

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

NELFOR SAMAEL CASTELBLANCO RODRÍGUEZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

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

NELFOR SAMAEL CASTELBLANCO RODRÍGUEZ

**Trabajo de Investigación para optar al título de
Magíster en Ingeniería, Área Electrónica**

DIRECTOR

Msc. JULIO GÉLVEZ FIGUEREDO

CODIRECTOR

Dr. GABRIEL ORDOÑEZ PLATA

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

*Este trabajo está dedicado al Creador de la Ciencia y de la Vida
por cuya voluntad todo átomo existe y por cuya
misericordia esta esfera aún prevalece.*

A mis padres, a mi esposa y mis hermanas, mis amigos y profesores...

Nelfor.

*“El sabio cumple su obra pero no reclama su mérito,
Y precisamente porque no lo reclama
Su mérito nunca le abandona.”
Tao Te Ching, II
Lao Tse*

RESUMEN

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

AUTORES: CASTELBLANCO RODRIGUEZ, Nelfor Samael **

PALABRAS CLAVE: armónicos, filtros, filtro activo, carga no lineal, compensación, potencia no activa, PWM.

CONTENIDO:

El incremento de cargas no lineales en los sistemas eléctricos ha traído como consecuencia el desmejoramiento de la calidad de la potencia, producto principalmente de la aparición de armónicos, los cuales pueden ocasionar problemas de compatibilidad electromagnética y comprometer el funcionamiento óptimo del sistema. Diversas soluciones han sido propuestas para reducir estos efectos, entre ellas se encuentran los filtros pasivo, los filtros activos y la combinación de éstos llamada filtros híbridos, siendo el diseño e implementación de un filtro activo el objeto de estudio de la investigación.

Los filtros activos son dispositivos basados en inversores de tensión controlados en corriente que inyectan una corriente en contrafase al sistema para eliminar la corriente armónica del mismo. Existen diferentes configuraciones (topologías), algunas son descritas en este trabajo. El análisis está centrado principalmente en el arreglo de un filtro activo en paralelo, el filtro activo consta de un inversor más una plataforma de procesamiento digital de señales para controlarlo.

El éxito de la compensación radica fundamentalmente en el control del filtro activo, para lo cual se han propuesto diversos algoritmos y técnicas. En el trabajo se analizan detalladamente algunos algoritmos basados en el dominio del tiempo y se plantean modificaciones a estos con el fin de trabajar con cargas trifásicas balanceadas. Finalmente se prueba el filtro desarrollado en la compensación de un rectificador trifásico con controlado, los resultados son reportados y se puede verificar el comportamiento de la compensación de armónicos de corriente.

*Trabajo de Investigación.

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Gélvez Figueredo, Julio Augusto.

SUMMARY

TITLE: ACTIVE FILTERS: DSP CONTROLLED ACTIVE FILTER FOR COMPENSATION OF HARMONIC CURRENTS*

AUTHORS: CASTELBLANCO RODRIGUEZ, Nelfor Samael **

KEYWORDS: harmonics, filters, active filters, non linear load, compensation, non active power, PWM.

DESCRIPTION:

The increment of nonlinear loads and the harmonic appearance in the electric systems has produced a decrease of the electric systems power quality, because compatibility problems can be produced and affect the performance system's. A lot of solutions has been proposed in order to reduce this effects, among them are the use of active, passive or hybrid filters, being the implementation of a active filter the object of study in this work.

Active filters are a devices based on current controlled voltage source inverters, this inverter injects a contra phase current on the grid. There are different configurations (topologies), some of them are described in this work. The analysis is principally about a active filters in parallel, this filter is based in a inverter plus a digital signal processor module which control the total system.

The compensation's success, rest on the control of the active filter, whose control is made by different algorithms and some technics are proposed. In this work are analized whit detail three algorithms based on time-domain, and modifications are proposed whit the objective of working with balanced charges. Finally, is made a prototype to compensate a non controlled rectifier. The results are show and the behavior compensation can be verified in the cancel current harmonics.

*Degree project.

**Physicmechanics engineering faculty. Electric, Electronic and Telecommunications Engineering School.
Gélvez Figueredo, Julio Augusto

TABLA DE CONTENIDO

	PAG.
INTRODUCCIÓN	
1. ARMONICOS DE CORRIENTE Y NORMATIVA	4
1.1 ELEMENTOS GENERADORES DE ARMÓNICOS	6
1.2 CLASIFICACIÓN DE FUENTES DE ARMÓNICOS	7
1.2.1 Carga no lineal en fuente de corriente.	7
1.2.2 Carga no lineal en fuente de tensión.	9
1.3 NORMATIVA REGULADORA DE LA EMISIÓN DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE	10
1.3.1 Estándar IEC-61000-3-2.	10
1.3.2 Estándar IEEE 519-1992	12
1.4 MITIGACIÓN DE LOS ARMÓNICOS DE CORRIENTE	14
1.4.1 Modificar la respuesta en frecuencia del sistema de potencia.	14
1.4.2 Reducir las corrientes armónicas generadas por la carga.	15
1.4.3 Utilización de filtros de armónicos.	16
2. CIRCUITOS DE POTENCIA EN FILTROS ACTIVOS	20
2.1 EL CIRCUITO DE POTENCIA	22
2.2 CONEXIÓN DEL FILTRO A LA RED	24
2.3 OTRAS TOPOLOGÍAS	26
2.4 DESARROLLOS COMERCIALES	30
3. ESTRATEGIAS DE CONTROL EN FILTROS ACTIVOS	31
3.1 TEORÍAS DE AISLAMIENTO ARMÓNICO	33
3.1.1 Transformada discreta de Fourier.	34
3.1.2 Método del filtro pasa-banda.	34
3.1.3 Método de la substracción sinusoidal.	35
3.1.4 La teoría p-q.	36
3.1.5 Marco de referencia síncrono (SRF).	39
3.2 EL CONTROL DE CORRIENTE	41
3.2.1 Control lineal de corriente.	42
3.2.2 Control predictivo de corriente.	44
3.2.3 Control deslizante de corriente.	45
3.2.4 Control por histéresis de corriente.	45

	PAG.
4. DISEÑO DEL HARDWARE DEL FILTRO ACTIVO	47
4.1 EL PUENTE INVERSOR	47
4.2 CONTROLADOR DE CORRIENTE	52
4.3 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	56
4.4 ELEMENTOS DE ACOUPLE Y ALMACENAMIENTO	59
5. DISEÑO DEL SOFTWARE DE CONTROL DEL FILTRO ACTIVO	61
5.1 GENERALIDADES DEL DSP LF2407A	61
5.1.1 Manejador de eventos (EV).	63
5.1.2 Conversor analógico-digital (A/D)	65
5.1.3 Conversor digital-analógico (D/A)	67
5.2 ENTORNO DE PROGRAMACIÓN "CODE COMPOSER"	67
5.3 IMPLEMENTACIÓN DEL CÓDIGO	68
5.3.1 Adquisición y conversión A/D	71
5.3.2 Aislamiento armónico, teoría p-q	72
5.3.3 Conversión digital-análoga D/A.	75
6. PRUEBAS Y RESULTADOS	77
6.1 PRUEBAS DEL PUENTE INVERSOR	77
6.2 RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN	83
7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	93

LISTA DE FIGURAS

	PAG.
Figura 1. Rectificador alimentando una carga inductiva.	8
Figura 2. Formas de onda de tensión y corriente para el rectificador con carga inductiva	8
Figura 3. Circuito equivalente por fase del rectificador con carga inductiva	8
Figura 4. Rectificador alimentando una carga capacitiva	9
Figura 5. Formas de onda de tensión y corriente para el rectificador con carga capacitiva	9
Figura 6. Circuito equivalente por fase del rectificador con carga capacitiva	9
Figura 7. Clasificación de equipos con $I \leq 16A$ según IEC 61000-3-2	11
Figura 8. Inserción de una inductancia limitadora en el lado de alterna	15
Figura 9. Inserción de un transformador Δ -Y	15
Figura 10. Inserción de una reactancia en zig-zag en paralelo con la carga	16
Figura 11. Circuito equivalente por fase de conexión de un filtro de armónicos	17
Figura 12. Circuito equivalente por fase de un filtro activo	20
Figura 13. Filtro activo serie	21
Figura 14. Filtro activo paralelo	21
Figura 15. Circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo implementado	22
Figura 16. Compensación con un filtro activo paralelo	22
Figura 17. Inversor con fuente de tensión	23
Figura 18. Inversor con fuente de corriente	23
Figura 19. Inversor con fuente de tensión controlado por corriente	24
Figura 20. Conexión del filtro activo serie	25
Figura 21. Conexión del filtro activo paralelo	25
Figura 22. Filtro activo con inversor trifásico de cuatro columnas	26
Figura 23. Filtro activo con inversor trifásico de condensador dividido	26
Figura 24. Filtro híbrido tipo A: activo y pasivo en paralelo	27
Figura 25. Filtro híbrido tipo B: activo en serie y pasivo en paralelo	27
Figura 26. Filtro híbrido tipo C: activo en serie dentro del pasivo	27
Figura 27. Acondicionador unificado de calidad de la potencia (UPQC)	28
Figura 28. Inversor trifásico multinivel de 3 niveles	29
Figura 29. Inversor monofásico de 7 niveles.	29
Figura 30. Elementos básicos del filtro activo de potencia	31
Figura 31. Esquema de control del filtro activo de potencia	32
Figura 32. Controlador basado en la DFT	34
Figura 33. Técnica del filtro “ <i>notch</i> ”	35
Figura 34. Técnica de la substracción sinusoidal	35
Figura 35. Transformación Clarke	36
Figura 36. Vectores instantáneos de la teoría p-q	37
Figura 37. Teoría p-q o de la potencia reactiva instantánea	39
Figura 38. Controlador SFR	40
Figura 39. Etapa de control de corriente	41
Figura 40. Principio de funcionamiento del controlador de corriente	42
Figura 41. Controlador de corriente en el plano complejo	42
Figura 42. Controlador lineal de corriente	43
Figura 43. Controlador predictivo de corriente	44
Figura 44. Movimiento del estado en el control deslizante	45
Figura 45. Controlador de histéresis	46
Figura 46. Puente inversor trifásico de tres columnas	47
Figura 47. Puente inversor trifásico de cuatro columnas	47
Figura 48. Diagrama de bloques por cada columna del inversor	48
Figura 49. Circuito optoacoplador	50
Figura 50. Circuito inversor <i>schmitt trigger</i>	50

	PAG.
Figura 51. Comportamiento de la compuerta inversora	51
Figura 52. Conexión del manejador de puerta para los IGBT's	52
Figura 53. Comportamiento del control por histéresis	53
Figura 54. Circuito comparador de ventana de histéresis	53
Figura 55. Circuito acondicionador para el controlador de histéresis	54
Figura 56. Restador de ganancia unitaria INA105	55
Figura 57. Esquema de medición de tensión y corriente	56
Figura 58. Conexión de la sonda de tensión	57
Figura 59. Acondicionamiento de la sonda de tensión	57
Figura 60. Configuración del INA105 como sumador	58
Figura 61. Conexión de la sonda de corriente	58
Figura 62. Estructura del módulo de evaluación TMS320LF2407 EVM	62
Figura 63. Periféricos del módulo de evaluación usados en el filtro activo	63
Figura 64. Modo creciente continuo del temporizador 1	65
Figura 65. Proceso de una conversión A/D	66
Figura 66. Secuencia de las tareas principales del software de control	68
Figura 67. Diagrama de flujo del programa de control del filtro activo	69
Figura 68. Librería de <i>Texas</i> para conversión A/D	72
Figura 69. Proceso de aislamiento armónico para sistemas trifásicos balanceados	72
Figura 70. Transformación Clarke en un sistema trifásico balanceado	73
Figura 71. Ventana móvil de promedios	73
Figura 72. Transformación Clarke inversa en un sistema trifásico balanceado	75
Figura 73. Distribución funcional del circuito impreso	77
Figura 74. Conexión del manejador de compuerta y su respectivo IGBT	77
Figura 75. Distribución de componentes en el circuito impreso	78
Figura 76. Fotografía del puente inversor y sondas de medición	79
Figura 77. Comportamiento del inversor a frecuencias de 10,15,20,25 kHz	79
Figura 78. Retardo de propagación del inversor	80
Figura 79. Tensión de línea a frecuencias de 15 y 20 kHz	80
Figura 80. Tiempo muerto entre columnas del inversor	81
Figura 81. Diagrama por fase de la tarjeta controladora de corriente	82
Figura 82. Fotografía del hardware del filtro activo	82
Figura 83. Conexión del filtro activo de potencia	83
Figura 84. Tensión de red y corriente de la carga sin filtro activo	83
Figura 85. Ondas de corriente en la carga y de compensación con muestreo de 960Hz	84
Figura 86. Ondas de corriente en la carga y en la fuente con muestreo de 960Hz	84
Figura 87. Tiempos de muestreo y de atención a la rutina de interrupción	85
Figura 88. Resultados mejorados de la compensación con muestreo de 3840Hz	86
Figura 89. Detalles del proceso de compensación de corriente	86
Figura 90. Corriente solicitada por la carga (I_L) y su espectro armónico	87
Figura 91. Corriente de compensación (I_c) y su espectro armónico, $f_s=960\text{Hz}$	88
Figura 92. Corriente generada por la fuente eléctrica y su espectro armónico, $f_s=960\text{Hz}$	88
Figura 93. Corriente de compensación (I_c) y su espectro armónico, $f_s=3840\text{Hz}$	89
Figura 94. Corriente generada por la fuente eléctrica y su espectro armónico, $f_s=3840\text{Hz}$	89
Figura 95. Fotografía del banco de pruebas del prototipo del filtro activo de potencia	92

LISTA DE TABLAS

	PAG.
Tabla 1. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase A.	11
Tabla 2. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase C	12
Tabla 3. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase D	12
Tabla 4. Límites de distorsión armónica para sistemas de distribución según IEEE-519	13
Tabla 5. Límites de distorsión armónica para sistemas de subtransmisión según IEEE	13
Tabla 6. Comparación de IGBTs comerciales	48
Tabla 7. Características diodo de recuperación	49
Tabla 8. Comparación de optoaisladores comerciales	49
Tabla 9. Características del integrado CD40106BE	51
Tabla 10. Comparación de manejadores de puerta comerciales	51
Tabla 11. Valores para resistencia R_M de la sonda de tensión	51
Tabla 12. Valores para resistencia R_M de la sonda de corriente	59
Tabla 13. Direcciones del convertidor D/A	67
Tabla 14. Componentes de la corriente generada por la fuente.	90
Tabla 15. Corriente admisible para equipos balanceados menores de 16A según IEC	91

INTRODUCCIÓN

Las empresas de transporte y distribución de energía eléctrica tuvieron que afrontar históricamente el problema que suponía el aumento de la energía reactiva que circulaba por sus líneas. La potencia reactiva ocasiona un aumento de las pérdidas en las líneas y limita la capacidad de transporte de energía útil disminuyendo, por tanto, la eficiencia de la red.

La medida adoptada por las compañías eléctricas, con el fin de optimizar la utilización de sus infraestructuras de red, fue penalizar en la facturación a los clientes cuyas instalaciones tuvieran un pobre factor de potencia. Por este motivo, en el diseño de redes eléctricas industriales, siempre se ha contemplado la necesidad de incorporar elementos para la compensación de la potencia reactiva.

La situación actual de las redes de distribución e industriales difiere notablemente de la que presentaban hace tan solo dos décadas. La razón principal es la presencia de perturbaciones generadas por las cargas no lineales que originan un alto nivel de contenido armónico en las formas de onda de las corrientes y tensiones de línea.

En definitiva, la situación se aproxima más a la de un régimen no sinusoidal y, en consecuencia, el análisis de las redes eléctricas con el objeto de mejorar su eficiencia implica la introducción del concepto más general de potencia no activa, constituida por la potencia asociada a las perturbaciones además de la componente reactiva clásica. Esta potencia no activa es la potencia no útil que debe minimizarse para reducir las pérdidas.

La calidad de la energía en una red eléctrica viene determinada por sus propias limitaciones técnicas, por las perturbaciones debidas a las cargas, por la estructura de generación y por fenómenos meteorológicos impredecibles. Un bajo nivel de calidad está asociado a una pérdida de eficiencia del sistema.

La mejora de la eficiencia supone la reducción de las componentes de potencia no activa. Para ello se dispone de diferentes alternativas siendo el filtrado activo de potencia una de las más eficientes y versátiles. La utilización de estos equipos compensadores mejora la calidad de la energía eléctrica, aumentando por tanto la fiabilidad y eficiencia de los sistemas eléctricos de potencia.

Un bajo nivel de la calidad de la energía eléctrica puede resultar nocivo en los procesos productivos afectados, derivando en un elevado coste por paradas de producción y averías o mantenimiento de los equipos. Su relevancia ha hecho que el concepto de calidad de la energía eléctrica esté actualmente consolidado como un tópico en el ámbito de la ingeniería eléctrica. La importancia que va adquiriendo, económica y socialmente, una buena calidad de la energía eléctrica se refleja en la amplia normativa existente a nivel nacional e internacional y a los proyectos de elaboración de nuevas normas en curso.

Las perturbaciones conducidas de baja frecuencia que pueden afectar a la calidad de la energía eléctrica son, según establece la normativa internacional: la variación de la magnitud o frecuencia fundamental de la tensión de red, la componente de continua, las fluctuaciones de tensión y el efecto "flicker", los huecos de tensión y sobretensiones, las interrupciones de tensión, los transitorios de tensión, los desequilibrios entre las fases, las tensiones y corrientes armónicas e interarmónicas, los cambios rápidos de tensión y la transmisión de señales sobre la onda de tensión.

Los armónicos de corriente debidos a las cargas no lineales son el tipo de perturbación con mayor incidencia en la calidad de la energía eléctrica. Conseguir que una carga eléctrica presente un consumo lineal o con muy bajos niveles de distorsión, puede lograrse teniendo en cuenta este factor en su fase de diseño. En otro caso, para cargas no lineales aisladas o agrupadas, debe de disponerse de equipos mitigadores en el punto de conexión que compensen las perturbaciones generadas.

La compensación de la potencia no activa se ha afrontado tradicionalmente mediante la instalación de dispositivos pasivos. En el caso de la potencia reactiva se emplean bancos de condensadores mientras que, para la reducción de la distorsión armónica, los dispositivos más frecuentemente instalados en las redes de distribución son los filtros pasivos. Normalmente, estos últimos son circuitos LC resonantes conectados en paralelo con la carga y sintonizados a la frecuencia del armónico dominante.

Los mecanismos originales de mitigación armónica como 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, sin embargo presentan los siguientes problemas:

- i) El comportamiento del filtro es afectado por la impedancia de la fuente, la que cambia al variar la topología de la red.
- ii) El filtro presenta una resonancia paralela con la red a una frecuencia determinada.
- iii) Los filtros pierden la sintonía, lo que obliga a reajustarlos.

No obstante estos problemas, los filtros pasivos tienen la ventaja de que son una tecnología madura, conocida y de costo razonable.

De forma general, los equipos diseñados para compensar la potencia no activa pueden agruparse en tres categorías: filtros pasivos, filtros activos de potencia y compensadores híbridos, que son una combinación de los anteriores. La elección para cada caso particular de uno de esos tipos depende de las condiciones técnicas y económicas que se consideren.

La función de un filtro activo de potencia paralelo consiste básicamente en la inyección en el punto de conexión de la carga de una componente no activa de compensación, además de una componente activa para contrarrestar las pérdidas en el filtro.

La estructura básica de un filtro de potencia activo consiste en un elemento pasivo, capaz de almacenar la energía asociada a la perturbación que se pretende compensar, un convertidor de potencia compuesto por dispositivos semiconductores que permiten gestionar el flujo de energía entre el elemento de almacenamiento y la red eléctrica mediante el control de su estado de conmutación, un elemento pasivo para el enlace del bloque de potencia al sistema formado por la red y la carga y el sistema de control del equipo compensador. La simplicidad de su estructura básica contrasta con la complejidad del sistema de control que debe emplearse, siendo éste el factor diferencial de las técnicas empleadas.

El diseño de equipos de filtrado activo de potencia ha tenido un gran desarrollo en los últimos años, de forma paralela a la aparición de nuevos dispositivos semiconductores de potencia y a la implantación de nuevas tecnologías de procesamiento digital de señal.

Actualmente en países como Japón y USA ya es popular el uso de filtros activos de potencia para eliminar corrientes armónicas inyectadas por cargas no lineales y compensar potencia no reactiva; las aplicaciones en el mercado compensan desde 1kVA hasta varios MVA.

En el presente proyecto se desarrolla un prototipo de un filtro activo de potencia de 5kVA para la compensación de las corrientes armónicas de cargas trifásicas de tres hilos y con tensión de red sinusoidal. El desarrollo de la estructura de este trabajo de investigación se describe a continuación.

En el primer capítulo, se expone el origen de los armónicos de corriente, los problemas asociados con ellos, así como las soluciones existentes para su mitigación y adicionalmente se esbozan las normas europeas y americanas referentes al tema.

El estado del conocimiento se trata en los capítulos dos y tres. Lo concerniente a los circuitos de potencia típicos en los filtros activos, su clasificación, sus diversas topologías según el tipo de perturbación a tratar así como algunas empresas que lideran el mercado es el tema del capítulo dos; y lo relacionado con las técnicas de control del filtro activo, las teorías de aislamiento armónico así como las estrategias de control de corriente se tratan en el capítulo tres.

Seguidamente en el capítulo cuatro, se elabora el diseño del hardware del prototipo en lo que tiene que ver con el circuito de potencia, acondicionamiento de señales, circuitos de disparo y control de corriente para así luego en el capítulo cinco desarrollar el software que controlará todo el filtro desde una plataforma de procesamiento digital de señales (DSP) de *Texas Instruments* que se describirá en el mismo capítulo.

Posteriormente, en el capítulo seis se realizan las pruebas experimentales del filtro activo para determinar la validez del prototipo y contrastar los resultados a la luz de las normas y recomendaciones internacionales vigentes para finalmente en el capítulo siete exponer las conclusiones obtenidas en la realización de este trabajo y las recomendaciones para continuar y ampliar esta línea de investigación.

1. ARMONICOS DE CORRIENTE Y NORMATIVA

Actualmente, las tensiones a la salida de los generadores en la cabecera de los sistemas de potencia pueden ser consideradas como sinusoides perfectas y equilibradas. No obstante, la distorsión de estas formas de onda de tensión se incrementa a medida que nos aproximamos a las cargas finales del sistema. Las formas de onda de la corriente solicitada por determinadas cargas dista mucho de ser sinusoidal, lo cual da lugar a una serie de efectos que desembocan en la distorsión de la tensión sinusoidal anteriormente mencionada.

A pesar que en determinadas ocasiones las formas de onda de corriente pueden considerarse aleatorias, en la mayoría de los casos exhiben un carácter eminentemente periódico, con lo que es posible su descomposición armónica mediante series de *Fourier*. En el diseño convencional de los sistemas de potencia, se supone la existencia de formas de onda sinusoidales de frecuencia fundamental, por lo que la circulación de corrientes armónicas en dichos sistemas puede afectar el funcionamiento de los mismos.

Los sistemas de potencia son principalmente inductivos a frecuencia fundamental, despreciándose normalmente los efectos capacitivos de las líneas de distribución, y su impedancia equivalente es conocida como *impedancia de cortocircuito*. Cuando los armónicos de corriente generados por alguna carga circulan a través de esta impedancia, se produce una caída de tensión en la misma, y como resultado, aparece distorsión en la tensión del punto común de conexión (PCC: *Point of Common Coupling*) con el resto de cargas del sistema.

Aunque las corrientes armónicas de la carga sean finalmente las responsables de la distorsión de la tensión, una carga individual no puede controlar dicha distorsión, ya que también depende de las corrientes solicitadas por el resto de cargas y de la impedancia del sistema de potencia. Es más, una misma carga provocará diferentes niveles de distorsión en la tensión en función de su punto de conexión dentro del sistema de potencia. El reconocimiento de esta circunstancia da lugar a la división de las responsabilidades en el control de la distorsión armónica.

El estándar IEEE 519-1992 [1], que establece una serie de recomendaciones y requisitos en el control de los armónicos en sistemas eléctricos de potencia, especifica lo siguiente:

i) El control sobre la cantidad de armónicos de corriente inyectados en el sistema tendrá lugar en el punto final de consumo.

ii) Si se asume que la inyección de armónicos de corriente se encuentra dentro de unos límites razonables, el control sobre la distorsión de tensión será ejercido por la entidad que tiene el control sobre la impedancia del sistema, la cual generalmente es la compañía suministradora.

Cuando en el sistema de potencia se insertan bancos de condensadores, ya sea en el lado del consumidor para corregir el factor de potencia, o en el barraje de la subestación para controlar el nivel de tensión, la impedancia de cortocircuito pasa a ser un parámetro decisivo en el análisis de la respuesta en frecuencia del sistema resultante. En si misma, la inserción de condensadores en el sistema de potencia no genera armónicos, sin embargo su presencia puede ocasionar situaciones de severa distorsión. Como es sabido, los circuitos que contienen múltiples condensadores e inductancias presentan más de una frecuencia natural de resonancia. En un sistema de potencia, cuando una de esas frecuencias de resonancia coincide con alguna de las frecuencias de los armónicos de tensión o corriente, se puede desencadenar una situación de resonancia, y las tensiones y corrientes a esa frecuencia pueden alcanzar valores peligrosamente elevados. Esta es la raíz de la mayoría de los problemas relacionados con la distorsión armónica en sistemas de potencia.

Un análisis detallado de los fenómenos de resonancia en sistemas de potencia escapa del objetivo de este trabajo, existiendo publicaciones donde esta cuestión queda perfectamente cubierta [2], por este motivo, a continuación se procederá a enumerar de manera descriptiva los principales efectos que producen los armónicos de corriente sobre el sistema de potencia y sobre el resto de cargas en él conectadas.

Los efectos más importantes de los armónicos de corriente sobre el sistema de potencia y sobre los equipos conectados al mismo son:

- i)** La circulación de armónicos de corriente por las líneas de transporte y distribución da lugar a la aparición de caídas de tensión armónicas en las impedancias de éstas, lo que se traducirá en la existencia de tensiones armónicas en las barras.
- ii)** En los conductores, los armónicos de corriente generan un incremento de las pérdidas por efecto *Joule*. Hay que destacar que las corrientes de alta frecuencia, debido al efecto piel, solo circulan por la superficie de los conductores, concentrando el calentamiento en esas zonas.
- iii)** En el sistema de potencia, los armónicos provocan resonancias serie y paralelo entre las impedancias propias del sistema y los elementos capacitivos conectados al mismo (generalmente bancos de compensación de reactiva y filtros pasivos), lo que puede dar lugar a la aparición de tensiones excesivas en las barras y a la circulación de corrientes elevadas por los condensadores.
- iv)** En los bancos de condensadores, la existencia de tensiones armónicas en la red da lugar a la circulación de corrientes armónicas en los mismos. Aunque no aparezcan resonancias, la circulación de una corriente excesiva por los bancos de condensadores aumentará el calentamiento, provocará fallos de aislamiento, y disminuirá la vida útil de los mismos.
- v)** En transformadores y reactancias, los armónicos de corriente aumentarán las pérdidas en el cobre, mientras que los armónicos de tensión aumentarán las pérdidas en el hierro, incrementándose estas últimas aproximadamente con el cuadrado de la frecuencia. Ambas pérdidas producen calentamientos, que además de acortar la vida del equipo y provocar fallos de aislamiento, reducen la potencia útil del mismo.
- vi)** En motores y generadores, al igual que ocurre en los transformadores, las corrientes y tensiones armónicas aumentan las pérdidas de la máquina. Además, la presencia de armónicos provoca la aparición de pares parásitos que generan oscilaciones electromecánicas y que reducen el par útil de la máquina.
- vii)** Los sistemas de protección experimentan efectos indeseables como consecuencia de los armónicos, generando disparos inesperados y retardos en la actuación de dichas protecciones. En interruptores automáticos, el aumento del valor de pico de la corriente asociado con la presencia de armónicos puede dificultar la extinción del arco eléctrico.
- viii)** La existencia de armónicos de tensión y corriente da lugar a errores en los equipos de medida y contadores de energía, ya que muchos de estos equipos han sido diseñados para funcionar con ondas de tensión y corriente prácticamente sinusoidales, o con un espectro de frecuencia muy estrecho. Un ejemplo es el de los contadores de disco, los cuales no miden con precisión las potencias debidas a los armónicos.

- ix)* En los equipos electrónicos y domésticos que utilizan la onda de tensión para sincronizarse, la presencia de armónicos generará disfunciones en los mismos.
- x)* Los sistemas de comunicaciones experimentarán interferencias debidas a la existencia de armónicos, las cuales dependerán del grado de acoplamiento, del espectro de frecuencia de los armónicos, y de la susceptibilidad de los equipos de comunicaciones.

1.1 ELEMENTOS GENERADORES DE ARMÓNICOS

Los armónicos de corriente tienen su origen en la existencia de cargas no lineales conectadas al sistema de potencia. Hay que tener en cuenta que todas las cargas reales son, en mayor o menor medida, no lineales, aunque en muchos casos, existe un alto grado de homogeneidad entre la tensión y la corriente asociadas a las mismas (dentro de sus condiciones nominales de funcionamiento), por lo que su característica no lineal resulta despreciable. Sin embargo, existe otro grupo de cargas en las que su característica no lineal resulta predominante dentro de su rango de operación, lo cual las convierte en fuentes perturbadoras del sistema de potencia. A continuación se detallarán las cargas más relevantes dentro de esta última categoría.

- i)* Los rectificadores monofásicos constituyen la principal fuente de distorsión de los consumos domésticos. Estos rectificadores dan lugar a formas de onda de corriente severamente distorsionadas, y se usan como etapa de entrada de la mayoría de los equipos electrónicos domésticos para obtener una tensión de continua. Las fuentes de alimentación conmutada de los ordenadores, las reactancias electrónicas para alumbrado con lámparas fluorescentes, las cocinas de inducción y los reguladores de velocidad de los sistemas de aire acondicionado son un claro ejemplo de estos equipos electrónicos de uso masivo que utilizan un rectificador como etapa de entrada. Aunque la corriente solicitada por cada uno de estos rectificadores puede considerarse como aceptable; sin embargo, su acción conjunta da lugar a una fuerte distorsión en las corrientes del sistema de potencia, y originan la circulación de grandes corrientes armónicas en el conductor de neutro. Dentro de este grupo de cargas también habría que incluir los rectificadores monofásicos de gran potencia que se utilizan en la tracción eléctrica, los cuales, además de provocar una elevada distorsión de corriente, también dan lugar a severos desequilibrios en la red.
- ii)* Los rectificadores polifásicos son una fuente importante de distorsión armónica dentro de las cargas industriales. Estos rectificadores se usan para obtener un nivel de tensión continua para los inversores de los sistemas electrónicos de potencia. El principal exponente de este tipo de equipos lo constituyen los variadores de velocidad para motores. La potencia de estos equipos industriales suele ser superior a los del sector doméstico, y la amplitud de los armónicos que inyectan en la red dependen de la impedancia del lado de alterna y del tipo de filtrado utilizado en el lado de continua (capacitivo, inductivo, o ambos). En aplicaciones de gran potencia, como pueden ser los procesos electroquímicos, la transmisión en alta tensión continua, o grandes inversores utilizados en prensas, molinos y control de velocidad de grandes motores, se utilizan rectificadores de 12 pulsos o más. Hay que resaltar que tanto los rectificadores monofásicos como los trifásicos, sean controlados o no controlados, generan micro cortes en la tensión a consecuencia de los cortocircuitos instantáneos que se producen en las fases del sistema de potencia cuando la corriente conmuta de una fase a otra del rectificador.
- iii)* Los convertidores AC-AC, basados en el recorte de la onda de tensión mediante tiristores, se utilizan con frecuencia en los compensadores estáticos de reactiva, en los arrancadores suaves de motores de inducción y en los reguladores de

iluminación. En estos sistemas, los armónicos de corriente aparecen como consecuencia de que no existe conducción durante todo el periodo de la onda de tensión.

- iv) Los hornos de arco presentan una característica tensión-corriente severamente no lineal, que además es muy variable en el tiempo, en función del estado de fusión del material, del refinado de éste y de la longitud del arco eléctrico dentro del horno. Según lo expuesto, estos dispositivos no presentan una distribución armónica constante de régimen permanente, y su característica se describe a partir de valores probabilísticos.
- v) Las lámparas de descarga se basan en la existencia de arco eléctrico controlado en su interior, por lo que también presentan una característica tensión-corriente altamente no lineal. Aunque los fluorescentes son lámparas de descarga, en este caso se está haciendo alusión a lámparas de vapor de sodio o vapor de mercurio, que suelen ser de mayor potencia y se utilizan principalmente en la iluminación de grandes locales, áreas extensas y espacios públicos. La concentración de este tipo de lámparas conectadas entre fase y neutro da lugar a serios problemas relacionados con la corriente circulante por el conductor de neutro.
- vi) Los transformadores generan armónicos de corriente debido a la característica no lineal de su núcleo ferromagnético. Para que exista un flujo sinusoidal en ellos, es preciso que las corrientes magnetizantes presenten distorsión principalmente de tercer armónico, esto da lugar a un sobrepico en las mismas, más algo de quinto y séptimo armónico. Este fenómeno se ve agravado con el grado de saturación del núcleo del transformador, principalmente si las corrientes circulantes presentan alguna componente continua.
- vii) Las máquinas rotativas también pueden generar armónicos, aunque en menor medida que los transformadores. Un estudio detallado del origen de los armónicos en máquinas rotativas escapa del objetivo de este trabajo, pero se puede resaltar que dichas corrientes armónicas se deben principalmente a las variaciones periódicas de velocidad o de carga, a la saturación de la máquina, a la disposición de los bobinados o de las ranuras, y a las imperfecciones en los polos de las máquinas síncronas.

1.2 CLASIFICACIÓN DE FUENTES DE ARMÓNICOS

Las cargas podrán ser consideradas como fuentes de corriente distorsionada, o como fuentes de tensión distorsionada, en función del comportamiento de las variables asociadas a dicha carga al variar los parámetros de la red.

1.2.1 Carga no lineal en fuente de corriente. Como se comentó, los rectificadores (controlados y no controlados) son una fuente típica de armónicos de corriente. La figura 1 muestra un rectificador que alimenta una carga en la que se supone que la inductancia L_L es lo suficientemente grande como para conseguir una corriente prácticamente constante en el lado de continua. Las tensiones de fase v_{La} y línea v_{Lab} en el PCC (punto común de conexión) se muestran en la figura 2 junto con la corriente i_{sa} que suministra la fuente en un ejemplo de un sistema a 50Hz.

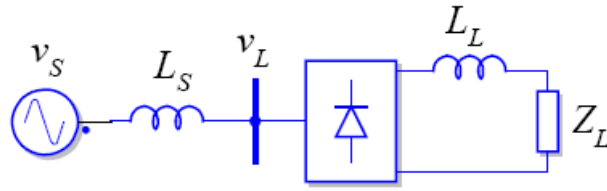


Figura 1. Rectificador alimentando una carga inductiva.

En este caso, la inductancia en el lado de continua es mucho mayor que la inductancia de la red, por lo que la corriente absorbida por la carga no experimentará grandes variaciones ante cambios razonables de esta última inductancia. Teniendo en cuenta que la corriente absorbida por la carga, y las características del sistema, prácticamente no varían ante cambios en el lado de fuente, se puede entender que dicha carga se comporta como una fuente de corriente armónica.

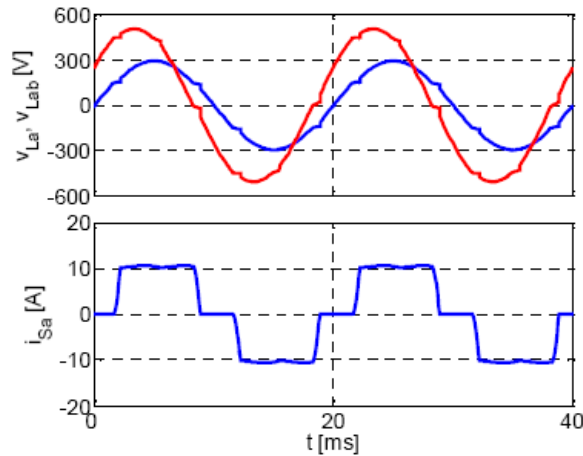


Figura 2. Formas de onda de tensión y corriente para el rectificador con carga inductiva.

Por tanto, en aquellas cargas en las que exista una inductancia que tienda a mantener constante el valor de la corriente, se podrá utilizar el circuito equivalente de la figura 3 para representar el comportamiento del sistema. Según este circuito equivalente, para anular la circulación de corrientes armónicas en el lado de fuente, sería necesario cortocircuitar la corriente i_L mediante un camino que ofreciese baja impedancia a dichas frecuencias armónicas y alta impedancia a la frecuencia fundamental. El presente proyecto está desarrollado para este tipo de fuentes de armónicos, es decir, las que se comportan como una fuente de corriente.

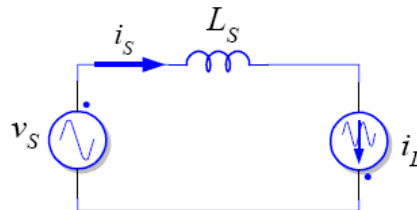


Figura 3. Circuito equivalente por fase del rectificador con carga inductiva

1.2.2 Carga no lineal en fuente de tensión. Los rectificadores no siempre alimentan cargas inductivas, sino que como muestra la figura 4, en muchas ocasiones poseen un gran condensador de filtrado C_L conectado en su salida para conseguir una tensión prácticamente constante en el lado de continua. Las tensiones de fase v_{La} y línea v_{Lab} en el PCC (punto común de conexión) se muestran en la figura 5 junto con la corriente por fase i_{Sa} que suministra la fuente en un sistema trabajando a 50hz.

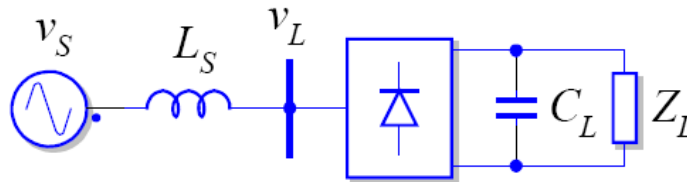


Figura 4. Rectificador alimentando una carga capacitiva

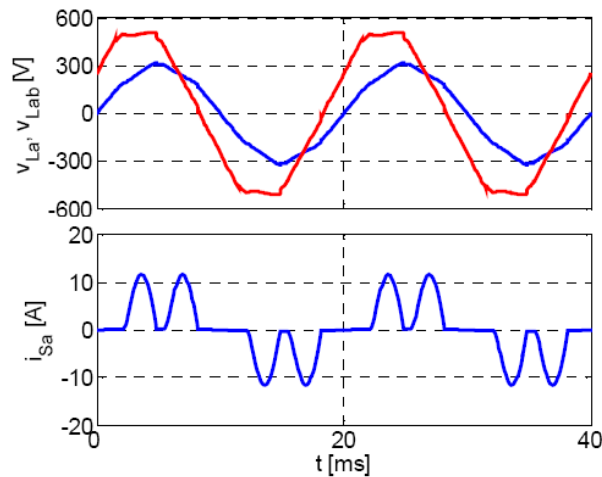


Figura 5. Formas de onda de tensión y corriente para el rectificador con carga capacitiva.

En este caso, la impedancia del lado de continua es mucho menor que la impedancia de red, por lo que la corriente absorbida por la carga se verá fuertemente afectada por el valor de la inductancia de la red. Sin embargo, la tensión de salida del rectificador, y la tensión en el PCC, prácticamente no variarán ante cambios razonables de la impedancia del lado de fuente, pudiéndose entender que esta carga se comporta como una fuente de tensión armónica conectada a la red.

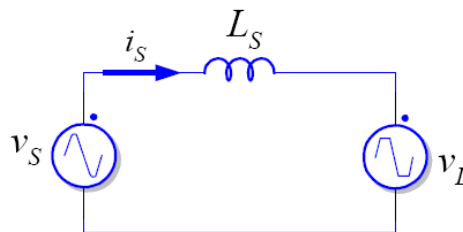


Figura 6. Circuito equivalente por fase del rectificador con carga capacitiva.

Por tanto, en aquellas cargas en las que exista un condensador que tienda a mantener constante el valor de la tensión, se podrá utilizar el circuito equivalente de la figura 6 para representar el

comportamiento del sistema. Según este circuito equivalente, para anular la circulación de corrientes armónicas en el lado de fuente, sería necesario conectar en serie con L_s algún elemento que ofrezca alta impedancia a dichas frecuencias armónicas y baja impedancia a la frecuencia fundamental.

1.3 NORMATIVA REGULADORA DE LA EMISIÓN DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE

El mundo moderno depende fuertemente de la energía eléctrica y esta dependencia se incrementará en el futuro. Un informe del EPRI [3] prevé que el consumo de energía eléctrica como fuente primaria será de un 80% en el año 2010. Por este motivo, existen varias organizaciones nacionales e internacionales dedicadas a la elaboración de normativa que regule los límites armónicos en los sistemas de potencia y a establecer una serie de recomendaciones prácticas para asegurar la compatibilidad necesaria entre los equipos de los consumidores finales y el sistema de potencia.

Esta sección no pretende revisar toda la normativa existente en esta materia [4][5] sino que únicamente muestra someramente los límites de inyección de corrientes armónicas establecidos por los estándares internacionales de mayor relevancia con el fin de ofrecer una idea acerca de la estructura de los mismos.

1.3.1 Estándar IEC-61000-3-2. Esta norma internacional [6] regula los límites de emisión de corrientes armónicas para equipos que tengan una corriente de entrada menor o igual a 16A por fase, y que se pretendan conectar a redes públicas de baja tensión. En ella, se clasifican los equipos según el diagrama de flujo mostrado en la figura 7. La forma de onda “especial” de corriente es aquella cuya envolvente se encuentra, al menos durante el 95% del tiempo, dentro de la “T invertida” mostrada en esta en la parte inferior izquierda de esta figura 7.

Para las diferentes categorías de los equipos, los límites de corriente se muestran en las tablas 1, 2 y 3, debiéndose resaltar que los límites para equipos de Clase B se obtienen a partir de la multiplicación por 1,5 de los límites de corriente armónica para los equipos de Clase A.

En estas tablas sólo se muestran los detalles generales de la normativa, siendo necesaria una lectura detenida de la misma para determinar los límites ante situaciones particulares, por ejemplo en los equipos de iluminación cuando su potencia es inferior a 25W, o cuando son regulados mediante *dimmers* controlados por ángulo de fase. Así mismo, hay que indicar que esos límites no se aplican a equipos de gran potencia ($P > 1\text{kW}$) de uso profesional, los cuales no están concebidos para venderse al público en general.

En las pruebas experimentales del filtro activo desarrollado en el presente proyecto, el prototipo se somete a compensar los armónicos de corriente producidos por un rectificador trifásico con carga inductiva que tiene un consumo de corriente por fase menor de 16A, así que sus resultados se confrontan con esta norma (Tabla 1) determinándose que el equipo es Clase A dado que es una carga trifásica equilibrada. También los resultados se contrastan con la norma IEEE que se explicará más adelante para evaluar si el nivel de desempeño del prototipo implementado cumple ambas normas (IEC y IEEE) o sólo alguna de ellas.

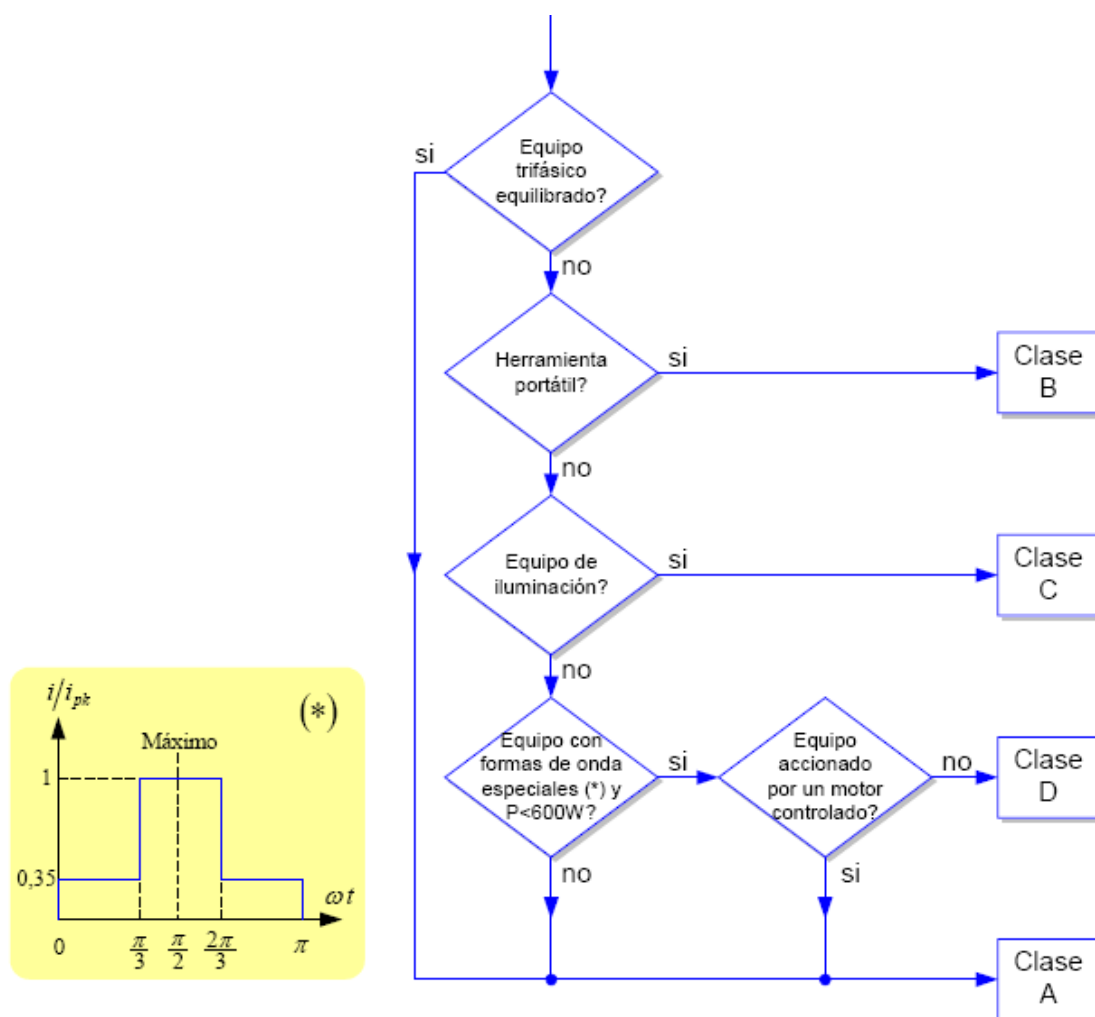


Figura 7. Clasificación de equipos con $I \leq 16A$ según IEC 61000-3-2

Tabla 1. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase A.

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible (A)
Armónicos impares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Armónicos pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

Tabla 2. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase C

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible expresada en porcentaje de la corriente de entrada a la frecuencia fundamental (%)
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (solo armónicos impares)	3

* λ es el factor de potencia del circuito.

Tabla 3. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase D

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible por vatio (mA/W)	Corriente armónica máxima admisible (A)
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
$13 \leq n \leq 39$ (solo armónicos impares)	$3,85/n$	Véase tabla para equipos clase A

1.3.2 Estándar IEEE 519-1992. Esta norma, originaria de Estados Unidos [1], ofrece abundante información acerca de las causas y efectos de las perturbaciones armónicas en sistemas de potencia. La filosofía que subyace detrás de este estándar busca, por un lado, limitar la inyección de corrientes armónicas por parte de los consumidores individuales para que no creen unos niveles inaceptables de distorsión en la tensión del sistema de potencia en condiciones normales de funcionamiento, y por otro, acotar la distorsión armónica de la tensión ofrecida por la compañía suministradora.

En esta norma, los límites de inyección de corriente armónica en el *PCC* se fijan en función de la relación entre la potencia de la carga y la potencia de cortocircuito en el punto de acople. A continuación se muestran las definiciones de interés utilizadas en la IEEE 519-1992 para determinar estos límites.

➤ **Distorsión armónica total (DAT):**

Expresa la distorsión armónica total de corriente en relación a la corriente de la carga.

$$DAT_I = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{h_{\max}}} I_n^2}{I_L} \quad (1.1)$$

En esta expresión, I_L es la corriente máxima de frecuencia fundamental demandada por la carga en el PCC (*Punto común de conexión*), y se calcula a partir de la media de los máximos en la corriente demandada en los últimos 12 meses. Así mismo, h_{max} indica el orden armónico máximo que debe ser considerado en los cálculos, en la norma se especifica como $h_{max}=50$.

➤ **Relación de cortocircuito (R_{sc}):**

$$R_{sc} = \frac{I_{sc}}{I_L} \quad \text{donde,} \quad I_{sc} = \frac{S_{sc}}{\sqrt{3} U_{nom}} = \frac{U_{nom}}{\sqrt{3} Z} \quad (1.2)$$

siendo U_{nom} la tensión nominal de línea a línea, y Z la impedancia de la red en el PCC.

En las tabla 4 y 5 se muestran los límites de inyección de corriente armónica especificados en la norma IEEE 519-1992 según los rangos de tensión del sistema de potencia.

Tabla 4. Límites de distorsión armónica para sistemas de distribución según IEEE-519

Distorsión de corriente armónica máxima en porcentaje de I_L (120 V a 69000 V)						
Orden armónico individual (Armónicos impares) I_{DAI}						
I_{sc}/I_L	$n<11$	$11\leq n<17$	$17\leq n<23$	$23\leq n<35$	$3511\leq n$	I_{DAT}
<20*	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Tabla 5. Límites de distorsión armónica para sistemas de subtransmisión según IEEE-519.

Distorsión de corriente armónica máxima en porcentaje de I_L (69001 V a 161000 V)						
Orden armónico individual (Armónicos impares) I_{DAI}						
I_{sc}/I_L	$n<11$	$11\leq n<17$	$17\leq n<23$	$23\leq n<35$	$3511\leq n$	I_{DAT}
<20*	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20<50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50<100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100<1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0

- I_{sc} = corriente de corto circuito máxima en PCC.
- I_L = corriente de carga de demanda máxima (frecuencia fundamental) en PCC.
- Los armónicos pares se limitan al 25% de los anteriores límites armónicos impares.

Los límites mostrados en la tabla 7 y 8 deben ser usados en el diseño de sistemas considerando el peor de los casos en condiciones normales de funcionamiento (condiciones que duren más de una hora). Para periodos más cortos, durante arranques o en condiciones inusuales, estos límites pueden ser superados en un 50%.

De una manera general, el objetivo de esta norma es limitar la inyección de corrientes armónicas para que la tensión en el *PCC* no presente ningún armónico individual con una amplitud superior a un 3% de la componente fundamental, y que globalmente, el *THD* de tensión no sea superior al 5% en sistemas en los que no existe una resonancia paralelo a una frecuencia específica. De esta forma, para el contraste de los resultados obtenidos en el presente proyecto a la luz de esta norma se tuvieron en cuenta estos últimos límites descritos. Es importante tener en cuenta que los límites propuestos en la norma IEEE 519-1992 se establecen considerando que las características del sistema son de tipo inductivo.

1.4 MITIGACIÓN DE LOS ARMÓNICOS DE CORRIENTE

La distorsión armónica de la corriente existe en mayor o menor medida en todos los sistemas de potencia. Sin embargo, los armónicos de corriente son controlados solo cuando éstos llegan a ser problemáticos por alguna de las siguientes causas:

- i)* La magnitud de las corrientes armónicas se hace muy grande.
- ii)* El *PCC* de la carga está lejano, con lo que el camino seguido por los armónicos de corriente es demasiado largo. Este problema se agrava cuando la línea de suministro presenta una elevada impedancia aguas arriba del *PCC*. En este caso, la circulación de los armónicos de corriente crea una elevada distorsión en la tensión del sistema, e interfiere sobre los sistemas de comunicaciones.
- iii)* La respuesta del sistema de potencia a uno o varios de los armónicos inyectados da lugar a situaciones de resonancia. En este caso, las tensiones o corrientes armónicas se ven magnificadas, alcanzando niveles superiores a los límites tolerables.

Las opciones básicas para controlar la circulación de corrientes armónicas son:

- i)* Modificar la respuesta en frecuencia del sistema de potencia.
- ii)* Reducir las corrientes armónicas generadas por la carga.
- iii)* Añadir filtros que permitan derivar o bloquear los armónicos de corriente.

Seguidamente se comenta con cierto grado de detalle cada una de estas opciones.

1.4.1 Modificar la respuesta en frecuencia del sistema de potencia. Las medidas comúnmente adoptadas para modificar la respuesta adversa del sistema de potencia ante los armónicos son:

- i)* Añadir inductancias en serie con los condensadores de los bancos de compensación de potencia reactiva para que la frecuencia de resonancia no coincida con ninguno de los armónicos presentes en el sistema.
- ii)* Cambiar la capacidad del condensador de los bancos de compensación de potencia reactiva. Generalmente esta es la solución más económica tanto para consumos industriales como domésticos y de servicios.
- iii)* Reubicar el banco de condensadores a otro punto del sistema de potencia donde la impedancia de cortocircuito sea diferente, o donde existan mayores pérdidas, lo cual dará lugar a un mayor coeficiente de amortiguamiento. Esta solución no suele ser

adecuada para consumidores industriales, ya que el banco de condensadores no se puede alejar lo suficiente como para notar diferencias apreciables.

- iv) Añadir filtros pasivos paralelo para cambiar la respuesta en frecuencia del sistema. Esta técnica se presenta con más detalle en el apartado 1.4.3, siendo preciso resaltar aquí que la existencia de múltiples filtros pasivos en sistemas complejos puede dar lugar a la aparición de resonancias anómalas, que finalmente empeoran el comportamiento del sistema.
- v) Eliminar algunos bancos de condensadores. Esta medida es aplicable cuando se admite que el incremento de las pérdidas, la baja de tensión en la red, y la penalización en el factor de potencia, son efectos aceptables en pos de resolver el problema de la resonancia armónica en el sistema de potencia.

1.4.2 Reducir las corrientes armónicas generadas por la carga. Las medidas comúnmente adoptadas para modificar la corriente solicitada por las cargas son:

- i) Colocar inductancias limitadoras (*chokes*) en el lado de alterna de los convertidores, véase figura 8. Esta solución resulta sencilla, fiable y relativamente económica, aunque su efectividad es limitada, necesitándose inductancias de grandes dimensiones, y aumentando las caídas de tensión en las líneas. Esta solución resulta adecuada tanto para un rectificador con carga capacitiva, como para un regulador de luz (*dimmer*), sin embargo, en el rectificador con carga inductiva, el aumento de la impedancia de la línea da lugar que se incrementen los tiempos de conmutación de la corriente entre las diferentes ramas del convertidor, lo cual repercute negativamente en la forma de tensión que recibe la carga conectada en su lado de continua.

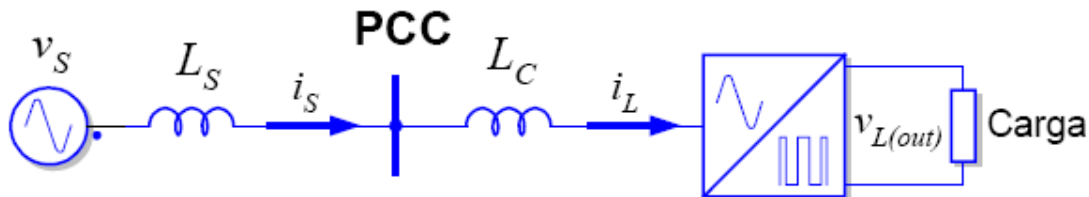


Figura 8. Inserción de una inductancia limitadora en el lado de alterna.

- ii) Alimentar la carga mediante un transformador con el primario en triángulo [7], véase la figura 9. Con esta solución se impedirá la circulación de corrientes homopolares en el lado de primario del transformador. Si las corrientes consumidas por las cargas no lineales estuviesen perfectamente equilibradas, esta solución eliminaría la circulación de los armónicos múltiples de 3 por el lado de fuente. De manera general, el transformador Δ -Y lo que está consiguiendo es la cancelación de las corrientes circulantes por el conductor de neutro del lado de carga.

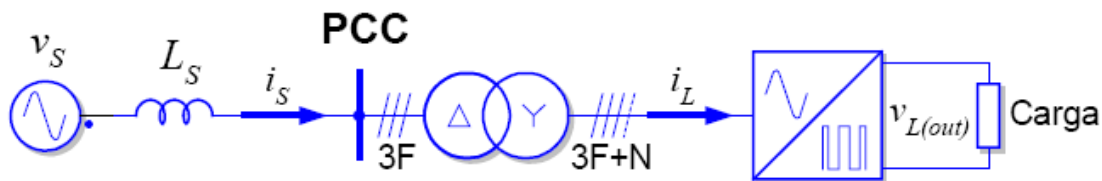


Figura 9. Inserción de un transformador Δ -Y

- iii) Insertar una reactancia en zig-zag en paralelo con la carga trifásica según se muestra en la figura 10. La reactancia en zig-zag presenta una impedancia muy baja ante componentes homopolares, coincidente con la inductancia de dispersión de las bobinas, y una impedancia elevada ante componentes de secuencia positiva y negativa.

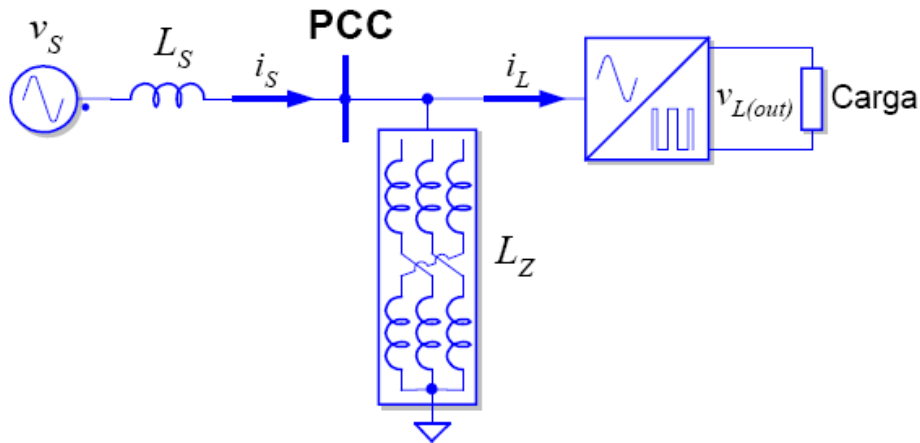


Figura 10. Inserción de una reactancia en zig-zag en paralelo con la carga.

Por tanto, la conexión de esta reactancia en paralelo con la carga ofrece un camino de baja impedancia a las corrientes homopolares solicitadas por ésta, con lo que la corriente de neutro aguas arriba de su punto de conexión se verá fuertemente atenuada.

Lógicamente, la efectividad de esta solución depende de la impedancia que presente la red en el PCC. En el supuesto de que las corrientes solicitadas por la carga sean equilibradas, la reactancia en zig-zag cancelará la circulación de armónicos con índice $3h$ en el lado de fuente.

1.4.3 Utilización de filtros de armónicos. En una primera aproximación, un filtro de armónicos se puede entender como un dispositivo que presenta una severa variación de su impedancia en función de la frecuencia. La inserción de estos dispositivos en el sistema de potencia modificará la respuesta en frecuencia del mismo, con lo que se podrá alterar el camino de circulación de los armónicos de corriente. En base a esta concepción, los filtros de armónicos se podrán clasificar en dos categorías fundamentales:

- **Filtros paralelo**, que presentarán baja impedancia en un determinado rango de frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en paralelo con la carga permitirá establecer un camino de baja impedancia para los armónicos de corriente seleccionados, evitándose así que éstos fluyan por el lado de fuente.
- **Filtros serie**, que son complementarios a los anteriores, y ofrecen alta impedancia a determinadas frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en serie con la carga aumentará la impedancia que ofrece el sistema a los armónicos seleccionados, con lo que su amplitud se verá atenuada.

Cada uno de estos filtros presenta un campo de aplicación específico. Retomando los modelos simplificados de las cargas no lineales que se mostraron en la figuras 3 y 6 (sección 1.2), en los cuales se modelaban dichas cargas mediante fuentes de corriente o fuentes de tensión, es posible establecer las topologías de filtrado mostradas en la figura 11.

Figure 1 consists of two circuit diagrams, (a) and (b), illustrating the PCC (Point of Common Coupling) for different load types. Both diagrams show a voltage source v_S connected in series with an inductor L_S and a current i_S . The PCC is indicated by two arrows pointing to the nodes after the inductor. In diagram (a), the PCC is connected to a load impedance Z_F in parallel with a load current source i_L . In diagram (b), the PCC is connected to a load impedance Z_F in series with a load voltage source v_L .

La correcta sintonización del filtro paralelo, permitirá que los armónicos seleccionados circulen mayoritariamente a través del mismo. La inserción del filtro paralelo disminuirá la impedancia que presenta la red a las frecuencias seleccionadas, con lo que mejorará la forma de onda de tensión en el PCC.

Si en la figura 11a se hubiese utilizado un filtro serie (en lugar de uno paralelo) es posible que la carga dejase de funcionar correctamente. La inserción de una impedancia elevada (a las frecuencias armónicas) en serie con la fuente de corriente daría lugar a una excesiva caída de tensión en extremos de dicha impedancia para las frecuencias armónicas, lo que implicaría que la forma de onda de la tensión en la carga presentaría una distorsión intolerable para el correcto funcionamiento de la misma.

La manera más simple de conseguir una impedancia que resulte selectiva en frecuencia consiste en la utilización de células de filtrado pasivas basadas en circuitos resonantes L-C dando resultado a lo que se conocen como filtros pasivos.

28

Los filtros pasivos pueden ser diseñados para la compensación de armónicos en sistemas de gran potencia, permitiendo una instalación sencilla, y resultando más robustos y económicos que otras opciones más avanzadas. Sin embargo, el hecho de que estos filtros se sintonizan para un punto de operación específico, da lugar a que, una vez instalados, resulte imposible modificar sus parámetros de sintonización, viéndose su capacidad de filtrado afectada por los cambios de la impedancia de la red.

Esto se traduce en un inconveniente para su instalación en sistemas de potencia con condiciones cambiantes. Así mismo, en sistemas complejos, es posible que aparezcan situaciones de resonancia que pueden dar lugar a una peligrosa amplificación de los armónicos, característicos y no característicos, 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 tolerancias, con lo que el filtro puede perder su efectividad. Por último, es necesario destacar que los filtros pasivos no permiten seleccionar la fuente de armónicos que debe ser filtrada, lo cual se puede traducir en una destrucción de los mismos como consecuencia de una sobrecarga originada por la inyección adicional de armónicos por parte de terceras fuentes.

Los dispositivos electrónicos de potencia permiten el diseño de inversores que pueden actuar como fuentes de corriente (CSI – *Current Source Inverter*) o fuentes de tensión (VSI – *Voltage Source Inverter*) controlables. La inyección de “contra-armónicos” en la red mediante estos sistemas electrónicos de potencia da lugar a lo que se conoce como *filtros activo de potencia*. Un filtro activo de potencia es un dispositivo versátil con el que mediante un control adecuado, es posible conseguir que la respuesta en frecuencia del sistema de potencia sea prácticamente ideal, obteniéndose además prestaciones adicionales como son el equilibrio de las fases, o la compensación de la potencia reactiva.

En esencia, un filtro activo no es más que una fuente de tensión o corriente controlable que se conecta directamente, o a través de un transformador, al sistema de potencia. En la práctica, dichas fuentes se implementan mediante inversores electrónicos de potencia que trabajan en lazo cerrado para conseguir la máxima fidelidad en la inyección de la tensión o corriente aportada como referencia.

Como se verá en el capítulo 2, estos inversores en fuente de tensión o corriente pueden presentar diferentes topologías, lo cual determina en gran medida las prestaciones de filtrado del sistema. Al contrario de lo que ocurría con los filtros pasivos anteriormente presentados, un filtro activo debe soportar la totalidad de la tensión de la red (filtro paralelo), o la totalidad de la corriente de la carga (filtro serie), lo cual complica y encarece el inversor de potencia.

Si se usan transformadores para el enlace del inversor a la red, el costo y las pérdidas de este dispositivo han de ser tenidas en cuenta. Este aumento en el costo de la fuente de inyección de “contra-armónicos” en la red va acompañado de una serie de prestaciones que no pueden ser alcanzadas por un filtro pasivo.

Entre las prestaciones adicionales de un filtro activo se pueden destacar las siguientes:

i) pueden equilibrar las corrientes de frecuencia fundamental que son suministradas por cada fase de la fuente, ii) pueden regular completamente la cantidad de potencia reactiva suministrada a la red, iii) compensan corrientes armónicas en un rango más amplio de frecuencias, iv) presentan una rápida respuesta dinámica, pudiendo compensar perturbaciones transitorias y no periódicas, v) con un diseño adecuado, y disponiendo de una fuente de energía en el lado de continua, pueden trabajar como un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS – *Uninterruptible Power System*), vi) pueden extender sus prestaciones de compensación hacia tareas de regulación de tensiones en barras de conexión, y control del flujo de potencia en las líneas, siendo la base de los *sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna* (FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*).

En el presente trabajo, sin precedentes en la elaboración de un prototipo real de filtro activo trifásico en el país, sólo se diseñará el filtro activo para la compensación de corrientes armónicas de cargas trifásicas balanceadas de baja tensión, dejándose el camino abierto para implementarle futuras prestaciones adicionales.

Aunque los principios del filtrado activo fueron establecidos en 1976 por *Gyugyi* [8], la evolución de este tipo de dispositivos se extiende hasta nuestros días, investigándose en cuestiones tales como su aplicación en sistemas de transmisión de gran potencia, en sistemas de generación distribuida, en sistemas de distribución de cuatro hilos, y en redes que trabajan en condiciones adversas debido a fallas, sobrecargas, desequilibrios, polución, etc. [9].

2. CIRCUITOS DE POTENCIA EN FILTROS ACTIVOS

La compensación con filtros activos tiene un enfoque muy diferente a la compensación con filtros pasivos. El filtro activo de potencia idealmente compensa todo el contenido armónico que él pueda detectar y sintetizar, además no requiere ser sintonizado a alguna frecuencia especial y esa es una de sus principales ventajas pues tiene un comportamiento dinámico. Su contraparte 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 compensatorias que se deben inyectar en la red. El presente capítulo muestra el estado del arte de las configuraciones existentes, circuitos de potencia, combinaciones de topologías y desarrollos comerciales de los filtros activos de potencia.

La figura 12 muestra el circuito equivalente simplificado de un filtro activo paralelo, también conocido como filtro activo *shunt* (SAPF – *Shunt Active Power Filter*) y de un filtro activo serie. En éste último, la inserción en serie con la red del convertidor en fuente tensión se realiza generalmente mediante el uso un transformador como se verá más adelante. Resulta sencillo entender que mediante un control adecuado, las fuentes de corriente y tensión, i_F y v_F de la figura 12 se pueden comportar como impedancias prácticamente ideales, ofreciendo respectivamente una impedancia nula o infinita a determinadas frecuencias, con lo que teóricamente se podría conseguir una atenuación absoluta de los armónicos generados por la carga.

Naturalmente, el comportamiento real del sistema de filtrado diferirá en cierta medida del ideal debido a las limitaciones inherentes de los convertidores y del control (máxima tensión y corriente admisible, tiempo de respuesta, etc), aunque la calidad de las corrientes finalmente resultantes en el lado de la fuente superará notablemente los niveles de polución existente.

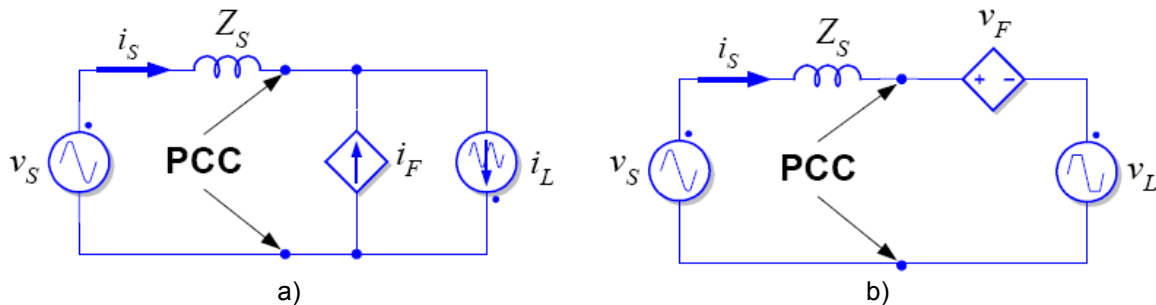


Figura 12. Circuito equivalente por fase de un filtro activo
a) Filtro paralelo (*shunt*) b) Filtro serie

Consecuentemente, los filtros activos de potencia se dividen en dos grandes categorías de acuerdo a su tipo de conexión: serie y paralelo. La denominación del filtro depende de si este se encuentra conectado en serie con la carga, o en paralelo a ésta.

En general, los filtros activos son utilizados para compensar armónicos de corriente o tensión, pero en muchos casos, también pueden tener funciones adicionales [10] tales como la compensación de: la potencia reactiva, los desbalances de tensión o corriente, la corriente de neutro, el *flicker*, los picos de tensión y la regulación de tensión. La mayoría de compensaciones relacionadas con tensión (armónicos de tensión, desbalances, regulación, *flicker*, etc.) son realizadas usando filtros activos serie, mientras que las compensaciones relacionadas con la corriente (armónicos de corriente, potencia reactiva, desbalances de corriente, etc.) son implementadas con filtros activos paralelo.

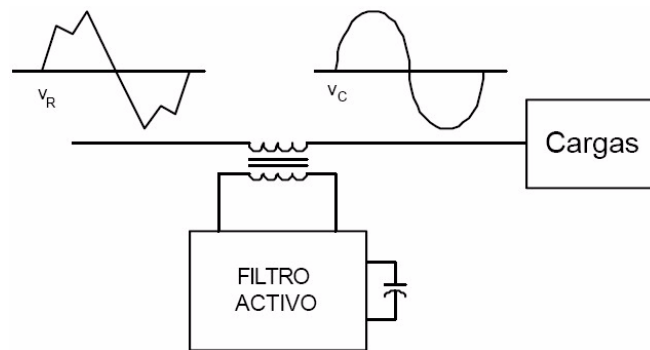


Figura 13. Filtro activo serie

Como se observa en la figura 13, el filtro activo serie [10,11] 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 senoidal idealmente pura la cual garantizará un desempeño óptimo de la misma.

La configuración de filtrado de la figura 13 permite, además de limitar la circulación de corrientes armónicas, aislar a la carga de las perturbaciones de tensión existentes en el lado de fuente. Esta funcionalidad da lugar al dispositivo conocido como *restaurador dinámico de tensión* (DVR – *Dynamic Voltage Restorer*), el cual, debido a su alta velocidad de respuesta, es capaz de proteger a la carga de las perturbaciones, permanentes y transitorias, que puedan aparecer en la red, como son

los huecos de tensión originados por fallas fase-fase o fase tierra, fallas generalmente debidas al impacto de un rayo en las líneas del sistema de potencia.

Por otro lado, el filtro activo paralelo [10,12] actúa como una fuente de corriente (figura 14) que al inyectar una corriente compensatoria suple la corriente armónica solicitada por la carga dejando que sólo la componente fundamental de la corriente sea extraída de la fuente del sistema. Esto puede verse también como la generación de una corriente armónica en contra-fase a la corriente de la carga que permite que la corriente que suministre la fuente se mantenga idealmente senoidal.

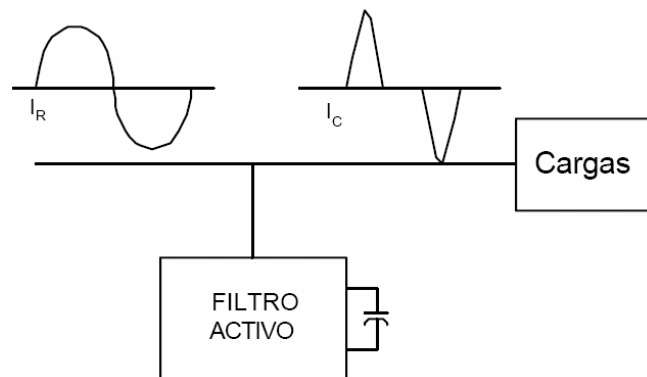


Figura 14. Filtro activo paralelo.

En este proyecto, se implementa un filtro activo paralelo que tiene como circuito equivalente por fase el mostrado en la figura 15.

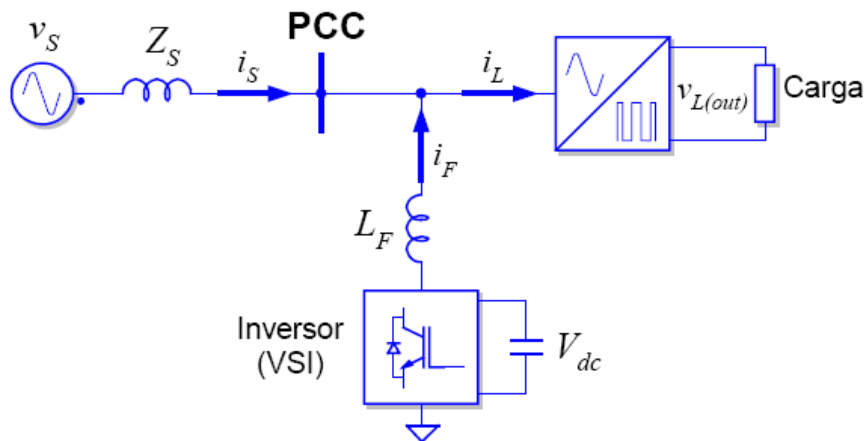


Figura 15. Circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo implementado

Como se observa, el filtro activo paralelo actúa como una fuente de corriente que genera la corriente i_F para contrarrestar los armónicos de la corriente de carga i_L . El hardware de potencia de este filtro consta a grosso modo del inversor, las inductancias de acople y un condensador para suministrar energía. En las siguientes secciones se detallan las funciones de estos elementos.

Tanto los filtros activos serie como paralelo adoptan circuitos inteligentes para medir potencia armónica y reactiva de cargas no lineales y tomar una acción correctiva inyectando la tensión (serie) o la corriente (paralelo) necesarias a través de un circuito de potencia.

2.1 EL CIRCUITO DE POTENCIA

El corazón del circuito de potencia de un filtro activo es un puente inversor trifásico. Estos inversores son los normalmente empleados en variadores de velocidad de motores AC; sin embargo, existen grandes diferencias en su comportamiento dado que el inversor funcionando como filtro activo de potencia actúa como una fuente de corriente no senoidal, en contraste con el comportamiento senoidal buscado idealmente en un variador de velocidad. Obsérvese por ejemplo en la figura 16, las formas de onda ideales de la compensación armónica de una carga no lineal como un rectificador altamente inductivo, se aprecia que la corriente generada por el inversor del filtro dista mucho de ser sinusoidal.

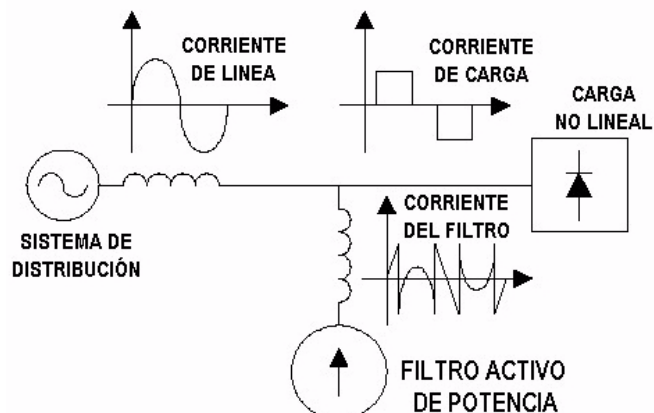


Figura 16. Compensación con un filtro activo paralelo

Hay dos configuraciones típicas para el inversor del filtro activo, conocidas en la literatura [13,14] como inversores con fuente de tensión VSI (*Voltage Source Inverter*) o inversores con fuente de corriente CSI (*Current Source Inverter*). Ver figuras 17 y 18 respectivamente.

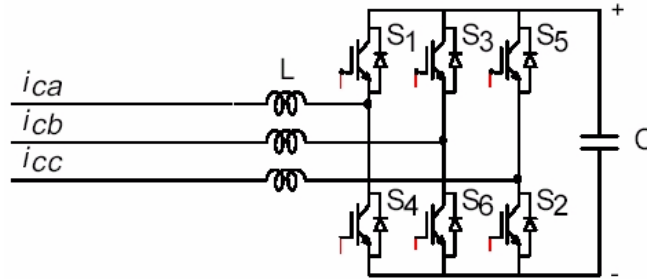


Figura 17. Inversor con fuente de tensión

Se requiere un condensador en el caso de los VSI o una bobina en el caso de los CSI que sirven como elementos almacenadores de energía. Las pérdidas de potencia activa propias del inversor son suplidas por la red eléctrica a la cual se conecte el filtro activo.

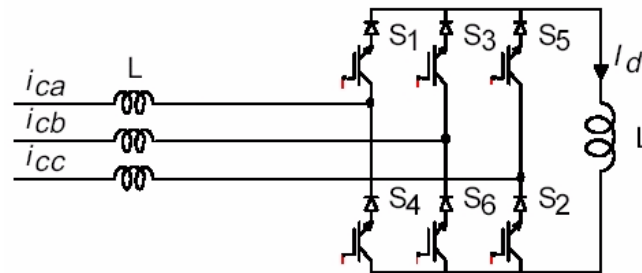


Figura 18. Inversor con fuente de corriente

La mayoría de los filtros activos comerciales han optado por el inversor con fuente de tensión (figura 17) dado que tiene mayor eficiencia y más bajo costo inicial que el inversor con fuente de corriente, el cual se encuentra aún en ambientes de laboratorio y experimentación [14].

Otra característica propia de los inversores empleados como filtros activos es que son controlados por corriente. La topología es conocida como inversor con fuente de tensión con control en corriente y es llamada en la literatura [12,15] con la sigla CC-VSI (*current controlled voltage source inverter*).

El control por corriente exige las bobinas de acople (L) observadas en las figuras 17 y 18, las cuales permiten traducir en corriente la salida de pulsos de tensión propia del inversor y de esta forma mediante un control de lazo cerrado se obliga a que estas corrientes de salida sigan tan fielmente como sea posible a las corrientes de referencia dadas. La figura 19 muestra este principio de control por corriente del puente inversor alimentado en tensión.

Este control de corriente en lazo cerrado intenta mantener la corriente que genera el inversor (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc}) tan fielmente cercana a la señal de referencia o señal compensatoria y denotada en la figura 19 como $i_{c-a,b,c}^*$. Esta señal de referencia es hallada en “tiempo real” con un DSP o un microcontrolador empleando alguna de las metodologías existentes explicadas en el próximas secciones.

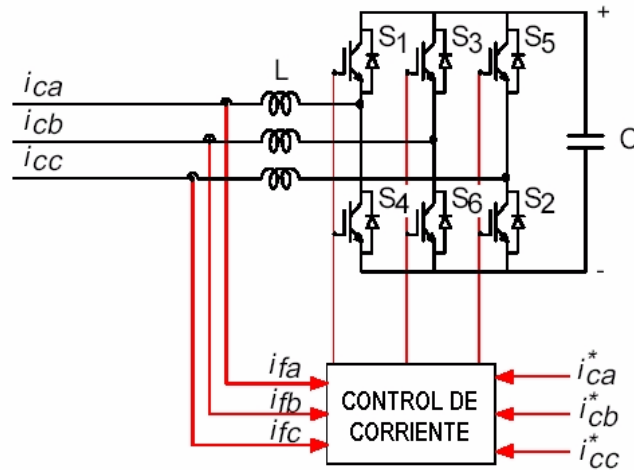


Figura 19. Inversor con fuente de tensión controlado por corriente

En cuanto a los dispositivos semiconductores empleados por un filtro activo pueden ser de diversos tipos si bien los más utilizados en la actualidad son los transistores bipolares con puerta aislada (IGBTs, *Isolated Gate Bipolar Transistors*) y los tiristores controlados de puerta aislada (IGCTs, *Isolated Gate Controlled Thyristors*), la razón es porque mantienen un buen compromiso entre velocidad y pérdidas dado que se requieren que éstas sean mínimas para no influir fuertemente en la descarga del elemento almacenador de energía: el condensador de la barra de continua. Para filtros activos del orden de los MVA o tensiones por encima de 5kV se emplean tiristores GTO's (*Gate Turn Off Thyristors*) los cuales aunque tienen mayores pérdidas y no son tan veloces, son los únicos que pueden soportar estos rigurosos niveles de trabajo. Para este proyecto se emplearon IGBT's como dispositivos de conmutación del puente inversor como se detallará en el capítulo 4.

2.2 CONEXIÓN DEL FILTRO A LA RED

Dada la topología del circuito de potencia, el filtro activo se conecta a la red en el llamado punto común de conexión (PCC). Según la perturbación que se desee mitigar se escogerá el tipo de filtro, que en forma general será serie o paralelo y sus aplicaciones son las siguientes:

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.

La conexión del filtro serie a la red (figura 20) requiere de un transformador de potencia adicional a la inductancia L_f ya que necesita inyectar una tensión compensatoria (+Vc-) en serie con la línea.

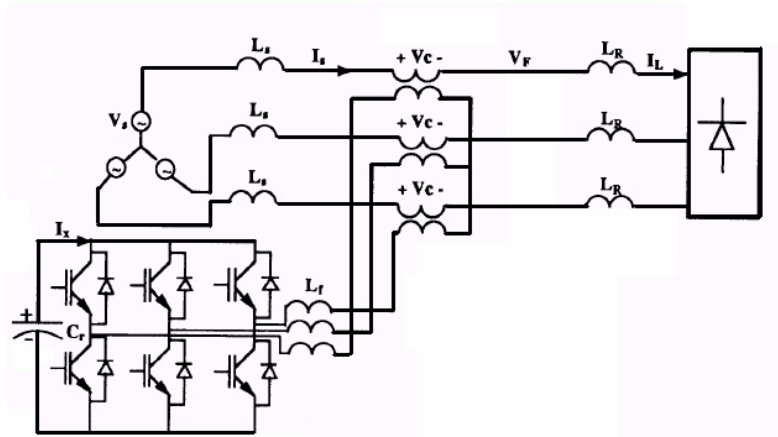


Figura 20. Conexión del filtro activo serie

Por otro lado, el filtro activo paralelo se conecta directamente en el punto común de conexión (PCC en la figura 21) punto a partir del cual se desea eliminar aguas arriba el contenido armónico de corriente. Esta misma figura 21 ilustra el filtro activo implementado en el presente proyecto, la forma en que se conectó a la red y la carga empleada para probarlo, todo lo cual se detallará más adelante.

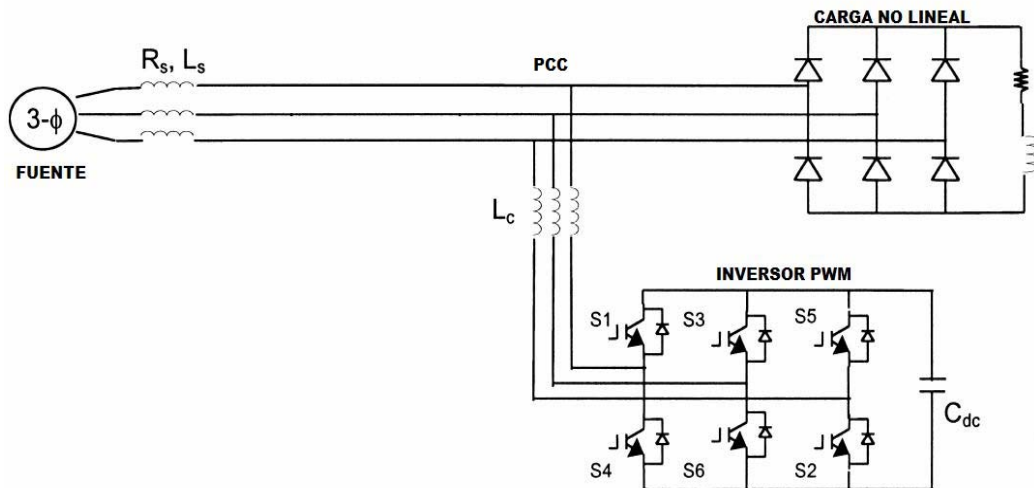


Figura 21. Conexión del filtro activo paralelo

Para sistemas de distribución de 4 hilos donde además se requiere balancear al sistema, se emplean inversores de cuatro columnas (Figura 22) donde la cuarta columna se encarga de compensar los armónicos de la corriente del neutro y además de buscar el equilibrio de las tres fases. Otro esquema para el mismo propósito pero empleado en media y baja potencia conecta el neutro a un punto medio de la barra de DC dividiendo el condensador como se aprecia en la figura 23.

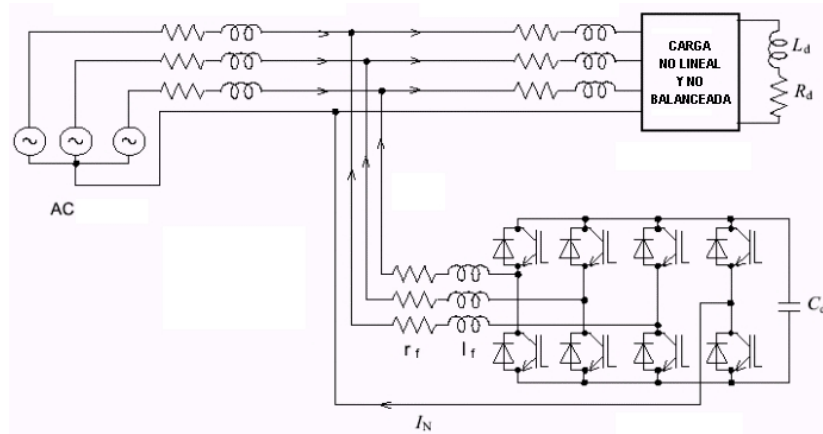


Figura 22. Filtro activo con inversor trifásico de cuatro columnas

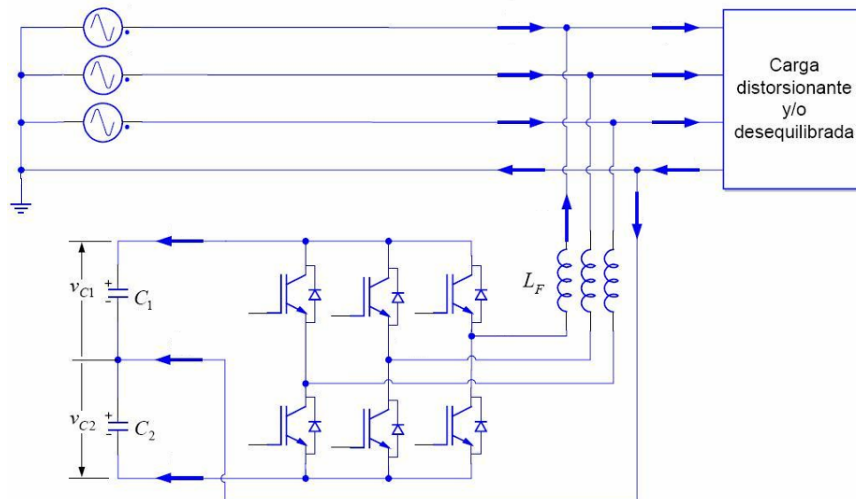


Figura 23. Filtro activo con inversor trifásico de condensador dividido

2.3 OTRAS TOPOLOGÍAS

Pese a todas las ventajas, el filtro activo resulta un dispositivo relativamente complejo y costoso, sobre todo cuando trabaja en sistemas de gran potencia. Esto da lugar a que exista otro tipo de sistemas conocidos como *filtros híbridos* [16], en donde los inversores de tensión trabajan en colaboración con filtros pasivos, mejorando la respuesta en frecuencia de estos últimos.

Aunque los filtros híbridos no pueden ofrecer las mismas prestaciones que los filtros activos, el correcto diseño y control de los mismos, permite obtener excelentes sistemas de filtrado que utilizan inversores de baja potencia basados en topologías convencionales. Esta simplicidad en el diseño de los filtros híbridos se traduce en una reducción de su costo, lo cual les otorga una posición privilegiada en aquellos escenarios en los que la relación costo-prestaciones del filtro activo alcanza valores inaceptables.

Los filtros híbridos están formados por la combinación de filtros pasivos y activos. El filtro pasivo mediante la mezcla de inductancias y capacitancias se encarga de la eliminación de armónicos concretos (generalmente los de mayor magnitud), mientras que el filtro activo se encarga del resto del espectro reduciéndose la potencia de filtrado y siendo de esta forma más viable económicamente.

Se pueden conectar filtros activos y pasivos de diversas formas, dando lugar a múltiples esquemas de filtros híbridos. En las figuras 24, 25 y 26 se observan los tres escenarios típicos.

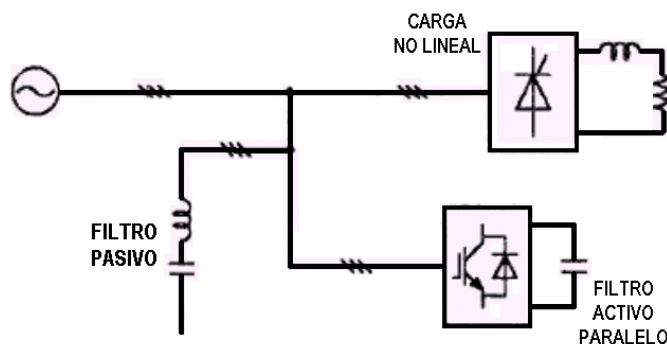


Figura 24. Filtro híbrido tipo A: activo y pasivo en paralelo

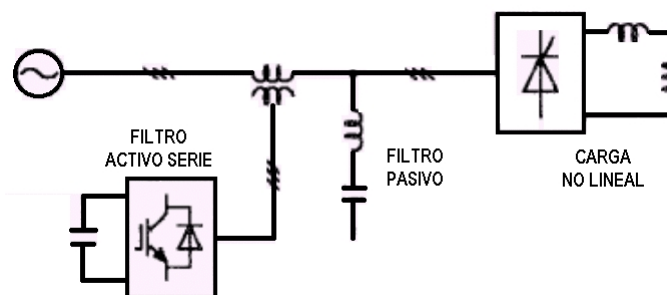


Figura 25. Filtro híbrido tipo B: activo en serie y pasivo en paralelo.

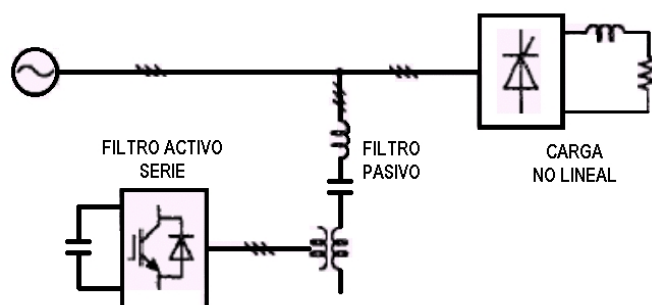


Figura 26. Filtro híbrido tipo C: activo en serie dentro del pasivo

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

Por otro lado, existen otras topologías (sin filtros pasivos) derivadas de la combinación de filtros activos serie y paralelo según alguna aplicación específica y la combinación de perturbaciones a reducir. De esta forma los filtros activos pueden recibir distintos nombres y utilizar distintas abreviaturas siendo las más comunes:

- a) "Harmonic Power Filter" HPF
- b) "Active Power Line Conditioners" APLC
- c) "Unified Power Quality Conditioner" UPQC
- d) "Universal Power Flow Controller" UPFC
- e) "Universal Power Conditioner" UPC
- f) "Instantaneous Reactive Power Compensators" IRPC
- g) "Active Power Quality Conditioners" APQC

La mayoría reúnen en su diseño las ventajas de las topologías serie y paralelo compartiendo el mismo elemento de almacenamiento de energía. Como ejemplo, se observa en la figura 27 un esquema unifilar del "acondicionador unificado de calidad de la potencia" (UPQC) capaz de compensar simultáneamente diversas perturbaciones de tensión y corriente en la red eléctrica.

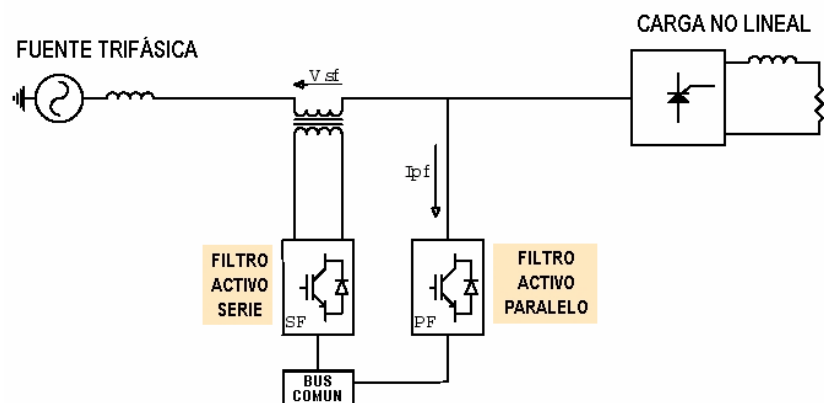


Figura 27. Acondicionador unificado de calidad de la potencia (UPQC)

En el UPQC, el inversor en el filtro paralelo se encarga del acondicionamiento de las corrientes de la carga (cancelación de armónicos, reactiva y balance), mientras que el inversor del filtro serie se encarga de la cancelación de las perturbaciones de tensión en la carga. Incluso hay aplicaciones en las que en caso de que se interrumpa la alimentación por parte de la red, el inversor del filtro activo paralelo puede ser reconfigurado para trabajar como inversor de tensión normal, pasando a comportarse como un *sistema de alimentación ininterrumpida* (UPS – *Uninterruptible Power Supply*). Lógicamente, para que este modo de funcionamiento pueda mantenerse a lo largo del tiempo es preciso que exista una fuente adicional de energía que se obtiene generalmente a través de baterías.

Antes de acabar con este tópico, es necesario indicar que la inserción en la red de equipos basados en electrónica de potencia, que pueden actuar como fuentes de tensión o corriente controlables en tiempo real, da lugar al desarrollo de los modernos *sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna* (FACTS – *FlexibleAC Transmission Systems*). En estos sistemas, es posible aumentar la capacidad de transmisión de energía, regular la tensión en los barrajes de conexión, e incrementar la estabilidad general.

Hasta el momento en este capítulo, los inversores actuando como fuentes de corriente y tensión que se muestran en la figura 12 se han utilizado principalmente para la cancelación de las perturbaciones armónicas, lo cual es el objetivo del presente trabajo; sin embargo, la capacidad de dichos inversores para suministrar corrientes y tensiones controlables de frecuencia fundamental abrió un nuevo campo de aplicación de los mismos que vale la pena mencionar ya que el mismo hardware y circuitos de potencia sirven para estas nuevas aplicaciones.

En este sentido, el inversor que actúa como fuente de corriente de la figura 12a se puede comportar como un *compensador síncrono estático* (STATCOM – *Static Compensator*) [17,18]

que permite regular la tensión en un barraje, mediante la inyección de corriente reactiva en el sistema de potencia. En la figura 12a, la inyección de una corriente adelantada o retrasada 90° respecto a la tensión en el PCC no da lugar a consumo de potencia activa por parte del inversor, sin embargo, mediante dicha corriente se puede modificar la caída de tensión en la impedancia equivalente del lado de fuente (Z_s), la cual es predominantemente inductiva, consiguiéndose de esta forma la regulación de la tensión en el barraje del PCC.

De la misma manera, el inversor en fuente de tensión de la figura 12b se puede comportar como un *compensador estático síncrono conectado en serie* (SSSC – *Static Synchronous Series Compensator*) [19,20] que permite regular la potencia activa y reactiva suministrada por la fuente mediante la variación del módulo y la fase de la tensión en el PCC.

Finalmente, es de resaltar que para aplicaciones especialmente de alta tensión se emplean inversores multinivel (Figura 28), los cuales no solo reducen la tensión que soporta cada dispositivo de conmutación sino que mejoran la calidad de onda al reducir los rizados de salida y tener una respuesta más rápida.

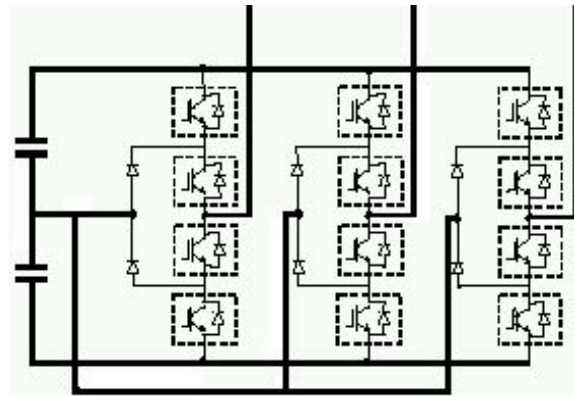


Figura 28. Inversor trifásico multinivel de 3 niveles

Este tipo de topología emplea múltiples niveles de tensión de continua que permiten mejorar considerablemente la forma de onda de la corriente de inyección. En la figura 29 se aprecia otro ejemplo, se trata de un inversor monofásico de siete niveles.

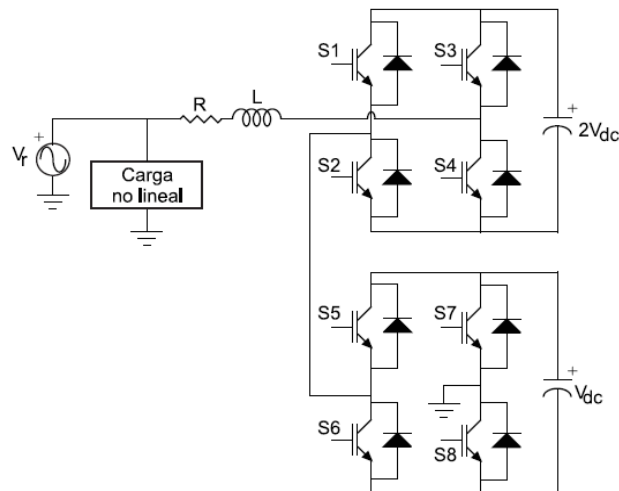


Figura 29. Inversor monofásico de 7 niveles.

2.4 DESARROLLOS COMERCIALES

Empresas como ABB, Siemens, Hitachi y Fuji Electric están desarrollando una buena parte de las soluciones comercialmente disponibles en la actualidad. Estos sistemas están basados en inversores con fuente de tensión (VSI) y modulación PWM con transistores IGBT o tiristores GTO. Estos inversores permiten la compensación de potencias comprendidas entre 1kVA y varios MVA.

Siemens comercializa el SIPCON (Siemens Power Conditioner) construido con transistores IGBT's y consta de un módulo serie denominado DVR (Dynamic Voltage Regulator) y otro paralelo DSTATCOM. También, Fuji Electric ha desarrollado un filtro activo paralelo para baja tensión con potencias comprendidas entre los 50 y los 400 kVA.

Por otro lado, Toshiba ha desarrollado tres filtros activos serie de 16MVA en Japón para la compensación de la potencia reactiva y los armónicos de corriente originados por los "trenes bala". También, la compañía japonesa Meiden dispone de un filtro activo multifuncional empleando transistores IGBT para la compensación de armónicos de corriente, mejorar el factor de potencia y la regulación de tensión para potencias entre los 50 y los 1000 kVA.

Por su lado, la empresa Current Technology Inc. comercializa un filtro activo paralelo denominado Harmonix HX3-100 para la compensación de los armónicos triples generados por cargas monofásicas no lineales. El sistema es capaz de cancelar hasta 100A de corrientes en sistemas trifásicos a cuatro hilos.

Por su parte, Mitsubishi Electric presenta la serie de equipos MELACT-1100 que son filtros activos de potencia monofásicos con potencias entre los 50 y los 400 kVA de los cuales se instalaron más de un centenar en Japón entre los años 1986 y 1993. Esta misma compañía desarrolló el Compact Statcom para la compensación de la potencia reactiva, el primero de estos compensadores estáticos se desarrolló en 1991 para una subestación de la Kansas Electric Power Co. en Japón para ser conectado a un sistema de 154 kV y 80 MVA.

También ABB ha desarrollado soluciones serie y paralelo basadas en PWM VSI empleando transistores IGCT, dedicando un sistema serie (DVR) a la compensación de tensión y otro paralelo (DSTATCOM) a la de corriente.

3. ESTRATEGIAS DE CONTROL EN FILTROS ACTIVOS

Los principios teóricos en los que se basa el funcionamiento de los filtros activos se establecieron en los años 70. Hoy día, su implantación se ha visto incrementada como consecuencia de las ventajas que presentan frente a las soluciones pasivas y de la disponibilidad de soluciones tecnológicas que posibilitan su construcción.

Una de las características fundamentales de este tipo de equipos de compensación es su capacidad para adaptarse a los cambios de las condiciones de operación. Así, problemas como resonancias con otros elementos de la red eléctrica o cambios de las características de la carga que pueden ocasionar el completo rediseño de las soluciones pasivas, se solventan mediante la modificación del controlador en el caso de los filtros activos. En este capítulo se exponen las principales técnicas de control de filtros activos y las teorías existentes para aislar el contenido armónico de la red.

Para empezar, cabe decir que entre más rápido se ejecuten los cálculos para hallar el contenido armónico de la red y deducir las corrientes compensatorias a inyectar mayor será la efectividad del filtro, así pues el control del filtro activo es implementado usualmente en plataformas DSP's o de microcontroladores de alta velocidad ayudados de dispositivos discretos análogos y digitales para la adquisición de señales y el control de corriente del inversor. En algunos casos incluso se emplean dos DSPs trabajando en paralelo para lograr un óptimo desempeño de todo el sistema.

Se ha dicho que un filtro activo teórica e idealmente pudiera compensar todo el contenido armónico de un sistema contaminado, sin embargo, las limitaciones reales en la compensación radican básicamente en dos aspectos, obsérvese la figura 30:

- **Velocidad:** El tiempo de respuesta alcanzado por el filtro activo dependerá de la velocidad de sus transductores de señal ($v(t), i(t)$), de su plataforma de cálculo (DSP) y la frecuencia máxima de trabajo de su puente inversor. Entre menor sea el tiempo de cálculo y mayor sea la frecuencia del puente inversor, mayor será el orden del armónico que puede llegar a compensar (aunque también aumentarán las pérdidas de conmutación en el inversor).
- **Potencia:** La capacidad de corriente y tensión que soporten los semiconductores del puente inversor dimensionarán la potencia máxima que se pueda compensar. Previamente a la colocación de un filtro activo se debe conocer la potencia armónica demandada por la carga y ésta debe ser menor que la potencia que pueda suministrar el inversor del filtro activo.

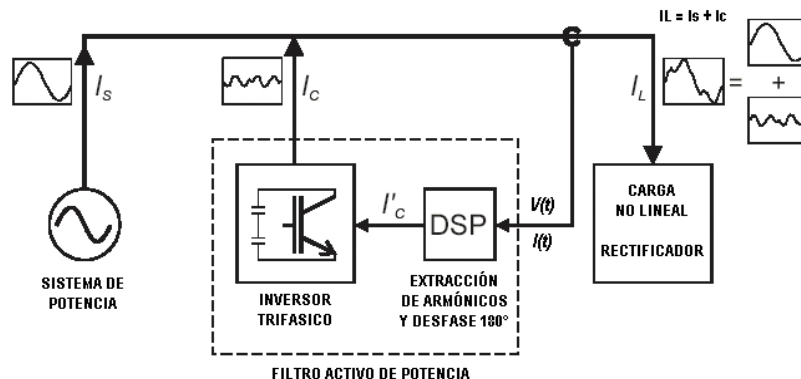


Figura 30. Elementos básicos del filtro activo de potencia

La estructura completa del filtro activo tanto de su circuito de potencia expuesto en el capítulo anterior como de su circuito de control se muestra en la figura 31.

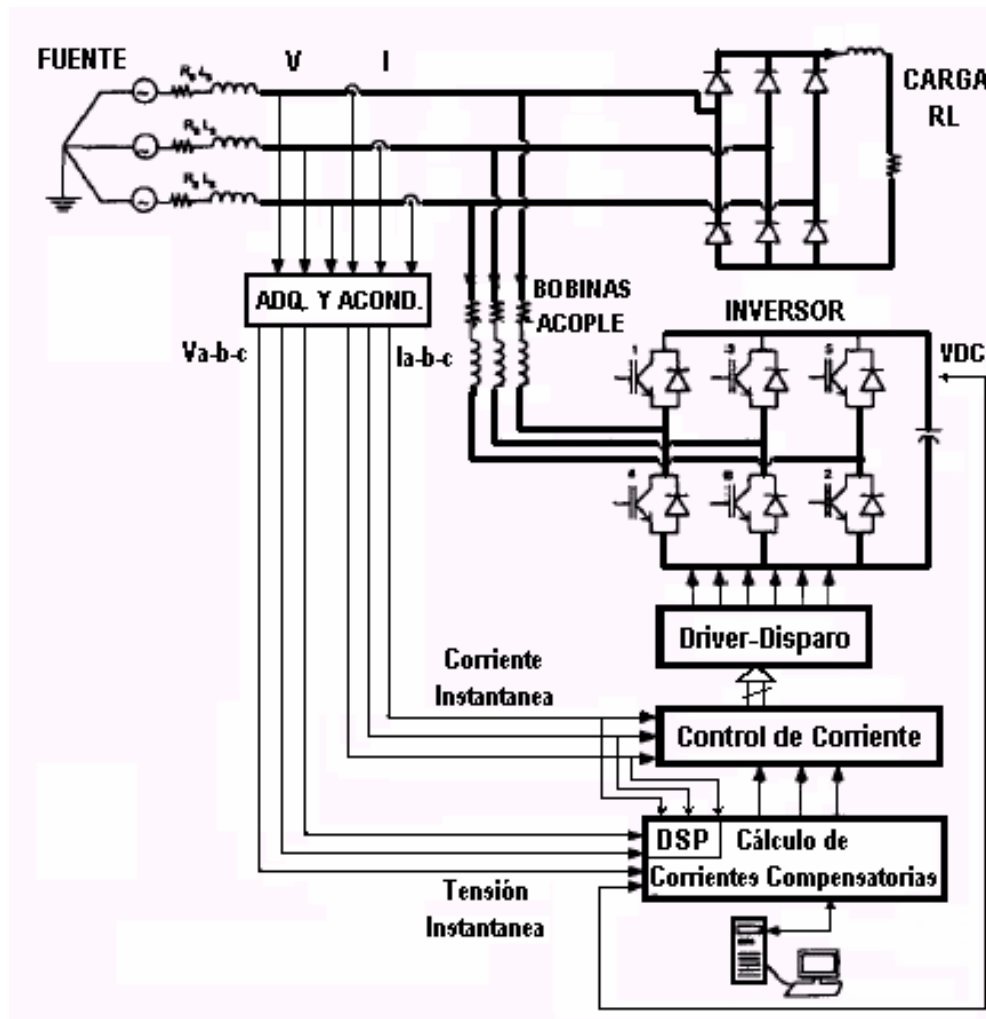


Figura 31. Esquema de control del filtro activo de potencia

El filtro activo está constituido por cuatro bloques bien diferenciados:

- i) Los dispositivos de adquisición y acondicionamiento de las señales de tensión y corriente de la red eléctrica que realizan la medición de las condiciones de la red.
- ii) La plataforma de procesamiento que realiza el aislamiento armónico de las señales de la red y calcula las señales de referencia o compensatorias. Este bloque está basado generalmente en un sistema DSP.
- iii) El controlador de corriente que recibe las señales de referencia analógicas calculadas por el DSP (que corresponden a las corrientes compensatorias) y las traduce en pulsos de disparo para el puente inversor.
- iv) El inversor trifásico de potencia con su controlador (*driver*), su condensador de continua y sus bobinas de acople con la red que finalmente inyectan las ondas de corrientes compensatorias a la red eléctrica.

La etapa de acondicionamiento permite transformar los valores instantáneos de tensión y corriente a niveles de tensión capaces de ser manejados por el *hardware* del controlador. Las señales de tensión y corriente esenciales para el cálculo son medidas a través transformadores de potencial o sensores de efecto Hall y de esta forma se recoge la información o situación del sistema.

La plataforma de procesamiento (DSP) se encarga de ir calculando continuamente las corrientes de referencia para la compensación empleando alguna de las teorías de aislamiento armónico existente (sección 3.1), garantizando así que el proceso de inyección de la corriente compensatoria anule los armónicos de la carga y simultáneamente (si está programado para esto) realice corrección del factor de potencia.

El controlador de corriente recibe las señales de referencia del DSP y envía los pulsos de disparo al *driver* del puente inversor y por algún método de control de corriente (sección 3.2) debe garantizar que la corriente generada a la salida del inversor siga lo más fielmente posible a las señales de referencia dadas por el DSP.

El puente inversor está constituido por dispositivos electrónicos de potencia que mediante su conmutación permiten controlar el flujo de energía entre el elemento almacenador (el condensador) y la red. Desde el punto de vista ideal, estos dispositivos deben comportarse como interruptores bidireccionales que permitan el flujo de potencia en los dos sentidos. La conexión del inversor a la red se realiza mediante unas inductancias de acople que traducen los pulsos de tensión cuadrados a la salida del inversor en una señal de corriente que corresponderá a una versión amplificada de la señal de referencia dada por el DSP. Las características de esta inductancia determinan aspectos como la magnitud del rizado de la corriente de inyección.

En resumen, la estrategia de control de un filtro activo es implementada en tres etapas: se adquieren las señales de tensión y corriente de la red, se realiza el aislamiento del contenido armónico de las mismas generando así las señales de referencia compensatorias y finalmente se sintetizan o amplifican estas señales de referencia a través del puente inversor manteniendo un control de corriente sobre las mismas.

Este ciclo se repite indefinidamente y por ello se dice que un filtro activo se adapta continuamente a las condiciones cambiantes de la carga y no debe ser sintonizado para alguna condición en especial ya que trabaja en “tiempo real” en forma indefinida (ningún cálculo se realiza *off-line*). De esta forma, el puente inversor continuamente inyecta las corrientes compensatorias hacia la red eléctrica a través de las bobinas de acople y así cancela el contenido armónico presente en la corriente de carga y deja exclusivamente la componente fundamental hacia la fuente.

3.1 TEORÍAS DE AISLAMIENTO ARMÓNICO

La deducción de las señales de referencia o compensatorias es una de las partes más importante del control del filtro activo y su efectividad afecta el desempeño en estado estable y transitorio del mismo. Existen varias teorías o métodos [21,22,23] para este cálculo y cada uno tiene sus ventajas y limitaciones, pero en forma general se dividen en dos grandes grupos: aquellos basados en soluciones en el dominio de la frecuencia y aquellos que proponen soluciones en el dominio del tiempo, siendo estos últimos los más empleados por su velocidad.

A continuación se presentan los métodos de cálculo de la corriente compensatoria más empleados: el basado en la transformada discreta de Fourier (DFT), el de la teoría de la potencia reactiva instantánea (pq), y el de la transformación al marco de referencia rotatorio y síncrono (SRF). Solo el primero trabaja en el dominio de la frecuencia, los demás son soluciones o teorías en el dominio del tiempo.

3.1.1 Transformada discreta de Fourier. Se trata de un algoritmo de compensación en el dominio de la frecuencia [24] basado en la aplicación de la transformada discreta de Fourier (DFT, Discrete Fourier Transform). La figura 32 muestra la estructura general de este tipo de controladores digitales.

Adquiridas N muestras de la corriente i_L correspondientes a un múltiplo entero de períodos a la frecuencia fundamental, se puede realizar la DFT sobre este conjunto de muestras obteniendo la magnitud de las componentes de frecuencia de la señal y sus desfases relativos con respecto al instante de tiempo de inicio de la adquisición.

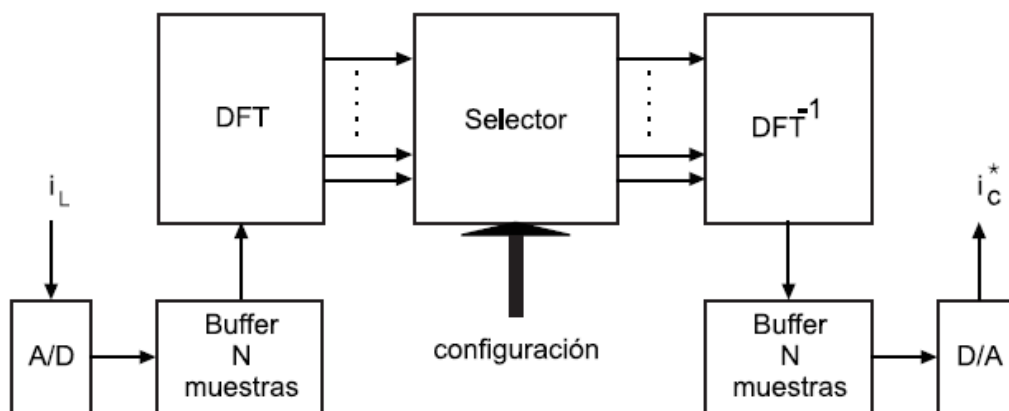


Figura 32. Controlador basado en la DFT

Una vez obtenidas las magnitudes de los armónicos presentes en la corriente de carga el controlador filtra las componentes armónicas que no se desean compensar antes de realizar la DFT inversa. De este modo, al generar de nuevo los valores instantáneos de cada uno de los armónicos seleccionados, la suma de éstos corresponde a la corriente de referencia para la compensación.

La ventaja de utilizar este mecanismo de cálculo de la corriente de referencia es que permite una total configuración de la compensación (selectiva, global, e incluso con porcentajes de compensación), obteniendo unos buenos resultados en régimen estacionario. Sin embargo, cuando el espectro de la corriente consumida por la carga es variable el resultado de la compensación es deficiente debido al retraso computacional de dos ciclos a la frecuencia fundamental de la red.

La frecuencia de los dispositivos de conmutación de los inversores es generalmente mantenida a más de dos veces la frecuencia armónica más alta compensada; sin embargo, la aplicación en línea de la transformada discreta de Fourier DFT (solución de un conjunto de ecuaciones no lineales) es una carga computacional con un considerable tiempo de respuesta y no es de fácil implementación. De hecho, para obtener una respuesta eficiente con este método se requiere el trabajo en conjunto de dos DSP's, uno de coma flotante encargado exclusivamente de la DFT y el otro de coma fija encargado de las demás tareas; sin embargo, una vez implementado este complejo hardware los resultados de compensación son excelentes en estado estable. Otra limitante de este método es que no calcula y por tanto no compensa la potencia reactiva y es exclusivo para compensar los armónicos de la carga.

3.1.2 Método del filtro pasa-banda. Esta teoría en el dominio del tiempo es la solución más intuitiva para separar el contenido armónico de una señal y se puede implementar de forma analógica. La figura 33 muestra su principio de funcionamiento.

La técnica del filtro “notch” consiste en restarle a la señal de la corriente de carga I_L su componente fundamental, la cual ha sido extraída con un filtro pasa-banda centrado en este caso a 60Hz. Dicha resta (que idealmente serán los armónicos de la señal corriente) es amplificada y será la señal de referencia la cual se inyectará en contrafase a la red.

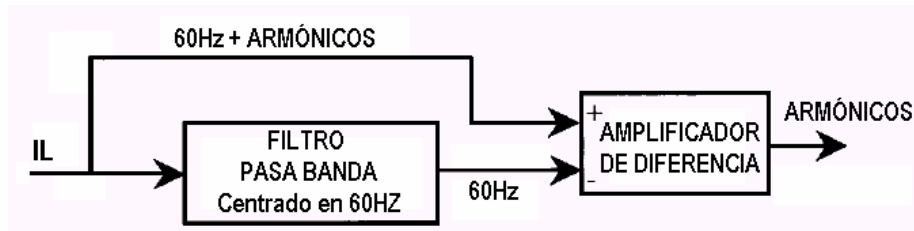


Figura 33. Técnica del filtro “notch”

No obstante, ya en la implementación práctica de este método, la característica no ideal del filtrado y su respectivo retardo ha mostrado buenos resultados pero no tan eficientes como otras técnicas que si alcanzan a cumplir a mayor cabalidad los requerimientos de las normas existentes. Esta solución sirve tanto para sistemas monofásicos como trifásicos simplemente repitiendo 3 veces este bloque.

3.1.3 Método de la substracción sinusoidal. Esta es otra sencilla teoría en el dominio del tiempo que también se puede implementar en forma analógica (figura 34). Esta técnica trata de generar una onda sinusoidal pura para luego restársela a la onda medida de corriente contaminada, el resultado de la resta serán los armónicos los cuales se inyectarían en contratase a la red. Empleando un generador senoidal que necesita dos parámetros (frecuencia y magnitud) y hallando estos parámetros con un PLL y un detector de picos como se muestra en la figura 34 se realiza finalmente la resta generando así la onda de referencia que contiene exclusivamente los armónicos.

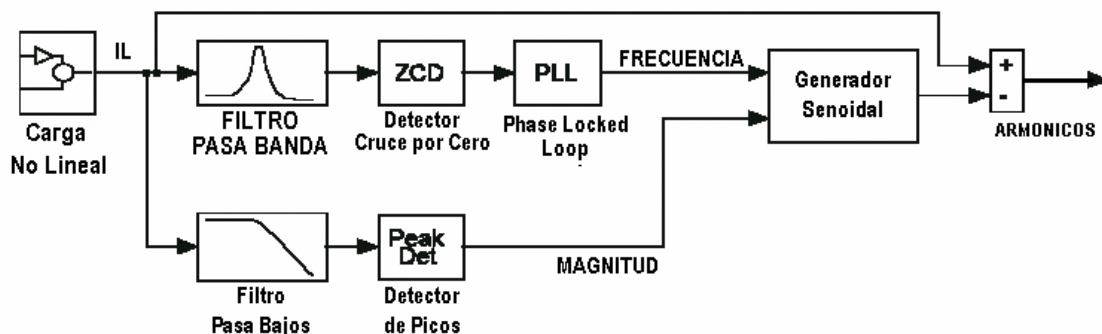


Figura 34. Técnica de la substracción sinusoidal

Las desventajas de esta técnica han sido las mismas que para la teoría anterior y son generalmente implementadas como métodos de mitigación de armónicos en aplicaciones donde se requieren soluciones económicas, analógicas y que no están supeditadas al cumplimiento de normas.

Las siguientes dos teorías de aislamiento armónico son exclusivas para sistemas trifásicos, y son en el dominio del tiempo las que mejor resultado han dado, la primera es llamada teoría de la potencia reactiva instantánea o teoría p-q, y la segunda se conoce como la teoría del marco de referencia sincrónico o SRF. La segunda es de mayor complejidad y es propicia para escenarios con distorsión en las ondas de tensión y con desbalances del sistema eléctrico. Por

otro lado, la teoría p-q es adecuada para cargas trifásicas balanceadas y no balanceadas pero exige que no haya distorsión en la onda de tensión de la red. Por tanto, dado que la aplicación del presente proyecto se concentra en cargas trifásicas balanceadas (rectificadores, variadores de velocidad, hornos trifásicos, etc.) y se trabaja sin distorsión en tensión, la teoría p-q fue la seleccionada para implementar en el controlador o plataforma DSP. Esta teoría p-q permite además la compensación de reactivos, cualidad que no tienen todas las teorías de control y es una característica que permite emplear el filtro no sólo para compensar armónicos de corriente sino también para mejorar el factor de potencia de la carga lo cual es otro de los objetivos del presente proyecto.

3.1.4 La teoría p-q. La teoría de la potencia reactiva instantánea o teoría p-q ha sido ampliamente usada y esta basada en la transformación de Clarke de las señales de tensión y corriente para determinar las señales de referencia.

Se trata de un método propuesto en 1984 por Akagi [25,26] para el control de filtros activos de potencia con capacidad de compensación de corrientes armónicas y de mejorar el factor de potencia en sistemas trifásicos a tres y cuatro hilos.

La técnica se basa en el cálculo de la potencia instantánea consumida por la carga en un marco de referencia estacionario y su posterior utilización para el cálculo de la consigna de inyección.

La aplicación de la transformación de Clarke (figura 35) permite convertir los valores instantáneos de la tensión y corriente de la carga a un plano complejo $\alpha\beta$ según las siguientes ecuaciones matriciales:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

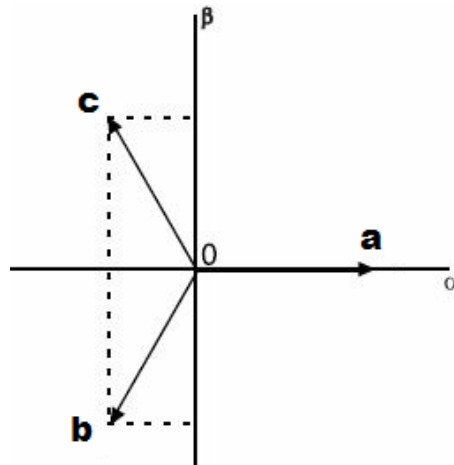


Figura 35. Transformación Clarke

La teoría expone que al aplicar la transformación Clarke a un sistema trifásico (coordenadas a-b-c) y convertirlo en un plano de dos fases (coordenadas α - β) y un eje de reactiva ortogonal a dicho plano (figura 36) se pueden definir y extraer matemáticamente la potencia debida a los armónicos y luego por un proceso inverso deducir las corrientes que producen esta potencia armónica que serán introducidas en contrafase al sistema.

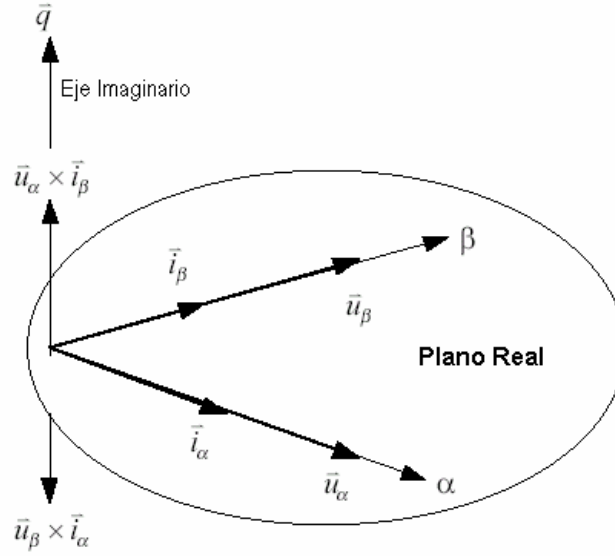


Figura 36. Vectores instantáneos de la teoría p-q

La teoría define la potencia activa instantánea (p_p) y la potencia instantánea de secuencia cero (p_0) de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} p_p &= \bar{u}_\alpha \cdot \bar{i}_\alpha + \bar{u}_\beta \cdot \bar{i}_\beta & p_0 &= \bar{u}_0 \cdot \bar{i}_0 \\ p &= p_p + p_0 = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \end{aligned} \quad (3.2)$$

Esta definición de potencia activa concuerda totalmente con las definiciones ya conocidas.

Seguidamente la teoría introduce un nuevo vector de potencia imaginaria instantánea definido como:

$$\vec{q} = \bar{u}_\alpha \times \bar{i}_\beta + \bar{u}_\beta \times \bar{i}_\alpha \quad (3.3)$$

Como se ve en la figura 36, este vector está sobre un eje imaginario perpendicular al plano real de coordenadas α - β y está compuesto por la suma de los productos de tensiones y corrientes en ejes ortogonales. Esto significa que el vector $\vec{q}$ no puede ser dimensionado en W, VA ni VAR. Por tanto, los autores introdujeron una nueva unidad para este vector llamada IVA's que significa volti-amperios imaginarios.

La potencia instantánea activa, reactiva y de secuencia cero, pueden ser computadas según la siguiente ecuación en términos de las señales de tensión y corriente transformadas previamente.

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

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad ; \quad q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3.4)$$

Tanto la potencia activa como reactiva instantánea están compuestas de una componente de continua (DC) y una componente oscilatoria (AC) de la siguiente forma:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad ; \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.5)$$

La teoría p-q expone que asumiendo que la tensión de fase no contiene armónicos, la componente continua de p es debida exclusivamente a la fundamental de la corriente de la carga mientras que la componente alterna de p es causada por las corrientes armónicas de la carga.

Es así como luego de hallar p y q se filtra la potencia activa instantánea (p) con un filtro pasa-altos, el cual remueve la componente de continua (que corresponde a la frecuencia fundamental en el marco a-b-c) dejando sólo la potencia activa armónica simbolizada como p_{ac} o $\tilde{p}$, la cual es la que se desea remover del sistema.

En la práctica, el filtro paso alto suele construirse mediante la diferencia de la componente p y la salida de un filtro pasa bajo aplicado a p que halla la componente de DC de la potencia instantánea p . Es decir, la componente alterna se calcula como:

$$\tilde{p} = p_{ac} = p - p_{dc} \quad (3.6)$$

Seguidamente con la potencia activa debida a los armónicos ($\tilde{p}$) y la potencia reactiva hallada, se realiza el proceso inverso para hallar las corrientes que producirían estas potencias en modo inverso mediante la siguiente ecuación. (En algunas ocasiones se le suma a $\tilde{p}$ una pequeña cantidad Δp de potencia activa para compensar pérdidas propias del inversor)

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + \Delta\bar{p} \\ -q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Obsérvese el signo menos precedido de $\tilde{p}$ y q lo cual corresponde al desfase de 180° .

Finalmente con la transformada inversa de Clarke se pasan las corrientes de referencia i_{ca}^* y $i_{c\beta}^*$ del plano α - β al plano a-b-c.

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

La figura 37 muestra el esquema general de este método para un sistema trifásico a cuatro hilos.

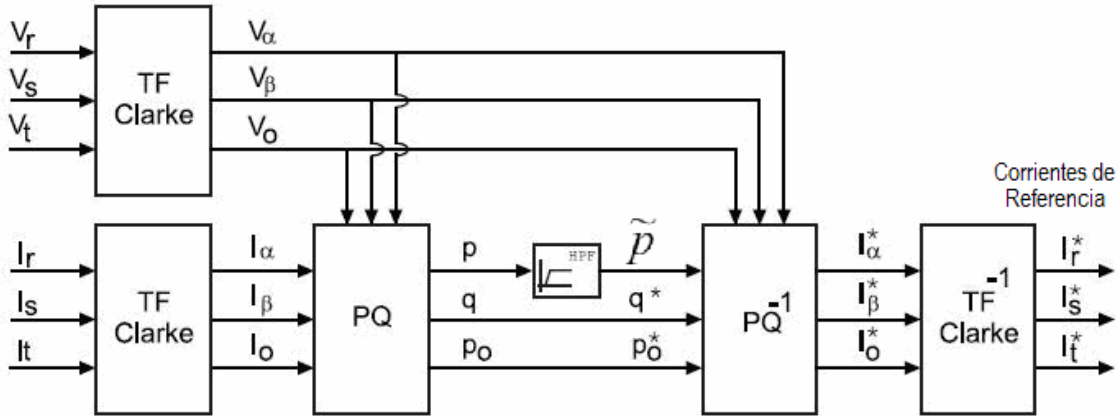


Figura 37. Teoría p-q o de la potencia reactiva instantánea

Para un sistema trifásico de 3 hilos (como el que se trata en el presente proyecto) se simplifican las ecuaciones al remover de todas las ecuaciones la componente de secuencia cero y así en vez de trabajar en α - β -o se labora solo con α - β . En el siguiente capítulo se muestra dicha simplificación al implementarse estas ecuaciones sobre el DSP.

Los resultados de la compensación con este controlador son buenos cuando la tensión en el punto de conexión es equilibrada y no presenta distorsión armónica, sin embargo, cuando las condiciones de operación no son éstas el resultado del proceso de compensación no es correcto [26]. Como solución al problema de la distorsión armónica de la tensión en el punto de conexión se han ensayado soluciones como el filtrado o el empleo de PLLs [27]. En el primer caso los resultados son negativos cuando el orden de los armónicos de tensión es bajo y no se tiene en cuenta el desfase introducido por el proceso de filtrado. En el segundo se consigue desacoplar las componentes de frecuencia de la tensión y la corriente en el cálculo de las potencias instantáneas y se logran resultados satisfactorios.

3.1.5 Marco de referencia síncrono (SRF). La característica fundamental de este controlador es la utilización de un marco de referencia que gira en el plano complejo sincronizado con la señal de tensión en el punto de conexión [21]. La introducción de esta nueva transformación hace posible el cálculo de las componentes activa y no activa de la corriente de carga sin necesidad de determinar previamente la potencia.

La conversión del marco de referencia estacionario al SRF se realiza mediante la transformación de Park. Esta transformación proyecta dos componentes de cualquier magnitud (m) del plano α - β sobre el marco rotatorio d - q según la ecuación:

$$\begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_\alpha \\ m_\beta \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Siendo $\cos\omega t$ y $\sin\omega t$ funciones obtenidas mediante un PLL sincronizado con la tensión de la red y operando a la frecuencia del marco rotatorio. La figura 38 muestra la estructura de un

controlador basado en el método SRF el cual permite la compensación global de armónicos de corriente.

El controlador tiene dos marcos de referencia girando a la frecuencia fundamental de la red según las secuencias positiva y negativa. El marco que gira según la secuencia positiva calcula los armónicos presentes en la corriente de carga distintos de la fundamental, I_{dh}^{+} e I_{qh}^{+} , añadiéndoles posteriormente la componente que debe ser consumida por el inversor para mantener la carga del condensador, I_{dp}^{+} e I_{qp}^{+} .

El marco que gira según la secuencia negativa calcula la componente fundamental de la corriente de carga de secuencia negativa, I_{d60}^{-} e I_{q60}^{-} , para su posterior substracción de la corriente de consigna para la inyección. Finalmente se realiza la transformación de Clarke para la obtención de los valores instantáneos de las corrientes de referencia en cada una de las líneas.

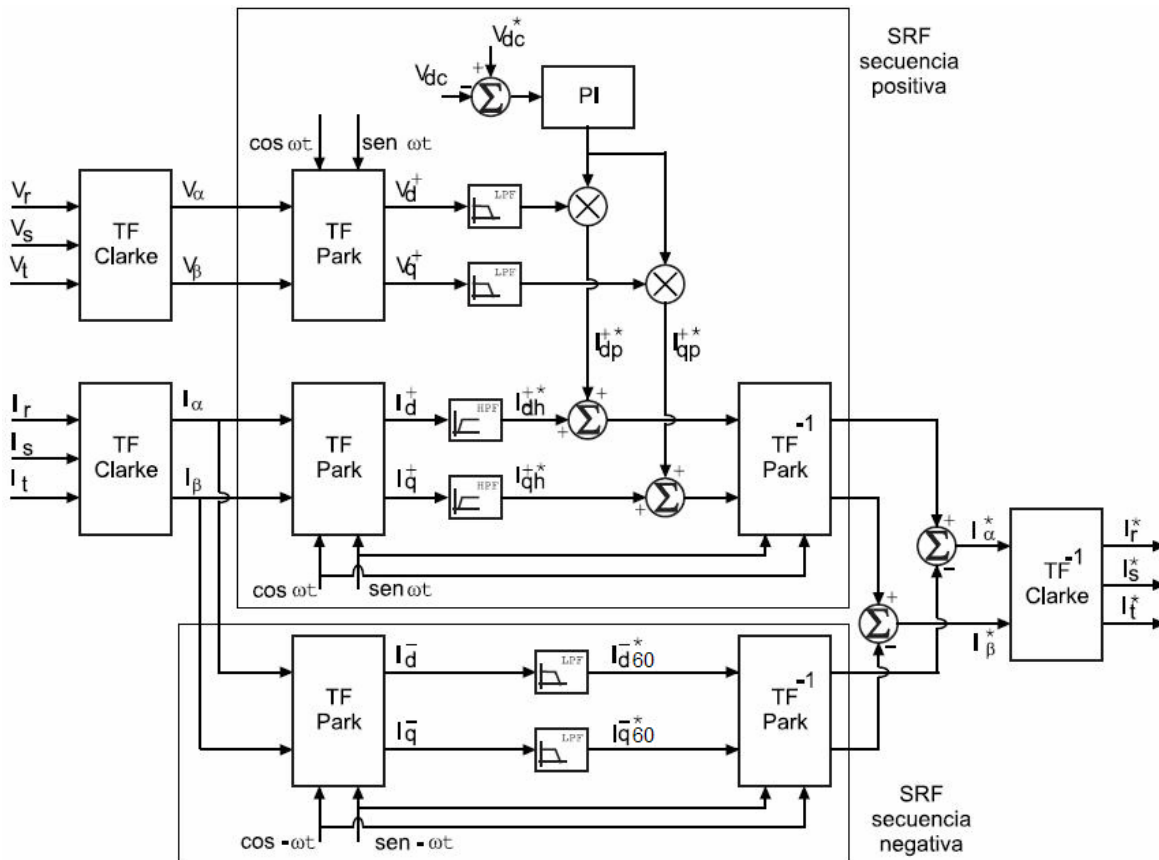


Figura 38. Controlador SFR

De la figura 38 se desprende que el elemento crítico del algoritmo basado en el método SRF es la transformación de Park. En este caso el filtrado de las componentes armónicas de las corrientes de carga en el marco rotatorio se simplifica con respecto al método p-q debido a que la componente fundamental de la corriente, tras la transformación, corresponde a una señal de continua. Desde el punto de vista de la transformación de Park, resulta fundamental el correcto seguimiento de la componente de frecuencia ($\omega 1 = 2\pi.f1$) de la tensión en la red para la adecuada descomposición de la corriente en sus componentes en fase y en cuadratura respecto a la tensión de la red.

La utilización de este método presenta mejores resultados que el método p-q bajo tensiones de línea distorsionadas y desequilibradas. También con cargas desequilibradas el método obtiene buenos resultados.

3.2 EL CONTROL DE CORRIENTE

El controlador de corriente del filtro activo (figura 39) tiene por objetivo conseguir que las corrientes de salida del inversor sigan fielmente a las referencias halladas en la sección anterior. Con independencia de la técnica de control elegida, la corriente inyectada en la red presentará un rizado superpuesto resultante de la conmutación de las ramas del inversor.

En aplicaciones de filtros activos no existe ninguna técnica de control que permita mantener constantes la frecuencia y la amplitud de este rizado de corriente de manera simultánea.

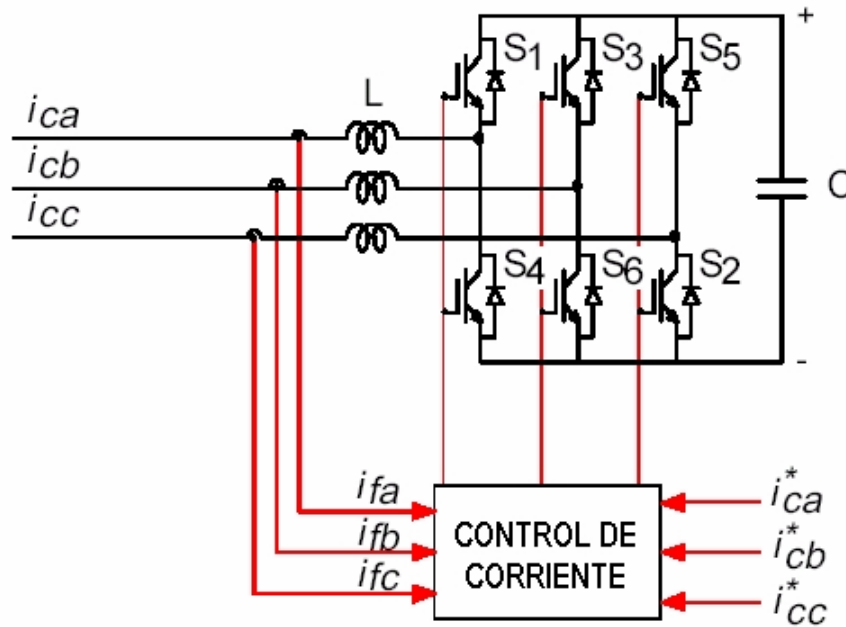


Figura 39. Etapa de control de corriente

Independientemente de la topología inversora seleccionada, las funciones que debe desempeñar el controlador de la corriente de inyección son siempre las mismas: comparar la corriente de referencia para la compensación (i_c^*) con la corriente de inyección (i_c) y, en función del error (i_e), generar las señales de puerta adecuadas para el inversor.

La figura 40 muestra el principio básico del controlador de corriente para un inversor monofásico con fuente de tensión.

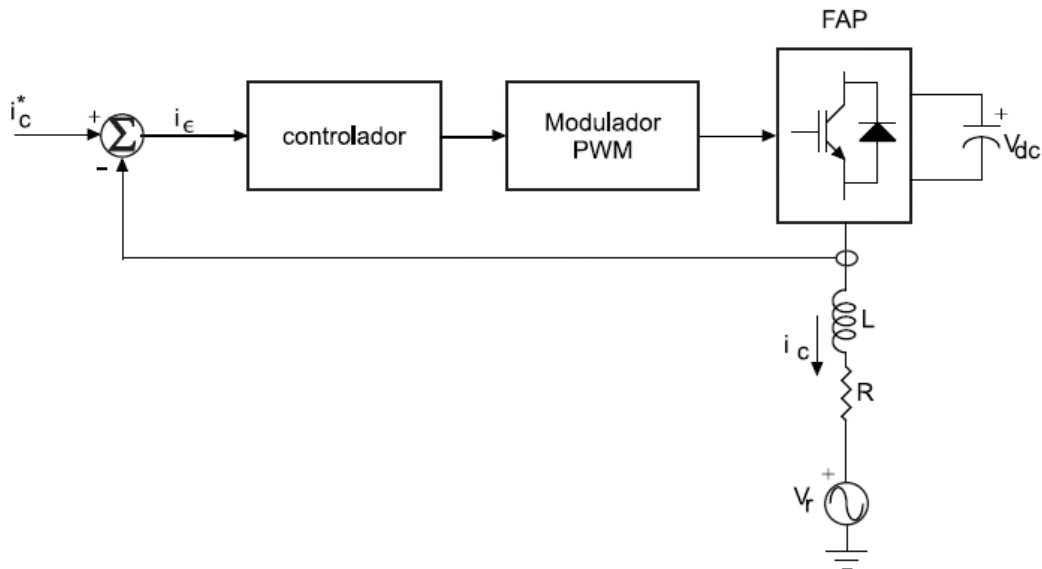


Figura 40. Principio de funcionamiento del controlador de corriente

Para el caso trifásico se puede optar por una estructura como la monofásica pero extendida a cada una de las líneas que se pretende compensar, o bien controlar simultáneamente todas las corrientes de línea. En este último caso es necesario realizar una transformación de las corrientes de línea a un plano complejo d/q con la transformación Park (ver figura 41) donde estarán descritas las dos componentes por un único fasor de corriente.

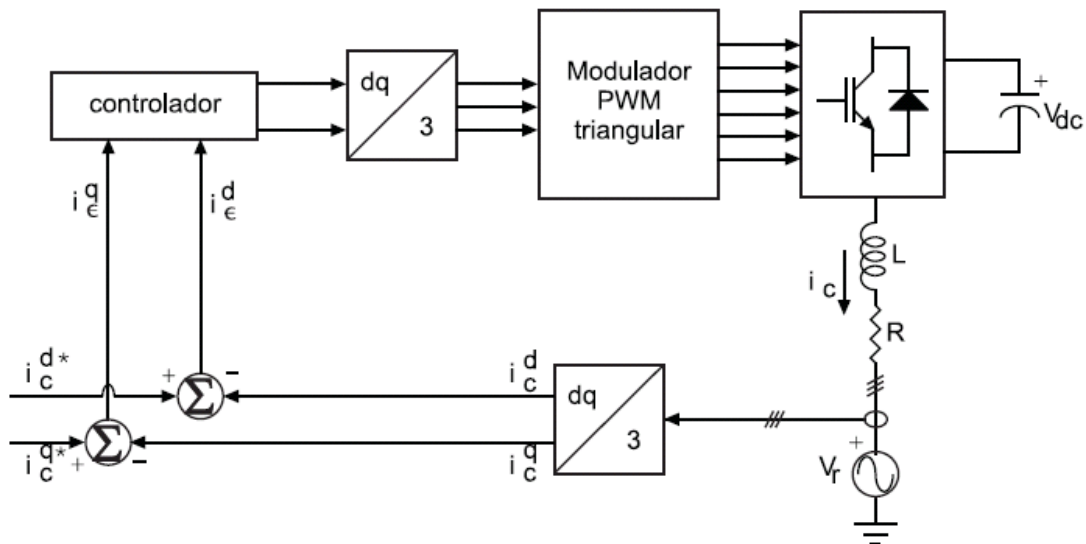


Figura 41. Controlador de corriente en el plano complejo

Sin embargo, para el presente proyecto se optó por una estructura monofásica extendida a cada una de las fases (figura 40) dada su facilidad para implementarla y presentar mejor comportamiento dinámico ya que la segunda opción requiere transformaciones matemáticas que aumentan el tiempo de respuesta del algoritmo, razón incluso por la cual en muchas aplicaciones la implementación de este esquema (figura 41) requiere de otro procesador exclusivo para esta tarea.

Debido a la aleatoriedad en la forma de onda de la corriente compensatoria 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 las técnicas de control de corriente más relevantes describiendo sus principales características.

3.2.1 Control lineal de corriente. La versión convencional del control lineal de corriente utiliza una modulación PWM estándar en el inversor. En este control, la señal moduladora se compara con la portadora triangular y el resultado es una señal de salida de frecuencia constante con un ciclo de trabajo variable. Sin embargo, la señal moduladora proviene de la salida de un regulador lineal, generalmente un regulador proporcional-integral PI. Este control puede ser implementado mediante circuitos analógicos o digitales. La estructura de este controlador se presenta en la figura 42.

En ella se observa como la señal moduladora, correspondiente a la señal de error (i_e) de la figura 40, entra al regulador PI y su salida (i_{eo}) es modulada comparándola con una portadora triangular de frecuencia f_s y amplitud V_{tri} .

La frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos del puente es f_s y el ciclo de trabajo de cada una de las ramas del puente inversor en cada período de conmutación queda establecido por la relación entre el valor instantáneo de la señal moduladora (i_{eo}) y la amplitud de la portadora.

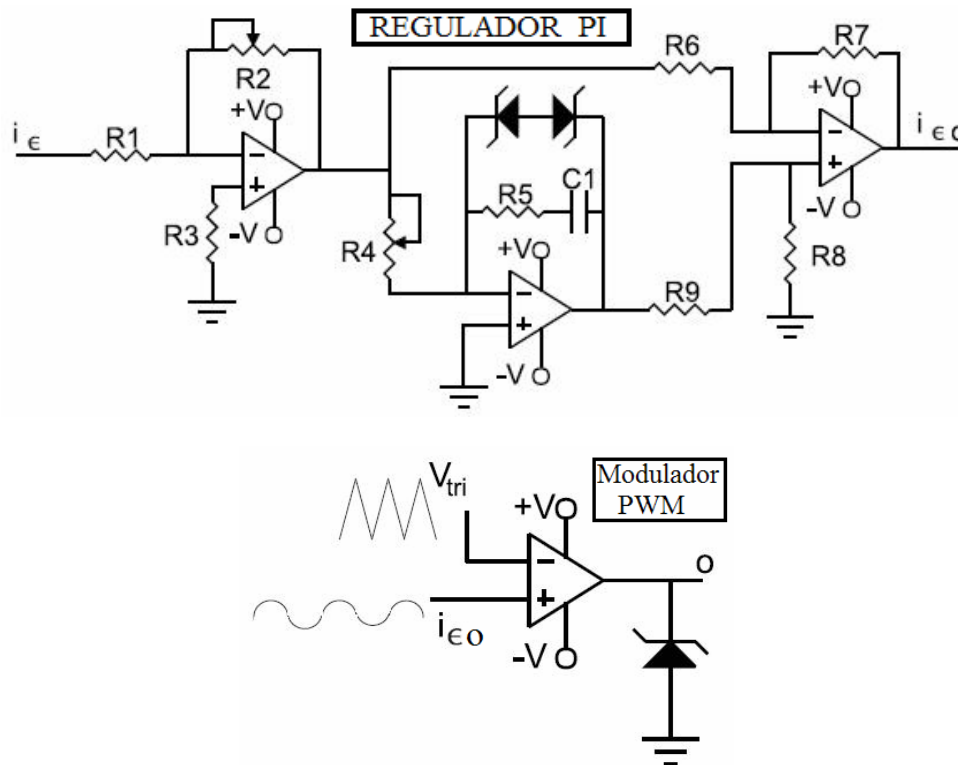


Figura 42. Controlador lineal de corriente

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. Por tanto, en aplicaciones de filtrado activo, el retardo introducido por el modulador, y el efecto de la respuesta natural del

regulador, hace que el control lineal de corriente no consiga resultados completamente satisfactorios en la compensación armónica de corrientes de red con alto grado de variabilidad. En conclusión, este controlador es ideal cuando las referencias a seguir son sinusoidales (como en el caso de control de motores) pero presenta deficiencias para seguir señales no sinusoidales como las generadas por los filtros activos. Su ventaja es que se obtiene una frecuencia de conmutación constante en el puente inversor la cual es igual a la frecuencia de la señal portadora triangular.

3.2.2 Control predictivo de corriente. Este tipo de control predice, en cada periodo de modulación, y en base al error actual y a los parámetros del sistema, el valor que debería de adoptar la tensión de salida del inversor para asegurar que la corriente inyectada alcance el valor de referencia [32]. Cuando la tensión de salida del inversor se elige de forma que el error de corriente es eliminado al final del siguiente periodo de conmutación, este control se conoce como *dead-beat* [33].

En régimen permanente, este control asegura que la corriente sigue exactamente a la referencia con un retraso de dos periodos de muestreo. Este sistema de control se basa en la existencia de un modelo interno del sistema conectado a la salida del inversor, el cual se usa para predecir la respuesta dinámica. Lógicamente, las variaciones en los parámetros del modelo, respecto a la situación real, hacen que este control sea susceptible a inestabilidades y oscilaciones.

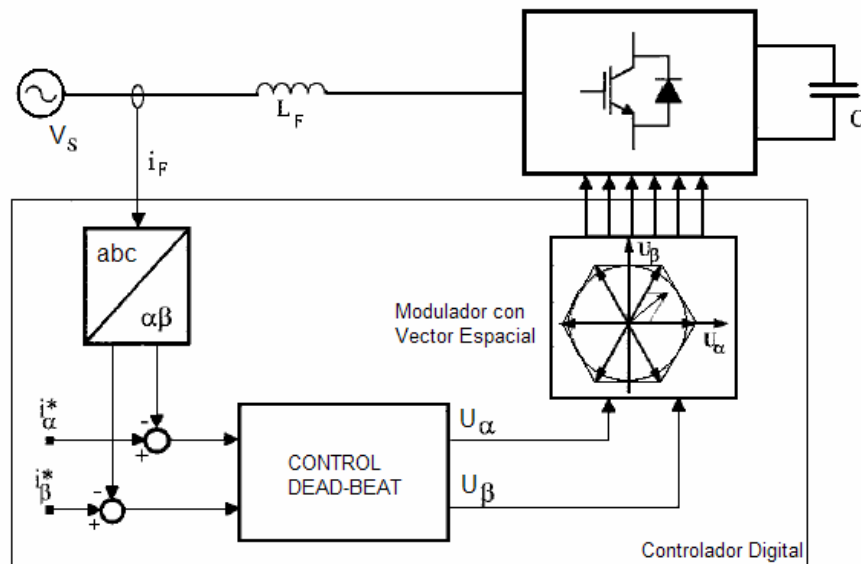


Figura 43. Controlador predictivo de corriente

El control *dead-beat* se suele programar en un procesador digital de señal, y generalmente utiliza modulación vectorial en el convertidor, la cual es también apropiada para implementación digital. Esta técnica de control requiere una elevada potencia de procesamiento, y necesita una frecuencia de muestreo relativamente elevada. En versiones avanzadas del control *dead-beat*, es común el uso de un estimador de la tensión de red, con lo que se evita la medición de dicha variable. Sin embargo, los errores cometidos en esta estimación influirán negativamente en la estabilidad y robustez del controlador. Así mismo, los retardos debidos a estos cálculos suponen una seria desventaja en esta técnica.

La idoneidad de esta técnica de control para ser programada en un procesador digital de señal junto con sistemas avanzados de modulación del convertidor, ha hecho que en los últimos años hayan aparecido numerosas aplicaciones de control totalmente digitales de filtros activos basadas en

ella, donde también se requiere generalmente un segundo procesador dedicado a esta tarea de control.

3.2.3 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 [28] (*sliding control*), debido a sus características de invariabilidad y robustez, resulte ser un camino natural para el control de convertidores de potencia.

El control en modo deslizante (figura 44) es un control de estructura variable [29], 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 subsecuentes.

En este tipo de control, básicamente se deben considerar dos pasos, que son:

- Definir la superficie de deslizamiento.
- Garantizar que esta trayectoria atraiga al estado del sistema desde cualquier punto del espacio de estado.

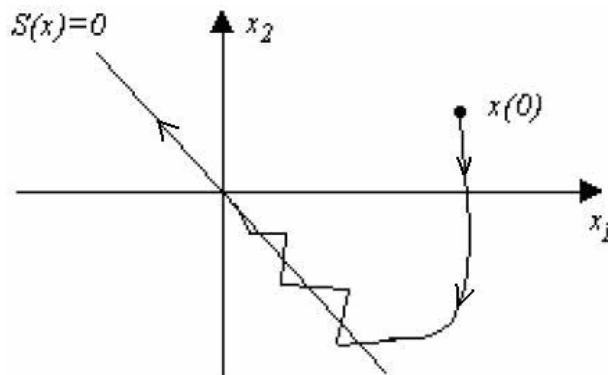


Figura 44. Movimiento del estado en el control deslizante

En filtros activos, la aplicación del control deslizante de corriente está tomando cada vez más auge debido a su idoneidad para ser implementada en procesadores digitales de señal.

3.2.4 Control por histéresis de corriente. El control por histéresis se ha utilizado extensamente en la regulación de corriente de convertidores estáticos, y concretamente, en el campo del filtrado activo de corriente, este controlador ha sido empleado desde los primeros desarrollos [30]. En la versión básica de este controlador, la corriente inyectada se compara con la corriente de referencia, y el error resultante se aplica a un comparador de histéresis de banda fija, obteniéndose así las señales de conmutación de los transistores para mantener el error en la corriente inyectada dentro de esta banda de histéresis.

Debido a su inherente no linealidad, y a la ausencia de retardos, este método de control es capaz de suministrar la respuesta dinámica más rápida posible de todas las técnicas descritas. Este sistema de control resulta estable y robusto a variaciones de carga y otro tipo de perturbaciones dinámicas. El control por histéresis resulta sencillo de implementar y es muy utilizado en el control de inversores, suministrando además una limitación instantánea de la corriente.

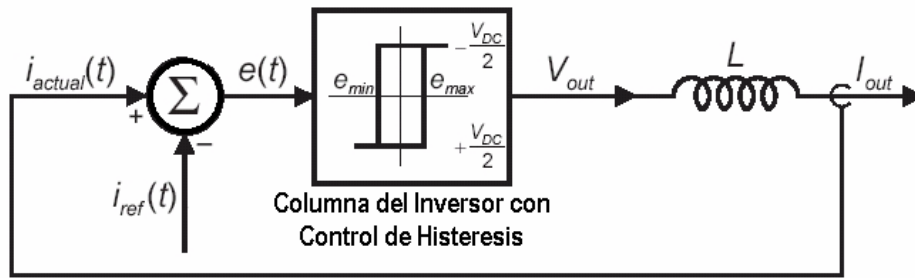


Figura 45. Controlador de histéresis

A pesar de las ventajas citadas, esta técnica de control tiene una característica indeseable. La principal desventaja es que da lugar a una frecuencia de modulación variable en el inversor de potencia. En los últimos años se han realizado múltiples mejoras sobre el controlador original [31], principalmente consisten en la obtención de una frecuencia de conmutación constante a partir del establecimiento de una anchura de banda de histéresis variable.

Las características finales obtenidas en este método de control lo hacen apropiado para aplicaciones de altas prestaciones, como puede ser el filtrado activo de corriente, en las que es necesario un error de seguimiento acotado y una elevada velocidad de respuesta.

Si bien, las técnicas digitales resultan más precisas también presentan más retardo en la respuesta pues requieren algoritmos más largos y plataformas con buena capacidad de cálculo o en su defecto un segundo procesador por separado para esta tarea de control de corriente. Por otro lado, la técnica de control de histéresis es una de las técnicas más robustas, de fácil implementación analógica, y se ha usado extensamente en el desarrollo de filtros activos de potencia con buenos resultados, por esta razón ha sido la elegida para el desarrollo del presente proyecto.

4. DISEÑO DEL HARDWARE DEL FILTRO ACTIVO

En este capítulo se explicará inicialmente el diseño del puente inversor construido y seguidamente el controlador de corriente para finalizar con la exposición de los circuitos de acondicionamiento y las sondas empleadas para la medición de señales.

4.1 EL PUENTE INVERSOR

Para los objetivos de este proyecto se requiere un puente inversor trifásico de tres columnas para compensar la distorsión en corriente de cargas trifásicas balanceadas como un rectificador trifásico (ver figura 46). Sin embargo, se ha querido dejar la puerta abierta en todo el diseño del hardware para facilitar futuros desarrollos, y prestaciones adicionales que puedan surgir en esta línea de investigación sobre filtros activos.

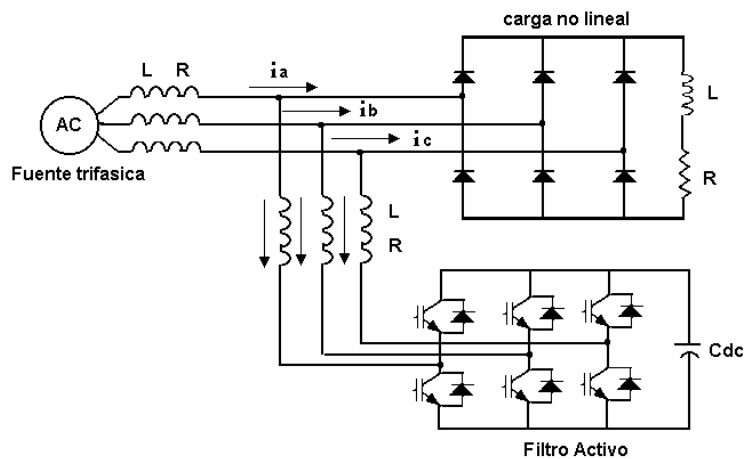


Figura 46. Puente inversor trifásico de tres columnas

Por esta razón, se construyó un puente inversor de cuatro columnas el cual se podrá adaptar posteriormente a sistemas trifásicos de cuatro hilos y cargas no balanceadas como el mostrado en la figura 47.

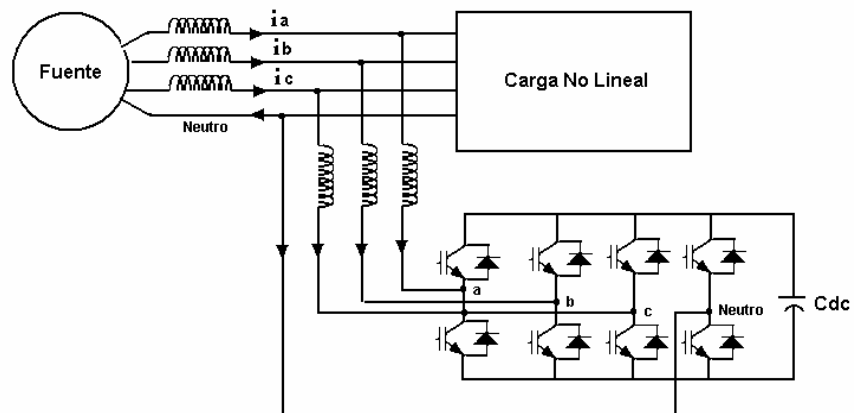


Figura 47. Puente inversor trifásico de cuatro columnas

Con la asistencia de un proyecto de pregrado [34] se elaboró este puente inversor de cuatro columnas basado en IGBT's el cual tiene el siguiente diagrama de bloques por columna.

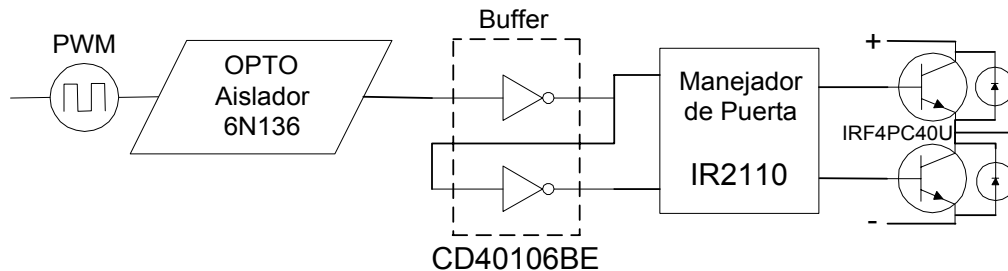


Figura 48. Diagrama de bloques por cada columna del inversor

Las señales de disparo PWM del controlador de corriente (sección 4.2) son aisladas con un optoaislador para luego pasar por un *buffer* inversor *Schmitt trigger* el cual perfeccionará los flancos de los pulsos y también generará la señal complementaria de disparo; de esta forma los dos pulsos complementarios entran al manejador de puerta el cual adecua los niveles de disparo y a su vez genera internamente un tiempo muerto de protección para la columna de IGBT's, los cuales finalmente responderán al disparo siguiendo el patrón de pulsos PWM enviado originalmente por el controlador de corriente.

Se escogieron IGBT's de 600V y 40A dado que el filtro es para baja tensión (220V tensión de línea) y con una corriente de 40A por fase se puede compensar una buena cantidad de cargas. Recuérdese que el dimensionamiento de un filtro activo depende de la corriente armónica de la carga y no de la corriente fundamental, dado que esta última la provee la red eléctrica.

Para tener un factor de seguridad de 2 en la corriente se determinó que el inversor construido tiene la capacidad de generar 20A de corriente compensatoria por fase y se le puede conectar cualquier carga trifásica de 220V (tensión de línea) cuya corriente armónica no supere estos 20A. Por esta razón, teóricamente el filtro podrá compensar tanto una carga que consuma 50A con un 40% de distorsión armónica, así como una carga de 200A que tenga un 10% en su contenido armónico. Sin embargo, en la sección 4.3 (acondicionamiento de señal) se fijará una limitación a esta corriente fundamental de la carga debido a la capacidad propia de la sonda de corriente que se le adapta al inversor.

El filtro al poder generar 20A a tensiones de línea de 220V, tendrá una potencia trifásica de 7,6kVA ($\sqrt{3} V_L I_L$) lo cual supera el objetivo mínimo propuesto que fue de 5kVA.

Se compararon IGBTs de similares características de tensión y corriente según la tabla 6.

Tabla 6. Comparación de IGBTs comerciales

Referencia	Marca	Ic (A)	Vce (V)	Vce(sat) (V)	PD (W)	ETS (mJ)	td(on) (ns)	td(off) (ns)
IXGH20N60	IXYS	40	600	2,50	150	2,00	100	600
IRG4PC40U	IRF	40	600	1,72	160	0,67	30	210
SGW30N60	INFINEON	41	600	2,50	250	1,29	44	291

- Ic : Corriente continua de colector
- Vce: Voltaje colector emisor
- Vce(sat) : Tensión colector emisor en saturación o conducción
- PD : Disipación de potencia
- ETS: Pérdidas totales de conmutación
- td(on): Tiempo de encendido y td(off): Tiempo de apagado.

Se escogió el IRG4PC40U dado que tiene las menores pérdidas de conmutación lo cual es un parámetro vital en aplicaciones de filtrado activo donde se requiere que el inversor consuma la menor cantidad de potencia activa para evitar la descarga del condensador.

En cuanto al diodo de recuperación se seleccionó por recomendación del fabricante el HFA15TB60 (ver tabla 7), un diodo de alta eficiencia con capacidad de conducción de 15A y 600V de tensión inversa. Estos diodos de última generación son denominados de “*Ultra Fast Recovery*” y son de la familia HEXFRED, los cuales tienen pocas pérdidas de potencia y reducen además las pérdidas de conmutación del IGBT asociado, operan a altas frecuencias, reducen la EMI, y simplifican el número de componentes asociados y el tamaño de los disipadores de calor.

Tabla 7. Características diodo de recuperación

I. CARACTERÍSTICAS HFA15TB60	Valor	Unidad
Tensión Inversa	600	V
Corriente Directa	15	A
Disipación de Potencia	70	W
Pulso Unitario de Corriente Directa	150	A
Tiempo de Recuperación Inversa	19	ns
Máxima Caída de Tensión Directa	1,3	V
Máxima Corriente Inversa de Fuga	1,0	μ A

En cuanto al circuito optoaislador se compararon los siguientes integrados de la tabla 8 teniendo en cuenta especialmente su respuesta en frecuencia o velocidad de operación todo en aras de minimizar el retardo total del circuito de disparo.

Tabla 8. Comparación de optoaisladores comerciales

Refer.	IF-Led (mA)	CTR * (%)	Aislam (kV)	VCEO (V)	Ic out (mA)	ton μ s	toff μ s	tr μ s	tf μ s	Freq. kHz
4N25	60	20	7.5	30	7	2,8	4,5	1,2	1,3	300
4N28	60	10	7.5	30	5	2,8	4,5	1,2	1,3	300
4N35	60	100	7.5	30	30	7,5	5,7	3,2	4,7	150
6N135	25	21	10	15	8	-	-	0,5	0,4	1000
6N136	25	30	10	15	8	-	-	0,3	0,4	1000

* CTR: Relación de transferencia de corriente

El circuito integrado que se seleccionó es el optoaislador 6N136 el cual utiliza la tecnología de colector abierto y es más veloz que el 6N135 con un tiempo de ascenso (t_r = time rise) y de descenso (t_f =time fall) de 0,3 μ s y 0,4 μ s respectivamente. La corriente de colector de salida no se requiere tan alta pues no se va a manejar alguna gran carga sino solo una compuerta CMOS, así que con los 8mA es suficiente.

El circuito empleado para su conexión es el mostrado en la figura 49.

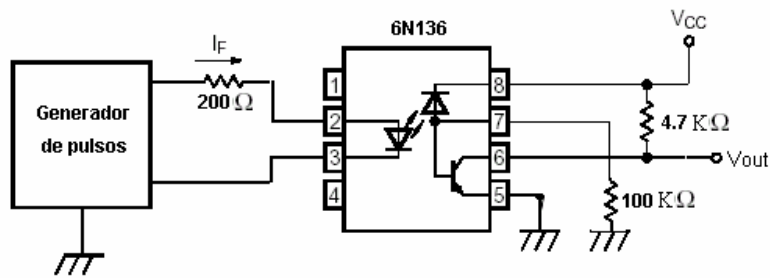


Figura 49. Circuito optoacoplador

Las resistencias de entrada y salida se calcularon así:

$$R_{in} = V_H / I_F = 5V / 25mA = 200 \Omega$$

$$R_{out} = V_{cc} / I_L = 15 / 3mA = 5000 \cong 4,7k\Omega$$

La resistencia de 100kΩ entre base y emisor ayuda a polarizar la base y acelerar el proceso de conmutación del transistor de salida.

Las señales PWM luego de pasar por el optoaislador pueden estar contaminadas con ruido, es importante que esta perturbación sea corregida antes de su llegada al circuito manejador de puerta. Por esta razón se conecta la salida del optoacoplador al circuito integrado CMOS CD40106BE (figura 50), el cual consta de seis inversores *Schmitt trigger* que garantiza que se tenga una señal rectangular con flancos casi perfectos (limitados por el tiempo de subida y bajada propios de la compuesta inversora CMOS los cuales son muy cortos).

Otra función que tendrá este conjunto de compuertas inversoras CMOS será generar la señal negada para el IGBT complementario de cada una de las 4 columnas. Es decir, sólo habrán cuatro circuitos optoaisladores (uno para cada columna del puente) y la señal invertida de control para el IGBT complementario saldrá de invertir el nivel de salida del optoacoplador.

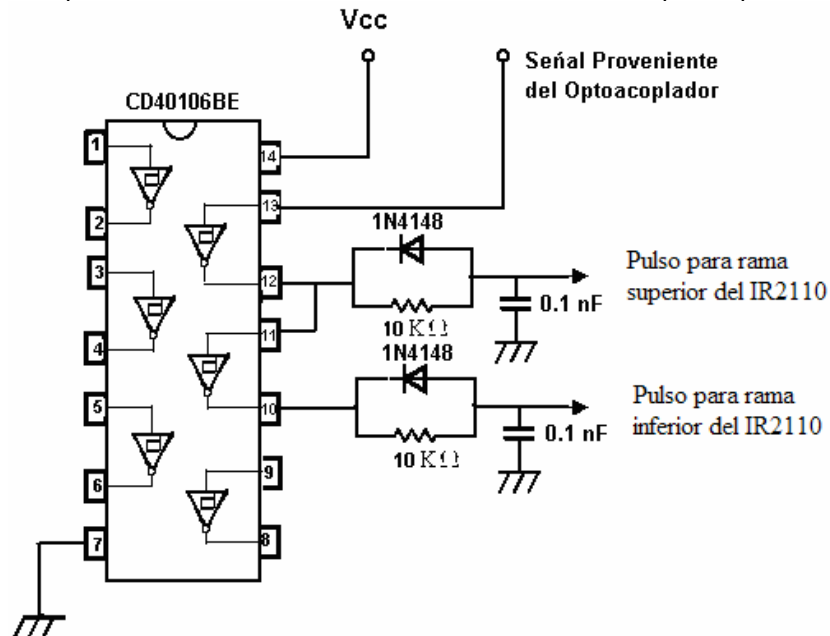


Figura 50. Circuito inversor *schmitt trigger*

Se adicionó a cada salida un sencillo filtro pasa-bajos para eliminar componentes de radiofrecuencia parásitas las cuales pueden deformar la onda de entrada o producir disparos indeseados. El filtro tiene una frecuencia de corte de 1MHz para prevenir la influencia de cristales osciladores de los circuitos digitales de control cercanos.

La compuerta CMOS tiene su propio retardo de propagación y su característica de histéresis. A continuación se observan estos detalles en la figura 51 y tabla 9.

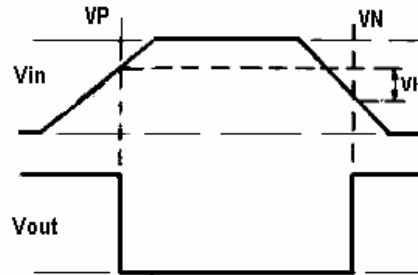


Figura 51. Comportamiento de la compuerta inversora

Tabla 9. Características del integrado CD40106BE

<i>Características CD40106BE</i>	Valor	Unidad
Tensión de alimentación	3-20	V
Consumo de Corriente	5	μ A
Retardo de Propagación	60	ns
Tiempo de Transición	40	ns
Tensión de Histéresis [VH]	3,5	V
Tensión de umbral positiva [VP]	8,8	V
Tensión de umbral negativa [VN]	5,8	V

Seleccionados los IGBT's de International Rectifier (IRF) se procedió a escoger el manejador de puerta recomendado por el mismo fabricante. Al trabajar con elementos de la misma familia se garantiza mayor acople entre ellos y se consigue más asesoría y soporte sobre la conexión y el comportamiento del conjunto.

Entre los manejadores de puerta para IGBTs de IRF están los mostrados en la tabla 10.

Tabla 10. Comparación de manejadores de puerta comerciales

IRF Ref.	Número de Columnas	Tensión (V)	Tiempo Muerto entre pulsos. Delay (ns)	Ton (ns)	Toff (ns)	Precio \$US
IR2110	1	600V	160	120	94	3.95
IR2113	1	600V	160	120	94	5.61
IR2130	3	600V	2500	675	425	9.94
IR2132	3	600V	800	675	425	13.35

Hoy día es común para el control de velocidad de motores de inducción, emplear un solo manejador de puerta trifásico para manejar con este solo chip los 6 IGBTs, sin embargo como se advierte en la tabla, los manejadores de 3 columnas presentan retardos de funcionamiento y tiempos de conmutación superiores que su contraparte monofásica y para la compensación armónica propia del filtrado activo se requieren los mínimos retardos en respuesta del filtro, por

tanto, tres manejadores monofásicos funcionando simultáneamente darán una mejor característica de respuesta para el filtro activo.

Otra ventaja de usar manejadores de una columna es que permitirá también la implementación con el mismo hardware de filtros activos y/o variadores de velocidad monofásicos. El circuito empleado por cada columna del puente inversor para conectar el IR2110 es el mostrado en la figura 52.

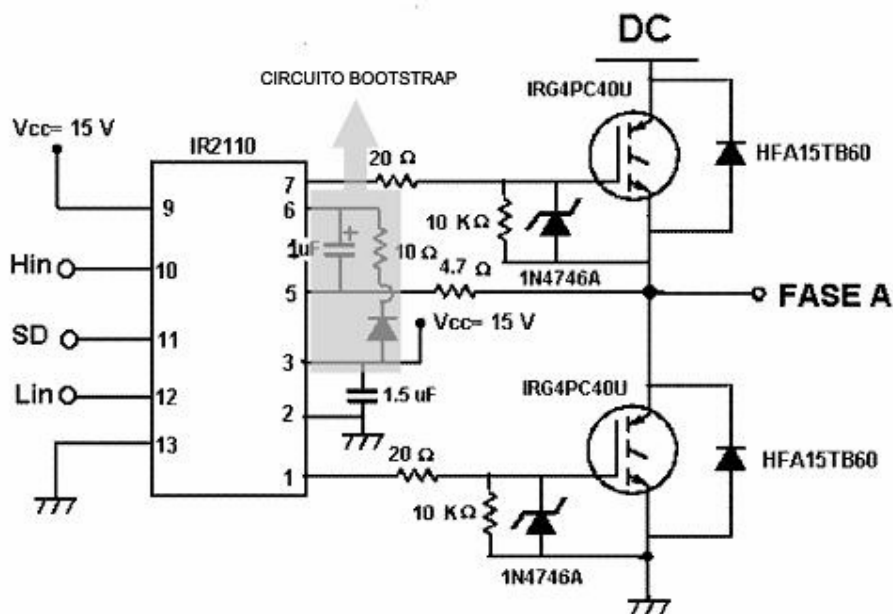


Figura 52. Conexión del manejador de puerta para los IGBT's

El tiempo muerto que genera internamente el IR2110 entre las dos señales complementarias de una columna es de 160ns, que sumados con el retardo de propagación que introduce el la compuerta inversora CD40106 el cual es de 60ns, resulta un total de 220 ns de tiempo muerto entre las dos señales complementarias de disparo. Este tiempo previene que ambos IGBT's de la misma columna estén conduciendo al mismo tiempo (el IRG4PC40U tiene un tiempo de apagado de 210ns).

4.2 CONTROLADOR DE CORRIENTE

La técnica de control de corriente empleada es la modulación PWM por histéresis la cual presenta la particularidad de que la generación de la señal de control para el inversor y su modulación se realizan simultáneamente.

La señal de referencia para la compensación (I_{ref}) es comparada de forma instantánea y continua con la señal realmente inyectada (I_{actual}). La señal de error resultante (I_e) es aplicada a un circuito comparador de histéresis que, dependiendo de la anchura de la banda de histéresis (ΔI) y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor, tal como se muestra en la figura 53.

Obsérvese que aunque la tensión a la salida del inversor es una onda cuadrada la corriente que pasa por el inductor, por la característica inductiva del mismo, no es cuadrada sino creciente o decreciente y se va moviendo entre la banda de histéresis siguiendo la corriente de referencia.

Entre las ventajas de esta técnica de modulación está su fácil implementación; en la figura 54 se observa el corazón del circuito implementado. Dado que la ventana de histéresis es tanto positiva como negativa fue necesario una configuración con dos comparadores llamada comparador de ventana con la cual se garantiza que la señal de error cada vez que intente salir del límite superior $+V_h$ o del límite inferior $-V_h$ cambie de estado el respectivo comparador.

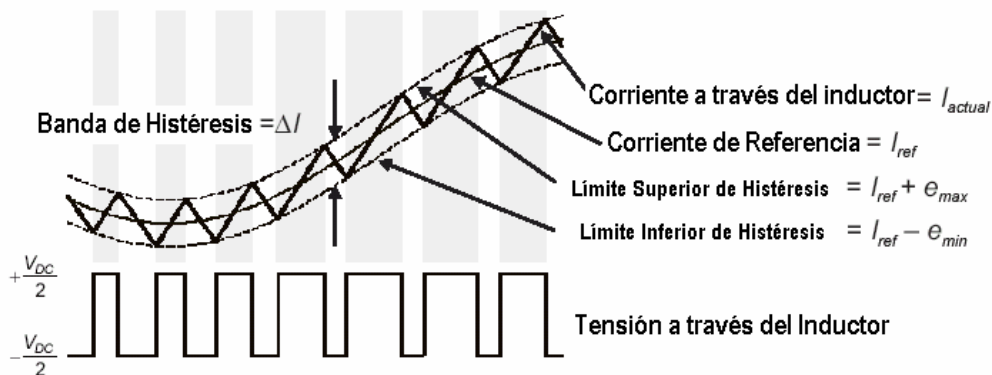


Figura 53. Comportamiento del control por histéresis

Para realizar el comparador de ventana se emplearon dos circuitos comparadores LM311 conectados como se muestra en la figura 54. Así, mientras que la desviación de la corriente inyectada en el sistema respecto a la corriente de referencia no supere la anchura de la banda de histéresis el inversor mantiene su estado de conmutación. Para lograr este mantenimiento del pulso durante el intervalo de conmutación se emplea un biestable S-R, el cual es una simple estructura con dos compuertas NAND CD4001, cuyas salidas finalmente se refuerzan en corriente con el chip BUF634 el cual le provee ganancia de corriente al pulso de salida de la compuerta CMOS y garantiza la excitación del optoacoplador a la entrada del inversor.

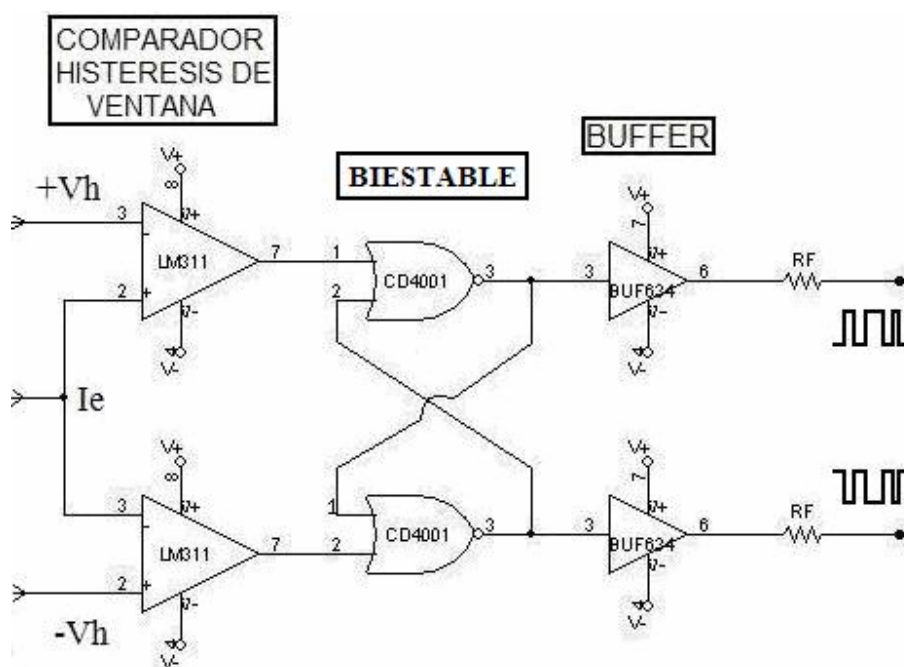


Figura 54. Circuito comparador de ventana de histéresis

La señal de error (I_e) y la señal de tensión de histéresis provienen del circuito mostrado en la figura 55 donde se lee la señal actual de corriente a la salida del inversor (I_m) y se le resta la señal de referencia (I_{ref}) dada por el DSP.

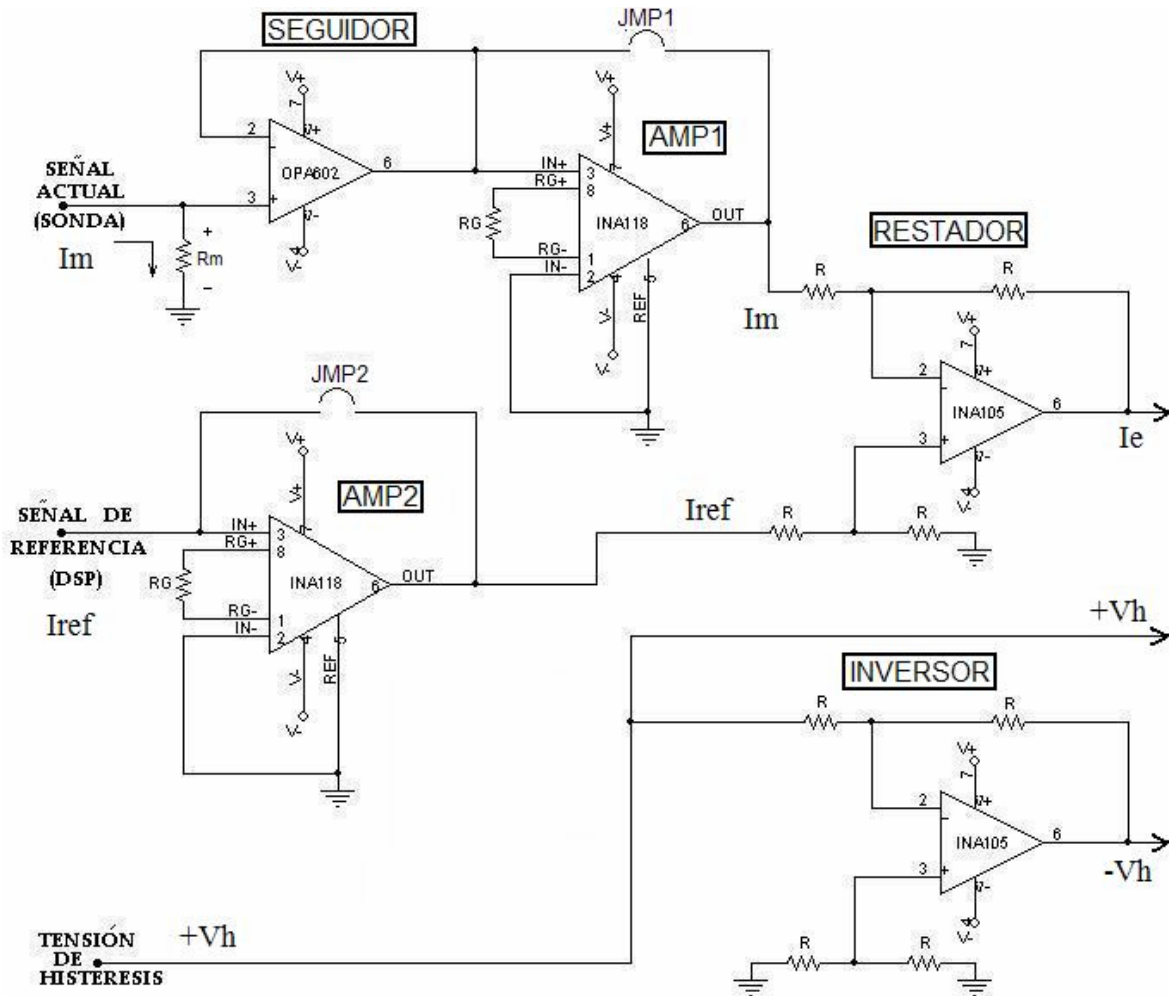


Figura 55. Circuito acondicionador para el controlador de histéresis

Los circuitos etiquetados AMP1 y AMP2 son dos amplificadores de instrumentación INA118 que se pueden puentear o cortocircuitar usando los respectivos *jumpers* JMP1 y JMP2. En este proyecto están cortocircuitados, es decir, no se están usando pero se dejaron ahí por si en futuras implementaciones se requiere adecuar las señales de referencia o de lectura de las sondas. La ganancia de estas etapas amplificadoras AMP1 y AMP2 está dada por la siguiente ecuación:

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (4.1)$$

Así pues en el proyecto, sólo se emplea el “seguidor” para tomar la señal correspondiente a la corriente medida I_m , en segundo lugar el “restador” que genera la diferencia o señal de error I_e , y finalmente un inversor el cual genera la señal negativa ($-V_h$) de la tensión de histéresis ($+V_h$) dada y que será necesaria en el comparador de ventana de histéresis. Las tres señales de salida del circuito de la figura 55 corresponden a las tres señales de entrada del circuito de la figura 54.

Para el circuito “seguidor” se empleó el chip OPA602 el cual es un amplificador operacional con entradas FET, que tienen la mínima corriente de polarización, para garantizar así que la corriente proveniente de la sonda (I_m) siguiera en su totalidad por la resistencia R_m y solo se fugue por el operacional su insignificante corriente de polarización que es de apenas 1pA.

Tanto para el circuito “restador” como el “inversor” se empleó el amplificador diferencial INA105 de Texas Instruments. Este chip es muy versátil ya que se puede configurar como restador, inversor de tensión, sumador, divisor por 2, multiplicador por 2 entre otros y fue muy útil en todo el proceso de acondicionamiento de señal como se verá también en el siguiente apartado. El chip en forma natural es un restador de ganancia unitaria como se muestra en la figura 56.

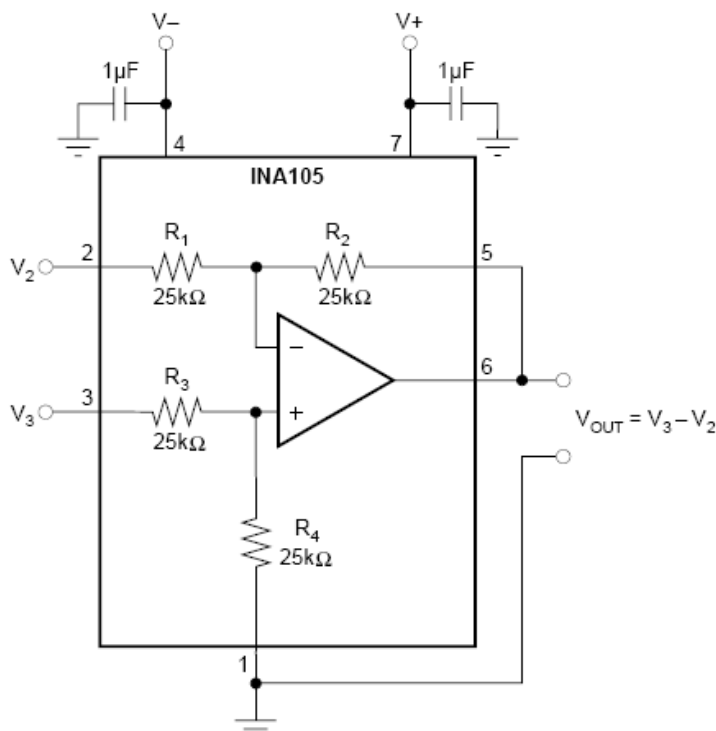


Figura 56. Restador de ganancia unitaria INA105

Dado que tiene las cuatro resistencias internas iguales de alta precisión (calibradas con láser) sus resultados son muy exactos con un error de ganancia de 0,01% y un error de linealidad de 0,001% máximos, presentando además un alto rechazo de modo común (86dB mínimo) y un ancho de banda de 50kHz en señales de 20Vp-p y hasta 1MHz en pequeñas señales (-3dB). Esto fue crucial en la selección de este circuito ya que se probó la resta con circuitos operacionales normales y la mayoría respondía bien hasta 5kHz, luego se deformaban las ondas de salida.

Con los circuitos de las figuras 54 y 55 se elaboró una tarjeta independiente a la del puente inversor repitiendo el esquema tres veces ya que el circuito mostrado es por fase. De esta forma se obtiene independencia y un trabajo modular por si en un futuro se desean abordar otros esquemas de control de corriente simplemente será cambiar la tarjeta controladora de corriente pero el hardware del puente inversor y acondicionamiento no sufrirán alteraciones.

4.3 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

En los filtros activos de potencia la mayoría de las señales son adquiridas con resistencias *shunt* o paralelo, sondas de efecto Hall de tensión o corriente, transformadores de potencial, etc. y de esta forma son llevadas a procesamiento por *software* con el fin de implementar todo el control y aislamiento armónico de una forma digital basados en una plataforma de procesamiento. Para este proyecto se escogieron sondas de efecto Hall las cuales proveerán aislamiento además de la propia señal de interés a medir.

El esquema de medición empleado en el diseño se muestra en la figura 57. Las sondas de tensión de la fuente y las de corriente en la carga suministran las señales respectivas para aplicar la teoría de aislamiento armónico elegida (teoría p-q) y las sondas de corriente a la salida del puente inversor darán las señales de corriente inyectada o corriente del filtro necesarias para el controlador de corriente (I_m en la figura 55).

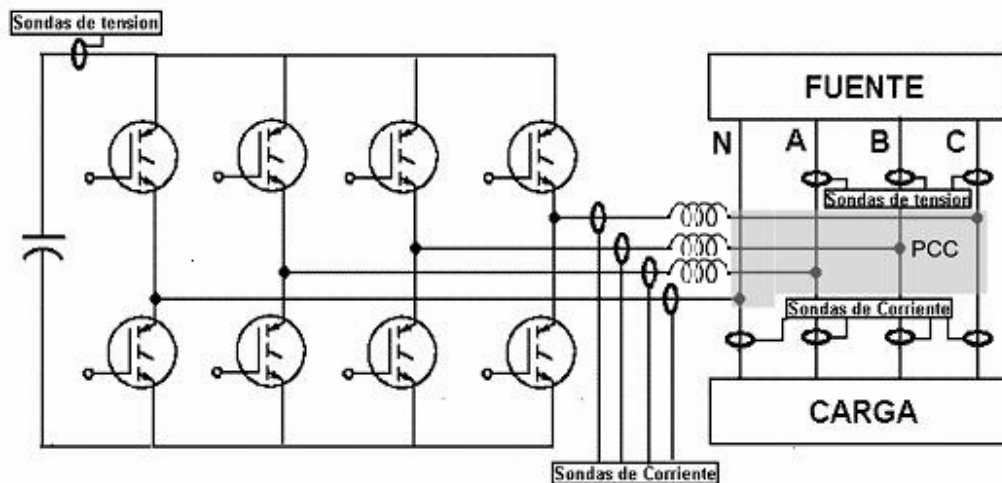


Figura 57. Esquema de medición de tensión y corriente

La zona gris de la figura 57 representa el PCC (punto común de conexión) y consta de una serie de borneras para conectar la salida del inversor entre la fuente y la carga, y será el lugar donde el filtro inyecta las corrientes compensatorias y a partir del cual "aguas arriba" se tendrá una corriente con menor distorsión armónica que la corriente de la carga.

En el mercado existen varias marcas y especificaciones de sondas de corriente de efecto Hall, tales como Honeywell, LEM, Tamura, CUI Inc., Zetex, Coto Technology; sin embargo, sondas de tensión de efecto Hall sólo fueron halladas en la empresa LEM. Los sensores de esta empresa son reconocidos mundialmente y son pioneros en sondas de efecto Hall para la medición de tensión, por ahora solo tienen dos modelos, el LV 20-P y el LV 25-P. Se escogió el LV 20-P que tiene un rango de medición hasta 500Vrms y un porcentaje de exactitud de 0,8% lo cual es suficiente para el filtro.

Las principales características de esta sonda de tensión modelo LV 20-P de la empresa LEM son:

- I_{PN} (Corriente Nominal Primaria r.m.s) = 10 mA
- V_{PN} (Voltaje Nominal Primario) = 10 hasta 500 V
- V_C (Voltaje de alimentación de la sonda) = ± 12 a ± 15 V
- I_{SN} (Corriente Secundaria Nominal r.m.s) = 25 mA
- Consumo: 10mA @ 15V

Esta sonda funciona como un transformador de relación 2500:1000 y requiere dos resistencias, una en el primario para limitar la corriente que pasa por él en el rango de 0...±14mA de acuerdo a la máxima tensión de la aplicación y otra resistencia en el secundario para ajustar la corriente a un nivel de tensión óptimo para la adquisición de la señal (ver figura 58).

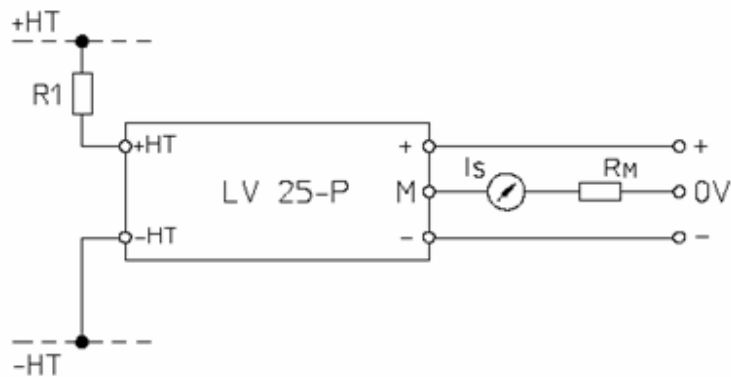


Figura 58. Conexión de la sonda de tensión

Para limitar la corriente de salida (I_{SN}) la resistencia R_M debe estar en un rango adecuado según la tensión de alimentación de la sonda de acuerdo a la tabla 11 del fabricante.

Tabla 11. Valores para resistencia R_M de la sonda de tensión

Voltaje (V_c)	Corriente (I_{SN})	R_M min	R_M max
±12 V	±10 mA	30 Ω	190 Ω
±15 V	±10 mA	100 Ω	350 Ω

En el presente proyecto se trabajó todo con tensiones de alimentación de ±15V y R_1 fue escogida de 16KΩ ($\approx 115 \times \sqrt{2} / 10e^{-3}$) y R_M de 100Ω (según tabla) de esta forma se limita la corriente máxima en el primario a 10mA circulando en el secundario 25mA con una máxima caída de tensión en la resistencia R_M de ±2,5V.

Finalmente, fueron necesarios unos circuitos adicionales de acondicionamiento para adaptar las señales de la sonda a las entradas del conversor analógico-digital del DSP dado que este último, como se verá en el siguiente capítulo, tiene sus entradas analógicas en el rango de 0-3,3V.

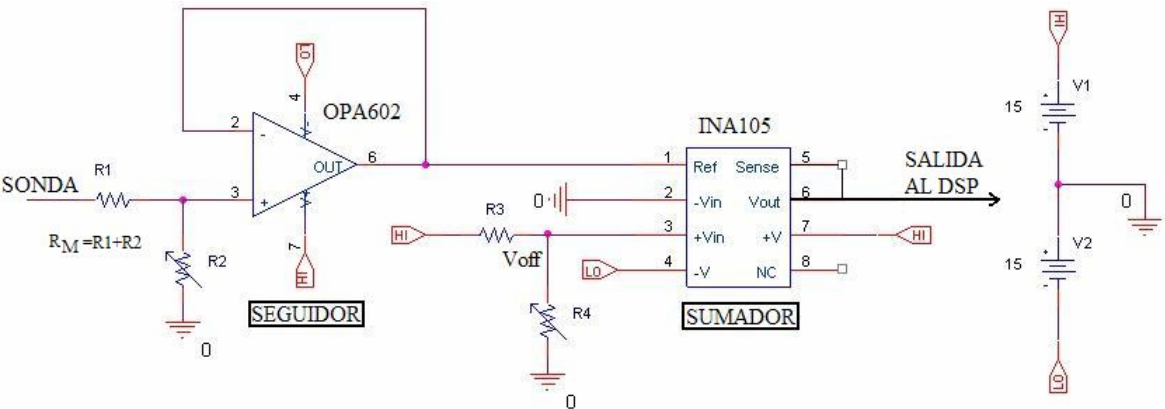


Figura 59. Acondicionamiento de la sonda de tensión.

Por tanto luego de haber seleccionado R_M en 100Ω ($\pm 2,5V$) fue necesario repartirla en dos resistencias R_1 (34Ω) y R_2 (66Ω) para hacer un divisor de tensión y tomar una lectura en R_2 que estuviera dentro del rango de $\pm 1,65V$. La toma de la lectura nuevamente la realiza el “seguidor” con el OPA602 quien garantiza, con su insignificante corriente de polarización, que la corriente de la sonda pase totalmente por la resistencia R_M .

Seguidamente pasa por una etapa “sumadora” que simplemente le adiciona un *offset* de $+1.65V$ (ajustado con R_3 y R_4) para que finalmente la salida hacia el DSP quedara en el rango de $0-3.3V$.

Esta vez el amplificador diferencial INA105 está configurado como sumador en vez de restador. Su esquema interno para esta configuración de sumador se muestra en la figura 60.

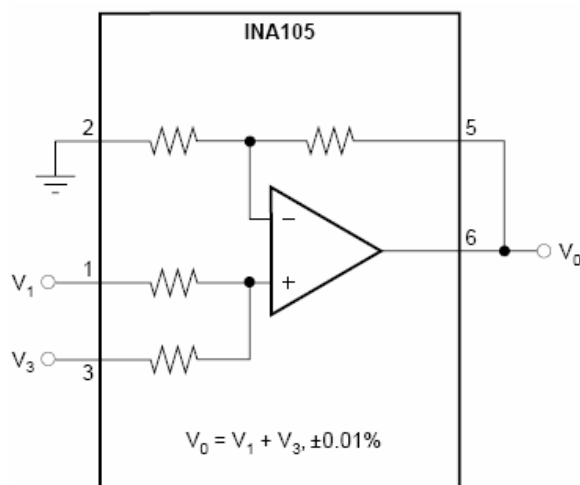


Figura 60. Configuración del INA105 como sumador

En cuanto a las ocho sondas de corriente, las cuales son ubicadas según el esquema (figura 57), se seleccionó la sonda LA 55-P de la misma empresa LEM cuyas características son:

- I_{PN} (Corriente Nominal Primaria r.m.s) = 50 A
- I_P (Rango de medida de corriente primaria) = 0 a ± 70 A
- V_C (Voltaje de alimentación de la sonda) = ± 12 a 15 V
- I_{SN} (Corriente Secundaria Nominal r.m.s) = 50 mA

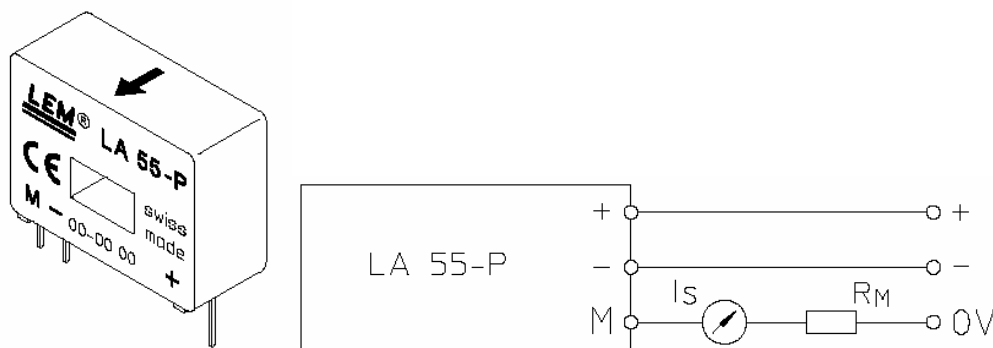


Figura 61. Conexión de la sonda de corriente

Igual que para la sonda de tensión, la salida del circuito requiere una resistencia R_M la cual refleje en tensión el valor respectivo de la corriente de salida (I_S). Para encontrar el valor de esta resistencia R_M es necesario referirse a la tabla 12 del fabricante.

Tabla 12. Valores para resistencia R_M de la sonda de corriente

Voltaje (Vc)	Corriente (I_{SN})	R_M min(70°C)	R_M max(70°C)
±12 V	±50 A	10 Ω	100 Ω
±15 V	±50 A	50 Ω	160 Ω

Nuevamente se escogió una resistencia R_M de 100 Ω y se sigue el mismo procedimiento descrito anteriormente para adaptar la señal a las entradas del DSP.

Las cuatro sondas que miden la corriente hacia la carga pondrán una limitación en la misma, pues como las sondas miden hasta 50A rms la carga podrá tener un máximo consumo por fase de esta corriente, no obstante la corriente que inyecta el filtro podrá llegar hasta 20A por fase (sección 4.1), lo que quiere decir que las especificaciones máximas de la carga para este diseño son de 50A rms por fase con un máximo de 40% de distorsión en corriente.

Finalmente, es importante resaltar que tanto la sonda de tensión como la de corriente tienen como principales ventajas su aislamiento hasta de 2500V, lo cual garantiza protección para el circuito de control, y además presentan buena exactitud, excelente linealidad, amplio ancho de banda (0-200kHz), bajas pérdidas, inmunidad a interferencias externas y capacidad de sobrecarga.

4.4 ELEMENTOS DE ACOPLE Y ALMACENAMIENTO

Para calcular el valor de la inductancia de acople y del condensador de almacenamiento del puente inversor se siguen las siguientes indicaciones.

Desde 1985 se han dejado las bases teóricas de las técnicas de control de corriente y en [35] se detalla todo el procedimiento y aproximaciones necesarias para llegar a la siguiente ecuación que relaciona los parámetros de un controlador de corriente de histéresis.

$$L = V_{dc} / (48 \cdot h \cdot F_s) \quad (4.1)$$

Donde:

- L es el valor de las inductancias de acople (Henrys)
- F_s es la frecuencia máxima de conmutación del puente inversor (Hz)
- h el valor en corriente de la banda de histéresis (amperes)
- V_{dc} es la tensión de referencia en la barra de continua (volts)

Para este diseño se escogió una frecuencia de trabajo máxima del puente inversor de $F_s=20\text{kHz}$, una banda de histéresis de 0.18A y una tensión de referencia en la barra de continua de $V_{dc}=310\text{V}$. Remplazando estos valores en la ecuación dada resulta un valor de inductancia de $L=1,794\text{mH}$ la cual deberá soportar una corriente de 20A que es la corriente máxima permitida para la compensación determinada en la sección 4.1. Comercialmente se encontraron inductancias de 1,8mH y 25A de la empresa MTC las cuales fueron seleccionadas para las tres bobinas de acople a la salida del puente inversor.

En cuando al condensador de la barra de continua, su diseño está basado en el principio del flujo de potencia instantáneo expuesto en [36]. La selección del condensador está basada en la capacidad de corriente de compensación (I_c) del filtro activo según la siguiente ecuación:

$$C_{dc} = (0,05 \pi \cdot I_c) / (\sqrt{3} \cdot \omega) \quad (4.2)$$

Sabiendo que la corriente máxima que puede drenar el filtro es de $I_c=20A$ y se está trabajando con 60Hz ($\omega=120 \pi$) entonces resulta un condensador de $C_{dc}= 4811\mu F$, comercialmente se encontró uno de $C_{dc}= 4800\mu F$.

5. DISEÑO DEL SOFTWARE DE CONTROL DEL FILTRO ACTIVO

En este capítulo se tratará el diseño e implementación del software de control del filtro activo; para ello primero se expondrá la plataforma de desarrollo empleada que está basada en el procesador digital de señales (DSP) TMS320LF2407A de *Texas Instruments* y su módulo de evaluación TMS320LF2407 EVM, el cual pertenece a la escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones, y que de aquí en adelante se abreviará como LF2407A. Seguidamente se expondrán sus módulos y periféricos más relevantes para la ejecución del proyecto y se finalizará con la implementación del código del mismo.

5.1 GENERALIDADES DEL DSP LF2407A

Este DSP pertenece a la familia 2000 de los procesadores TMS320 de *Texas Instruments*. Esta familia está formada por DSP's de coma fija que tienen una arquitectura diseñada específicamente para procesamiento en tiempo real. La serie 240xA combina capacidad de procesamiento en tiempo real junto con el control de variados periféricos que la posibilita crear una solución óptima para aplicaciones de sistemas de control como la del presente proyecto.

El LF2407A es un DSP basado en la CPU C2xLP de 16-bits, de punto fijo, de bajo consumo y es complementado con un gran rango de periféricos dentro del chip, una memoria de programa flash y una memoria RAM de acceso dual. Esta CPU está basada en una modificación de la arquitectura Harvard la cual soporta diferentes canales para la transmisión de información tanto para el espacio de programa como para el espacio de datos.

Un canal por separado es reservado para soportar el uso de una gran cantidad de periféricos. El espacio de memoria destinado al uso de periféricos es direccionado en el espacio de memoria de datos a través de un sistema especial. Esto permite que todas las instrucciones, accediendo la memoria de datos, puedan ser utilizadas para procesar los datos provenientes de dispositivos periféricos. El uso de canales separados para la memoria de programa y de datos permiten la ejecución simultánea de operaciones, por ejemplo, mientras un dato se está multiplicando, el anterior producto está siendo sumado al acumulador, y al mismo tiempo, la siguiente instrucción se carga para ser decodificada a fin de dar mayor rapidez al DSP.

Las principales características de este DSP y su módulo de evaluación son (figura 62):

- Operación a 40MHz con cristal de baja EMI (Interferencia electromagnética).
- Dos manejadores de eventos.
- 4 modos de baja potencia.
- 4 temporizadores de propósito general.
- Conversor A/D de 10 bits y 16 canales con 375ns de tiempo de conversión.
- Conversor D/A de 4 canales y 12 bits.
- Interfase de comunicación serial.
- Temporizador *Watchdog* ("perro guardián").
- Controlador de área local (CAN).
- Habilidad para apagar periféricos separadamente y así reducir el consumo de potencia.
- Múltiples puertos de entrada-salida I/O de propósito general.
- 16 canales PWM y pines de comparación.
- Puerto JTAG
- Memoria Flash y RAM internas.
- Interfaz para memoria externa.
- Cinco fuentes de interrupción externa y múltiples fuentes internas de software.
- 4 conectores de expansión
- LEDs e interruptores de pruebas incorporados en la tarjeta de desarrollo.

Otras ventajas de esta serie son la gran velocidad de la unidad de procesamiento central (*CPU*) (40 millones de instrucciones por segundo, *MIPS*) que permite programar algoritmos en tiempo real en lugar de aproximar resultados con tablas de búsqueda; la arquitectura basada en palabras de 16-bit con registros de 32-bit para almacenamiento de resultados intermedios, y además la presencia de dos desplazadores internos para escalar números, minimiza los errores de cuantificación y de truncamiento. Mayor información sobre este DSP está disponible en [37].

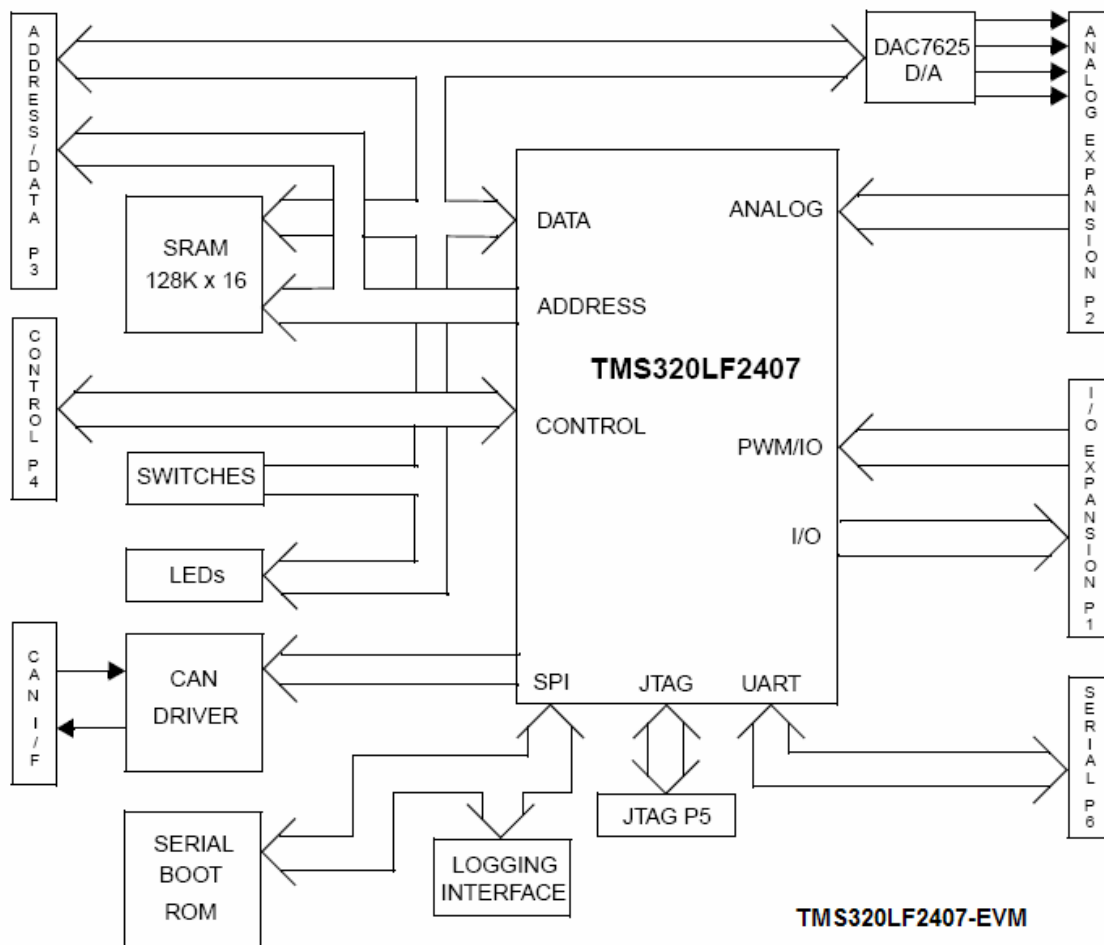


Figura 62. Estructura del módulo de evaluación TMS320LF2407 EVM

Como se ha mencionado, una de las principales características de la serie LF2407A es su controlador de periféricos, esto es favorable para la implementación del prototipo porque se tiene la posibilidad de utilizar tales periféricos acorde con los requerimientos del filtro activo. De los diferentes periféricos que posee el módulo de evaluación TMS320LF2407 EVM en este proyecto se emplearon los siguientes:

- Los temporizadores del manejador de eventos (EV)
- El convertor analógico-digital (ADC)
- El convertor digital-analógico (DAC)

En la figura 63 se observa el papel de estos periféricos dentro del control del filtro activo. En ella se aprecia como el conversor A/D es empleado para la adquisición de señales de tensión y corriente de la red eléctrica, seguidamente el DSP como tal se encarga de realizar el aislamiento armónico con la teoría p-q y deducirá las señales de referencia o compensatorias, las cuales enviará al controlador de corriente por medio del conversor D/A. La adquisición de señales está sincronizada por interrupciones dadas por el módulo de temporizadores.

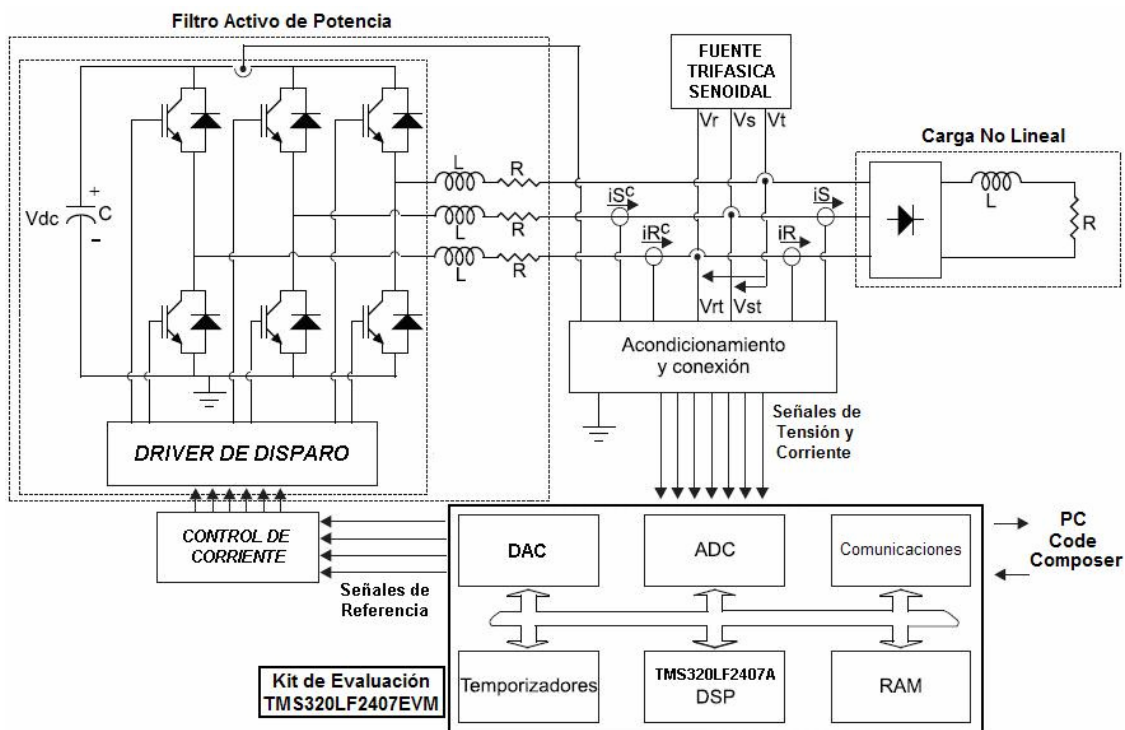


Figura 63. Periféricos del módulo de evaluación usados en el filtro activo

A continuación se describen estos periféricos y los registros del DSP para controlar su funcionamiento. El manejo de las comunicaciones y la memoria RAM resultan transparentes para el usuario, por tanto solo se describirán el manejador de eventos que contiene los temporizadores, el conversor A/D y el conversor D/A que fueron los que requirieron programarse.

5.1.1 Manejador de eventos (EV). El módulo manejador de eventos (EV) provee un amplio rango de funciones y características que son particularmente útiles en el control de velocidad y aplicaciones de control de motores. El 2407A tiene dos manejadores de eventos, EVA y EVB, los cuales tienen funcionalidades y registros exactamente idénticos.

Cada módulo de EV contiene los siguientes bloques funcionales:

- Dos temporizadores de propósito general
- Tres unidades de comparación
- Circuitos de modulación de ancho de pulso (PWM)
- Tres unidades de captura para registrar flancos de subida o de bajada en una entrada.
- Circuito codificador de pulsos en cuadratura utilizados para determinar posición, velocidad y dirección de giro de un motor.

- Lógica de interrupción para atender cada una de las interrupciones de los anteriores bloques funcionales.

De estos bloques se describirán solo los temporizadores y la lógica de interrupciones que fueron los módulos empleados del manejador de eventos para sincronizar la adquisición de señales por parte del conversor A/D.

Las interrupciones del *EV* están organizadas en tres grupos. Cada grupo es asignado a una interrupción de *CPU* (INT2, 3 o 4). Como cada grupo tiene fuentes de interrupciones múltiples, las demandas de interrupción de *CPU* son procesadas por el controlador de expansión de interrupciones periféricas (*PIE*).

La CPU del LF2407A soporta una interrupción no enmascarable (NMI) y seis demandas de interrupciones con prioridad enmascarables (INT1-INT6). Estas seis demandas tienen dos registros: el registro de enmascaramiento de interrupciones (IMR) que se utiliza para activar o inhabilitar la interrupción deseada y el registro bandera de interrupción (IFR) que es usado para identificar las interrupciones pendientes.

Cuando el manejador de eventos produce una demanda de interrupción se deben tener en cuenta dos aspectos:

- El primero es que se debe activar, es decir, desenmascarar la interrupción que se va a utilizar y para esto se deben utilizar los registros de enmascaramiento de interrupciones EVxIMRA, EVxIMRB y EVxIMRC (x = A o B) estableciendo un uno (1) para habilitar la interrupción o un cero (0) para inhabilitarla/enmascararla.
- Lo segundo es que si una interrupción periférica ocurre, el respectivo bit de bandera de los registros EVxIFRA, EVxIFRB y EVxIFRC (x = A o B) es puesto en 1. Una vez establecidas estas banderas es necesario borrarlas por medio de *software*. Es obligatorio limpiar estas banderas o las futuras interrupciones no serán reconocidas.

Existen 16 banderas de interrupciones en los registros EVAIFRA, EVAIFRB, EVBIFRA y EVBIFRB para los temporizadores, cada uno de los cuatro temporizadores de propósito general pueden generar cuatro interrupciones debido a los siguientes eventos:

- Desbordamiento por encima TxOFINT(x =1, 2, 3 ó 4): Es cuando el contador alcanza FFFFh.
- Desbordamiento por debajo TxUFINT(x =1, 2, 3 ó 4): Es cuando el contador alcanza 0000h.
- Coincidencia de comparación TxCINT(x =1, 2, 3 ó 4): Es cuando el contenido del registro del contador coincide con el del registro de comparación.
- Coincidencia de periodo TxPINT(x =1, 2, 3 ó 4): Es cuando el contenido del registro del contador coincide con el del registro de periodo de conteo.

Existen dos temporizadores en cada manejador de eventos. En este aparte se analiza el comportamiento de solo un temporizador ya que el funcionamiento de los otros es idéntico.

Los 4 modos de operación que se tienen para los temporizadores son:

- Modo *STOP/HOLD*.
- Modo de conteo creciente continuo.
- Modo de conteo creciente/decreciente direccional.
- Modo de conteo creciente/decreciente continuo.

La opción más utilizada para establecer períodos de adquisición de señales es la de modo de conteo creciente continuo como se muestra en a figura 64, donde se observa el disparo del

temporizador 1 cuando el bit 6 del registro T1CON es puesto en 1 y anteriormente se ha cargado en el registro T1PR un valor de conteo de 3.

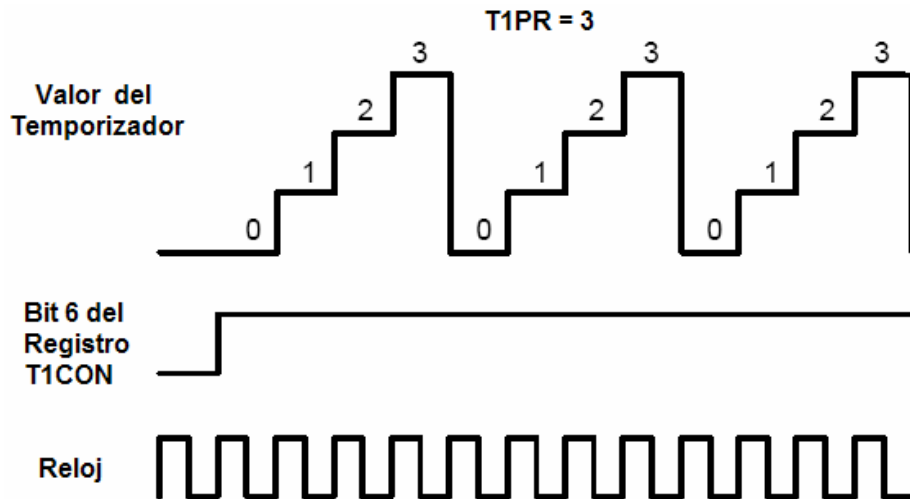


Figura 64. Modo creciente continuo del temporizador 1

En este modo el temporizador cuenta de manera ascendente de acuerdo al reloj de entrada hasta que el valor del registro del contador del temporizador coincida con el valor del registro de periodo del mismo (T1PR). En el flanco de subida del reloj de entrada después de la coincidencia, el temporizador GP va a cero y comienza a contar ascendente de nuevo.

Cuando se escoge este modo de funcionamiento para el temporizador entonces la interrupción del manejador de eventos A (EVA) debe ser la interrupción de desbordamiento por debajo (*underflow*), ya que cuando el temporizador alcance el valor que se establece en el registro de periodo él se reinicia y va a cero (0000h) lo cual produce la demanda de la interrupción y ésta debe ser atendida y deberá contener los comandos de captura de señales del conversor A/D.

El modo 1 (creciente continuo) será entonces el modo de trabajo del temporizador para generar, por medio de interrupciones, el periodo de muestreo para capturar las señales con el conversor A/D. Este periodo de muestreo como se verá más adelante resultó de 260,42µs.

5.1.2 Conversor analógico-digital (A/D). El DSP ofrece grandes posibilidades de captura de señales al tener un conversor A/D con 16 canales de 10 bits dentro del chip. Además la plataforma de desarrollo facilita el trabajo de este módulo al traer embebido los algoritmos de control y dejar solo comandos ya respaldados con bibliotecas. Esto se debe a que todo el código que lleva a cabo la puesta en marcha del conversor está en las bibliotecas F2407ADC.h y F2407ADC2.asm que ofrece *Texas Instruments*.

Para comenzar se describirán las características que hacen parte del conversor A/D:

- Conversor *Sample and Hold* (S/H) de 10 bit.
- Tiempo de conversión de 375 ns (S/H + conversión).
- 16 entradas analógicas unipolares y multiplexadas, rango de 0-3,3V.
- Capacidad de auto-secuencia de hasta 16 autoconversiones en una secuencia simple. Cada sesión de conversión puede ser programada para seleccionar cualquiera de los 16 canales de entrada.

- Dos secuenciadores independientes de 8 estados (SEQ1 y SEQ2) que pueden ser operados individualmente en modo de secuenciador dual o en modo de cascada en un secuenciador de 16 estados (SEQ).
- Cuatro registros de control de secuencia (CHSELSEQ n $n = 1, 2, 3$ y 4) que determinan la secuencia de canales analógicos que son tomados para conversión en un modo secuencial dado.
- 16 registros de resultados, direccionados individualmente, para almacenar los valores de las conversiones (RESULT0-RESULT15).
- Múltiples fuentes de disparo para la secuencia de comienzo de conversión.

EL diagrama de flujo del funcionamiento del ADC se encuentra en la figura 65. Para una conversión se selecciona cualquiera de los 16 canales de entrada disponibles y el valor digital se almacena en el registro de resultados respectivo a cada canal (RESULT n $n = 0$ hasta 15).



Figura 65. Proceso de una conversión A/D

Las bibliotecas incorporadas inicializan los registros del convertor A/D y lo que el usuario debe especificar es cuántas conversiones desea hacer y qué canales involucrará en esa secuencia de conversión. Para lo primero se guarda el número deseado en el registro MAXCONV y para lo segundo se especifica en orden los canales elegidos en el registro CHSELSEQ.

Para lograr lo anterior, al igual que el temporizador, el conversor A/D tiene sus propios registros de control de operación. Ésta adquisición y conversión es realizada por una función definida en una de las bibliotecas base y en la sección 5.3.1 se detalla el modo de empleo de las mismas.

5.1.3 Conversor digital-analógico (D/A). Este periférico está por fuera del DSP y corresponde al circuito integrado DAC7825 de *Texas Instruments* el cual es un conversor digital analógico de 4 canales y de 12 bits. El rango de salida de este conversor tal como está conectado en la tarjeta es de 0 a 3,3 Vdc.

Este conversor está ubicado en el espacio de direcciones I/O desde 0x0000 hasta 0x0004. Las cuatro primeras localizaciones (0x0000 a 0x0003) son empleadas por los registros que retienen los datos o valores a cargar para los canales 1 al 4 respectivamente y la dirección 0x0004 es empleada para transferir los valores de los 4 primeros registros simultáneamente al conversor y realizar la conversión. Como el conversor es de 12 bits el valor a cargar puede ser un número entero desde 0 hasta 4096 lo que será transformado en una tensión de 0 a 3,3V respectivamente.

Tabla 13. Direcciones del conversor D/A

Direccion I/O	Canal No.	Señal asignada
0x0000	1	Sin Uso
0x0001	2	Control Fase A
0x0002	3	Control Fase B
0x0003	4	Control Fase C
0x0004	Transferir	No aplica

El conversor D/A puede ser programado de la siguiente manera:

- Cargar los canales del 1 al 4 escribiendo el valor respectivo en las direcciones asociadas (0x0000 - 0x0003). Un canal no tiene que ser recargado si el valor de salida para ese canal no ha cambiado. Los canales no tienen que ser cargados en algún orden específico y tampoco debe existir algún tiempo mínimo entre la carga consecutiva de estos registros.
- Escribir cualquier valor en el registro de transferencia (0x0004). Esto causará que los datos de los cuatro registros de almacenamiento sean transferidos al conversor y a su salida. Tampoco es necesario un mínimo tiempo entre la carga de los registros de almacenamiento y la escritura del registro de transferencia.

5.2 ENTORNO DE PROGRAMACIÓN “CODE COMPOSER”

La programación del controlador se realizó en el entorno del programa de cómputo *Code Composer* de *Texas Instruments* [38]. En este software, los programas ejecutables se manejan como proyectos. Un proyecto es una serie de archivos interconectados por el mismo programa, en el que se distingue un archivo fuente principal, el cual apunta a otros archivos de propósito general como bibliotecas, rutinas, archivos de registros, archivos de vectores de interrupción y más código. Todos estos archivos se usan en conjunto para ensamblar el programa completo. Así, el controlador propuesto en la presente investigación es parte de un proyecto.

Este paquete, permite entre otras cosas realizar las siguientes tareas:

1. Servir a manera de editor de notas utilizado para escribir código del DSP.

2. Generar los archivos fuente tanto en lenguaje C como en ensamblador (.asm).
3. Enlazar y compilar todos los archivos del proyecto para realizar el programa.
4. Trasladar el código ejecutable hacia el DSP vía puerto paralelo.

Existen dos puntos notables, en cuanto a depuración del programa se refiere. El primero consiste en la posibilidad de correr el programa en tiempo real con la frecuencia de reloj del sistema y al mismo tiempo observar y editar los registros.

Code Composer emplea además de los archivos fuente en C o ensamblador y los archivos cabecera, dos archivos importantes llamados "vectors.asm" y un archivo ".cmd"; el primero le indica al compilador en donde encontrar la subrutinas asociadas con cada vector de interrupción, y el segundo, en que lugar de la memoria del DSP localizar el programa, la RAM y los registros.

El compilador/enlazador produce un archivo de salida de extensión ".out" el cual es el transferido a la tarjeta de desarrollo por el puerto paralelo del PC.

Los capítulos 2 y 3 del proyecto de grado [39] ofrecen detallada descripción del entorno de programación Code Composer y sus potencialidades incluyendo la emulación en tiempo real.

5.3 IMPLEMENTACIÓN DEL CÓDIGO

El código fuente se desarrolló en lenguaje C y hace llamado también a algunas rutinas programadas en ensamblador cuyo tiempo de ejecución eran de crucial importancia para el desempeño del filtro activo en conjunto. Prácticamente, las tareas que debe cumplir el software de control del filtro activo son las siguientes:

- Capturar continuamente un conjunto de señales de tensión y corriente de la red por medio del conversor A/D.
- A cada conjunto de señales de tensión y corriente aplicarle la teoría p-q y determinar así el contenido armónico de la red deduciendo las corrientes de referencia o compensatorias necesarias para eliminarlo.
- Enviar las señales de referencia al exterior de la tarjeta por medio del conversor D/A. Estas señales serán recibidas por la tarjeta analógica que contiene el controlador de corriente de histéresis el cual las traduce en pulsos de disparo para el puente inversor.

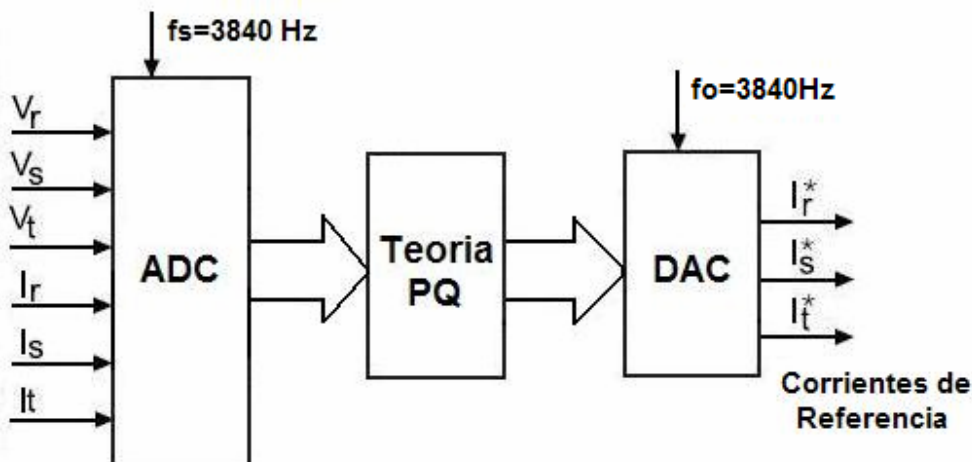


Figura 66. Secuencia de las tareas principales del software de control

Estas 3 tareas se realizan continua e indefinidamente y lo primero que debe determinarse es la frecuencia a la cual deben efectuarse. Idealmente, estos cálculos deben realizarse en “tiempo real”, es decir, en un tiempo tan pequeño que sea insignificante en comparación con la dinámica del sistema. En la práctica este tiempo se ve limitado por el retardo propio de la captura, realización de cálculos y conversión final, y para este proyecto se logró una frecuencia máxima de muestreo de 3840Hz (64 veces la fundamental de 60Hz). En el siguiente capítulo de pruebas se expondrán los retardos de tiempo que involucró cada etapa.

La sincronización de esta adquisición de señales está a cargo de una interrupción periódica que envía un temporizador funcionando en conteo creciente como mostró la figura 64. Cuando el temporizador alcanza el valor almacenado cae a cero e inicia nuevamente el conteo, esta caída a ceros dispara una solicitud de interrupción de desbordamiento por debajo “*underflow*”.

La rutina de atención a esta interrupción contendrá las 3 tareas vistas en la figura 66 y en realidad el programa principal es un lazo infinito que “no hace nada” sino que espera continuamente la atención a esta rutina de interrupción. La figura 67 presenta el diagrama de flujo de este diseño, como se ve en la izquierda está el lazo principal de control que es antecedido por la inicialización del sistema. El diagrama de flujo central corresponde a la rutina de atención a la interrupción (INT-2) la cual es disparada por el temporizador 1 (*timer1*) cada 260,417 μ s, y la rutina de la derecha es una medida de seguridad ante un eventual disparo de alguna interrupción no utilizada, en este caso el programa no hace nada y retorna a su operación normal evitando que se pierda su secuencia.

Antes de explicar cómo se programa cada una de las tres tareas de la rutina de interrupción es necesario detallar el procedimiento de inicialización del sistema lo cual es la base para que todo funcione adecuadamente. El código completo se puede ver en el Anexo 1 y a continuación se presenta lo más relevante en el desarrollo de este trabajo.

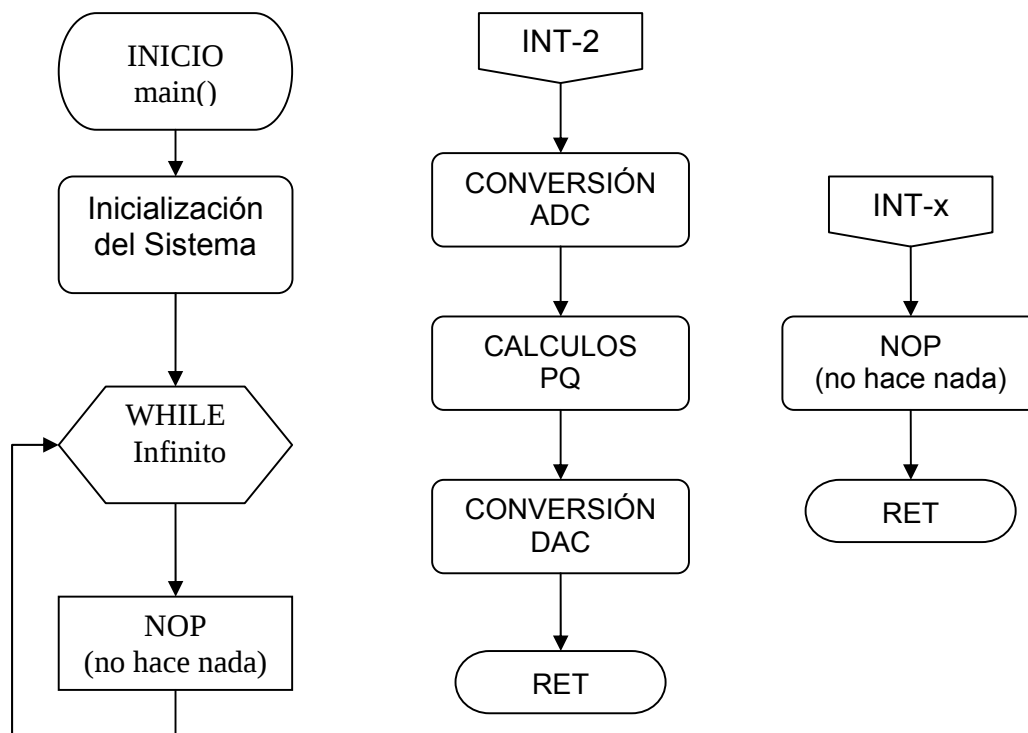


Figura 67. Diagrama de flujo del programa de control del filtro activo

El DSP LF2407A tiene unos registros de control que son necesarios programar para habilitar el conversor ADC, habilitar la interrupción del temporizador, etc. En primer lugar se realizaron dos definiciones para habilitar y deshabilitar todas las interrupciones poniendo en 0 o 1 el bit del sistema llamado INTM.

```
#define INT_ENABLE asm(" CLRC INTM")
#define INT_DISABLE asm(" SETC INTM")
```

Al comienzo del programa principal "*main()*" aparecen las siguientes instrucciones para la inicialización del sistema:

```
INT_DISABLE;          /* Deshabilita Interrupciones en general */
WDD_DISABLE;          /* Deshabilita el watchdog timer */

/* Registro de Mascara de Interrupciones - Habilita INT2 -*/
IMR=0x02;             /* 00000000000000010

/* Registro de Estado y Control del Sistema: SCSR1 */

SCSR1=0x0084;          /* 0000000010000100 Inicializa el SCSR1 */
                        /* Bit7 = habilita ADC , Bit2= habilita EVA */

/* Mascaras de interrupciones del Manejador de Eventos A */
EVAIMRA=0x0200;        /* 0000001000000000 Bit9=1 */
/* El bit9 en 1 habilita la interrupcion por underflow del Timer 1 */

/* Registro de Bandera de Interrupciones del EVA */

EVAIFRA=0x0ffff; /* Resetea todas las interrupciones del Timer1 */

/* Inicializa el ADC */

adc.a4_ch_sel = 0xEA82; /* Selecciona los 4 canales a convertir */
adc.c1_gain = 0x0100;   /* Ganancia para que 3,3V sea 1024.
adc.c2_gain = 0x0100;   /*
adc.c3_gain = 0x0100;   /*
adc.c4_gain = 0x0100;   /*
adc.init(&adc);          /* Llama a la funcion de inicializacion

INT_ENABLE;             /* Habilita interrupciones en general */

timer1_init(); /* Da arranque al timer1 que seguirá indefinidamente
               /* marcando el tiempo de muestreo */
```

Como se observa en los comentarios adjuntos, este proceso de inicialización básicamente consiste en habilitar la interrupción 2 correspondiente al desbordamiento del temporizador 1, luego prender o energizar tanto el manejador de eventos A (temporizadores), como el conversor A/D, ya que éstos internamente dentro del DSP están desconectados de la alimentación para reducir consumo. Seguidamente, se deja inicializado el conversor A/D indicándole que canales va a convertir (en este caso son 4 canales E,A,8 y 2) y se especifica una ganancia por canal (en este caso 0x100 hará que 3,3V de un resultado de 1024). Finalmente, se da arranque al temporizador 1 el cual cada vez que se desborde generará la solicitud de interrupción INT2 que hará que se ejecuten las 3 tareas indicadas en la figura 66.

La última función *timer1_init()* que configura y arranca al temporizador 1 se detalla a continuación:

```
void timer1_init(void)
```

```

{
    T1CON=0x9040; /* 1001000001000000b */
                /* Configuración del Timer 1 en el registro T1CON
                Bit6: Habilita el timer
                Bit12: Modo Continuo ascendente
                Bit15: Fuente de reloj interno de 40Mhz */

    T1PR = 10417 ; /* Valor de cuenta, corresponde a 260.4167 us */
}

```

Esta función consta solo de dos asignaciones, la primera es la configuración del temporizador con el registro T1CON y la segunda es la carga del valor a contar que corresponde al período de muestreo de 260.4167µs (frecuencia de 3840Hz). El número entero almacenado en T1PR resulta de la siguiente división:

$$T1PR = 260.4167\mu s / 25ns = 10416,67 \approx 10417$$

Donde 25ns es el inverso de la frecuencia de trabajo del DSP que es de 40MHz.

Una vez el temporizador arranca, el programa principal queda sumergido en un lazo infinito y la CPU sólo ejecutará la rutina de interrupción a una frecuencia de 3840Hz, a continuación se exponen las 3 tareas que realiza esta rutina de interrupción.

5.3.1 Adquisición y conversión A/D. La primera tarea es realizada por el conversor A/D embebido dentro del DSP LF2407. Dado que el sistema es trifásico balanceado sólo será necesario la lectura de dos tensiones de fase y dos corrientes de línea pues la tercera de cada una se estima con las otras dos. En total entonces serán 4 señales a adquirir y los pasos para esta programación del módulo ADC se explican a continuación.

El entorno de desarrollo provee unas bibliotecas propias de Texas Instruments para el trabajo con el conversor A/D propio del DSP (figura 68). Estas bibliotecas llamadas F2407ADC.h y F2407ADC2.asm generan una variable tipo estructura en lenguaje C para interfaz con la librería la cual ejecuta la conversión internamente en lenguaje ensamblador.

Para el usuario esto es transparente y solo se requiere conocer el manejo de la estructura en C por medio de la cual se indican los canales a convertir y se obtienen los resultados. Esta biblioteca ejecuta la conversión de 4 canales simultáneamente. La definición de la variable tipo estructura generada por la biblioteca tiene la siguiente forma:

```

typedef struct {

    int c1_gain; /* Ganancia del canal 1 */
    int c2_gain; /* Ganancia del canal 2 */
    int c3_gain; /* Ganancia del canal 3 */
    int c4_gain; /* Ganancia del canal 4 */

    int c1_out; /* Resultado de la Conversion Canal 1 */
    int c2_out; /* Resultado de la Conversion Canal 2 */
    int c3_out; /* Resultado de la Conversion Canal 3 */
    int c4_out; /* Resultado de la Conversion Canal 4 */

    int a4_ch_sel; /* Seleccion de los canales del ADC */

    int (*init)(); /* Puntero a la funcion de inicializacion */
    int (*update)(); /* Funcion de actualizacion o conversion */

} ADCVALS;

```

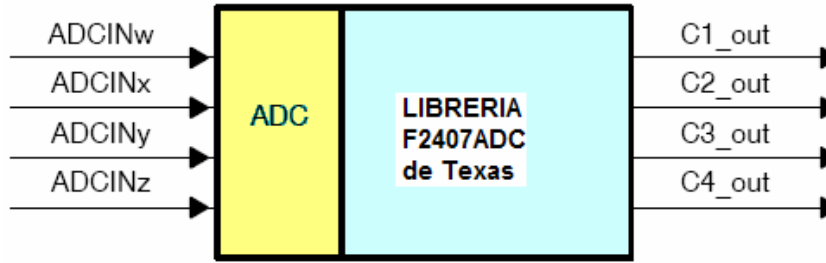


Figura 68. Librería de Texas para conversión A/D.

La forma de utilizar la biblioteca es simplemente indicando los 4 canales que se desean convertir e invocar la función *update* de la siguiente forma:

```
adc.a4_ch_sel = 0xEA82; /* Selección de Canales 2,8,10,14 */
(*adc.update)(& adc); /* Realiza la conversión de los 4 */

van = adc.c1_out ; /* Almacena resultado en tensión fase A */
vbn = adc.c2_out ; /* Almacena resultado en tensión fase B */
ia = adc.c3_out ; /* Almacena resultado en corriente línea A */
ib = adc.c4_out ; /* Almacena resultado en corriente línea B */
```

5.3.2 Aislamiento armónico, teoría p-q. En la figura 69 se observa la versión simplificada de la figura 37 (sección 3.1.4) que consiste en la implementación de la teoría p-q para sistemas trifásicos balanceados donde se ha removido los cálculos correspondientes a la secuencia cero.

La transformada Clarke se realiza una vez para las tensiones de fase y otra vez para las corrientes de línea, mientras que la transformada inversa de Clarke solo se efectúa una vez al final del proceso.

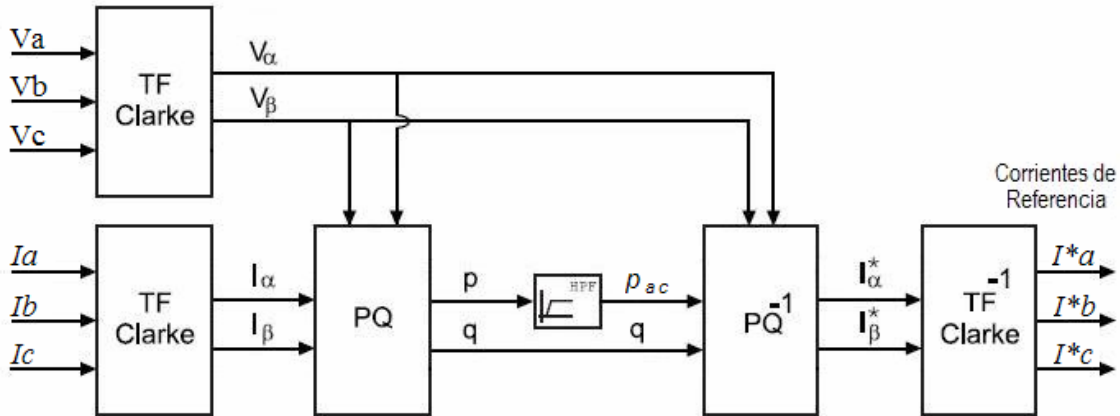


Figura 69. Proceso de aislamiento armónico para sistemas trifásicos balanceados

La transformada Clarke para un sistema trifásico balanceado se resume a las siguientes ecuaciones mostradas para las tensiones (igual se hace para las corrientes).

$$\begin{aligned} V_{\alpha} &= V_a \\ V_{\beta} &= (2V_b + V_a) / \sqrt{3} \end{aligned} \quad (5.1)$$

En el dominio del tiempo la transformada Clarke realiza un cambio de marco de referencia como se aprecia en la figura 70.

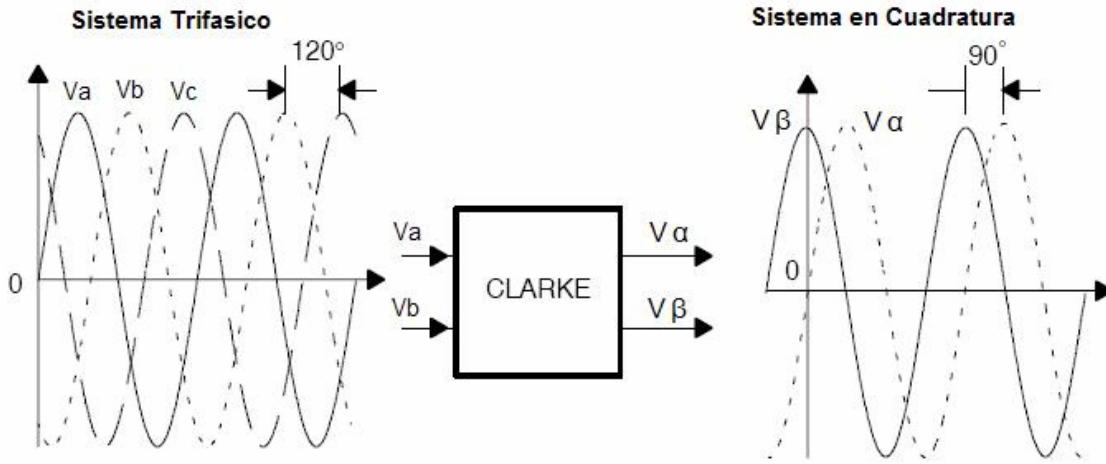


Figura 70. Transformación Clarke en un sistema trifásico balanceado

Seguidamente se hallan las potencias activas y reactivas con las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} p(t) &= V_{\alpha}(t).I_{\alpha}(t) + V_{\beta}(t).I_{\beta}(t) \\ q(t) &= V_{\alpha}(t).I_{\beta}(t) - V_{\beta}(t).I_{\alpha}(t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Luego se hace necesario hallar la componente alterna (p_{ac}) de la potencia activa removiéndole su componente de continua (p_{dc}), esto es semejante a poner un filtro pasa altos en la señal $p(t)$.

$$p(t) = p_{dc}(t) + p_{ac}(t) \quad (5.3)$$

Así que en la práctica se estima el valor de continua de la potencia y se le resta de la potencia activa total para hallar la componente alterna de la potencia activa, esta componente es la causada por los armónicos como se explicó en la exposición de la teoría p-q en la sección 3.1.4. La forma de hallar la componente de continua es usando una ventana móvil de promedios de n muestras de la potencia activa, tal como se muestra en la figura 71.

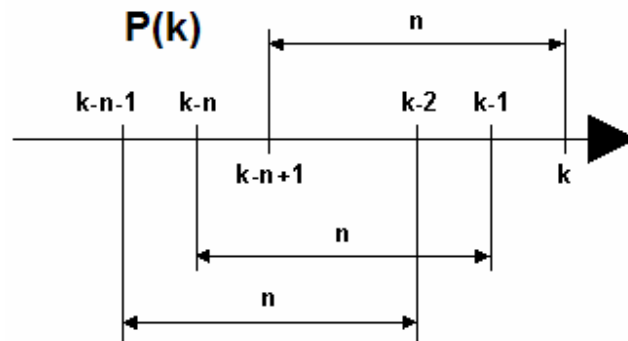


Figura 71. Ventana móvil de promedios

Esta forma de cálculo se conoce como promedio móvil ya que el promedio de cada instante k 'ésimo está basado en el conjunto más reciente de n valores. En otras palabras, en cualquier instante, una ventana móvil de los últimos n valores es usada para calcular el promedio de la potencia activa.

Según lo expuesto, la potencia activa promedio está dada por:

$$p_{dc_n}(i) = (1/n) \sum_{k=0}^{n-1} p(i-k) \quad (5.4)$$

Como la frecuencia de muestreo es 3840Hz, se tienen 64 muestras por período lo cual implica que $n=64$. Naturalmente, esto conlleva a que el valor de esta componente DC de la potencia activa no pueda ser calculado hasta que se hallan tomado las primeras n medidas y de hecho antes de arrancar propiamente el funcionamiento del filtro activo se deben tomar las primeras 64 muestras de todas las señales y seguidamente empiezan los cálculos de la teoría p-q que se está exponiendo.

Tan pronto se halla la componente de continua o promedio de la potencia activa se calcula entonces la componente AC u ondulatoria así:

$$p_{ac}(t) = p(t) - p_{dc}(t) \quad (5.5)$$

Una vez halladas la componente alterna de la potencia activa y la potencia reactiva (p_{ac} y q) se calculan las corrientes que producirían estas potencias en polaridad contraria mediante la siguiente relación presentada en la sección 2.1:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_{ac} \\ -q \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

El signo asterisco (*) indica "referencia" o "consigna"

Definiendo $\delta = V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2$, la implementación de esta ecuación matricial se realizó de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} I_{\alpha}^* &= V_{\beta} \cdot (q/\delta) - V_{\alpha} \cdot (P_{ac}/\delta) \\ I_{\beta}^* &= -V_{\beta} \cdot (P_{ac}/\delta) - V_{\alpha} \cdot (q/\delta) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Finalmente, con las corrientes de referencia halladas en el plano α - β se pasan al plano a-b-c empleando la transformada inversa de Clarke, la cual para un sistema trifásico balanceado se resume al siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} I_a^* &= I_{\alpha}^* \\ I_b^* &= (-I_{\alpha}^* + I_{\beta}^* \cdot \sqrt{3}) / 2 \\ I_c^* &= (-I_{\alpha}^* - I_{\beta}^* \cdot \sqrt{3}) / 2 \end{aligned} \quad (5.8)$$

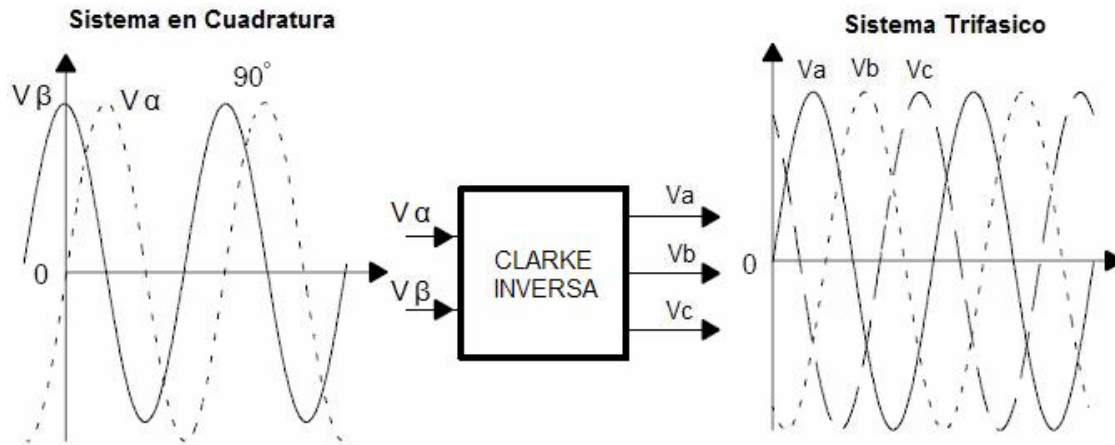


Figura 72. Transformación Clarke inversa en un sistema trifásico balanceado

En el software la señal de referencia I_a^* se denotó como *icalfa* (corriente de compensación en el plano alfa) y lo mismo para I_b^* que se llamó *icbeta*. La variable δ se denotó como *delta* y las potencias activas y reactivas como *P* y *Q* respectivamente, las componentes de *P* como *Pac* y *Pdc* y las tensiones en el plano α - β como *ealfa* y *ebeta*. De esta forma en el código se aprecian las siguientes definiciones:

```
P = ealfa * ialfa + ebeta * ibeta;
Q = ealfa * ibeta - ebeta * ialfa;

delta = ealfa*ealta + ebeta*ebeta ;
```

La ventana móvil de promedios se implementa con las siguientes líneas de código que hallan permanentemente las componentes de continua *Pdc* y alterna *Pac* de la potencia activa *P*.

```
nsample++;
sumpot = sumpot - pot[nsample] + P;
pot[nsample] = P;
Pdc = sumpot/64 ;
Pac = P - Pdc;
if (nsample==64)
{
    nsample=0;
}
```

5.3.3 Conversión digital-análoga D/A. Una vez se tienen las corrientes de referencia I_a^* , I_b^* , I_c^* , solo resta sacarlas al exterior empleando el conversor digital-analógico. Estas 3 corrientes se conocen en el software como *icaout*, *icbout* e *iccout*.

La programación de este conversor es muy sencilla como se explicó en la sección 5.1.3. Los valores de las corrientes de referencia o compensatorias son puestos en los canales de salida 1 al 3 y al escribir cualquier dato en 0x0004 se transfieren los valores y son convertidos en señales continuas.

```
outport(0x0001 , icaout );  
outport(0x0002 , icbout );  
outport(0x0003 , iccout );  
outport(0x0004 , 0x0000);
```

Con la obtención de las corrientes compensatorias o de referencia en forma continua se cumple toda la función del software de control del filtro activo y prácticamente este es el corazón del proceso de control del filtro pues con unas acertadas señales de referencia se garantiza una óptima compensación.

6. PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se presenta el diseño y construcción de las tarjetas impresas del filtro activo, así como la caracterización del puente inversor trifásico, y finalmente se exponen las pruebas realizadas del filtro en la compensación de las corrientes armónicas generadas por un rectificador trifásico, haciendo contraste de los resultados a la luz de la normativa internacional.

6.1 PRUEBAS DEL PUENTE INVERSOR

El primer paso en la construcción del filtro activo fue la elaboración y ensamble de las tarjetas impresas del puente inversor con sus circuitos de disparo y sondas de tensión y corriente.

Se elaboró una tarjeta de doble capa teniendo en cuenta la distribución mostrada en la figura 73.

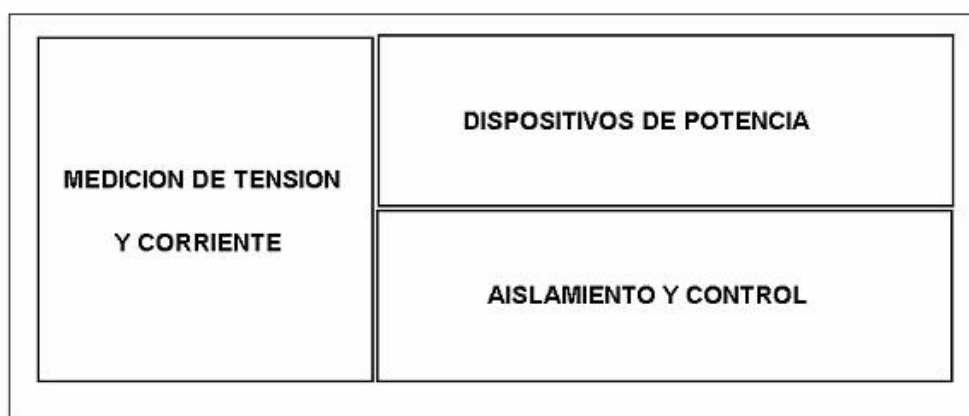


Figura 73. Distribución funcional del circuito impreso

Como recomendación especial del fabricante (IRF) los circuitos integrados de disparo (IR2110) y sus condensadores de acople deben estar lo más cerca posible. Así mismo, las salidas de disparo de los IR2110 deben estar lo más cerca posible a los terminales de puerta (*gate*) del IGBT, pasando por la resistencia de puerta. Véase figura 74.

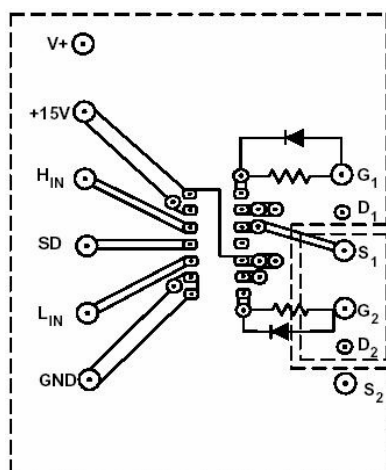
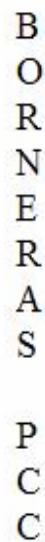


Figura 74. Conexión del manejador de compuerta y su respectivo IGBT

P
U
E
N
T
E

I
N
V
E
R
S
O
R

89

El aspecto final del puente inversor una vez terminado el ensamble de componentes es el mostrado en la fotografía de la figura 76.

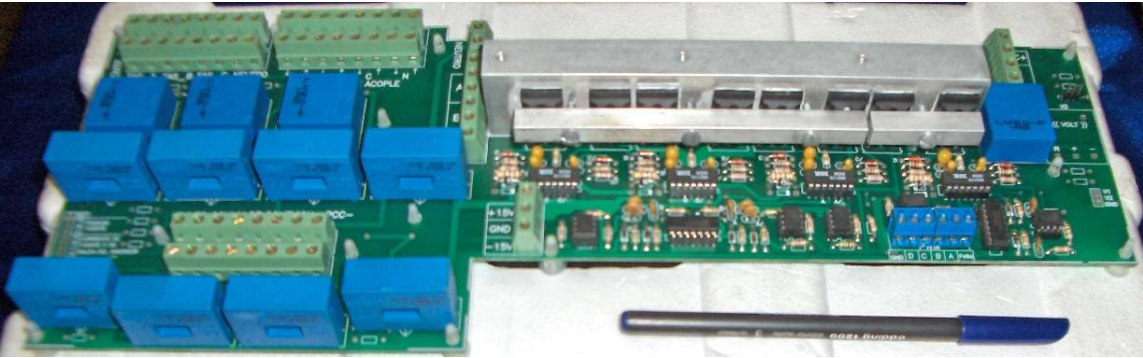


Figura 76. Fotografía del puente inversor y sondas de medición.

Ensamblado el puente, las primeras pruebas realizadas fueron las de conmutación. Inicialmente, se generaron señales cuadradas a varias frecuencias para observar el desempeño de cada una de las columnas del inversor, el comportamiento de las diferentes columnas fue similar como era de esperarse y se observa en la figura 77. La onda superior (canal B) corresponde a la señal de disparo de entrada y la onda inferior (canal A) a la tensión de salida del inversor.

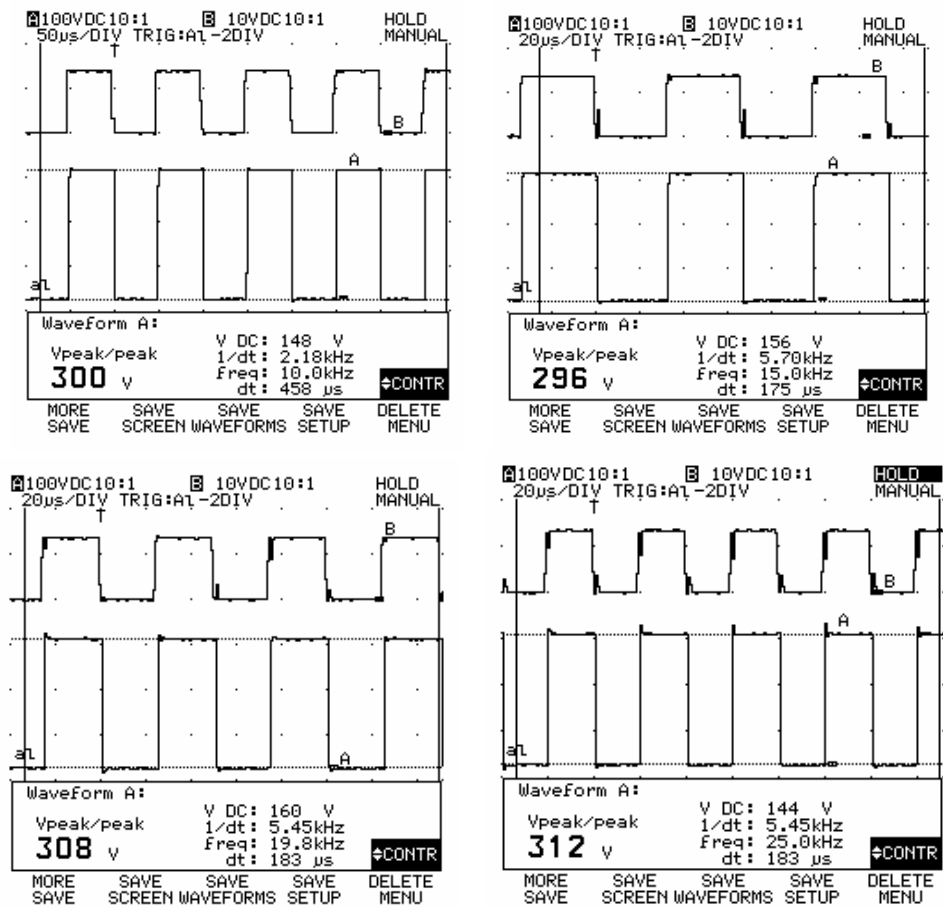


Figura 77. Comportamiento del inversor a frecuencias de 10,15,20,25 kHz.

Para esta prueba, la barra de tensión continua del inversor se alimentó con 280VDC empleando un rectificador. Se observa que incluso a 25kHz la conmutación de los IGBT's del inversor es la apropiada teniendo en cuenta que 20kHz es su frecuencia de operación normal.

Otro aspecto que se caracterizó del puente inversor fue el retardo o tiempo transcurrido entre la entrada de un pulso de disparo y su real síntesis en la salida del inversor.

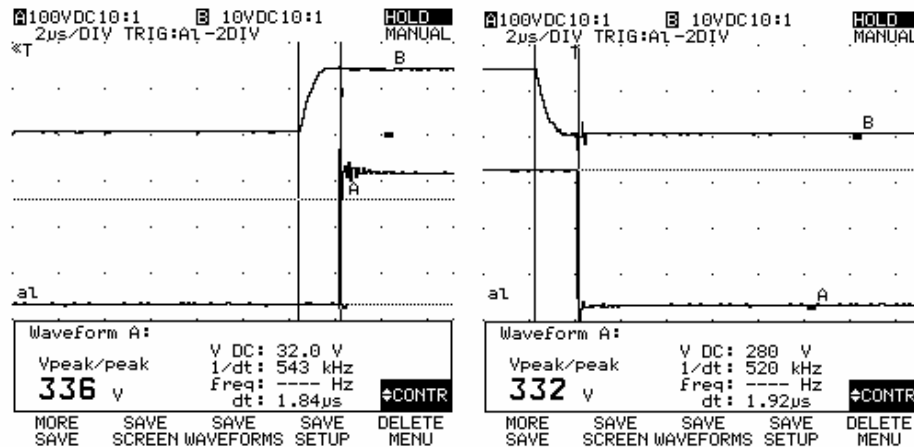


Figura 78. Retardo de propagación del inversor

La figura 78 muestra en la onda superior (canal B) un pulso *saliente* del optoacoplador del circuito de disparo (figura 48, sección 4.1) y en la onda inferior (canal A) el cambio de tensión de 0 a 280V en una fase de salida del inversor. Este retardo incluye las compuertas inversoras CMOS, el disparador IR2110, y el propio retardo de los IGBT's. Se observa un retardo de tiempo de 1,84μs para los flancos ascendentes y 1,92 μs para los descendentes; esto se debe a que los tiempos de apagado de un IGBT son más largos que los de encendido. Se realizó esta prueba a varias frecuencias obteniendo similares resultados, esto permite decir que el tiempo de propagación del puente inversor construido es de aproximadamente 2μs.

También se caracterizó el tiempo muerto que genera el puente inversor, lo cual también revelará el ancho de pulso mínimo que se puede sintetizar con el puente. Para esta prueba se inyectan dos trenes de pulsos rectangulares para generar una tensión de salida entre dos columnas cualesquiera. En este caso se va a monitorizar la tensión línea a línea, la cual se observa en la figura 79 para dos frecuencias de entrada (15 y 20 kHz).

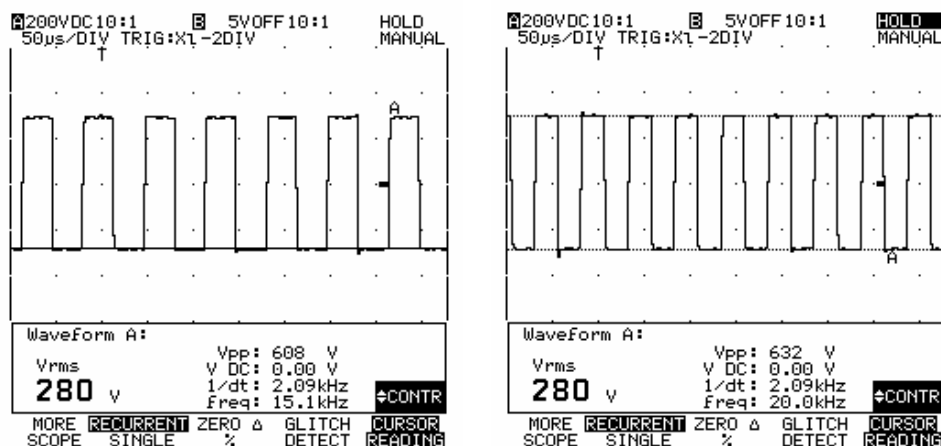


Figura 79. Tensión de línea a frecuencias de 15 y 20 kHz.

Se observa la correcta generación de las tensiones de salida, las cuales son ondas cuadradas que oscilan entre +Vdc y -Vdc, sin embargo al hacer una ampliación de las ondas, como se muestra en la figura 80, se observa un valor de cero volts durante un corto tiempo de la transición del cambio de tensión. Este efecto es debido al “tiempo muerto” hace que la tensión de salida sea cero por unos instantes tanto en el flanco de subida como el de bajada.

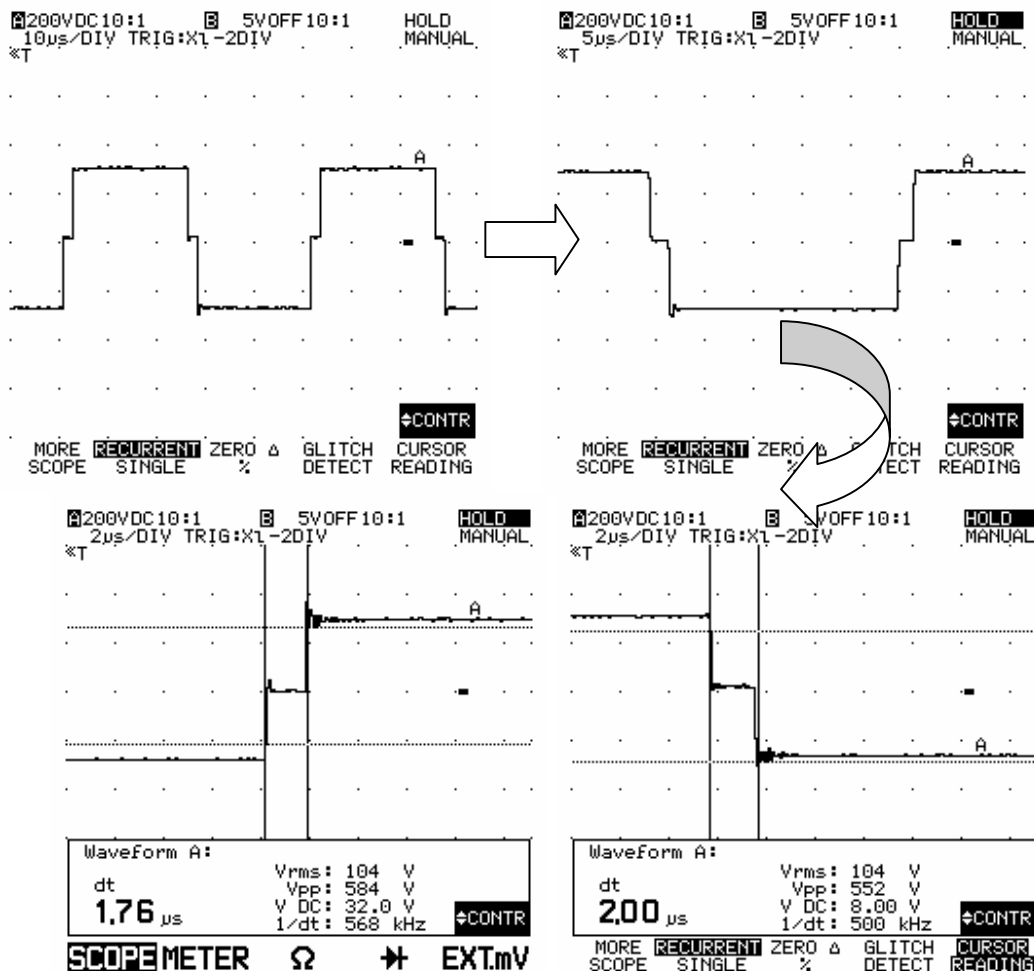


Figura 80. Tiempo muerto entre columnas del inversor

Se observa durante el flanco de subida un tiempo de tensión cero de 1,76µs y durante el descenso un tiempo de 2µs. Se varió la frecuencia y el resultado fue similar. La suma de estos dos tiempos muertos da aproximadamente 3.76µs, esto sugiere que no se pueden generar pulsos inferiores a este tiempo. Teniendo en cuenta que estos tiempos son similares sin importar la frecuencia de conmutación, se puede considerar un tiempo muerto de 4µs para este puente inversor.

Los instrumentos empleados para todas estas las pruebas fueron los siguientes:

- Osciloscopio Fluke 105B Series II 100Mhz
- Generador de señales Wavetek Meterman Mod: FG3C
- Software Flukeview 3.0 para captura y análisis armónico de las señales del osciloscopio

Adicionalmente, se elaboró otra tarjeta para el controlador de corriente de histéresis empleando los esquemáticos dados en las figuras 54 y 55 (sección 4.2). La implementación con los encapsulados reales de los integrados se muestra en la figura 81.

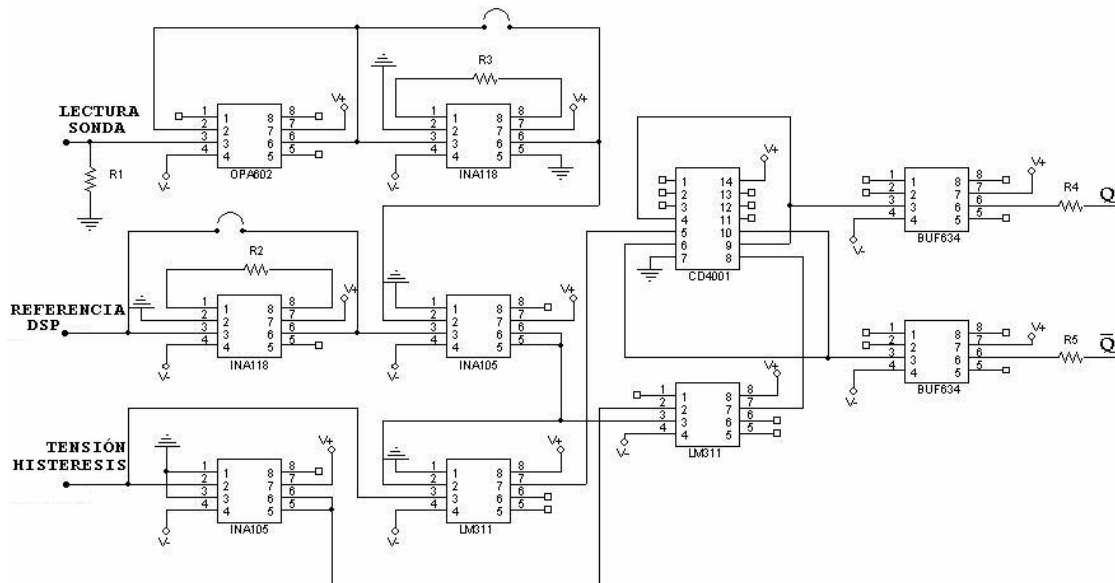


Figura 81. Diagrama por fase de la tarjeta controladora de corriente

El aspecto final del hardware construido junto con la plataforma DSP se muestra en la fotografía de la figura 82.

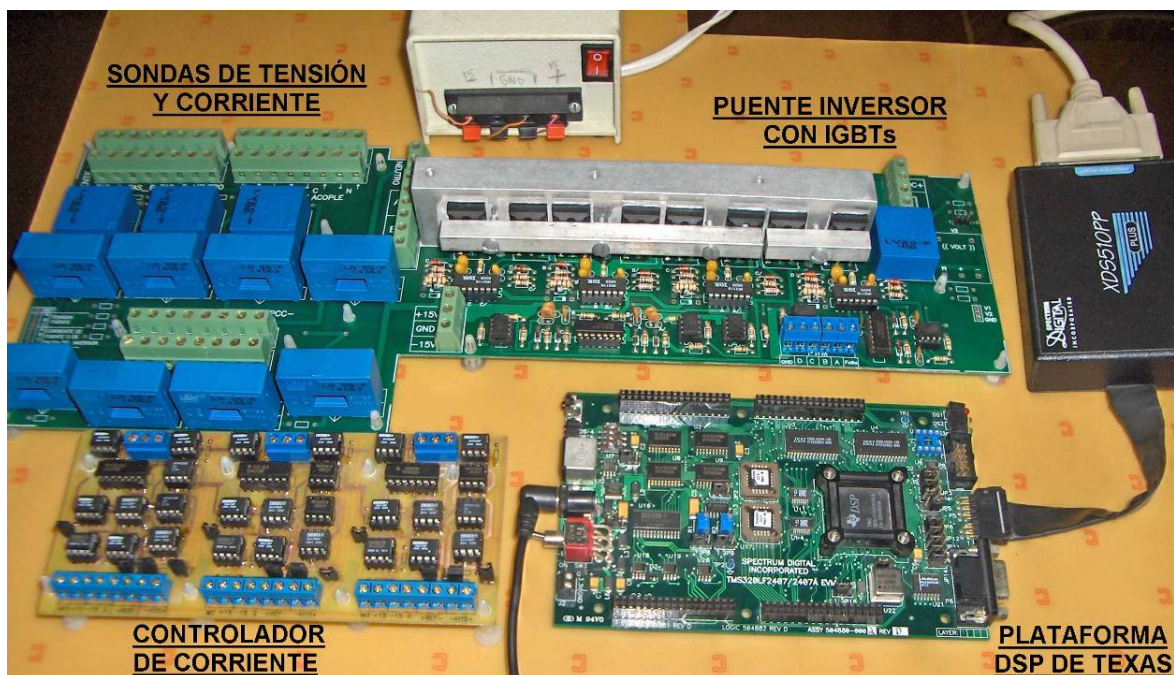


Figura 82. Fotografía del hardware del filtro activo

6.2 RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN

Para probar el funcionamiento del filtro activo, éste se conectó a una carga trifásica balanceada no lineal, consistente en un rectificador trifásico con carga RL ($R=38\Omega$, $L=62\text{mH}$) como muestra la figura 83. (Obsérvese la ubicación de las tres corrientes I_F , I_L , I_c relevantes en las pruebas)

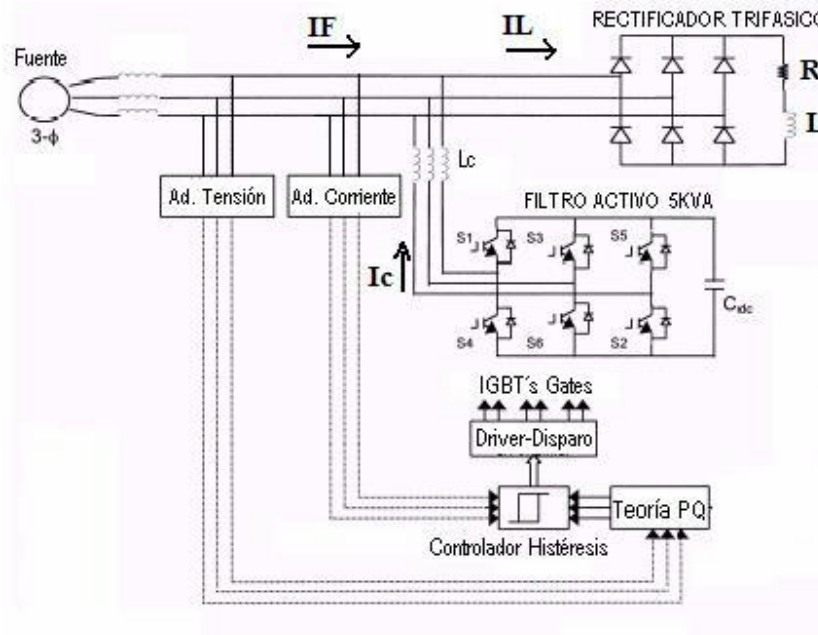


Figura 83. Conexión del filtro activo de potencia.

La tensión de la fuente y la corriente de línea sin la conexión del filtro activo ($I_F=I_L$) se muestran en la figura 84. Se aprecia que la tensión suministrada por la fuente es sinusoidal y la corriente del rectificador trifásico tiene la conocida forma de una "m" de los rectificadores de seis pulsos.

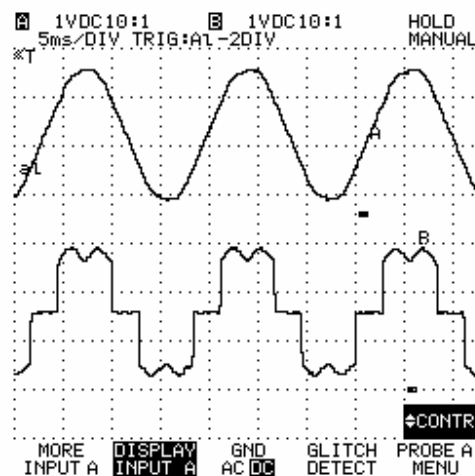


Figura 84. Tensión de red y corriente de la carga sin filtro activo.

Inicialmente el software desarrollado, implementado totalmente en lenguaje C, arrojó un tiempo de cómputo de su rutina de interrupción de $980\mu\text{s}$, permitiendo una frecuencia máxima de muestreo de 960Hz, es decir, un tiempo entre muestras de $1042\mu\text{s}$.

Con esta frecuencia de 960Hz se toman 16 muestras por período y la respectiva señal muestreada de corriente en la carga se presenta en la figura 85 (Canal A). Con esta onda el DSP calcula la corriente de referencia o compensatoria que inyecta el filtro activo a la red la cual corresponde a la onda inferior de la figura 85 (Canal B).

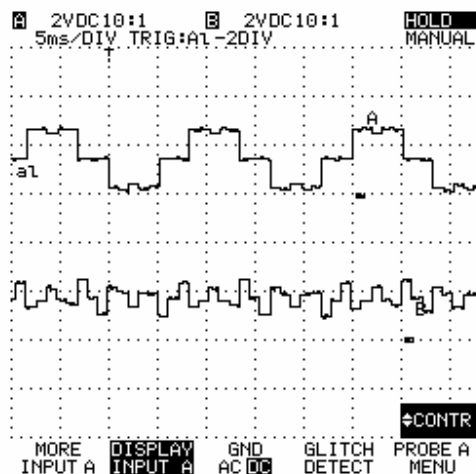


Figura 85. Ondas de corriente en la carga (IL) y de compensación (Ic) con muestreo de 960Hz

Al inyectar esta corriente compensatoria a la red, la corriente que suministra la fuente (IF) toma una forma de apariencia sinusoidal como se aprecia en la onda inferior de la figura 86.

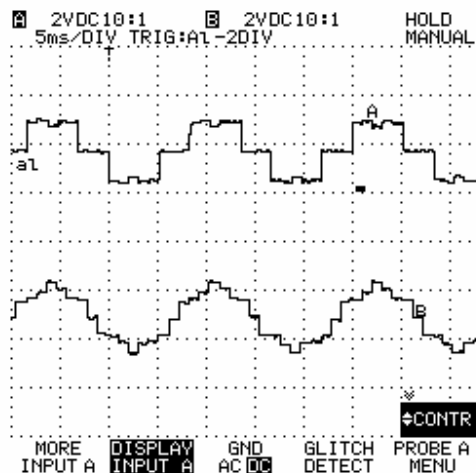


Figura 86. Ondas de corriente en la carga (IL) y en la fuente (IF) con muestreo de 960Hz

Aunque en la figura 86 ya se aprecia una diferencia importante entre la corriente en la carga y la corriente de la fuente, se procedió a depurar el software para disminuir el tiempo de cómputo de la rutina de interrupción el cual estaba inicialmente distribuido así:

- Adquisición de 4 señales (Conversión A/D): 2,5μs
- Cálculo de la señal de referencia (Teoría PQ): 975,5μs
- Envío de las 3 señales de referencia (Conversión D/A): 2,0μs

Total en cómputo de la rutina de interrupción: 980μs

Luego de algunas pruebas se determinó que las divisiones eran las operaciones que más tiempo consumían. Los procesos matemáticos más relevantes durante una corrida de la rutina de interrupción constan de dos transformadas Clarke, el promediador de ventana móvil y una transformada Clarke inversa.

Por tanto, se procedió a realizar las transformadas Clarke y su inversa como rutinas en lenguaje ensamblador (ver Anexo 2) y las divisiones enteras se reemplazaron por desplazamientos de bits. El proceso de desplazamiento de bits se puede utilizar para reemplazar una división si el divisor es un número potencia de 2 como 8, 16, 32, 64. Por ejemplo:

$Pdc = \text{sumpot}/64;$ es equivalente en lenguaje C a: $Pdc = \text{sumpot} >> 6;$

Dado que $2^6=64$, el desplazar 6 bits a la derecha de un número en binario es equivalente a realizar su división entre 64. Además, en vista que el DSP tiene desplazadores de bits incorporados internamente, el tiempo de un desplazamiento de 6 bits es extremadamente rápido y reduce el cálculo de una división (bajo las condiciones descritas) de aproximadamente $5\mu s$ a $300ns$.

Una vez depurado el código, se logró reducir el tiempo total de cómputo de $980\mu s$ a $244\mu s$ (la cuarta parte del original) lo cual permitió aumentar la frecuencia de muestreo a $3840Hz$ mejorando así las ondas de referencia y el desempeño de la compensación en general. Con esta frecuencia se tiene un tiempo de muestreo de $260,4\mu s$ correspondiente a los flancos de subida mostrados en la onda de la figura 87 y donde se observa también, entre los cursores verticales, el tiempo de atención a la rutina de interrupción ($244\mu s$) que corresponde a los instantes en que la señal mostrada permanece en nivel alto ($3,3V$).

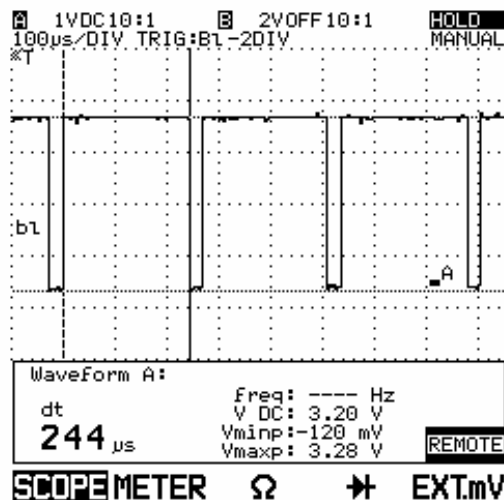


Figura 87. Tiempos de muestreo y de atención a la rutina de interrupción

Los tiempos logrados finalmente fueron:

- Adquisición de 4 señales (Conversión A/D): $2,5\mu s$
- Cálculo de la señal de referencia (Teoría PQ): $239,5\mu s$
- Envío de las 3 señales de referencia (Conversión D/A): $2,0\mu s$

Total en cómputo de la rutina de interrupción: $244\mu s$

Con la nueva frecuencia de muestreo de 3840Hz, las ondas compensatorias y la onda de corriente que genera la fuente (figura 88) se mejoran ostensiblemente en comparación con las resultantes al muestrear a 960Hz.

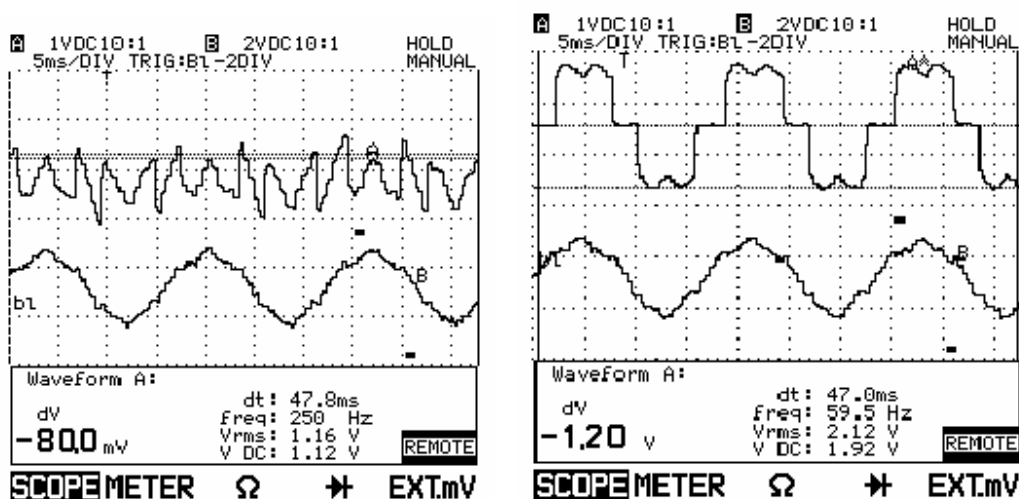


Figura 88. Resultados mejorados de la compensación con muestreo de 3840Hz.

Se aprecia en la onda inferior de esta figura la corriente suministrada por la red, la cual tiene una forma casi sinusoidal y viene a ser la unión de la corriente de la carga (superior derecha) con la corriente compensatoria (superior izquierda) generada por el filtro activo.

En la ampliación dada en la figura 89 se aprecia como la forma de onda de la corriente de compensación (inferior) complementa la onda de la corriente de carga (superior) con lo que le falta para que esta última para que sea sinusoidal.

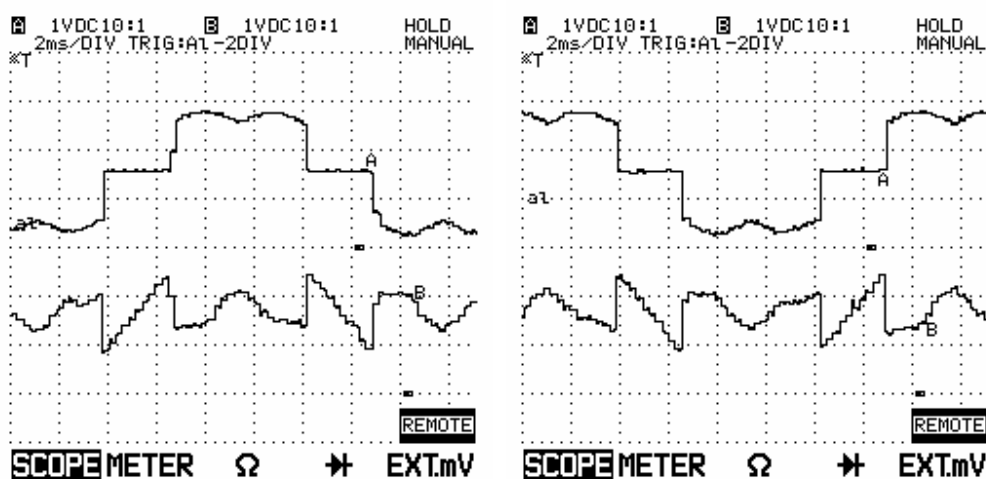


Figura 89. Detalles del proceso de compensación de corriente

En la siguiente sección se medirá la eficacia de esta compensación al hallar los espectros armónicos de cada una de estas ondas.

6.3 ANÁLISIS ARMÓNICO

En las figuras 90 a 94 se muestran las 3 ondas de corriente involucradas en la compensación y su espectro armónico respectivo.

En primer lugar se observa en la figura 90 la corriente a la entrada del rectificador trifásico y su respectivo espectro armónico.

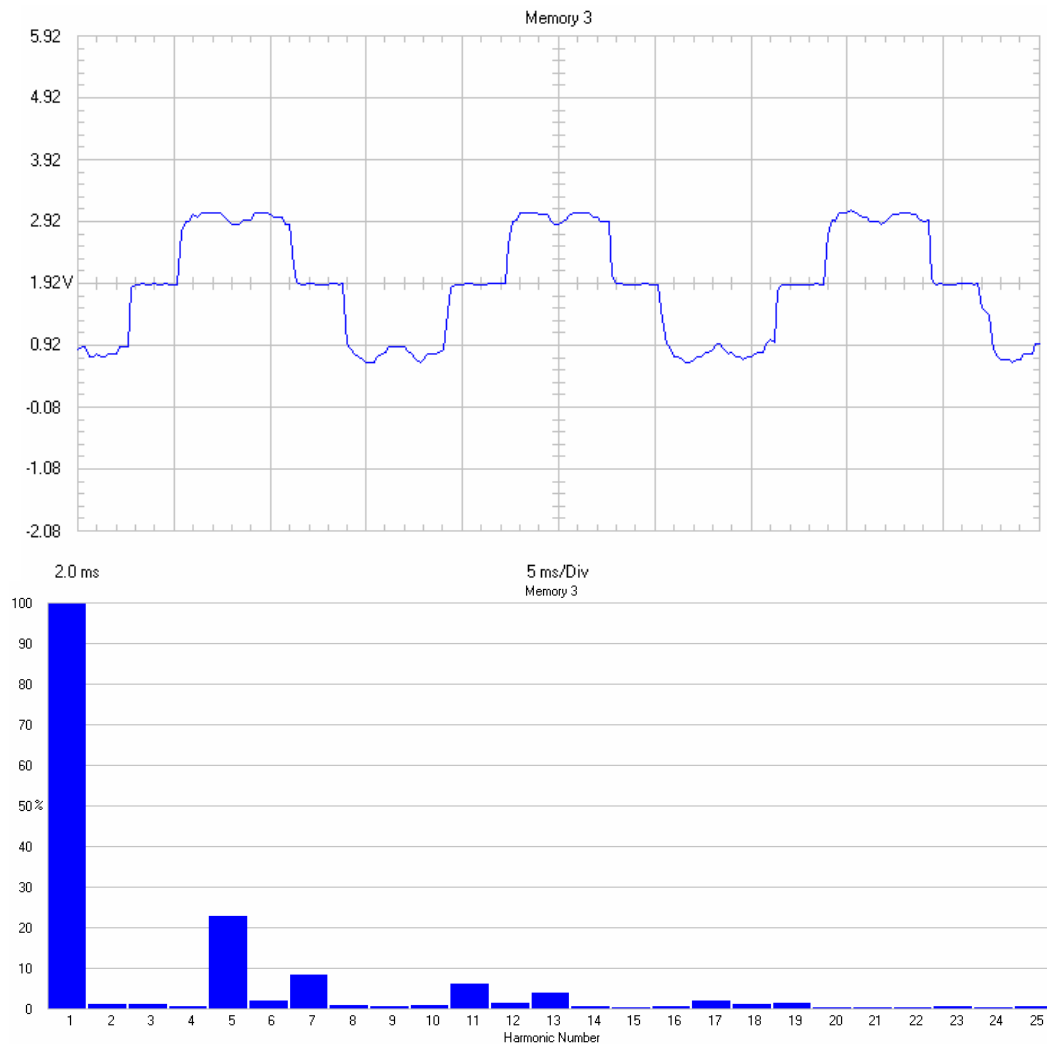


Figura 90. Corriente solicitada por la carga (IL) y su espectro armónico

Se observa que los armónicos de mayor magnitud en la carga son el quinto y séptimo seguidos por el 11avo y 13avo. También aparece una pequeña componente del sexto armónico, debida a la asimetría de en la conmutación de los seis diodos del puente rectificador.

En las figuras 91 y 92 se observan los primeros resultados de compensación obtenidos con la frecuencia de muestreo (f_s) inicialmente lograda de 960Hz. Seguidamente en las figuras 93 y 94 se muestran los resultados finales de compensación obtenidos con la frecuencia de muestreo (f_s) de 3840Hz.

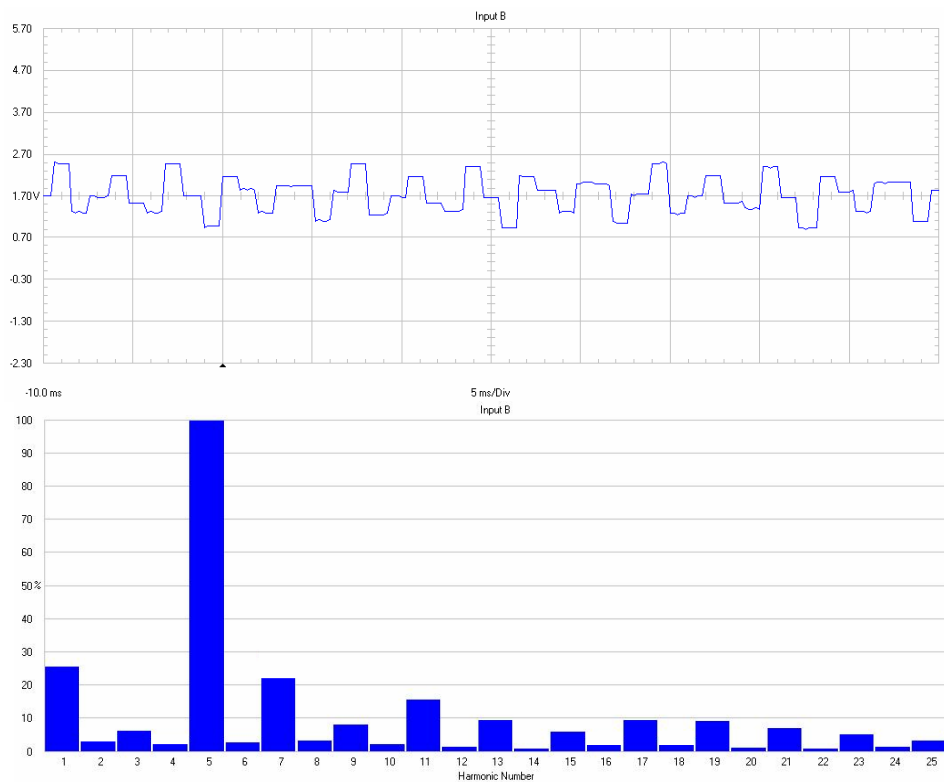


Figura 91. Corriente de compensación (I_c) y su espectro armónico, $f_s=960\text{Hz}$

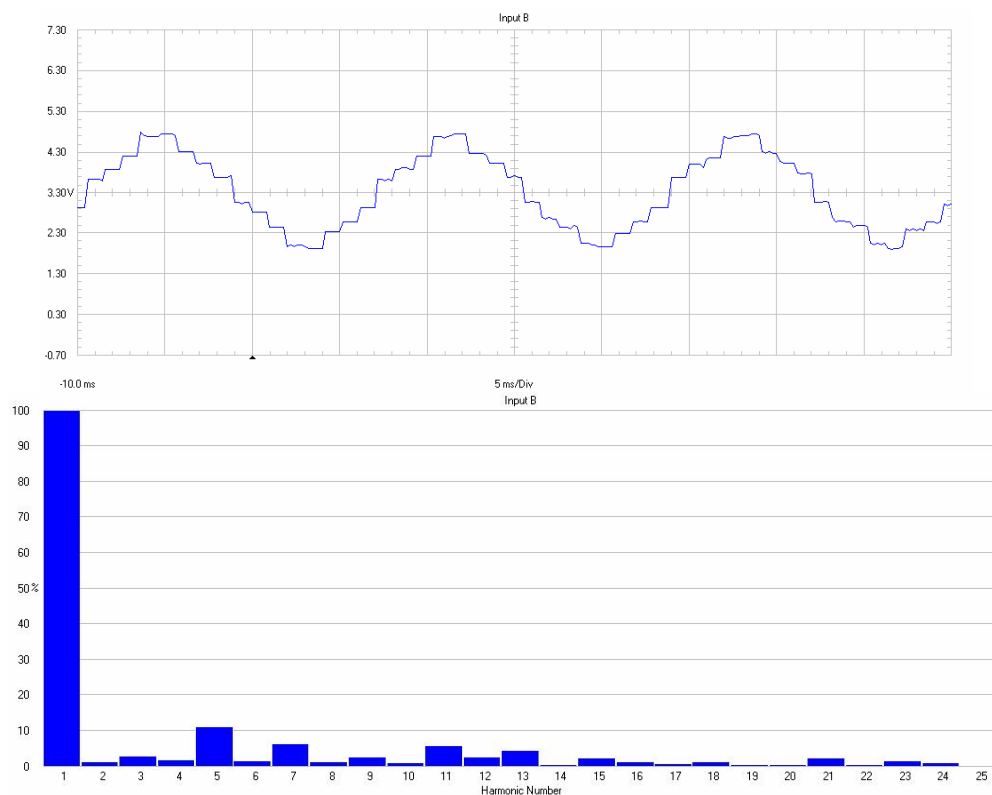


Figura 92. Corriente generada por la fuente eléctrica (I_f) y su espectro armónico, $f_s=960\text{Hz}$

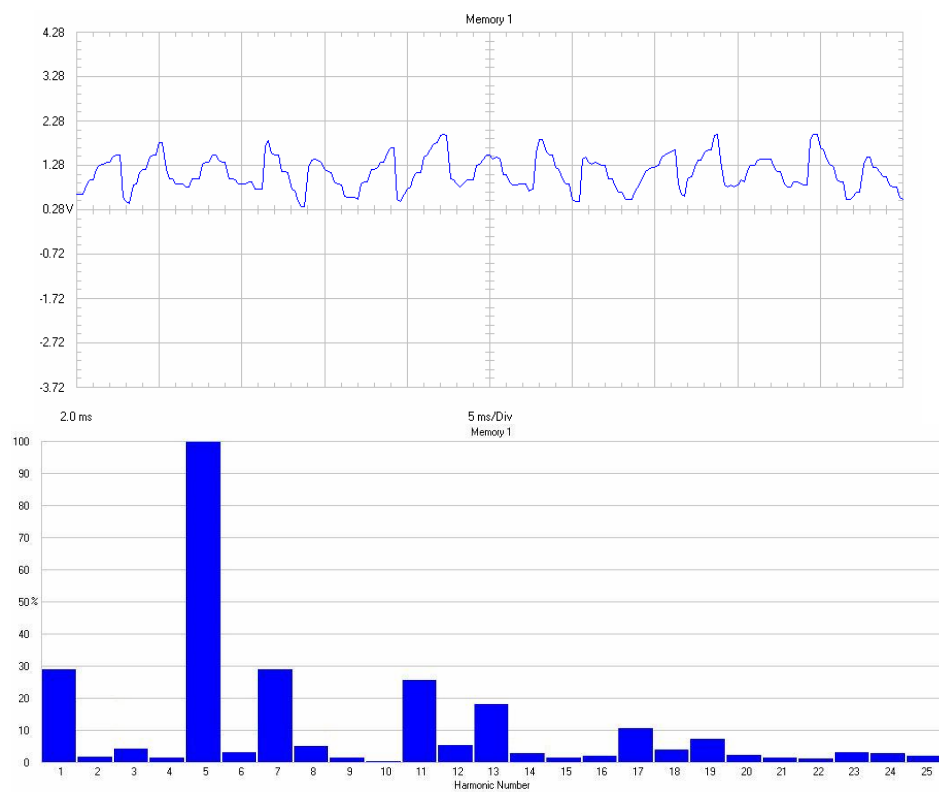


Figura 93. Corriente de compensación (I_c) y su espectro armónico, $f_s=3840\text{Hz}$

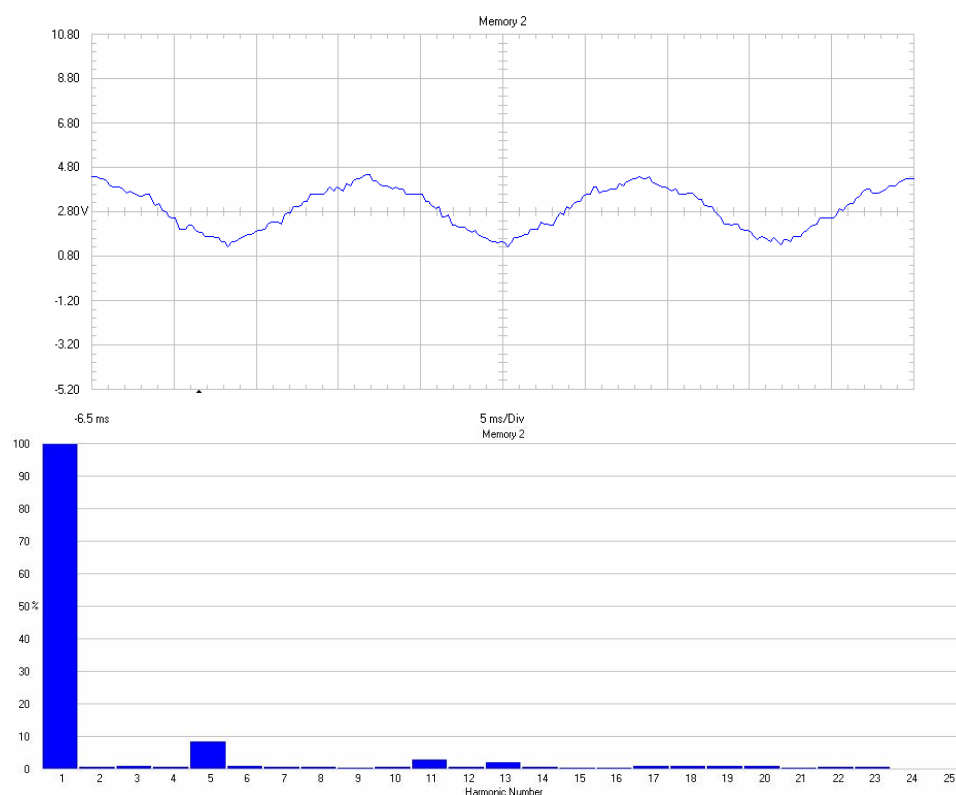


Figura 94. Corriente generada por la fuente eléctrica (I_f) y su espectro armónico, $f_s=3840\text{Hz}$

En primer lugar, analizando la corriente de compensación para ambas frecuencias (figuras 91 y 93) se observa que está compuesta principalmente por los mismos armónicos de la corriente de carga (figura 90) en una magnitud proporcional a su presencia. Se observa también que esta corriente de compensación inyecta una pequeña componente fundamental, la cual está relacionada con el consumo de potencia activa propio del puente inversor del filtro activo. Además, se ve la presencia de pequeñas componentes de armónicos tanto pares como impares producidos por asimetrías propias de la conmutación del puente inversor y por los retardos propios del algoritmos de compensación. Finalmente, se resalta que la mayor definición en la forma de onda de esta corriente de compensación se obtiene con la mayor frecuencia de muestreo (3840Hz) como es de esperarse.

En segundo lugar, observando la corriente que tiene que generar la fuente para ambas frecuencias (figuras 92 y 94), se detalla que ésta tiene una forma cercana a ser sinusoidal al haber experimentado una disminución de la magnitud de todos los armónicos gracias al filtro activo. Nótese también que el quinto armónico resulta siendo el más alto en ambos casos pero con la mayor frecuencia de muestreo se obtuvo mayor disminución de su magnitud.

En la tabla 14 se resumen los armónicos más significativos de la corriente generada por la fuente con y sin la conexión del filtro activo de potencia y según la frecuencia de muestreo (fs) empleada durante la prueba.

Tabla 14. Componentes de la corriente generada por la fuente.

Armónico I_n <i>en la Fuente</i>	SIN FILTRO ACTIVO		CON FILTRO ACTIVO fs = 960Hz		CON FILTRO ACTIVO fs = 3840Hz	
	% (I_n / I_1)	Corriente A	% (I_n / I_1)	Corriente A	% (I_n / I_1)	Corriente A
Fundamental I_1	100 %	8.70	100%	9.00	100%	9,00 A
5	22,8%	1.98	11,5%	1.04	8,4%	0,75 A
7	8,4%	0.73	6,7%	0.60	0,6%	0,05 A
11	6,0%	0.52	5,5%	0.50	2,5%	0,24 A
13	3,9%	0.34	3,4%	0.31	2,0%	0,18 A
17	2,0%	0.17	1,6%	0.14	0,9%	0,08 A
6	1,9%	0.16	1,5%	0.13	0,8%	0,07 A
19	1,5%	0.13	1,2%	0.11	0,8%	0,07 A
12	1,3%	0.11	1,1%	0.10	0,7%	0,10 A
2	1,2%	0.10	1,1%	0.10	0,9%	0,09 A
3	1,0%	0.09	1,0%	0.09	0,9%	0,09 A
18	1,0%	0.09	0,9%	0.08	0,7%	0,06 A
DAT _I	25,70%	--	15.20%	--	9,25%	--

La distorsión armónica total en corriente (DAT_I) se calculó con la siguiente definición:

$$DAT_I = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{25} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{25} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (6.1)$$

Para contrastar estos resultados con las normas europeas IEC y las americanas IEEE debe recordarse que las primeras limitan la magnitud de la corriente para cada armónico (columna de magnitudes en la tabla 14) , mientras que las segundas trabajan con el índice DAT_i donde están involucrado todo el espectro (columna de porcentajes de la tabla 14).

Según la norma IEC 61000-3-2 el rectificador trifásico por ser una carga balanceada pertenece a las llamadas cargas Clase A, en las cuales la corriente admisible por armónico está limitada a la tabla 1 que por comodidad se vuelve a exponer a continuación en la tabla 15.

Tabla 15. Corriente admisible para equipos balanceados menores de 16A por fase según IEC

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible (A)
Armónicos impares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Armónicos pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

Se observa que el rectificador conectado sin filtro no cumple esta norma IEC principalmente por la magnitud de su quinto armónico, en cambio, al conectarle el filtro todas las magnitudes de corriente quedan por debajo de los límites de la norma.

Por otro lado, la norma IEEE-519 establece que la distorsión armónica total (DAT_i) debe ser inferior al 5% y el filtro activo, aunque lo redujo casi la tercera parte, aún queda en 9,25% debido principalmente al quinto armónico. Sin embargo, la norma IEEE-519 establece que el límite del 5% es con base a la corriente de corto-circuito de la acometida que suministra la energía eléctrica a la carga. En el banco de laboratorio la acometida tiene un corta-circuitos de 20A y la carga está utilizando solo 9,0A lo cual es un 45% de la carga nominal de esta acometida. Esto conlleva a que la distorsión en corriente del 9,25% en relación a la corriente fundamental en la carga se convierta en distorsión en corriente de 4,16% en relación a la capacidad total de la acometida, lo cual está dentro del límite del 5% que establece esta norma.

En Colombia aún no existe legislación que limite la distorsión en corriente y actualmente la CREG y el ICONTEC debate qué norma adaptar para el caso colombiano. Hasta ahora solo existe la resolución 024 de 2005 de la CREG que está enfocada a limitar la distorsión y fenómenos en la tensión de la red y hacer definiciones de las diversas perturbaciones de la red.

A continuación se muestra una fotografía del banco de trabajo donde se realizaron las pruebas del prototipo.

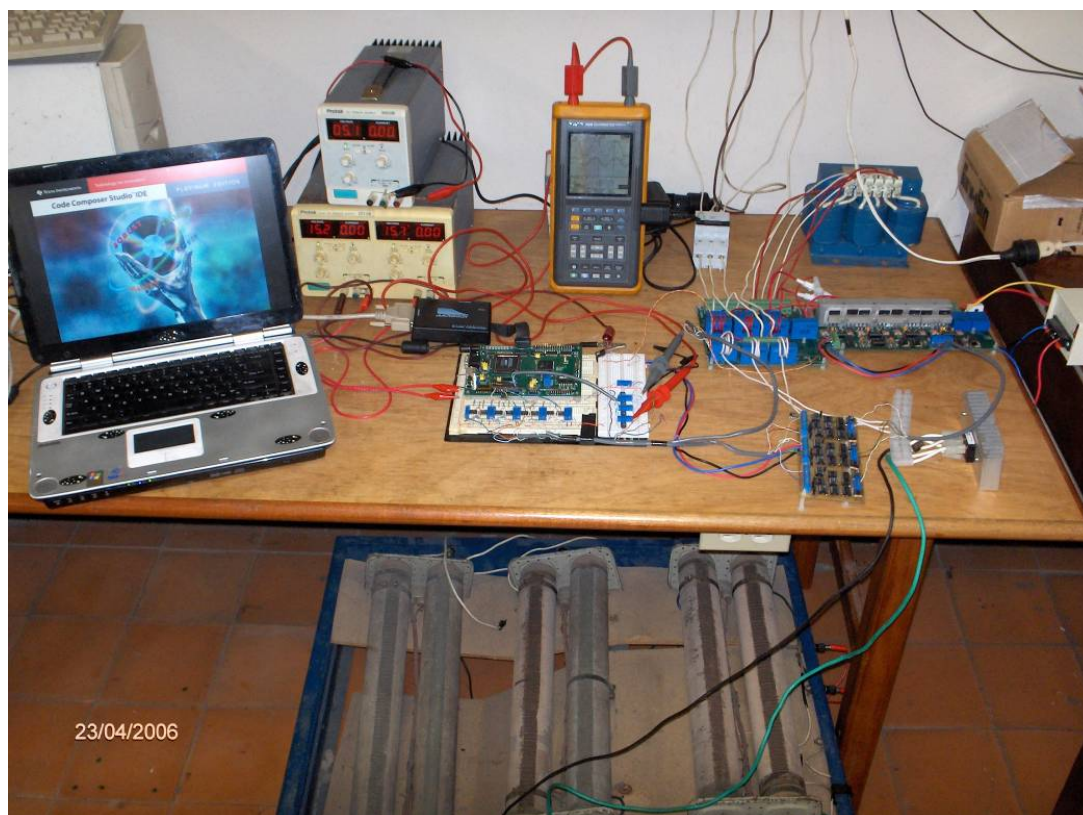


Figura 95. Fotografía del banco de pruebas del prototipo del filtro activo de potencia

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

De la investigación y el trabajo realizado se extraen las observaciones y conclusiones que a continuación se presentan.

La calidad de la energía eléctrica de un sistema describe y valora las formas de onda de tensión y corriente en el mismo con el objetivo de establecer si el funcionamiento de un sistema eléctrico es compatible con los diferentes equipos y sistemas que se conecten a él. El ámbito de la calidad de la energía eléctrica abarca desde el estudio y medida de las causas y efectos de las perturbaciones electromagnéticas, hasta el diseño de medidas mitigadoras de las mismas.

Aunque existen sistemas universales que permiten alcanzar unos niveles óptimos de calidad de la energía eléctrica tanto en el lado del suministrador, como del consumidor, su costo es hoy día muy elevado. Encontrar una solución óptima a cada problema requiere un estudio técnico particularizado.

Los filtros pasivos de armónicos de corriente, aunque no consiguen resultados óptimos, son una solución económica. Su utilización debe ir acompañada de un estudio pormenorizado de la instalación, y no se puede garantizar su efectividad ante condiciones cambiantes en la red y se reducen sus prestaciones con el envejecimiento de sus partes. En algunos casos particulares, la instalación de filtros pasivos puede llegar a ocasionar problemas en la red, especialmente si se presentan fenómenos de resonancia.

Los filtros activos presentan excelentes prestaciones en el acondicionamiento de tensiones y corrientes. Mediante estos sistemas, no sólo se consigue reducir las perturbaciones armónicas de la red con un elevado ancho de banda y gran velocidad de respuesta, sino que también es posible actuar sobre las componentes de tensión y corriente de frecuencia fundamental, ofreciendo prestaciones adicionales como son el equilibrado de las fases y la compensación de los huecos de tensión y otras perturbaciones de la red eléctrica.

Los filtros híbridos (unión de pasivos con activos) son una solución efectiva y relativamente económica al problema de la polución armónica, sobre todo en aplicaciones de gran potencia. Estos filtros aprovechan las ventajas de los filtros pasivos y activos para el acondicionamiento de armónicos, obteniéndose sistemas con una buena respuesta en frecuencia de régimen permanente y utilizando dispositivos electrónicos de potencia convencionales.

Con este trabajo de investigación se ha creado el primer prototipo de un filtro activo trifásico en el país, lo que abre una nueva línea de investigación en el diseño de soluciones activas que mitiguen las perturbaciones del sistema eléctrico. Esto complementará los diseños basados en soluciones pasivas, tema sobre el cual ya se cuenta con buena experiencia.

El desarrollo del filtro activo fue un trabajo interdisciplinario que reunió conceptos de electrónica de potencia, circuitos analógicos, circuitos de medición y acondicionamiento, lógica digital; por otro lado, conceptos de software, arquitectura y programación de DSP's, tratamiento digital de señales, optimización de algoritmos, etc.; y a su vez tópicos de calidad de la energía eléctrica como índices de distorsión armónica y normas internacionales sobre armónicos en sistemas de potencia. Todo esto para crear un conjunto de hardware y software, que funcionando simultáneamente, permitió cumplir con los objetivos propuestos en la investigación.

En cuanto al hardware implementado se concluye lo siguiente:

- Se diseñó y elaboró un puente inversor trifásico de cuatro columnas que superó el objetivo inicial de tres columnas, permitiendo así la futura implementación de aplicaciones de filtrado activo para sistemas de cuatro hilos.
- Se elaboró una tarjeta de control de corriente basada en modulación por histéresis la cual permite el control en corriente del puente inversor generando los pulsos de disparo para la conmutación del inversor.
- El puente inversor fue diseñado con IGBT's de 40A y 600V determinándose una capacidad de compensación de 7,6kVA, superior al objetivo inicial propuesto de 5kVA. Permitiendo compensar cualquier carga trifásica cuya corriente total por fase no supere 50A y que tenga un contenido armónico de corriente que no supere los 20 A.
- El inversor construido responde adecuadamente en el rango de operación diseñado (20kHz) y presentó un retardo de propagación de aproximadamente $2.5\mu\text{s}$, este tiempo es aceptable tanto para aplicaciones de control de velocidad como para filtrado activo de potencia donde este retardo junto con el de los algoritmos de cálculo definen el tiempo de respuesta total del filtro activo. En este caso, el tiempo de propagación del inversor equivale apenas a aproximadamente el 1% del tiempo total de retardo del filtro activo.
- Se determinó en las pruebas realizadas un "tiempo muerto" entre las señales complementarias de disparo de una columna de aproximadamente $1.8\mu\text{s}$ en el flanco ascendente y $2\mu\text{s}$ en el descendente. Estos tiempos previenen fallas de corriente por encendido simultáneo de los dos IGBT's pero a su vez limitan el ancho de pulso mínimo permitido que de acuerdo a las pruebas realizadas resultó de $4\mu\text{s}$.
- Los circuitos integrados empleados en el diseño del inversor permitieron un diseño rápido, compacto y seguro pues con pocos elementos externos se implementó el aislamiento, el perfilado de las ondas y el circuito de disparo de los IGBT's. Las pruebas mostraron el buen desempeño del diseño y se dejaron documentadas las características y el comportamiento del inversor construido para futuras aplicaciones.

En lo referente al diseño del software y algoritmos de control resaltan las siguientes conclusiones:

- El control del filtro activo estuvo comandado por la plataforma de evaluación de Texas Instruments TMS320LF2407 trabajando a 40MHz, que junto con su entorno de programación llamado *Code Composer* permitieron elaborar el software de control.
- La tarjeta de desarrollo con su DSP, tienen incorporados todos los periféricos necesarios para el control, que consisten principalmente en el conversor A/D, el conversor D/A y temporizadores, esto facilitó el diseño y es un factor importante a la hora de escoger la plataforma sobre la cual se va a desarrollar una aplicación de esta índole.
- Se implementó la teoría p-q en el dominio del tiempo para el cálculo de las corrientes de compensación. Aunque las teorías en el dominio de la frecuencia (Fourier) permiten caracterizar el consumo de la carga en forma muy precisa, no constituyen una base eficiente para el control en tiempo real de filtros activos pues sus elevados tiempos de cálculo exigen plataformas con frecuencias superiores a 100MHz y núcleo de coma flotante.
- El software principal fue desarrollado en lenguaje C y tiene unas rutinas en lenguaje ensamblador para las transformaciones Clarke y la conversión A/D. El tamaño total del programa con sus bibliotecas no supera los 12kb.
- El tiempo de cómputo de un ciclo del programa dura aproximadamente $244\mu\text{s}$ que sumados a los $2.5\mu\text{s}$ propios del puente inversor y adicionando los retardos de las sondas ($5\mu\text{s}$) y los circuitos análogos, se puede concluir que el filtro activo implementado tiene un retardo de aproximadamente $260\mu\text{s}$ lo cual es un 1.6% del tiempo período de un sistema a 60Hz.

El filtro activo implementado presentó buenos resultados de compensación de armónicos de corriente al reducir la distorsión armónica de un rectificador con carga inductiva casi a su tercera parte (25,7% a 9,25%) y de ajustar la corriente generada por la fuente trifásica dentro de los límites dados por la norma IEC 61000-3-2. Las ondas de corriente en la carga y en la fuente junto con sus espectros se muestran en la figura 92.

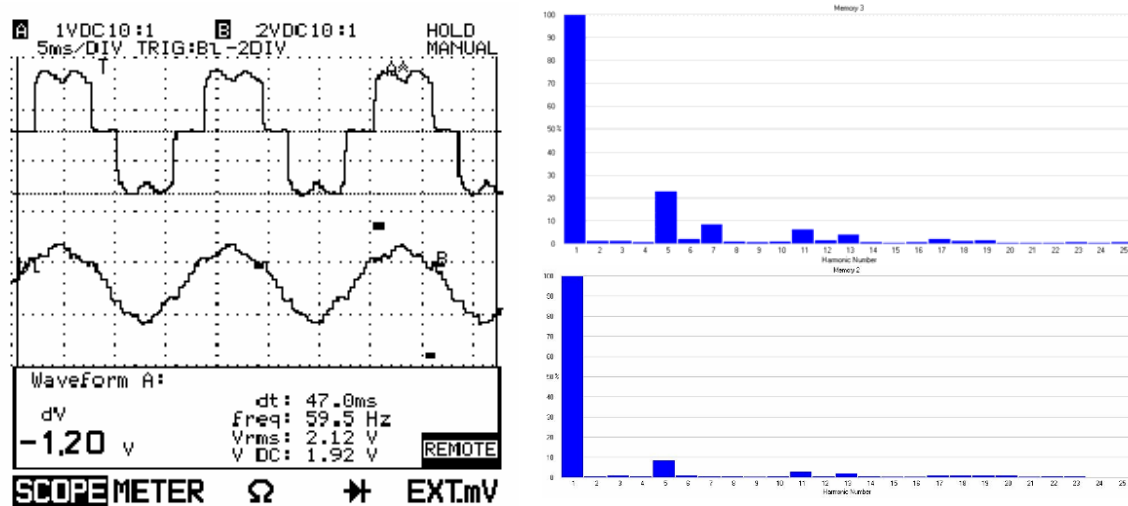


Figura 96. Resultados de compensación de corriente logrados con el filtro activo.

Como recomendaciones y ampliaciones del presente trabajo se propone lo siguiente:

La aplicación del método propuesto al control de filtros activos de potencia tipo serie para compensar distorsiones en tensión.

El estudio y control de topologías de inversores multinivel que permitirán alcanzar mayores niveles de tensión de trabajo y además mejoran la calidad de la compensación.

Para futuros diseños comerciales se recomienda el empleo de dispositivos o módulos compactos para los transistores de potencia, los cuales reducirán significativamente el tamaño de la tarjeta.

Dado que inicialmente se obtuvieron resultados con frecuencia de muestreo de 960Hz, los cuales fueron mejorados ostensiblemente al depurar el código y elevar la frecuencia de muestreo a 3840Hz pues las ondas compensatorias quedaban mejor definidas y el retardo del código era menor que el inicial. Esto permite decir que si se emplean plataformas de cómputo de mayores velocidades y se logran mayores frecuencias de muestreo se pueden mejorar aún más los resultados de la compensación obtenidos hasta el presente.

La teoría $p-q$ propuesta por Akagi resulta de utilidad en sistemas trifásicos de tres hilos. Sin embargo, la extrapolación de la misma para el control de filtros activos de corriente en sistemas trifásicos de cuatro hilos, da lugar que las corrientes resultantes en el lado de fuente no sean las óptimas. Por tanto, se requiere el estudio de otras técnicas como la teoría del marco de referencia sincrónico (SFR) y la teoría $p-q$ extendida para abordar sistemas de distribución.

Finalmente, la inclusión en la red de filtros activos basados en electrónica de potencia, además de atenuar las perturbaciones, permite un control en tiempo real de las tensiones en los

embarrados y del flujo de potencia en las líneas, lo cual da lugar a los modernos sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS) tema sobre el cual se puede incursionar utilizando el hardware implementado en este trabajo de investigación.

Como aportes del trabajo de investigación resalta lo siguiente:

- Se dejaron establecidos los fundamentos teóricos que enmarcan la tecnología de los filtros activos de potencia y a su vez quedaron respaldados con la implementación práctica de un prototipo.
- Como base del trabajo interdisciplinario se generaron y codirigieron dos proyectos de pregrado; uno destinado a la elaboración del puente inversor [34] y el segundo encaminado al estudio de técnicas para el control de corriente y desarrollo de los circuitos de medición y acondicionamiento [40].
- El desarrollo de la investigación ayudó a la formación profesional de su autor al poner en el terreno práctico muchos conceptos y afrontar las dificultades que se iban presentando en el transcurso de la implementación. A su vez generó gran motivación con los resultados obtenidos y la posibilidad de publicarlos a la comunidad científica.
- Los trabajos realizados para el desarrollo de esta investigación dieron lugar a dos publicaciones en el Tercer Simposio Internacional de Calidad de la Energía Eléctrica tituladas: “Una Revisión de los Filtros Activos de Potencia Para Mejorar la Calidad de la Energía Eléctrica” y “Compensación de Armónicos de Corriente con Filtros Activos Controlados por DSP”. Simposio en cual la Universidad Industrial de Santander fue la única en presentar el desarrollo de un prototipo real sobre el tema, y que incentivó los buenos comentarios por parte de la comunidad académica y el comité científico que evaluó inicialmente las publicaciones.

Aunque actualmente existe un amplio desarrollo en este campo en los países industrializados como Japón y Estados Unidos, en los próximos años tendrán que aplicarse estas nuevas técnicas de compensación en el país. Día a día se han venido implantando más normas para limitar las perturbaciones eléctricas y aumentar los niveles de seguridad del sistema eléctrico colombiano y seguramente, los filtros activos de potencia en cualquiera de sus modalidades, tomarán parte en ese futuro panorama del sistema eléctrico nacional.

REFERENCIAS

- [1] IEEE Std. 519-1992: *IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems*. IEEE, 1992.
- [2] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality, 2nd edition*, New York: McGraw Hill, 2002
- [3] A. Nabae, "Enviromental issues and power electronics," in *Proc. IEEE ISIE'2000*, July 2000, pp. PL1-PL5
- [4] IEEE Standards Development: *Working Groups on Power Quality and Power Systems*, in website <http://grouper.ieee.org/groups/index.html>.
- [5] IEC Electromagnetic Compatibility: *EMC Zone*, in website <http://www.iec.ch/zone/emc/>.
- [6] Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 2: *Limits for harmonics current emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase)*, IEC-61000-3-2, 1997.
- [7] T. Tanaka, N. Koshio, H. Akagi, and A. Nabae, "Reducing supply current harmonics," *IEEE Ind. App. Magazine*, vol. 4, pp. 31-37, Sept.-Oct. 1998.
- [8] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active ac power filters," in *Proc. IEEE Ind. App. Ann. Meeting*, vol. 19-c, 1976, pp. 529-535.
- [9] B. Sing, K- A'-Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [10] H. Rudnick, J. Dixon. "Delivering clean and pure power". IEEE Power & Energy Magazine. Sep/Oct 2003
- [11] L. Moran, P. Werlinger, J. Dixon, and R. Wallace, "A series active power filter which compensates current harmonics, voltage unbalance simultaneously," in *Proc. IEEE PESC'95*, 1995, pp. 222-227.
- [12] Brando G. "A comparison between some control algorithms of parallel ative filtering" IEEE 2002
- [13] J. H. Xu, C. Lott, S. Saadate, and B. Davat, "Compensation of AC-DC converter input current harmonics using a voltage-source active power filter," in *Conf. Rec. EPE Conf.*, 1993, pp. 233-238.
- [14] M. X. Wang, H. Pouliquen, and M. Grandpierre, "Performance of an active filter using PWM current source inverter," in *Conf. Rec. EPE Conf.*, 1993, pp. 218-223.
- [15] Malesani Lugo. "Comparison of current control techniques for active filter applications" *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 45, pp. 722-729, Oct 1998.
- [16] P. T. Cheng, S. Bhattacharya, and D. M. Divan, "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications," in *Proc. IEEE APEC'96*, 1996, pp. 911-917.

- [17] C. K. Lee, J. S. K. Leung, S. Y. R. Hui, H. S. -H. Chung, "Circuit-level comparison of STATCOM technologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 1084 - 1092, July 2003.
- [18] Q. Yu, P. Li, W. Liu, and X. Xie, "Overview of STATCOM technologies", in *Proc. IEEE Int. Conf. Elect. Utility Dereg. Restruct. And Power Tech. (DRPT'2004)*, vol. 2, 2004, pp. 647-652.
- [19] K. K. Sen, "SSSC-static synchronous series compensator: theory, modelling, and application", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 13, pp. 241-246, Jan. 1998.
- [20] S. Lee, H. Kim, S. -K. Sul, and F. Blaabjerg, "A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 814 - 827, May 2004.
- [21] Chang Gary. "A comparative study of active power filter reference compensation approaches" Taiwan IEEE 2002.
- [22] W. M. Grady, M. J. Samotyj, and A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 5, pp. 1536–1542, July 1990.
- [23] H. L. Jou, "Performance comparison of the three-phase active power-filter algorithms," *Proc. IEE Generation, Transmission, Distribution*, vol. 142, no. 6, pp. 646–652, Nov. 1995.
- [24] S. Mariethoz, A. Rufer, "Open Loop and Closed Loop Spectral Frequency Active Filtering." *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 17, No. 4, July 2002
- [25] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 625–630, May/June 1984.
- [26] Czarnecki L. "On some misinterpretations of the p-q theory". *IEEE Trans. on Power Electronics* 2003.
- [27] H. Akagi, "New trends in active filters for improving power quality" *Proc. IEEE PEDES'96*, 1996, pp. 417–425
- [28] Brij N. Singh. "Sliding Mode Control Technique for Indirect Current Controlled Active Filter" *IEEE Vol. IA-03* , pp. 51-58, 2003
- [29] Mantz, R.J., Puleston, P.F., De Batista, H.: "Controlador de Estructura Variable por Modo Deslizante con Acción Integral". XVI Jornadas de Ingeniería Eléctrica. Vol. 16. Quito, Ecuador. Diciembre de 1995, pp. 102-108.
- [30] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tamasin, "High-performance hysteresis modulation technique for active filters," in *Proc. IEEE APEC'96*, 1996, pp. 939–946.
- [31] Singh, B.N., Chandra, A., and Al-Haddad, K., "Performance Comparison of Two Current Control Techniques Applied to an Active Filter", 8th International Conf. on Harmonics and Quality of Power, October 14-16, 1998, Athens, Greece.
- [32] S. G. Jeong and M. H. Woo, "DSP based active power filter with predictive current control," in *Proc. IEEE IECON'95*, 1995, pp. 645–650.

- [33] L. Malesani, P. Mattavelli E S. Buso, "Dead-Beat Current Control For Active Filters", IEEE, IECON 98, Aachen, Alemanha, Sept./1998, pp. 1859-1864.
- [34] Jairo Espinosa Diaz, Jose Alexander Bohórquez. "Puente Inversor: Diseño Y Construcción de un Puente Inversor Trifásico de Baja Tensión y Propósito General." Proyecto de grado para optar por el título de Ing. Electrónico. UIS, 2004.
- [35] David M. Brod y Donald Novotny. "Current Control of VSI-PWM inverters". IEEE Vol IA-21, No. 4, 1985
- [36] S.J. Chiang y J.M. Chang. "Design and implementation of the parallelable active power filter" IEEE meeting, pp 406-411, 1999.
- [37] TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide. Texas Instrument.
- [38] TMS320C2xx/C24x Code Composer User's Guide. Texas Instruments.
- [39] Oscar Leonardo Quintero. "Prototipo de Unidad de Procesamiento basada en DSP para un Monitor de la Calidad de la Energía Eléctrica". Proyecto de grado para optar por el título de Ing. Electrónico. UIS, 2004
- [40] Claudia Liliana Pacheco, Christian Mauricio Navas. "Filtro Activo. Control en Modo Corriente del Puente Inversor Trifásico". Tesis en curso, UIS, 2006

BIBLIOGRAFÍA

AKAGI, H.; TSKAMOTO, Y. and NABAE, A. Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters. Transactions on Industry Applications [CD-ROM]. Vol. 26, No. 1 (jan-feb, 1990). Available from IEEE 1990.

AKAGI, Hirofumi; KANAZAWA, Yoshihira and NABAE, Akira. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. International Power Electronics Conference [CD-ROM]. (1983). Available from IEEE 1983.

AKAGI, Hirofumi; KANAZAWA, Yoshihira and NABAE, Akira. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. Transactions on Industry Applications [CD-ROM]. Vol IA-20, No. 3 (may, 1984). Available from IEEE 1984.

ALMANZA M., Yesid y HERNÁNDEZ T., Ahicardo. Armónicos : Análisis general de filtros pasivos. Bucaramanga, 2000. 150 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electricista). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

AREDES, Mauricio and MONTEIRO, Luis F. A comparative analysis among different control strategies for shunt active filters. Rio de Janeiro, 2000. Federal University of Rio de Janeiro. Electrical Engineering Department.

AREDES, Mauricio and MONTEIRO, Luis F. A control strategy for shunt active filter. Rio de Janeiro, 2001. Federal University of Rio de Janeiro. Electrical Engineering Department.

AREDES, Maurício and WATANABE, Edson H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. Transactions on Power Delibery [CD-ROM]. Vol. 10, No. 3 (jul, 1995). Available from IEEE 1995.

AREDES, Maurício; HAFNER, Jurgen and HEUMANN, Klemens. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. Transactions on Power Electronics [CD-ROM]. Vol. 12, No. 2 (mar, 1997). Available from IEEE 1997.

ARRILLAGA, J.; BRADLEY D., A. and BODGER, P. Power system harmonics. Editorial John Wiley & sons, 1986. 230 p.

BHATTACHARYA, S. and DIVAN, D. Synchronous Frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. Industry Applications Conference [CD-ROM]. Vol. 3 (1995). Available from IEEE 1995.

BONIFACIO, G., *et al.* A new DSP controlled shunt active filter for non ideal supply conditions. Power Electronics Especialists Conference [CD-ROM]. Vol. 1 (2000). Available from IEEE 2000.

BONIFACIO, G., *et al.* A new high performance shunt active filter based on digital control. Power Engineering Society Winter Meeting [CD-ROM]. Vol. 4 (2000). Available from IEEE 2000.

CÁRDENAS G., Carlos y JIMENEZ M., Marlon. Armónicos : Análisis general de filtros activos. Bucaramanga, 1999. 120 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electricista). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

CLARKE, Edith. Circuit analysis of AC power systems. 9 ed. New York : John Wiley & Sons, 1965. Vol. 1.

CZARNECKI, L. S. A time-domain approach to reactive current minimization in nonsinusoidal situations. Transactions on Instruments and Measurements [CD-ROM]. Vol. 39 (sep, 1991). Available from IEEE 1991.

_____. New power theory of the 3-phase non-linear asymmetrical circuits supplied from nonsinusoidal voltage sources. Transactions on Instruments and Measurements [CD-ROM]. Vol. 39 (oct, 1990). Available from IEEE 1990.

_____. What is wrong with the Budeanu concep of reactive and why it should be abandoned, Transactions on Instruments and Measurements [CD-ROM]. Vol. 36 (Sept, 1987). Available from IEEE 1987.

DEPENBROCK, M. The FBD method : A generally applicable tool for analyzing power relations. Transactions on Power Systems [CD-ROM]. Vol. 8 (may, 1993). Available from IEEE 1993.

FERRERO, A. and SUPERTI-FURGA, G. A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions. Transactions on Instruments and Measurements [CD-ROM]. Vol. 40 (jun, 1991). Available from IEEE 1991.

GRANADOS, Expedito. Armónicos: Prototipo de un generador de armónicos de tensión. Bucaramanga, 2002. 125 p. Trabajo de investigación (Magíster en Potencia Eléctrica). Universidad industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

JARAMILLO Cesar, QUIROGA Oscar, “Compensación De Potencia No Activa Mediante el Uso de Filtros Híbridos en Sistemas Industriales”, directores: Gilberto Carrillo Caicedo, Leonardo Joya Pérez, Bucaramanga , UIS, 2004

LÍBANO, Fausto *et al.* Frequency characteristics of hybrid filter systems. Power Electronics Specialists Conference [CD-ROM]. Vol. 2 (1996). Available from IEEE 1996.

LIN B., and YANG, R. Current harmonics elimination with a series hybrid active filter. International Symposium on Industrial Electronics [CD-ROM]. Vol. 1 (2001). Available from IEEE 2001.

NABAE, A., and TANAKA, T. A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits. Power Electronics Specialists Conference [CD-ROM]. Vol. 1 (1996). Available from IEEE 1996.

PENG, Fang Z.; AKAGI, Hirofumi and NABAE, Akira. A new approach to harmonic compensation in power systems : A combined system of shunt passive and series active filters. Transactions on Industry Applications [CD-ROM]. Vol. 26, No. 6 (nov-dec, 1990). Available from IEEE 1990.

PENG, Zheng F., and LAI, Sheng L. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. Transactions on Instrumentation and Measurement [CD-ROM]. Vol. 45, No. 1 (may-jun, 1996). Available from IEEE 1996.

PENG, Zheng F.; OTT, George W., and ADAMS, Don J. Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for 3-phase 4-wire systems. Power Electronics Specialists Conference [CD-ROM]. Vol. 2 (1997). Available from IEEE 1997.

PETIT S., Johann F., y USTARIZ F., Armando J. Análisis general de armónicos : Revisión de las definiciones de potencia. Bucaramanga, 1997. 150 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electricista). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

PETIT S, Johann F. Armónicos en sistemas de distribución : Compensación de la potencia ficticia con filtros predeterminados. Bucaramanga, 2000. 140 p. Trabajo de Investigación (Magíster en Potencia Eléctrica). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones.

PITTORINO L.A.; HORN A., and ENSLIN, J.H. Power theory evaluation for the control of an active power filter. AFRICON [CD-ROM]. Available from IEEE 1996.

RASHID, Muhammad. Electrónica de potencia : Circuitos, dispositivos y aplicaciones. 2 ed. México: Parson Educación, 1993. 702 p.

SAETIEO, S.; DEVARAJ, R., and TORREY, D. The desing and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control. Transactions on Industry Applications [CD-ROM]. Vol. 31, No. 5 (sep-oct, 1995). Available from IEEE 1995.

SINGH, B.; CHANDRA, A., and AL-HADDAD, K. A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation. Transactions on Power Systems [CD-ROM]. Vol. 13, No. 1 (feb, 1998). Available from IEEE 1998.

SINGH, B.; CHANDRA, A., and AL-HADDAD, K. Digital implementation of a new type of hybrid filter with simplified control strategy. Applied Power Electronics Conference and Exposition [CD-ROM]. Vol. 1 (1998). Available from IEEE 1999.

SINGH, B., *et al.* DSP based control method of active filter : Elimination of switching ripples. Applied Power Electronics Conference and Exposition [CD-ROM]. Vol. 1 (2000). Available from IEEE 2000.

TORREY, D., and AL-ZAMEI, M. Single-phase active power firtres for multiple nonlinear loads. Transactions on Power Electronics [CD-ROM]. Vol 10, No. 3 (may, 1995). Available from IEEE 1995.

USTARIZ Armando Jaime, "Armónicos En Sistema De Distribución: Metodología Integral De Análisis Y Diseño De Filtros Pasivos"; director: Gabriel Ordóñez Plata Bucaramanga, UIS, 2000

VAS, Peter. Vector control of AC machines. 2 ed. New York : Oxford Science Publications, 1994.

WILLEMS, Jacques L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. Transactions on Instrumentation and Measurement [CD-ROM]. Vol. 41, No. 4 (aug-sep, 1992). Available from IEEE 1992.

WOJCIAK, Paul F., and TORREY, David A. The desing and implementation of active power filters based on variable structure system concepts. Transactions on Industry Applications Society Annual Meeting [CD-ROM]. Vol. 1 (1992). Available from IEEE 1992.