenos resultados. Es lógico, pues el caso de carga balanceada y voltajes simétricos y balanceados en el punto de conexión de la carga se considera favorable, y bajo estas condiciones se espera un buen funcionamiento de las estrategias de compensación. Los cambios realizados en el control de corriente no afectaron los resultados de compensación.

Los índices de distorsión armónica determinan el grado de disminución de los armónicos en la corriente de la fuente. Inicialmente, se tiene un índice igual a 16.8%; y por ejemplo, para la Teoría PQ con Control lineal-PWM se obtiene un valor del 2.3%, es decir, una reducción efectiva en el contenido armónico del 14.5%. Los otros resultados son equivalentes.



a. Distorsión armónica previa a la compensación.



b. Distorsión armónica corriente compensada.

Figura 3.18: Análisis de Distorsión armónica.

A continuación se analiza el comportamiento del bus de continua para los diferentes casos. Los valores consignados están expresados en voltios [V].

| TEORÍA | PQ | SÍNCRONO |
|--------------------|-----|----------|
| CONTROL LINEAL PWM | 463 | 477 |
| BANDA FIJA | 484 | 478 |

Tabla 3.1: Tensiones en el bus de continua en lazo cerrado.

| TEORÍA | PQ | SÍNCRONO |
|--------------------|-----|----------|
| CONTROL LINEAL PWM | 595 | 760 |
| BANDA FIJA | 593 | 765 |

Tabla 3.2: Tensiones en el bus de continua en lazo abierto.

A pesar del error en la respuesta en lazo cerrado, el control proporcional de la tensión del bus de continua alcanza rápido un valor de régimen permanente y cercano a la referencia.

En lazo abierto, el condensador alcanza en forma lenta su propia referencia, que corresponde a una tensión mayor comparada con resultados en lazo cerrado. En el caso del Método de Detección Síncrono, la diferencia es considerable. Esta razón, justifica la implementación de un método de control que garantice un valor adecuado de la tensión en el condensador y con ello, la estabilidad del sistema.

Los valores en las tablas anteriores, son directamente afectados por parámetros del controlador de corriente. A medida que aumenta el valor de la banda de histéresis y la amplitud de la triangular, el valor de la tensión en el bus también aumenta. Este es un criterio a considerar en la implementación.

Capítulo 4

Resultados Experimentales

Para la validación de los resultados teóricos se ha construido un prototipo de 5KVA. El prototipo está conformado por el inversor de potencia, el elemento de enlace, el elemento almacenador de energía y los circuitos de acondicionamiento. Falta mencionar el controlador. Los primeros elementos son hardware mientras que el controlador consiste de un programa que se ejecuta sobre un procesador (software).

4.1 ALGORITMO DE CONTROL

Para obtener resultados experimentales se debe tener el hardware y el software necesarios. El hardware se describe en el Capítulo 2. En el Capítulo 3 se muestran las acciones de control necesarias para la implementación en un controlador de un algoritmo dinámico de compensación de armónicos. A continuación se muestra detalles importantes de la implementación del algoritmo en un Procesador Digital de Señales.

4.1.1 CONTROLADOR

El control del filtro activo es implementado en un procesador digital de señal (DSP) de Texas Instruments de la Familia C2000, específicamente en la tarjeta de desarrollo eZdsp F2812 de Spectrum Digital. Ésta tarjeta se comenta ampliamente en el **Anexo A**. El controlador se encarga de garantizar que los procesos de compensación se realizan adecuadamente, calculando las corrientes de referencia para la compensación y controlando la corriente de inyección. También, deberá garantizar que el nivel de energía en el elemento almacenador de energía del filtro activo de potencia sea el adecuado para su correcta operación. Además deberá generar las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del convertidor y, en general, controlar en todo momento el estado del sistema [2].

Para generar y controlar la corriente de compensación inyectada por el filtro activo se debe determinar:

- a. Los voltajes y corrientes en el punto de conexión de la carga.
- b. El método de cálculo de las corrientes de compensación o de referencia, con base en las tensiones y corrientes medidas.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

- c. La técnica de control de corriente que garantice corrientes de inyección equivalentes a las corrientes de compensación halladas.

En la figura 4.1 se pueden identificar las tres etapas.

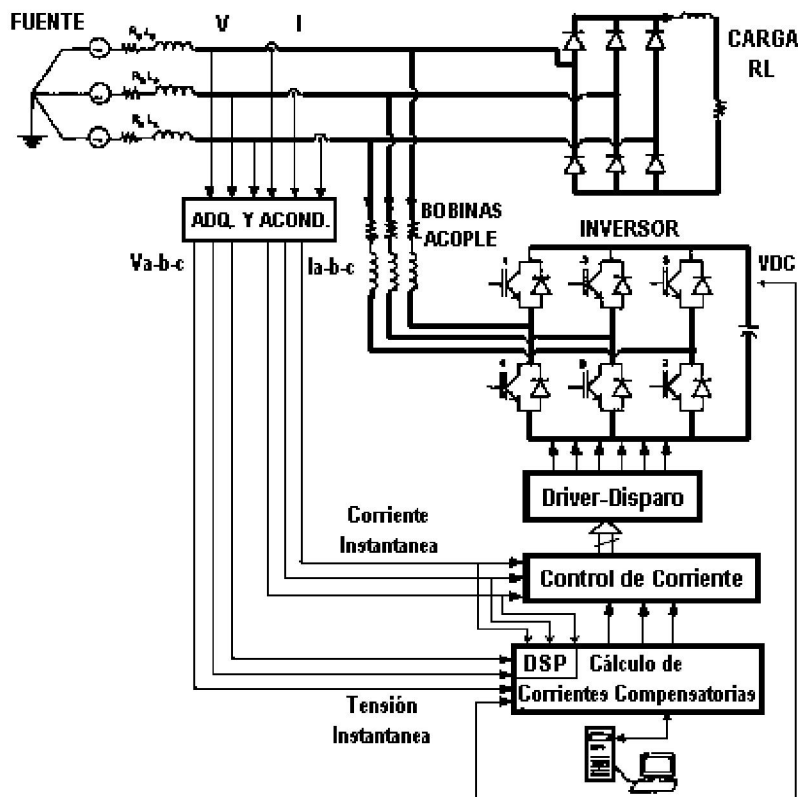


Figura 4.1: Esquema de control de un filtro activo de potencia.

Dependiendo de la teoría de compensación, el DSP debe:

- a. Transformar coordenadas.
- b. Evaluar expresiones matemáticas para calcular la potencia activa y/o reactiva instantánea.
- c. Implementar filtros digitales.

Después de obtener las corrientes de compensación se generan las señales de conmutación para el puente inversor. La conmutación de los dispositivos electrónicos determina el sentido del flujo de energía entre el filtro activo y la red; y permite en conjunto con el elemento de acople, sintetizar las corrientes de compensación halladas previamente. Un sistema de control en lazo cerrado conocido como técnica de control de corriente, garantiza la acción de seguimiento entre la corriente de compensación y la corriente inyectada en el punto de conexión por el filtro activo de potencia para realizar la compensación de armónicos en el sistema de potencia.

4.1.2 ALGORITMO

La estructura del programa se basa en un algoritmo que se ejecuta cuando se produce una interrupción asignada al tiempo de muestreo. Durante esta interrupción el DSP toma muestras de las señales análogas de interés (voltajes y corrientes) y realiza los cálculos para obtener las componentes de compensación que debe inyectar el controlador en el punto de conexión para compensar el efecto de los armónicos. La frecuencia de muestreo se ha definido mediante la configuración previa del Timer2 asociado al Event Manager A, a un valor de 15 kHz.

El algoritmo utilizado para realizar la compensación de armónicos en la implementación fue desarrollado utilizando Teoría PQ y Control Lineal-PWM. Las partes básicas son la inicialización y un lazo infinito desde el cual se llama una rutina de interrupción que se ejecuta periódicamente (frecuencia de 15kHz).

La estructura general de un programa se puede describir en cinco pasos:

- a. Inicializar el sistema de control: configuración reloj programable, perro guardián, relojes de los periféricos.
- b. Inicializar entradas y salidas de propósito general.
- c. Limpiar todas las interrupciones, inicializar y habilitar la tabla de vectores de interrupción.
- d. Inicializar todos los periféricos.
- e. Código específico (habilitar interrupciones).

4.1.3 FILTRO DIGITAL

Los métodos de compensación de armónicos están basados en la deducción instantánea de las señales de referencia a partir de las señales armónicamente contaminadas. Para técnicas de compensación en el dominio del tiempo, esta labor requiere de la implementación de filtros digitales. El objetivo es obtener una configuración que opere como filtro pasa-alto, que pueda ser programada en el controlador (en este caso un DSP) con un consumo mínimo de ciclos de instrucción, de buen comportamiento en frecuencia y un retardo mínimo.

En la etapa de diseño se utilizó el paquete FdaTool (Filter Design & Análisis Tool) de Matlab.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

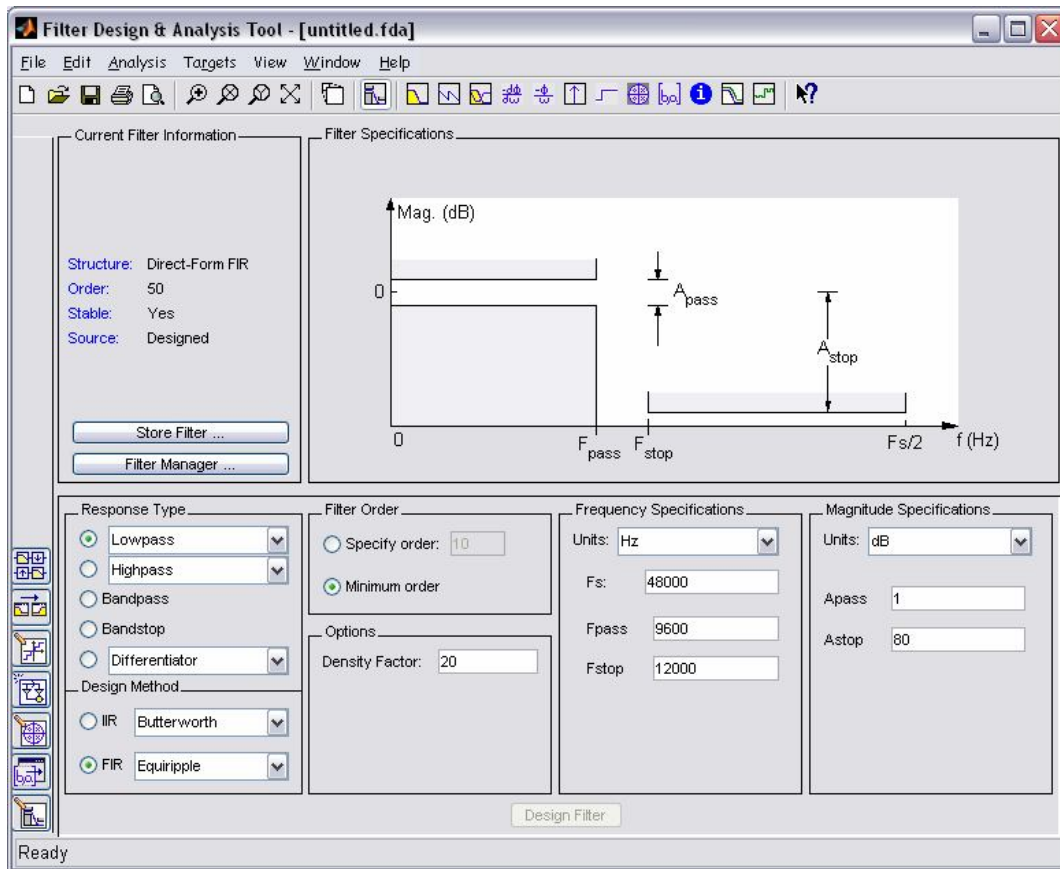


Figura 4.2: Interfaz gráfica FdaTool de Matlab.

El filtro pasa alto suele construirse mediante la diferencia de la componente p y la salida de un filtro pasa bajo aplicado a p . Esta estructura evita una mala compensación ocasionada por el desfase introducido por un filtro pasa alto en las componentes frecuencia les que se pretenden compensar.

El comportamiento del filtro digital se observa en la Figura 4.3; la gráfica se obtiene mediante la interfaz gráfica del Code Composer Studio (Ver Anexo A). La imagen superior corresponde a la potencia activa obtenida aplicando la Teoría PQ y la imagen inferior, a los componentes armónicos de la potencia activa instantánea. Se aprecia la eliminación de la componente fundamental de la señal sin introducir un retardo significativo en la respuesta.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

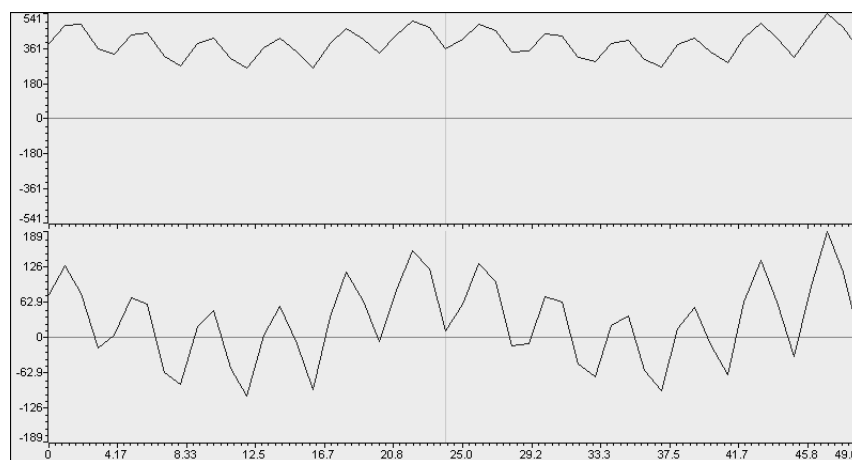


Figura 4.3: Comportamiento filtro digital Teoría PQ.

Una vez montado el prototipo y programado el algoritmo de control se ha pasado a evaluar los resultados experimentales.

4.2 RESULTADOS

Se realizaron pruebas a baja (20V) y alta tensión (200V), usando como carga un rectificador trifásico no controlado con carga R ó RL. La estrategia de compensación de armónicos utilizada en la implementación es la Teoría PQ con el control lineal PWM como técnica de control de corriente. La portadora es una señal triangular. Se muestran resultados para una fase por tratarse de una carga balanceada.

Las gráficas de corriente mostradas se obtienen mediante el osciloscopio PROMAX referencia OD-581. El valor gráfico está afectado por una ganancia acorde al circuito de acondicionamiento y en consecuencia no representa el valor real de la corriente, por esta razón no se incluye la escala en los gráficos. Todos los gráficos mostrados tienen la misma escala. Los análisis de contenido armónico se obtienen mediante el equipo analizador de armónicos FLUKE 41B, que alcanza a medir hasta el armónico número 31.

Un parámetro necesario para describir los resultados es el Coeficiente de Modulación en Frecuencia (CMF), que establece una relación entre las frecuencias de la moduladora (f_m) y portadora (f_p), así:

$$CMF = \frac{f_m}{f_p}$$

4.2.1 BAJA TENSION

Carga resistiva de 60Ω , valor pico de la corriente 0.5A, bobina de acople de 6mH.

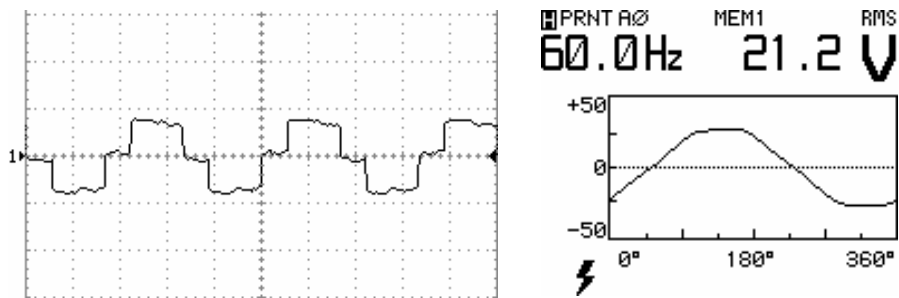


Figura 4.4: Corriente en la carga y voltaje de la fuente.

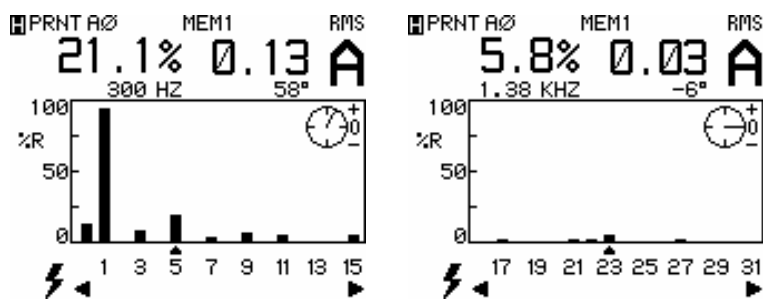


Figura 4.5: Componentes armónicas de la corriente de carga.

Inicialmente, se muestra la corriente a compensar y su contenido armónico. La corriente de carga tiene componentes armónicas principalmente de bajo orden (5, 7, 9, 11).

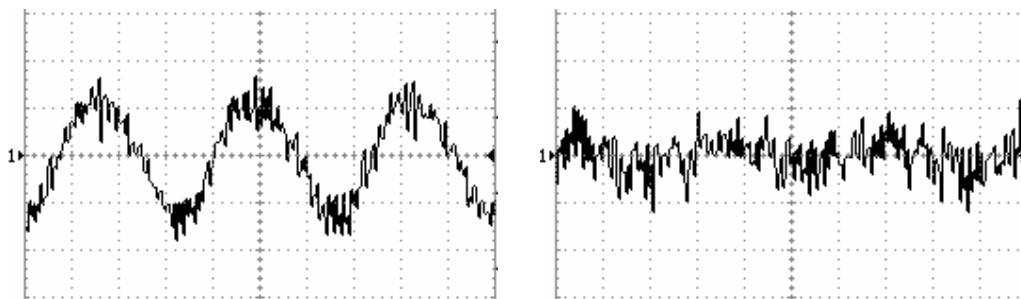


Figura 4.6: Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 21.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

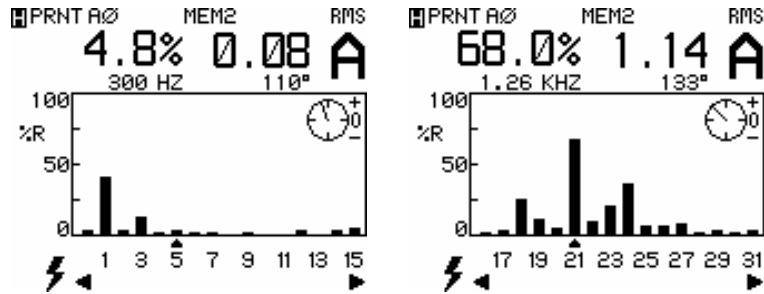


Figura 4.7: Componentes armónicas de la corriente compensada con CMF 21.

Para una frecuencia de la portadora igual a 21 veces la frecuencia fundamental, la compensación es aceptable aunque con muchas componentes de alta frecuencia. Se observa una atenuación de los armónicos 5, 7, 9 y 11 pero también, una banda de frecuencias centrada en la componente 21. Este comportamiento es característico de este tipo de modulación. Es válido pensar, que aumentar el coeficiente de modulación en frecuencia desplaza esta banda de frecuencias a componentes de mayor orden, obteniendo mejores resultados en la compensación.

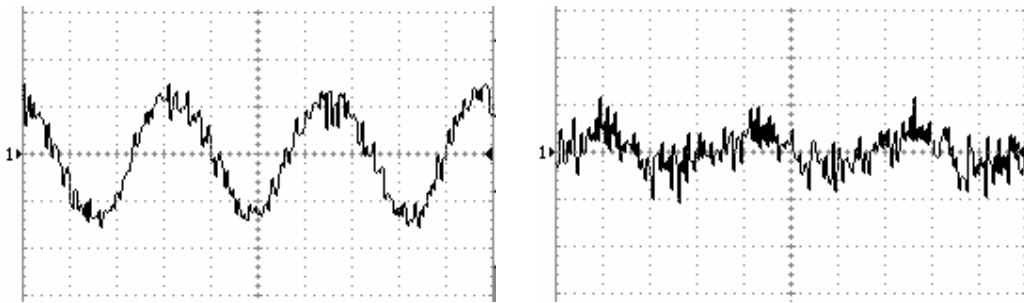


Figura 4.8: Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 57.

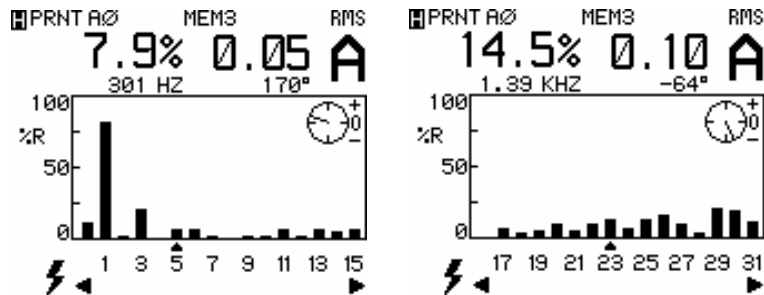


Figura 4.9: Componentes armónicas de la corriente compensada con CMF 57.

Con la portadora triangular a 57 veces la moduladora (señal de error), se obtienen mejores resultados. Las componentes en torno al armónico 21 disminuyen en comparación al caso anterior. No es posible analizar el comportamiento armónico para valores superiores al armónico 31, porque la herramienta utilizada para medición de armónicos no lo permite.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Luego se realiza una prueba aumentando el CMF a 105 obteniendo resultados inferiores en la compensación comparados con el coeficiente anterior, por esta razón no se incluyen.

Finalmente, después de obtener experimentalmente un valor adecuado para el coeficiente de modulación en frecuencia, se aumenta el valor en la bobina de acople. Los resultados indican que una impedancia mayor disminuye el rizado en la corriente de inyección del filtro activo y con ello, la compensación de armónicos.

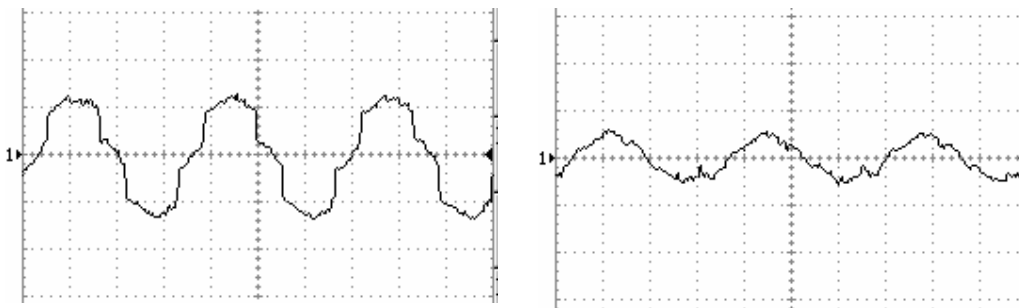


Figura 4.10: Corriente compensada y corriente de inyección utilizando bobina de acople de 11mH.

4.2.1.1 CONCLUSIÓN PRUEBA DE BAJA TENSIÓN

En el sistema filtro activo caracterizado por un fuente trifásica balanceada de 20V alimentando un rectificador trifásico no controlado con carga resistiva de 60Ω , los mejores resultados se obtienen para una inductancia de 6mH utilizando un coeficiente de modulación en frecuencia igual a 57. En este caso, se produce una atenuación de los armónicos de bajo orden como el 5, 7 y 9; pero, generando componentes de alta frecuencia que son evidentes en la señal de compensación. La amplitud de la corriente compensada es similar a la de la corriente anterior a la compensación. El valor de la bobina de acople y del coeficiente de modulación en frecuencia, son determinantes en cuanto a los efectos de compensación; esto implica, la elección de un valor adecuado para cada aplicación.

4.2.2 ALTA TENSIÓN

Se realizaron pruebas para dos cargas.

4.2.2.1 PRIMERA CARGA

Carga RL: resistencia 650Ω e inductancia de 280mH, valor pico de la corriente 0.5A, bobina de acople de 24mH. Primero se muestra la corriente de carga en una de las fases y su contenido armónico caracterizado por el quinto y séptimo.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Se incluye también la gráfica correspondiente a la tensión línea-línea que alimenta la carga.

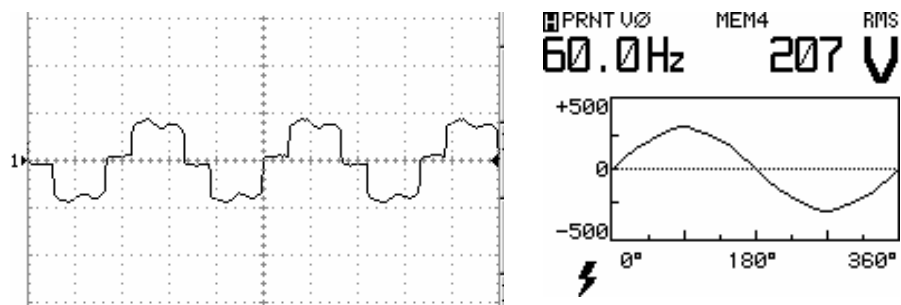


Figura 4.11: Corriente en la carga y voltaje de la fuente.

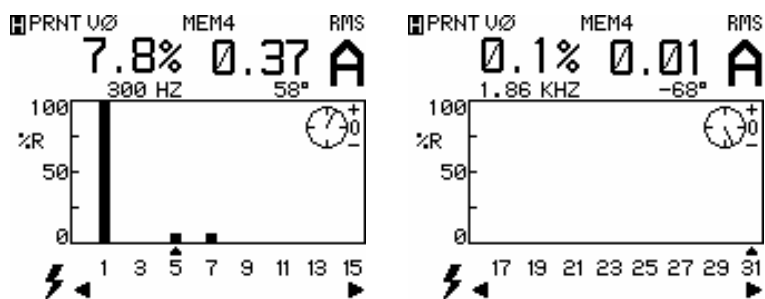


Figura 4.12: Componentes armónicas de la corriente de carga.

Primero se analiza el desempeño del controlador operando con coeficiente de modulación en frecuencia igual a 57, parámetro con el cual se obtuvo buenos resultados en la prueba a baja tensión.

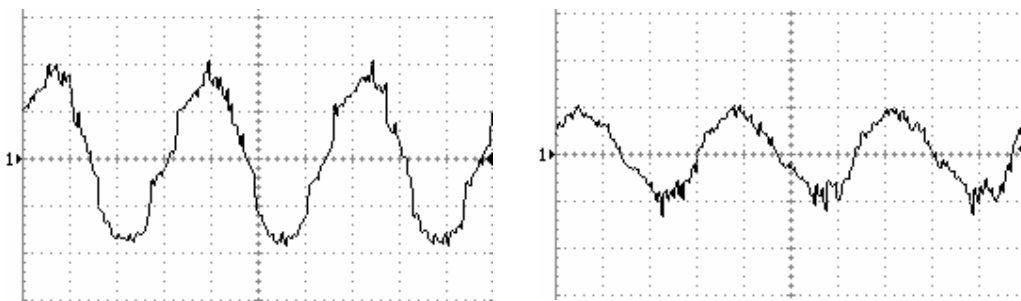


Figura 4.13: Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 57.

La gráfica anterior evidencia una compensación aceptable. Inconforme con estos resultados, se disminuye el coeficiente de modulación en frecuencia a 21 obteniendo una mejor respuesta. Para este caso, se realiza el análisis de contenido armónico en la señal compensada.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

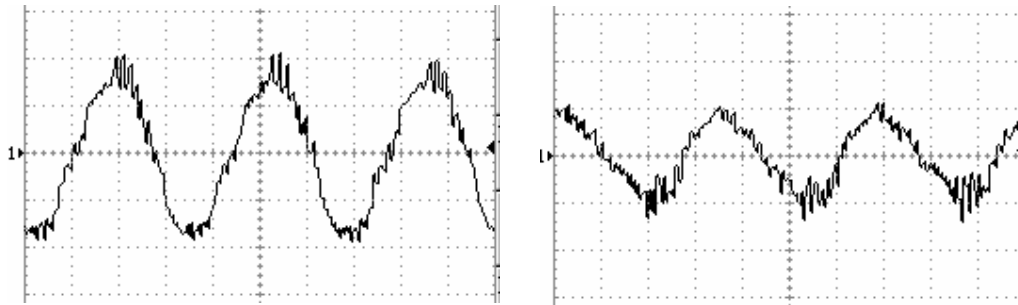


Figura 4.14: Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 21.

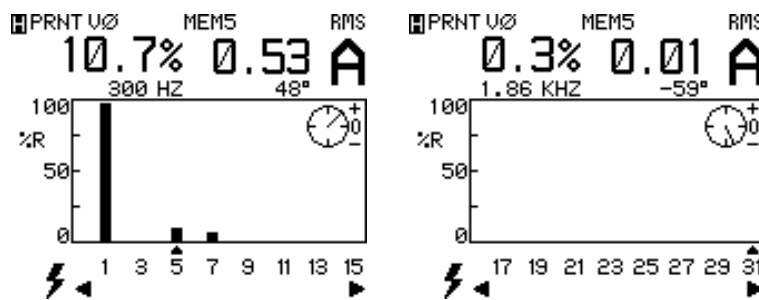


Figura 4.15: Componentes armónicas de la corriente compensada con CMF 21.

4.2.2.2 SEGUNDA CARGA

Carga RL: resistencia 330Ω e inductancia de 280mH , valor pico de la corriente 1A . Inicialmente se muestra la tensión de línea en el punto de conexión de la carga, la corriente y su contenido armónico.

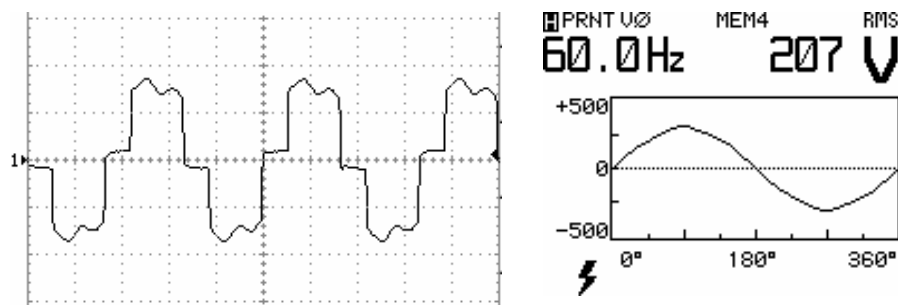


Figura 4.16: Corriente en la carga y voltaje de la fuente.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

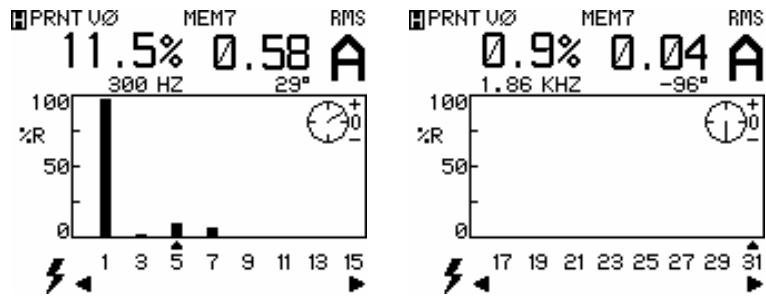


Figura 4.17: Componentes armónicas de la corriente de carga.

Dejando el coeficiente de modulación en frecuencia en un valor fijo igual a 21, se realizan modificaciones en el valor de la bobina de acople tomando resultados en cada caso. De la prueba en baja tensión, se aprecia una dependencia de los resultados con el valor de la bobina. Los resultados de la prueba en alta tensión para la primera carga (0.5A), se obtuvieron para un valor de 24mH.

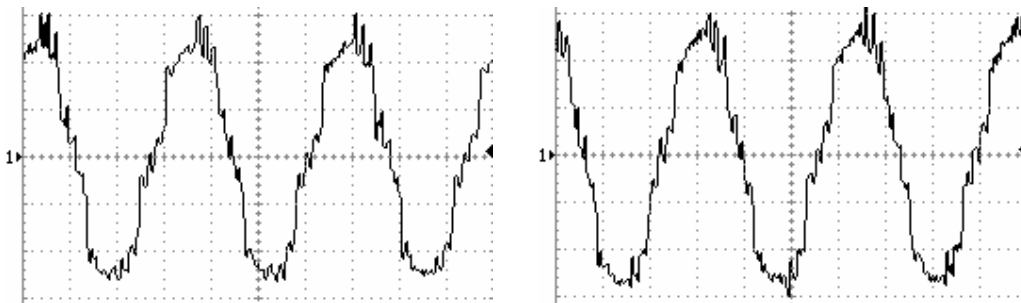


Figura 4.18: Corrientes compensadas con 24mH y 17mH.

A medida que disminuye el valor de la bobina de acople se obtienen mejores resultados, obteniendo finalmente la mejor respuesta para un valor de 11mH. Para este caso, se realiza el análisis de contenido armónico en la señal compensada.

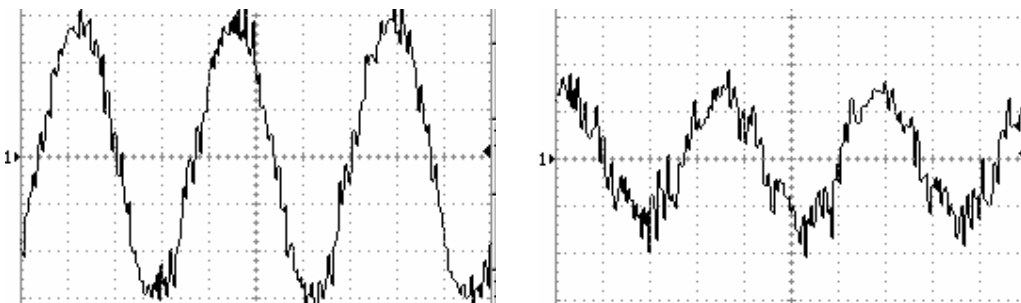


Figura 4.19: Corriente compensada y corriente de inyección con CMF 21 e inductancia de acople de 11mH.

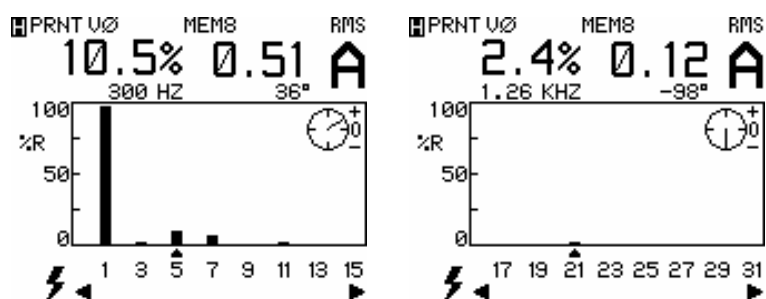


Figura 4.20: Componentes armónicas de la corriente compensada para el caso anterior.

4.2.2.3 CONCLUSIÓN PRUEBA DE ALTA TENSION

En baja tensión, se obtuvo buenos resultados para un coeficiente de modulación en frecuencia igual a 57. Sin embargo, los mejores resultados en alta se obtuvieron para un coeficiente igual a 21. Este comportamiento es aceptable, ya que en alta tensión los dispositivos semiconductores del inversor de potencia presentan un mayor grado de exigencia y no responden de la misma manera como lo harían a baja tensión a pesar de trabajar a la misma frecuencia.

Se realizaron pruebas para corrientes de carga de 0.5A y 1A. La tendencia es que a medida que aumenta la carga, el valor de la bobina de acople para la cual se obtiene mejores resultados disminuye. Esta tendencia es aceptable, sabiendo que en la literatura el valor de bobina es generalmente menor a 5mH. También, se realizó pruebas para una corriente de carga de 1.8A aunque no se incluyó en el documento, y para la menor reactancia disponible (11mH) no se obtuvo resultados satisfactorios en la compensación. En el prototipo se dispone de una bobina que según el punto de conexión puede entregar tres valores de reactancia: 11mH, 17mH ó 24mH.

En los resultados en alta tensión, es evidente que la amplitud de la señal compensada es mayor que la amplitud de la señal previa a la compensación. Dos variantes para este problema son: la atenuación de las corrientes de referencia que son aquellas obtenidas mediante la estrategia de compensación de armónicos y, modificaciones en la amplitud de la portadora. Estas dos variantes fueron implementadas con resultados negativos.

El desempeño del filtro digital necesario para obtener las componentes a compensar de acuerdo a una teoría generalizada de potencia, afecta la compensación así como la amplitud de la corriente compensada. Veamos esta afirmación comparando las siguientes gráficas.

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

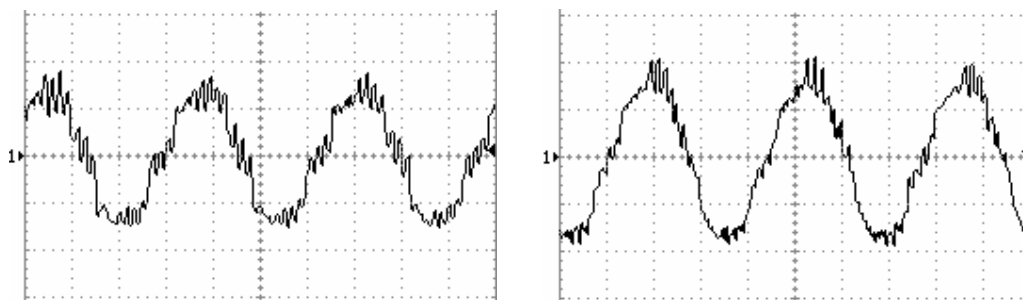


Figura 4.21: Análisis incidencia filtro digital en los resultados.

Las gráficas anteriores muestran la compensación de armónicos para una carga conectada a 200V tensión de línea y que consume 0.5A. La señal que mejor guarda una relación con una señal sinusoidal es la gráfica de la derecha. La primera (izquierda), es una gráfica con un filtro digital que introduce un valor dc en la compensación y la segunda, es un filtro que funciona adecuadamente. Esto quiere decir que funciona sin generar retardos o componentes dc en el lazo de compensación.

La respuesta deseada respecto a amplitud es la primera porque es un valor más acorde a la amplitud de la señal antes de la compensación. Y respecto a compensación de armónicos es la segunda (derecha). Este análisis descarta la posibilidad de afectar el comportamiento del filtro digital para atenuar la amplitud de la señal compensada, porque disminuyen los efectos en la compensación.

Para concluir se anexa una tabla que resume las pruebas realizadas, la bobina para la cual se obtiene los mejores resultados y la tensión del bus de continua en régimen permanente para cada caso.

| PRUEBA | CORRIENTE PICO [A] | BOBINA [mH] | VOLTAJE BUS [V] |
|--------------|--------------------|-------------|-----------------|
| BAJA TENSIÓN | 0.5 | 6 | 38 |
| ALTA TENSIÓN | 0.5 | 24 | 212 |
| | 1.0 | 10 | 235 |

Tabla 4.1: Resumen de las pruebas.

Conclusiones

Los resultados de simulación respecto al comportamiento de la tensión en el condensador difieren mucho de los obtenidos en forma experimental. Luego es necesario realizar estudios sobre el modelamiento de los filtros activos para obtener un modelo con un mejor comportamiento, y facilitar así el desarrollo e implementación de algoritmos de control.

Se implementó el control lineal-pwm como técnica de control de corriente utilizando portadora triangular. En este controlador hay dos parámetros de control: amplitud y coeficiente de modulación en frecuencia. El coeficiente de modulación incide sobre el contenido armónico de la señal compensada, debido a la presencia de una banda de frecuencias centrada en el coeficiente de modulación. A su vez, la amplitud de la portadora tiene efectos sobre la compensación y la tensión en el condensador. Pruebas realizadas indican que para amplitudes grandes se incrementa notablemente la tensión en el bus de continua; y para amplitudes pequeñas, se obtiene una compensación no satisfactoria. Con una selección adecuada de estos parámetros, se tienen muy buenos resultados.

La función de la bobina como elemento de acople en un filtro activo paralelo, consiste en sintetizar las corrientes de referencia a partir de las conmutaciones de los dispositivos semiconductores. Tiene también funcionamiento como filtro pasivo al atenuar las componentes de alta frecuencia, y definir la magnitud y el rizado de las corrientes de inyección. En general, el valor de la inductancia está limitado a valores inferiores a 5mH y se debe escoger considerando el consumo de corriente en la carga.

En los resultados obtenidos, sobre todo en las pruebas de alta tensión, se aprecia que la magnitud de la señal compensada es mayor que la amplitud de la señal previa a la compensación. Respecto a este problema se realizaron las siguientes variantes: a) atenuación de las corrientes de referencia que son aquellas obtenidas mediante la estrategia de compensación de armónicos, b) modificaciones en la amplitud de la portadora y c) cambios en el diseño del filtro digital; todos los cambios con resultados negativos. La implementación futura de otra técnica de control de corriente puede ser un punto de comparación para justificar este problema.

El desempeño del filtro digital necesario para obtener las componentes a compensar de acuerdo a una teoría generalizada de potencia, afecta la compensación así como la amplitud de la corriente compensada. Entre los criterios de diseño del filtro digital además de un buen comportamiento en frecuencia, están mínimo consumo de ciclos de instrucción y retardo mínimo. Un retardo a causa del funcionamiento del filtro digital establece un desfase en

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

la acción de compensación; quiere decir que las corrientes de compensación no van a actuar en el instante para el cual fueron calculadas. Los ciclos de instrucción necesarios para el cálculo del filtro digital en el controlador dependen del orden del filtro, y el orden, del tipo de respuesta.

Tratando de mejorar los resultados se implementó una acción de control proporcional sobre la tensión del condensador. A pesar de que el controlador sigue la referencia, para ninguna modificación en sus parámetros se logran mejorar los resultados previos. En la simulación se aprecia que la tensión del bus sigue una referencia en lazo abierto, lo que también sucede en la práctica. Sin embargo, se justifica la implementación de un método de control que garantice un valor adecuado de la tensión en el condensador y con ello, la estabilidad del sistema.

Un parámetro a considerar en la conmutación de los dispositivos del puente inversor son los «tiempos muertos». Este valor se debe ajustar de acuerdo a las especificaciones de los semiconductores, para introducir un retardo y evitar que en las transiciones dos dispositivos de la misma rama queden en estado de conducción. Aunque las transiciones ocurren en intervalos muy pequeños, los cortos que se pueden ocasionar fallas inmediatas a potencia alta, o deterioro progresivo de dispositivos y redes de protección, y una mala compensación.

Futuras líneas de investigación

El prototipo obtenido mediante este proyecto es un primer paso en la búsqueda de soluciones prácticas al problema de la presencia de armónicos. Después del estudio de esta temática y el planteamiento de alternativas, se ha dado paso a la construcción de soluciones. Es sólo el comienzo de desarrollos posteriores de software y de hardware para mejorar el desempeño del filtro activo.

En hardware se pueden realizar trabajos orientados a:

- a) Diseño y construcción de un inversor de potencia trifásico de tres ramas de mejor desempeño.
- b) Inversor basado en topologías multinivel.
- c) Elaboración de un driver de lógica directa.
- d) Etapa de alimentación para el DSP a partir del mismo módulo.
- e) Construcción de bobinas de acople con valor menor a 5mH y con capacidad para manejar corrientes hasta de 30A.
- f) Controlador de corriente análogo implementando banda fija de histéresis.
- g) Cambios en la carga. Cargas desbalanceadas, con y sin presencia de neutro.
- h) Implementación de una interfaz gráfica.
- i) Construcción de un SVC (Static Var Compensation).

Respecto al software se puede:

- a) Cambiar de controlador. Se sugiere FPGA's.
- b) Cambiar de variable de compensación (potencia reactiva, factor de potencia).
- c) Implementar otras estrategias de compensación de armónicos y realizar un análisis comparativo utilizando cargas balanceadas y desbalanceadas, con y sin neutro.
- d) Utilizar otras técnicas de control de corriente.
- e) Implementar sistemas de seguimiento para realizar aplicaciones con estrategias como la Teoría PQ Modificada y el Método de Referencia Síncrono. Además son un elemento necesario en desarrollos para la corrección del factor de potencia.
- f) Diseño e implementación de un filtro digital en el DSP utilizando lenguaje ensamblador.
- g) Estudios de compensación selectiva de armónicos.
- h) Sistema de control para un inversor multinivel en la compensación de armónicos.

Bibliografía

- [1] CASTELBLANCO, Nelfor; GÉLVEZ, Julio y ORDOÑEZ, Gabriel. Compensación de Armónicos de Corriente Con Filtros Activos Controlados Con DSP. En: III Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica SICEL 2005 Bogotá D.C., Colombia. Noviembre 16-18 de 2005.
- [2] PIGAZO, Alberto. Método de Control de Filtros Activos de Potencia Paralelo Tolerante a Perturbaciones de la Tensión de Red. Tesis Doctoral. Universidad de Cantabria, Santander, España. Junio de 2004.
- [3] MURILLO, Duberney y PARDO, Gustavo. Estudio Comparativo de las Teorías más Importantes para la Compensación de Armónicos en Sistemas de Potencia. Tesis de Pregrado. Universidad Tecnológica de Pereira, Diciembre de 2004.
- [4] CADAVID, Julián y MARULANDA, Jesser. Control por Histéresis de los Filtros Activos de Potencia. Tesis de Pregrado. Universidad Tecnológica de Pereira, Diciembre de 2008.
- [5] KALE, M. and OZDEMIR, E. An Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter. En: Electric Power Systems Research. Vol. 73, pp. 113-119, Sep. 2004
- [6] TORRES, Carlos. Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico Controlado por PWM. Tesis de Pregrado. Universidad Tecnológica de Pereira, Agosto de 2006.
- [7] SPECTRUM DIGITAL, eZdsp™F2812 Technical Reference, September 2003.

Anexo

Controlador Digital del Sistema

Un filtro activo de potencia está conformado por cinco elementos: el inversor de potencia, el elemento de enlace, el elemento almacenador de energía, los circuitos de acondicionamiento y el controlador. Los primeros cuatro elementos son hardware mientras que el controlador consiste de un programa que se ejecuta sobre un procesador (software). A continuación se describen las principales características del controlador utilizado.

A.1 DSP

DSP es el acrónimo de **Digital Signal Processor**, que significa Procesador Digital de Señal. Un DSP es un sistema basado en un procesador o microprocesador que posee un juego de instrucciones, un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieren operaciones numéricas a muy alta velocidad. Un DSP puede trabajar con varios datos en paralelo y un diseño e instrucciones específicas para el proceso digital. Los fabricantes más importantes son Texas Instruments, Analog Devices y Motorola.

A.2 DSP TMS320F2812

Texas Instruments ofrece una gama de DSP's que se divide en tres plataformas: C6000, C5000 y C2000. Las dos primeras están orientadas al mundo del tratamiento digital de imágenes y sonido, aplicaciones de telefonía y comunicaciones, mientras que la plataforma C2000 está diseñada para aplicaciones de control de motores, convertidores y otros elementos similares.

El controlador del filtro activo consta de un programa que se ejecuta sobre el DSP TMS320F2812. El DSP TMS320F28xx de Texas Instruments es la última versión de la familia C2000. Tiene 32 bits de palabra de instrucción y de datos, acumulador de 64 bits, memoria Flash de 128k x 16, soporte multiproceso, 150 MIPS. Incluyen pines de entrada-salida, modulación de ancho de pulso (PWM) de ciclo y frecuencia variable, convertidor análogo-digital (ADC), interfase de comunicación serial (SCI), interfase periférica-serial (SPI), protocolo CAN.

A.3 eZdspF2812

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

La tarjeta de desarrollo eZdspF2812 incorpora en un módulo de evaluación el F2812. Una tarjeta de desarrollo es una tarjeta en la cual se han integrado junto al DSP algunos elementos importantes para poder utilizarlo; memorias RAM para manejo de datos, algunos leds para conocer estados, un puerto paralelo para comunicación con el PC, etc. Se han integrado elementos necesarios para el funcionamiento no aislado del procesador y su interacción con el medio y los usuarios.

Las principales características del eZdspF2812 [7]:

- Procesador Digital de Señal TMS320F2812
- Velocidad 150 MIPS
- Memoria RAM 18k x 16
- Memoria SRAM 64k x 16
- Memoria FLASH 128k x 16
- Reloj de 30 MHz
- 2 Conectores de expansión (Análogo, I/O)
- 5V de operación mediante adaptador AC
- Herramienta de desarrollo Code Composer Studio
- Controlador IEEE 1149.1 JTAG
- Conector de emulación IEEE 1149.1 JTAG

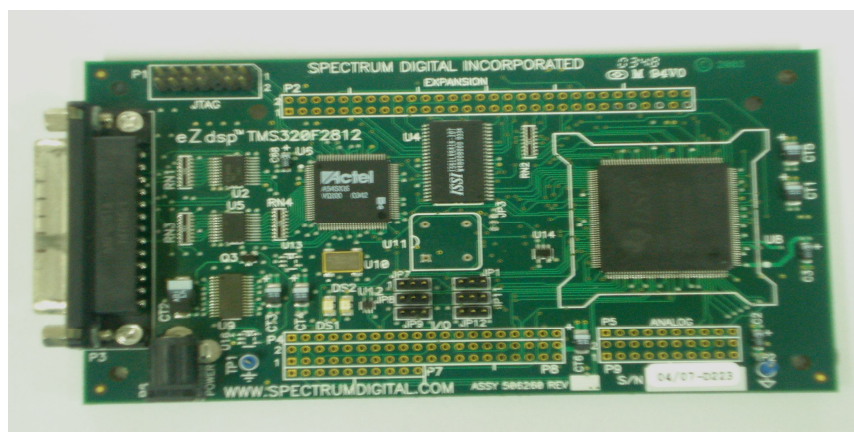


Figura A.1: Tarjeta de desarrollo eZdspF2812.

La tarjeta provee fácil acceso a numerosos pines del chip a través de los conectores P1 a P9.

| CONECTOR | FUNCIÓN |
|----------|---|
| P1 | Interfase JTAG |
| P2 | Módulo de expansión |
| P3 | Puerto paralelo/Controlador de interfase JTAG |
| P4/P8/P7 | Interfase I/O |
| P5/P9 | Interfase análoga |
| P6 | Conector energía |

Tabla A.1: Descripción de conectores tarjeta eZdspF2812.

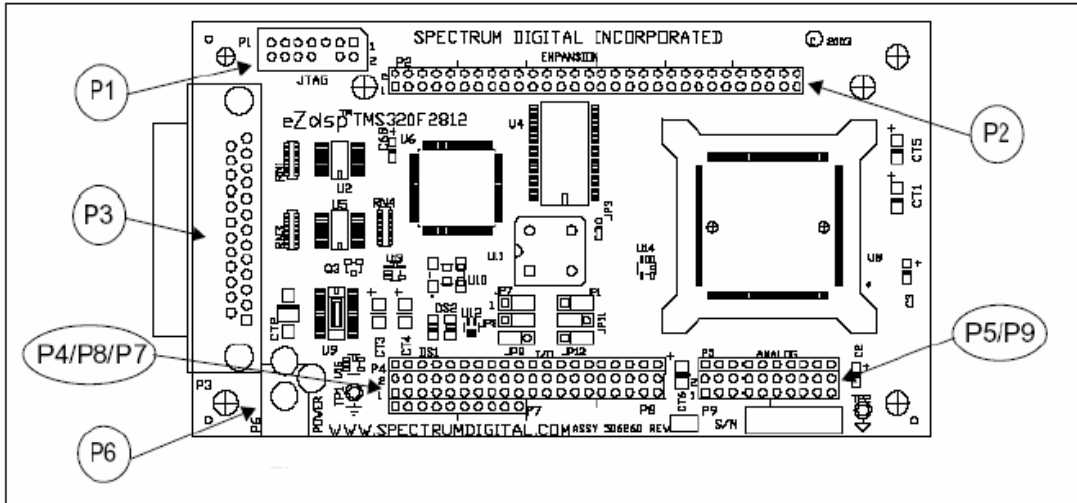


Figura A.2: Posición de conectores tarjeta eZdspF2812.

A.4 PROGRAMACIÓN

Un DSP se puede programar tanto en ensamblador como en C. Cada familia de DSP tienen su propio lenguaje ensamblador y sus propias herramientas suministradas por el fabricante. En los últimos tiempos hay otros fabricantes que están intentando que sus aplicaciones programen también DSP como son Matlab y LabView.

Para la programación del DSP existen dos posibilidades, una es programar en C y la otra es programar directamente en lenguaje ensamblador del DSP. Programar en C tiene la ventaja de que es un lenguaje de alto nivel, relativamente fácil de programar y ampliamente difundido. Además, Texas Instruments dispone de una amplia gama de librerías con muchas funciones y utilidades ya programadas específicamente para el DSP. El gran problema que tienen los programas escritos en C, es que cuando se traducen al código máquina, resultan códigos poco eficientes.

Esta falta de eficiencia se puede solucionar escribiendo el programa en ensamblador. Desde este lenguaje la traducción a código máquina es directa, resultando programas muy eficientes. El inconveniente de programar en ensamblador es su complejidad, sobretodo por el gran número de instrucciones

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

de que se dispone, y que éstas son exclusivas para cada DSP, pudiendo cambiar incluso entre DSP's de la misma familia.

El código de este proyecto fue desarrollado en Code Composer Studio (ambiente de programación de Texas Instruments para tarjetas de desarrollo de procesadores digitales de señal) en lenguaje C y descargado al F2812 para ser ejecutado en tiempo real y controlar el contenido armónico en un sistema de prueba.

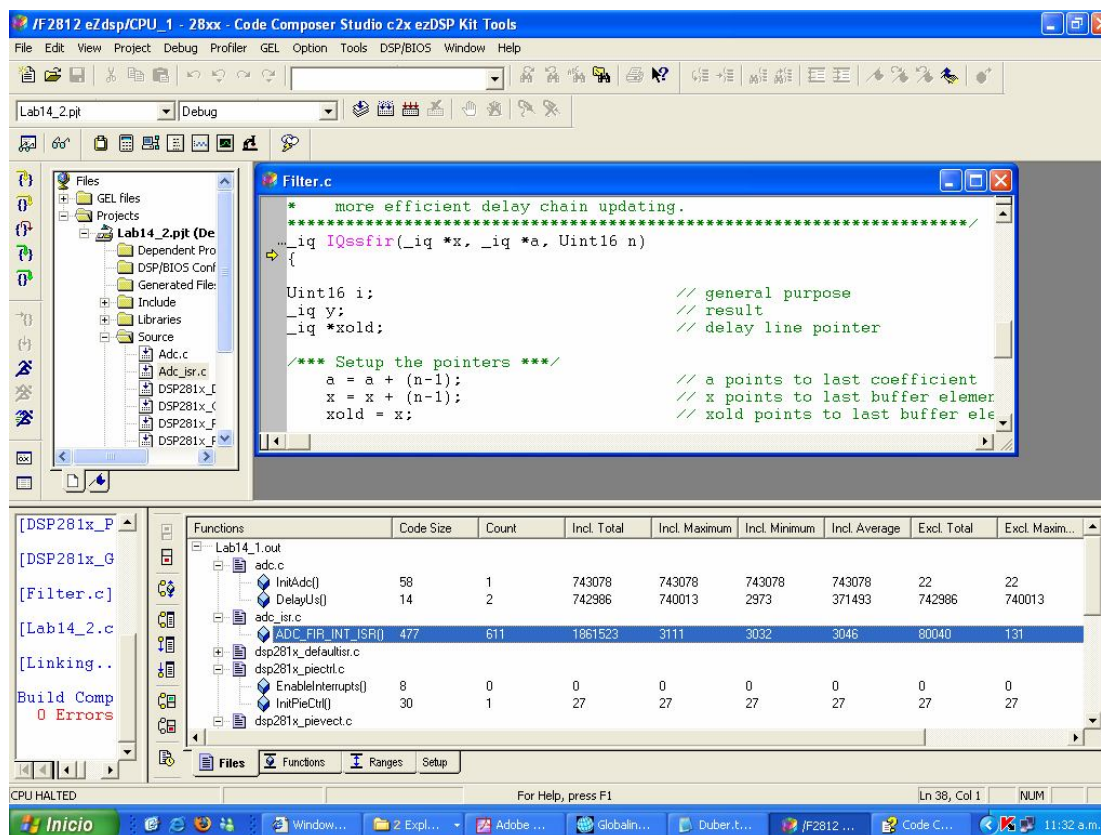


Figura A.3: Code Composer Studio.

A.5 SOFTWARE DE DESARROLLO

Para poder realizar la programación del DSP es necesario contar con las herramientas apropiadas. La tarjeta de desarrollo se vende con el programa Code Composer Studio, el cual es un ambiente de trabajo que permite escribir, compilar, simular, realizar la depuración, trasladar el algoritmo al lenguaje que entiende el DSP y cargarlo sobre la tarjeta. En sí, Code Composer Studio es una interfaz estándar tipo windows que posee menus, barras de herramientas que ayudan a construir y revisar aplicaciones en tiempo real.

La figura A.3 muestra una vista general del Code Composer Studio. En ella se observa a la izquierda una ventana en la que se ha declarado el proyecto (el

COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS CON UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

que actualmente se está trabajando) y los diferentes módulos que éste posee. Los módulos están formados por los archivos en C, librerías de funciones, archivos "include" y otros más específicos a la aplicación que se esté realizando. La ventana principal puede mostrar el editor de texto que se utiliza para escribir el código, un mapa de la memoria de programa y/o datos, etc.

Code Composer Studio dispone de una herramienta, el Real Time que permite visualizar los valores de variables del DSP en tiempo real y de forma continua, además puede mostrar gráficos de variables utilizadas en el DSP. Y otra herramienta muy importante, es que permite programar la memoria flash del DSP.