

**FILTRO ACTIVO. CONTROL EN MODO CORRIENTE DEL PUENTE INVERSOR
TRIFÁSICO**

**CHRISTIAN MAURICIO NAVAS MUÑOZ
CLAUDIA LILIANA PACHECO LUENGAS**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2006

**FILTRO ACTIVO. CONTROL EN MODO CORRIENTE DEL PUENTE INVERSOR
TRIFÁSICO**

**CHRISTIAN MAURICIO NAVAS MUÑOZ
CLAUDIA LILIANA PACHECO LUENGAS**

Proyecto de grado para optar el título de Ingeniero Electrónico

Director:

**JULIO AUGUSTO GÉLVEZ FIGUEREDO
Magíster Ingeniero Electricista**

Codirector:

**NELFOR CASTELBLANCO RODRÍGUEZ
Magíster Ingeniero Electricista- Electrónico**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2006

DEDICATORIA

A mi madre por sus sabias palabras y su cariño
A mi padre por su incondicional apoyo y comprensión
A mis hermanos porque siempre han estado ahí para mi
Y sobretodo a Dios por permitirme culminar con éxito este proyecto

AGRADECIMIENTOS

A Nelfor Castelblanco, co-director del proyecto no solo por su apoyo y asesoría, sino por sus enseñanzas, aportes valiosos para mi desarrollo personal y profesional.

A Julio Gélvez Figueredo, docente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones por la colaboración prestada como Director, durante el desarrollo y presentación de este trabajo.

A mi amigo Christian por su tenacidad y entrega, virtudes que no me dejaron desfallecer.

A mis amigas, las incondicionales por brindarme en todo momento su cariño y confianza.

Claudia Liliana

DEDICATORIA

A mi mamá por su cariño y comprensión durante todos estos años.
A mi papá y mi hermano, fuentes de apoyo y ejemplo en la búsqueda de ser un
buen ingeniero y una gran persona.
A mis amigos, los verdaderos, los que siempre creyeron en mi y estuvieron a mi
lado.

AGRADECIMIENTOS

A Nelfor Castelblanco, co-director del proyecto por estar presente en todo momento durante el desarrollo del proyecto, brindándonos su conocimiento, su guía y su colaboración

A Julio Gélvez Figueredo, docente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, director del proyecto, por su colaboración y orientación para el desarrollo de la tesis.

A mi compañera de proyecto Claudia Liliana Pacheco por ser, más que una compañera, una amiga y por brindarme en todo momento su confianza y su apoyo.

A amigas como Silvia y Gladys por su amistad incondicional a lo largo de todo este tiempo, por su compañía y por brindarme siempre su alegría y su confianza.

Christian Navas

CONTENIDO

| | Pág. |
|---|------|
| INTRODUCCIÓN | 16 |
| 1. GENERALIDADES | 21 |
| 1.1 FILTROS PASIVOS | 22 |
| 1.1.1 Filtro pasivo en serie | 23 |
| 1.1.2 Filtro pasivo en paralelo | 24 |
| 1.2 FILTROS ACTIVOS | 25 |
| 1.2.1 Filtro activo en paralelo | 26 |
| 1.2.2. Filtro activo en serie | 27 |
| 1.3 FILTROS HÍBRIDOS | 34 |
| 2. TÉCNICAS DE CONTROL DE CORRIENTE | 37 |
| 2.1 CONTROL LINEAL DE CORRIENTE | 40 |
| 2.2 CONTROL PREDICTIVO | 42 |
| 2.3 CONTROL POR HISTÉRESIS | 43 |
| 2.4 CONTROL DESLIZANTE DE CORRIENTE | 45 |
| 2.5 REDES NEURONALES | 46 |
| 3. CONTROL POR HISTÉRESIS | 48 |
| 3.1 DESCRIPCION GENERAL | 48 |
| 3.2 COMPONENTES DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS | 51 |
| 3.2.1 Comparadores | 52 |
| 3.2.2 <i>Latches</i> | 54 |
| 3.2.3 <i>Buffer</i> | 56 |
| 3.3 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL | 56 |
| 3.3.1 Corriente “instantánea” (medida de la sonda de efecto Hall) | 56 |
| 3.3.2 Corriente de “referencia” (dada por la plataforma DSP) | 59 |
| 3.4 SELECCIÓN DE LAS BOBINAS DE ACOPLE | 62 |
| 4. PRUEBAS Y RESULTADOS | 68 |

| | |
|--|----|
| 4.1 PRUEBA DE LA TÉCNICA DE CONTROL DE CORRIENTE | 68 |
| 4.2 PRUEBAS AL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA | 71 |
| 4.3 RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN | 80 |
| 5. CONCLUSIONES, APORTES Y TRABAJOS FUTUROS | 84 |
| 5.1 CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES | 84 |
| 5.2 APORTES | 85 |
| 5.3 TRABAJO FUTUROS | 87 |
| BIBLIOGRAFIA | 88 |
| ANEXOS | 90 |

LISTA DE FIGURAS

| | Pág. |
|---|-------------|
| Figura 1. Diagrama general de un filtro activo trifásico paralelo | 18 |
| Figura 2. Diagrama de un filtro pasivo en serie | 23 |
| Figura 3. Configuración con inductancia limitadora | 23 |
| Figura 4. Filtro pasivo en paralelo | 24 |
| Figura 5. Filtro activo en paralelo | 27 |
| Figura 6 Filtro activo en serie | 28 |
| Figura 7. Inversor con fuente de tensión | 29 |
| Figura 8. Inversor con fuente de corriente | 30 |
| Figura 9. Esquema de un inversor de tres ramas en puente completo TLFB (<i>Three-Leg Full-Bridge</i>) | 31 |
| Figura 10. Esquema de un inversor de tres ramas con condensador partido TLSC (<i>Three-Leg Split-Capacitor</i>) | 32 |
| Figura 11. Esquema de un inversor de cuatro ramas en puente completo FLFB (<i>Four-Leg Full-Bridge</i>) | 33 |
| Figura 12. Filtro híbrido A: activo y pasivo en paralelo | 35 |
| Figura. 13. Filtro híbrido B: activo y pasivo en serie | 35 |
| Figura 14. Filtro híbrido C: activo en serie conectado en serie con un pasivo en paralelo | 36 |
| Figura 15. Diagrama general de un filtro activo en paralelo | 38 |
| Figura 16. Elementos reactivos del convertidor de un filtro activo | 39 |
| Figura 17. Control lineal de corriente de una sola fase | 40 |
| Figura 18. Control lineal de corriente trifásico | 41 |
| Figura 19. Diagrama de bloques del esquema de control predictivo | 42 |
| Figura 20. Esquema del control por histéresis | 43 |
| Figura 21. Principio de conmutación para la técnica de histéresis | 44 |

| | |
|---|----|
| Figura 22. Controlador básico en redes neuronales | 47 |
| Figura 23. Esquema del filtro activo | 49 |
| Figura 24. Rama monofásica del puente inversor | 50 |
| Figura 25. Controlador de histéresis | 51 |
| Figura 26. Circuito controlador por histéresis | 53 |
| Figura 27. <i>Latch</i> | 54 |
| Figura 28. Columna de transistores de una rama del puente inversor | 55 |
| Figura 29. Principio del control de corriente por histéresis | 55 |
| Figura 30. Sonda de efecto Hall (LEM LA 55-P) | 57 |
| Figura 31. Esquema interno de la sonda de efecto Hall | 58 |
| Figura 32 Acondicionamiento de la señal proveniente de la sonda de efecto Hall | 58 |
| Figura 33 Acondicionamiento de la señal compensatoria | 59 |
| Figura 34. Esquema del filtro activo | 60 |
| Figura 35. Sonda de tensión de efecto Hall (LEM LV 20-P) | 61 |
| Figura 36. Diagrama equivalente del circuito interno de la sonda y diagrama de conexión | 61 |
| Figura 37 Acondicionamiento de señal proveniente de la sonda de tensión | 62 |
| Figura 38 Corriente inyectada por una rama del inversor | 65 |
| Figura 39. Oscilograma de la onda de referencia (Onda a seguir). | 68 |
| Figura 40. Esquema del sistema para pruebas de la técnica de control | 69 |
| Figura 41. Oscilograma de la onda de referencia a seguir (azul) y onda generada por la técnica de control por histéresis (rojo) | 70 |
| Figura 42. Superposición de las ondas | 70 |
| Figura 43. Esquema del sistema para pruebas de laboratorio del filtro activo | 71 |
| Figura 44. Tensión de red (V_F) y corriente de la carga sin filtro activo (I_L) | 72 |
| Figura 45. a) Onda compensatoria de la fase b (superior) y de la fase c (inferior) | 73 |
| b) Onda compensatoria de la fase a (superior) y de la fase c (inferior). | 73 |
| Figura 46. a) Onda de referencia (superior) y onda generada por la técnica de control con un ancho de banda de histéresis de 0,2V | 74 |
| b) error de seguimiento $V_{ref} - V_{hist}$. | 74 |

| | |
|---|----|
| Figura 47. a) Onda de referencia (superior) y onda generada por la técnica de control con un ancho de banda de histéresis de 0,1V | 75 |
| b) error de seguimiento $V_{ref} - V_{hist}$ | 75 |
| Figura 48 a) Onda de referencia (superior) y onda generada por la técnica de control con un ancho de banda de histéresis de 0,08V | 75 |
| b) error de seguimiento $V_{ref} - V_{hist}$ | 75 |
| Figura 49. Pulsos de “disparo” para los transistores de la columna A del puente inversor | 77 |
| Figura 50. Pulsos de “disparo” para los transistores de la columna B del puente inversor | 77 |
| Figura 52. Pulsos de salida del puente | 78 |
| Figura 53. Onda compensatoria (I_C) (superior) y onda de corriente de la carga (I_L) | 79 |
| Figura 54. Compensación (superior) y onda de referencia I_C (inferior) | 80 |
| Figura 55. Onda de corriente de la carga (I_L) | 80 |
| Figura 56. Espectro de la onda de corriente de la carga | 81 |
| Figura 57. Onda compensatoria (I_C) | 81 |
| Figura 58. Espectro de la onda compensatoria | 82 |
| Figura 59. Onda generada por la fuente trifásica (I_F) | 82 |
| Figura 60. Espectro de la onda generada por la fuente trifásica | 83 |

LISTA DE TABLAS

| | Pág. |
|---|-------------|
| Tabla 1 Ficha técnica de la bobina de acople | 67 |
| Tabla 2. Error de seguimiento de los distintos anchos de la banda de histéresis | 76 |

LISTA DE ANEXOS

| | Pág. |
|-----------------------------|-------------|
| ANEXO A. DISEÑO DE TARJETAS | 91 |

RESUMEN

TÍTULO:

FILTRO ACTIVO. CONTROL EN MODO CORRIENTE DEL PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO*.

AUTORES:

CHRISTIAN MAURICIO NAVAS MUÑOZ
CLAUDIA LILIANA PACHECO LUENGAS**

PALABRAS CLAVES:

Calidad de energía eléctrica, compensación armónica, filtro activo paralelo, control por histéresis.

DESCRIPCION:

En los últimos años se han incrementado los esfuerzos por el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica. Debido al constante aumento de dispositivos y equipos electrónicos, el contenido armónico en la redes es significativo y preocupante.

El filtro activo de potencia es una herramienta que permite no solo la compensación de armónicos (perturbaciones más frecuentes), sino también la corrección de factor de potencia y en versiones avanzadas equilibrar sistemas desbalanceados. Su principio de funcionamiento se basa en la inyección de una corriente en contrafase a la red de alimentación que cancela los armónicos producidos por la carga. Esta herramienta presenta una solución dinámica en contraste con la sintonización fija de los filtros pasivos los cuales pueden presentar problemas de resonancia y pérdidas de sintonía.

Su complejidad radica en el diseño del mismo, pues debe ser capaz de detectar y aislar el contenido armónico de la carga, calcular las corrientes compensatorias de las mismas y controlar su fiel seguimiento.

En la Maestría en Ingeniería Área Electrónica, se está desarrollando un filtro activo trifásico de 5kVA para compensar armónicos de corriente de cargas trifásicas balanceadas. Este filtro activo está compuesto por un puente inversor, una inductancia de acople a la red, el elemento almacenador de energía del inversor, los dispositivos de acondicionamiento de las señales de potencia y finalmente el sistema de control.

Este proyecto tiene como objeto, implementar el control de corriente del filtro activo. Este controlador acondiciona las señales de tensión y corriente de la red para generar los pulsos de disparo de los semiconductores del inversor, mediante la comparación entre las señales compensatorias dadas por el DSP*** y las señales medidas de la red; Asimismo asegura el fiel seguimiento de las corrientes de compensación por medio de la técnica de histéresis trifásica.

* Proyecto de grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuelas de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.

Director Julio Gélvez Figueredo.

*** Proyecto realizado en maestría por Nelfor Castelblanco

ABSTRACT

TITLE:

ACTIVE FILTER. CURRENT CONTROL OF THE VSI *

AUTHORS:

CHRISTIAN MAURICIO NAVAS MUÑOZ

CLAUDIA LILIANA PACHECO LUENGAS**

KEY WORDS:

Quality of electrical energy, harmonic compensation, parallel active filter, control by hysteresis.

DESCRIPTION:

In last years the efforts by the improvements of the quality of the electrical energy have been increased. Due to the constant increase of devices and electronic equipment, the harmonic content in it networks is significant and worrisome.

The active filter power is a tool that allows no only to the harmonics compensations (more frequent disturbances), but also the correction of factor of power and in versions outputs to balance unbalanced systems. Its principle of operation is based on injection of a push-pull current to the feeding network that cancels the harmonic produced by the load. This tool presents a dynamic solution to the fixed tuning of the passive filters which can present problems of resonance and losses of syntony.

Its complexity is in the design of himself, because it must be able to detect and insolate the harmonic content of the load, to calculate the current compensatories of the same ones and to control his faithful pursuit.

In the Master in Engineering Electronic area, a three-phase active filter of 5kVA is being developed to compensate harmonic of current of balance three-phase loads. This active filter is made up of an investing bridge, an inductance of connects to the network, the storage element of energy of the investor, the devices of preparation of the power signals and finally the control system.

This project has like object, to implement the control of current of the active filter. This controller prepares the signals of tension and current of the network to generate the pulses of firing of the semiconductors of the investor, by means of the comparison between the signals compensatories given by the DSP*** and the measured signals of the network; Also he assures the faithful pursuit the currents of compensation by means of the technique of three-phase hysteresis.

* Degree Project

** School of Electrical Engineering. Director MPE Julio Gélvez Figueredo.

*** Project made in masters by Nelfor Castelblanco

INTRODUCCIÓN

En los últimos años la creciente inclinación por el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica, se ha visto reflejada en el interés que han puesto las compañías productoras y distribuidoras, los fabricantes de equipos y los consumidores finales, por la expansión de los avances tecnológicos y sus incidencias en factores reglamentarios y leyes reguladoras de la calidad de la energía eléctrica, con el objeto de optimizarla.

Sin embargo, para alcanzar el correcto funcionamiento de los sistemas de potencia, no solo se debe procurar la calidad de la tensión suministrada desde el lado de la fuente de alimentación trifásica, sino también es necesario tener en cuenta la calidad de las corrientes solicitadas por la carga. Es por ello, que los armónicos de tensión y de corriente son las perturbaciones más mitigadas, por presentarse en mayor o menor medida, en todos los sistemas de potencia.

Una herramienta para la mitigación de este tipo de perturbaciones, es el filtro activo de potencia (*APF= Active Power Filter*), que permite no solo la compensación de armónicos sino también, en versiones avanzadas, la corrección del factor de potencia y la compensación de los sistemas desbalanceados. Su principio de funcionamiento se basa en la inyección de una corriente en contrafase a la de la red de alimentación, que cancela los armónicos producidos por la carga. Este método presenta una solución dinámica en contraste con la sintonización fija de los filtros pasivos los cuales pueden presentar problemas de resonancia y pérdidas de sintonía; el filtro activo idealmente compensa todo el contenido armónico que pueda detectar y sintetizar, además no requiere ser sintonizado a alguna frecuencia especial, por el contrario, se amolda a cualquier tipo de carga y espectro de la red eléctrica. Su complejidad radica en el diseño del mismo, pues debe ser capaz de detectar y aislar el contenido armónico producido por la carga,

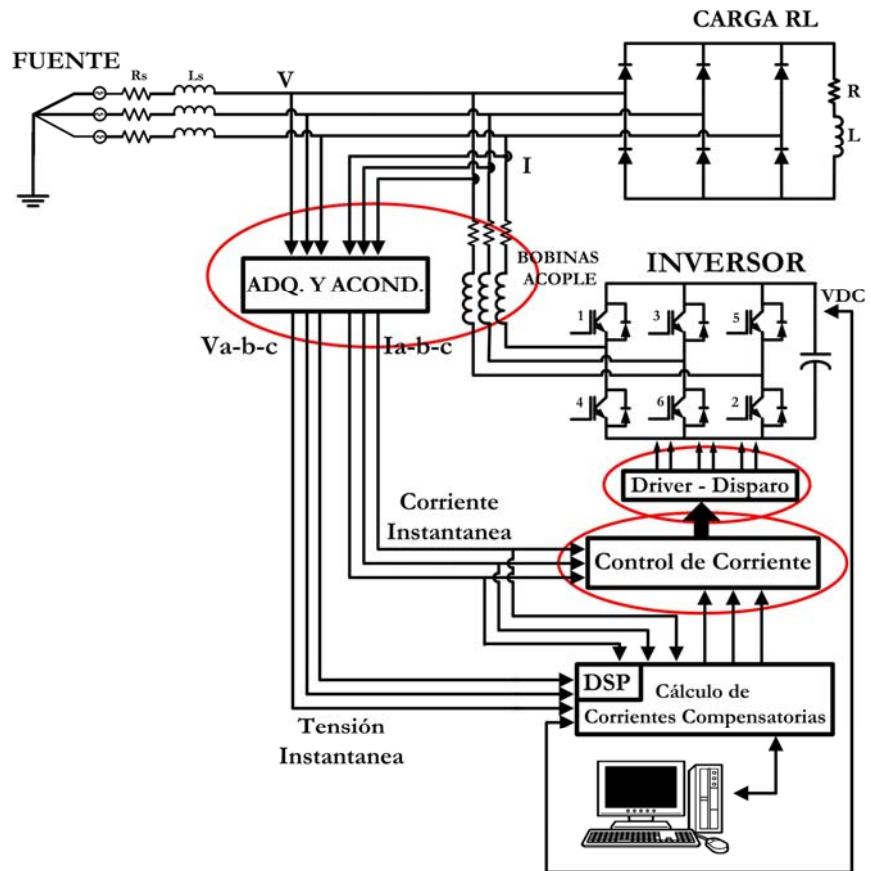
ser preciso en la reproducción de las corrientes compensatorias que administre a la red (fuente de alimentación) y controlar su fiel seguimiento.

En la Maestría en Ingeniería Área Electrónica se está desarrollando un filtro activo trifásico de 5kVA para la compensación de armónicos de corriente de cargas trifásicas no lineales balanceadas. Este filtro activo está compuesto por un convertidor de potencia o puente inversor, una inductancia de acople a la red, el elemento almacenador de energía del inversor, los dispositivos de acondicionamiento de las señales de potencia y finalmente el sistema de control.

El presente trabajo tiene como propósito implementar el control de corriente del filtro activo. Este controlador acondiciona las señales de tensión y corriente de la red para generar los pulsos de disparo de los semiconductores del inversor, mediante la comparación entre las señales compensatorias dadas por la unidad de procesamiento central DSP* y las señales medidas de la red; además garantiza el fiel seguimiento de las corrientes de compensación por medio de la técnica de histéresis trifásica, tal como se muestra en la figura 1.

* Proyecto realizado en maestría por Nelfor Castelblanco

Figura 1. Diagrama general de un filtro activo trifásico paralelo



Fuente: FILTROS ACTIVOS: CONTROL POR DSP DE UN FILTRO ACTIVO PARA LA COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS

OBJETIVOS

Objetivo General

Implementar el control en corriente de un puente inversor trifásico alimentado en tensión para compensar corrientes armónicas en aplicaciones de filtros activos de baja tensión y potencia.

Objetivos Específicos

- Implementar una técnica de control de corriente que genere los pulsos de disparo del inversor para garantizar que las corrientes de salida del filtro activo sigan fielmente las corrientes de referencia dadas por la plataforma DSP.
- Seleccionar e instalar las bobinas de acople que permitan convertir correctamente los pulsos de tensión PWM a la salida del puente inversor en la señal de corriente compensatoria que se inyecta a la red.
- Implementar el acondicionamiento necesario para adecuar las señales de tensión y corriente a los niveles propios del controlador de corriente y plataforma DSP.

ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

El capítulo 1 comenta algunas de las causas de los armónicos de corriente y por consiguiente, se aborda las diferentes estrategias existentes para la mitigación de armónicos en las redes eléctricas. De igual forma, profundiza el concepto de filtro activo y revisa las diferentes topologías del mismo.

El capítulo 2 presenta los diferentes métodos de control para la corriente de salida del puente inversor del filtro activo. En este capítulo se trata cada técnica de control con los aspectos más relevantes de las mismas, a fin de hacer una revisión general del estado del arte.

En el capítulo 3 se selecciona y expone la técnica de control que se va emplear para el manejo de los circuitos de disparo del inversor del filtro activo de potencia. Así mismo se presentará con detalle los aspectos concernientes al diseño del controlador. De igual forma se detallará el proceso de elección del valor de las inductancia de acople que permitan convertir los pulsos de tensión PWM a la salida del puente inversor en la señal de corriente compensatoria que se inyecta a la red.

El capítulo 4 expone las pruebas y los resultados realizados a la técnica de control propuesta, así como los prototipos empleados para tal fin.

Las observaciones y conclusiones se muestran en el capítulo 5.

La distribución de los dispositivos en los pcb's de los circuitos desarrollados para el presente trabajo se encuentran en el anexo.

1. GENERALIDADES

Los armónicos son tensiones o corrientes sinusoidales cuya frecuencia es un múltiplo entero de la fundamental. La combinación de los armónicos y la senoide de frecuencia fundamental, da lugar a formas de onda distorsionadas. Generalmente, las cargas no lineales son las causantes de la inyección de estos armónicos a las redes.

Los rectificadores monofásicos constituyen la principal fuente de distorsión de los consumos domésticos. Estos rectificadores generan formas de ondas distorsionadas y se utilizan como etapa de entrada de la mayoría de equipos electrónicos domésticos para obtener una tensión de continua. Las fuentes de alimentación conmutada de los computadores, las reactancias electrónicas para alumbrado con lámparas fluorescentes, las cocinas de inducción y los reguladores de velocidad de los sistemas de aire acondicionado, son ejemplo de estos equipos electrónicos de uso masivo que utilizan un rectificador como etapa de entrada. Otro tipo de fuente distorsionante pero a nivel industrial lo constituyen los variadores de velocidad para motores, entre otros.

Una de las opciones básicas para controlar esta circulación de corrientes armónicas, es la utilización de filtros que permitan derivar o bloquear los armónicos de corriente.

Un filtro armónico se podría entender como un dispositivo que presenta una variación en la impedancia en función de la frecuencia. La inserción de estos dispositivos en la red eléctrica modificará la respuesta en frecuencia del mismo, lo que permitirá alterar el camino de circulación de los armónicos de corriente.

Existen varias formas de clasificar los filtros armónicos, pero para efectos de este trabajo se clasificarán en tres categorías:

- Filtros pasivos
- Filtros activos
- Filtros híbridos

1.1 FILTROS PASIVOS

Los filtros pasivos son dispositivos formados por combinaciones serie o paralelo de elementos R, L, C. Estos presentan una buena relación costo-efectividad a pesar de su dependencia de la carga. Los filtros pasivos proveen un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas. De este modo, la corriente por la fuente es mucho más sinusoidal. Existen diferentes configuraciones de filtros pasivos, entre las más conocidas se encuentran:

- Filtro pasivo en serie
- Filtro pasivo en paralelo

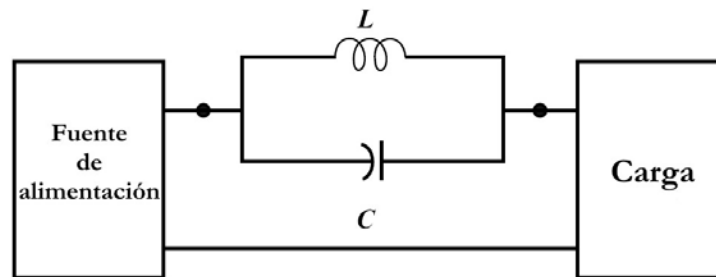
Cada uno de estos filtros presenta un campo de acción específico, donde la carga es quien limita esta aplicación, pues si la carga no lineal tiende a imponer la corriente solicitada por la red (rectificador con inductancia en el lado de continua), el uso de un filtro paralelo será la mejor opción, disminuyendo de esta forma la impedancia que presenta la red a las frecuencias seleccionadas, mejorando la forma de onda de tensión en el punto de conexión, si por el contrario la carga no lineal tiende a mantener constante la tensión en su punto de conexión a la red (rectificador con condensador en el lado de continua), el filtrado más idóneo será aquel que se realice en serie, pues aumentará las impedancias de la línea para las frecuencias seleccionadas, con lo que los armónicos de corriente a dichas frecuencias se verán fuertemente atenuados.

1.1.1 Filtro pasivo en serie. Esta configuración es popular en aplicaciones monofásicas para el propósito de minimizar el tercer armónico. También es capaz de filtrar otras frecuencias específicas sintonizadas. La figura 2 presenta el diagrama básico de un filtro pasivo en serie.

El filtro pasivo en serie provee alta impedancia a frecuencias sintonizadas, no introduce ninguna resonancia al sistema, no introduce armónicos de otras fuentes al sistema y mejora el factor de potencia. Entre sus desventajas se encuentra su poca efectividad a frecuencias no sintonizadas, el manejo de toda la corriente de carga y la alimentación exclusiva a cargas no lineales [1].

o

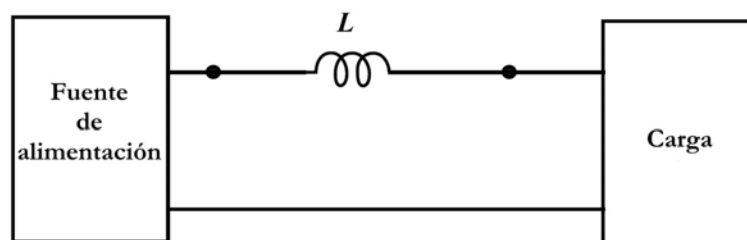
Figura 2. Diagrama de un filtro pasivo en serie



Fuente: The Power Electronics Handbook

Otra alternativa que utiliza la configuración serie para modificar las corrientes solicitadas por la carga es la colocación de inductancias limitadoras de en el lado de alterna, ver figura 3

Figura 3. Configuración con inductancia limitadora



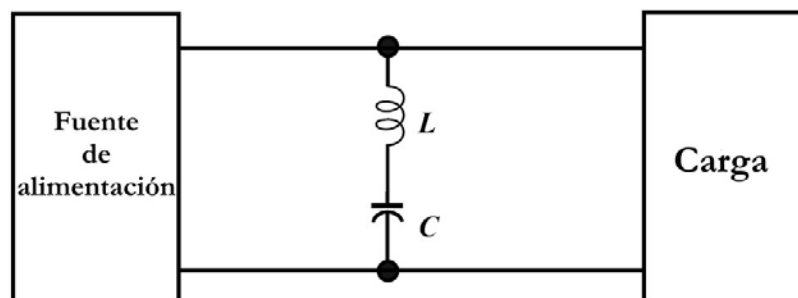
Fuente: The Power Electronics Handbook

Esta solución es sencilla, fiable y relativamente económica, no crea distorsión en el sistema y protege contra disturbios en la línea de suministro, aunque su efectividad es limitada, necesitándose inductancias de grandes dimensiones aumentando las caídas de tensión en las líneas, además de que solo mejora la distorsión armónica en un 40%. [1]

1.1.2 Filtro pasivo en paralelo. El filtro en paralelo, al igual que el serie, es capaz de filtrar frecuencias específicas sintonizadas como son el 5, el 7, el 11 armónico, etc. La figura 4 muestra el diagrama de un filtro pasivo en paralelo.

La misión del filtro pasivo en paralelo es la de ofrecer un camino de baja impedancia a los armónicos de corriente. Este tipo de filtro maneja solo la corriente armónica y mejora el factor de potencia. Entre sus desventajas se puede nombrar el filtrado de solo una frecuencia armónica, la posibilidad de crear resonancias en el sistema, así como de ser sumidero de armónicos de otras cargas no lineales y la necesidad de varios filtros para mantener los armónicos dentro de un límite deseado.

Figura 4. Filtro pasivo en paralelo



Fuente: The Power Electronics Handbook

Como se puede inferir, los filtros pasivos pueden ser diseñados para la compensación de armónicos en sistemas de gran potencia, permitiendo una instalación sencilla, robusta y económica. Sin embargo, esta clase de filtros carecen de algún tipo de “inteligencia”, por tanto, una vez instalados resulta imposible modificar sus parámetros de sintonización, viéndose la capacidad de filtrado del mismo severamente afectada por la impedancia de la red. Esto se traduce en un serio inconveniente para su instalación en sistema de potencia con condiciones cambiantes. Del mismo modo, en sistemas complejos, es posible que aparezcan situaciones de resonancia que desemboquen en una alarmante amplificación de los armónicos de tensión y de corriente. El envejecimiento, el deterioro y el efecto de la temperatura, pueden dar lugar a que los valores de los componentes se encuentren fuera de la tolerancia, con lo que el filtro pierde su efectividad. [1]

1.2 FILTROS ACTIVOS

Un filtro activo es un dispositivo versátil, que mediante un control adecuado, es posible conseguir que la respuesta en frecuencia del sistema sea prácticamente ideal, obteniéndose además prestaciones adicionales como lo son el equilibrio de las fases o la compensación de potencia reactiva. El filtro activo de potencia compensa la mayor parte del contenido armónico que él pueda detectar y sintetizar, además no requiere ser sintonizado a alguna frecuencia en especial y esa es una de sus principales ventajas pues tiene un comportamiento dinámico. Su dificultad estriba en el complejo diseño del conjunto *hardware-software* capaz de detectar y aislar el contenido armónico de la carga y ser preciso en la síntesis de las corrientes de compensación que decida inyectar en la red.

El filtro activo está constituido por cinco bloques bien diferenciados: el propio convertidor de potencia o inversor, el enlace de corriente entre el inversor y el punto de conexión a la red, el elemento almacenador de energía del inversor

(condensador), los dispositivos de acondicionamiento de las señales de potencia y finalmente el sistema de control. Los cuatro primeros elementos son *hardware* mientras que el controlador generalmente consta de un programa que se ejecuta sobre un procesador. La simplicidad de su estructura básica contrasta con la complejidad del sistema de control que debe emplearse. El sistema de control está compuesto por un procesador que mediante técnicas de aislamiento armónico en DSP calcula la corriente compensatoria que se debe suministrar a la red y por la técnica de control de corriente desarrollada en el presente trabajo, la cual garantiza que la corriente inyectada a la red, siga fielmente la corriente compensatoria suministrada por la plataforma DSP. [2]

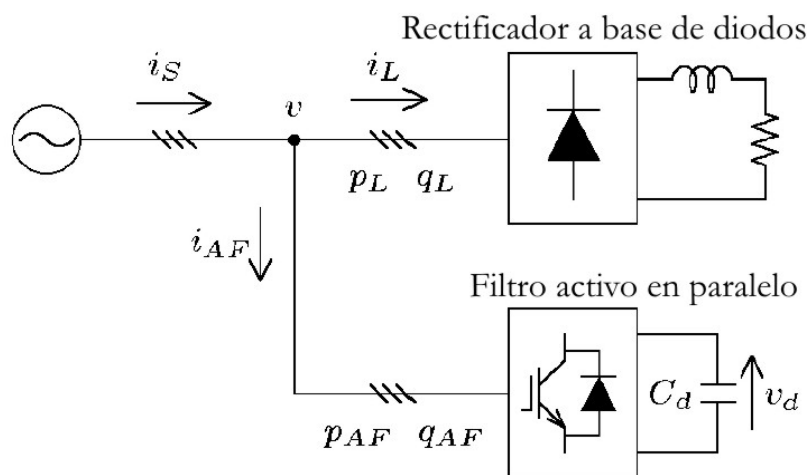
En la literatura técnica se han propuesto diversas topologías de filtros activos, y su clasificación se puede ver desde diferentes puntos de vista. [3]

Clasificación según su conexión:

1.2.1 Filtro activo en paralelo. Un filtro activo en paralelo, figura 5, funciona como una fuente de corriente, el cual inyecta una corriente compensatoria (I_{AF}), que en unión con la corriente pedida por la carga, genera una corriente sinusoidal, siendo esta la corriente entregada a la red.

Los filtros activos en paralelo son implementados principalmente para realizar compensaciones relacionadas con la corriente (armónicos de corriente, potencia reactiva, desbalances en corriente, etc.).

Figura 5. Filtro activo en paralelo

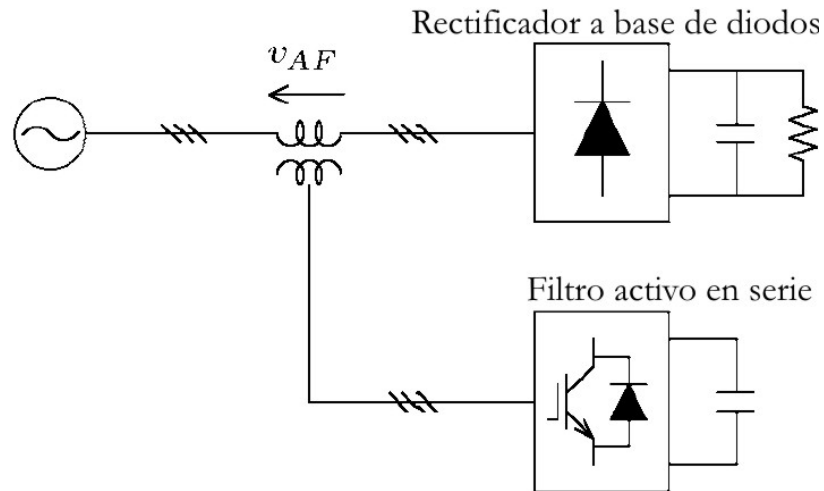


Fuente: The Power Electronics Handbook

El filtro activo paralelo se conecta directamente en el punto común de conexión (dado por v en la fig. 5), punto a partir del cual se desea eliminar el contenido armónico de corriente.

1.2.2. Filtro activo en serie. Un filtro activo serie, figura 6, funciona como una fuente de tensión que genera una diferencia de potencial compensatoria que sumada a la tensión distorsionada de la red produce hacia el lado de la carga una tensión sinusoidal idealmente pura. Los filtros activos en serie son utilizados principalmente para realizar compensaciones relacionadas con la tensión (armónicos de tensión, desbalances, regulación, flicker, etc).

Figura 6 Filtro activo en serie



Fuente: The Power Electronics Handbook

La conexión del filtro serie a la red, requiere un transformador de potencia adicional ya que necesita inyectar una tensión compensatoria (V_{AF} en la figura 6) en serie con la línea.

Es importante resaltar al igual que en los filtros pasivos que la selección de un filtro dependerá de la perturbación que se desee mitigar. [3]

Filtros serie:

- a) Reducción de armónicos de tensión en la carga
- b) Regulación de la tensión
- c) Reducción del flicker y los huecos de tensión.

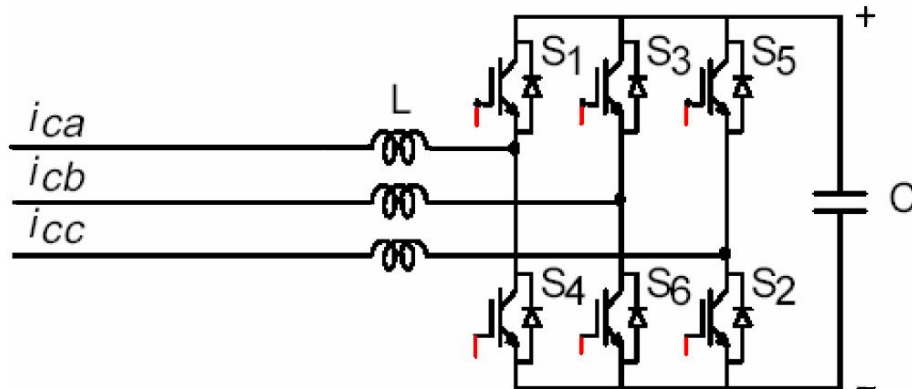
Filtros Paralelo:

- a) Reducción de los armónicos de corriente
- b) Compensación del factor de potencia
- c) Reducción de la corriente por el neutro.

Clasificación según su topología

Como se mencionó anteriormente, una de las partes de un filtro activo es el convertidor de potencia o inversor, este se puede implementar mediante un inversor fuente de tensión (VSI: voltaje source inverter), figura 7, o un inversor fuente de corriente (CSI: current source inverter), figura 8. Estos circuitos de potencia son similares a los usados en variadores de velocidad, con la diferencia de que los filtros activos funcionan como fuentes no sinusoidales de corriente o tensión. El inversor fuente de tensión es más usado, ya que este es más eficiente y tiene un costo inicial menor que el inversor fuente de corriente.

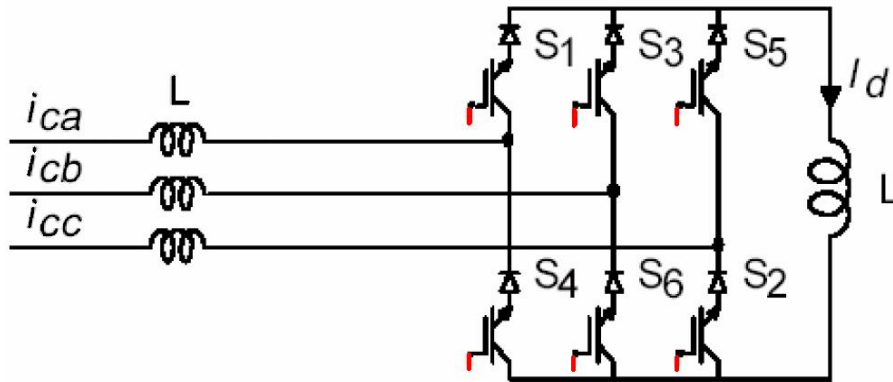
Figura 7. Inversor con fuente de tensión



Fuente: Compensación de Armónicos de Corriente Con Filtros Activos Controlados por DSP.

SICEL 2005

Figura 8. Inversor con fuente de corriente



Fuente: Compensación de Armónicos de Corriente Con Filtros Activos Controlados por DSP.
SICEL 2005

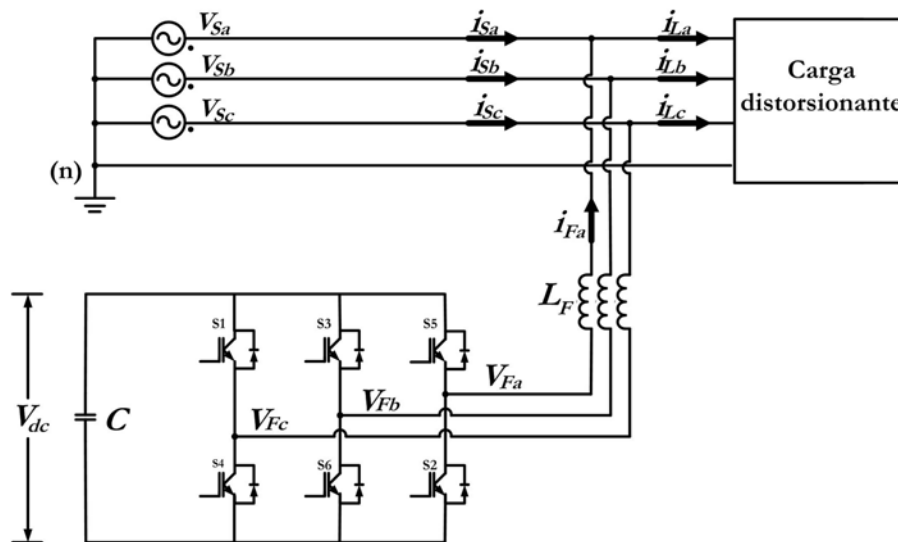
Estos inversores (fuente de tensión o de corriente) pueden presentar diferentes topologías, lo cual determina en gran medida el filtrado del sistema; estos son:

El inversor de tres ramas en puente completo (TLFB – *Three-Leg Full-Bridge*), figura 9. Su aplicación en el filtrado activo de corriente en redes trifásicas de tres hilos fue presentada por *Akagi* en 1984 [3], convirtiéndose en un clásico dentro de este tipo de aplicaciones, y apareciendo multitud de nuevas aportaciones desde entonces.

El objetivo del inversor TLFB, es conseguir el máximo aprovechamiento de la tensión de la barra de continua, y a su vez, obtener unas secuencias de conmutación óptimas en el mismo. Por tal motivo es necesario elegir una técnica de modulación (en lo referente a la plataforma DSP) avanzada que consiga resultados óptimos en ambos aspectos. Sin embargo, la implementación convencional de esta clase de técnica de modulación, implica la utilización de un potente procesador de señal, y el consumo de un elevado tiempo de cálculo.

En sistemas trifásicos de cuatro hilos, de media y baja potencia (al cual esta enfocado este trabajo), es habitual la existencia de cargas monofásicas conectadas entre fase y neutro. En estos casos, se hace necesaria la utilización de un inversor con topología conocida como “inversor de tres ramas con condensador partido” (TLSC – *Three-Leg Split-Capacitor*), como el de la figura 10.

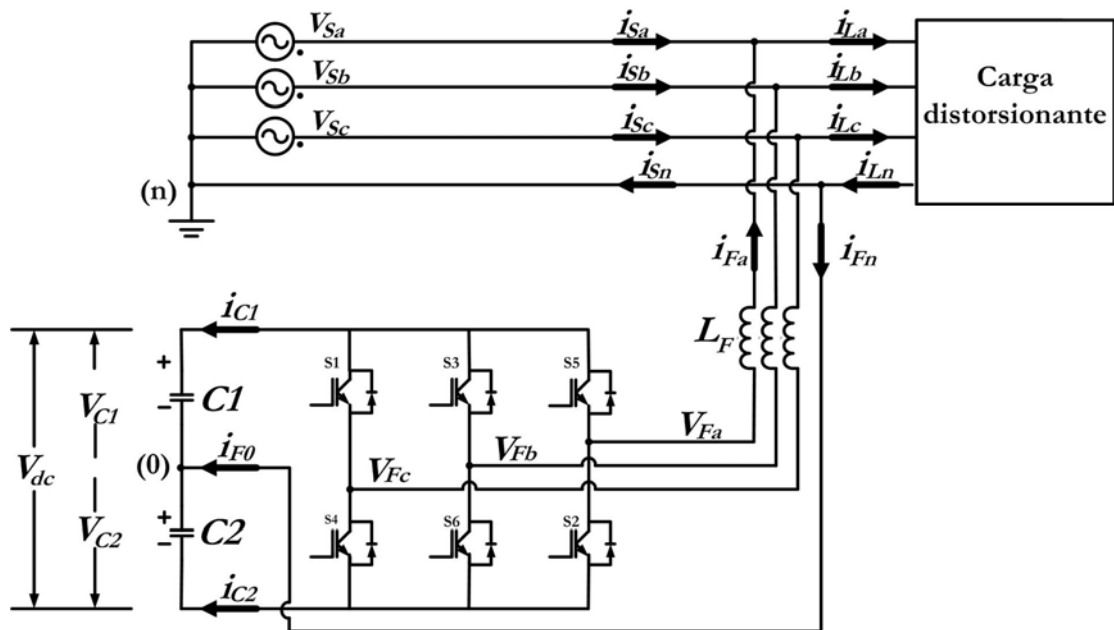
Figura 9. Esquema de un inversor de tres ramas en puente completo TLFB (*Three-Leg Full-Bridge*)



Fuente: Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos

En este tipo de convertidor, la conexión del neutro de la carga con el punto intermedio de su barra de continua, permite que las tres ramas del mismo trabajen de manera independiente; es decir, la tensión de salida de cada rama depende únicamente del estado de conmutación de sus dos transistores, siendo esta la principal ventaja que ofrece el inversor TLSC.

Figura 10. Esquema de un inversor de tres ramas con condensador partido TLSC
(Three-Leg Split-Capacitor)



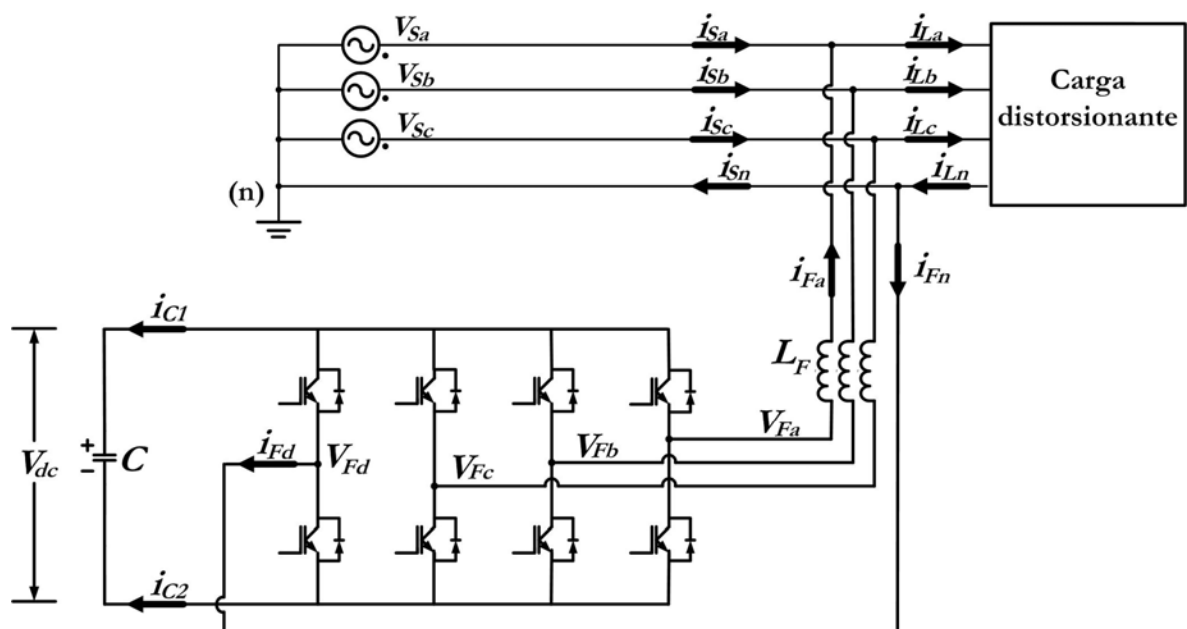
Fuente: Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos

Sin embargo, si por algún motivo se presenta una inyección de corriente en el punto medio de la barra de continua, esta corriente generaría un desequilibrio en el reparto de la tensión total de la barra entre cada uno de los condensadores que componen el mismo, lo cual provoca que las ramas del inversor dejen de funcionar de manera simétrica, esto significa que el valor absoluto de tensión de salida de las ramas será diferente en función de que esté cerrado el interruptor superior o el inferior de las mismas. No obstante, para fines de este proyecto se consideraran cargas balanceadas.

Existe otro tipo de configuración que, mediante una cuarta rama de transistores, rama *d* como se muestra en la figura11, es posible regular el potencial flotante del

punto intermedio de la barra de continua (nodo '0') respecto al neutro de la red (nodo 'n') superando la desventaja que presentaba el inversor TLSC. Este inversor se conoce como “inversor de cuatro ramas en puente completo” (FLFB – *Four-Leg Full-Bridge*)

Figura 11. Esquema de un inversor de cuatro ramas en puente completo FLFB (*Four-Leg Full-Bridge*)



Fuente: Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos

La combinación de filtros activos serie y paralelo generan otros sistemas de acondicionamiento con excelentes prestaciones, los cuales garantizan tanto la circulación de corrientes sinusoidales equilibradas en el lado de la fuente, como la inmunidad de la carga ante perturbaciones de la red. Estos sistemas avanzados, por mencionar algunos son:

- “Harmonic Power Filter” HPF

- “Active Power Line Conditioners” APLC
- “Unified Power Quality Conditioner” UPQC
- “Universal Power Flow Controller” UPFC
- “Universal Power Conditioner” UPC
- “Instantaneous Reactive Power Compensators” IRPC
- “Active Power Quality Conditioners” APQC

Después de lo expuesto, se puede comprender que mediante un control adecuado de las fuentes de tensión y de corriente (filtro serie y filtro paralelo), estos filtros se pueden comportar como impedancias ideales, ofreciendo una impedancia infinita en lo concerniente al filtro en serie o nula en el caso del filtro activo en paralelo a determinadas frecuencias, con lo que teóricamente se podría conseguir una atenuación completa de los armónicos de corriente y tensión generados por la carga.

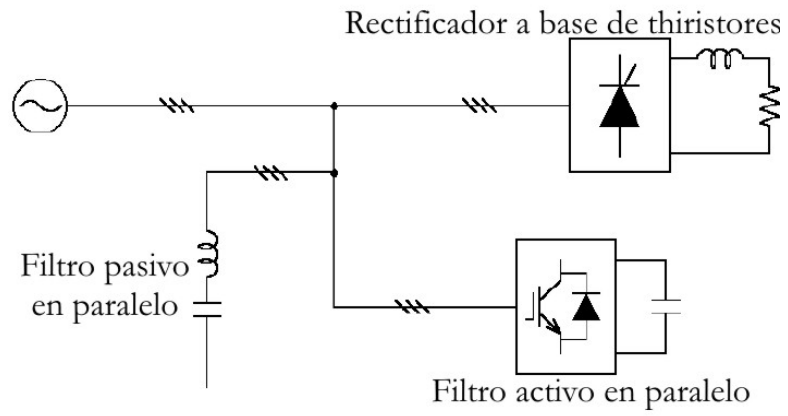
Indudablemente, el comportamiento real del sistema de filtrado, contrastará en cierta medida del ideal, debido a las limitaciones inherentes de los convertidores y del control (máxima tensión y corriente admisible, tiempo de respuesta entre otros).

1.3 FILTROS HÍBRIDOS

Estos dispositivos son una solución efectiva pues aprovechan las ventajas de los filtros pasivos y activos donde el filtro pasivo mediante la mezcla de inductancias y capacitancias se encarga de la eliminación de armónicos sintonizados (generalmente los más grandes), mientras que el filtro activo asume el resto del espectro.

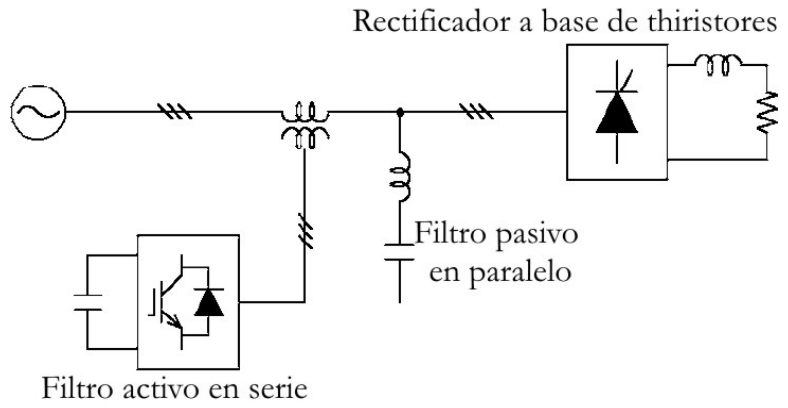
A continuación en las figuras 12, 13 y 14 se mostraran algunas de las configuraciones que resultan de la combinación de dichos filtros.

Figura 12. Filtro híbrido A: Activo y pasivo en paralelo



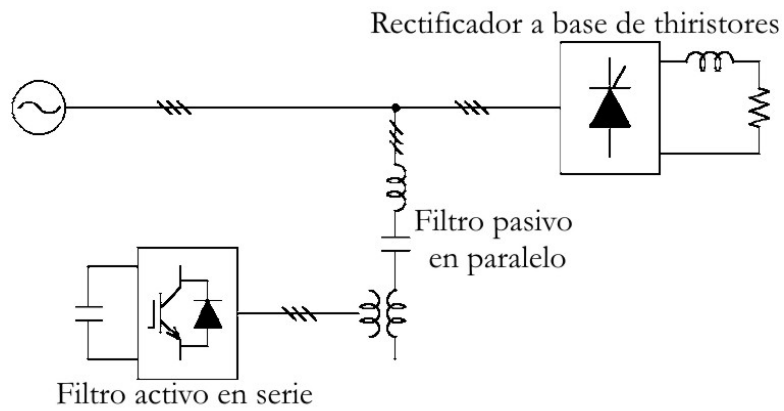
Fuente: The Power Electronics Handbook

Figura. 13. Filtro híbrido B: Activo en serie y pasivo en paralelo



Fuente: The Power Electronics Handbook

Figura 14. Filtro híbrido C: Activo en serie conectado en serie con un pasivo en paralelo



Fuente: The Power Electronics Handbook

El filtro híbrido tipo A [4] es el más comercial y sirve también para controlar reactivos. El tipo B [5, 6] se adapta más a sistemas pasivos ya existentes pero no controla reactivos y su sistema de protecciones es más complejo. El tipo C [7] está aún en etapa experimental, es aplicable a filtros pasivos ya existentes y su sistema de protecciones es más sencillo que el tipo B.

2. TÉCNICAS DE CONTROL DE CORRIENTE

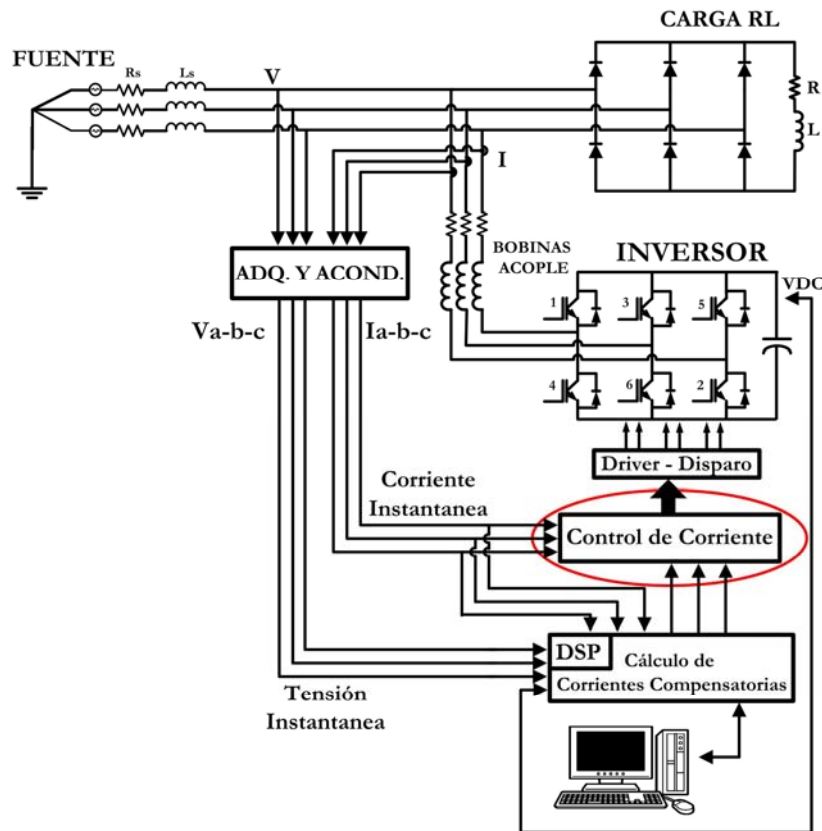
En el desarrollo de la técnica de control del puente inversor, ver figura 15, es importante tener en cuenta que el conjunto formado por el inversor más el controlador de corriente, deberá tener un comportamiento similar al de una fuente de corriente lineal capaz de suministrar en todo momento las corrientes de compensación que se le aporten como referencia (proporcionadas por la plataforma de cálculo DSP, figura 15). Sin embargo existen ciertas características propias del inversor que determinan un solo rango de operación en el cual la respuesta del sistema podrá ser considerada como lineal, esto consecuencia de la estructura variable del mismo que no permite ese comportamiento ideal que se requiere.

La corriente de salida del puente inversor presentará un valor medio, que deberá coincidir con el valor aportado como referencia, más un rizado, que resulta de la sucesión de los diferentes estados de conmutación que del convertidor o puente inversor. De modo que, para minimizar la amplitud de este rizado de corriente, sería deseable que la frecuencia de conmutación de los transistores del convertidor fuese lo más elevada posible.

Teniendo en cuenta lo anteriormente expuesto, uno de los problemas más importantes que debe ser resuelto en un APF (Active Power Filter) es la obtención exacta y rápida de las corrientes de compensación, lo cual llevaría a intuir, (dadas las características no ideales del inversor, en lo concerniente a los transistores de potencia), que los controladores no lineales que trabajan directamente sobre las corrientes inyectadas presentarán mejores prestaciones en este sentido, no obstante esta velocidad de respuesta en el controlador puede dar lugar a que el puente inversor se encuentre conmutado bajo condiciones no óptimas, lo cual se traducirá en un incremento excesivo de las pérdidas de conmutación, así como

pérdidas en el control del rizado de la corriente inyectada por el convertidor, tanto de su amplitud como de su frecuencia por la no generación de una correcta secuencia de conmutación debido a las limitaciones dinámicas de los transistores de potencia.

Figura 15. Diagrama general de un filtro activo en paralelo



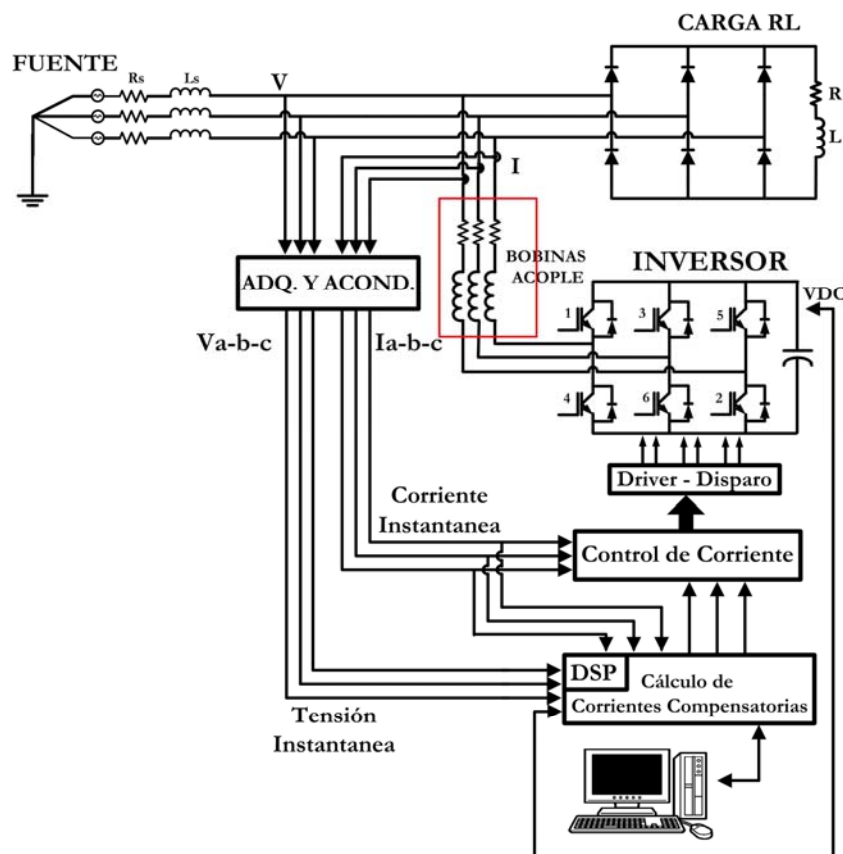
Fuente: Autores del proyecto

Es aquí donde se ve la importancia del controlador de corriente para que no solo asegure una correcta inyección de corriente sino a su vez garantice que el convertidor se encuentre trabajando en condiciones adecuadas.

De igual forma, otro aspecto que influye en las prestaciones del filtro activo, es la correcta elección de los valores y parámetros de los elementos reactivos que

posee el puente inversor, figura 16, pues de ellos dependerá en gran medida la respuesta estática y dinámica del sistema resultante, determinando finalmente el ancho de banda de la fuente de corriente ya mencionada. Como se muestra en la figura 16, el inversor trifásico de un filtro activo se enlaza con la red de potencia mediante un elemento reactivo, que consiste en una inductancia de acople.

Figura 16. Elementos reactivos del convertidor de un filtro activo



Fuente: Autores del proyecto

En el sistema de control, los avances en los procesadores digitales de señal (*DSP's*) han dado lugar a la aparición de diferentes técnicas en el control de la corriente inyectada por el convertidor estático. Debido a la aleatoriedad en la forma de onda de la corriente que debe ser inyectada por el inversor, y a la

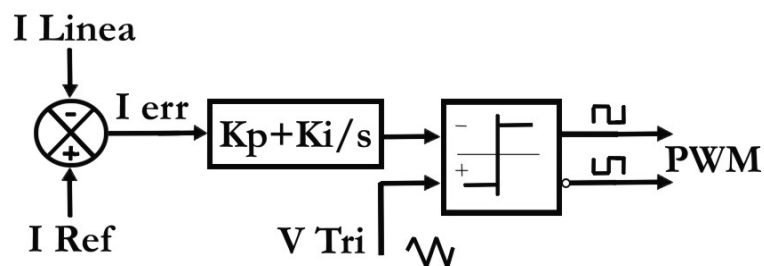
influencia de las variaciones en las tensiones de red, no todas las técnicas de control son apropiadas para aplicaciones de filtrado activo.

A modo de revisión, a continuación se detallan algunas técnicas de control de corriente para aplicaciones de filtrado activo, describiendo en cada una de ellas sus principales características.

2.1 CONTROL LINEAL DE CORRIENTE

Este método compara la salida de la corriente de error con una onda triangular de amplitud y frecuencia fija. El error es procesado a través de una etapa de ganancia PI (proporcional-integral), y seguidamente se compara con la portadora triangular, tal como se muestra en las figuras 17 y 18. Los valores de las constantes K_p (proporcional) y K_i (integral) se escogen de la siguiente manera: K_p se establece a la unidad, la amplitud de la portadora es fijada de tal forma que su pendiente sea igual al máximo di/dt permitido por la carga (determinado por V_{cc} , V_{load} y L) y finalmente K_i se hace igual a la frecuencia de la portadora, esto funciona bien para formas de onda senoidales.

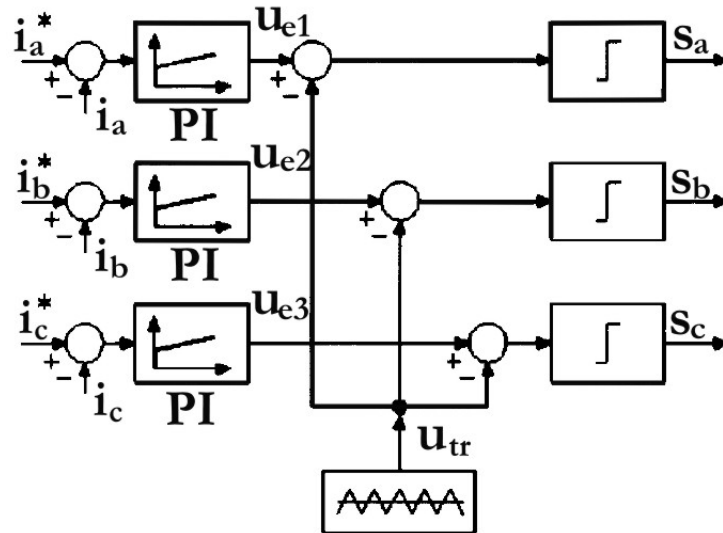
Figura 17. Control lineal de corriente de una sola fase



Fuente: Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters, Applied Power Electronic Confer.IEEE

Para otras formas de onda se trabaja con $K_i=0$ ya que este parámetro afecta la respuesta transitoria. En esta técnica la frecuencia de conmutación, es usualmente la frecuencia de la portadora o cercana a ella.

Figura 18. Control lineal de corriente trifásico



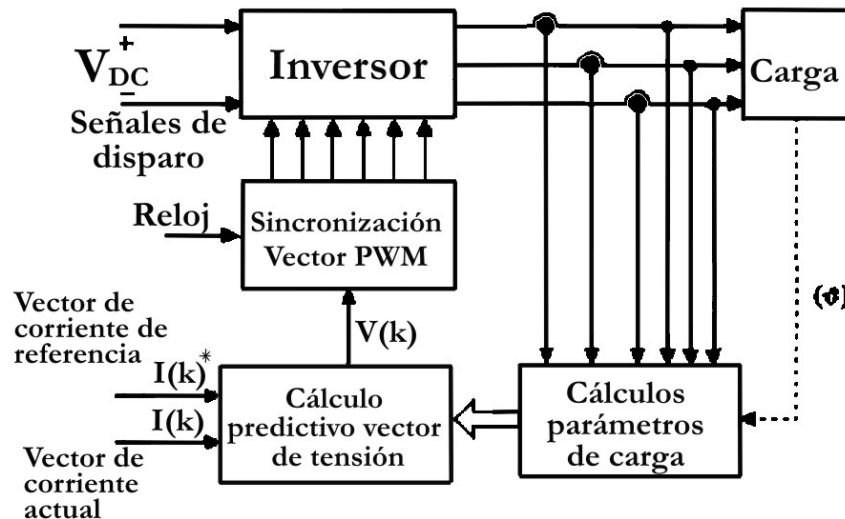
Fuente: Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters, Applied Power Electronic Confer.IEEE

Una ventaja de este tipo de control es su inmunidad al ruido ya que elimina las componentes de alta frecuencia de la corriente de error gracias al ancho de banda impuesto por la etapa PI, sin embargo este ancho de banda es limitado por la máxima pendiente de la señal moduladora, que no debe sobrepasar la pendiente de la portadora triangular. En sistemas discretos, esta limitación viene impuesta por la constante de tiempo de actualización de consignas en el modulador. La limitación del ancho de banda del regulador lineal, implica errores significativos en el seguimiento de la señal de referencia de armónicos de orden elevado y por esta razón el control lineal no es tan empleado en aplicaciones de filtros activos [8].

2.2 CONTROL PREDICTIVO

Como su nombre lo indica, este tipo de control predice el valor que debería tomar la tensión de salida del inversor para asegurar que la corriente inyectada alcance el valor de referencia, esto lo hace al principio de cada periodo de modulación siguiendo de esta forma la evolución de la corriente de error en base al error actual así como a los parámetros de la carga y del sistema. La tensión que se genera en el siguiente ciclo de modulación se determina con el fin de reducir al mínimo el error del pronóstico.

Figura 19. Diagrama de bloques del esquema de Control Predictivo



Fuente: Comparison of different control techniques for active filters applications, Devices, Circuits and Systems

Una ventaja de esta técnica es que se puede obtener una respuesta más rápida y exacta siempre y cuando se de al regulador más información que la sola señal de error. Sin embargo el funcionamiento del regulador se ve expuesto a las inexactitudes y a los retrasos generados por la detección del error solamente en

los intervalos fijos y por los complejos cálculos que se deben realizar, comprometiendo de esta forma la velocidad del mismo.

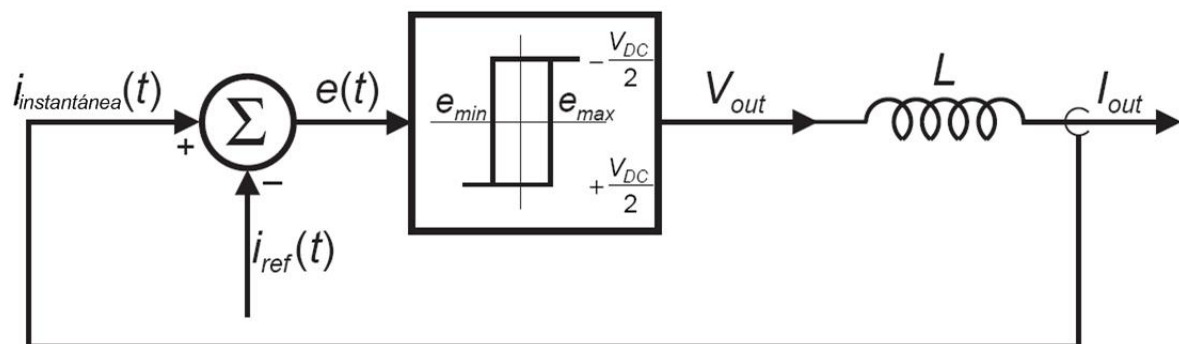
Teniendo en cuenta lo anterior, los reguladores predictivos son convenientes para implementaciones digitales, donde la señal es discreta en tiempo y en amplitud, ya que es más fácil mejorar los cálculos de potencia que aumentar la tasa de muestreo y reducir los tiempos de conversión y de cálculos.

Existe una gran variedad de soluciones para reguladores predictivos, en la que se encuentra el control conocido como *dead-beat*, este tipo de estrategia escoge el vector de tensión de tal forma que elimine el error al final del siguiente periodo de modulación. En régimen permanente, este control asegura que la corriente sigue exactamente a la referencia con un retraso de dos periodos de muestreo [9].

2.3 CONTROL POR HISTÉRESIS

Este tipo de control genera las señales de conmutación para los transistores cuando la corriente de error excede la banda de histéresis. La presentación básica de este controlador se muestra en la figura 20.

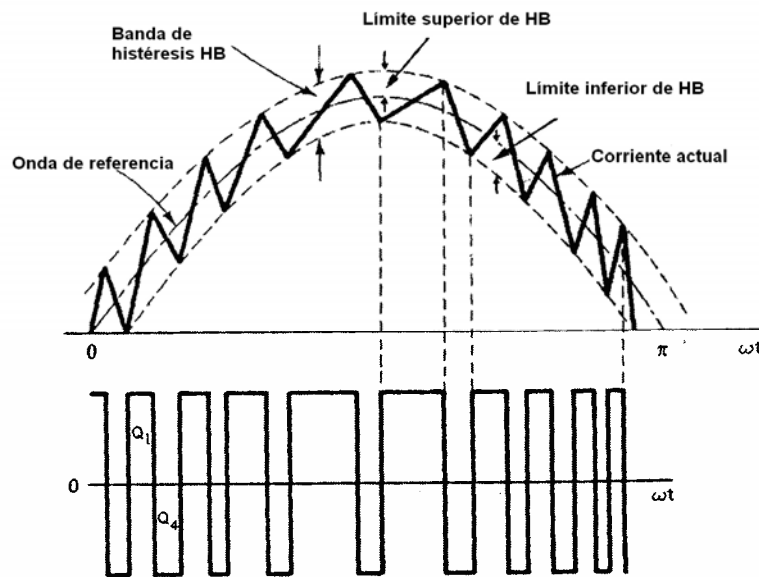
Figura 20. Esquema del control por histéresis



Fuente: Autores del proyecto

La corriente inyectada (corriente de línea actual del filtro referida como $I_{instantanea}$) se compara con la corriente de referencia (corriente de línea de referencia del filtro referida como I_{ref}^*), y el error resultante se aplica a un comparador de histéresis, obteniéndose las señales de conmutación de los transistores para mantener el error en la corriente inyectada dentro de esta banda de histéresis. Cuando el error alcanza un límite superior, los transistores son conmutados para forzar la corriente hacia abajo; por otro lado, cuando el error alcanza un límite inferior la corriente es forzada a incrementar. Los valores máximos y mínimos de la señal de error son e_{max} y e_{min} respectivamente. El rango de la señal de error, $e_{max} - e_{min}$, directamente controla la cantidad de ondulación en la corriente de salida del inversor y es llamada banda de histéresis. Los límites de histéresis, e_{max} y e_{min} relacionándose directamente con un *offset* de la señal de referencia, son referidos como el límite inferior y superior de dicha banda. La corriente es forzada a estar dentro de estos límites incluso si la corriente de referencia está cambiando [10]. La figura 21 ilustra esta conmutación.

Figura 21. Principio de conmutación para la técnica de histéresis



Fuente: Sequential design of hysteresis current controller for three-phase inverter

La frecuencia de conmutación depende del ancho de la banda de la histéresis, del tamaño del inductor que la corriente atraviesa (L figura 20) y de la tensión de continua aplicada por la barra de DC del inversor. Una inductancia más grande producirá un di/dt más pequeño para una tensión dada y así que la pendiente de la forma de onda del diente de sierra en la figura 21 será menor [11] [12] [13].

Esta estrategia se caracteriza por una alta rapidez de respuesta y exactitud, gracias a su no linealidad, y a la ausencia de retardos. Este sistema de control resulta estable y robusto a variaciones de cargas y otro tipo de perturbaciones dinámicas. Estas ventajas han hecho de esta técnica la mejor opción para el diseño del controlador de corriente, del filtro activo de potencia, a desarrollar en este trabajo.

2.4 CONTROL DESLIZANTE DE CORRIENTE

Los inversores de potencia se encuentran enmarcados dentro de los sistemas de estructura variable, los cuales son sistemas no lineales con acciones discontinuas de control. Esto hace que el control deslizante (*sliding control*), debido a sus características de invariancia, robustez y simple implementación, resulte un camino natural para el control de convertidores de potencia.

El control en modo deslizante es un control de estructura variable, el cual selecciona el estado de conmutación adecuado en el inversor para guiar la trayectoria de las variables de estado hacia una superficie de conmutación predefinida. Cuando un sistema gobernado en modo deslizante alcanza la superficie de control, éste es forzado a restringir su evolución sobre dicha superficie de control para todos los instantes de tiempo subsecuente. La respuesta dinámica del sistema, restringida a esa superficie de control, representa el comportamiento del sistema controlado.

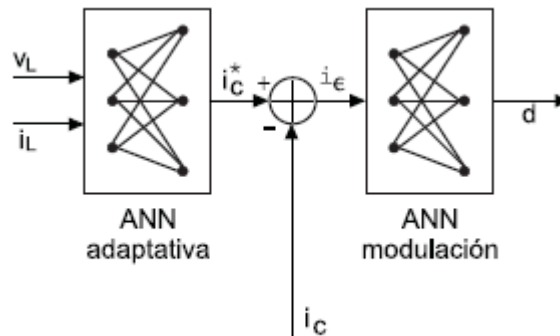
En este tipo de control, básicamente se deben considerar tres pasos, que son: proponer la superficie de control, verificar la existencia de control en modo deslizante, y analizar la estabilidad del sistema en esa superficie.

En filtros activos, la aplicación del control deslizante de corriente en sistemas continuo es una práctica habitual. El control deslizante en un sistema continuo asume una frecuencia de conmutación infinita, y se debe aplicar una banda de histéresis para conseguir limitar la frecuencia de conmutación. Por tanto, la frecuencia de conmutación en este caso no es constante, y presenta un espectro continuo en el rizado de la corriente inyectada. La discretización del control soluciona este problema, dando como resultado una frecuencia de conmutación constante. En los últimos años, está creciendo el uso de esta técnica de control en aplicaciones de filtrado activo, debido a su idoneidad para ser implementada en procesadores digitales de señal [14].

2.5 REDES NEURONALES

Debido a las características no lineales del inversor y al gran número de parámetros involucrados en el control de un APF, la utilización de redes neuronales (ANN, Artificial Neural Network) permite obtener unos buenos resultados de compensación. Esto es debido a que las relaciones de entrada-salida de este tipo de controladores pueden especificarse y formularse mediante un proceso de aprendizaje o un algoritmo adaptativo. La figura 22 muestra un controlador de este tipo.

Figura 22. Controlador básico en redes neuronales



Fuente: Autores del proyecto

La red ANN para la estimación de las componentes armónicas de la corriente de carga es adaptativa. En este caso el vector de pesos de las neuronas está compuesto por las amplitudes de los armónicos de la corriente de carga. El cálculo del valor instantáneo de estos armónicos se realiza mediante la aplicación del vector de pesos. El error cometido en el cálculo de los valores instantáneos de la corriente se aplica a un algoritmo adaptativo que se encarga de actualizar los valores de la amplitud.

A nivel del control de la corriente inyectada, se diseña una red que actúe como un comparador de histéresis [15].

Existe otra técnica de control que, debido a su sencillez de implementación en sistemas digitales con frecuencia de muestreo constante, es muy utilizada en los APF's. Esta técnica es conocida como Modulación Delta. En lo referente a velocidad de respuesta y simplicidad, la modulación delta básica presenta características muy similares al control por histéresis, aportando la ventaja de limitar la máxima frecuencia de conmutación a la mitad de la frecuencia de muestreo, lógicamente, a costa de no mantener constante la amplitud del error de corriente [14].

3. CONTROL POR HISTÉRESIS

El control de corriente es sin duda una parte importante de cualquier Filtro Activo de Potencia en cuanto a efectividad se refiere; su finalidad es conseguir que las corrientes de salida del inversor sigan fielmente las corrientes de referencia impuestas, generando las señales de conmutación adecuadas para los transistores del puente inversor.

Dada la importancia de la generación de las corrientes de “disparo”, su obtención es una de las necesidades más apremiantes que debe ser resuelta en relación a la exactitud y a la velocidad de las mismas, por lo que existen una diversidad de técnicas de control enfocadas en la solución de estas características, presentadas ya de manera formal en el capítulo 2; sus alcances dependiendo del tipo de onda así como su implementación, hacen que una estrategia sea mejor que otra.

Como se indicó en el capítulo anterior, cuando se presentaron diferentes métodos de control de corriente, el controlador por histéresis resulta sencillo de implementar, robusto, y muestra una excelente respuesta dinámica, siendo ésta una opción favorable para iniciar con un diseño base.

Como es de esperarse, el desarrollo de un diseño como el que se pretende implementar, debe ser estructurado a fin de lograr un mejor manejo de los resultados y de esta manera obtener las conclusiones para las correcciones, apuntando a un mejor prototipo.

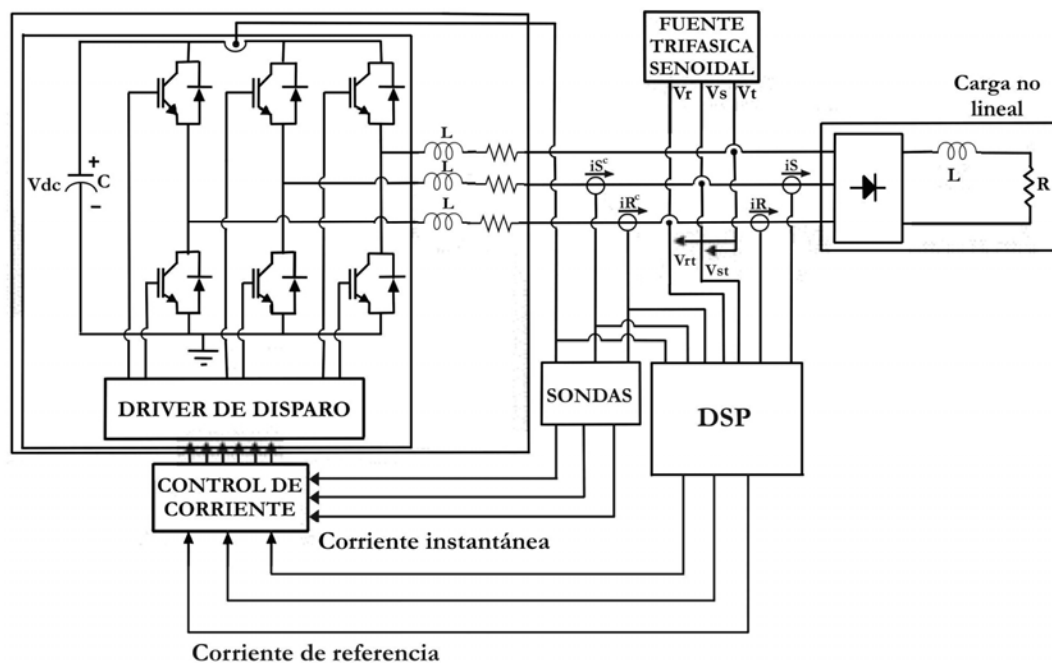
3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

Para el diseño del controlador de corriente es indispensable identificar las señales que la técnica de control por histéresis necesita, para generar las ondas de

disparo de los semiconductores del puente inversor. Éstas son, como lo muestra la figura 23:

- Las corrientes “instantáneas” (obtenidas por las sondas de corriente Hall).
- Las corrientes de “referencia” suministradas por el DSP.

Figura 23. Esquema del Filtro activo



Fuente: Autores del proyecto

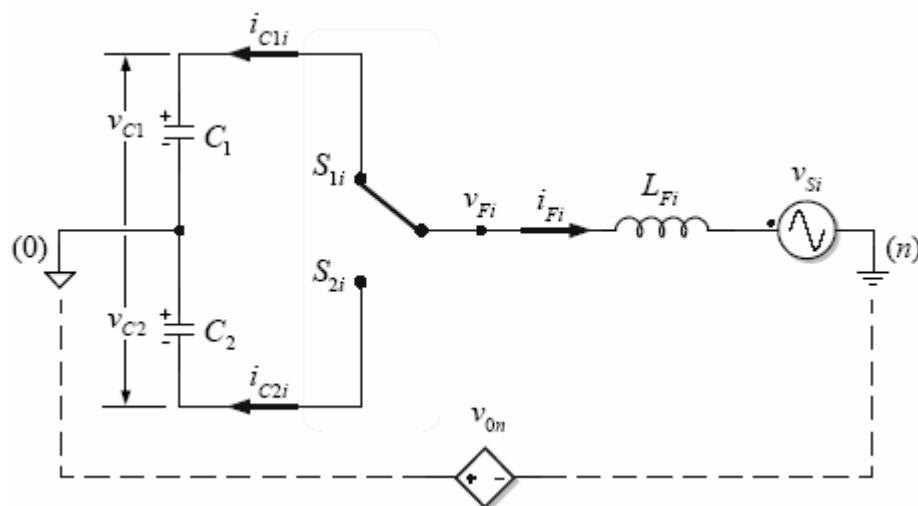
Las corrientes “instantáneas” son las corrientes inyectadas por el puente inversor y sensadas por las sondas de corriente de efecto Hall. Las señales de “referencia”, son aquellas corrientes compensatorias calculadas y suministradas por la plataforma DSP*, que mediante su comparación con las corrientes inyectadas, generan una señal de error. Esta señal de error es aplicada a un circuito comparador que, dependiendo del ancho de la banda de histéresis y del valor

* Proyecto realizado en maestría por Nelfor Castelblanco

instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor.

Un aspecto relevante en el diseño de cualquier controlador, es la conexión del neutro de la carga con el punto medio de la barra de continua, ver figura 24, pues esta característica permite interpretar el control trifásico de histéresis como el funcionamiento independiente de tres controladores monofásicos. Por el contrario, si esta conexión no se lleva a cabo, las tensiones de línea se hacen dependientes y en consecuencia la respuesta de cada corriente de línea obedece no solo del estado de la columna correspondiente, sino también de los otros estados de las columnas del puente inversor [14].

Figura 24. Rama monofásica del puente inversor



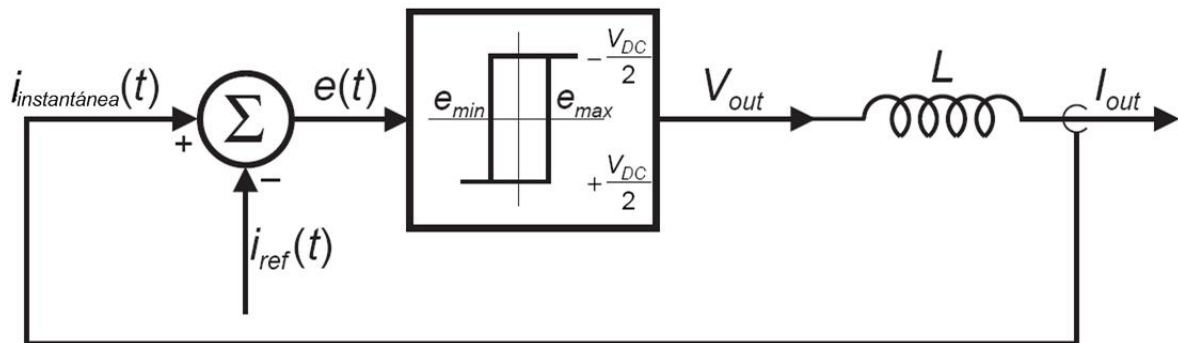
Fuente: Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos

Esta aclaración facilita la concepción del prototipo a diseñar, pues permite realizar un esquema monofásico para dicho controlador.

3.2 COMPONENTES DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS

El acondicionamiento de las señales mencionadas en la sección 3.1, se realizó en base a la figura 24, obteniéndose el siguiente diagrama:

Figura 25. Controlador de Histéresis



Fuente: Autores del proyecto

La corriente instantánea es un valor obtenido por un sensor de efecto Hall, que con la variación de la corriente produce una variación de campo magnético que es quien influye sobre éste para realizar la medida. La corriente de referencia es dada por un conversor digital analógico que está incorporado en la tarjeta del DSP.

El diseño correspondiente a la figura 26, se implementó como se muestra en la figura 25. En ésta se puede apreciar el acondicionamiento de las señales provenientes de la sonda y de la plataforma DSP, así como lo concerniente al manejo de la señal de error, obtenida por la comparación de la corriente instantánea con la corriente de referencia.

Este comparador se diseñó con la posibilidad de que el usuario pueda manipular el ancho de banda de la histéresis, (ver figura 26) fijándose para ésta dos niveles de tensión, estableciéndose así una ventana de control para la señal de error

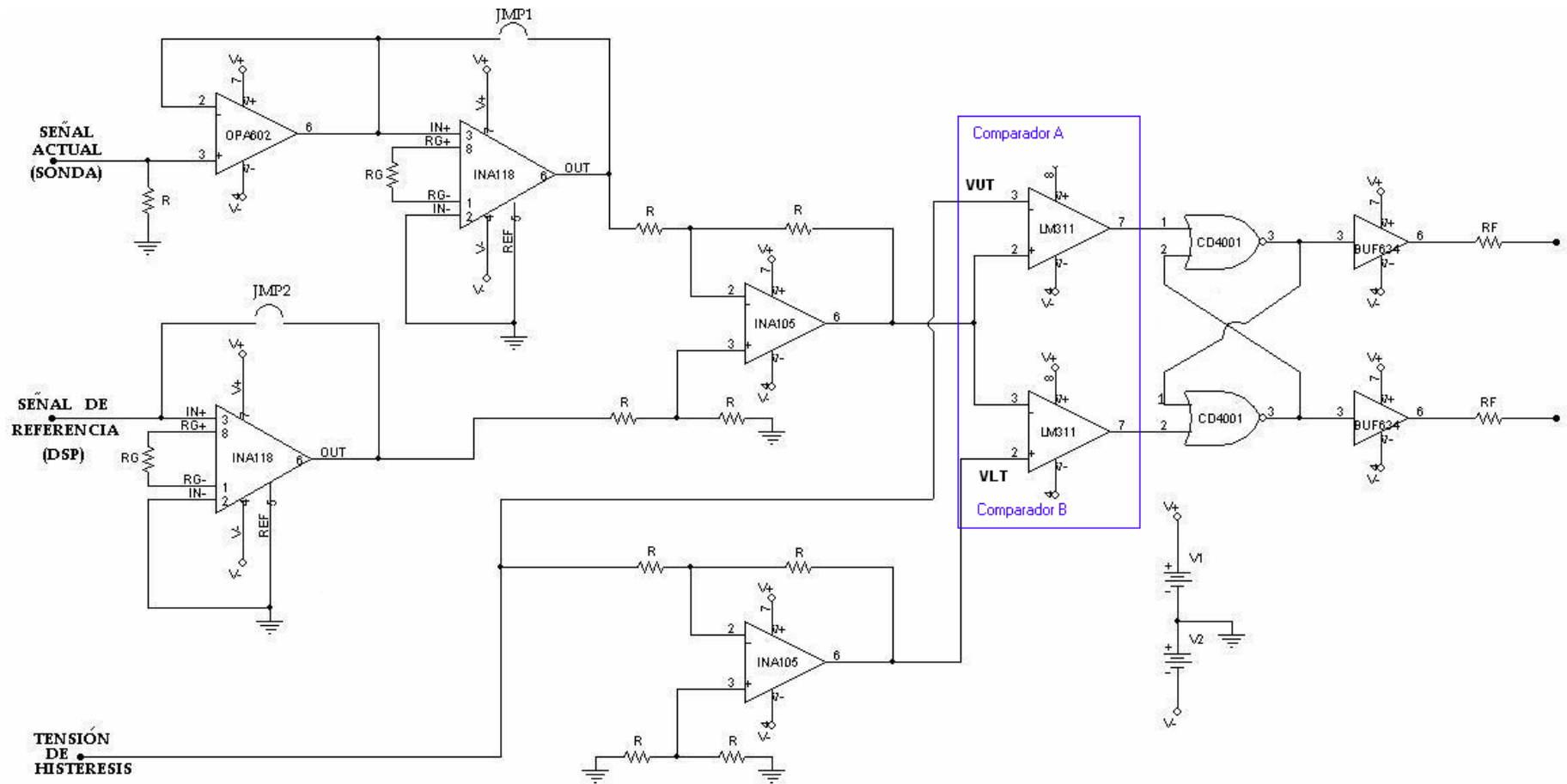
antes mencionada. El *latch* que le sigue a este comparador, permite memorizar la acción transitoria de la señal que genera el bloque anterior con el fin de activar o desactivar los transistores del puente inversor, sin embargo para obtener la corriente suficiente que estimule al opto-acoplador de entrada del inversor, se empleó un *buffer* de alta velocidad y ganancia unitaria que regenera la corriente de salida de esta etapa de control.

A continuación se amplia los principios de funcionamiento de este circuito controlador de corriente:

3.2.1 Comparadores. El diseño del comparador de histéresis de dos niveles, se realizó con el integrado comercial LM311, por su versatilidad y velocidad. Su terminal de salida puede conectarse a cualquier tensión V^{++} con magnitudes de hasta 40 V, mas positiva que la terminal de alimentación negativa $-V$ (pin 4), lo que facilita el acoplamiento entre etapas.

La etapa de histéresis se diseñó para monitorizar una tensión de entrada (señal de error) e indicar cuando ésta, se encuentre dentro o fuera de los límites prescritos. En la figura 26 se puede apreciar que la tensión de entrada se conecta al terminal negativo del comparador B y a la entrada positiva del comparador A. El límite superior V_{UT} se aplica al terminal negativo de A, en tanto que el límite inferior V_{LT} se aplica a la entrada positiva de B. Cuando la señal de error cae fuera de V_{LT} y V_{UT} , es decir abajo del límite inferior o arriba del límite superior, se obtiene una tensión de salida que indica que esta señal se encuentra fuera de los límites establecidos y se generará un alto que así lo demuestra.

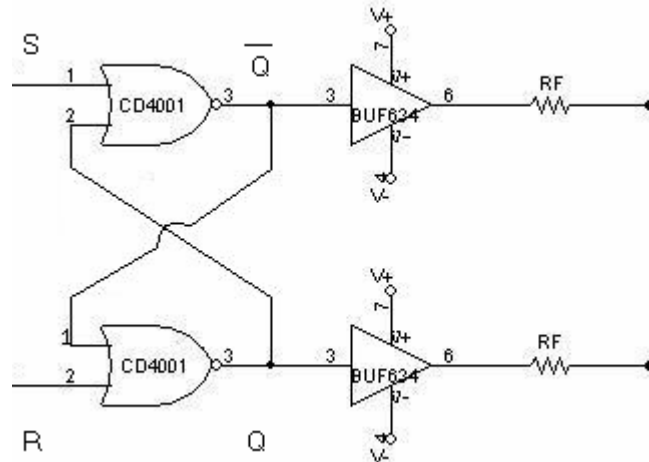
Figura 26. Circuito controlador por histéresis



Fuente: Autores del proyecto

3.2.2 Latches. Para activar los transistores del puente inversor, teniendo como base la ventana establecida por el comparador de histéresis, se utilizó un *latch*. El *latch* es un circuito biestable que permite el almacenamiento de un bit de información, por lo tanto su principal función en el diseño es mantener la ventana de histéresis teniendo en cuenta que permite grabar y guardar un bit siempre y cuando sus entradas se encuentren en la condición $S = 1, R = 0$ y $R = 0, S = 0$ respectivamente (ver figura 27), donde un 1(uno) equivale a un alto, es decir 5 volts.

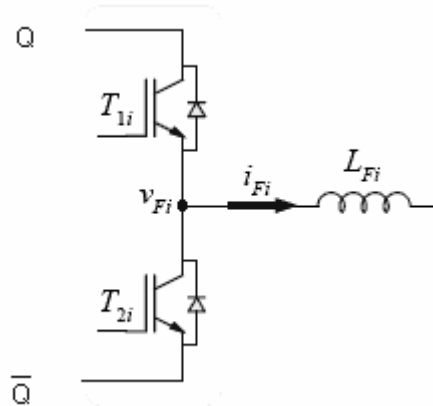
Figura 27. *Latch*



Fuente: Autores del proyecto

Si $S = 1$ (5 V) y $R = 0$, la salida Q se hace alta y la salida $Q^{\bar{}}$ se hace baja, lo que indica que el transistor superior de la columna de la fase que se está controlando, haciendo referencia al puente inversor, se activaría, entendiéndose por esto que este dispositivo permitiría el paso de corriente hacia la carga, mientras que el transistor inferior presentaría el estado opuesto (ver figura 28); ahora bien para obtener un comportamiento contrario en los estados de los transistores del convertidor donde el transistor inferior sea el que permita el paso de corriente, es necesario que $R = 1$ y $S = 0$, para que la salida Q presente un bajo y la salida $Q^{\bar{}}$ un alto.

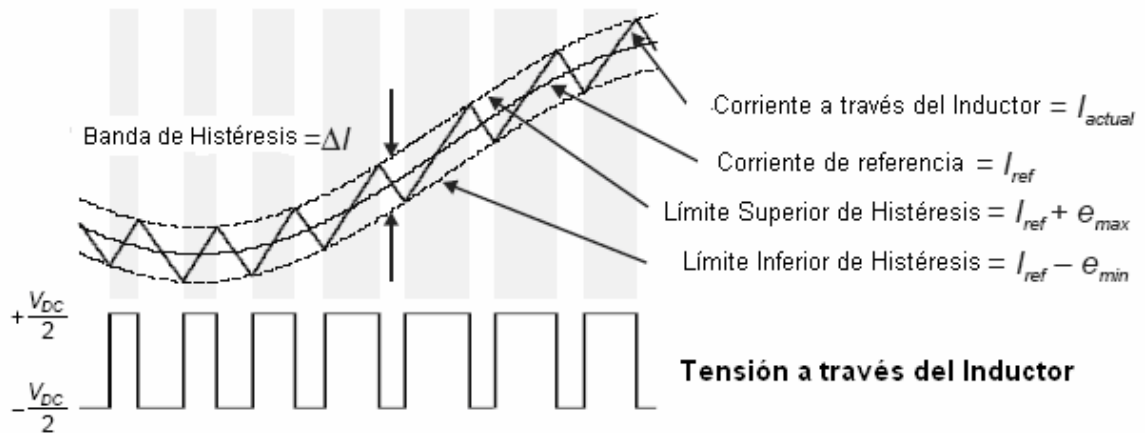
Figura 28. Columna de transistores de una rama del puente inversor



Fuente: Autores del proyecto

Lo anterior hace alusión al patrón de conmutación para los transistores del puente inversor como se ilustra en la figura 29.

Figura 29. Principio del control de corriente por histéresis



Fuente: FILTROS ACTIVOS: CONTROL POR DSP DE UN FILTRO ACTIVO PARA LA COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS

Donde la conducta que siguen estos transistores es la siguiente:

- $i_{\text{instantánea}} < (i_{\text{ref}} - \theta_{\text{min}})$ el interruptor superior T_{1i} esta APAGADO y el inferior esta ENCENDIDO
- $i_{\text{instantánea}} > (i_{\text{ref}} + \theta_{\text{max}})$ el interruptor superior T_{1i} esta ENCENDIDO y el inferior esta APAGADO

Donde θ es $\Delta I/2$ de la banda de histéresis del control de corriente; T_{1i} y T_{2i} son los dispositivos de conmutación del filtro activo, como se había mencionado en el capítulo anterior.

3.2.3 Buffer. Para poder garantizar una interfaz adecuada entre el puente inversor y los pulsos de entrada provenientes del controlador de corriente, el puente inversor dispone de una etapa de aislamiento. Este circuito de aislamiento garantiza la separación entre las señales digitales y la sección de potencia, con el fin de proteger los circuitos de salida contra daños por sobretensiones, transitorios, y fugas de corriente en los circuitos de entrada.

Para activar este optoaislador es necesario polarizar correctamente el diodo emisor de infrarrojo, ya que de esta forma se emite la cantidad de fotones necesarios para que fluya la corriente eléctrica al fototransistor de modo tal que permita el paso de información de un circuito a otro. Aquí es donde radica la importancia del *buffer*, pues es este quien se encarga de dar la corriente necesaria para polarizar el diodo emisor cuando recibe una señal de 5 volts.

3.3 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

3.3.1 Corriente “instantanea” (medida de la sonda de efecto Hall). El sensor de corriente es el encargado de sensar en todo momento la corriente inyectada por el puente inversor con el fin de obtener la información “real” del sistema, por lo tanto la lectura de la corriente es un aspecto importante teniendo en cuenta el significado del sistema de control en lo concerniente a su efectividad. De acuerdo

con lo anterior, el sensor de corriente debe poseer no solo un rango amplio de medida sino a su vez de frecuencia dado el contenido armónico en la onda de corriente. Tomando como base estas características y otras entre las que se encuentran el costo y el tamaño, se escogió una sonda de efecto Hall de lazo cerrado, ver figura 30, por ofrecer excelente precisión y rangos dinámicos amplios, así como una óptima respuesta en frecuencia.

Figura 30. Sonda de efecto Hall (LEM LA 55-P)

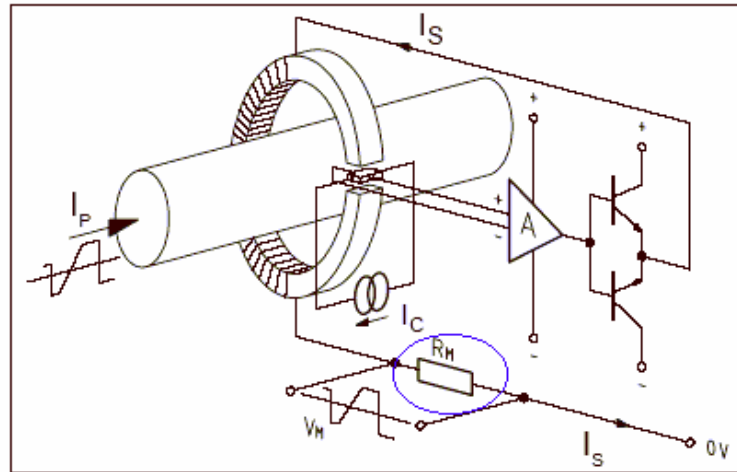


Fuente: www.lemusa.com

Este tipo de sensor dada su disposición de anillo cerrado, es decir que no solo se basan en la simple implementación del efecto Hall sino que posee un circuito de compensación que mejora el funcionamiento del mismo como se aprecia en la figura 31, elimina la deriva del aumento de sus mediciones con respecto a la temperatura. Una ventaja adicional a esta configuración, es que la bobina secundaria actuara como un transformador de corriente en frecuencias más altas, ampliando perceptiblemente el ancho de banda y reduciendo el tiempo de reacción del transductor.

Para obtener la medida, solo se debe colocar una resistencia R_M en serie con la bobina secundaria generándose una tensión de salida que es la imagen exacta de la corriente medida, como lo ilustra la figura 31 y figura 32.

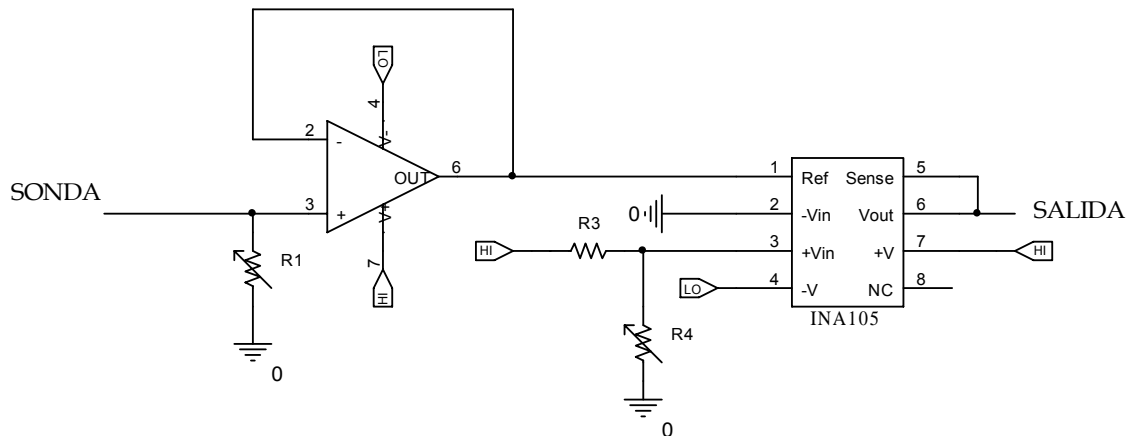
Figura 31. Esquema interno de la sonda de efecto Hall



Fuente: www.lemusa.com

La figura 31 muestra el esquema interno de la sonda de efecto Hall, donde R_M hace parte del acondicionamiento externo realizado para tal lectura, ese circuito externo está condensado en la siguiente figura:

Figura 32 Acondicionamiento de la señal proveniente de la sonda de efecto Hall

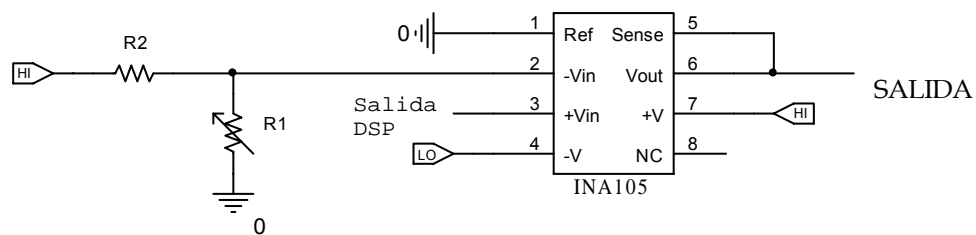


Fuente: Autores del proyecto

El integrado INA105, ver figura 32, es un amplificador diferencial que se encuentra configurado para añadir un *offset*, permitiendo que la lectura realizada por la sonda pueda ser procesada por el DSP.

3.3.2 Corriente de “referencia” (dada por la plataforma DSP). Al igual que la corriente “instantánea”, la corriente de “referencia” generada por el procesador de señales DSP, necesitó de una configuración que permitiera la manipulación de la información suministrada por el mismo, por lo que se dispuso del esquema de la figura 33, quien se encarga de mantener la señal de “referencia” entre valores positivos y negativos legibles para el controlador de corriente.

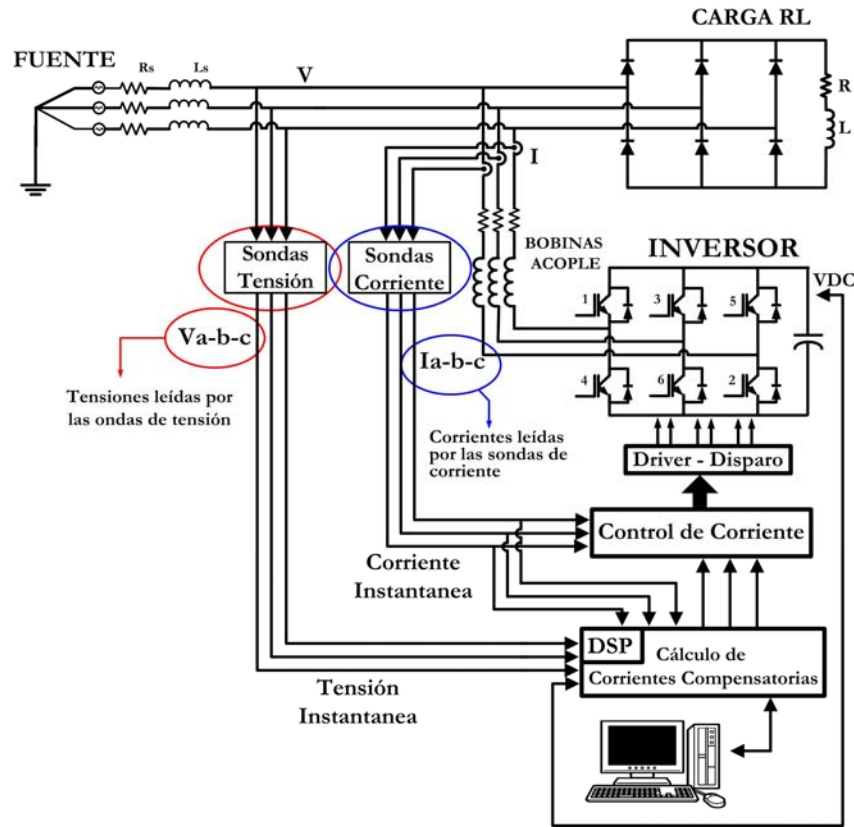
Figura 33 Acondicionamiento de la señal compensatoria



Fuente: Autores del proyecto

Adicionalmente se acondicionaron las tensiones provenientes de la fuente de alimentación trifásica, para ser leídas y procesadas por la plataforma de cálculo DSP como se muestra en la figura 34.

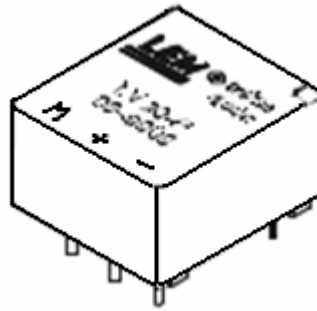
Figura 34. Esquema del filtro activo



Fuente: Autores del proyecto

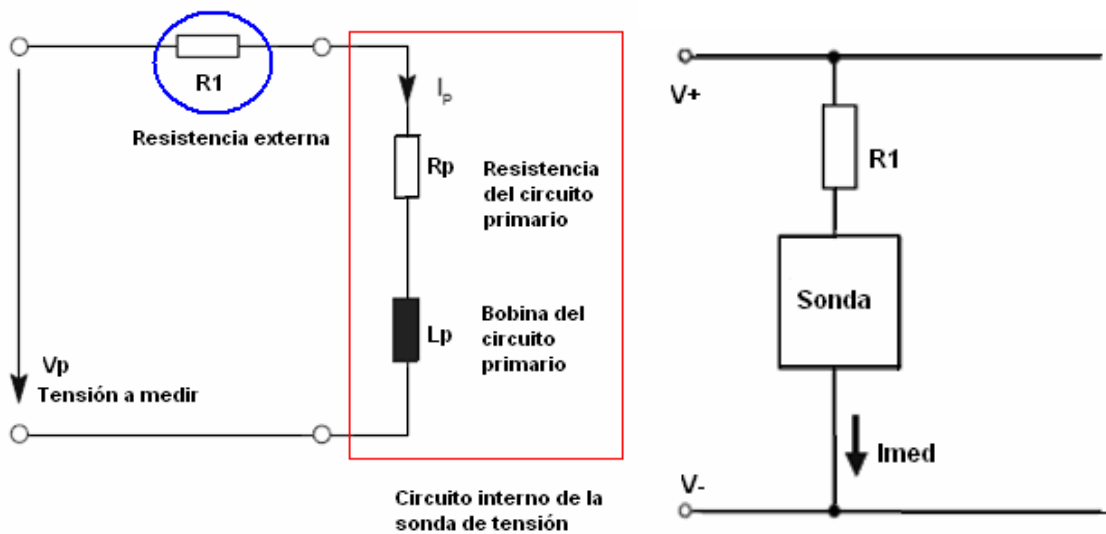
Para medir las tensiones señaladas (figura 34), se dispuso de tres sondas de tensión de efecto Hall, una por cada fase, que presentan la apariencia de la figura 35; el principio de funcionamiento de este tipo de sensores de efecto Hall de lazo cerrado, es medir una corriente pequeña que sea directamente proporcional a la tensión de interés. Esta pequeña corriente (I_{med}) se obtiene dividiendo la tensión que se desea determinar por una resistencia grande, R_1 , como lo muestra la figura 36

Figura 35. Sonda de Tensión de efecto Hall (LEM LV 20-P)



Fuente: www.lemusa.com

Figura 36. Diagrama equivalente del circuito interno de la sonda y diagrama de conexión



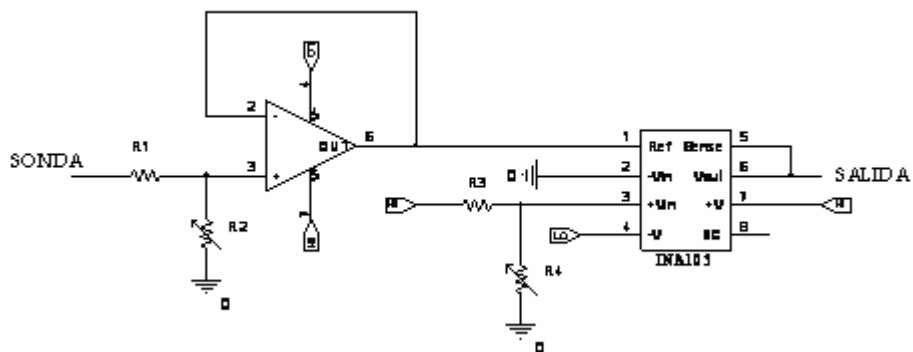
Fuente: www.lemusa.com

La diferencia principal del sensor de tensión con respecto al sensor de corriente, es la adición de una bobina primaria interna con un gran número de vueltas, permitiendo que el sensor establezca los amperes-vuelta necesarias para medir la pequeña corriente primaria.

Asimismo, para obtener la medida, se debe adicionar al igual que en la sonda de corriente, una resistencia externa en serie con la bobina secundaria de dicha sonda a fin de obtener la tensión de salida, imagen de la tensión medida.

La figura 37 muestra el acondicionamiento realizado para la lectura de la medida efectuada por la sonda de tensión para su posterior análisis por parte del DSP

Figura 37 Acondicionamiento de señal proveniente de la sonda de tensión



Fuente: Autores del proyecto

3.4 SELECCIÓN DE LAS BOBINAS DE ACOUPLE

Para calcular el valor de la bobina de acople, es necesario disponer de un modelo del inversor de tensión controlado en corriente que determine el comportamiento de sus variables características en función de los parámetros de control y operación.

Para realizar este análisis se tomó una rama del puente inversor, mostrada en la figura 24 al inicio del presente capítulo, denominada *rama de conmutación*. Como su nombre lo indica, esta rama está compuesta por dos elementos de conmutación (los transistores de potencia) además de poseer una fuente de tensión a un lado, el condensador (condensador partido en este caso C_1 y C_2), y

una fuente de corriente al otro, la inductancia L_{Fi} . Estas características convierten a la rama en una unidad genérica de conmutación.

Es importante tener en cuenta que existen ciertas restricciones para los dos elementos de conmutación de una rama. Las restricciones implican que la fuente de tensión, o los condensadores, no pueden ser cortocircuitados, y que la fuente de corriente, o la inductancia, no puede quedar en circuito abierto.

Estas restricciones conducen al requerimiento de que los dos interruptores (transistores) de una rama deben trabajar de forma complementaria, es decir, para evitar el cortocircuito de los condensadores, sólo uno de los dos interruptores puede estar cerrado al mismo tiempo. De la misma manera, para evitar que la inductancia quede en circuito abierto, uno de los dos interruptores debe estar cerrado en cualquier momento.

En la figura 24, se ha representado la conexión a red de la rama genérica, así como las diferentes variables de interés. Si esta rama trabajase de manera individual, sería imposible la circulación de corriente alguna, a no ser que se estableciese un vínculo de unión entre los nodos '0' y 'n'. Este vínculo de unión aparece cuando las diferentes ramas del convertidor trabajan de manera conjunta para confeccionar las topologías de los inversores expuestos en el capítulo 1.

En la misma figura, la tensión V_{0n} representa la tensión flotante del punto medio del bus de continua respecto al neutro de la red. Lógicamente, el valor de esta tensión será nulo por tratarse de una carga balanceada que es lo que concierne a este trabajo, aunque es importante resaltar que esta tensión también sería nula aún presentando cargas desbalanceadas o desequilibradas para aquellos inversores que presentan el punto intermedio del bus conectado a neutro de la red, mientras que en los inversores en puente completo, su valor dependerá del estado de conmutación de las diferentes ramas.

Por consiguiente, en base a lo expuesto, se establece que la corriente inyectada por una rama del inversor se puede expresar de la forma:

$$i_{Fi} = i_{Fi}^* + \Delta i_{Fi} \quad (1)$$

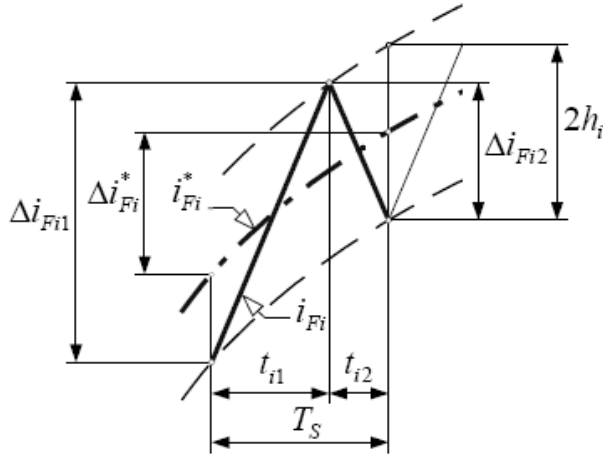
Donde Δi_{Fi} representa el error instantáneo en el seguimiento de la corriente de referencia i_{Fi}^* . Tomando como punto de partida la figura 24 y considerando que el origen de tiempos se encuentra al comienzo de un periodo de conmutación de la corriente inyectada, se pueden inferir las siguientes ecuaciones:

$$V_{C1} - V_{Si} + V_{0n} = L_F \left(\frac{di_{Fi}^*}{dt} + \frac{d\Delta i_{Fi}}{dt} \right) \quad t \in [0, t_{i1}] \quad (2a)$$

$$V_{C2} - V_{Si} + V_{0n} = L_F \left(\frac{di_{Fi}^*}{dt} + \frac{d\Delta i_{Fi}}{dt} \right) \quad t \in [t_{i1}, T_S] \quad (2b)$$

Como se había mencionado la tensión V_{0n} es nula y como se conoce que la frecuencia de conmutación del puente inversor es suficientemente elevada (de 10 kHz a 20 kHz), se puede suponer que V_{C1} , V_{C2} y V_{Si} son magnitudes que permanecen constantes durante todo el período de conmutación. De igual forma, es razonable que, en régimen permanente, la pendiente de la corriente de referencia también sea constante durante todo el período de conmutación. Esto indica que, las siguientes ecuaciones pueden ser descritas como se ilustra en la figura 38.

Figura 38 Corriente inyectada por una rama del inversor



$$\frac{di_{Fi}^*}{dt} \approx \frac{\Delta i_{Fi}^*}{T_S} \quad t \in [0, T_S]$$

$$\frac{d\Delta i_{Fi}}{dt} \approx \frac{\Delta i_{Fi1}}{t_{i1}} - \frac{\Delta i_{Fi}^*}{T_S} = \frac{2h_i}{t_{i1}} \quad t \in [0, t_{i1}]$$

$$\frac{d\Delta i_{Fi}}{dt} \approx -\frac{\Delta i_{Fi2}}{t_{i2}} - \frac{\Delta i_{Fi}^*}{T_S} = -\frac{2h_i}{t_{i2}} \quad t \in [t_{i1}, T_S]$$

Fuente: Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos

De modo que para los inversores con conexión al punto intermedio del bus de continua (ver figura 24), se pueden reescribir las ecuaciones 2a y 2b como se presenta a continuación:

$$\left(V_{C1} - V_{Si} - L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt} \right) t_{i1} = 2L_F h_i \quad t \in [0, t_{i1}] \quad (3a)$$

$$\left(V_{C2} - V_{Si} - L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt} \right) t_{i2} = -2L_F h_i \quad t \in [t_{i1}, T_S] \quad (3b)$$

Estas ecuaciones permiten determinar la amplitud que debe seguir la banda de histéresis de la siguiente forma:

Reordenando términos se tiene;

$$t_{i1} = \frac{2L_F h_i}{\frac{V_{dc}}{2} - V_{Si} - L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt}} \quad t \in [0, t_{i1}] \quad (4a)$$

$$t_{i2} = \frac{2L_F h_i}{\frac{V_{dc}}{2} + V_{Si} + L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt}} \quad t \in [0, T_s] \quad (4b)$$

Sumando (4a) y (4b) se llega a:

$$T_s = \frac{2L_F h_i V_{dc}}{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)^2 - \left(V_{Si} + L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt}\right)^2} \quad (5)$$

$$f_s = \frac{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)^2 - \left(V_{Si} + L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt}\right)^2}{2L_F h_i V_{dc}} \quad (6)$$

De la ecuación (6) se puede decir que V_{dc} y h_i se mantienen constantes, esto indica que la frecuencia de conmutación será máxima cuando:

$$V_{Si} + L_F \frac{di_{Fi}^*}{dt} = 0 \quad (7)$$

Es decir, cuando V_{Si} presente un cruce por cero y la derivada de la corriente de referencia en ese punto sea nula. Por consiguiente el valor de la bobina de acople se puede obtener de la siguiente ecuación:

$$L_F = \frac{V_{dc}}{8h_i f} \quad (8)$$

Para efectos del cálculo se escogieron los siguientes valores:

- La tensión de la barra de continua, 311 (volts)

- La frecuencia de conmutación de 20 kHz
- El ancho de banda de Histéresis de 0,9 A, este valor se tomó teniendo en cuenta el criterio del 10% del valor rms de la corriente de carga.

Por lo tanto el valor de las inductancias es de 1,8 mH, ver tabla 1 para la ficha técnica

Tabla 1 Ficha técnica de la bobina de acople

| Referencia | Corriente (A) | Tensión (V) | Frecuencia (Hz) |
|----------------------------------|----------------------|--------------------|------------------------|
| MTE corporation E66214 180-36 | 25 | 600 | 50/60 |

Fuente: www.mtecorporation.com

Los valores de la tabla corresponden a las bobinas encontradas comercialmente.

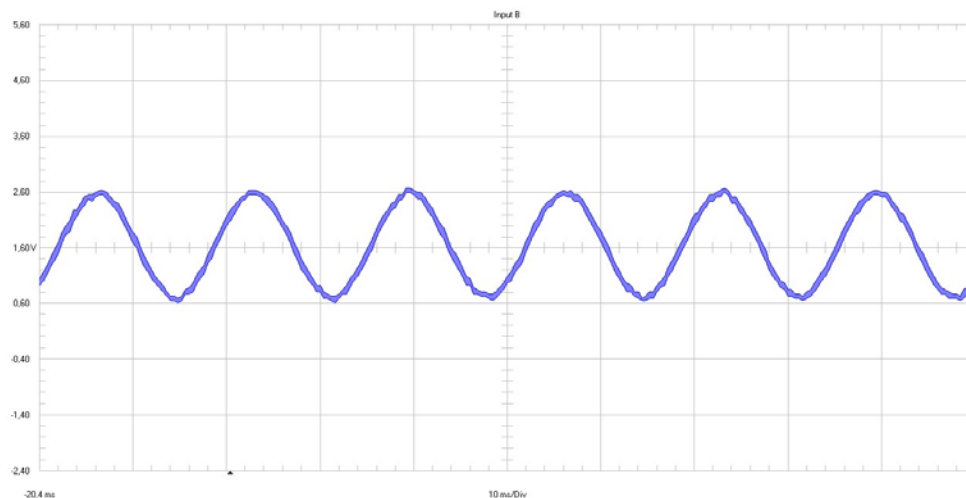
4. PRUEBAS Y RESULTADOS

Las pruebas para el controlador por histéresis, propuesto en el capítulo 3 se dividieron en dos, esto con el objeto de poner a prueba la efectividad del mismo en el seguimiento de diferentes formas de onda. La primera parte se orientó al seguimiento de una forma de onda sinusoidal donde se empleo una carga resistiva; La segunda parte de la prueba se enfocó hacia la funcionalidad de la técnica de control dentro del filtro activo, en el seguimiento de la corriente de referencia suministrada por la plataforma de cálculo DSP, con el fin de evaluar las prestaciones del filtro activo en la mitigación de armónicos originados por una carga trifásica balanceada no lineal.

4.1 PRUEBA DE LA TÉCNICA DE CONTROL DE CORRIENTE

Como se mencionó anteriormente, la primera parte de este conjunto de pruebas tiene como objetivo seguir una onda cuya forma es sinusoidal como se muestra en la figura 39.

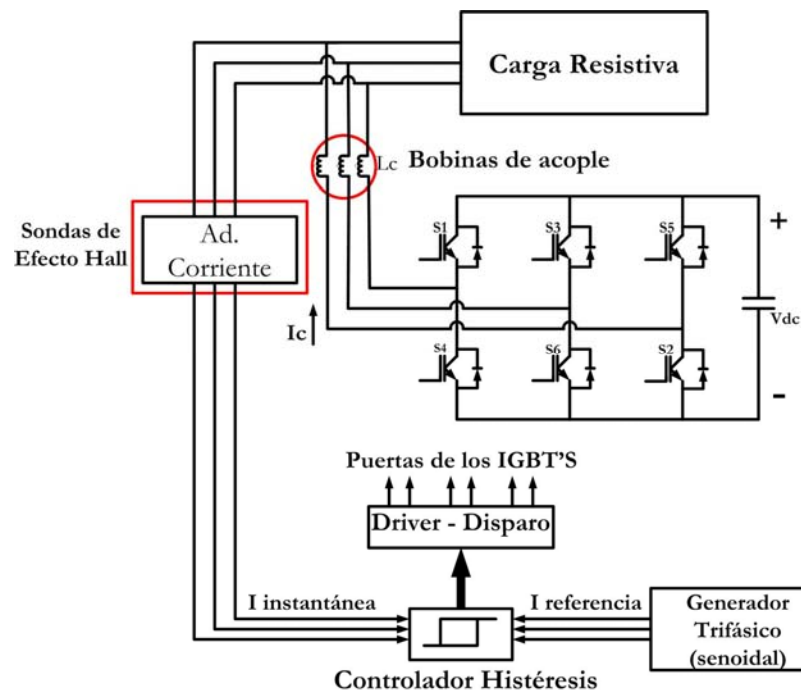
Figura 39. Oscilograma de la onda de referencia (Onda a seguir).



Fuente: Autores del proyecto

Esta onda de referencia proviene de un generador de onda sinusoidal trifásico (DSP), para ello se empleó un prototipo, ver figura 40, que permite no solo poner a prueba el circuito de histéresis, sino también el *hardware* relacionado con el acondicionamiento de las señales leídas por las sondas de efecto Hall y la selección apropiada de las bobinas de acople, ubicadas a la salida del puente inversor, señaladas en la misma figura.

Figura 40. Esquema del sistema para pruebas de la técnica de control

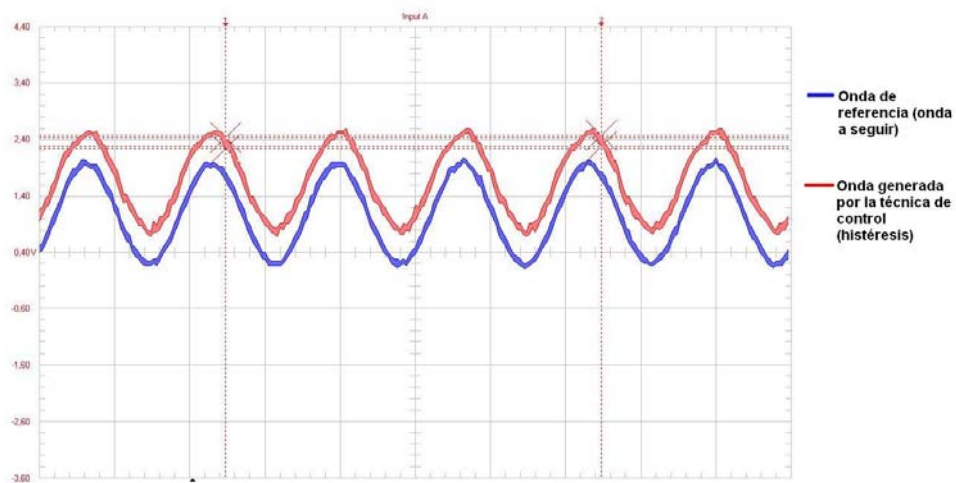


Fuente: Autores del proyecto

Como lo ilustran las dos figuras 41 y 42, en especial la figura 42, la técnica de control por histéresis, exhibe una respuesta favorable en el seguimiento de la onda de referencia impuesta, que en este caso es una onda sinusoidal generada para la prueba. Así mismo, este resultado refleja aspectos importantes en cuanto al diseño y acople de los dispositivos electrónicos (tarjeta de histéresis y tarjeta de acondicionamiento de señal de las sondas) con el circuito de potencia (puente

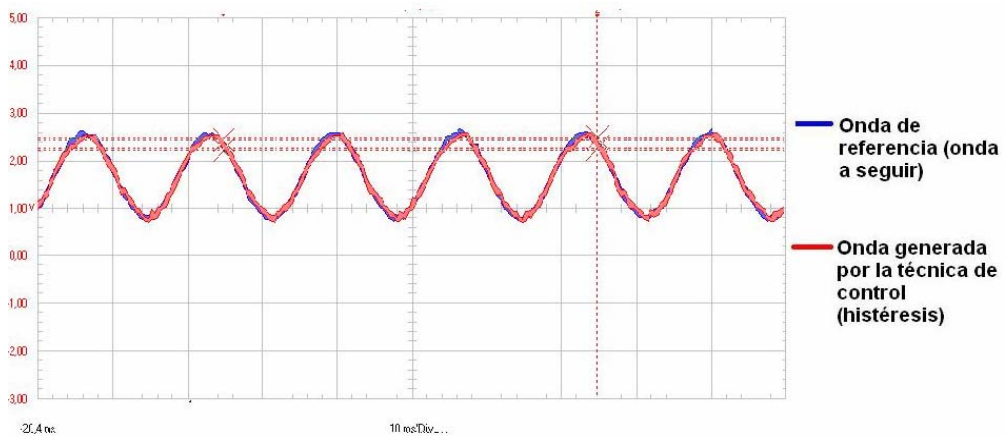
inversor y fuente de alimentación), el buen seguimiento de las corrientes de referencia por parte del controlador, indica que el puente inversor fue conmutado bajo condiciones óptimas, y que la elección de los elementos reactivos (bobinas de acople) es adecuada.

Figura 41. Oscilograma de la onda de referencia a seguir (azul) y onda generada por la técnica de control por histéresis (rojo)



Fuente: Autores del proyecto

Figura 42. Superposición de las ondas



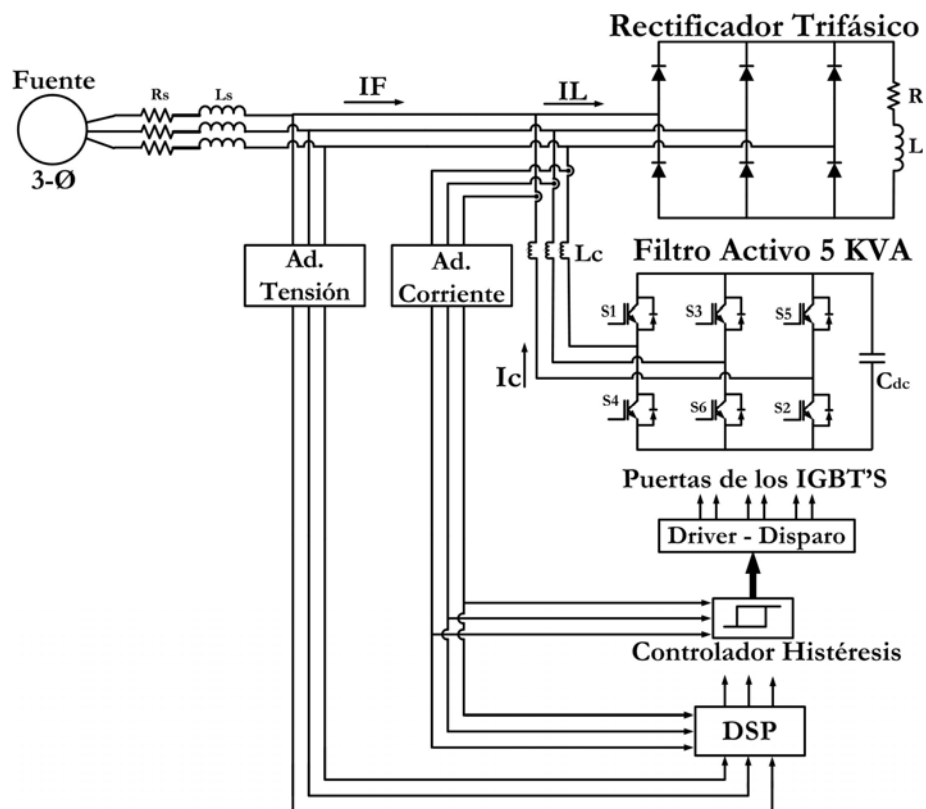
Fuente: Autores del proyecto

4.2 PRUEBAS AL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

La segunda fase de estas pruebas, presenta un enfoque más global donde el controlador hace parte de un todo que determina la eficacia del filtro activo de potencia, en lo referente a la disminución de los armónicos de corriente.

Para realizar estas pruebas se dispuso del esquema de la figura 43, que pretende compensar los armónicos de corrientes originados por la forma de onda solicitada por la carga de prueba. Esta carga se compone de un puente rectificador trifásico no controlado con carga RL ($R=38\Omega$, $L=62\text{mH}$).

Figura 43. Esquema del sistema para pruebas de laboratorio del filtro activo



Fuente: Autores del proyecto

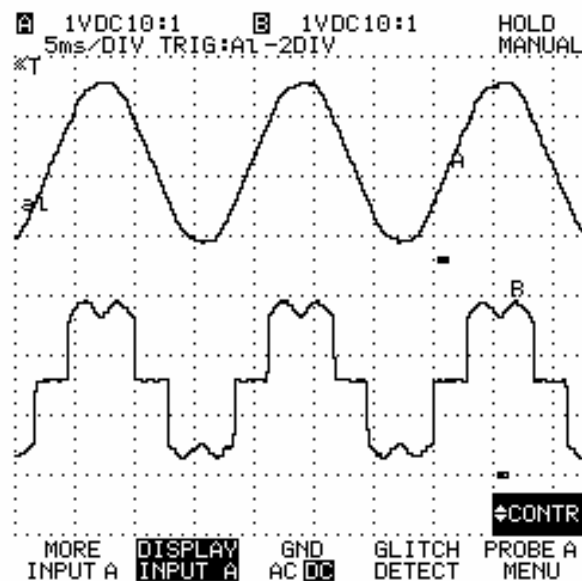
Los parámetros del filtro en las pruebas realizadas fueron los siguientes:

- Condensadores de la barra de continua $C_1=C_2= 50\mu\text{F}$ a 400V
- La tensión de la barra de continua es de 311V, 155,5V en cada capacitor
- Todas las inductancias del sistema son de 1,8mH
- Puentes inversor de 5kVA.

La medición de la tensión de la fuente o red de alimentación trifásica y de la corriente de línea sin la conexión del filtro activo, se muestra en la figura 44.

Como se exhibe en la figura, la tensión suministrada por la fuente es sinusoidal y la corriente de la carga, es decir la corriente del rectificador trifásico tiene la conocida forma de la letra “m” que poseen los rectificadores de seis pulsos.

Figura 44. Tensión de red (V_F) y corriente de la carga sin filtro activo (I_L)

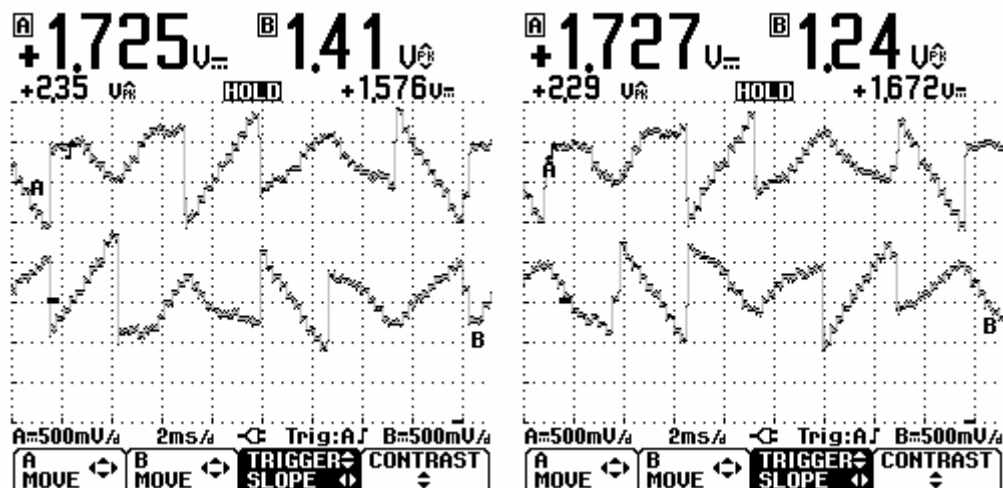


Fuente: Autores del proyecto

Cabe anotar, según el esquema de la figura 43, que la corriente de la carga (I_L) es igual a la corriente de la fuente trifásica (I_F) cuando el filtro activo no se encuentra conectado a la red.

Una vez se conecta el filtro activo de potencia, estas señales, las de la figura 44, son procesadas por la plataforma de cálculo DSP, ver figura 43, quien obtiene las ondas de referencias u ondas compensatorias de la figura 45 que deben ser inyectadas a la red de alimentación.

Figura 45. a) Onda compensatoria de la fase b (superior) y de la fase c (inferior)
 b) Onda compensatoria de la fase a (superior) y de la fase c (inferior).



a)

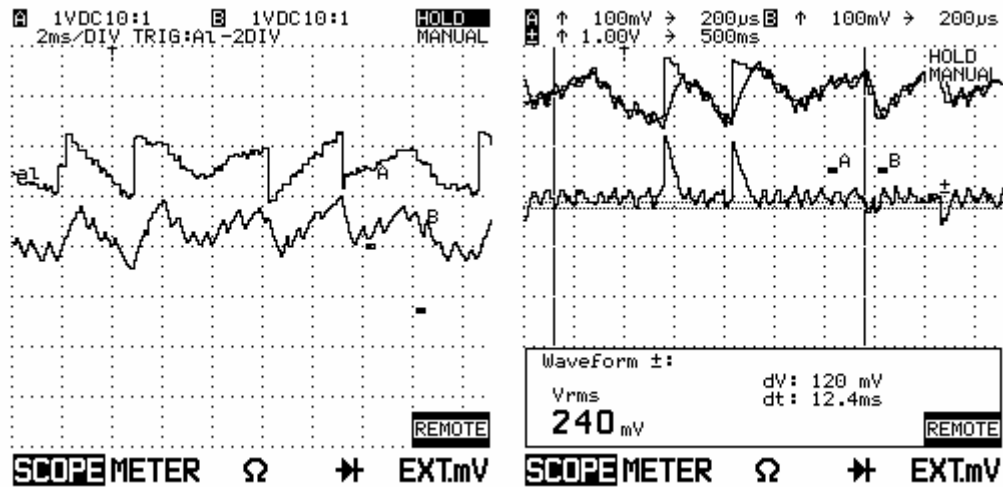
b)

Fuente: Autores del proyecto

La técnica de control, fiscaliza la inyección de las corrientes compensatorias mediante el fiel seguimiento de las mismas. Como se mencionó en el capítulo anterior en la sección 3.4, el criterio para escoger el ancho de la banda de histéresis, fue del 10% del valor rms de la onda de carga; sin embargo se varió la estimación de este ancho, alrededor del valor propuesto con el fin de probar esta

selección. Las figuras 46, 47 y 48 presentan las respuestas del controlador para diferentes anchos de banda, así como el error que se produce al seguir la mencionada onda compensatoria. La onda de referencia dada por el DSP se encuentra en la parte superior de las figuras y la generada por la técnica de control por histéresis se halla en la parte inferior.

Figura 46. a) Onda de referencia (superior) y onda generada por la técnica de control con un ancho de banda de histéresis de 0,2V
b) error de seguimiento $V_{ref} - V_{hist}$.



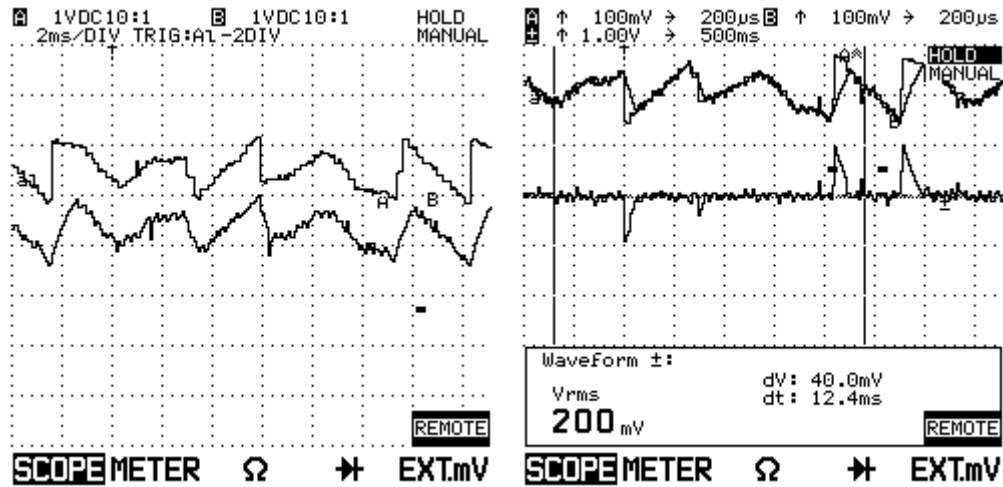
a)

b)

Fuente: Autores del proyecto

Figura 47. a) Onda de referencia (superior) y onda generada por la técnica de control con un ancho de banda de histéresis de 0,1V

b) error de seguimiento $V_{ref} - V_{hist}$



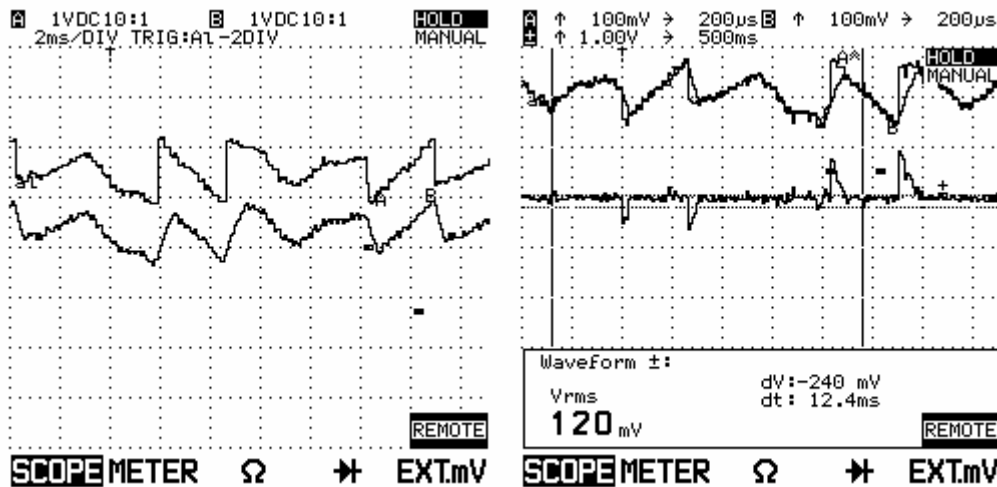
a)

b)

Fuente: Autores del proyecto

Figura 48 a) Onda de referencia (superior) y onda generada por la técnica de control con un ancho de banda de histéresis de 0,08V

b) error de seguimiento $V_{ref} - V_{hist}$



Fuente: Autores del proyecto

Las figuras señalan que el criterio del 10% seleccionado fue acertado, y así lo demuestra la figura 48 con una respuesta congruente al juicio aplicado en lo concerniente al ancho de banda de histéresis (criterio del 10%). De igual forma, la tabla 2 condensa los valores rms de la diferencia entre la onda de referencia y la onda generada por la técnica de control

Tabla 2. Error de seguimiento de los distintos anchos de la banda de histéresis

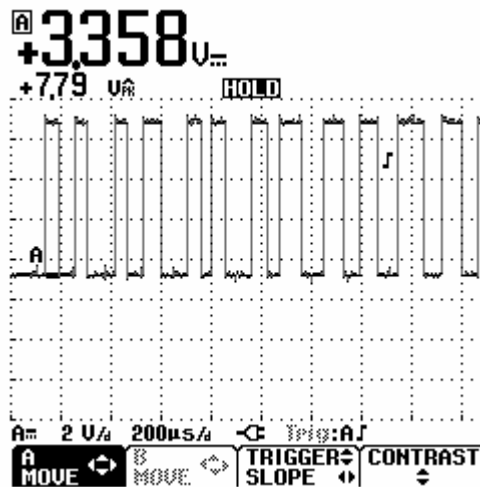
| Ancho de banda de histéresis (V) | Valor rms de la diferencia(mV) |
|----------------------------------|--------------------------------|
| 0,2 | 240 |
| 0,1 | 200 |
| 0,08 | 120 |

Fuente: Autores del proyecto

Esta tabla corrobora una vez más los resultados obtenidos, pues es claro, que el menor error se obtuvo con el menor ancho de histéresis, sustentado por el criterio elegido; esta reducción de los límites de dicha banda, garantiza una conmutación rápida del puente inversor y esto se manifiesta en las figuras, ya que a mayor ancho de banda menor será la frecuencia de conmutación de los transistores y el error en el seguimiento será notable; sin embargo, la disminución de la ventana de histéresis aunque facilita el seguimiento de las ondas colocadas como referencias, también puede generar que el puente inversor se encuentre conmutado bajo condiciones no óptimas y es posible que aparezcan secuencias de conmutación que no puedan ser generadas debido a las limitaciones dinámicas de los transistores. Es aquí donde se ve la importancia de la velocidad de respuesta del controlador, no solo para que garantice una correcta inyección de las corrientes compensatorias, sino que a su vez asegure las condiciones de trabajo del puente inversor.

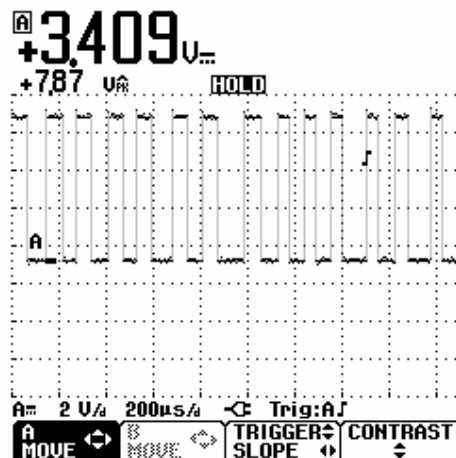
Teniendo en cuenta lo anterior, en las siguientes figuras, se presentan los pulsos de “disparo” que genera dicho controlador (con un ancho de banda de 0,08V), a los semiconductores del puente inversor.

Figura 49. Pulsos de “disparo” para los transistores de la columna A del puente inversor



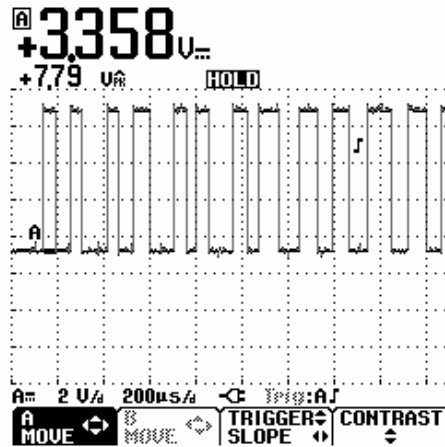
Fuente: Autores del proyecto

Figura 50. Pulsos de “disparo” para los transistores de la columna B del puente inversor



Fuente: Autores del proyecto

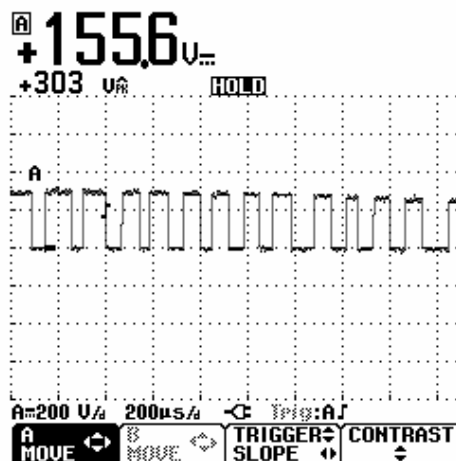
Figura 51. Pulsos de “disparo” para los transistores de la columna C del puente inversor



Fuente: Autores del proyecto

Igualmente la figura 52 muestra los pulsos de salida del puente inversor. Esta tensión de salida es aplicada al inductor de acople (uno por cada rama), ver figura 43, para convertir estos pulsos de tensión a corriente y de esta forma ser inyectados a la red de alimentación.

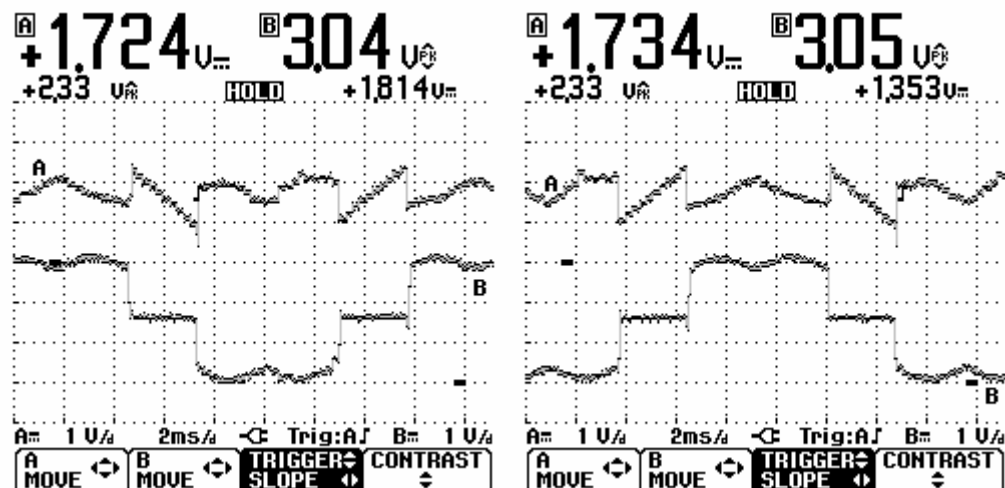
Figura 52. Pulsos de salida del puente



Fuente: Autores del proyecto

La corriente inyectada a la red trifásica, es decir, la corriente seguida por el circuito de histéresis, se adiciona con la onda de corriente de la carga como se ilustra en la figura 53. En esta figura se muestra una ampliación, que permite ver cómo la forma de onda de la corriente de compensación (superior), complementa la onda de la corriente de carga (inferior), con lo que le falta para que ésta última sea sinusoidal.

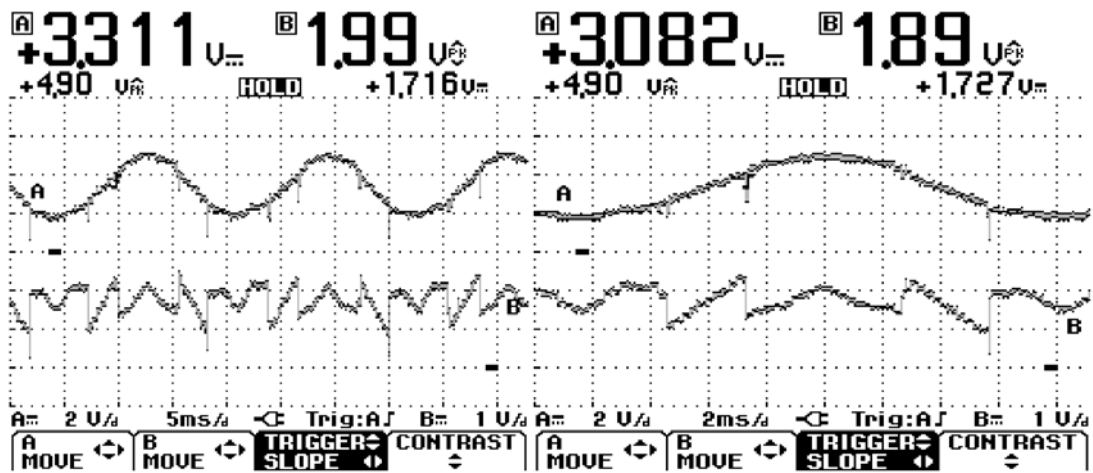
Figura 53. Onda compensatoria (I_C) (superior) y onda de corriente de la carga (I_L)



Fuente: Autores del proyecto

Al suministrar esta corriente compensatoria a la red, la corriente que abastece la fuente de alimentación trifásica (IF), toma una forma de apariencia sinusoidal como se aprecia en la onda superior de la figura 54; los picos que exhibe esta onda son ocasionados por los trazos verticales de la onda compensatoria que allí se muestra (parte inferior de la figura 54).

Figura 54. Compensación (superior) y onda de referencia I_C (inferior)

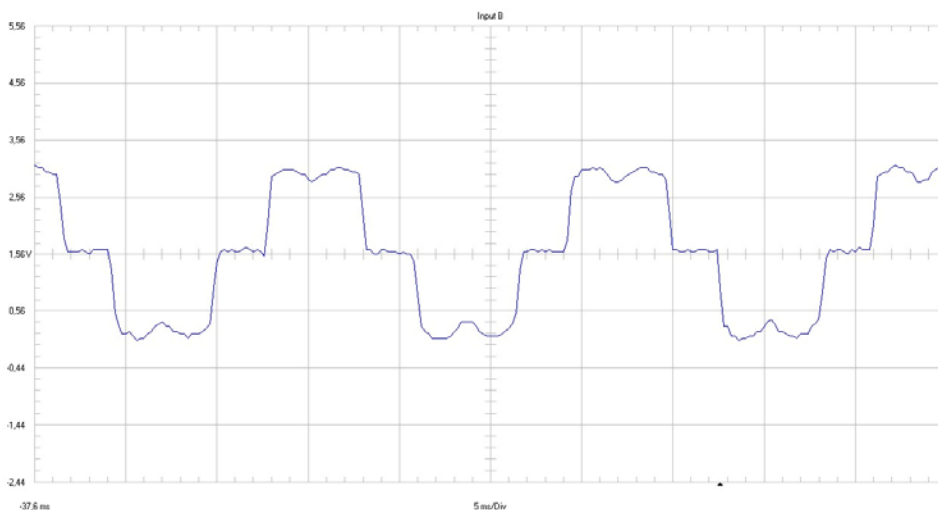


Fuente: Autores del proyecto

4.3 RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN

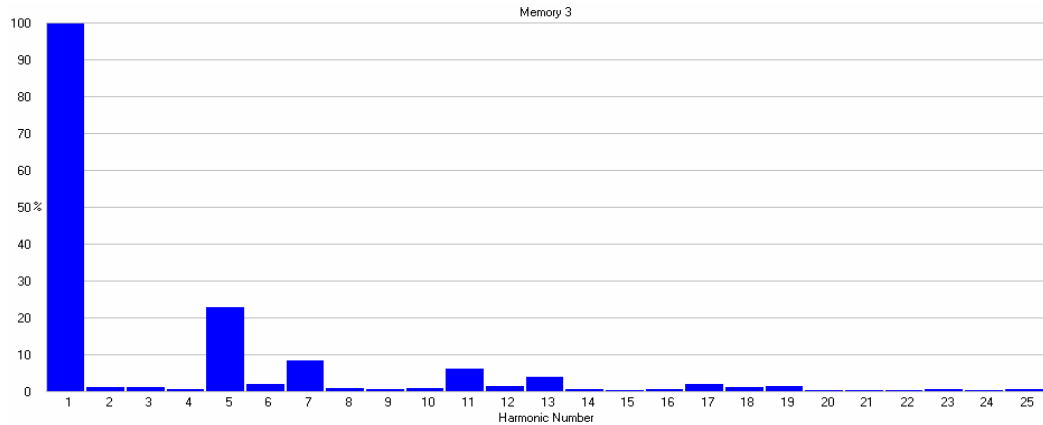
En esta apartado se mostrarán las ondas de corriente involucradas en la compensación y su correspondiente espectro armónico. En primer lugar, como se observa en la figura 55, se encuentra la onda de corriente a la entrada del rectificador trifásico no controlado.

Figura 55. Onda de corriente de la carga (I_L)



La figura 56 presenta el respectivo espectro armónico de la onda de corriente de la carga (figura 55). Este es el contenido armónico que se pretende mitigar

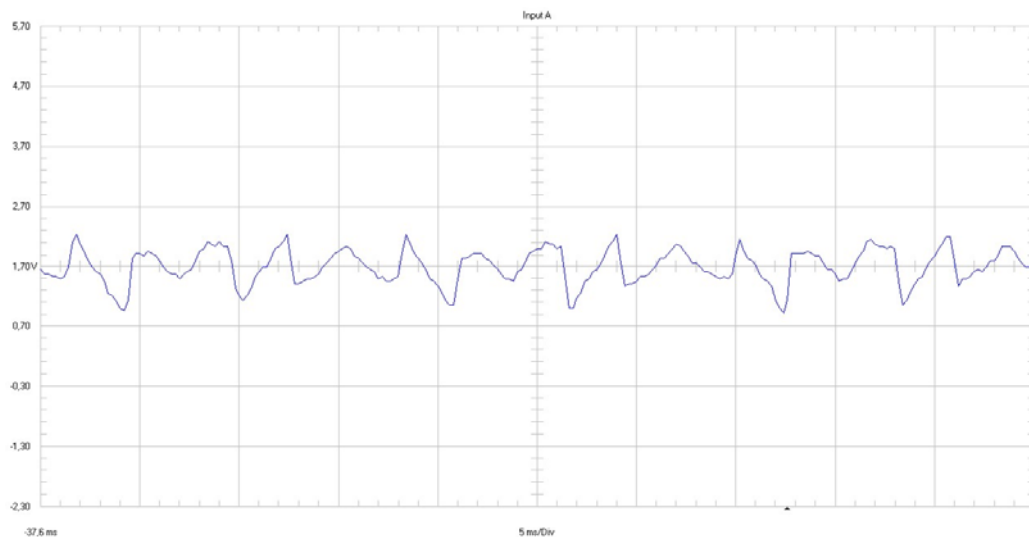
Figura 56. Espectro de la onda de corriente de la carga



Fuente: Autores del proyecto

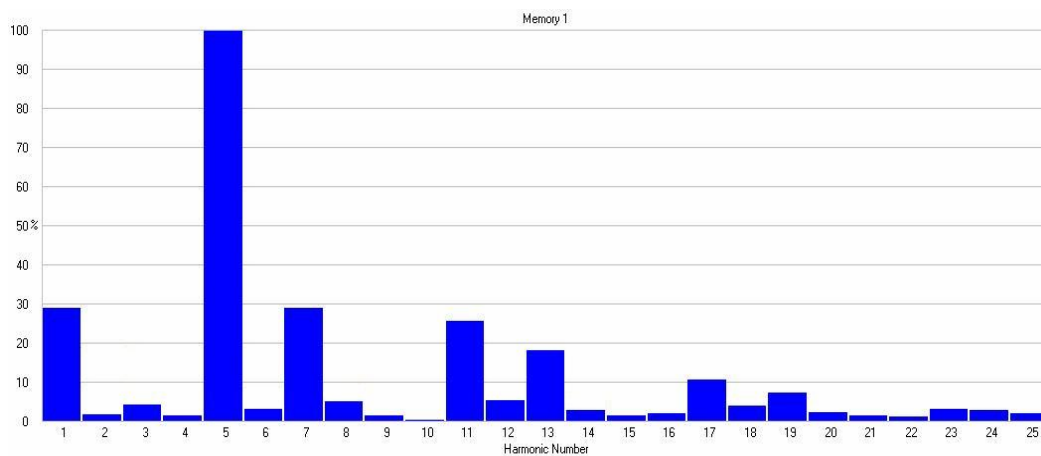
Las figuras 57 y 58, muestran la onda compensatoria y su espectro armónico respectivamente.

Figura 57. Onda de compensatoria (I_C)



Fuente: Autores del proyecto

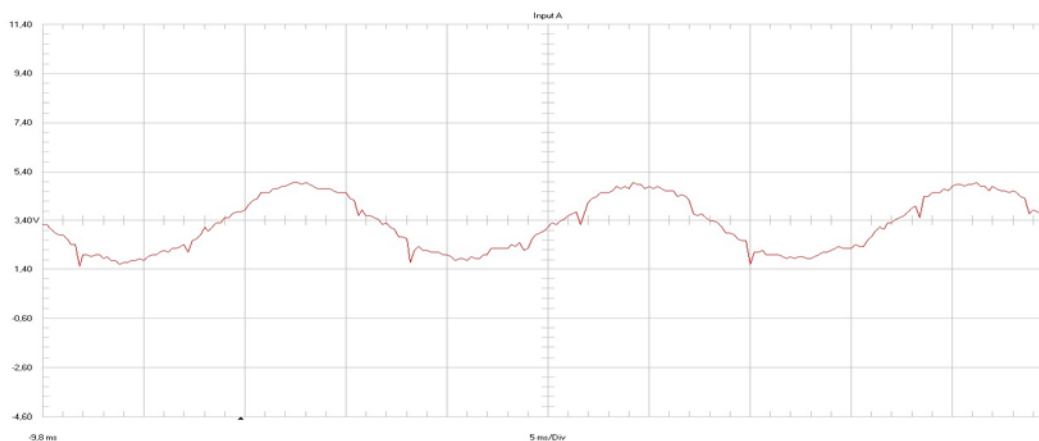
Figura 58. Espectro de la onda compensatoria



Fuente: Autores del proyecto

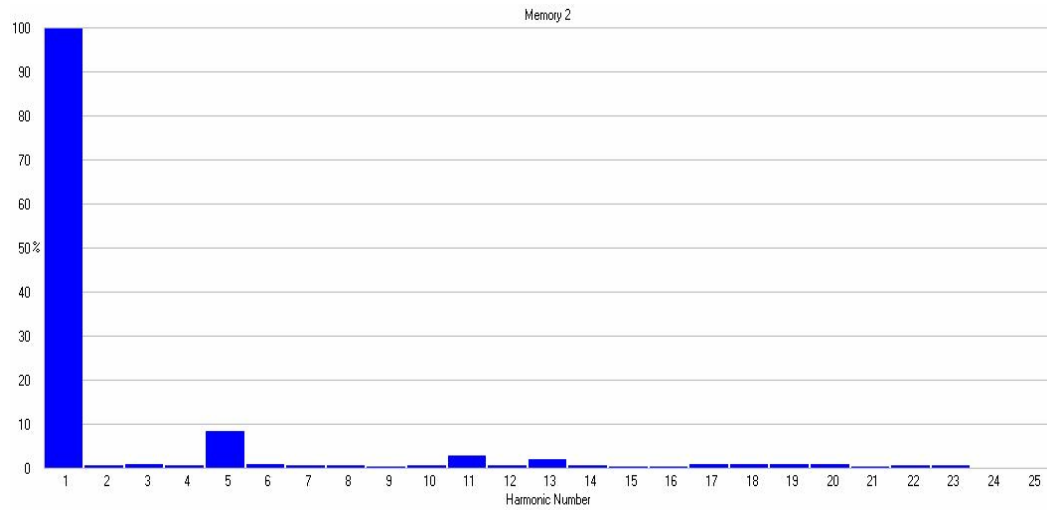
En la figura 58, se aprecia que el espectro de la corriente de referencia o compensatoria, está compuesta principalmente por los mismos armónicos de la corriente de carga en una magnitud proporcional a su presencia (en las figuras se muestra en porcentaje y no en magnitud de corriente). El suministro de esta onda compensatoria a la red de alimentación, permitió eliminar el contenido armónico de la corriente de la red eléctrica (I_F).

Figura 59. Onda generada por la fuente trifásica (I_F)



Fuente: Autores del proyecto

Figura 60. Espectro de la onda generada por la fuente trifásica



Fuente: Autores del proyecto

Como se puede observar, el espectro de la onda de corriente de la carga, presenta una considerable mejoría con la compensación al verse reducida la distorsión armónica total de 25,7% a 9,25%¹; este cálculo se realizó empleando la siguiente de expresión:

$$DAT_I = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{25} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{25} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \quad (9)$$

¹ CASTELBLANCO, Nelfor. FILTROS ACTIVOS: CONTROL POR DSP DE UN FILTRO ACTIVO PARA LA COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS, 2006.

5. CONCLUSIONES, APORTES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1 CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

- La técnica de control escogida para la generación de los pulsos de disparo del puente inversor garantiza que las corrientes de salida del filtro activo, sigan las corrientes de referencia dadas por la plataforma DSP.
- El control por histéresis de corriente ofrece una rápida respuesta gracias a su no linealidad y a la ausencia de retardos significativos, lo que se traduce en una obtención instantánea de las corrientes de referencia.
- La adecuada selección de las bobinas de acople permitió la correcta conversión de los pulsos de tensión PWM a la salida del puente inversor, en señales de corriente (compensatorias) que se inyectan a la red.
- El conjunto formado por el puente inversor, las inductancias de acople y el control de corriente por histéresis, presentó un comportamiento similar al de una fuente de corriente, ya que suministró a la red de alimentación en todo momento, las corrientes de compensación aportadas como referencias por el DSP; este buen funcionamiento se debe a la compatibilidad y por supuesto al buen diseño (acople) de dichos dispositivos.
- La apropiada adecuación de los instrumentos de medida, las sondas de efecto Hall, permitió el procesamiento de las señales de tensión y de corriente para la obtención de las señales de referencia por parte de la unidad de procesamiento central DSP.
- El control por histéresis se aplica fácilmente a inversores en los que las ramas de transistores trabajan de manera independiente, sin embargo en inversores

en puente completo, la interacción entre las corrientes de las fases afecta de manera negativa en el funcionamiento de este controlador.

5.2 APORTES

- El diseño del circuito de control de corriente basado en la técnica de control por histéresis y su respectivo *hardware*.
- El diseño de los circuitos acondicionadores de las señales leídas por los sensores de efecto Hall, así como su correspondiente *hardware*, aportando otra alternativa de medida para los laboratorios en el sensado de las ondas de corriente y tensión.
- Determinación de las expresiones analíticas que rigen el comportamiento del método de control propuesto, con respecto a las condiciones de trabajo del puente inversor; estas representaciones facilitarán la optimización de la técnica de control desarrollada.
- Una efectiva técnica de control que presenta excelentes prestaciones en el acondicionamiento de tensiones y corrientes, dentro del filtro activo, facilitando la mitigación de armónicos de corriente.
- El estudio de las topologías de los inversores en fuente de tensión que se utilizan normalmente en los filtros activos de cuatro hilos, reveló que el inversor de tres ramas con capacitor partido (TLSC), empleado en este trabajo, encuentra una gran aceptación entre fabricantes e investigadores gracias a su facilidad de control. Esta contribución es importante en lo referente a las prestaciones de acondicionamiento de corrientes en redes eléctricas para filtros activos en aplicaciones de media y baja potencia.

Aportes personales:

- Con el desarrollo de este trabajo, se adquirió experiencia en el reconocimiento y solución de algunos de los problemas que se presentan al trabajar exclusivamente la parte de *hardware*, problemas como el ruido y la interferencia, la estabilidad de las tensiones y corrientes de alimentación, la adecuada identificación de las tierras en el acople de circuitos incluso, algunos problemas que pueden parecer más simples y sencillos de solucionar, pero que a veces son difíciles de identificar tales como los problemas con los circuitos impresos, partes mal soldadas, levantamientos de caminos o puentes a la hora de desoldar, elementos en mal estado que producen bien sea un corto o un circuito abierto, entre otros.
- Este trabajo realizó el acople del filtro activo, es decir la unión de los diferentes proyectos que lo componen como son: el puente inversor, las inductancias de acople a la red, el elemento almacenador de energía del inversor, los dispositivos de acondicionamiento de las señales de potencia y finalmente el sistema de control. Todo esto, trajo consigo innumerables complicaciones, pues el desconocimiento no solo de los trabajos realizados en proyectos pasados sino de áreas poco exploradas, presentaron mayor dificultad a la hora de hacer que cada parte funcione correctamente dentro de un todo.
- Este trabajo sin duda alguna ha dejado grandes aportes en cuanto a nuestra orientación profesional, pues esos tropiezos u obstáculos que se presentaron al comienzo de este proyecto por el desconocimiento de algunos conceptos en la parte eléctrica, se convirtieron con la búsqueda de soluciones y mejoras, en inquietudes para seguir investigando en el área de potencia.

5.3 TRABAJO FUTUROS

- Llevar la técnica de control de corriente desarrollada al campo digital, empleando dispositivos lógicos programables de alta velocidad como FPGA's.
- Aplicar la técnica de control por histéresis al control vectorial, lo cual ha mostrado gran efectividad en filtros activos de potencia, según bibliografía consultada.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Timothy L. Skvarenina, *The Power Electronics Handbook*. CRC Press , 2002. Cap 17.3
- [2] Castelblanco Rodriguez, Nelfor, Gelvez Figueredo, Julio y Ordoñez Plata Gabriel, *Compensación de Armónicos de Corriente Con Filtros Activos Controlados por DSP*. SICEL 2005 Bogotá D.C., Colombia. Noviembre 16-18 de 2005
- [3] Akagi, H., New trends in active filters for power conditioning, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 32, 6, 1312–1322, 1996.
- [4] Takeda, M., Ikeda, K., and Tominaga, Y., Harmonic current compensation with active filter, in *Proceedings of the 1987 IEEE/IAS Annual Meeting*, 1987, 808–815.
- [5] Peng, F. Z., Akagi, H., and Nabae, A., A new approach to harmonic compensation in power systems— a combined system of shunt passive and series active filters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 26(6), 983–990, 1990.
- [6] Peng, F. Z., Akagi, H., and Nabae, A., Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 29(1), 144–152, 1993.
- [7] Fujita, H. and Akagi, H., A practical approach to harmonic compensation in power systems—series connection of passive and active filters, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 27(6), 1020–1025, 1991.

- [8] DIXON, Juan and TEPPER Sebastián, Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters, Applied Power Electronic Confer.IEEE, 1994.
- [9] MEO, Santolo and PERFETTO Aldo, Comparison of different control techniques for active filters applications, Devices, Circuits and Systems, 2002, Proce.
- [10] KANAAN, H and AL-HADDAD K, A comparative study of hysteresis and PWM control techniques applied to an injection current based three phase rectifier.
- [11] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage source PWM converters: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 691–703, Oct.1998.
- [12] A. Tilli and A. Tonielli, "Sequential design of hysteresis current controller for three-phase inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 771-781, Oct. 1998.
- [13] X. Dianguo, G. Jianjun, L. Hankui, and G. Maozhong, "Improved hysteresis current control for active power filter," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.(ISIE'03)*, vol. 2, 2003, pp. 836-840.
- [14] Rodríguez Cortés, Pedro, Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos, 2005.

ANEXOS

ANEXO A. DISEÑO DE TARJETAS

En este anexo se presentarán los diseños de las tarjetas finales correspondientes a los acondicionamientos de señales y al controlador de histéresis. La figura A1, muestra el acondicionamiento realizado a las tres señales de referencia suministradas por la plataforma DSP. La figura A2 por su parte, presenta el acondicionamiento de las señales provenientes de los sensores de efecto Hall que como se mencionó en el capítulo anterior, miden las ondas de tensión y corriente provenientes de la red eléctrica, para que puedan ser procesadas por el DSP, la primeras cinco columnas hace referencia al acoplamiento necesario para medir la tensión de la red y las cuatro siguientes provienen de las sondas que sensan las ondas de corrientes a la salida del filtro.

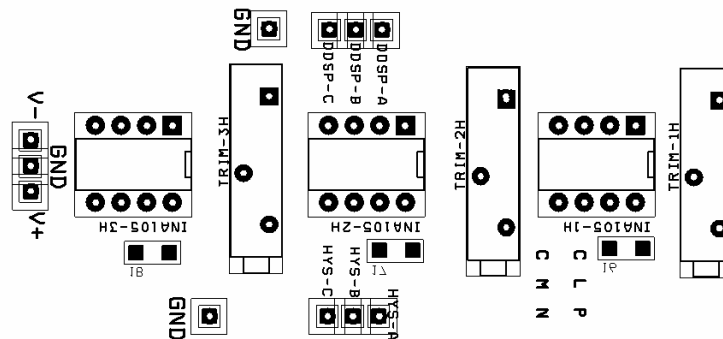


Figura A1. Acondicionamiento de la señal de salida del DSP

La tarjeta de histéresis que muestra la figura A3 condensa el diseño propuesto, presentándose en ésta tres columnas, cada una de ellas genera las señales de conmutación para el conjunto de transistores de cada rama del puente inversor, a partir de la información que proporcionan las sondas de corriente, la corriente de referencia suministrada por el DSP y el ancho de banda de histéresis impuesto.

Figura A2. Acondicionamiento de señales de entrada al DSP

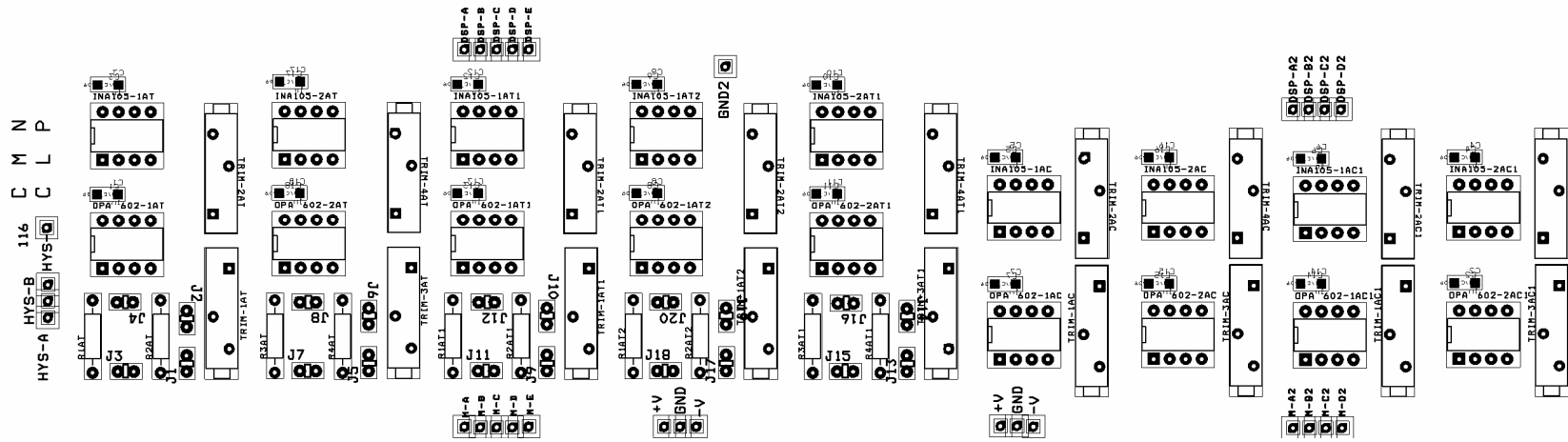


Figura A3. Tarjeta de Histéresis

