

**ESTUDIO COMPARATIVO DE DOS TOPOLOGÍAS
DE FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN
SISTEMAS TRIFÁSICOS CON CARGAS NO
LINEALES DESBALANCEADAS**

Robert Andrés Castro
Víctor Alfonso Ruíz Loaiza

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
Facultad de ingenierías
Programa de Ingeniería Eléctrica
Pereira, 24 de noviembre de 2015



ESTUDIO COMPARATIVO DE DOS TOPOLOGÍAS DE FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN SISTEMAS TRIFÁSICOS CON CARGAS NO LINEALES DESBALANCEADAS

Robert Andrés Castro
Víctor Alfonso Ruíz Loaiza

Trabajo de grado presentado como requisito
parcial para optar al título de
Ingeniero Electricista

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
Facultad de ingenierías
Programa de Ingeniería Eléctrica
Pereira, 24 de noviembre de 2015



Nota de Aceptación

M.Sc Jesser James Marulanda Durango. Director

Jurado

Pereira, 24 de noviembre de 2015

Dedicatoria

A mi tía Tadis por su amor y apoyo incondicional, ya que gracias a ella pude culminar con satisfacción mis estudios, a mi familia por ser el motivo que me impulsa cada día a seguir adelante y nunca rendirme, y finalmente a Jenny Pupiles porque a pesar de las circunstancias siempre creyó en mí y en que podría alcanzar este logro.

Robert Andrés Castro

A Dios, quien me guió por el buen camino, a dar siempre lo mejor de mí y a tener fuerzas para enfrentar las adversidades. A mi familia que siempre estuvo presente, con sus consejos, apoyo incondicional, amor y ayuda en todo momento; contribuyeron a conseguir mis objetivos de una manera digna, fruto de mi empeño y dedicación.

Víctor Alfonso Ruíz Loaiza

ESTUDIO COMPARATIVO DE DOS TOPOLOGÍAS DE FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN SISTEMAS TRIFÁSICOS
CON CARGAS NO LINEALES DESBALANCEADAS

©Robert Andrés Castro

Víctor Alfonso Ruíz Loaiza

Director: M.Sc Jesser James Marulanda Durango

Pereira, 24 de noviembre de 2015

Programa de Ingeniería Eléctrica.

Universidad Tecnológica de Pereira

La Julita. Pereira(Colombia)

TEL: (+57)(6)3137122

www.utp.edu.co

Versión web disponible en: *http://recursosbiblioteca.utp.edu.co/tesis/index.html*

Agradecimientos

Queremos agradecer primeramente a Dios por bendecirnos y permitirnos llegar hasta aquí, a nuestras familias por brindarnos un apoyo incondicional y a todas aquellas personas que con su ayuda han colaborado de alguna manera en la realización de este trabajo.

De igual manera a todos los profesores de ingeniería eléctrica por su dedicación y entrega por el saber que enseñan y de los cuales aprendimos enormemente, y en especial al M.Sc Jesser James Marulanda director del presente proyecto de grado ya que sin su colaboración y disposición no hubiera sido posible realizar este trabajo. A todos ellos, muchas gracias y que Dios los bendiga.

Resumen

Se plantea la comparación de dos topologías de filtro activo de potencia bajo las mismas condiciones de operación, es decir; misma carga no lineal desbalanceada, iguales escenarios de tensión, iguales estrategias de control y modulación de la corriente. Se considera un APF trifásico con tres ramas y otro de cuatro ramas. Para el control de cada filtro se implementa tres diferentes estrategias de control; la teoría pq , la teoría pqr y el marco de referencia síncrono o teoría $dq0$ respectivamente. Para el caso de la modulación de la corriente del filtro se implementa el control por banda fija de histéresis en cada una de las dos topologías de filtro mencionadas anteriormente. Finalmente se realiza un análisis de los resultados obtenidos para cada uno de los métodos de control aplicados a cada topología por medio de simulación para un sistema de distribución de baja tensión.

Tabla de Contenido

Agradecimientos	iv
Resumen	v
Lista de figuras	5
Lista de tablas	7
1. INTRODUCCIÓN	8
1.1. Planteamiento del problema	9
1.2. Justificación	10
1.3. Objetivos	12
1.3.1. Objetivo General	12
1.3.2. Objetivos específicos	12
1.4. Estado del arte	12
1.5. Alcance	13
1.6. Estructura del trabajo de grado	14
2. MARCO TEÓRICO	15
2.1. Armónicos en el Sistema Eléctrico	15
2.1.1. Fuentes generadoras de armónicos	19
2.1.2. Efectos de los armónicos	20
2.1.3. Mitigación de armónicos	21
2.1.4. Normativa para el control de armónicos	22
2.2. Filtrado de Armónicos	25
2.2.1. Filtros pasivos	25
2.3. Filtros Activos de Potencia	27

2.3.1.	Estructura básica de un filtro activo de potencia	28
2.4.	Topologías de los Convertidores Estáticos	35
2.5.	Aspectos a Considerar en la Implementación de un Filtro Activo de Potencia Para la Mitigación de Armónicos	39
2.6.	Control de la Corriente de Inyección	39
2.6.1.	Control lineal de corriente	42
2.6.2.	Control adaptativo	42
2.6.3.	Control digital DeadBeat	42
2.6.4.	Control por histéresis	43
2.7.	Estimación de las Corrientes de Referencia	51
2.8.	Estrategias de Control de Filtros Activos	52
2.8.1.	Métodos de control en el dominio de la frecuencia	52
2.8.2.	Métodos de control en el dominio del tiempo	53
2.8.3.	Etapas para el control de un filtro activo	54
2.8.4.	Teoría de la potencia reactiva instantánea ($p-q$)	55
2.8.5.	Teoría $p-q-r$	65
2.8.6.	Sistema de referencia síncrono $d-q-0$	70
2.8.7.	Algoritmo de control basado en la teoría $d-q-0$	74
2.9.	Elementos Almacenadores de Energía	76
2.10.	Coltrol de la Tensión DC	76
3.	DISEÑO Y SIMULACIÓN	79
3.1.	Software de Simulación	79
3.2.	Modelos del Sistema de Potencia	80
3.2.1.	Estructura de la red	80
3.2.2.	Estructura de la carga	86
3.3.	Filtros Activos de Potencia	89
3.4.	Esquemas de las Teorías Empleadas para la Compensación de Armónicos	92
3.4.1.	Teoría de la potencia reactiva instantánea o teoía $p-q$	92
3.4.2.	Teoría $p-q-r$	93
3.4.3.	Marco de referencia síncrono o $d-q-0$	94
3.5.	Modulación de la Corriente de Inyección	95
3.6.	Resultados y análisis de resultados	98
3.7.	Resulatados obtenidos con el APF de 3 ramas	101
3.7.1.	APF de 3 ramas, teoría pq y tensión real	101
3.7.2.	APF de 3 ramas, teoría pq y tensión desbalanceada	104
3.7.3.	APF de 3 ramas, teoría pq y tensión balanceada distorsionada	106

3.7.4.	APF de 3 ramas, teoría pq y tensión desbalanceada distorsionada . . .	107
3.7.5.	APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión real	108
3.7.6.	APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión desbalanceada	109
3.7.7.	APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión balanceada distorsionada . . .	110
3.7.8.	APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión desbalanceada distorsionada . .	111
3.7.9.	APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión real	112
3.7.10.	APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada	113
3.7.11.	APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión balanceada distorsionada . . .	114
3.7.12.	APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada distorsionada . .	115
3.8.	Resultados obtenidos con el APF de 4 ramas	121
3.8.1.	APF de 4 ramas, teoría pq y tensión real	121
3.8.2.	APF de 4 ramas, teoría pq y tensión desbalanceada	122
3.8.3.	APF de 4 ramas, teoría pq y tensión balanceada distorsionada	123
3.8.4.	APF de 4 ramas, teoría pq y tensión balanceada distorsionada	124
3.8.5.	APF de 4 ramas, teoría pqr y tensión real	125
3.8.6.	APF de 4 ramas, teoría pqr y tensión desbalanceada	126
3.8.7.	APF de 4 ramas, teoría pqr y tensión balanceada distorsionada . . .	127
3.8.8.	APF de 4 ramas, teoría pqr y tensión desbalanceada distorsionada . .	128
3.8.9.	APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión real	129
3.8.10.	APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada	130
3.8.11.	APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión balanceada distorsionada . . .	131
3.8.12.	APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada distorsionada	132
3.9.	Conclusiones	135

Bibliografía

Lista de figuras

2.1. Señal fundamental y distorsionada	17
2.2. Esquema de compensación mediante la conexión paralela de un filtro pasivo sintonizado	25
2.3. Esquema de compensación mediante la conexión serie de un filtro pasivo	26
2.4. Esquema de compensación mediante la conexión serie-paralela de un filtro pasivo	27
2.5. APF en conexión paralela o shunt	29
2.6. Filtro activo paralelo con fuente de corriente	30
2.7. Filtro activo serie	31
2.8. Filtro activo serie-paralelo	32
2.9. Configuración híbrida APF serie con la línea	34
2.10. Configuración híbrida APF paralelo con un filtro pasivo	34
2.11. Configuración híbrida APF serie con un filtro pasivo	35
2.12. Estructuras del inversor de potencia del APF	36
2.13. Estructuras del inversor de potencia del APF	36
2.14. Compensación básica del APF shunt de 4 ramas	37
2.15. Circuito de potencia del APF shunt de cuatro ramas	38
2.16. Esquema simplificado del control de corriente en un APF	40
2.17. Esquema de control de la corriente por banda fija de histéresis	45
2.18. Señales para el control por histéresis de banda fija	46
2.19. Señales para el control por histéresis de banda sinusoidal	48
2.20. Control por banda adaptiva de histéresis	48
2.21. Señales para el control por histéresis de banda sinusoidal	49
2.22. Representación de la potencia en un sistema con y sin presencia de armónicos	55
2.23. Sistema de referencia $a-b-c$ y $\alpha-\beta-0$	57
2.24. Representación espacial de la potencia imaginaria instantánea	58
2.25. Diagrama de bloques basado en la teoría $p-q$ para el ramas	63
2.26. Transformación de las coordenadas $0-\alpha-\beta$ a coordenadas $p-q-r$	68

2.27. Relación entre la corriente del neutro de la línea i_n y la corriente del eje r en coordenadas $p-q-r$	69
2.28. Coordenadas $\alpha-\beta$ y $d-q$	72
2.29. Diagrama de bloques del algoritmo de control basado en la teoría $d-q-0$	74
2.30. Diagrama de bloques del filtrado de los armónicos de las tensiones	75
3.1. Fuente de tensión real	81
3.2. Tensiones desbalanceadas	82
3.3. Tensiones balanceadas-distorsionadas	84
3.4. Tensiones desbalanceadas-distorsionadas	85
3.5. Carga trifásica no lineal desbalanceada	87
3.6. Carga monofásica no lineal desbalanceada No 1	87
3.7. Carga monofásica no lineal desbalanceada No 2	88
3.8. Inversor de 3 ramas	89
3.9. Inversor de 4 ramas	89
3.10. Esquema de potencia para el APF de 4 ramas	90
3.11. Esquema de potencia para el APF de 3 ramas	91
3.12. Diagrama de bloques de la teoría $p-q$	92
3.13. Diagrama de bloques de la teoría $p-q-r$	93
3.14. Diagrama de bloques de la teoría $d-q-0$	94
3.15. Control de corriente por banda fija de histéresis	96
3.16. Diagrama de bloques para el filtro activo de 3 ramas	97
3.17. Corrientes de la fuente sin el filtro activo	98
3.18. Corriente por el neutro de la fuente sin el filtro activo	99
3.19. Voltajes en el punto de conexión de la carga	99
3.20. Tensiones reales de la fuente v_{sabc}	101
3.21. Corrientes de la fuente i_{sabc} con la teoría pq bajo tensiones reales	102
3.22. Corriente por el neutro de la carga i_{Ln} con la teoría pq bajo tensiones reales	102
3.23. Corriente por el neutro de la fuente i_{sn} con la teoría pq bajo tensiones reales	102
3.24. Voltaje en la carga v_{Labc}	103
3.25. Corrientes en la carga i_{Labc} con la teoría pq bajo tensiones reales	103
3.26. Corrientes por el neutro de la carga i_{Ln} con la teoría pq bajo tensiones reales	103
3.27. Tensión desbalanceada v_{sabc_d}	104
3.28. Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas	105
3.29. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas	105
3.30. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensiones balanceadas distorsionadas	106

3.31. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensiones balanceadas di torsionadas	106
3.32. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensiones balanceadas distorsionadas	107
3.33. Tensión desbalanceada distorsionada	107
3.34. Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas distorsionadas	108
3.35. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas distorsionadas	108
3.36. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real	109
3.37. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real	109
3.38. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada .	110
3.39. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real	110
3.40. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red balanceada distorsionada	111
3.41. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red balanceada distorsionada	111
3.42. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	112
3.43. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	112
3.44. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red real	113
3.45. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red real	113
3.46. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada .	114
3.47. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada	114
3.48. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada distorsionada	115
3.49. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada-distorsionada	115
3.50. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	116
3.51. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada distorsionada	116
3.52. Corrientes de compensación obtenidas con la teoría pq ante tensión de red desbalanceada distorsionada	117

3.53. Corrientes de compensación obtenidas con la teoría pqr ante tensión de red desbalanceada distorsionada	117
3.54. Corrientes de compensación obtenidas con la teoría $dq0$ ante tensión de red desbalanceada distorsionada	117
3.55. Corriente en los IBGT del APF de 3 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada	118
3.56. Voltaje en los IBGT del APF de 3 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada	118
3.57. Corriente en los IBGT del APF de 4 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada	119
3.58. Voltaje en los IBGT del APF de 4 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada	119
3.59. Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red real	122
3.60. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red real	122
3.61. Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada	123
3.62. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada	123
3.63. Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red balanceada distorsionada	124
3.64. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red balanceada distorsionada	124
3.65. Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	125
3.66. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	125
3.67. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real	126
3.68. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real	126
3.69. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada	127
3.70. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada	127
3.71. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red balanceada distorsionada	128
3.72. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red balanceada distorsionada	128
3.73. Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	129

3.74. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	129
3.75. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red real	130
3.76. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red real	130
3.77. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada .	131
3.78. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada	131
3.79. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada distorsionada	132
3.80. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada-distorsionada	132
3.81. Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	133
3.82. Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada distorsionada	133

Lista de tablas

2.1. Resumen de los principales efectos de los armónicos	21
2.2. Límites de distorsión armónica en tensión	24
2.3. Límites de distorsión de la corriente para sistemas generales de distribución (desde 120 V a 69000 V)	24
3.1. Parámetros de la carga trifásica no lineal	87
3.2. Parámetros de la carga monofásica no lineal No 1	88
3.3. Parámetros de la carga monofásica no lineal No 2	88
3.4. Parámetros del circuito filtro pasivo y acople deL APF de 3 y 4 ramas	91
3.5. contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF y con tensiones de alimentación reales	100
3.6. contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF para el caso de tensión desbalanceada	100
3.7. contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF para el caso de tensión balanceada distorsionada	100
3.8. contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF para el caso de tensión desbalanceada-distorsionada	100
3.9. Tensión y corriente máximas en los IGBT del APF de 3 y 4 ramas	119
3.10. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones reales	120
3.11. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones desbalanceadas	120
3.12. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones desbalanceadas distorsionadas	120
3.13. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones balanceadas distorsionadas	120

3.14. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones reales	133
3.15. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones desbalanceadas	134
3.16. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones balanceadas distorsionadas	134
3.17. Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones desbalanceadas distorsionadas	134

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Debido al aumento de cargas no lineales que se han venido presentando en las últimas décadas en los sistemas de distribución, se ha visto una disminución en la calidad de la energía debido a la inyección de armónicos a causa de este tipo de cargas, por ende surge una preocupación por parte de las empresas distribuidoras y de los usuarios del servicio eléctrico, debido a que el impacto relacionado con los factores económicos y técnicos involucrados en esta problemática son considerables [1].

Los armónicos son generados por equipos que realizan conmutaciones en su funcionamiento, como variadores de velocidad, UPS, cargadores de baterías y fuentes conmutadas, que además de causar un detrimento en la calidad de la energía, generan disparos de las protecciones eléctricas y disminuyen la vida útil de conductores y transformadores. Este tipo de equipos se encuentran con gran frecuencia hoy en día en zonas industriales, y por ello es necesario que las empresas, el gobierno y las universidades realicen estudios y destinen recursos para desarrollar mecanismos y/o metodologías que contrarresten estos fenómenos. En la actualidad en campos como en la electrónica de potencia se han hecho grandes esfuerzos por solucionar los problemas relacionados con la calidad de la energía y en la creación de convertidores con mayor eficiencia, esto sumado a la implementación de nuevas estrategias de control ha hecho posible que diferentes topologías de filtro activo de potencia (APF) sean comercializados con resultados favorables en su implementación. Sin embargo el objetivo de este trabajo no es tratar de resolver la problemática asociada a causa de las cargas no lineales ya instaladas en el sistema, sino reconocer la importancia del uso de filtros activos para la mitigación de armónicos y de esta manera mejorar la calidad de la energía.

Durante muchos años y aún hoy en día la forma mediante la cual se trataba la problemáti-

ca de los armónicos consistía en el uso de filtros pasivos sintonizados, sin embargo este tipo de solución resulta limitada e ineficiente, y trae consigo problemas de resonancia y necesita la implementación de costosos mecanismos de regulación, además conlleva una permanente supervisión y realización de acciones de maniobra en la conexión o desconexión debido al cambio en el consumo que presentan las cargas en el tiempo [2]. Es por esto que nuevas estrategias como los APF están siendo empleados con mayor frecuencia y los resultados obtenidos son mucho mejores comparados con los filtros pasivos. Dentro de las topologías de APF más usadas se encuentra el de tres y el de cuatro ramas, cada uno con ciertas características que los diferencian del otro. Más adelante se tratarán con más detalle y se identificarán las diferencias en los aspectos técnicos y funcionales de cada uno de estos.

Son varios los métodos de control que existen actualmente para los APF. Gracias a la importancia que se le está dando al ahorro y la obtención de una eficiencia alta en la conversión de energía, diversos estudios acerca de técnicas de control para filtros activos han sido publicados. Uno de estos métodos y el cual se aplicará en el presente trabajo es el control de la corriente de histéresis, siendo una de las técnicas más empleadas hoy en día debido a su simplicidad y comportamiento dinámico. Sin embargo al igual que en otras metodologías existen aspectos desfavorables en su implementación tales como la variación en la frecuencia de conmutación que a su vez causa un aumento en las pérdidas por *switch*ing, no obstante esta técnica resulta válida para efectos de este trabajo.

1.1. Planteamiento del problema

Desde hace algún tiempo el sistema eléctrico de potencia (SEP) ha sufrido algunas alteraciones a causa de la gran variedad de cargas no lineales conectadas a este. Estas cargas generan armónicos que distorsionan la forma de onda sinusoidal de la tensión y/o corriente del SEP, por tal motivo es necesario que en campos como en el de la electrónica de potencia se realicen estudios que ayuden de alguna manera a contrarrestar los problemas que estas originan, como pérdidas en las líneas y transformadores de distribución, mal funcionamiento de las protecciones, incremento de reactivos en la red, disminución del factor de potencia, y reducción de la vida útil de los equipos [1],[3].

Lo anterior conlleva a una reducción de la calidad de la energía, provocando un detrimento económico en procesos industriales, por esto y por mucho más es que la implementación de técnicas de reducción de armónicos como los filtros llega a ser una herramienta útil para la mitigación de estos factores dañinos.

Anteriormente los métodos convencionales para reducir o eliminar los armónicos que se inyectan al SEP debido a las cargas no lineales, consistían en la implementación de filtros pasivos y bancos de capacitores. Pero estos presentan ciertos inconvenientes relacionados con su tamaño, su ajuste, resonancia, entre otros. Debido a estas circunstancias en la actualidad se habla de filtros activos de potencia (APF, *Active Power Filter*) cuyas características de operación son mucho mejores comparadas con el enfoque convencional, ya que resuelve los problemas de armónicos en las corrientes, potencia reactiva, balanceo de carga y corriente excesiva por el neutro ante circunstancias de cargas no lineales desbalanceadas [2].

Existen métodos de diseño y control para el APF con un inversor de tres ramas aplicado a sistemas de potencia 3ϕ basados en la teoría IPR (*Instantaneous Reactive Power*), a pesar de que esta estructura del APF ha tenido un buen desempeño, se tienen dificultades cuando se presentan escenarios de cargas no lineales y sistemas con tensiones no equilibradas y distorsionadas, en donde es posible tener una corriente por el neutro de 1,73 veces la magnitud de la corriente de fase [3]. Debido a esto algunos autores han considerado modificar la estructura del APF utilizando un inversor de cuatro ramas, en donde los resultados obtenidos con este inversor son mucho mejores comparado con el APF de tres ramas.

Para la conmutación de los dispositivos semiconductores del APF se han empleado una serie de técnicas tales como: modulación vectorial, modulación por comparación por rampa y la modulación delta. Estas técnicas presentan ciertos inconvenientes relacionados con su costo, tamaño y equipo de procesamiento empleado para su ejecución. Es por esto que el control de corriente por banda fija de histéresis se convierte en la mejor alternativa para lograr una rápida respuesta del APF, un mejor comportamiento del inversor y lo mejor a un menor costo [2].

1.2. Justificación

Debido al constante desarrollo industrial que se ha presentado en las últimas décadas, en el sistema de potencia se han presentado escenarios con cargas no lineales, como fuentes de alimentación ininterrumpida UPS (*Uninterruptible Power Supply*) controladores de velocidad ASD (*Adjustable Speed Drive*), equipos de soldadura, hornos de arco eléctrico, equipos de cómputo y en general equipos que necesitan realizar conmutaciones en su operación normal, como rectificadores basados en diodos y tiristores. Además se presentan tensiones desequilibradas, condición que causa un aumentando considerable en la corriente por el conductor

neutro. Este tipo de cargas producen un efecto negativo que repercute en la calidad de la energía y en los consumidores ubicados en los barrajes aledaños a la ubicación de éstas. Por esta razón la implementación y mejoramiento de un APF toma importancia, para así mitigar estas circunstancias anormales de operación y garantizar un buen servicio.

Uno de los aspectos a considerar cuando se pretende implementar un APF para la eliminación de armónicos en un sistema de potencia, es tener en cuenta los diferentes escenarios que se presentan, debido a la dinámica del mismo (tensiones no ideales, variación de carga y naturaleza de la carga). Por esta razón, tener un buen conocimiento acerca de las ventajas y desventajas que tiene el APF de cuatro ramas comparado con el de tres ramas es de gran ayuda respecto a las corrientes excesivas que se podrían presentar por el neutro.

Para lograr un buen desempeño del APF es indispensable aplicar un método eficiente de control, en la conmutación de los dispositivos semiconductores del inversor. Para lo cual, el control de corriente por banda fija de histéresis, es una gran estrategia, ya que realiza un control instantáneo de la corriente, teniendo en cuenta los efectos debido a los cambios de los parámetros de la carga. Este enfoque compara la corriente de referencia con el valor medido en cada momento, de esta manera se está mejorando la conmutación y se reduce la ocurrencia de errores en la medición de las corrientes.

El filtro APF está compuesto por un convertidor de fuente de tensión de cuatro ramas VSI (*Voltage Source Inverter*), por un condensador de circuito intermedio común y un regulador de corriente PWM (*Pulse Width Modulated*). Este sistema de compensación está diseñado para ser conectado en paralelo con la carga y de esta manera inyectar una corriente de compensación e igual a las corrientes armónicas en contraste de la carga. A diferencia del APF de tres ramas el APF de cuatro ramas emplea una rama especial para compensar la componente de secuencia cero por el neutro. Aunque el inversor de tres ramas es empleado con mayor frecuencia debido al número reducido de conmutaciones que posee, agrega un problema adicional en mantener sus tensiones equilibradas. Es en este punto donde el inversor de cuatro ramas es clave, ya que ofrece una rama adicional para minimizar la corriente por el neutro y balancear voltajes y corrientes en caso de una carga no lineal desbalanceada.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo General

Comparar el funcionamiento en un sistema trifásico desbalanceado de un filtro activo con un inversor de tres ramas, con otro compuesto por un inversor de cuatro ramas.

1.3.2. Objetivos específicos

- Analizar diferentes metodologías para el cálculo de las corrientes de compensación de un filtro activo de potencia, en sistemas trifásicos desbalanceados.
- Aplicar la técnica de control de corriente por banda fija de histéresis, para conmutar los dispositivos semiconductores de potencia del inversor.
- Implementar en simulación un filtro activo de potencia con un inversor de cuatro ramas.
- Implementar en simulación un filtro activo de potencia con un inversor de tres ramas.
- Comparar los resultados obtenidos mediante simulación de los dos sistemas anteriores.

1.4. Estado del arte

Debido al desarrollo tecnológico que se ha venido presentando en las últimas décadas, altas cantidades de armónicos están siendo inyectadas al sistema eléctrico, debido a esto en países como Estados Unidos y España se han destinado grandes recursos en el estudio e implementación de estrategias que mitiguen estas perturbaciones [1]. Dentro de los métodos de eliminación de armónicos se encuentran los filtros activos de potencia, este enfoque ha sido ampliamente implementado obteniéndose buenos resultados.

Dentro de las diferentes topologías de filtro más conocidas se encuentra el de tres y el de cuatro ramas cada uno aplicado a un sistema trifásico de cuatro hilos. Son muchos los autores que han estudiado este tipo de filtros, en [3], [4], [5], [6], [7], se ha demostrado la validez que tiene la utilización de estas estrategias para la mitigación de armónicos, encontrando que además de eliminar las componentes armónicas también son adecuados para realizar compensación de energía reactiva y mejoramientos del factor de potencia.

Para el caso del control del filtro activo, inicialmente Akagi [8], [9] propuso un algoritmo de control llamado IRP (Teoría de la potencia Reactiva Instantánea) que ha demostrado un gran éxito en sistemas trifásicos, esta teoría fue ampliada por Aredes en [10] para sistema trifásicos de cuatro hilos, además autores como Komatsu y Kawabata [11], Huang et al.[12], Chen y Hsu [13], Lin y Lee [14], Chang and Yeh [15] y Kim et al.[16] han propuesto nuevos algoritmos de control para el APF de cuatro ramas, ya que la teoría presentada por Akagi tiene dificultades ante escenarios de tensiones desbalanceadas. El propósito del presente trabajo no es modificar en su planteamiento inicial alguna de las técnicas de control de filtros activos que existen actualmente, es tomar un determinado número de estas estrategias, aplicarlas en el control del filtro de tres y cuatro ramas y determinar cuál de estas muestran un mejor comportamiento.

En algunas investigaciones realizadas en la Universidad Tecnológica de Pereira como en [17], [18], [19] y [20], han estudiado el filtro activo de tres ramas para sistema trifásicos de tres fases más un conductor neutro, y se han implementado algunas teoría para el control del mismo. Sin embargo no se habían realizado con exactitud estudios comparativos tanto de topologías de filtros activos como de técnica de control, ni mucho menos aplicar estas configuraciones de filtro y control en sistemas con tensiones desbalanceadas y distorsionadas. Es en este punto donde el presente trabajo toma importancia, ya que no solo considera topologías de filtros si no además técnicas de control del filtro y todo esto aplicado a un sistema trifásico con conexión al neutro y bajo tensiones desbalanceadas y distorsionadas.

1.5. Alcance

En la realización del presente trabajo de investigación denominado “Estudio Comparativo de dos Topologías de Filtro Activo de Potencia en Sistemas trifásicos con Cargas no Lineales Desbalanceadas” se implementa tres diferentes tipos de técnicas de control ($p-q$, $p-q-r$ y $d-q-0$) para el cálculo de la corrientes de compensación del filtro. Cada estrategia de control se implementa en cuatro escenarios de tensiones de red (tensión real, desbalanceada, distorsionadas y desbalanceada distorsionada), así mismo se implementa un único control de modulación de la corriente por banda fija de histéresis en cada una de las condiciones antes mencionadas.

Tanto el circuito del filtro activo como la técnica de control y el sistema de potencia al cual se le quiere hacer la mitigación de armónicos se realiza mediante simulación. El propósito es determinar cual de las dos topologias de filtros activo arroja mejores resultados en la su-

presión de las componentes armónicas proveniente de las cargas no lineales. De igual manera se pretende determinar cual de las anterior técnica de control presenta un mejor comportamiento anta cada caso de tensión.

Ya que se trata sólo de un estudio comparativo entre dos topologías de filtro activo. Lo importante es determinar cual de estas dos configuraciones de filtro arroja mejores resultados dependiendo de la naturaleza de la carga y de la alimentación que se tenga, por esta razón en este trabajo no se aborda de una manera mucho más amplia el desarrollo matemático que conlleva el diseño de cada uno de los componentes del filtro activo, ni mucho menos las demostraciones de cada una de las ecuaciones empleadas. Tanto el diseño del filtro activo como los métodos de control son un tema que podrías ser tratados en futuras investigaciones. Para efectos del presente trabajo solo basta con definir que tipo de filtro activo, que tipo de control y que tipo de modulación se quiere implementar, obviamente realzando las consideraciones pertinentes para cada caso.

1.6. Estructura del trabajo de grado

Con el fin de desarrollar cada uno de los objetivos planteados, el presente trabajo se ha dividido en los siguientes capítulos:

Capítulo 1: En este capítulo se da una breve descripción sobre las causas que originan los armónicos en las redes eléctricas, así como los problemas asociados a éstos. De igual manera se enuncian los principales métodos de mitigación de armónicos y se realiza una pequeña descripción de la estructura de estas estrategias.

Capítulo 2: En este capítulo se aborda de una manera mucho más amplia las causas y los efectos de los armónicos en los sistemas eléctricos, de igual manera se realiza una descripción de los parámetros más importantes asociados a estas perturbaciones. Por otra parte se realiza una descripción detallada de cada una de las topologías de filtros activos de potencia que existen, estrategias de control de filtros activos, control de la tensión de DC y modulación de la corriente en la generación de los pulsos de activación del inversor.

Capítulo 3: Este capítulo corresponde al análisis comparativo de los resultado obtenidos en simulación para cada topología de filtro activo y cada técnica de control. Además muestra cada uno de los algoritmos de control empleados, características de la carga, escenarios de tensiones de la fuente de alimentación y algoritmo de modulación de la corriente.

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

2.1. Armónicos en el Sistema Eléctrico

En el sistema de distribución eléctrico colombiano los elementos conectados a este están diseñados para trabajar a una frecuencia de 60 Hz y ser alimentados por una tensión y corriente sinusoidales. En la práctica estas formas de onda presentan distorsiones a causa de los armónicos debido a la gran cantidad de elementos no lineales conectados a la red, cuyas frecuencias son múltiplo de la fundamental. La suma de estas señales da como resultado una onda distorsionada que repercute en la calidad de la energía, por ende se convierte en una preocupación para las empresas distribuidoras y para los usuarios del servicio eléctrico. Cuando las señales de tensión o corriente no presentan una forma de onda sinusoidal se dice que tiene contenido armónico, debido a esto se puede alterar su valor pico y/o valor rms lo que provoca alteraciones en el funcionamiento normal de los equipos que estén sometidos a esta tensión.

Entre las cargas no lineales más comunes en el sistema eléctrico se encuentran los variadores de velocidad, rectificadores, convertidores, etc. Otro tipo de cargas tales como: equipos de soldadura, hornos de arco, etc., también inyectan armónicos. Además existen otro tipo de elementos tales como lámparas fluorescentes, transformadores bajo saturación que también son fuentes generadoras de armónicos. Para el resto de las cargas como inductancias, resistencias y condensadores tienen un comportamiento lineal y no generan armónicos. Bajo condiciones normales el voltaje y la corriente en una red tienen la siguiente forma:

$$v(t) = V\cos(\omega_o t) \quad i(t) = I\cos(\omega_o t) \quad (2.1)$$

donde V e I son el valor pico de de la tensión y de la corriente respectivamente.

Ahora bien, cuando se tiene presencia de armónicos (2.1) se representa por [29]:

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_o t + \theta_1) + V_2 \cos(2\omega_o t + \theta_2) + V_3 \cos(3\omega_o t + \theta_3) + \dots$$

$$i(t) = I_1 \cos(\omega_o t + \phi_1) + I_2 \cos(2\omega_o t + \phi_2) + I_3 \cos(3\omega_o t + \phi_3) + \dots$$

que en forma compacta pueden escribirse como:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_o t + \theta_n) \quad i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_o t + \phi_n) \quad (2.2)$$

Donde:

V_n : Magnitud de la armónica del voltaje de orden n

I_n : Magnitud de la armónica de la corriente de orden n

θ_n : Ángulo de la armónica n de la tensión

ϕ_n : Ángulo de la armónica n de la corriente

En la siguiente figura se muestra la distorsión que puede presentar una señal eléctrica ante la presencia de armónicos.

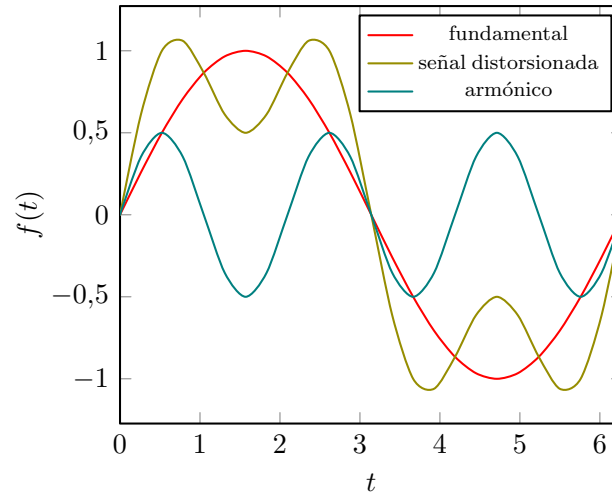


Figura 2.1: Señal fundamental y distorsionada

En el estudio de armónicos los parámetros asociados a estos que toman mayor importancia son:

Amplitud: corresponde al valor de la tensión o de la intensidad del armónico, generalmente es un porcentaje de la fundamental.

Orden: corresponde al valor de su frecuencia referida a la fundamental. En este sentido si un armónico es de orden 3, tiene una frecuencia tres veces superior a la fundamental, es decir de 180 Hz considerando que la frecuencia fundamental sea de 60 Hz

Fase: corresponde al valor del ángulo existente entre el armónico y la fundamental

El porcentaje de armónicos presente en una señal se cuantifica mediante un índice denominado THD (*Total Harmonic Distortion*), que traducido al español sería (*Distorsión Armónica Total*). Este indicativo se define como la relación entre el valor eficaz del total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente a la componente fundamental. Usualmente este valor es expresado como un porcentaje del valor de la fundamental. Matemáticamente el THD se representa como:

$$\text{THD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \cdot 100 \% \quad (2.3)$$

Donde:

I_k : es el valor eficaz del armónico k de la corriente

I_1 : es el valor eficaz de la corriente

k : es el número de armónica.

para el caso de la corriente, y de forma similar para el voltaje:

$$\text{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V_1} \cdot 100 \% \quad (2.4)$$

El THD puede tomar desde valores muy bajos hasta valores muy altos superiores al 100 % como es el caso de las fuentes conmutadas [21].

Además del THD, otros indicadores de importancia en el estudio de armónicos son:

Factor de potencia: se define como la relación entre la potencia activa P y la potencia aparente S .

$$fp = \frac{P}{S}$$

no se debe confundir el factor de potencia con el $\cos(\phi)$, ya que este valor se define como:

$$\cos(\phi) = \frac{P_1}{S_1}$$

por lo tanto el $\cos(\phi)$ se refiere únicamente a la frecuencia fundamental, y en presencia de armónicos este valor es diferente del factor de potencia fp .

Factor de cresta: se define como la relación entre el factor de cresta de la señal y su valor eficaz.

$$k = \frac{V_m}{V_{\text{rms}}} \quad \text{o} \quad k = \frac{I_m}{I_{\text{rms}}}$$

para señales sinusoidales el factor de cresta es igual a $\sqrt{2}$, mientras que para señales no sinusoidales pueden tener un valor menor o mayor a $\sqrt{2}$ [22].

2.1.1. Fuentes generadoras de armónicos

En el estudio de los armónicos y sus efectos en los sistemas eléctricos, la identificación de las fuentes que los generan es vital, puesto que son estas quienes determinan que medidas se deben seguir para llevar una mitigación satisfactoria y de esta manera mejorar la calidad de la energía. Entre las fuentes generadoras de armónicos tanto internas como externas más comunes se encuentran las siguientes [23]:

1. Deformación de la forma de onda de la tensión en las máquinas eléctricas a causa de oscilaciones del flujo magnético originado por los polos.
2. El cambio de la reluctancia del entrehierro a causa de la inclinación de los polos del motor síncrono.
3. Distorsión del flujo magnético de motores síncronos debido a efectos de carga.
4. Aparición de fem's no sinusoidales debido al flujo magnético no sinusoidal del entrehierro de los motores síncronos.
5. Generación de corrientes no sinusoidales de elementos como variadores, rectificadores, soldadores, hornos de arco eléctrico, controladores de estado sólido y convertidores de frecuencia.

En el caso de las fuentes externas encontramos:

1. Los convertidores
2. Hornos de arco eléctrico
3. Compensadores estáticos de potencia
4. Hornos de inducción
5. Lámparas fluorescentes
6. Equipos de cómputo
7. Equipos domésticos
8. El aumento de autos eléctricos a futuro, debido a los elementos empleados para cargar sus baterías.

2.1.2. Efectos de los armónicos

Anteriormente se han mencionado algunos de los efectos que producen los armónicos en los diferentes elementos que conforman una red eléctrica, esto se traduce en gastos económicos tanto para las empresas distribuidoras como para los usuarios que generen armónicos. En la siguiente tabla se resumen los elementos más susceptibles a este tipo de perturbaciones así como los efectos que se producen en estos:

Elemento afectado	Problemas	Efectos
Conductor	<ul style="list-style-type: none"> • Aumento de la corriente • Aumento de la resistencia • Aumento de las pérdidas por efecto Joule • Efecto Skin 	<ul style="list-style-type: none"> • Calentamiento de los cables • Disparo de protecciones
Transformadores	<ul style="list-style-type: none"> • Circulación de corrientes armónicas por los devanados 	<ul style="list-style-type: none"> • Disminución del rendimiento • Sobrecalentamiento de los devanados • Pérdidas en el cobre • Deterioro del aislamiento térmico • Sobredimensionamiento del transformador • Saturación del transformador
Condensadores	<ul style="list-style-type: none"> • Resonancia paralelo en el sistema • Amplificación de los armónicos 	<ul style="list-style-type: none"> • Calentamiento • Deterioro prematuro del condensador • Destrucción del condensador
Conductor neutro	<ul style="list-style-type: none"> • Circulación de armónicos múltiplos de tres • Retorno por el conductor neutro 	<ul style="list-style-type: none"> • Aumento de la corriente circulando por el neutro • Calentamiento del conductor • Deterioro rápido del conductor • Tensión neutro tierra • Disparo de protecciones
Motores	<ul style="list-style-type: none"> • Circulación de corriente armónica por los devanados 	<ul style="list-style-type: none"> • Disminución del rendimiento • Sobrecalentamiento de los devanados • Pérdida del aislamiento térmico • Pérdidas en el cobre y el hierro • Vibraciones en el eje, desgaste de mecánico en rodamientos y excentricidad • Reducción del par
Equipos de medida y control	<ul style="list-style-type: none"> • Medidas erróneas • Errores en proceso de control 	<ul style="list-style-type: none"> • Error en equipos que toman el cruce por cero de la señal • Saturación de transformadores de medida y/o protección • Valores de magnitudes incorrectas

Tabla 2.1: Resumen de los principales efectos de los armónicos

2.1.3. Mitigación de armónicos

Son varias las estrategias y métodos empleados para contrarrestar los inconvenientes causados por los armónicos en las redes eléctricas. La atenuación debe entenderse entonces como la reducción del nivel de inyección de la perturbación en el punto de conexión de la carga no lineal a la red eléctrica llamado Punto de Conexión Común (PCC), y no como la eliminación total de la perturbación, ya que ésta es generada por la naturaleza de la carga [24].

Alguna de las técnicas más empleadas para la reducción de armónicos son:

- Ubicación de una inductancia de aislamiento en el lado de alterna en aquellos equipos basados en un rectificador con filtrado por condensador en el lado de continua.
- Conexión de transformadores de potencia y transformadores desfasadores para eliminar los armónicos de tercer, quinto y séptimo orden.
- Cambio de los terminales de un determinado transformador para que no trabaje excesivamente saturado.
- Uso de filtros pasivos sintonizados

- Usos de filtros activos en sus diferentes configuraciones, serie, paralelo o híbrido
- Empleo de Custom Power Systems (CUPS)
- Utilización de cargas no generadoras de armónicos
- Reubicación de cargas
- Sobredimensionamiento de los equipos

2.1.4. Normativa para el control de armónicos

Debido a la diversidad de problemas que se producen en las redes eléctricas a causa de la presencia de armónicos, organismos internacionales como la IEC (Comisión Electrotécnica Internacional) y la IEEE (Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica) se han mostrado preocupados, por tal razón en el caso de la IEC ha definido una serie de normas para hacer frente a los problemas de calidad de energía. La serie IEC 61000 establece recomendaciones y niveles admisibles para el contenido e inyección de armónicos. Una alternativa generalizada a la serie IEC es la IEEE 592-1992, en la cual se instauran responsabilidades entre consumidor y distribuidor, las cuales limitan los rangos permitidos de la forma de onda del voltaje a suministrar por los distribuidores y a distorsionar por los consumidores. La IEEE 519-1992 trata principalmente con armónicos introducidos por cargas no lineales. Su cumplimiento está siendo solicitado cada día más en todo el mundo debido al crecimiento en la utilización de este tipo de cargas. Mientras las normas internacionales se emplean como coordinación global, los países hacen sus propios ajustes para dar cabida a exigencias nacionales. Estos son motivados generalmente por el tipo de configuración de red que posean y la alimentación a las cargas [25].

A continuación se enunciarán las normas más importantes relacionadas con el control de armónicos a nivel internacional [25], [26], [27], [28].

- **IEC 61000 1-4:** Proporciona la justificación para limitar la emisión de armónicos debido a equipos industriales con un rango de frecuencias hasta de 9kHz.
- **IEC 6100 2-1:** Describe las principales fuentes de armónicos en tres categorías de equipos: equipos de sistemas de potencia, las cargas industriales y cargas residenciales.
- **IEC 61000 2-2:** Contiene una sección sobre los niveles de compatibilidad armónica y distorsión de la tensión en sistemas industriales de baja tensión .

- **IEC 61000 2-4:** Proporciona niveles de compatibilidad de armónicos e inter-armónicos para la planta industria.
- **IEC 61000 2-12:** De manera similar a 61000 2-4, este documento se refiere a los niveles de compatibilidad para bajas frecuencias que generen perturbaciones, en este caso en relación con la medida de tensión en los sistemas de suministro de energía . También cubre el tema de las señales inyectadas tales como los utilizados en el control de ondulación.
- **IEC 61000 3-2 y 3-4:** Contiene límites para las emisiones de corrientes armónicas por equipos con corrientes de entrada mayores o iguales 16A por fase. También especifica la medición de circuitos , fuente de suministro y pruebas de condiciones, así como los requisitos para la instrumentación.
- **IEC 61000 3-6:** En primer lugar, indica los niveles de capacidad para tensiones armónicas en redes de baja y media tensión.
- **IEC 61000 3-12:** Proporciona límites para las corrientes armónicas producidas por equipos conectado a sistemas de baja tensión con corrientes de entrada iguales y por debajo de 75A por fase y sujeto a la conexión restringida.
- **IEC 61000 4-7:** Abarca el tema de técnicas de prueba y medición. Es una guía general sobre las mediciones de armónicos e inter-armónicos y la instrumentación de los sistemas de energía y equipos conectado a la misma.
- **IEC 61000 4-13:** Este es también un documento sobre las pruebas y técnicas de medida con referencia a los armónicos e interrelaciones armónicas, incluyendo pruebas de inmunidad de bajas frecuencias.
- **IEEE 519-1992:** Identifica las principales fuentes de armónicos en sistemas de potencia. Las fuentes armónicas descritas en esta norma incluyen convertidores de energía, hornos de arco, compensadores estáticos de VAR, inversores de generación dispersa, cicloconvertidores, fuentes de alimentación conmutadas y unidades de ancho de pulso moduladas (PWM). El documento ilustra las formas de onda típicas distorsionadas, los números de orden de los armónicos y el nivel de cada componente armónico en la distorsión causada por estos dispositivos. También describe cómo el sistema puede responder a la presencia de armónicos.

En la Tabla 2.2 se presenta los límites de armónicos para la tensión, mientras que la Tabla 2.3 los límites para la corriente [27], [28].

Tensión de barra en el punto de acople común	Distorsión individual de tensión (%)	Distorsión total de tensión THD (%)
Hasta 69 kV	3	5
De 69001 kV a 161 kV	1.5	2.5
Por encima de 161 kV	1	1.5

Tabla 2.2: Límites de distorsión armónica en tensión

Los límites de armónicos en la corriente especifican la máxima cantidad de corriente armónica que el cliente puede inyectar en la red eléctrica pública [27].

Distorsión armónica de corriente máxima en porcentaje de IL						
Orden de armónicos individual (armónicos impares)						
I_{sc}/IL	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
$< 20^*$	4.0	2.0	1.6	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	0.8
$50 < 100$	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
Los armónicos pares se limitan al 25% de los límites armónicos impares anteriormente mostrados.						
Las distorsiones armónicas de corriente que resulten de la compensación DC como convertidores de media onda, no son aceptadas.						
*Todos los equipos de generación son limitados a estos valores de distorsión de corriente, independientemente del valor I_{sc}/IL que presente.						
Donde: I_{sc} = máxima corriente de corto circuito en el punto de conexión común (PCC).						
IL = máxima corriente de demanda (componente a frecuencia fundamental) en el PCC.						
TDD = Distorsión Armónica Total De Demanda						

Tabla 2.3: Límites de distorsión de la corriente para sistemas generales de distribución (desde 120 V a 69000 V)

2.2. Filtrado de Armónicos

Como se ha mencionado anteriormente son varias las estrategias usadas para la mitigación de armónicos en las redes eléctricas, cada una con ciertas características que las diferencian de las demás. Entre estas metodologías sobresalen los filtros activos y los filtros pasivos, cada uno de estos se describirá con más detalle a continuación.

2.2.1. Filtros pasivos

Este tipo de filtros emplea como su nombre lo indica elementos pasivos, es decir aquellos elementos que consumen, gastan, disipan, absorben potencia, y aquellos que almacenan energía por tiempo limitado (resistencias, bobinas y condensadores). Cuando son instalados en paralelo para compensar potencia reactiva, se ven afectados por la aparición de armónicos en la red que posean frecuencias mayores a la fundamental, debido a que se pueden sobrecargar los capacitores [1].

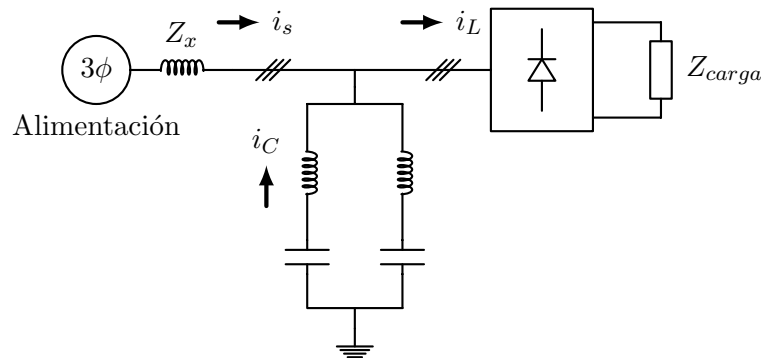


Figura 2.2: Esquema de compensación mediante la conexión paralela de un filtro pasivo sintonizado

Para minimizar este riesgo se incluyen resistencias en serie con los capacitores para no tener coincidencias entre la frecuencia del conjunto L-C (ver Figura 2.2) con la de algún armónico. Para la eliminación de los armónicos lo que se busca es crear caminos con una menor impedancia para facilitar el paso de estos y permitir la absorción de cada valor de corriente para cada armónico. Este sistema ha sido muy empleado y aunque se obtienen resultados satisfactorios, siempre y cuando la red o la carga sufran pocas alteraciones, en caso

contrario este sistema resulta ineficiente y puede dañarse seriamente debido a resonancias inesperadas. Adicionalmente, la corriente nominal del filtro es muy dependiente de la distorsión existente, dado que el filtro presenta una baja impedancia en su frecuencia de resonancia, por tal motivo en la implementación de filtros pasivos se requiere un estudio detallado de las características de la instalación, lo cual es una limitación en el uso de esta tecnología.

Los filtros pasivos se pueden conectar de diferentes maneras dependiendo del propósito que se desee conseguir, una de ellas corresponde a la mostrada en la Figura 2.2, esta conexión se denomina shunt o paralela, estos generan caminos con muy baja impedancia para las frecuencias armónicas. Su estructura esta compuesta por una rama serie conformada por la combinación de elementos pasivos. Dentro de las topologías que se derivan de estos filtros están los paso bajos, pasa altos y los pasa banda, cada uno de estos con características bien definidas.

La segunda configuración de filtros pasivos es la conexión serie, en esta el filtro evita el paso de una componente de frecuencia determinada, desde la fuente de la perturbación hacia alguna componente de la red eléctrica, mediante la presencia de una gran impedancia serie a la frecuencia especificada. Estos constan de un inductor y un capacitor en paralelo que se posicionan en serie a la parte de la red que se desea proteger (ver Figura 2.3).

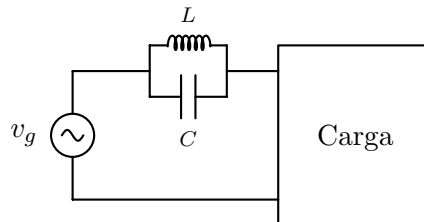


Figura 2.3: Esquema de compensación mediante la conexión serie de un filtro pasivo

Además de las dos conexiones de filtro pasivo antes mencionadas, existe una tercera configuración que integra estas dos últimas, por lo cual es una conexión serie-paralelo. La Figura 2.4 representa esta conexión.

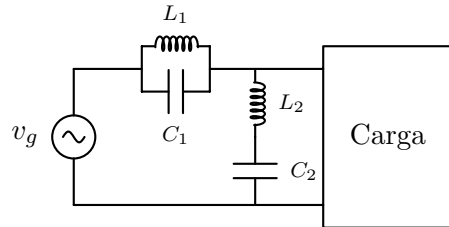


Figura 2.4: Esquema de compensación mediante la conexión serie-paralela de un filtro pasivo

Al igual que las configuraciones serie y paralelo, la conexión serie-paralelo se emplea con el fin de eliminar armónicos, pero presenta la particularidad de filtrar casi por completo las armónicas de orden tres [1].

En cargas que no posean mucha fluctuación, es posible realizar la conexión de distintas ramas LC en paralelo con la carga y sintonizadas con la frecuencia de los armónicos que se deseen eliminar de la red. Para la selección de los componentes del filtro se parte de las intensidades de los espectros de la corriente en la carga y escogiendo los que posean mayor relevancia [29]. Para armónicos de orden n los parámetros L_n y C_n deben ser seleccionados de tal manera que satisfagan la siguiente ecuación:

$$\omega_n = 2\pi f_n = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}} \quad (2.5)$$

Ya que la ecuación (2.5) sólo posee una restricción, no puede lograrse una compensación más compleja, no es posible modificar sus parámetros para ajustarse a variaciones de la carga. Para resolver los inconvenientes asociados a este tipo de filtros, existe entre otras estrategias aplicadas con mejores resultados, entre estas se encuentran los filtros activos, este enfoque de mitigación de armónicos se describe a continuación.

2.3. Filtros Activos de Potencia

Esta estrategia de mitigación de armónicos aprovecha la energía almacenada en un condensador o en una bobina, para compensar las perturbaciones que se originan como consecuencia

de la presencia de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica, o provenientes de otras características no lineales de cargas como transformadores y máquinas rotativas. Gracias al hecho de contar en su configuración con un elemento almacenador de energía los filtros activos logran compensar otras perturbaciones y corrigen el factor de potencia.

Entre las características de los filtros activos se encuentran:

- Reducción de los armónicos de corriente que circulen por la red, entre el APF y los centros de generación de energía
- Reducción de la corriente por el neutro
- Reducción de los armónicos de tensión en el PCC
- Corrección del factor de potencia
- Equilibrio de corrientes circulantes por las fases
- Equilibrio de tensiones de fase
- Regulación de la tensión y del efecto Flicker

2.3.1. Estructura básica de un filtro activo de potencia

La estructura básica de un filtro activo de potencia para la compensación de corrientes armónicas esta conformada por un inversor controlado y un bloque en el cual se encuentra el control empleado para obtener las señales de referencia y mantiene la tensión en el lado de continua del inversor. Este sistema funciona como una fuente de corriente controlada, con el cual se eliminan las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales conectadas a la red eléctrica, esto se logra inyectando corrientes armónicas de igual magnitud y fase pero opuestas a las corrientes armónicas producidas por las cargas no lineales.

Los convertidores estáticos empleados en los APF presenta la estructura de un inversor, operando en los cuatro cuadrantes, con la posibilidad de realizar transferencias e intercambios de energía de forma bidireccional entre la red de alterna y un elemento almacenador de energía de tipo capacitivo o inductivo que se encuentra ubicada en el lado de continua del inversor [30].

La clasificación de los filtros activos se lleva a cabo teniendo en cuenta la topología de éstos y el modo como se conecten a la red, en estas encontramos:

- AFP en conexión paralela po shunt
- APF en conexión serie
- APF en conexión serie paralelo (Acondicionador universal)
- Filtrado híbrido

A continuación se dará una pequeña descripción de cada una de ellas prestando mayor atención al caso de APF en conexión paralela ya que sera esta la cual se implementará en este trabajo.

APF en conexión paralelo

Esta configuración del APF funciona como un sumidero para las corrientes armónicas generadas por la carga, evitando que circulen hacia la fuente de alimentación, y además actúa como fuente para la corriente de consumo reactivo de la carga. De esta manera no solo compensa la energía reactiva sino también la potencia de distorsión [2]. En la siguiente figura se muestra la topología básica del APF en conexión paralela con un inversor de tipo fuente de corriente.

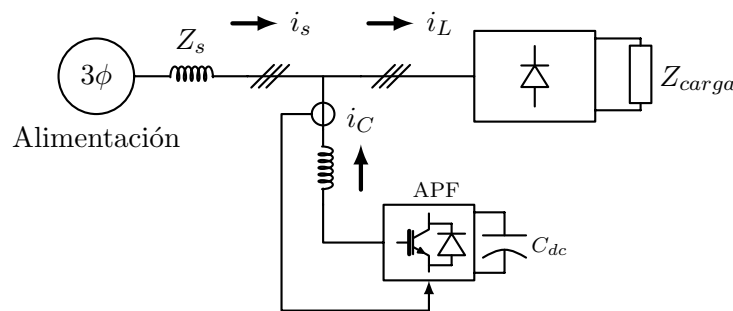


Figura 2.5: APF en conexión paralela o shunt

Esta compuesto en su etapa de potencia por un puente completo de conmutación, una inductancia de acoplamiento y un condensador para el almacenamiento en corriente directa.

Esta topología es nombrada como VSI (*Voltaje Source Inverter*) puesto que es en el condensador donde se almacena la energía de conversión, siendo la inductancia el medio para dar seguimiento a la referencia del sistema de control [30] (ver Figura 2.5).

El APF shunt se conecta en el punto de acoplamiento común ya sea de manera directa, tomando las precauciones pertinentes (aislamiento adecuado) o mediante un transformador; si se adopta la segunda forma de conexión se debe considerar que un transformador que permita el paso de las corrientes que el filtro va a inyectar. La conexión del filtro se realiza de tal manera que suministre las corrientes de compensación i_C (ver Figura 2.5), las cuales cancelen las corrientes armónicas provenientes de las cargas no lineales. Para su operación, el APF toma y entrega energía de la red AC, realizando un almacenamiento momentáneo de energía, al mismo tiempo toma la potencia necesaria para suplir las pérdidas debidas a la conmutación de los dispositivos semiconductores. Si se tiene un sistema con cargas desbalanceadas el APF shunt equilibra las corrientes de línea, y en el caso de sistemas con neutro, cancela las corrientes circundantes por este [3]

Una desventaja de esta topología de filtro activo es que el inversor tiene que soportar toda la tensión de red y su bus de continua debe ser de una tensión superior a la de pico de la red. Además debe soportar la corriente armónica máxima, la debida a la compensación de potencia reactiva de frecuencia fundamental y la debida a otras perturbaciones que se deseen filtrar, sumado a esto exige un control complicado para una correcta eliminación de los armónicos de corriente, con lo que su costo de implementación resulta elevado [22].

Otra estructura de filtro activo paralelo se muestra en la siguiente figura.

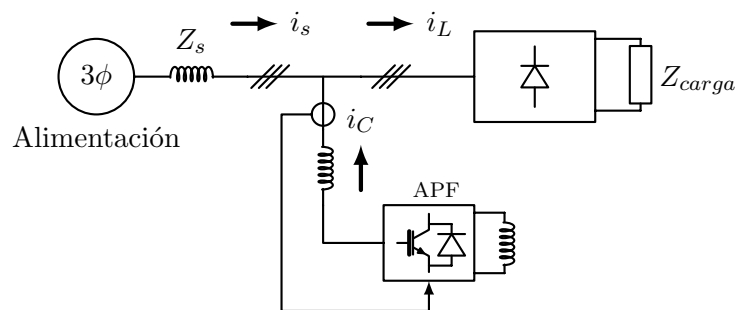


Figura 2.6: Filtro activo paralelo con fuente de corriente

En la figura anterior el inversor trabaja a altas frecuencias empleando un PWM (*pulse-*

width modulation), es español *Modulación por Ancho de Pulso* a altas frecuencias, cuenta además con un control, el cual realiza un seguimiento de la corriente en la carga, igualmente determina el contenido de armónicos y genera las señales para los IGBT's del inversor y de esta manera inyectar las corrientes armónicas en contrafase para llevar a cabo la cancelación. Este tipo de topología no es muy utilizada, a diferencia de la observada en la Figura 2.5.

APF en conexión serie

A diferencia del filtro paralelo, el APF serie se conecta en serie con la carga a través un transformador de acoplamiento (ver Figura 2.7). Al conectarse en serie realiza la inyección de tensiones para compensar cualquier perturbación de tensión. Por lo cual esta configuración es apropiada en casos donde se tengan cargas generadoras de armónicas de tensión, o provenientes de la red de suministro.

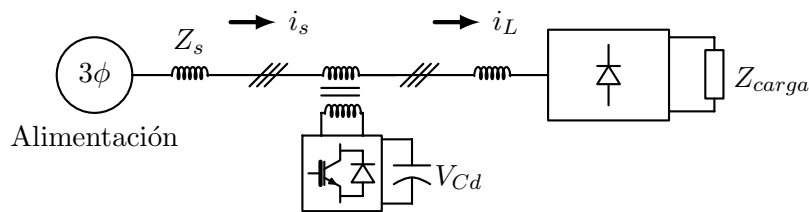


Figura 2.7: Filtro activo serie

El filtro activo serie no compensa las corrientes armónicas de la carga y el sistema actúa como una impedancia variable, cuyo valor es idealmente nulo para la componente fundamental de corriente e infinita para todas las demás componentes, de modo que evita que las corrientes armónicas fluyan del sistema hacia la carga, y así garantiza que eventuales filtros pasivos ubicados en la carga no absorban dichas corrientes del resto del sistema. Esta topología no es la más utilizada, y en general se acompaña normalmente de un sistema de filtrado pasivo complementario [30].

APF en conexión serie-paralelo

Este tipo de configuración está compuesta por un filtro activo serie y uno paralelo, el filtro serie se conecta más próximo a la red de suministro, mientras que el filtro paralelo se conecta más cerca a la carga no lineal (ver Figura 2.8). universal, el cual es una combinación de un filtro activo paralelo y un filtro activo serie. El elemento almacenador de energía (inductor o

capacitor) es compartido por la fuente de corriente y la fuente de voltaje que operan como compensadores activo paralelo y activo serie de ambos filtros, es decir no es necesario tener un elemento almacenador para cada uno, basta tan solo con uno.

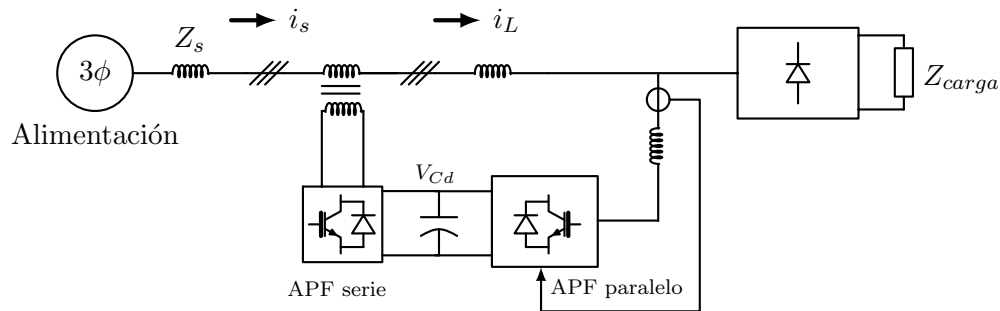


Figura 2.8: Filtro activo serie-paralelo

El filtro serie-paralelo es conocido también como Acondicionador Universal, pero además es como UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*). En esta configuración el filtro activo paralelo cancela las corrientes armónicas, las corrientes de secuencia negativa y puede realizar compensación de energía reactiva, mientras que el filtro activo serie hace la función de desacoplo respecto a la red y puede realizar otras funciones, como regulación de tensión, compensación de flicker y equilibrado de fases en el punto de conexión a la red. El filtro serie además de suministrar la tensión armónica de compensación, debe soportar toda la corriente de la carga [1]. Este inversor también tiene que soportar o estar protegido contra cortocircuitos en el lado de carga.

Filtrado híbrido

La topología de filtrado híbrido consta de un sistema de filtrado pasivo tradicional conjuntamente con un filtro activo, conectados de diferentes maneras en relación con el filtro pasivo. Esta combinación optimiza el sistema de cancelación pasiva, evita los problemas de resonancias entre los componentes del filtro pasivo y la impedancia de línea y permite potencias de filtrado elevadas a un costo inferior a la de una topología de filtro activo puro.

Según la conexión entre el sistema pasivo y el sistema activo, pueden considerarse las siguientes estructuras básicas [30]:

- Combinación de filtro activo en serie con la línea y filtro pasivo en paralelo con la línea y la carga.

- Combinación de filtro activo en serie con el filtro pasivo y ambos en paralelo con la carga.
- Combinación de filtro activo y pasivo, en paralelo con la línea y la carga.

Para todos los casos mencionados anteriormente, el filtro pasivo puede estar conformado por una o varias ramas de filtros pasivos sintonizados y también contener un filtro tipo pasa alto o amortiguado, dependiendo de las características de la carga o el problema que se tenga. Este tipo de filtros posee ciertas características favorables comparado con el filtro activo puro, debido que este último debe soportar la totalidad de la tensión de la red, o la totalidad de las corrientes de la carga, lo cual degrada al inversor de potencia y su funcionamiento. Sumado a esto, si se usan transformadores para el enlace del inversor y la red, las pérdidas y el costo entran a ser un aspecto a tener en cuenta. Entre las características más sobresalientes de los filtros híbridos están las siguientes:

- equilibra las corrientes de frecuencia fundamental que son suministradas por la fuente
- regula el suministro de potencia reactiva a la red
- compensación de corrientes en rangos más amplios de frecuencias
- rápida respuesta ante variaciones transitorias de la carga
- dependiendo de su configuración puede funcionar como una fuente ininterrumpida
- adicional al filtrado, puede realizar tareas de regulación de tensiones y control del flujo de potencia en las líneas

A modo de información se mostrará a continuación cada una de las configuraciones híbridas de los filtros activos, y se dará una breve descripción de cada uno.

▪ **FAP en serie con la línea**

En esta configuración el filtro activo se conecta en serie con la línea y el filtro pasivo en paralelo con el APF y la carga. El APF está conformado por un convertidor fuente de tensión conectado en serie con la línea mediante un transformador elevador.

El comportamiento del filtro activo se asemeja a una impedancia variable situada entre la línea y la carga, de este modo que para la componente fundamental esta es nula, y para

el caso de componentes armónicas presenta un resistencia elevada. Debido a la configuración del APF, las corrientes armónicas generadas por la carga circularan por el filtro pasivo. Por lo tanto el filtro pasivo es quien cancela la mayor parte de las corrientes armónicas, mientras el filtro activo proporciona una pequeña cantidad del total de la potencia de cancelación y de esta manera se reduce el costo del filtro.

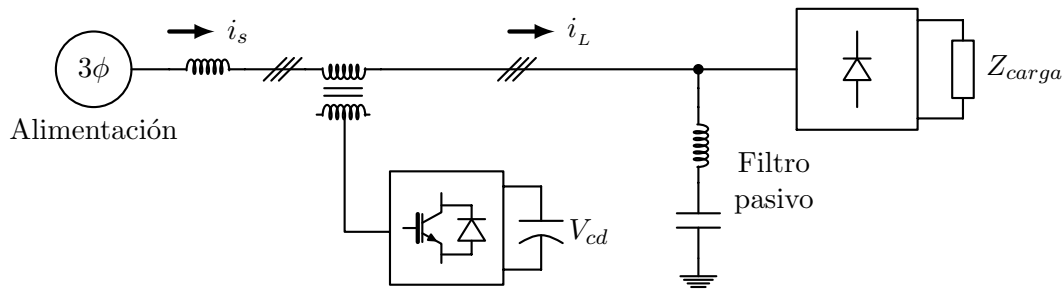


Figura 2.9: Configuración híbrida APF serie con la línea

▪ **FAP en paralelo con filtro pasivo**

En esta topología el filtro pasivo es sintonizado con las frecuencias más bajas. El filtro activo como fuente de corriente o como fuente de tensión controlador por corriente se conecta en paralelo con el filtro pasivo, es este el encargado de suprimir las corrientes armónica más elevadas [1].

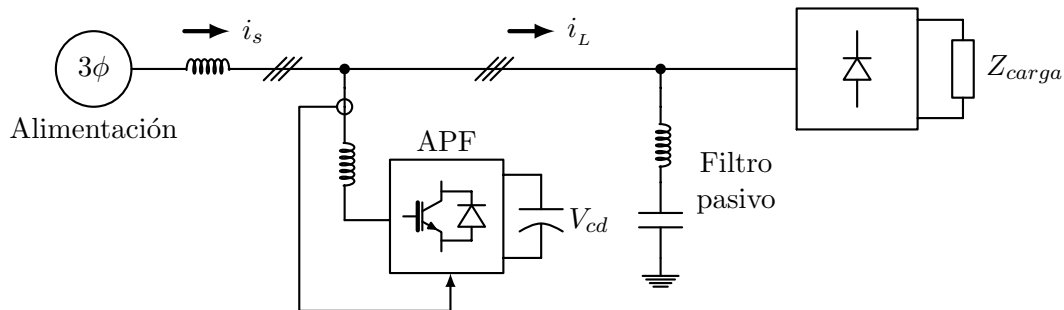


Figura 2.10: Configuración híbrida APF paralelo con un filtro pasivo

▪ **FAP en serie con filtro pasivo**

En esta configuración el filtro activo es conectado en serie con el filtro pasivo mediante un transformador y a su vez ambos están conectados en paralelo con la carga. Las topologías

híbridas que emplean tanto filtros activos como pasivos son las más empleadas, ya que permiten reducir significativamente la potencia del filtro activo.

El filtro activo se comporta como una fuente de tensión variable, que ante la componente fundamental es cero, y ante presencia de componentes armónicas posee cierto valor con el cual se drenan estas corrientes [1].

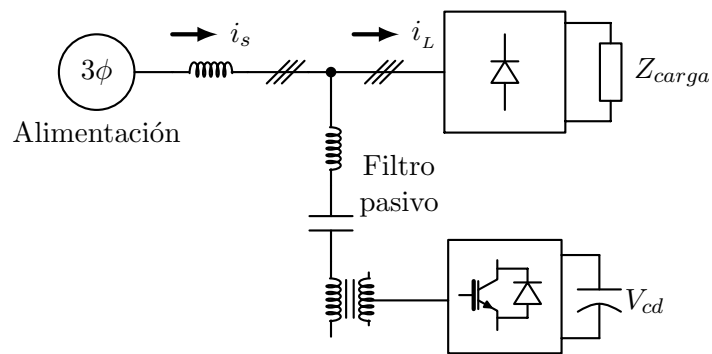


Figura 2.11: Configuración híbrida APF serie con un filtro pasivo

2.4. Topologías de los Convertidores Estáticos

Como ya se ha mencionado anteriormente una de las partes constitutivas de un filtro activo es el convertidor de potencia o inversor, este elemento se puede implementar mediante un inversor de fuente de tensión (VSC: *Voltage Source Converter*), cuando la energía es proporcionada por un condensador, o por medio de un inversor fuente de corriente (CSC: *Current Source Converter*) cuando la energía es almacenada en una bobina. Estos circuitos funcionan como fuentes no sinusoidales de tensión o corriente. El inversor fuente de tensión es el más empleado, ya que económicamente los condensadores son más baratos, además son más fáciles de controlar, más eficientes, y con un almacenamiento mayor de energía en comparación con una bobina. En las Figuras 2.12(a) y 2.12(b) se presentan estas dos configuraciones.

Los interruptores de potencia para el inversor de la figura 2.12(a) deben permitir un flujo de corriente bidireccional y soportar una tensión unipolar limitada al bus de continua. Por el contrario en estructuras tipo CSC, la corriente es unidireccional y limitada por la fuente de continua, mientras que la tensión es bipolar. Se emplean IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) que incluyen un diodo libre de circulación en antiparalelo. Como en el caso de

cualquier inversor, el control de las conmutaciones de los dispositivos debe considerar que dos IGBT de una misma rama no deben conducir simultáneamente, ya que dejaría en cortocircuito al condensador [30].

La conexión a la red del inversor tipo fuente de tensión debe hacerse por medio de una inductancia mediante el cual se atenúe el rizado de alta frecuencia que pueda presentarse en la corriente de inyección del filtro.

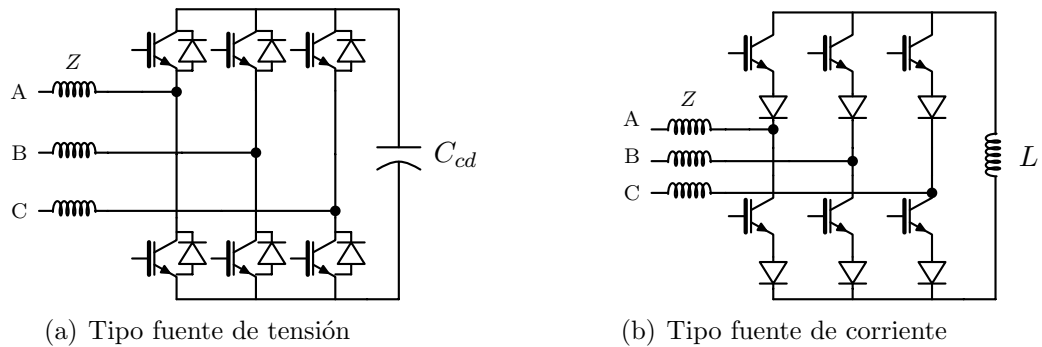


Figura 2.12: Estructuras del inversor de potencia del APF

Las dos figuras anteriores son empleadas para sistemas sin neutro, debido que solo aparecen las tres fases en cada una de ellas. En el caso de sistemas con neutro son empleadas las siguientes configuraciones:

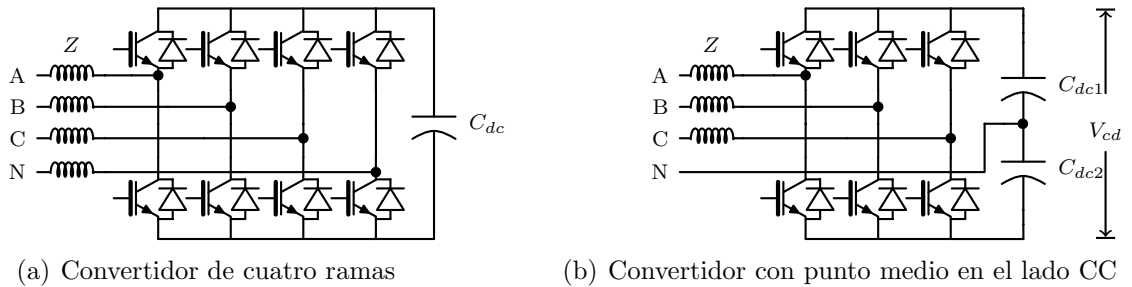


Figura 2.13: Estructuras del inversor de potencia del APF

La Figura 2.14 muestra el principio de compensación básica del APF shunt de 4 ramas, y en la Figura 2.13(a) se muestra el circuito del inversor. Una derivación del APF está diseñada

para ser conectado en paralelo con la carga, para detectar su armónica de corriente e inyectar en el sistema una corriente de compensación, idéntica a la corriente armónica de la carga, con lo cual, el consumo de corriente del sistema de potencia en el punto de acoplamiento del filtro resultará sinusoidal.

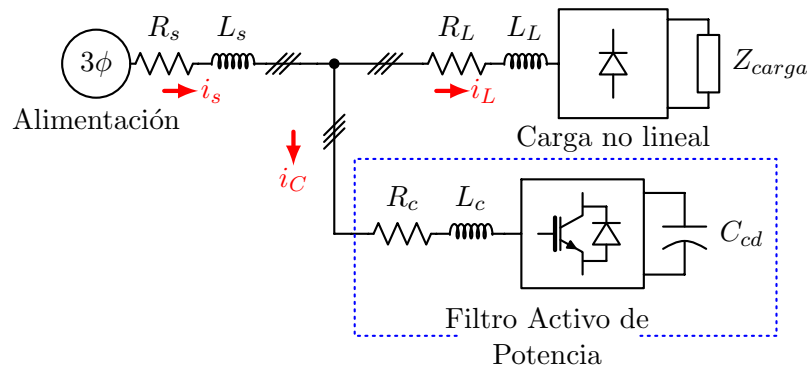


Figura 2.14: Compensación básica del APF shunt de 4 ramas

El APF de cuatro ramas emplea una rama especialmente para compensar la componente de secuencia cero por el neutro. El sistema basado en el uso de una cuarta rama en el convertidor para el neutro resulta más costoso, pero es más fácil de controlar y tiene un comportamiento excelente, y en algunos casos se puede llegar a independizar la compensación de la corriente del neutro. Se prefiere el inversor de tres ramas debido al menor número de dispositivos de conmutación, pero la construcción del circuito de control es complejo, se necesitan enormes condensadores DC-link y el equilibrio en los dos condensadores es un problema clave [3]. En la Figura 2.15 se muestra el circuito de potencia del APF de cuatro ramas conectado en paralelo con la carga.

El punto medio de cada rama está conectada a la fuente del sistema a través de un inductor de filtro. El APF se compone de 4 ramas VSI, se necesitan 3 ramas para compensar las corrientes de las tres fases y una rama para compensar la corriente por el neutro. Posee 8 interruptores IGBT. Se utiliza la energía de un condensador de almacenamiento para el control de histéresis de banda fija, para obtener los pulsos de activación VSI de los IGBT de cada rama del inversor. El alto contenido de corrientes armónicas generadas por la conmutación de los dispositivos semiconductores del inversor de PWM es filtrada mediante el uso de un filtro paso alto RC, como se muestra en la Figura 2.15.

Para el caso de la Figura 2.13(b) se tiene conectado el neutro en el punto medio de los dos condensadores, se requiere de un control específico de la igualdad del reparto de tensiones en los condensadores para evitar la destrucción de los mismos, la instalación de un número de condensadores cuatro veces superior, aunque de menor tensión, para conseguir la misma capacidad y la necesidad de instalar doble número de transductores para leer la tensión total y la del punto medio de los condensadores. Tanto la topología de cuatro ramas (ver Figura 2.13(a)), como la que posee condensador repartido (ver figura 2.13(b)) serán implementadas en el presente trabajo, cada una en conexión paralela con la carga [30]. El propósito de esto es realizar un estudio comparativo entre estas dos topologías y determinar cual de ellas presenta un mejor comportamiento, además cual de las dos arroja mejores resultados frente escenarios de cargas no lineales desbalanceadas, tensiones distorsionadas, tensiones desbalanceadas y tensiones desbalanceadas-distorsionadas.

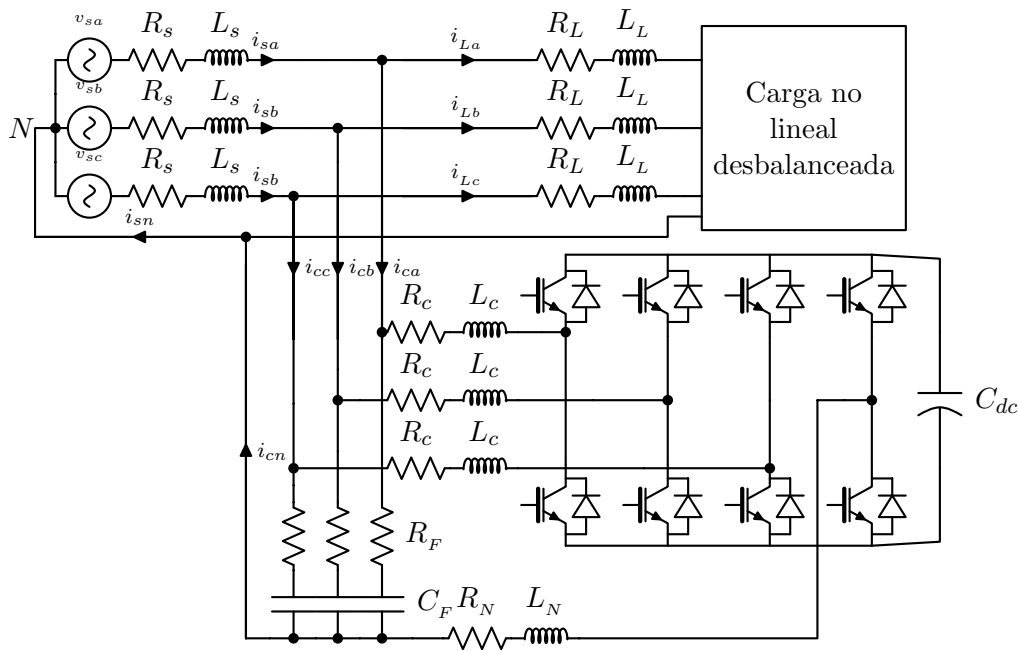


Figura 2.15: Circuito de potencia del APF shunt de cuatro ramas

2.5. Aspectos a Considerar en la Implementación de un Filtro Activo de Potencia Para la Mitigación de Armónicos

Una parte importante en el diseño e implementación de filtros activos para mitigación de armónicos, corresponde a la especificación de los elementos que integran al filtro, de tal manera que se logre cumplir con los resultados esperados ante la presencia de perturbaciones. De este modo la corriente pico que puede inyectar el filtro determina la capacidad del filtro. Una vez determinado la potencia de compensación del filtro con respecto a la carga, se deben dimensionar cada uno de los componentes del filtro y, determinar el modo o la forma de controlarlo. Teniendo en cuenta lo descrito anteriormente, este proceso se resume en los siguientes pasos [2]:

- **Dimensionamiento de la etapa de potencia:** Se requiere que esta etapa además de ser capaz de generar las corrientes de compensación que demanda la carga, posea una respuesta rápida ante variaciones de la carga. Es por esto que al momento de diseñar el filtro se tenga un equilibrio entre la velocidad de respuesta y la precisión del filtrado.
- **Generación de las corrientes de referencia:** El propósito del filtro activo a utilizar es compensar las componentes armónicas de la corriente de carga i_L , esta referencia sirve para actuar sobre la etapa de potencia del filtro, con lo cual, sólo la componente fundamental que para propósitos de este trabajo es de 50 Hz, $i_{fund}(t)$, deberá circular por el sistema eléctrico. Para ello, se define la corriente de referencia como aquella corriente que debe inyectar el filtro activo y cuyo valor es igual a la diferencia entre la corriente de carga i_L y la corriente fundamental i_{fund} , en consecuencia el filtro activo debe ser capaz de estimar en tiempo real la señal resultante de esta diferencia.
- **Lazo de control:** El lazo de control debe garantizar el seguimiento de la referencia de compensación, por parte de la etapa de potencia, realizando una secuencia de conmutación adecuada. Esto se debe lograr con un mínimo esfuerzo en la etapa de potencia y aprovechando las características físicas del filtro.

2.6. Control de la Corriente de Inyección

El control de corriente del APF tiene como fin conseguir que las corrientes de salida sigan las referencias provenientes de él (ver Figura 2.16). El control de la corriente de inyección de

un APF se puede plantear de forma no lineal, o realizar una aproximación [31]. Dado que los semiconductores de potencia operan a muy alta frecuencia en comparación con las señales aportadas como referencia, es posible realizar una linealización a baja frecuencia. Independientemente de la técnica de control que se emplee y suponiendo que no existe filtro a la salida del APF, la corriente inyectada en la red tendrá un rizado de alta frecuencia superpuesto a la onda de baja frecuencia aportada como referencia [5].

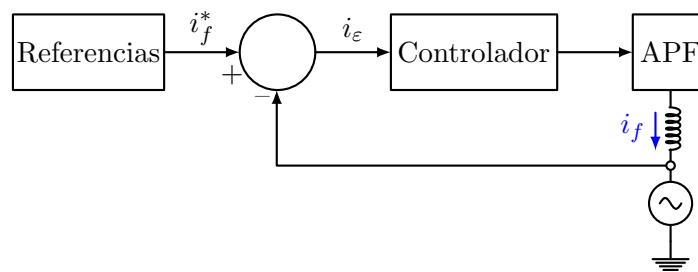


Figura 2.16: Esquema simplificado del control de corriente en un APF

De la Figura 2.16, la señal de salida del controlador corresponde a la tensión que el inversor debe aplicar en los extremos de la bobina de inyección para que la corriente de compensación corresponda a la corriente de referencia. Bajo este esquema, la función del modulador por anchura de pulsos (Pulse Width Modulated, PWM) es determinar los tiempos que cada uno de los dispositivos electrónicos de potencia del FAP permanece en uno de sus dos posibles estados de operación para cada intervalo de conmutación. Para el control de la corriente de inyección existen dos tendencias, los controladores lineales y los no lineales. Para el primer caso generalmente utilizan una modulación PWM (*Pulse Width Modulation*) ya sea en forma estándar o modificada [5], en los cuales la señal portadora proviene de un regulador lineal que se compara con una señal moduladora triangular y de esta manera obtener los pulsos de activación de los interruptores del convertidor. El regulador lineal que se emplea con mayor frecuencia en los APF es un PI (Proporcional-Integral) o en su defecto un tipo P (Proporcional). La técnica de modulación empleada en el inversor determina el aprovechamiento de los recursos de tensión del bus de continua, la calidad y linealidad de la tensión de salida, el rizado de la corriente, las pérdidas de potencia de conmutación, etc [2].

Las técnicas de control o modulación están orientadas a la generación de las señales de disparo de los dispositivos semiconductores del convertidor a partir de las señales de referen-

cia o consigna obtenidas del algoritmo de control, en términos de tensiones.

En el caso de los controladores no lineales, tanto el regulador como el modulador se encuentran integrados, la acción de la señal de control y modulación es propia del esquema de control, dentro de estas técnicas sobresalen el control por histéresis de corriente y el control por modos deslizantes. Independientemente del tipo de topología del inverso que se emplee, la función del controlador debe ser siempre la misma, comparar las corrientes de referencia con las corrientes de inyección con el fin de realzar la compensación y, en función de la señal que se obtenga del error entre estas dos generan las señales de puerta de activación de los interruptores del inversor.

La efectividad del inversor depende en gran medida de la estrategia de control de corriente empleada. Por esta razón el control de la corriente de los convertidores PWM se ha convertido en uno de los temas más tratados en la electrónica de potencia. A diferencia de los convertidores de tensión PWM en lazo abierto usuales, los convertidores PWM controlados en corriente poseen las siguientes características [30]:

- Protección contra corriente máxima
- Rechazo a la sobrecarga
- control instantáneo de la forma de onda de la corriente y alta exactitud
- Dinámico
- Compensación de los efectos debido a la variación de los parámetros de la carga
- Compensación de la caída de tensión de los IGBT y tiempos muertos del convertidor
- Compensación de los cambios de tensión en el lado de continua

Debido a que el control del inversor para establecer las consignas calculadas es uno de los objetivos del presente trabajo, se mencionarán a continuación las técnicas de modulación más empleadas en sistemas trifásicos.

2.6.1. Control lineal de corriente

En forma convencional el controlador realiza una modulación sinusoidal PWM de voltaje para el convertidor, empleando como señal de modulación el error de corriente filtrado por un controlador PI. Una variación en la señal de modulación es instantáneamente reflejada en una variación del ciclo de trabajo de la señal PWM sin el retraso que se presenta a una mitad del período de modulación. La aplicación de estas técnicas de modulación solamente puede reducir la velocidad de respuesta del sistema, por tal razón su desempeño no es satisfactorio, esto se debe a la limitación que tiene el ancho de banda del sistema electrónico, ya que es necesario realizar un filtrado del rizado de la señal de modulación. Para superar esta limitación, las versiones recientes de sistemas de control lineal de corriente explotan la transformación $d - q$, en donde no es necesario conocer el ángulo de fase instantáneo de las formas de onda sinusoidales para realizar la transformación $d - q$ [22].

Un aspecto favorable de este tipo de técnicas es que las componentes armónicas fundamentales de la tensión y la corriente, entran al controlador como valores escalares, por tal motivo el voltaje de línea es considerado por el controlador de corriente como un valor constante, debido a esto el rechazo que se obtiene de las perturbaciones es mucho más efectivo. Sin embargo a causa de la limitación del controlador PI implica errores significativos cuando se tienen componentes armónicas de orden mayor de la corriente de referencia, por tal motivo la compensación del APF es limitada [6].

2.6.2. Control adaptativo

La característica principal de esta técnica de control es que las ecuaciones que gobiernan su operación varían en función del error de la señal para la inyección y la corriente real del inversor. Estos controladores suelen incorporarse en las estructuras de control convencional como en un PI o de igual forma para los controladores de marco rotatorio [32].

La implementación del control adaptativo permite el error estacionario propio del PI. La desventaja más notable es que ante la presencia de transitorios instantáneos en la condición de operación del APF, el controlador puede llegar a ser inestable.

2.6.3. Control digital DeadBeat

En este tipo de controlador se calcula la fase del voltaje para hacer que la fase de la corriente alcance su referencia al finalizar el siguiente período de modulación. Generalmente

estos cálculos son realizados por medio de la transformación de Clarke y haciendo uso de la modulación vectorial se obtienen los pulsos de conmutación del convertidor. Un aspecto favorable de esta técnica es que al generar la corriente de referencia no es necesario realizar la medición de las tensiones de línea, aun que debido al retardo presente en los cálculos es una seria desventaja para esta técnica.

Debido a que es necesario tener una rápida respuesta en la aplicación de esta técnica de control para el APF, la técnica DeadBeat es limitada a causa de la falta de los requerimientos mínimos de velocidad. En las versiones más recientes del controlador DeadBeat, este retardo se reduce muestreando las variables de control y ejecutando las rutinas de control dos veces en un período de modulación [33]. Los tiempos de encendido y apagado de los interruptores del convertidor de potencia se implementan por separado en dos períodos sucesivos de control. Como efecto del retraso en el seguimiento de la referencia de corriente se puede reducir a un solo período de modulación. Esto puede ser equilibrado adoptando una técnica de predicción para la referencia de corriente. Otro interrogante que se debe considerar en este tipo de técnica de control es el efecto de los filtros de entrada que se usan comúnmente para eliminar las componentes armónicas de alta frecuencia residuales en las corrientes de línea, que son causadas por la modulación del inversor. Estos filtros no se tienen en cuenta en el algoritmo de control y pueden, algunas veces, contaminar la estabilidad del lazo de corriente. Para garantizar la inalterabilidad del control, es debido hacer un cierto sobredimensionamiento de los componentes reactivos del sistema [34].

2.6.4. Control por histéresis

En la implementación del control por histéresis las señales de conmutación son generadas a partir del resultado de la comparación de error de corriente con una banda fija de histéresis. Esta técnica muestra sencillez en su implementación, además posee una gran robustez. No obstante presenta ciertas características indeseadas, entre estas podemos mencionar que produce una frecuencia de modulación variable para el convertidor. Esto trae consigo una dificultad en el diseño de los filtros de entrada y provoca la generación de resonancias no deseadas sobre la red. Otro aspecto desfavorable del control por histéresis es que su desempeño es afectado en forma dañina por la interacción de las corrientes de fase que es típica en sistemas trifásicos con neutro aislado [6],[34].

En el transcurso del tiempo se han propuesto algunas mejoras para el modelo original del control por histéresis como las realizadas en [35] y [36], con el fin de implementarla en aplicaciones industriales como el establecimiento de estrategias de desacople de corrientes de

fase. Existen varios tipos de controladores de corriente de histéresis basados en la banda, entre estos se encuentran; controlador de corriente por banda fija de histéresis, controlador de corriente por banda sinusoidal de histéresis y controlador de corriente por banda adaptiva de histéresis.

Cada uno de las técnicas de control por histéresis antes mencionadas son utilizadas para la generación de los impulsos de conmutación del inversor. Entre las diversas técnicas de control actuales, el control por histéresis es la técnica más ampliamente utilizada por que posee una aplicación no compleja, excelente estabilidad, ausencia de cualquier error de seguimiento, respuesta transitoria muy rápida, y la robustez intrínseca para variaciones en los parámetros de la carga, además ofrece una mejor supresión de armónicos de orden inferior, Sin embargo como ya se ha mencionada, una desventaja radica en que su frecuencia de conmutación puede fluctuar y como resultado de ello las pérdidas de conmutación se incrementan, se produce ruido acústico y conlleva una dificultad en el diseño filtros de entrada [37].

En la técnica de histéresis la función de error se centra en una banda de histéresis preestablecida. Cuando el error supera el límite de histéresis superior o inferior el controlador de histéresis realiza la conmutación apropiada para controlar el error dentro de la banda predefinida y enviar estos pulsos al VSI y de esta forma producir la corriente de referencia [38].

Control de corriente por banda fija de histéresis

Como ya se ha mencionado la señal de referencia para la compensación es comparada de forma instantánea con la señal realmente inyectada. La señal de error resultante $e(t)$ es aplicada a un circuito comparador por histéresis que, dependiendo de la anchura de la banda de histéresis y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor. En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques simplificado de este controlador [17].

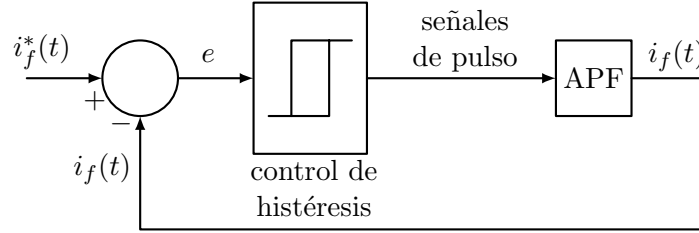


Figura 2.17: Esquema de control de la corriente por banda fija de histéresis

El modelo matemático del control por histéresis de banda fija es expresado como [4],[38]:

$$i_{ref} = i_c \quad (2.6)$$

$$i_{up} = i_{ref} + HB \quad (2.7)$$

$$i_{lo} = i_{ref} - HB \quad (2.8)$$

Donde:

i_{ref} : corriente de compensación

i_{up} : límite superior de la corriente

i_{lo} : límite inferior de la corriente

El ancho de banda (AB) de este controlador esta dada por:

$$AB = i_{up} - i_{lo} \quad (2.9)$$

Reemplazando (2.7) y (2.8) en (2.9) se tiene que:

$$AB = 2HB \quad (2.10)$$

La lógica de funcionamiento es la siguiente:

$$\text{Si : } i_{\text{medida}} < (i_{\text{ref}} - \text{HB})$$

$$\text{SF} = 1$$

$$\text{Si : } i_{\text{medida}} > (i_{\text{ref}} + \text{HB})$$

$$\text{SF} = 0$$

Al momento en el que $\text{SF} = 1$, el interruptor superior se activa e igualmente es desconectado el interruptor inferior, y cuando $\text{SF} = 0$, el interruptor inferior es activado y el superior desactivado. En la siguiente figura se muestran las formas de onda para este control.

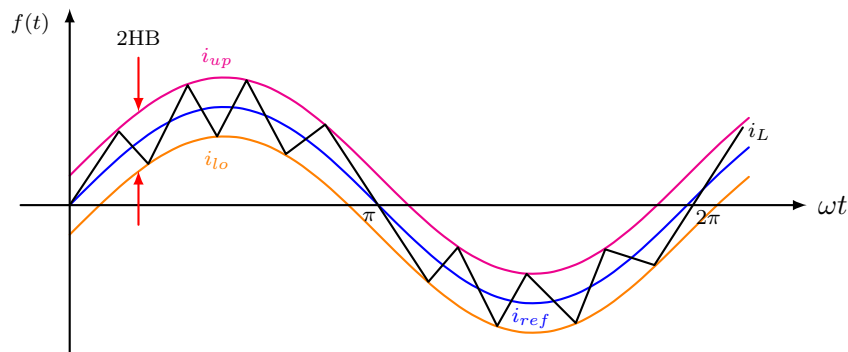


Figura 2.18: Señales para el control por histéresis de banda fija

Para efectos de este trabajo se empleará este tipo de técnica de control de corriente. Los resultados obtenidos se mostrarán más adelante.

Control de corriente por banda sinusoidal de histéresis

En esta técnica de control la banda de histéresis varía de acuerdo a una señal sinusoidal sobre un periodo de la fundamental. El modelo matemático que gobierna su funcionamiento es el siguiente [39]:

$$i_{ref} = I_m \text{sen}(\omega t) \quad (2.11)$$

$$i_{up} = (I_m + \text{HB}) \text{sen}(\omega t) \quad (2.12)$$

$$i_{lo} = (I_m - \text{HB}) \text{sen}(\omega t) \quad (2.13)$$

Donde:

- i_{ref} : corriente de compensación
- i_{up} : límite superior de la corriente
- i_{lo} : límite inferior de la corriente

Al ancho de banda AB esta dado por:

$$\text{AB} = i_{up} - i_{lo} \quad (2.14)$$

Reemplazando (2.12) y (2.13) en (2.14) se tiene que:

$$\text{AB} = 2\text{HB} \text{sen}(\omega t) \quad (2.15)$$

Para este caso, la lógica de funcionamiento del controlador es la siguiente:

Si : $i_{medida} - i_{ref} < 0$ y además

$$i_{ref} - i_{medida} \geq \|\text{HB}\|$$

$$\text{SF} = 1$$

Si : $i_{medida} - i_{ref} > 0$ y además

$$i_{ref} - i_{medida} \geq \|\text{HB}\|$$

$$\text{SF} = 0$$

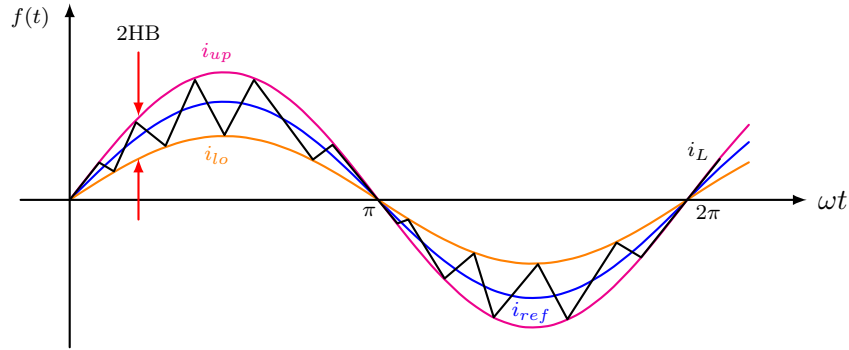


Figura 2.19: Señales para el control por histéresis de banda sinusoidal

Este controlador opera de forma similar al controlador por histéresis de banda fija, su diferencia radica en el ancho de pulso, ya que para el primero de estos su ancho de banda varía en un periodo de la fundamental. Su principal desventaja es que necesita de una señal de referencia sinusoidal, debido a esto se limita su aplicación para el control de filtros activos.

Control de corriente por banda adaptiva de histéresis

Esta técnica de control modifica el ancho de banda HB, para mantener la frecuencia de conmutación constante en los IGBT's del convertidor y, de esta manera logra mejorar los inconvenientes que presenta el método convencional de histéresis de banda fija [40].

En la Figura siguiente figura se muestra el diagrama de bloques simplificado de este tipo de control.

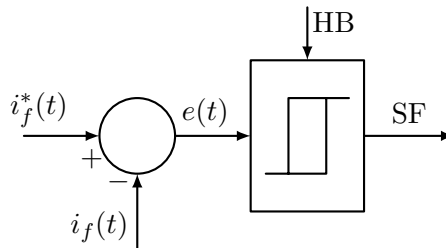


Figura 2.20: Control por banda adaptiva de histéresis

El valor de HB es calculado a cada momento por el controlador de corriente, seguidamente es ingresado al comparador de histéresis y este último dependiendo de su valor y de la señal de error genera los pulsos de activación del inversor.

En la siguiente figura se muestran las ondas de la corriente PWM y las ondas de tensión para la fase “a”, la corriente i_a tiende a cruzar la banda inferior en el punto 1, donde el IGBT de la parte superior en la fase “a” del convertidor es activado, la corriente lineal ascendente i_{ca}^+ toca la banda superior en el punto 2, el el que el IGBT de la parte inferior de la fase “a” es activado. Las siguientes ecuaciones se pueden escribir en los intervalos de conmutación t_1 y t_2 de la Figura 2.21 [39].

$$\frac{di_{ca}^+}{dt} = \frac{1}{L} (0,5V_{dc} - V_s) \quad (2.16)$$

$$\frac{di_{ca}^-}{dt} = \frac{1}{L} (0,5V_{dc} + V_s) \quad (2.17)$$

A partir de la geometría de la Figura 2.21 se puede escribir,

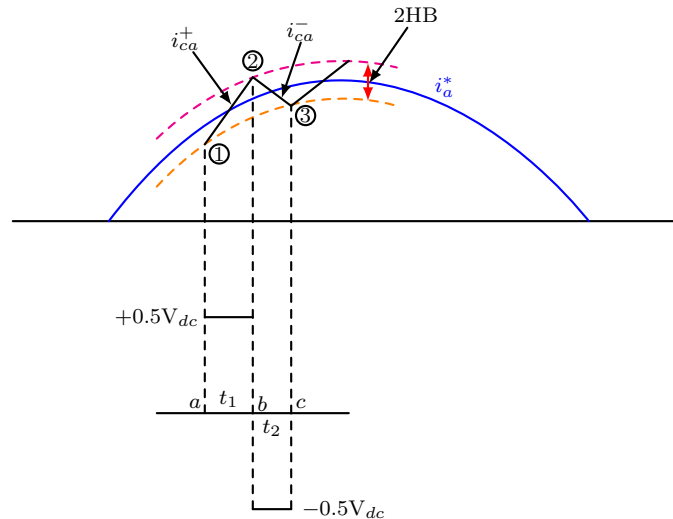


Figura 2.21: Señales para el control por histéresis de banda sinusoidal

$$\frac{di_{ca}^+}{dt}t_1 - \frac{di_{ca}^*}{dt}t_1 = 2\text{HB} \quad (2.18)$$

$$\frac{di_{ca}^-}{dt}t_2 - \frac{di_{ca}^*}{dt}t_2 = -2\text{HB} \quad (2.19)$$

$$t_1 + t_2 = T_c = \frac{1}{f_c} \quad (2.20)$$

Donde t_1 y t_2 son los intervalos de conmutación respectivamente, y f_c es la frecuencia de conmutación.

Sumando (2.18) y (2.19), y sustituyendo en (2.20), se tiene:

$$t_1 \frac{di_{ca}^+}{dt} + t_2 \frac{di_{ca}^-}{dt} - \frac{1}{f_c} \frac{di_{ca}^*}{dt} = 0 \quad (2.21)$$

Restando (2.19) y (2.18), se obtiene,

$$4\text{HB} = t_1 \frac{di_{ca}^+}{dt} - t_2 \frac{di_{ca}^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{ca}^*}{dt} \quad (2.22)$$

Reemplazando (2.17) en (2.22), resulta,

$$4\text{HB} = (t_1 + t_2) \frac{di_{ca}^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{ca}^*}{dt} \quad (2.23)$$

Sustituyendo (2.17) en (2.21) y simplificando, se tiene,

$$t_1 - t_2 = \frac{di_{ca}^*/dt}{f_c(i_{ca}^+/dt)} \quad (2.24)$$

Y, finalmente sustituyendo (2.24) en (2.23), y resolviendo para HB se encuentra que:

$$HB = \left\{ \frac{0.125V_{dc}}{f_c L} \left[1 - \frac{4L^2}{V_{dc}^2} \left(\frac{V_s}{L} + m \right)^2 \right] \right\} \quad (2.25)$$

Donde f_c es la frecuencia de conmutación, $m = di_{ca}^*/dt$, es la pendiente de la onda de corriente de referencia del compensador. La banda de histéresis HB se puede modular desde diferentes puntos en el ciclo de la fundamental para controlar el patrón de conmutación de los dispositivos del inversor. En la operación simétrica de las tres fases, se espera que los perfiles de ancho de banda HB_a , HB_b y HB_c sean iguales pero con diferentes fases [40].

2.7. Estimación de las Corrientes de Referencia

La corriente de referencia es aquella que debe generar el filtro activo para corregir las perturbaciones ocasionadas por las cargas no lineales. En un sistema eléctrico con tensiones sinusoidales balanceadas puras, las corrientes que circulan por este deberán ser iguales, es decir deben tener las mismas características. En la práctica estas corrientes se ven alteradas por diversos factores que ya se han mencionado anteriormente, debido a estas alteraciones en la forma de onda ideal de las corrientes, la corriente de referencia producidas por el filtro debe considerar estas perturbaciones [24]. Esta corriente puede ser calculada de la siguiente manera:

$$i_{ref}(t) = i_L(t) - i_{ideal}(t) \quad (2.26)$$

Donde, $i_{ref}(t)$ corresponde a la corriente de referencia; $i_L(t)$ son las corrientes de la carga e $i_{ideal}(t)$ son las corrientes ideales respectivamente.

Dependiendo del problema que se desee mitigar, el concepto de la corriente $i_{ideal}(t)$ toma su significado. En este sentido se diferencian dos tópicos, en el primero de se realiza un análisis armónico de la señal de corriente absorbida por la carga para compensar la distorsión de la forma de onda. En el segundo de ellos no solo se busca compensar los armónicos, la distorsión de la corriente en la carga, sino también la corrección del factor de potencia. Para esta última tendencia se considera que la corriente de referencia que debe inyectar el filtro es la diferencia entre la corriente de carga i_L y la corriente en el sistema a la frecuencia fundamental $i_{fund}(t)$, esto es:

$$i_{ref}(t) = i_L(t) - i_{fund}(t) \quad (2.27)$$

2.8. Estrategias de Control de Filtros Activos

Las técnicas de control para generar las señales de compensación son técnicas de corrección basadas en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo.

2.8.1. Métodos de control en el dominio de la frecuencia

La estrategia de control en el dominio de la frecuencia para obtener las señales de referencia para la compensación está basada en el análisis de Fourier de señales distorsionadas de tensión y corriente. Existen numerosas formas de implementarla como la Transformada Rápida de Fourier (FFT), la Transformada Discreta de Fourier (DTF), etc.

Mediante el uso de la transformada de Fourier las componentes armónicas a compensar son separadas de la señal contaminada y combinada para generar las señales de pulso de activación de los dispositivos semiconductores del inversor. Este método posee la desventaja de requerir un alto nivel de cómputo y posee además un tiempo de respuesta largo. Se han empleado otros métodos de control como los filtros de Kalman o las transformaciones complejas de Wavelet [30]. Sin embargo estas técnicas no serán empleadas en el presente trabajo.

2.8.2. Métodos de control en el dominio del tiempo

Las estrategias de control en el dominio del tiempo están basadas en la obtención de forma instantánea, de las señales de control para la compensación, de tensiones o corrientes, que son adquiridas de las señales distorsionadas contaminadas con armónicas del sistema eléctrico.

La ventaja más sobresaliente de este tipo de estrategias es la gran velocidad de respuesta que posee ante cambios en el sistema eléctrico, por lo tanto el filtro realiza un control en un instante en el que ocurra la perturbación, es decir realiza un control en tiempo real.

Existen diversos métodos en el dominio del tiempo, dentro de estos se hará mención de los más importantes, sin embargo, se expondrán con mayor detalle la teoría de la potencia reactiva instantánea, la teoría $p - q - r$ y el marco de referencia síncrono, ya que serán estos los que se van a implementar en este trabajo.

En todos estos métodos generalmente se obtienen las corrientes de referencia de compensación, por lo que son muy apropiados para la estructura de los FAP que actúan como fuente de tensión controlados en corriente en paralelo con la red. En algunos de estos métodos se considera al sistema trifásico referido a nuevos sistemas de coordenadas de referencia, estacionarios o rotantes, lo que implica la necesidad de utilizar transformaciones entre estos sistemas de coordenadas, transformaciones a las que se les exige la no variancia de la potencia en la transformación [30].

Para cada uno de los métodos empleados en el presente trabajo, se analizan distintas condiciones de funcionamiento, como tensiones ideales, balanceadas, distorsionadas, desbalanceadas, y desbalanceadas-distorsionadas, cada una de ellas empleadas en un sistema con conductor neutro. Además se presentan para cada método, el circuito de filtrado implementado y el control de corriente del inversor.

Otros métodos, también utilizados, no requieren hacer transformaciones de sistemas de coordenadas de las magnitudes a controlar y resultan más simples, sin embargo no suelen distinguir entre las componentes activa, reactiva y armónicas. Todos estos métodos basan su control en la energía del condensador de continua.

2.8.3. Etapas para el control de un filtro activo

Para la correcta realización del control de un filtro activo de potencia, se deben diferenciar y definir claramente cada una de las etapas llevadas a cabo en dicho control, con el fin de obtener unos resultados esperados. Estas etapas se resumen a continuación:

- En la primera etapa, las tensiones y corrientes intrínsecas son censadas del sistema usando transformadores de corriente y tensión, sensores de efecto Hall, etc., con el fin de obtener información precisa del sistema en cuestión.
- En la segunda etapa, las variables de compensación basadas en los métodos de control y las topologías del filtro activo son obtenidas en términos de los niveles de tensiones y corrientes.
- En la tercera etapa las señales de disparo de los IGBT's del inversor son generadas empleando algunas de las técnicas de modulación presentadas en la sección 2.6. Para efectos de este trabajo se empleará la modulación por banda fija de histéresis (ver apartado 2.6.4).

La potencia tradicional

En el análisis de potencia en circuitos de corriente alterna, suele plantearse la existencia de la potencia real o activa (P) que corresponde al consumo aprovechado por la carga, la potencia reactiva (Q), que es necesaria para el funcionamiento de la carga y es demandada debido a la existencia de componentes capacitivos o inductivos, y la potencia aparente (S), como la suma vectorial de la potencia activa y la potencia reactiva. EL planteamiento anterior solo es válido cuando se tienen cargas que no generen armónicos, es decir, cargas lineales, como resistencias, condensadores e inductores. Ahora bien cuando se presentan escenarios con cargas no lineales el estudio de potencia resulta problemático, y el enfoque anterior resulta ineficiente, debido a la aparición de un tercer término a causa de la presencia de armónicos en la red. Este término es denominado potencia de distorsión, y se designa con la letra D [22].

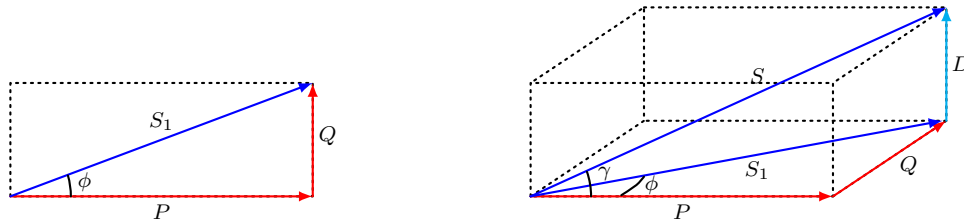


Figura 2.22: Representación de la potencia en un sistema con y sin presencia de armónicos

Budeanu, en su definición de potencia presentada en [41] establece la forma de obtener las componentes de potencia en un sistema eléctrico con presencia de armónicos.

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n \quad (2.28)$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sen \phi_n \quad (2.29)$$

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (2.30)$$

De esta de definición, surge de la modificación del triángulo de potencia usado en el análisis fasorial de circuitos de corriente alterna, en el que se incluye la potencia de distorsión D , tal y como se muestra en la Figura 2.8.3. Bajo este concepto se puede obtener las componentes de potencia de un sistema en estado estable, existiendo una clara limitación para la obtención de componentes instantáneas o evaluar los estados transitorios [2].

2.8.4. Teoría de la potencia reactiva instantánea ($p-q$)

La teoría de la potencia reactiva instantánea (TPARI) o teoría instantánea $p-q$, establecida por Akagi en el año de 1983 y modificada por otros autores, es una de las más utilizadas en el control de los APF [?]. Esta teoría se basa en los valores instantáneos de los sistemas trifásicos con o sin neutro y es válida para operaciones de estado estacionario o transitorias,

así como para formas de onda genéricas de tensiones y corrientes.

Esencialmente el sistema de control mide las tensiones de fase (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) en el punto de acoplamiento común, y las corrientes de fase (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) en la carga, y calcula las corrientes de referencia del convertidor empleando la teoría general de la potencia activa y reactiva instantánea en sistemas trifásicos.

Esta teoría consiste en una transformación algebraica más conocida como la Transformada de Clarke, que transforma las tensiones y corrientes trifásicas en coordenadas a - b - c a un marco de referencia estacionario de coordenadas α - β -0 [3]. Primeramente las variables medidas del sistema trifásico a - b - c son transformadas al sistema de ejes ortogonales α - β -0 a través de la transformación de Clarke, de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Donde:

v_{abc}, i_{abc} : Tensiones y corrientes de fase en el sistema de ejes a - b - c

$v_{0\alpha\beta}, i_{0\alpha\beta}$: Tensiones y corrientes en el sistema de ejes α - β -0

El sistema trifásico convencional de tensiones y corrientes, variables en el tiempo, está referido a un sistema de tres ejes a , b y c , fijos en el plano y desfasados 120° . La transformación

separa las componentes de secuencia cero, eje 0, del resto de las componentes, ejes α - β , tal como se muestra en las siguientes figuras.

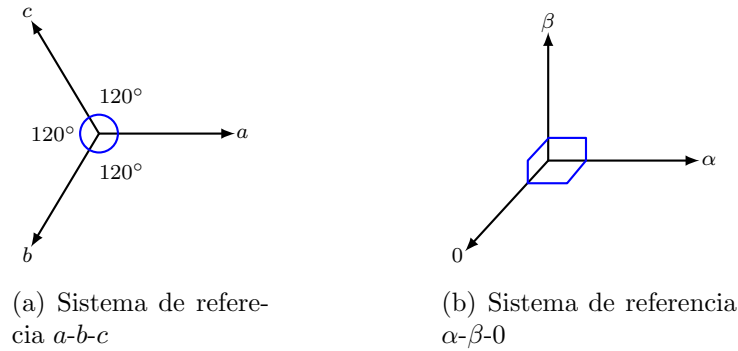


Figura 2.23: Sistema de referencia a - b - c y α - β -0

Una vez se conozcan las tensiones y las corrientes en los ejes α - β -0, se puede conocer el valor de la potencia real instantánea p , la potencia imaginaria q y la potencia debida a la componente de secuencia cero para sistemas con neutro [4].

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

De (2.33) las potencias quedan definidas como:

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (2.34)$$

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.35)$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.36)$$

Siendo p la componente de potencia activa instantánea, q la componente de potencia imaginaria y p_0 la componente de secuencia cero de tensión y de corriente. Es debido mencionar

que si no existe un desbalance de tensión o de corriente o bien armónicos de secuencia cero, el valor de v_0 ó i_0 sería igual a cero, por lo tanto la potencia debida a la componente de secuencia cero $p_0 = 0$.

La potencia total instantánea p_3 se determina como la suma de la potencia real instantánea y la potencia de secuencia cero,

$$p_3 = p + p_0 = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.37)$$

EL término de la potencia imaginaria instantánea (ver ecuación (2.36)), fue introducido por Akagi, como un vector espacial situado en el eje perpendicular al eje α - β (ver Figura 2.8.4). La potencia imaginaria instantánea es una medida de la cantidad de corriente o potencia que fluye por el sistema eléctrico sin transportar energía útil en ningún instante.

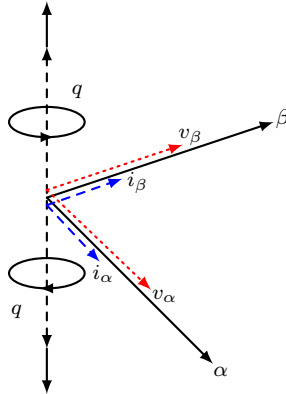


Figura 2.24: Representación espacial de la potencia imaginaria instantánea

Las corrientes según los ejes α - β -0 en función de las potencias y los voltajes son:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0^2 v_{\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & v_0 v_\alpha & -v_0 v_\beta \\ 0 & v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Donde

$$v_{\alpha\beta}^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2 \quad (2.39)$$

Las corrientes i_α e i_β , son expresadas en dos componentes de la siguiente manera:

$$i_\alpha = i_{\alpha p} + i_{\alpha q} = \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta}^2} p_\alpha + \frac{-v_\beta}{v_{\alpha\beta}^2} q \quad (2.40)$$

$$i_\beta = i_{\beta p} + i_{\beta q} = \frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta}^2} p_\alpha + \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta}^2} q \quad (2.41)$$

$$i_0 = \frac{1}{v_0} p_0 \quad (2.42)$$

Donde $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$, son las componentes de corriente activa instantánea según los ejes α - β , y las corrientes $i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$, son las componentes de corrientes reactiva instantánea según los ejes α - β , e i_0 es la corriente instantánea de secuencia cero. En las expresiones anteriores para las corrientes, se supone que la componente homopolar de tensión es distinta de cero ($v_0 \neq 0$), ya que en caso contrario no es posible calcular la inversa de la matriz utilizada para determinar el valor de las componentes de corriente. Sin embargo las expresiones de las componentes de corriente, según los ejes α - β , son independientes del valor de v_0 .

Es posible que en un sistema haya componente homopolar de corriente aunque no haya componente homopolar de tensión, lo que implica que la potencia homopolar es nula. Sin embargo, aunque el valor de la componente homopolar de corriente resultante de las ecuaciones anteriores, como cociente de dos valores que son nulos, daría como resultado una indeterminación, hay que interpretar el resultado como que la corriente homopolar, en el sistema de ejes α - β -0, es directamente igual a la del sistema de ejes a - b - c , es decir,

$$i_0 = \frac{1}{v_0} p_0 \iff i_{0(\alpha\beta 0)} = i_{0(abc)} = i_0 \quad (2.43)$$

Del resultado anterior, la incorporación de la componente homopolar de tensión y corriente es considerada como si se tratara de un circuito monofásico independiente de las otras componentes [30].

Para el caso de un sistema con tensiones y corrientes sinusoidales y carga no lineal, la potencia instantánea y la potencia imaginaria poseen una componente en continua y otra en alterna. Esto permite que p_0 , p y q puedan ser expresadas de la siguiente manera:

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (2.44)$$

$$p = \bar{p} + \tilde{p} = \bar{p} + p_{2w} + p_h \quad (2.45)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} = \bar{q} + q_{2w} + q_h \quad (2.46)$$

Las componentes \bar{p} y \bar{q} corresponden a los valores promedio de la potencia activa y reactiva respectivamente, originados por las componentes de secuencia positiva de voltajes y corrientes de la carga. los términos p_{2w} y q_{2w} corresponden a las componentes de secuencia negativa de la carga y, p_h y q_h son la potencia activa y reactiva de ondulación procedente de la armónica h [3].

De los resultados obtenidos en (2.44), (2.45) y (2.46), es posible mencionar lo siguiente [1]:

- Las componentes de continua de la potencia activa y reactiva son debidas a la presencia simultánea de las componentes directa e inversa de tensiones y corrientes.
- Las componentes de alterna de la potencia activa y reactiva son debidas a la presencia simultánea de las componentes directa e inversa de tensiones y corrientes y también a la presencia de armónicos.

- Las tres componentes de potencia tienen componente continua y componente alterna.
- No hay componente reactiva de potencia homopolar.
- Las componentes homopolares de tensión y corriente solamente intervienen en la potencia homopolar y no en la activa y reactiva.
- La componente de potencia activa homopolar consta siempre de una componente continua y una componente alterna, debida a la componente fundamental y a los armónicos.
- El circuito homopolar se comporta como un sistema monofásico independiente.

Las corrientes de compensación pueden ser planteadas de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_{C0}^* \\ i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha^2 + v_\beta^2}{v_0} & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & -v_\beta \\ 0 & v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{C0} \\ p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Siendo

$$p_{C0} + p_C = 0 \quad (2.48)$$

A partir del resultado anterior, la solución queda restringida de la siguiente manera:

$$p_{C0} = -p_0 \quad (2.49)$$

$$p_C = -\tilde{p} + \Delta\tilde{p} \quad (2.50)$$

$$q_C = -q \quad (2.51)$$

Dado que el método que se empleará en el presente trabajo corresponde al método convencional, en donde se busca determinar la corriente que el APF que debe suministrar a partir del cálculo de las componentes no activas de potencia, además de la consideración de la componente homopolar y pérdidas en el APF. Teniendo este aspecto, el resultado obtenido en (2.47), y considerando las ecuaciones (2.49), (2.50) y (2.51), puede ser expresado de la siguiente manera [3]:

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + \Delta\tilde{p} \\ -q \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Puesto que la corriente de secuencia cero debe ser compensada, la corriente de compensación de referencia, se expresa como.

$$i_{C0}^* = -i_0 \quad (2.53)$$

De (2.52), el término $\Delta\tilde{p}$, corresponde a la potencia promedio adicional que se necesita para equilibrar las pérdidas del VSI y las debidas a la componente p_0 , dicho esto, este término se determina como sigue.

$$\Delta p = \bar{p}_0 + \bar{p}_{per} \quad (2.54)$$

De la expresión anterior \bar{p}_{per} , es la potencia de pérdidas, y es obtenida mediante el regulador de tensión del condensador de DC., de modo que el APF absorberá la potencia activa de pérdidas desde el sistema α - β y proporcionará la potencia reactiva instantánea, además de la componente alterna de la potencia activa. Es decir, el APF proporciona exclusivamente potencia no activa, puesto que la potencia activa debe ser proporcionada por la red, junto con la potencia de pérdidas y la componente continua de la potencia homopolar. En la Figura

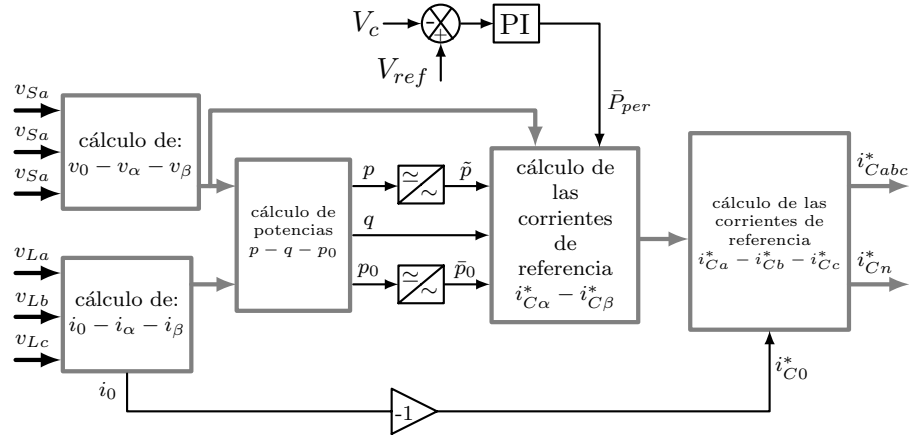


Figura 2.25: Diagrama de bloques basado en la teoría $p-q$ para el ramas

2.25 se muestra el diagrama de bloques basado en la teoría $p-q$ para un filtro activo de 4-ramas.

El regulador de tensión de DC está diseñado para brindar una adecuada compensación y una excelente respuesta transitoria. La tensión real del condensador del bus de continua se compara con una señal de referencia y el error generado en esta comparación, se procesa en un controlador tipo PI, que se emplea para el bloque de control de tensión, ya que actúa con el fin de hacer cero el error en estado estacionario de la tensión DC.

En el caso de la corriente homopolar será considerada como si se tratase de un sistema independiente que, al imponer que la corriente homopolar de compensación sea igual a la corriente homopolar en la carga, esto implica que la corriente homopolar en la red debe ser nula.

La potencia homopolar que requiere la carga la suministra la red al APF y este la suministra a la carga desde el sistema $\alpha-\beta$, de modo que la potencia neta homopolar que circula por el APF es nula. Se puede decir que el APF redistribuye la potencia homopolar hacia las tres fases de la red, anulándose la componente homopolar en ella [1].

Las ecuaciones (2.53) y (2.54), representan las corrientes de compensación requerida en referencia $(i_{C0}^*, i_{C\alpha}^*, i_{C\beta}^*)$ en coordenadas $\alpha-\beta-0$ para que coincida con la exigida por la carga. La siguiente expresión es válida para el cálculo de las corrientes de compensación de las fases (i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}) en los ejes de coordenadas $a-b-c$ en función de las corrientes de compensación

en las coordenadas α - β -0.

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C0}^* \\ i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Finalmente, la corriente de referencia del neutro se calcula como sigue:

$$i_{Cn}^* = i_{Ca}^* + i_{Cb}^* + i_{Cc}^* \quad (2.56)$$

En un sistema trifásico sin neutro no existe corriente homopolar, en este caso, la compensación se reduce a las ecuaciones en los ejes α - β , de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + \bar{p}_{per} \\ -q \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

y para el caso de las corrientes que debe inyectar el filtro se tiene,

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

2.8.5. Teoría p - q - r

La teoría p - q - r propuesta por Kim en [42], define un nuevo sistema trifásico de coordenadas en el que uno de los ejes coincide con el vector de tensiones (eje p), el segundo es perpendicular a éste y está contenido en el plano $\alpha\beta$ (eje q), y el tercero de estos es perpendicular a los dos anteriores (eje r). Este enfoque puede controlar las corrientes de una red sinusoidal equilibrada, aún cuando se presenten escenarios con tensiones desbalanceadas, sin embargo como se verá a continuación que los cálculos matemáticos que requiere son considerables, comparados con los de la teoría p - q .

Después de transformar las tensiones (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) y las corrientes (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) de las coordenadas a - b - c al sistema de referencia α - β -0, de acuerdo con las ecuaciones (2.31) y (2.32), las tensiones y las corrientes se transforman ahora de las coordenadas α - β -0 a las coordenadas p - q - r , de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -\frac{v_{0\alpha\beta}v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{0\alpha\beta}v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\alpha\beta} & -\frac{v_0v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0v_\beta}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{0\alpha\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -\frac{v_{0\alpha\beta}v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{0\alpha\beta}v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\alpha\beta} & -\frac{v_0v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0v_\beta}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

De la ecuación anterior,

$$i_p = \frac{i_\alpha v_\alpha}{v_{0\alpha\beta}} + \frac{i_\beta v_\beta}{v_{0\alpha\beta}} + \frac{i_0 v_0}{v_{0\alpha\beta}} \quad (2.61)$$

$$i_q = -\frac{i_\alpha v_\beta}{v_{\alpha\beta}} + \frac{i_\beta v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \quad (2.62)$$

$$i_r = -\frac{i_\alpha v_\alpha v_0}{v_{\alpha\beta} v_{0\alpha\beta}} - \frac{i_\beta v_\beta v_0}{v_{\alpha\beta} v_{0\alpha\beta}} + \frac{i_0 v_{\alpha\beta}}{v_{0\alpha\beta}} \quad (2.63)$$

Donde:

$$v_{0\alpha\beta} = \sqrt{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad \text{y} \quad v_{\alpha\beta} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (2.64)$$

En el marco de referencia p - q - r , la potencia activa instantánea p_{pqr} y la potencia reactiva instantánea \mathbf{q} son definidas por el producto punto y el producto cruz de vectores de voltajes y corrientes de la siguiente forma [43]:

$$p_{pqr} = \vec{v}_{pqr} \cdot \vec{i}_{pqr} = v_p i_p \quad (2.65)$$

$$\mathbf{q} = \vec{v}_{pqr} \times \vec{i}_{pqr} = \begin{bmatrix} 0 \\ -v_p i_r \\ v_p i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ q_p \\ q_r \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

La potencia activa e imaginaria expresadas anteriormente no deben confundirse con las potencias que se obtuvieron en la teoría p - q . Las ecuaciones (2.65) y (2.66) pueden ser expresadas en términos de las variables α - β -0 como

$$p_{pqr} = v_p i_p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (2.67)$$

$$q_q = \frac{v_0}{v_{\alpha\beta}} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) - v_0 i_0 \quad (2.68)$$

$$q_r = \frac{v_{0\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta}} (v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha) - v_0 i_0 \quad (2.69)$$

La potencia activa p_{pqr} corresponde a la potencia instantánea de las tres fases, que en la teoría $p-q$ es obtenida mediante la suma de la potencia real y las componentes de potencia de secuencia cero. Por otro lado la componente q_q posee una parte proporcional a la potencia activa de la teoría $p-q$, existiendo solo si la componente de secuencia cero del voltaje existe. Finalmente la componente q_r es igual a la definición de la potencia imaginaria de la teoría $p-q$, si la componente de secuencia cero del voltaje es cero. Por consiguiente si la componente de secuencia cero v_0 es cero, la potencia activa p_{pqr} y la componente de la potencia reactiva q_r en la teoría $p-q-r$ se reducen a los mismos valores de potencia real e imaginaria, respectivamente, de la teoría $p-q$ [43].

En la teoría $p-q-r$ se proponen dos métodos de control, uno de ellos llamado “*Método de control de potencia de referencia*” y el otro “*Método de control de corriente de referencia*”. Para el primero de estos métodos no es necesario el uso de un elemento almacenador de energía para eliminar la corriente por el neutro empleando la teoría $p-q-r$. En relación al segundo método, la teoría $p-q-r$ no necesita procesar los voltajes del sistema, se calculan las potencias instantáneas directamente de las tensiones del sistema. El método de control de corriente de referencia, puede controlar las corrientes sinusoidales y balanceadas de las tres fases del sistema en algunas condiciones del circuito.

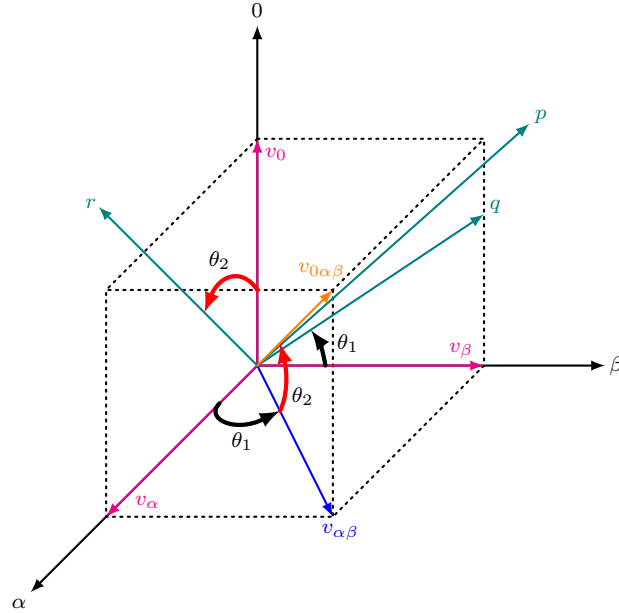


Figura 2.26: Transformación de las coordenadas $0\text{-}\alpha\text{-}\beta$ a coordenadas $p\text{-}q\text{-}r$

El objetivo del método de control de potencia de referencia es garantizar la compensación de las corrientes neutras, sin necesidad de elementos de almacenamiento de energía en el compensador shunt (filtro activo). En este caso, la potencia activa instantánea de las tres fases del filtro activo es siempre cero si se desprecian las pérdidas.

En el método de control de corriente de referencia, para obtener las corrientes de la fuente balanceadas y sinusoidales, las corrientes de compensación de referencia ($i_{Cp}^*, i_{Cq}^*, i_{Cr}^*$) se seleccionan de la siguiente manera:

$$i_{Cp}^* = \tilde{i}_p \quad (2.70)$$

$$i_{Cq}^* = i_q \quad (2.71)$$

$$i_{Cr}^* = i_r + \frac{i_p v_0}{v_{\alpha\beta}} \quad (2.72)$$

La potencia activa del circuito posee únicamente una componente real de la corriente i_p que contribuye solamente a la potencia real. La corriente i_q del circuito cuenta con una componente imaginaria que contribuye a la potencia imaginaria en el eje r . Y la corriente i_r del circuito cuenta con una componente imaginaria que contribuye solamente a la potencia imaginaria en la dirección q [44].

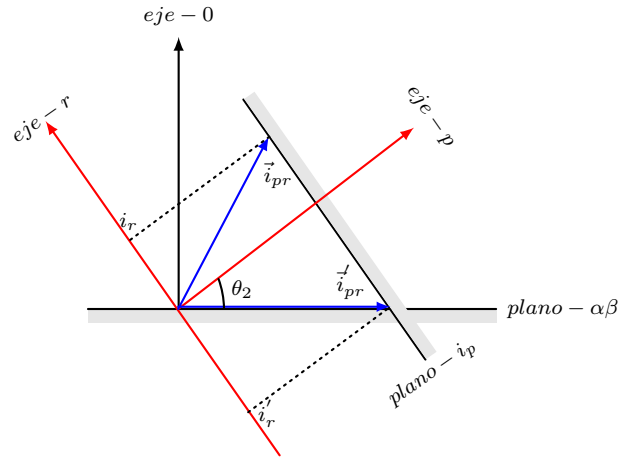


Figura 2.27: Relación entre la corriente del neutro de la línea i_n y la corriente del eje r en coordenadas $p-q-r$

Ahora las corrientes de compensación en coordenadas $p-q-r$ son transformadas a coordenadas $\alpha-\beta-0$ por medio de la siguiente expresión [3]:

$$\begin{bmatrix} i_{C0}^* \\ i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_{\alpha\beta} \\ v_{\alpha} & -\frac{v_{0\alpha\beta}v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\beta} & \frac{v_{0\alpha\beta}v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0Cp}^* \\ i_{Cq}^* \\ i_{Cr}^* \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Finalmente, las corrientes de compensación en coordenadas $a-b-c$ se calculan por medio de la expresión mostrada en (2.55).

2.8.6. Sistema de referencia síncrono $d-q-0$

El marco de referencia síncrono $d-q-0$ ha sido implementado desde hace algún tiempo para el control de los filtros activos. Este método está basado en la transformada de Park, muy empleada en el análisis de las máquinas eléctricas, y como ocurre en el caso de la teoría $p-q$, permite separar la componente de secuencia cero de las demás componentes del sistema, además permite separar las componentes de secuencia positiva de las de secuencia negativa.

A diferencia de la teoría de la potencia reactiva instantánea, el marco de referencia síncrono (SRS) sólo realiza la transformación de las señales de corriente, y no considera las potencias instantáneas.

En el siguiente apartado se va a hacer uso de la representación de los sistemas trifásicos, con o sin neutro, referidos a un sistema de ejes en movimiento, denominados $d-q-0$, y su aplicación a la discriminación de las corrientes activas y no activas de utilidad para el control de los APF.

Este sistema está basado en la representación 3D de un sistema trifásico de tensiones y corrientes cuyos ejes, denominados $d-q-0$, se mueven pivotados en el origen alrededor del eje 0. La posición del sistema de ejes $d-q-0$, respecto al sistema $\alpha-\beta-0$, está determinada por el valor del ángulo θ formado entre el eje d y el eje α [17].

Como se mencionó anteriormente la conversión del sistema de ejes fijos $a-b-c$ al nuevo sistema de ejes en movimiento $d-q-0$, se realiza a través de la transformada de Park, de modo que siendo X_a , X_b , y X_c , tres señales eléctricas caracterizadas por valores escalares en función del tiempo, estas pueden ser expresadas en el sistema de coordenadas $d-q-0$, según la matriz de transformación

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [\rho(\theta)][C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Siendo $[C]$ la matriz de Clarke presentada en (2.31),

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

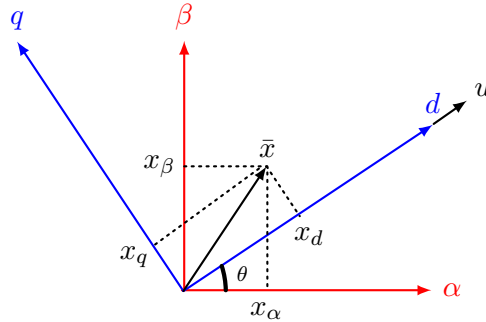
y $[\rho(\theta)]$ es la matriz de rotación del sistema de ejes $d-q-0$ respecto al sistema de ejes $\alpha-\beta-0$

$$[\rho(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta & 0 \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

La matriz de Park tiene la siguiente expresión

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

Observando en las matrices correspondientes a las transformadas de Clarke (2.75) y Park (2.77), la fila que contiene los términos $\frac{1}{\sqrt{2}}$ corresponde a la presencia de la componente homopolar, el hecho de que en ambas transformadas aparezca este término se debe a la forma en como se han definido los ejes $d-q-0$. Sobre el eje 0 se sitúa la componente homopolar, este eje es común a ambos sistemas de referencia, sin embargo los ejes $d-q$ se encuentran girados un ángulo θ respecto a los ejes $\alpha-\beta$. En la siguiente figura se muestra la representación de estos dos ejes de referencia [17].

Figura 2.28: Coordenadas α - β y d - q

Debido a la condición de ortonormalidad de la transformada de Park, al aplicar esta transformación a sistemas monofásicos o trifásicos, balanceados o no, y con o sin presencia de armónicos, se observaría que las potencias instantáneas permanecerían invariantes en el nuevo sistema de referencia, esto permite idear otro método de compensación de corriente, si se conoce en cada instante el ángulo θ .

Estos ejes se sincronizan, alineando el eje d del sistema móvil de coordenadas con la tensión de red y girando a la misma velocidad que está respecto a los ejes fijos. Las componentes de tensión o corriente que giren a la misma velocidad que los ejes en movimiento se percibirán como valores constantes, para el caso de los armónicos figurarán como componentes alternas, permitiendo de este modo su discriminación a través del proceso de filtrado [30]. Esto se traduce matemáticamente en las siguientes expresiones

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (2.78)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (2.79)$$

$$i_0 = \tilde{i}_0 \quad (2.80)$$

Para determinar las corrientes de compensación, se parte de que la red suministra la componente continua de la corriente según el eje d , sumada a la corriente que representa las pérdidas del filtro activo y el sistema de compensación suministrará a la carga las corrientes restantes.

Como ocurre en el caso de la teoría $p-q$, la corriente de pérdidas es calculada mediante el control de la tensión DC del inversor, la diferencia radica en que en la teoría de la potencia instantánea el error de tensión tiene significado de corriente de pérdidas en lugar de corriente perdida. Dicho esto, las corrientes de compensación que debe inyectar el filtro en el sistema de coordenadas $d-q-0$ es:

$$\begin{bmatrix} i_{Cd}^* \\ i_{Cq}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_d - \bar{i}_{per} \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

De esta ecuación se determinan las corrientes de referencia en el sistema de ejes $a-b-c$, de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} i_{Cd}^* \\ i_{Cq}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cd}^* \\ i_{Cq}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

El sistema de sincronización para el seguimiento de la frecuencia fundamental de la tensión de red puede hacerse, por medio de un sistema de seguimiento tipo PLL [17].

Además de las estrategias de control mencionadas anteriormente, existen otros métodos más o menos complejos de implementar, cada uno con ciertas características favorables y desfavorables. En el presente trabajo se ha hecho mayor énfasis en la teoría $p-q$, $p-q-r$ y marco de referencia síncrono, ya que serán estos los que se implementarán tanto para el filtro activo de tres ramas con condensador repartido, como para el filtro activo de cuatro ramas. Sin embargo a continuación se presentará un método propuesto en [3], que ha mostrado resultados satisfactorios en el control del APF, su implementación y estudio se dejará para futuros trabajos.

2.8.7. Algoritmo de control basado en la teoría $d-q-0$

Debido a que la teoría $p-q$ es adecuada para sistemas trifásicos con tensiones y corrientes ideales, pero es inadecuada bajo condiciones de voltajes no ideales. En efecto, bajo condiciones de voltajes no ideales, la suma de las componentes $v_\alpha^2 + v_\beta^2$ podrían no ser constantes y los valores de alterna de las potencias real e imaginaria podrían tener contenido de armónicos de corriente y voltajes. En consecuencia, el APF no generará las corrientes de compensación iguales a las corrientes armónicas provenientes de la carga y daría más armónicos que los que requiere la carga. Para solucionar estas limitaciones, en [3] se propone un nuevo algoritmo de control basado en la teoría $d-q$. A diferencia del marco de referencia síncrono descrito anteriormente, en donde se realiza la transformación para las corrientes de la carga, y con estas hallar las corrientes de compensación del filtro. Este nuevo enfoque realiza la transformada de Park para las tensiones y de esta manera hallar las corrientes de compensación (ver ecuación (2.83)).

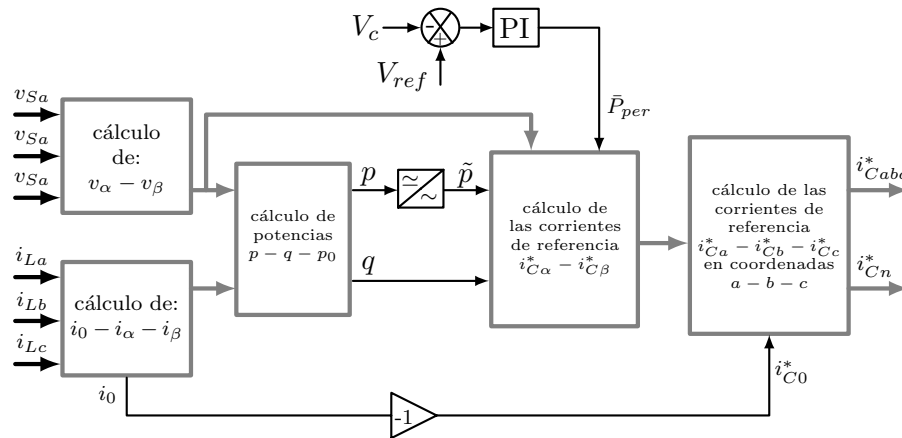


Figura 2.29: Diagrama de bloques del algoritmo de control basado en la teoría $d-q-0$

En este nuevo enfoque se transforman inicialmente las tensiones de la fuente de alimentación al marco de referencia $d-q$.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t - 120^\circ) & \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{cos}(\omega t - 120^\circ) & \text{cos}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

Las componentes producidas en este método v_d y v_q , son filtradas por medio de un filtro pasa bajo de 5to orden con una frecuencia de corte de 50Hz. Estas componentes filtradas son convertidas a coordenadas α - β por medio de la siguiente expresión (ver Figura 2.30).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{cos}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) & -\text{cos}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

De esta manera se asumen que los voltajes de la fuente son ideales en la realización de los cálculos. Dado que las tensiones de entrada del APF no tienen componente de secuencia cero, la potencia de secuencia cero p_0 será siempre igual a cero.

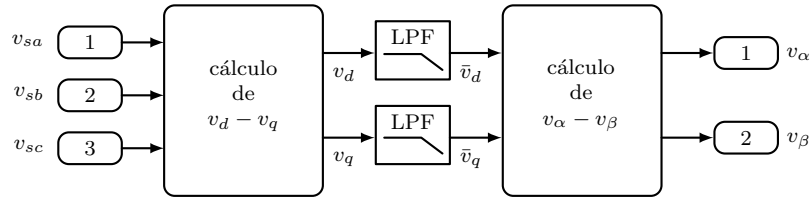


Figura 2.30: Diagrama de bloques del filtrado de los armónicos de las tensiones

Estas corrientes de referencia calculada por el algoritmo de control deben ser suministradas al sistema para suplir la potencia de conmutación de los IGBT del inversor. El método para la generación del patrón de activación de los dispositivos semiconductores se consigue por medio del control de la corriente instantánea del filtro. El filtro activo controla de forma instantánea las corrientes de línea, y a continuación, compara las corrientes de referencia generadas por este algoritmo de control, y el control por banda de histéresis se encarga de generar los pulsos para la activación de los IGBT del inversor. En la figura 2.29 se muestra el diagrama de bloques que describe las acciones que se llevan a cabo en este nuevo enfoque para realizar el cálculo de las corrientes de compensación.

2.9. Elementos Almacenadores de Energía

Como se ha mencionado anteriormente uno de los elementos constitutivos de los filtros activos de potencia, corresponde al condensador o a la bobina, los cuales almacenan la energía necesaria para la compensación. Para el caso del condensador es éste quien determina cuál es la energía disponible del filtro. En las topologías del APF mostradas en secciones anteriores, se observa que además del condensador también son empleadas bobinas para el almacenamiento de la energía, en este caso la energía disponible en el filtro se puede conocer realizando una medición de la corriente en la bobina. Este tipo de elementos determinan las características de compensación del filtro, es por esto que es de suma importancia realizar el dimensionamiento adecuado de cada uno de ellos, con el fin de realizar una compensación apropiada.

2.10. Control de la Tensión DC

En la aplicación de filtros activos para mitigación de armónicos se cuenta con un inversor del lado de la red, el cual inyecta las corrientes de compensación y controla la tensión del bus de continua. Debido a las fluctuaciones que sufre el bus de continua a causa de las potencias oscilantes que se intercambian con la red o con la carga deben tenerse en cuenta principalmente en el dimensionamiento del condensador del bus. La señal de continua la genera un controlador proporcional a partir de la señal de error entre la tensión deseada en el bus de continua y la de referencia [22],[17].

La energía almacenada por el condensador en el instante de tiempo t se puede expresar como:

$$E_{dc} = \frac{1}{2} C v_{dc}^2(t) \quad (2.85)$$

Donde:

C : es el valor del condensador de compensación

$v_{dc}(t)$: es el valor de la tensión entre placas del condensador

Si V_{dc}^* es la tensión de referencia para el condensador, la energía que éste pierde a lo largo de un ciclo de la componente fundamental de la red estará determinada por:

$$\begin{aligned}
\Delta E_{dc} &= \frac{1}{2}CV_{dc}^{*2}(t) - \frac{1}{2}Cv_{dc}^2(t) \\
&= \frac{C}{2} \left(V_{dc}^{*2} - v_{dc}^2(t) \right) \\
&= \frac{C}{2} (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) (V_{dc}^* + v_{dc}(t))
\end{aligned} \tag{2.86}$$

Dado que la variación en el condensador Δv_{cd} es pequeña, es posible aproximar $(V_{dc}^* + v_{dc}(t) \approx 2V_{dc}^*)$, por lo tanto la ecuación (2.86) toma la forma:

$$\Delta E_{dc} = CV_{dc}^* (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) \tag{2.87}$$

Para no introducir consumo de potencia reactiva la variación de la carga en el condensador debe ser compensada mediante el consumo de corriente a la frecuencia fundamental y en fase con la señal de tensión. Debido a esto, la energía en el condensador debe ser compensada por medio de:

$$\Delta E_{dc} = \int_0^T 3V_p \sin(\omega t) I_c \sin(\omega t) dt \tag{2.88}$$

$$= \frac{3}{2} V_p I_c T \tag{2.89}$$

Donde V_p es el valor pico de la tensión en el punto de conexión e I_c es la magnitud de la corriente consumida por el APF para compensar las pérdidas. Igualando (2.89) y (2.87) resulta:

$$CV_{dc}^* (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) = \frac{3}{2} V_p I_c T \quad (2.90)$$

En donde el término $CV_{dc}^* - v_{dc}(t) = e_v(t)$ es la señal del error de entrada al controlador proporcional, por lo tanto (2.90) se puede escribir como:

$$CV_{dc}^* e_v(t) = \frac{3}{2} V_p I_c T \quad (2.91)$$

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

$$V_p I_c = \frac{2CV_{dc}^* e_v(t)}{3T} \quad (2.92)$$

De donde

$$K_p = \frac{2CV_{dc}^*}{3T} \quad (2.93)$$

y en el caso de emplear el método de referencia síncrono, esta constante estará dada por:

$$K_p = \frac{2CV_{dc}^*}{3TV_p} \quad (2.94)$$

Capítulo 3

DISEÑO Y SIMULACIÓN

Este capítulo describe todo lo referente a la simulación de las dos topologías de filtro activo, de tres y de cuatro ramas. De igual manera especifica cada uno de los elementos constitutivos del sistema de potencia. Además describe el software de simulación empleado, técnicas de control del filtro y modulación de la corriente para cada topología de filtro activo y para cada escenario de tensión respectivamente.

3.1. Software de Simulación

Cada una de las simulaciones hechas para el control del filtro activo de tres y cuatro ramas se desarrollaron en *SimulinkTM* de *Matlab* versión r2012b, ya que este es un entorno de programación visual, que funciona sobre el entorno de *Matlab*, este permite construir y simular modelos de sistemas físicos y sistemas de control mediante diagramas de bloques. El comportamiento de dichos sistemas se define mediante funciones de transferencia, operaciones matemáticas, elementos de *Matlab* y señales predefinidas de todo tipo. Las características principales de esta plataforma de programación son las siguientes [45]:

- Bibliotecas extensas y ampliables de bloques predefinidos.
- Editor gráfico interactivo para ensamblar y administrar diagramas de bloque intuitivos.
- Capacidad de gestionar diseños completos segmentando los modelos en jerarquías de componentes de diseño.
- Model Explorer para navegar, crear, configurar y buscar todas las señales, parámetros, propiedades y código generado asociados con el modelo.

- Interfaces de programación de aplicaciones (API) que permiten conectar con otros programas de simulación e incorporar código escrito manualmente.
- Posee bloques de funciones para implementar los algoritmos de Matlab en Simulink e implementaciones de sistemas empotrados.
- Modos de simulación (normal, acelerador y acelerador rápido) para ejecutar simulaciones de forma interpretativa o a velocidades de código C compilado utilizando solucionadores de paso fijo o variable.
- Depurador y perfilador gráfico para examinar los resultados de simulación y diagnosticar el rendimiento y el comportamiento inesperado del diseño.
- Acceso completo a Matlab para analizar y visualizar resultados, personalizar el entorno de modelaje y definir señales, parámetros y datos de prueba.-Herramientas de análisis de modelos y diagnosis para garantizar la coherencia de los modelos e identificar errores de modelaje.

Por cada una de las características mencionadas anteriormente que posee Simulink, se ha escogido este software para todas las simulaciones realizadas en el presente trabajo.

3.2. Modelos del Sistema de Potencia

En la implementación del filtro activo de tres y cuatro ramas se considera un sistema de distribución con características cercanas a la realidad, ya que no solo se trata de observar el comportamiento de cada topología de filtro activo con valores teóricos (ideales) e identificar cual de estas dos estructuras presenta un mejor comportamiento, sino también ante escenarios de cargas no lineales desbalanceadas y tensiones desbalanceadas, distorsionadas, y distorsionadas-desbalanceadas. De esta manera se logra tener una idea clara del grado de mitigación de armónicos de cada topología ante cualquier escenario que se pudiera presentar en un sistema de distribución de energía.

3.2.1. Estructura de la red

En la red de alimentación del sistema se consideran cuatro casos de tensiones diferentes, estas son:

1. Tensiones reales

2. Tensiones desbalanceadas
3. Tensiones balanceadas-distorsionadas, y
4. Tensiones desbalanceadas-distorsionadas

Cada uno de estos escenarios de tensiones se implementan para cada topología de filtro activo. A continuación se describen las características de cada una de ellas.

Caso 1: Tensiones reales

Para este caso se considera que la fuente posee una impedancia formada por una resistencia R_s y una inductancia L_s . La conexión de cada una de las fuentes estudiadas en este trabajo corresponde a la conexión Y aterrizada (con neutro). El modelo de la fuente trifásica para el caso real es el siguiente:

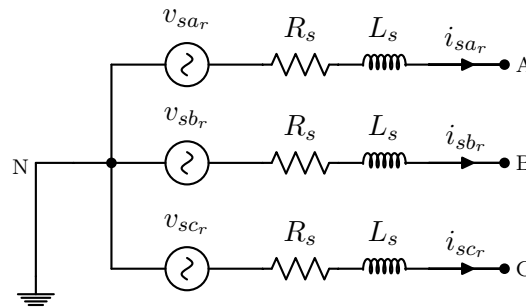


Figura 3.1: Fuente de tensión real

Los valores de los voltajes de fase empleados son:

$$v_{sa_r} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ sen}(\omega t)$$

$$v_{sb_r} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (3.1)$$

$$v_{sc_r} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ sen}(\omega t + 120^\circ)$$

Donde, 220 corresponde al voltaje rms fase-neutro, $\omega t = 2\pi f$, con $f = 50$ Hz y $R_s = 10\text{m}\Omega$ y $L_s = 50\mu\text{H}$

Caso 2: Tensiones desbalanceadas

Las cargas desbalanceadas o las cargas monofásicas que no se distribuyen de manera uniforme en la red eléctrica, causan desequilibrio de tensión. Un evento excesivo de esta naturaleza puede causar sobrecalentamiento en los motores y fallos en los sistemas de almacenamiento de energía, además repercute en los elementos de electrónica de potencia conectados a este tipo de tensiones. Cuando la energía de las tres fases no es igual, los valores eficaces de las tensiones de fase no son iguales y habría componente de secuencia negativa del voltaje [3].

La siguiente figura representa estas tensiones

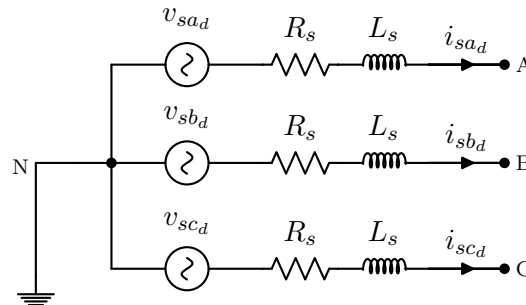


Figura 3.2: Tensiones desbalanceadas

De la figura anterior $R_s = 10\text{m}\Omega$ y $L_s = 50\mu\text{H}$, estos valores son tomados para cada una de los tipos de fuentes mencionados anteriormente.

El desbalance de tensión se puede cuantificar empleando la definición de la norma IEEE Std. 100-1992 [27] como se muestra a continuación.

$$\text{voltaje desbalanceado}(\%) = \frac{\text{máxima desviación promedio}}{\text{promedio de las tres fases} - \text{voltajes de fase}} \quad (3.2)$$

Una alternativa para calcular el desbalance de tensión se define en relación a la tensión de secuencia positiva

$$\text{voltaje desbalanceado}(\%) = \frac{|V_{1-}|}{|V_{1+}|} \quad (3.3)$$

Las tensiones trifásicas desbalanceadas se obtienen de la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_{sa_d} \\ v_{sa_d} \\ v_{sa_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a+} \\ v_{1b+} \\ v_{1c+} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1a-} \\ v_{1b-} \\ v_{1c-} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Para este caso las tensiones trifásicas desbalanceadas se muestran en la Figura 3.2, se enseñan en la siguiente ecuación. Este sistema no posee componente de secuencia cero.

$$v_{sa_d} = 311 \text{ sen}(\omega t) + 31 \text{ sen}(\omega t)$$

$$v_{sb_d} = 311 \text{ sen}(\omega t - 120^\circ) + 31 \text{ sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (3.5)$$

$$v_{sc_d} = 311 \text{ sen}(\omega t + 120^\circ) + 31 \text{ sen}(\omega t - 120^\circ)$$

Caso 3: Tensiones balanceadas-distorsionadas

Cuando se presentan tensiones balanceadas-distorsionadas, las fuentes de voltaje contienen componentes armónicas, excepto la componente fundamental. La siguiente figura representa estas tensiones.

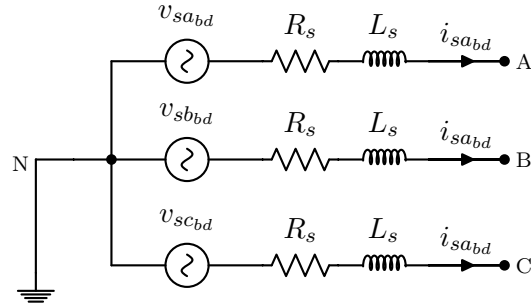


Figura 3.3: Tensiones balanceadas-distorsionadas

Un sistema trifásico de tensiones balanceadas-distorsionadas se expresan por medio de la siguiente expresión

$$\begin{bmatrix} v_{sa_{bd}} \\ v_{sb_{bd}} \\ v_{sc_{bd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a+} \\ v_{1b+} \\ v_{1c+} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ah} \\ v_{bh} \\ v_{ch} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Bajo estas condiciones el componente armónico más representativo corresponden al 5to armónico, pero además se tiene presencia de armónicos de orden 3, 7 y 11 respectivamente. Para este caso, las tensiones trifásicas son expresadas como [3]:

$$\begin{aligned}
 v_{sa_{bd}} &= 311 \operatorname{sen}(\omega t) + 3.7 \operatorname{sen}(3\omega t) + 18.6 \operatorname{sen}(5\omega t - 120^\circ) \\
 &\quad + 4.5 \operatorname{sen}(7\omega t) + 3.1 \operatorname{sen}(11\omega t - 120^\circ) \\
 v_{sb_{bd}} &= 311 \operatorname{sen}(\omega t - 120^\circ) + 3.7 \operatorname{sen}(3\omega t) + 18.6 \operatorname{sen}(5\omega t) \\
 &\quad + 4.5 \operatorname{sen}(7\omega t - 120^\circ) + 3.1 \operatorname{sen}(11\omega t) \\
 v_{sc_{bd}} &= 311 \operatorname{sen}(\omega t + 120^\circ) + 3.7 \operatorname{sen}(3\omega t) + 18.6 \operatorname{sen}(5\omega t + 120^\circ) \\
 &\quad + 4.5 \operatorname{sen}(7\omega t + 120^\circ) + 3.1 \operatorname{sen}(11\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Caso 4: Tensiones desbalanceadas-distorsionadas

Cuando en las tres fases las tensiones son desbalanceadas-distorsionadas, la red contiene componentes de secuencia positiva y negativa y componentes armónicas en la tensión.

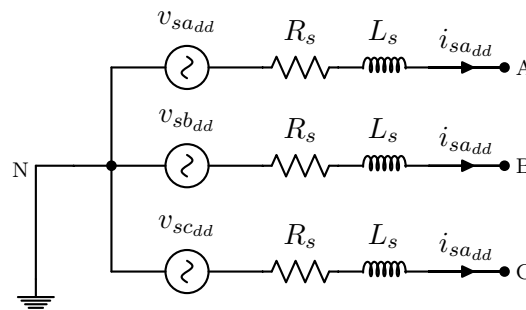


Figura 3.4: Tensiones desbalanceadas-distorsionadas

En este caso las tensiones trifásicas desbalanceadas-distorsionadas se expresan mediante la suma de las siguientes componentes [3].

$$\begin{bmatrix} v_{sa_{dd}} \\ v_{sa_{dd}} \\ v_{sa_{dd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1a+} \\ v_{1b+} \\ v_{1c+} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1a-} \\ v_{1b-} \\ v_{1c-} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ah} \\ v_{bh} \\ v_{ch} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Para este caso las tensiones a implementar se muestran en la siguiente ecuación

$$\begin{aligned} v_{sa_{dd}} &= 311 \operatorname{sen}(\omega t) + 31 \operatorname{sen}(\omega t) + 3.7 \operatorname{sen}(3\omega t) + 18.6 \operatorname{sen}(5\omega t - 120^\circ) \\ &\quad + 4.5 \operatorname{sen}(7\omega t) + 3.1 \operatorname{sen}(11\omega t - 120^\circ) \\ v_{sb_{dd}} &= 311 \operatorname{sen}(\omega t - 120^\circ) + 31 \operatorname{sen}(\omega t + 120^\circ) + 3.7 \operatorname{sen}(3\omega t) + 18.6 \operatorname{sen}(5\omega t) \\ &\quad + 4.5 \operatorname{sen}(7\omega t - 120^\circ) + 3.1 \operatorname{sen}(11\omega t) \\ v_{sc_{dd}} &= 311 \operatorname{sen}(\omega t + 120^\circ) + 31 \operatorname{sen}(\omega t - 120^\circ) + 3.7 \operatorname{sen}(3\omega t) + 18.6 \operatorname{sen}(5\omega t + 120^\circ) \\ &\quad + 4.5 \operatorname{sen}(7\omega t + 120^\circ) + 3.1 \operatorname{sen}(11\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (3.9)$$

3.2.2. Estructura de la carga

Para evaluar el desempeño de ambas topologías de filtro activo, se emplean tres cargas no lineales desbalanceadas que corresponden a una trifásica y dos monofásicas. Estas cargas poseen las siguientes características:

Carga trifásica no lienal desbalanceada

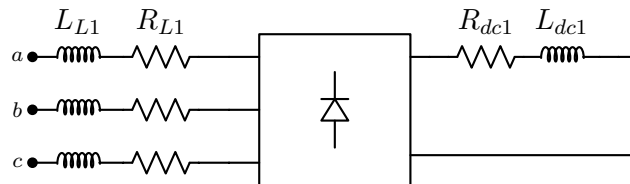


Figura 3.5: Carga trifásica no lineal desbalanceada

Este tipo de carga esta compuesta por un puente rectificador de diodos, conectada a las tres fases de la red (a, b, c). Contiene una resistencia y una inductancia que corresponden a la impedancia de la línea (L_{L1}, R_{L1}), y una impedancia compuesta por una resistencia y una inductancia concatenadas al lado de continua del puente (R_{dc1}, L_{dc1}). Los Valores correspondientes para cada elemento se muestran en la siguiente tabla.

Elemento	Valor
L_{L1}	3mH
R_{L1}	0.1Ω
L_{dc1}	20mH
R_{dc1}	15Ω

Tabla 3.1: Parámetros de la carga trifásica no lineal

Carga monofásica no lienal desbalanceada No 1

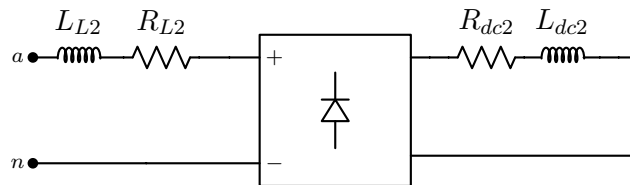


Figura 3.6: Carga monofásica no lineal desbalanceada No 1

Esta carga se conecta a la red en $t = 0.1s$, entre la fase c y el neutro de fuente. Igual que para la carga anterior, esta compuesta por un puente rectificador de diodos, una impedancia

de línea (L_{L2}, R_{L2}) y otra conectada como carga del rectificador (R_{dc2}, L_{dc2}). Los respectivos valores se muestran a continuación.

Elemento	Valor
L_{L2}	1mH
R_{L2}	0.1 Ω
L_{dc1}	1mH
R_{dc1}	12 Ω

Tabla 3.2: Parámetros de la carga monofásica no lineal No 1

Carga monofásica no lineal desbalanceada No 2

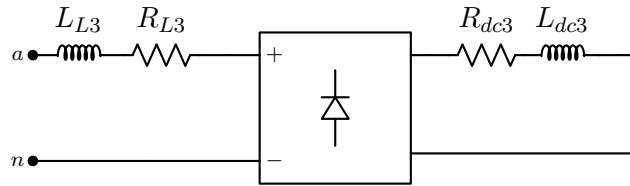


Figura 3.7: Carga monofásica no lineal desbalanceada No 2

La carga no lineal No 2, esta conectada a la red igual que la carga anterior (entre la fase a y el neutro n), a diferencia que esta carga se conecta al sistema en un tiempo $t = 0,2s$. Esta carga esta compuesta por un puente rectificador no controlado y dos impedancias RL , una de la línea y otra como carga del puente de diodos. Sus parámetros se resumen a continuación

Elemento	Valor
L_{L2}	1mH
R_{L2}	0.1 Ω
L_{dc1}	0.5mH
R_{dc1}	10 Ω

Tabla 3.3: Parámetros de la carga monofásica no lineal No 2

3.3. Filtros Activos de Potencia

Como se ha venido mencionando a lo largo del presente proyecto, para la compensación de las corrientes armónicas se implementan dos topologías de filtro activo de potencia, uno tres ramas con condensador repartido y otro de cuatro ramas. Ambas estructuras de filtro se conectan en paralelo con la carga, debido que el filtro en esta conexión se comporta como una fuente de corriente, se realiza la inyección de las corrientes de compensación en el punto de acople común, y de esta manera se lleva a cabo la mitigación de dichas perturbaciones. En las siguientes figuras se muestran estas dos estructuras de filtro.

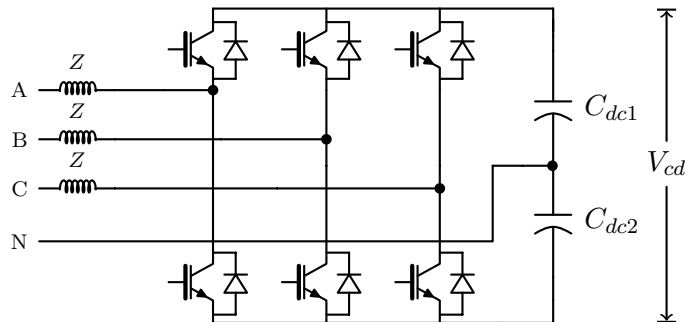


Figura 3.8: Inversor de 3 ramas

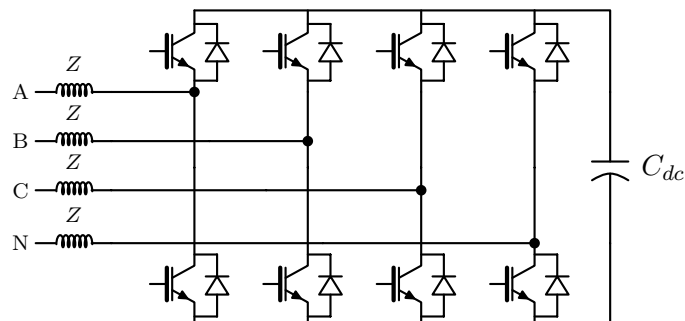


Figura 3.9: Inversor de 4 ramas

Los circuitos de cada inversor (3 y 4 ramas) están conformados por un condensador conectado en paralelo en su lado de continua requerido para realizar el intercambio de energía

con la red, cuentan con dispositivos de conmutación, que para efectos de este trabajo corresponden a IGBT, cada uno de estos dispositivos son los encargados de realizar la conmutación y de esta manera permiten la inyección de las corrientes de compensación el punto de acoplamiento común. Para evitar la presencia de señales que pudieran afectar el funcionamiento de los IGBT cada uno de dispone de una red snubber tipo RC conectada en paralelo con éstos.

A la salida del inversor se cuenta con una etapa de filtrado pasiva, compuesta por una conexión del tipo RC, con el propósito de anular las señales de altas frecuencias que se generan en la conmutación de los dispositivos del inversor, de esta manera se evita que estas señales sean inyectadas a la red. Como se menciona en el capítulo 1, este tipo de filtros pasivos debe tener una frecuencia de sincronización mayor a la máxima frecuencia que presentan las corrientes de compensación, para que así no se afecte la forma de las corrientes que el filtro activo debe inyectar a la red para realizar la mitigación de los armónicos.

En la siguiente figura se muestra un esquema del filtro activo integrado al sistema de potencia.

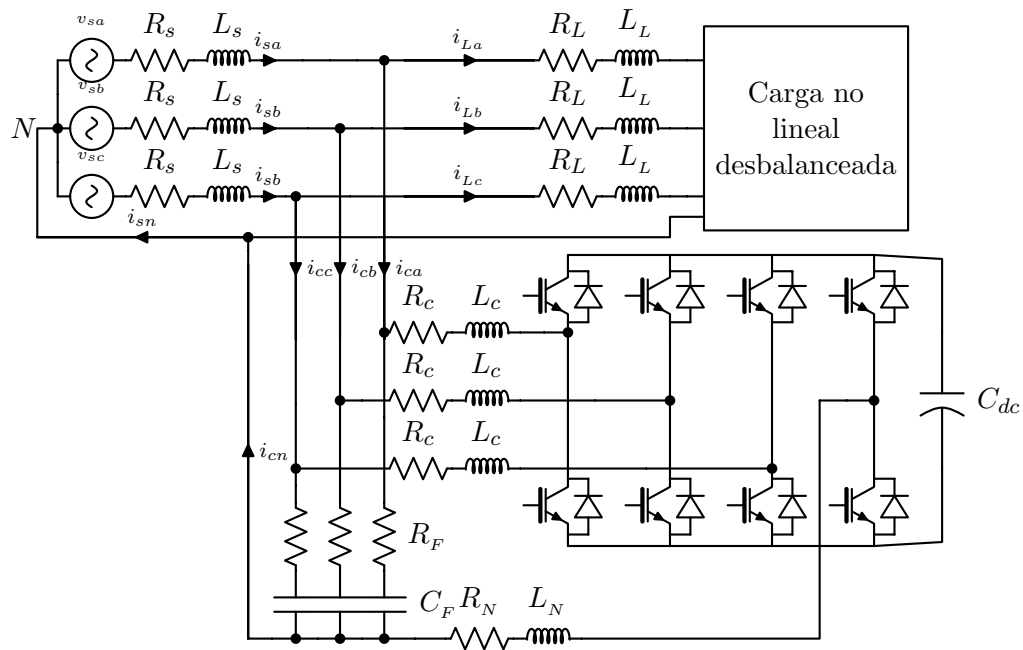


Figura 3.10: Esquema de potencia para el APF de 4 ramas

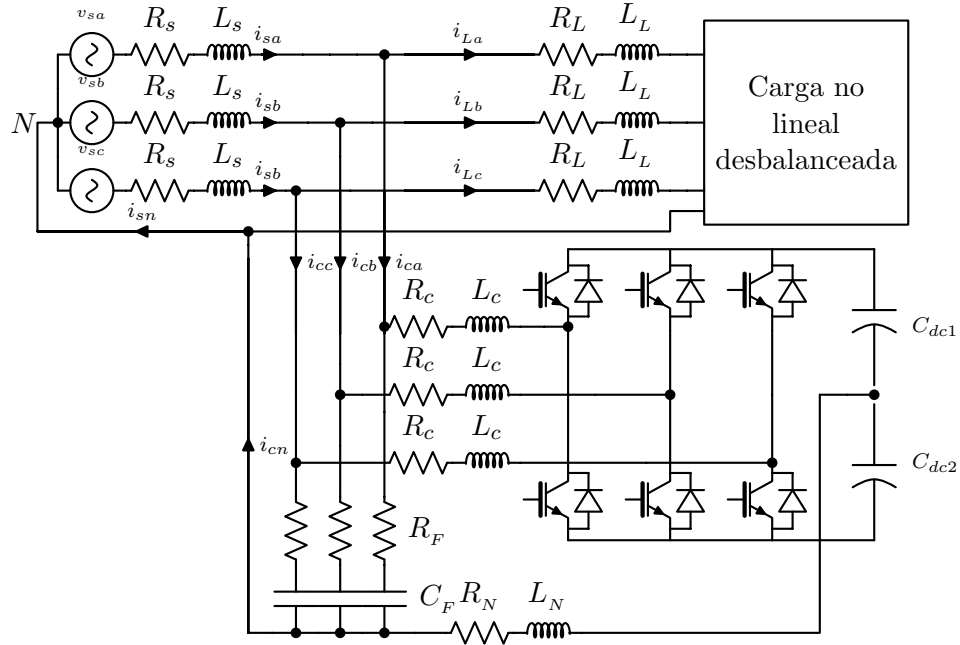


Figura 3.11: Esquema de potencia para el APF de 3 ramas

Los parámetros del filtro pasivo R_F , C_F , y los de la impedancia de acople R_c , L_c , para cada topología de filtro se muestran en la siguiente tabla.

Elemento	Valor
R_c	0.1Ω
L_c	1mH
R_F	2Ω
C_F	$20\mu\text{F}$
C_{dc}	$1500\mu\text{F}$

Tabla 3.4: Parámetros del circuito filtro pasivo y acople deL APF de 3 y 4 ramas

3.4. Esquemas de las Teorías Empleadas para la Compensación de Armónicos

En el capítulo 2 se mostró el desarrollo matemático de cada una de las técnicas para el control del filtro activo. Mediante la implementación de estas técnicas se determina la corriente de compensación, la cual sirve de referencia para la generación del patrón de pulsos de activación de los IGBT del inversor. Las técnicas empleadas en simulación en este proyecto son: teoría de la potencia reactiva instantánea o teoría $p-q$, teoría $p-q-r$, y finalmente se emplea el marco de referencia síncrono o también llamada teoría $d-q-0$.

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

En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques correspondiente a este método de compensación de corriente.

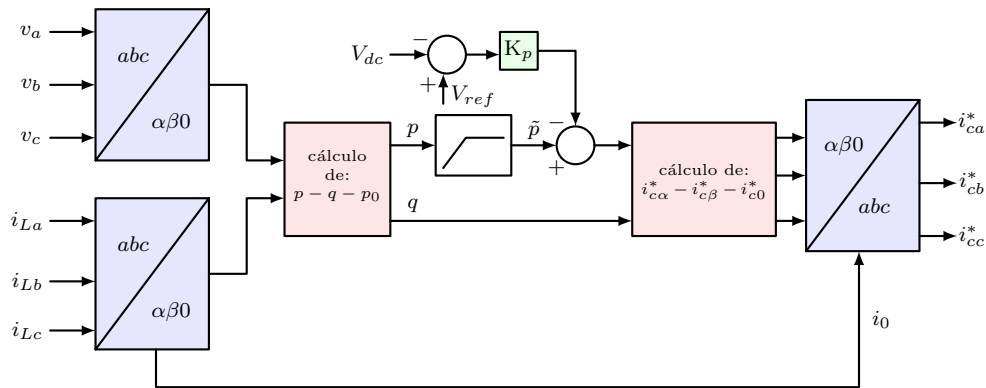


Figura 3.12: Diagrama de bloques de la teoría $p-q$

Las tensiones de fase de la fuente (v_a, v_b, v_c) y las corrientes de la carga (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}), se transforman de las coordenadas $a-b-c$ a coordenadas $\alpha\beta 0$ mediante la transformada de Clarke descrita en el capítulo anterior. Seguido de esta transformación se realiza el cálculo de las potencias $p-q-p_0$. La componente alterna de p se filtra mediante un filtro pasa-alto de primer orden.

La constante de proporcionalidad K_p se calcula por medio de la ecuación descrita en el capítulo 2 (ver ecuación (2.93)). Para el caso de la potencia reactiva instantánea esta cons-

tante se determina como:

$$K_p = \frac{2CV_{dc}^*}{3T} \quad (3.10)$$

Donde:

V_{dc} es la tensión de referencia del condensador, igual a 800 V; T es el periodo de la fundamental, $T = \frac{1}{50\text{Hz}}$ y C es el condensador de inversor, con un valor de $C = 1500\mu\text{F}$. Por lo tanto reemplazando estos valores en la ecuación anterior, se encuentra el valor de K_p

$$K_p = \frac{2 \cdot 1500 \times 10^{-6} \cdot 800}{3 \cdot \left(\frac{1}{50}\right)} = 40 \quad (3.11)$$

3.4.2. Teoría p-q-r

El diagrama de bloques para esta teoría se muestra a continuación

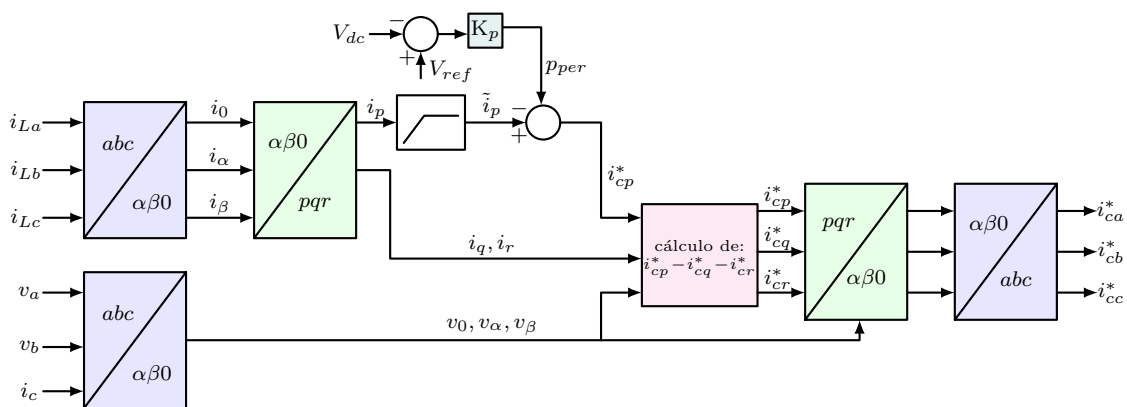


Figura 3.13: Diagrama de bloques de la teoría p-q-r

En el diagrama de bloques anterior se realiza inicialmente la transformación de las tensiones y corrientes al marco de referencia α - β -0, seguido de esto se realiza una nueva transformación pero en este caso solo para las corrientes. Mediante un filtro paso-alto se obtiene la componente alterna de la corriente i_p . Después se calculan las corrientes de compensación en coordenadas p - q - r , para después mediante la inversa de la matriz (2.60) se pasan nuevamente a coordenadas α - β -0, y finalmente invirtiendo la matriz de Clarke se obtienen las corrientes de compensación en coordenadas a - b - c .

3.4.3. Marco de referencia síncrono o d - q -0

La siguiente figura muestra el diagrama de bloques correspondiente para esta teoría.

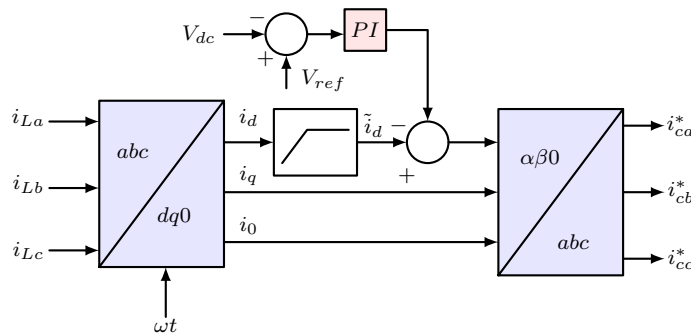


Figura 3.14: Diagrama de bloques de la teoría d - q -0

El procedimiento que debe seguir en esta teoría para hallar las corrientes de compensación, que servirán como referencia para el filtro es similar al realizado en las teorías mencionadas anteriormente. Se realiza la transformación de coordenadas a un nuevo marco de referencia móvil cuyos ejes son d - q -0, e igualmente mediante un filtro paso-alto de primer orden la componente alterna de i_p es filtrada y finalmente mediante el cambio de coordenadas, se hallan las corrientes de compensación de del APF. Las ecuaciones requeridas para realizar estos cálculos se encuentran en el capítulo 2 (ver capítulo 2).

Para este caso la constante de proporcionalidad del regulador PI, se determina por la ecuación ((??)), de la siguiente manera

$$K_p = \frac{2CV_{dc}^*}{3TV_p} = \frac{2 \cdot 1500 \times 10^{-6} \cdot 800}{3 \cdot \left(\frac{1}{50}\right) \cdot 220} = 0,1818 \approx 0.2 \quad (3.12)$$

3.5. Modulación de la Corriente de Inyección

Como se ha mencionado con anterioridad existen diversas estrategias para el control de la corriente del inversor. En el presente trabajo se implementa la modulación por banda fija de histéresis, cuyo algoritmo de control es el siguiente.

$$\text{Si : } i_{fn} < (i_{comp} - \text{HB})$$

$$\text{SF} = 1$$

$$\text{Si : } i_{fn} > (i_{comp} + \text{HB})$$

$$\text{SF} = 0$$

Donde:

i_{fn} : Es la corriente de la fase n inyectada por el filtro activo.

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

HB: Máxima desviación de la corriente inyectada por el filtro (ancho de banda).

SF: Estado de conmutación de los IGBT del convertidor

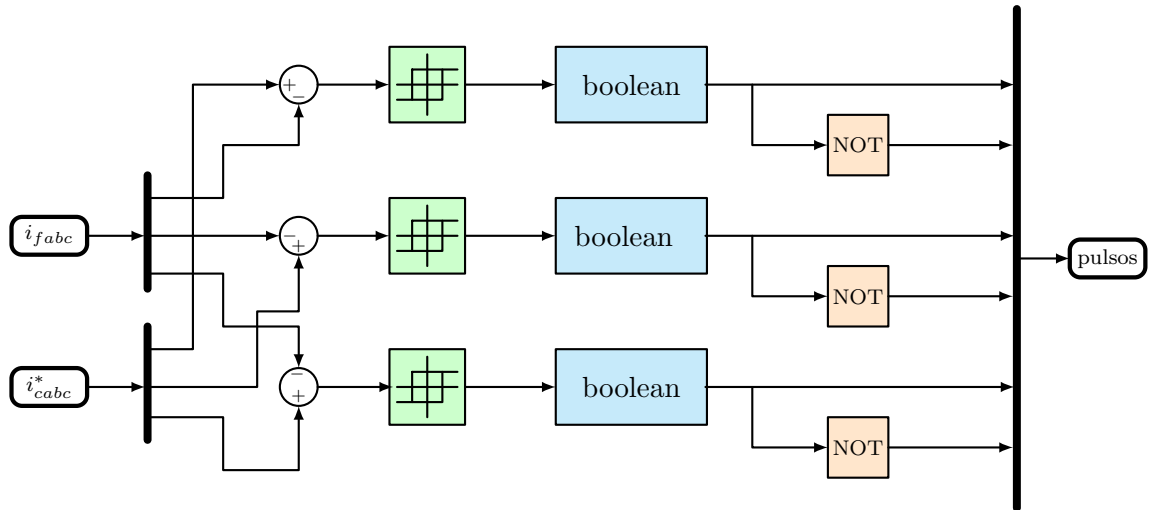


Figura 3.15: Control de corriente por banda fija de histéresis

En el esquema anterior las corrientes i_{cab}^* es la corriente de compensación obtenidas con cada una de las teorías descritas en el apartado anterior en coordenadas $a-b-c$, e i_{fab} , es la corriente de compensación que inyecta el filtro activo. Dependiendo de la diferencia que se obtengan entre éstas dos señales y al ancho de banda de histéresis fijado, se obtienen los pulsos de activación de los dispositivos del inversor.

La siguiente figura realizada en Simulink reúne cada una de las teorías mencionadas anteriormente, así como el circuito completo del filtro activo, algoritmo de modulación, sistema de potencia y tipos de cargas.

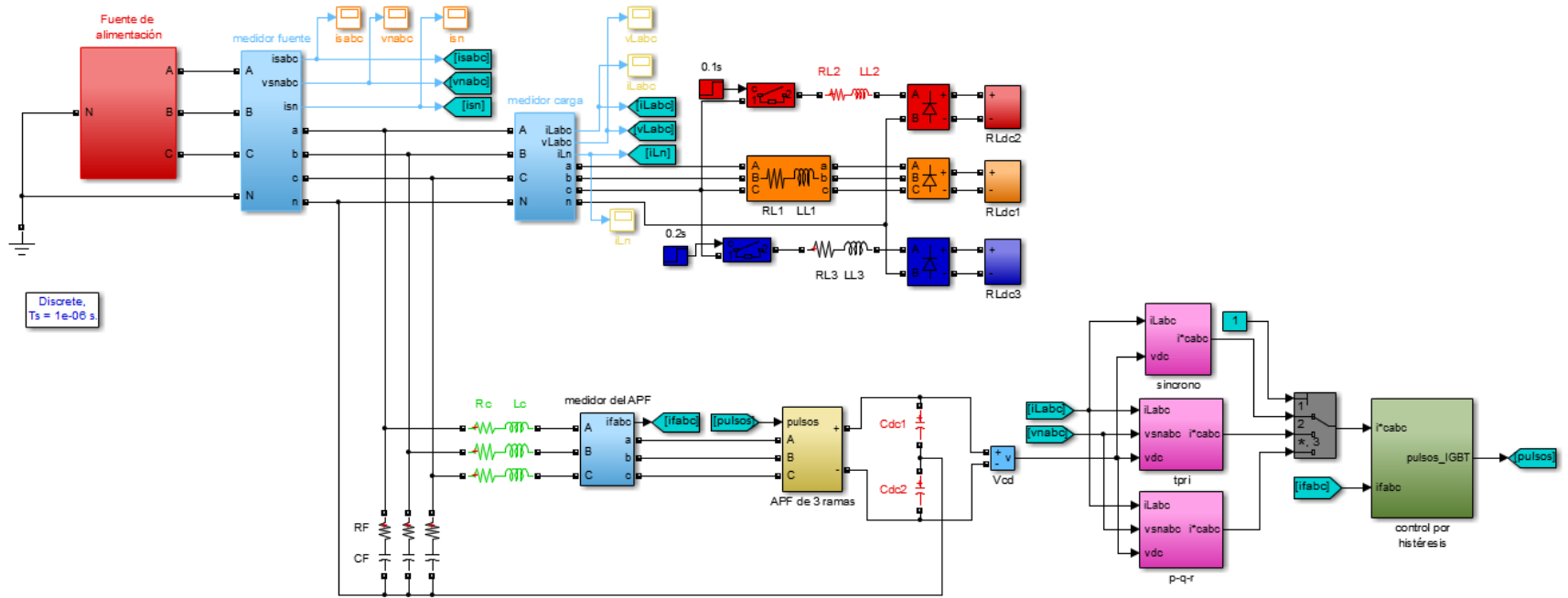


Figura 3.16: Diagrama de bloques para el filtro activo de 3 ramas

La figura anterior corresponde al montaje en Simulink de cada uno de los elementos que conforman el sistema de distribución, el filtro activo de potencia y el control y modulación del mismo. Este diagrama es realizado mediante de subsistemas, los cuales contienen cada uno de los elementos que conforman el circuito del APF.

3.6. Resultados y análisis de resultados

En esta parte del proyecto se muestran los resultados obtenidos en simulación para cada topología de filtro activo y para cada escenarios de tensión y cada una de estas aplicadas en las teorías pq , pqr y $dq0$ respectivamente. Para observar la mitigación de armónicos que realiza el filtro activo en el sistema de distribución con cargas no lineales desbalanceadas, se muestra inicialmente el sistema sin un mecanismo de eliminación de armónicos apreciando las formas de onda de de la corriente y tensión en carga y en la fuente.

En las siguientes figuras se observan las corrientes de las tres fases de la fuente de alimentación más la corriente por el neutro. Estas señales son previas a la implementación del filtro activo de potencia.

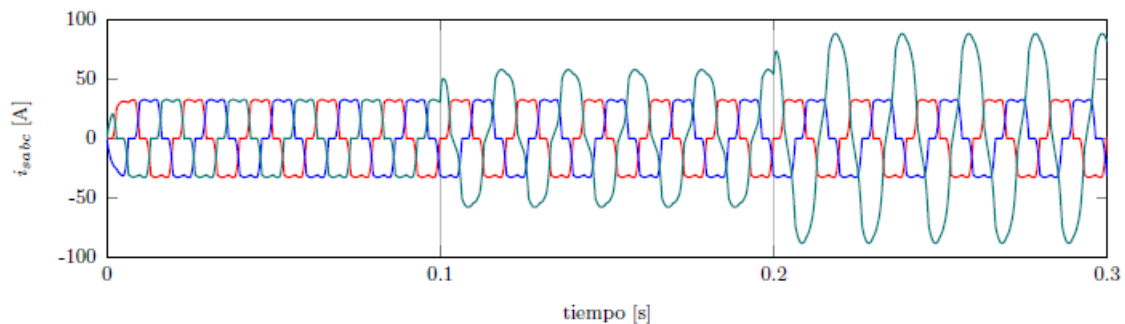


Figura 3.17: Corrientes de la fuente sin el filtro activo

En la figura anterior se puede apreciar la distorsión en las formas de onda de las corrientes de la fuente de alimentación. Debido al gran contenido de armónicos que se observa en dichas señales es necesario la implementación de un sistema de mitigación de armónicos, en cuyo caso los filtros activos de potencia resultan ser la solución más adecuada y con mayor eficiencia.

En la siguiente figura se observa la señal presente en el conductor neutro a causa de las cargas no lineales desbalanceadas conectadas al sistema eléctrico.

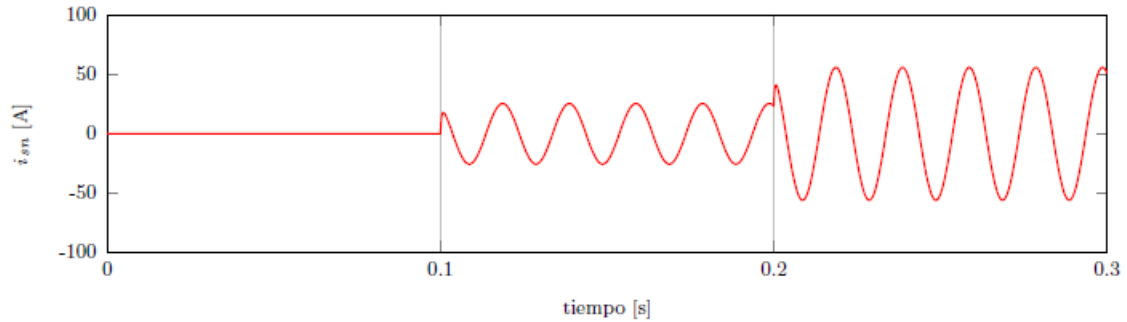


Figura 3.18: Corriente por el neutro de la fuente sin el filtro activo

Es importante reconocer los efectos negativos que repercuten sobre el sistema eléctrico ante la presencia de corriente por el neutro de la fuente que generalmente corresponden a componentes de secuencia cero. Debido a esto la implementación de un APF es fundamental para eliminar esta componentes y así evitar los problemas asociados a esta condición.

La siguiente figura corresponde a la tensión en terminales de conexión de la carga. De donde se aprecia que no solo las cargas no lineales causan una distorsión en las formas de onda de las corrientes, sino también afectan la forma de onda del voltaje.

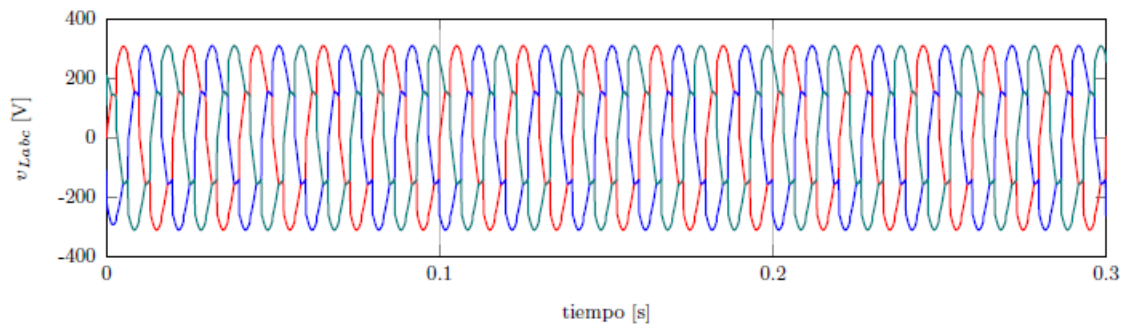


Figura 3.19: Voltajes en el punto de conexión de la carga

En las siguientes tablas se encuentra consignado el valor de la distorsión armónica total presente en las corrientes y el neutro de la fuente de alimentación para cada tipo de tensión de red.

Corrientes i_{sabc} y neutro i_{sn} de la fuente de alimentación	THD(%)		
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$
Fase A	21.0650	21.0732	21.0830
Fase B	21.0650	21.0445	21.0201
Fase C	21.0646	12.2242	8.0940
Neutro	0.2433	0.2258	0.2044

Tabla 3.5: contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF y con tensiones de alimentación reales

Corrientes i_{sabc} y neutro i_{sn} de la fuente de alimentación	THD(%)		
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$
Fase A	17.8366	17.8382	17.8394
Fase B	22.8160	22.7945	22.7689
Fase C	23.8887	13.9148	9.2039
Neutro	0.2557	0.2916	0.2289

Tabla 3.6: contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF para el caso de tensión desbalanceada

Corrientes i_{sabc} y neutro i_{sn} de la fuente de alimentación	THD(%)		
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$
Fase A	20.9676	20.9772	20.9885
Fase B	20.9676	20.9407	20.9086
Fase C	20.9671	11.2399	7.4585
Neutro	6.2864	6.0330	5.6853

Tabla 3.7: contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF para el caso de tensión balanceada distorsionada

Corrientes i_{sabc} y neutro i_{sn} de la fuente de alimentación	THD(%)		
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$
Fase A	17.5542	17.5577	17.5577
Fase B	22.6693	22.6401	22.6047
Fase C	23.7878	12.9584	8.6690
Neutro	6.5584	6.2986	5.9343

Tabla 3.8: contenido de armónicos en las corrientes de la fuente y el neutro sin la conexión del APF para el caso de tensión desbalanceada-distorsionada

Más adelante se obtienen los resultados de distorsión armónica de la corriente y del neutro de la fuente para cada escenario de tensión de red. El propósito de mostrar las tablas anteriores

es con el fin de realizar una comparación entre las señales que se tienen en la red eléctrica cuando no se cuenta con ningún mecanismo de mitigación de armónicos ante la presencia de cargas no lineales, y que ocasiona en estas perturbaciones la implementación de un filtro activo de potencia.

3.7. Resultados obtenidos con el APF de 3 ramas

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos en la aplicación del filtro activo de 3 y 4 ramas. Para el control de cada tipo de filtro y modulación de la corriente, se emplea para el primer caso las teorías pq , pqr y $dq0$, y para el segundo caso el control por banda fija de histéresis respectivamente.

3.7.1. APF de 3 ramas, teoría pq y tensión real

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas con el APF de 3 ramas empleando para su control la teoría pq y para la modulación de la corriente, el control por banda fija de histéresis. Como se ha dicho la modulación de la corriente por banda fija de histéresis se emplea para cada tipo de filtro y para cada escenario en tensión de alimentación.

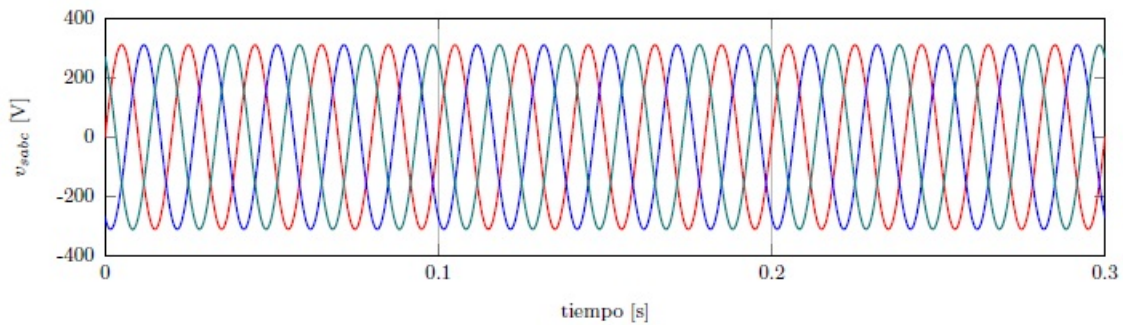


Figura 3.20: Tensiones reales de la fuente v_{sabc}

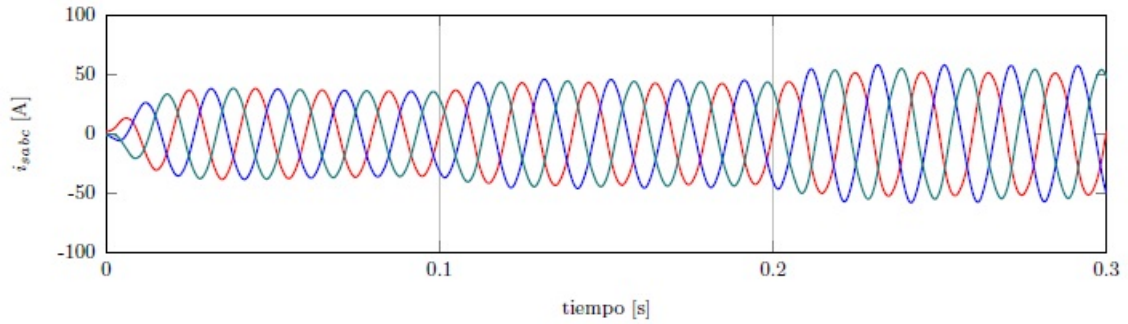


Figura 3.21: Corrientes de la fuente i_{sabc} con la teoría pq bajo tensiones reales

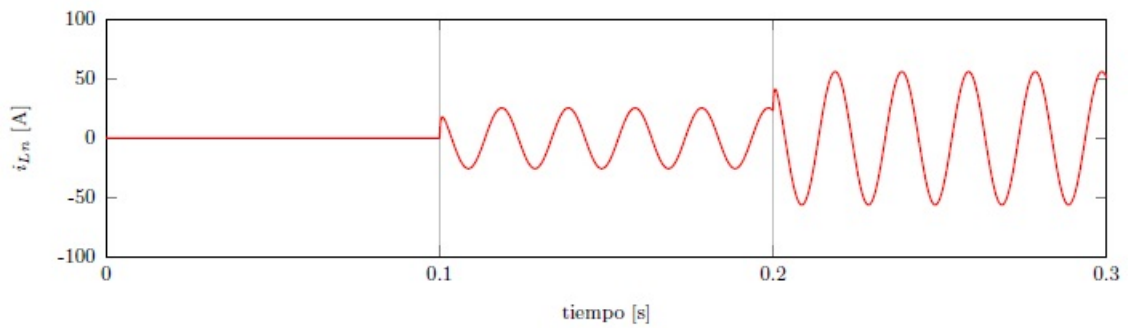


Figura 3.22: Corriente por el neutro de la carga i_{Ln} con la teoría pq bajo tensiones reales

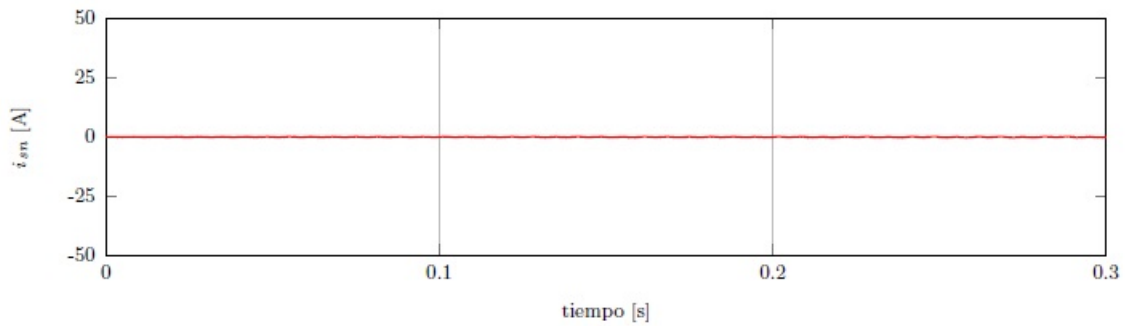


Figura 3.23: Corriente por el neutro de la fuente i_{sn} con la teoría pq bajo tensiones reales

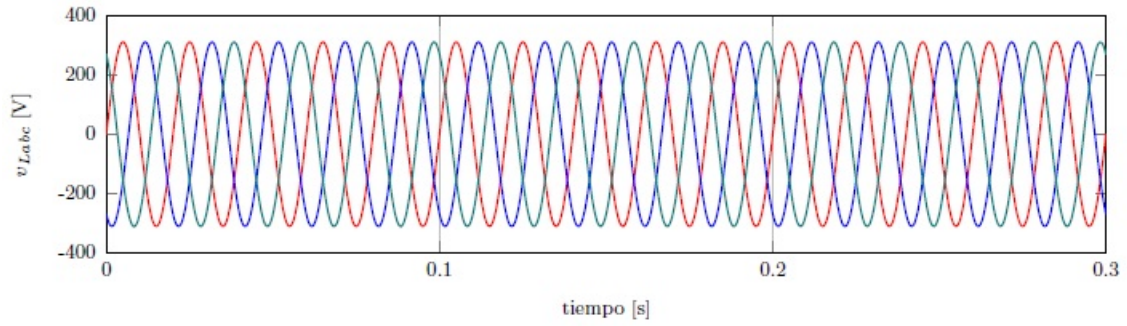


Figura 3.24: Voltaje en la carga v_{Labc}

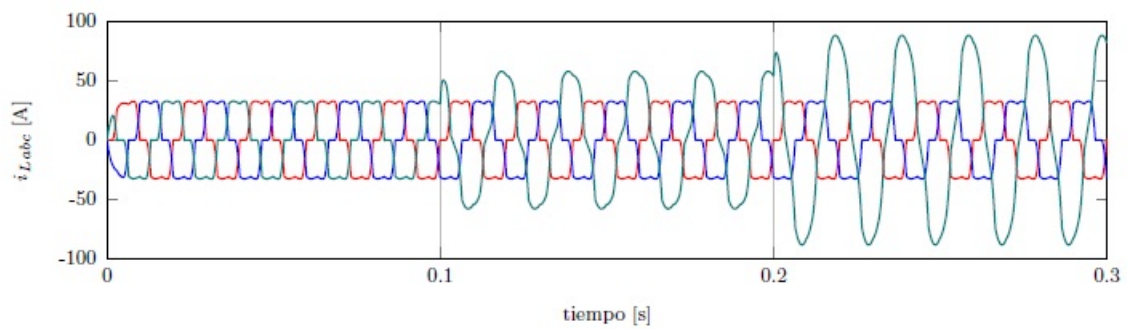


Figura 3.25: Corrientes en la carga i_{Labc} con la teoría pq bajo tensiones reales

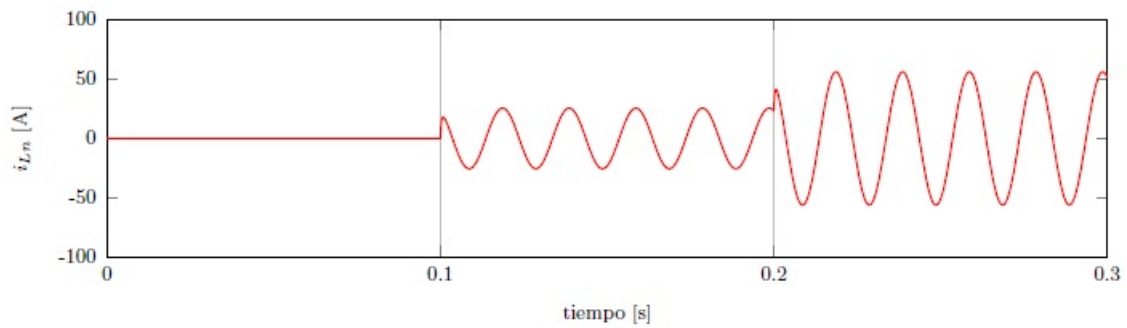


Figura 3.26: Corrientes por el neutro de la carga i_{Ln} con la teoría pq bajo tensiones reales

En la Figura 3.21 se observan las corrientes de la fuente con el filtro activo de potencia

de 3 ramas, bajo condiciones de tensión de red real y empleando la teoría pq para el cálculo de las corrientes de compensación. Si se compara esta figura con la obtenida en el sistema sin el filtro activo (Figura 3.17) se puede ver el gran cambio que existe, de esta manera se aprecia claramente el efecto que tiene el filtro en la supresión de las componentes armónicas provenientes de la carga no lineal. De igual manera sucede con la corriente por el neutro de la fuente, que inicialmente tenía la forma de la Figura 3.18, y después de conectar el filtro a la red corriente se hace muy cercana a cero, esto se puede ver en la Figura 3.23. En las Figuras 3.25 y 3.26 se aprecia las formas de la señal de las corrientes en la carga y del neutro de la misma.

El análisis realizado para el caso de tensión que se tenga y con la técnica de control que se emplee en el APF tanto de 3 como de 4 ramas sera el mismo, Con la diferencia que será resaltado los resultados más significativos.

3.7.2. APF de 3 ramas, teoría pq y tensión desbalanceada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas con el APF de 3 ramas empleando para su control la teoría pq y bajo condiciones de tensión de red desbalanceada.

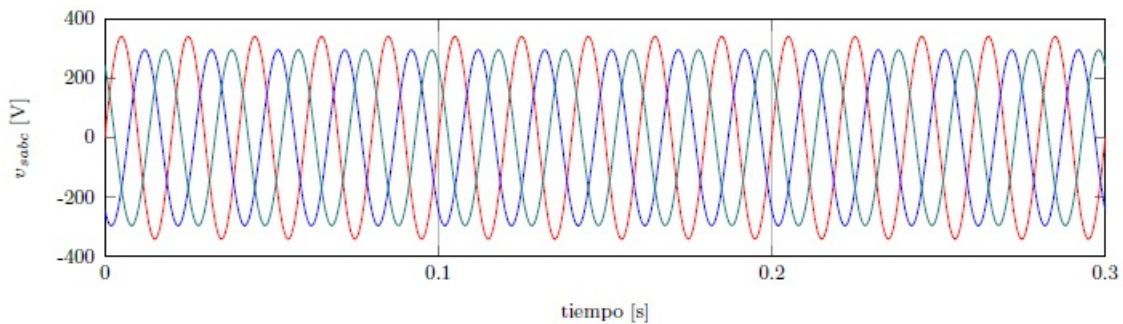


Figura 3.27: Tensión desbalanceada v_{sabc_d}

El desbalance de tensión que posee la fuente de alimentación se determina por medio de la ecuación considerada en la norma IEEE 100-1992 [47], de la siguiente forma:

$$\text{voltaje desbalanceado}(\%) = \frac{\text{valor máximo} - \text{valor mínimo}}{\text{valor promedio}} \cdot 100 \quad (3.13)$$

$$= \frac{342.3235 - 296.6563}{312.1718} \cdot 100 = 14.64 \quad (3.14)$$

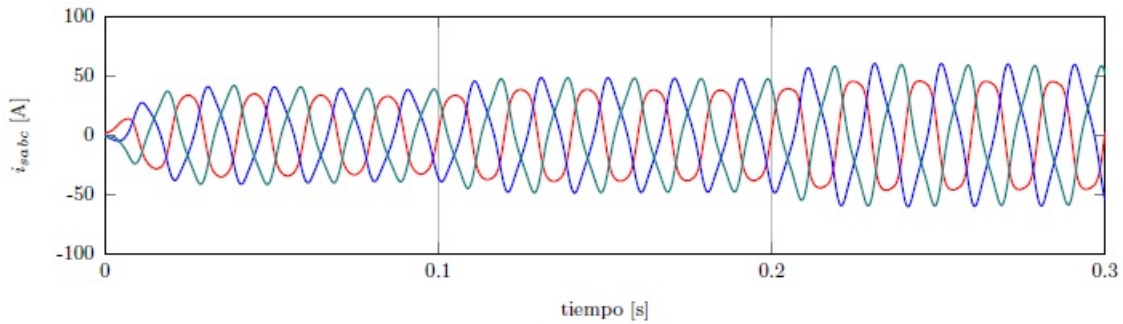


Figura 3.28: Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas

En la figura anterior se aprecia que en $t = 0.1s$ entra la carga no lineal monofásica número 1, y en $t = 0.2s$ entra la segunda carga monofásica número dos. La mitigación de armónicos que se obtiene empleando la teoría pq para escenarios de tensiones desbalanceadas no es tan efectiva como si lo es para tensiones reales, sin embargo en la Figura 3.29 se aprecia una buena eliminación de la corriente por el neutro de la fuente.

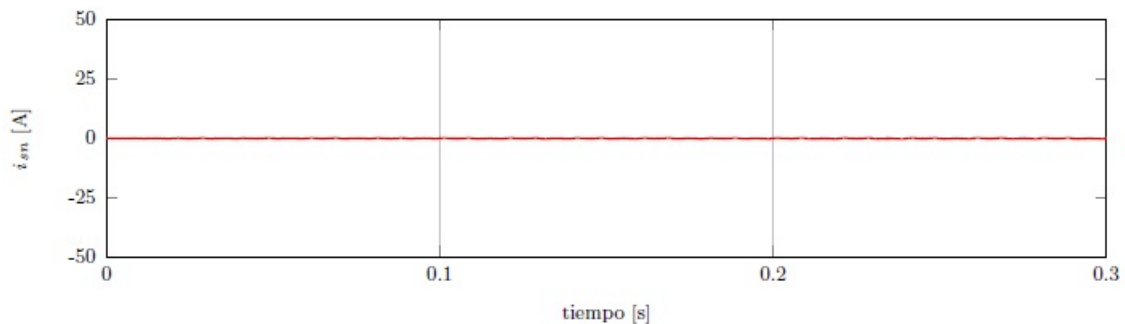


Figura 3.29: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas

3.7.3. APF de 3 ramas, teoría pq y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas con el APF de 3 ramas empleando para su control la teoría pq y bajo condiciones de tensión de red balanceada-distorsionada.

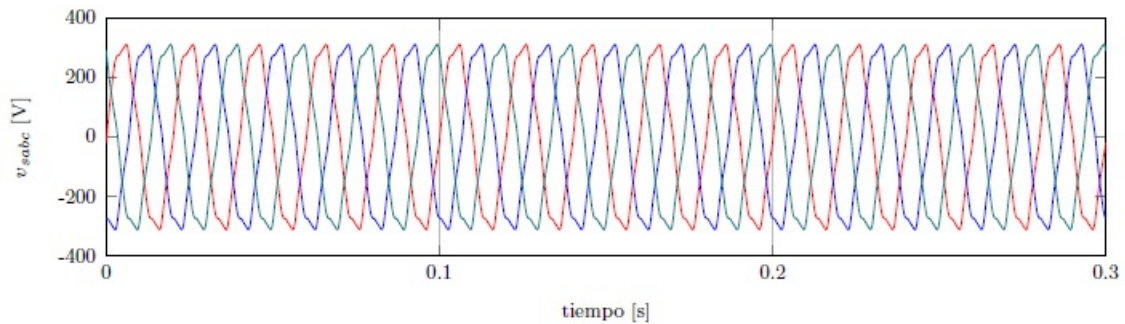


Figura 3.30: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensiones balanceadas distorsionadas

Igual que para el caso con fuente desbalanceada, el % de desbalance de la tensión se mide de la misma forma, encontrando que:

$$\text{desbalance de tensión}(\%) = 16.82 \quad (3.15)$$

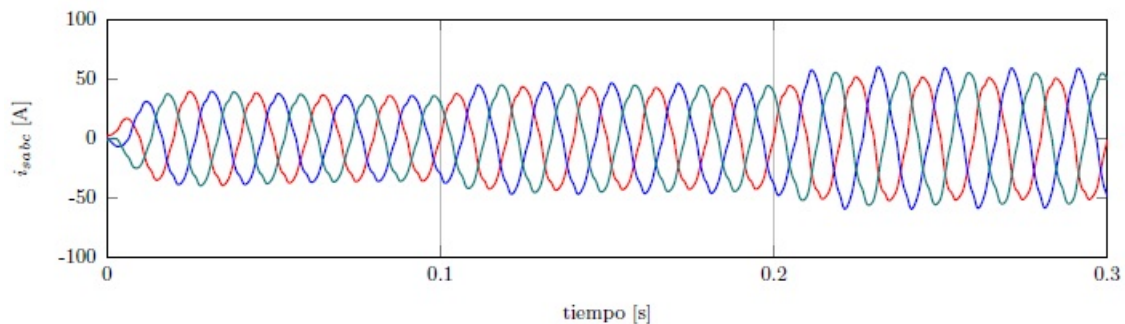


Figura 3.31: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensiones balanceadas distorsionadas

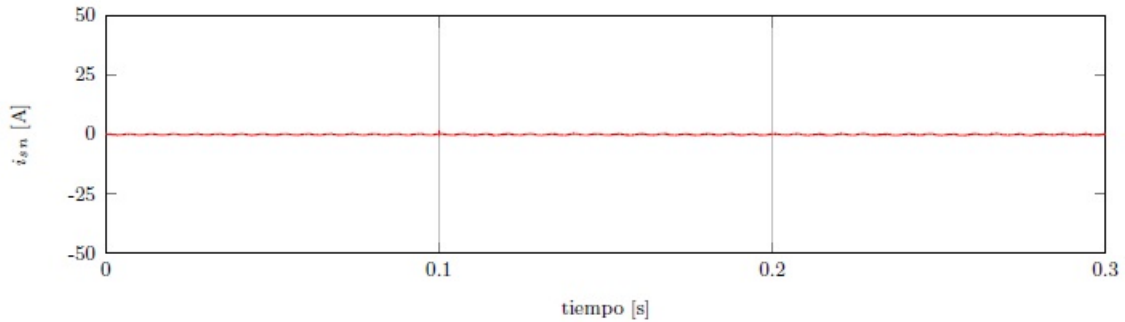


Figura 3.32: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensiones balanceadas distorsionadas

Igual que para el caso anterior, la teoría pq muestra dificultades ante escenarios de tensiones balanceadas-distorsionadas, este efecto se aprecia en la Figura 3.31. No obstante elimina casi por completo la corriente por el neutro de la fuente.

3.7.4. APF de 3 ramas, teoría pq y tensión desbalanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas con el APF de 3 ramas empleando para su control la teoría pq y bajo condiciones de tensión de red desbalanceada-distorsionada.

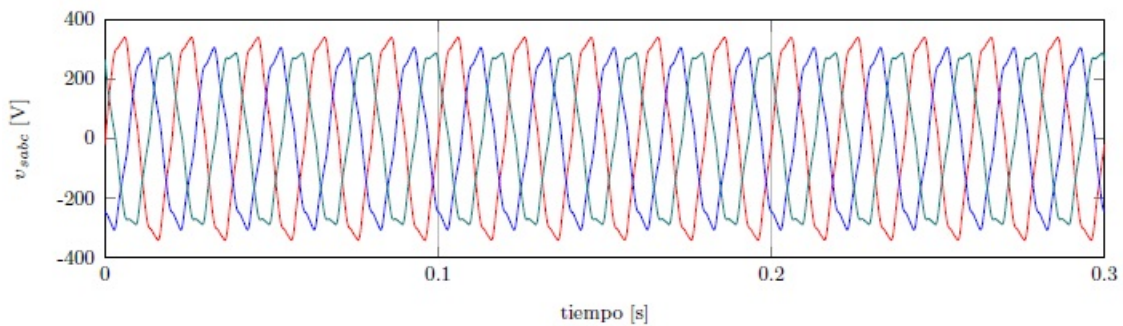


Figura 3.33: Tensión desbalanceada distorsionada

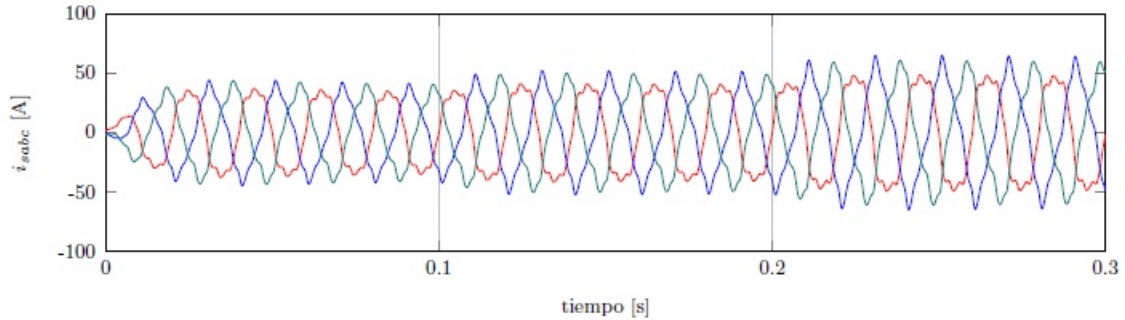


Figura 3.34: Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas distorsionadas

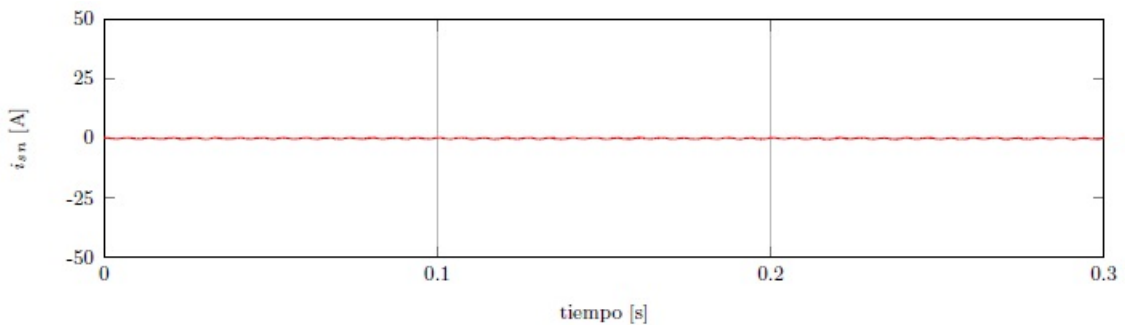


Figura 3.35: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas distorsionadas

En este punto está claro que la teoría pq no es muy efectiva cuando el sistema de potencia presenta escenarios de tensión diferente a la tensión normal de la red. A continuación se presentan los mismos resultados obtenidos anteriormente, pero ahora empleando la teoría pqr .

3.7.5. APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión real

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría pqr bajo tensión de red real. Ya que las tensiones que se aplican a cada circuito del filtro activo es la misma en todos los casos antes mencionados, no se seguirán mostrando de aquí en adelante.

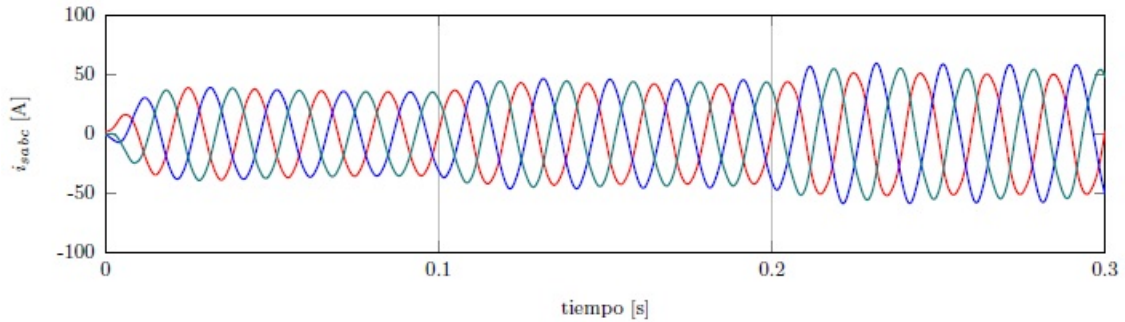


Figura 3.36: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real

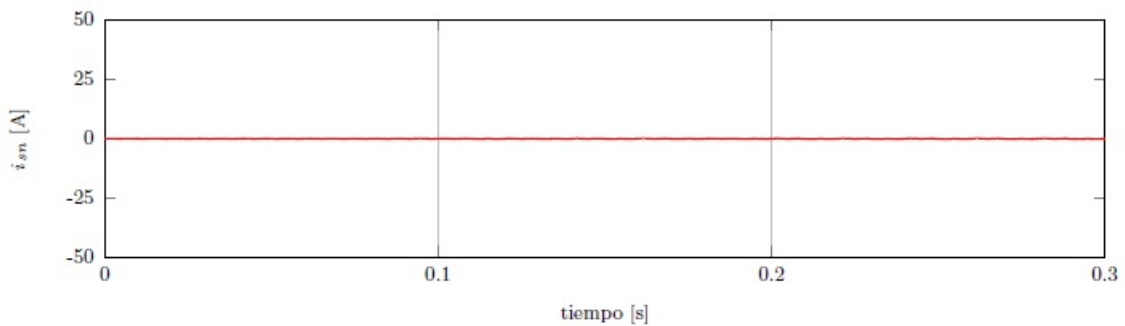


Figura 3.37: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real

Bajo estas condiciones de carga y tensión de alimentación, tanto la teoría pq como la teoría pqr presentan un buen desempeño en la obtención de las corrientes de compensación del filtro, es decir no se tiene una deferencia muy notoria entre una y otra teoría.

3.7.6. APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión desbalanceada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría pqr bajo tensiones desbalanceadas.

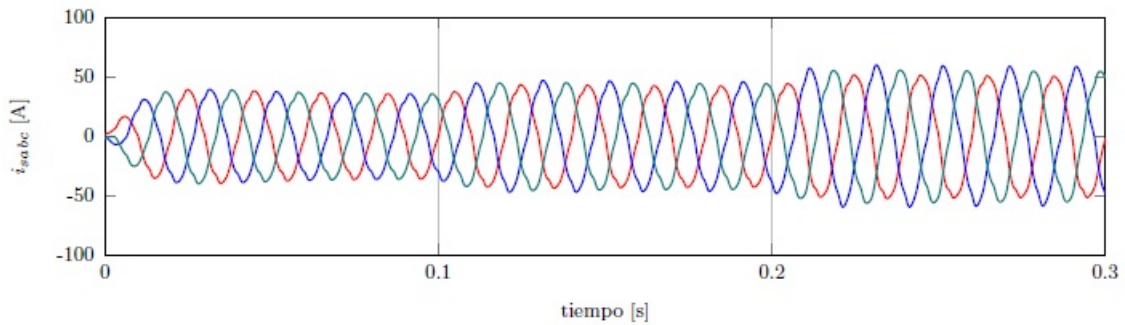


Figura 3.38: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada

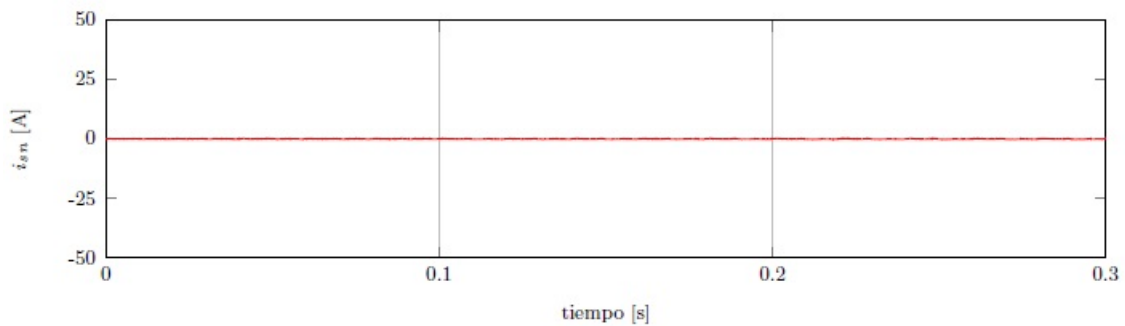


Figura 3.39: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red real

Cuando se presentan escenarios en el sistema eléctrico con tensiones de red desbalanceadas, la teoría pqr presenta un mejor comportamiento comparado con el obtenido con la teoría pq , aunque las señales de corriente muestran una forma no sinusoidal exacta.

3.7.7. APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría pqr bajo tensiones balanceadas-distorsionadas.

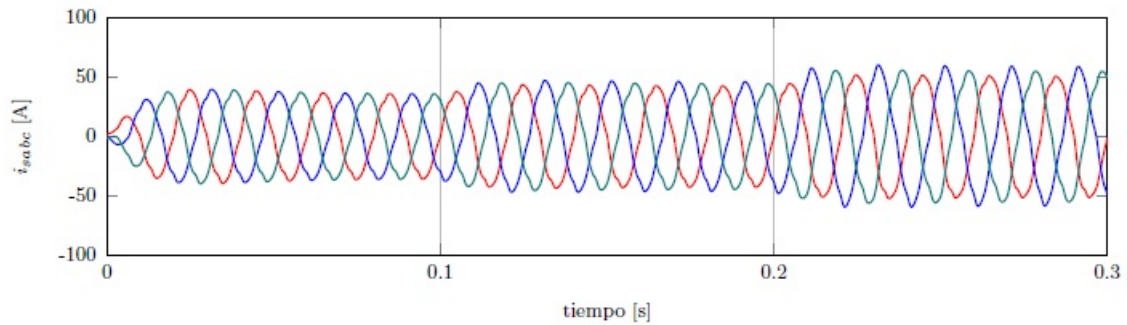


Figura 3.40: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red balanceada distorsionada

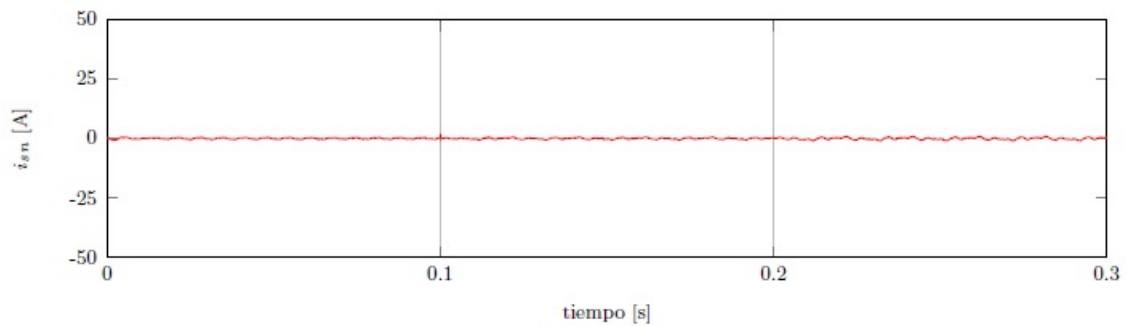


Figura 3.41: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red balanceada distorsionada

Comparando la teoría pqr con la teoría pq aplicadas a escenarios con tensiones balanceadas-distorsionadas, la teoría pqr es quien lleva la delantera. Dicho esto, ante este tipo de escenarios es esta teoría quien podría ser empleada, no obstante aún queda una teoría más por analizar.

3.7.8. APF de 3 ramas, teoría pqr y tensión desbalanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría pqr bajo tensiones desbalanceadas-distorsionadas.

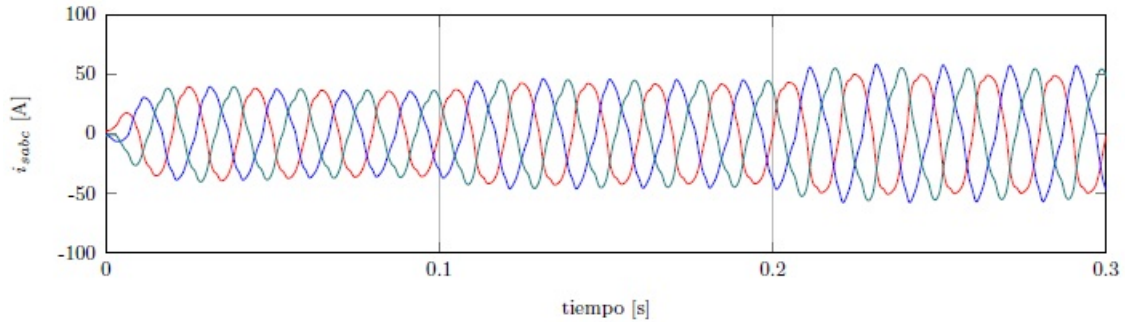


Figura 3.42: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

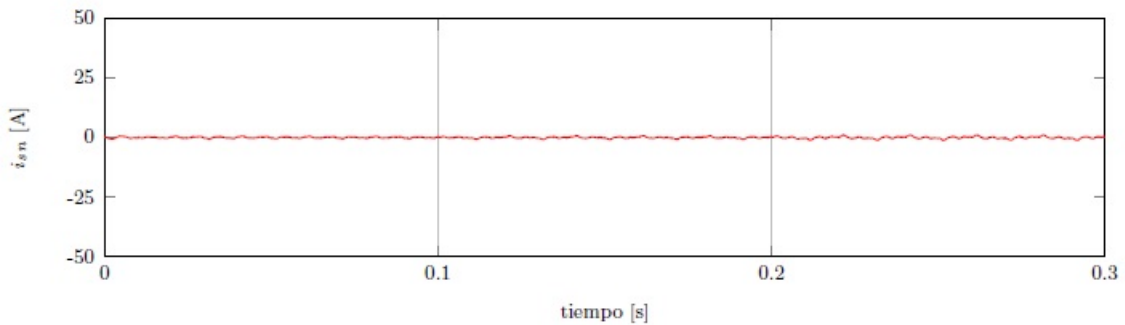
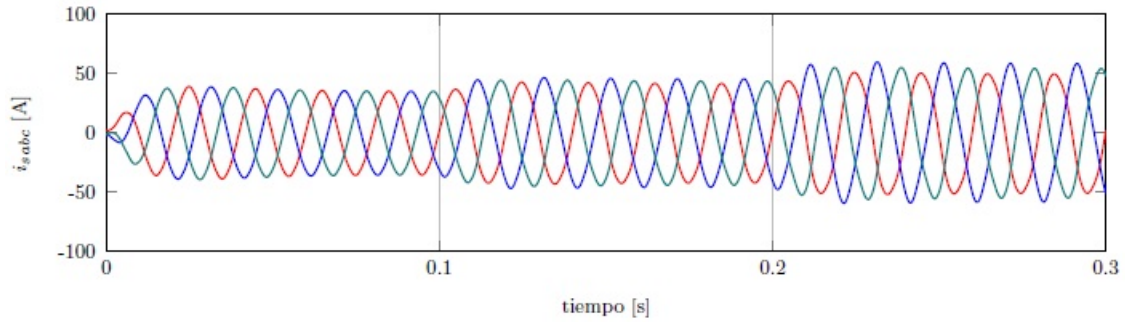
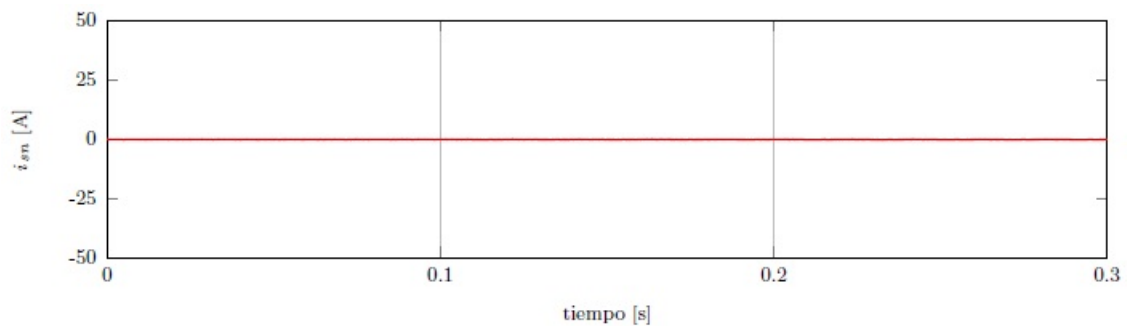


Figura 3.43: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

Bajo tensiones de red desbalanceada-distorsionada la teoría pqr sigue presentando una dificultad a la hora de realizar el cálculo de las corrientes de compensación para el APF de tres ramas, pero aún sigue siendo mejor que la teoría pq bajo estas condiciones de operación.

3.7.9. APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión real

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría $dq0$ bajo tensiones reales.

Figura 3.44: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red realFigura 3.45: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red real

3.7.10. APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría $dq0$ bajo tensiones desbalanceadas.

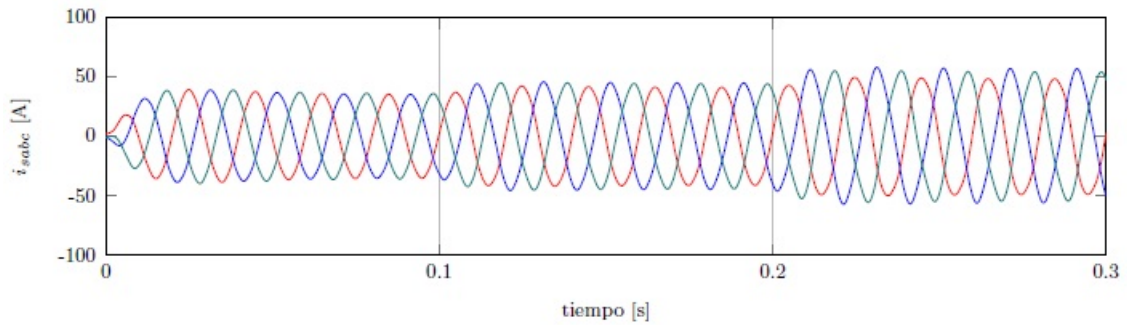


Figura 3.46: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada

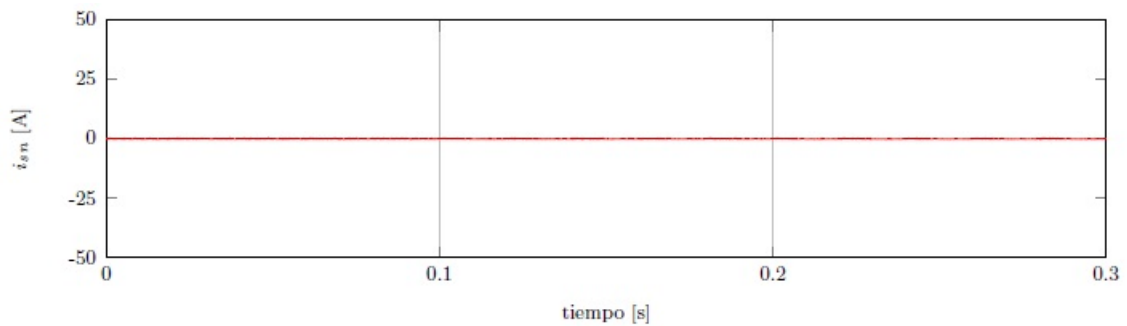


Figura 3.47: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada

3.7.11. APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría $dq0$ bajo tensiones balanceadas-distorsionadas.

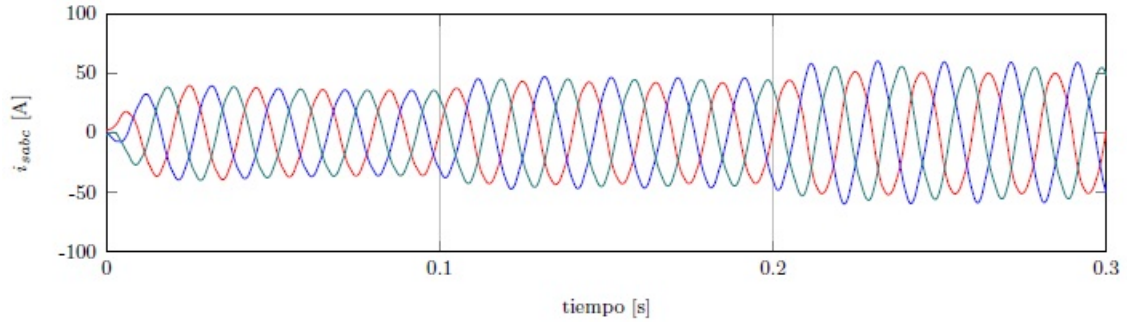


Figura 3.48: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada distorsionada

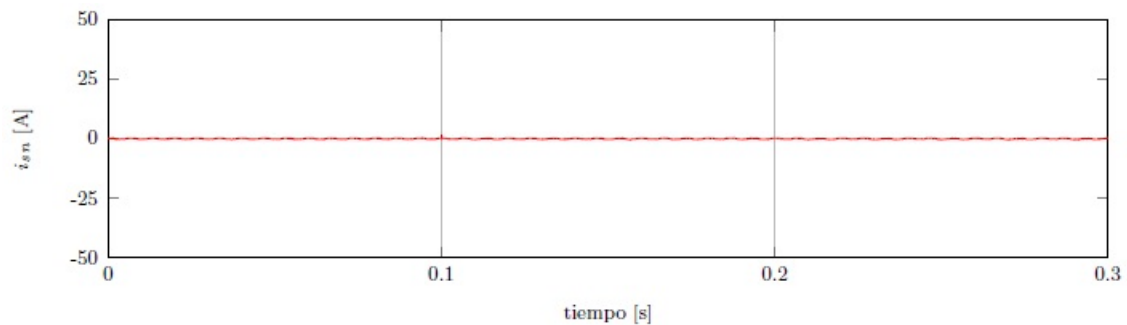


Figura 3.49: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada-distorsionada

3.7.12. APF de 3 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 3 ramas empleando para el control del APF la teoría $dq0$ bajo tensiones desbalanceadas-distorsionadas.

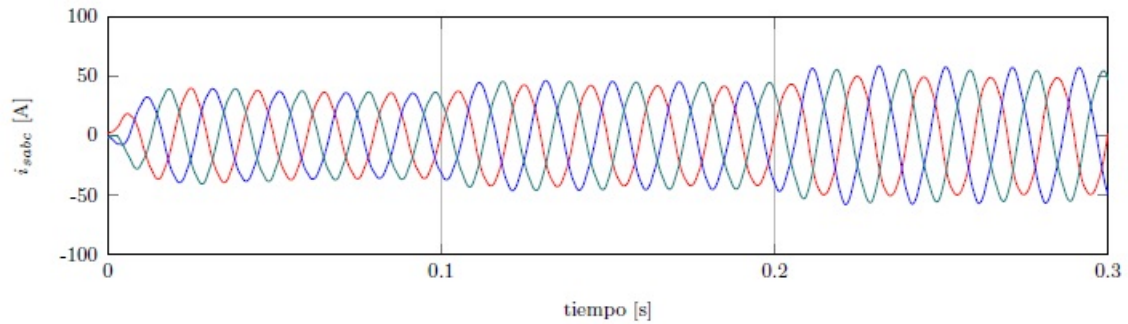


Figura 3.50: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

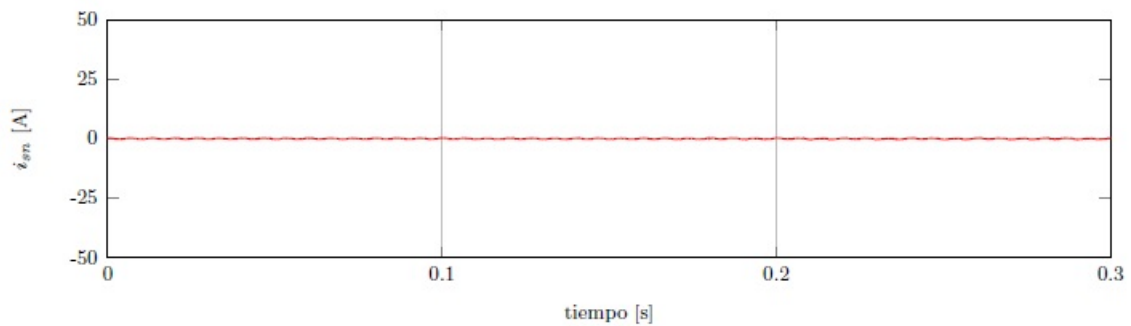


Figura 3.51: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada distorsionada

A continuación se muestran las corrientes de compensación obtenidas con en cada una de las teorías de control del filtro activo en el peor escenario de tensión de red (tensiones desbalanceadas-distorsionadas).

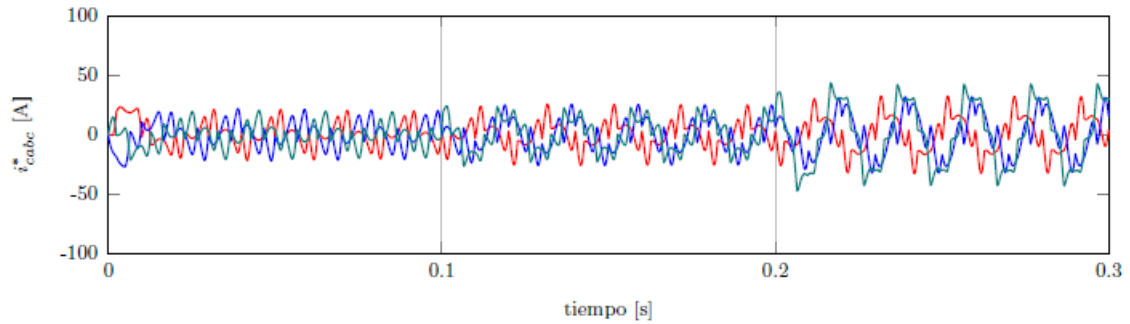


Figura 3.52: Corrientes de compensación obtenidas con la teoría pq ante tensión de red desbalanceada distorsionada

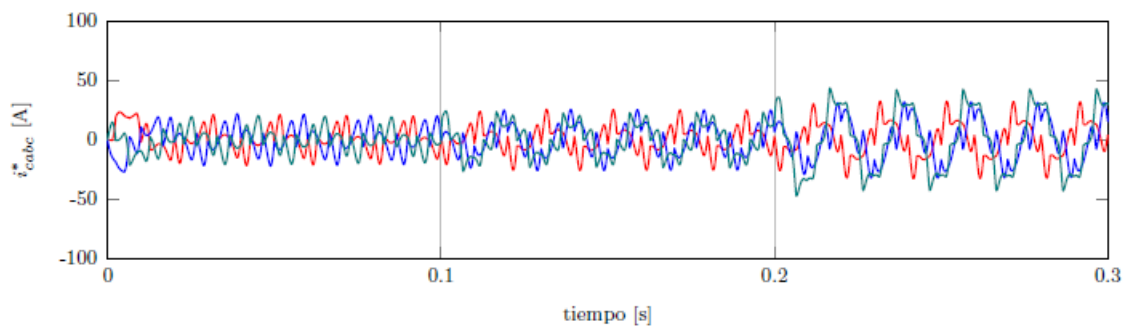


Figura 3.53: Corrientes de compensación obtenidas con la teoría pqr ante tensión de red desbalanceada distorsionada

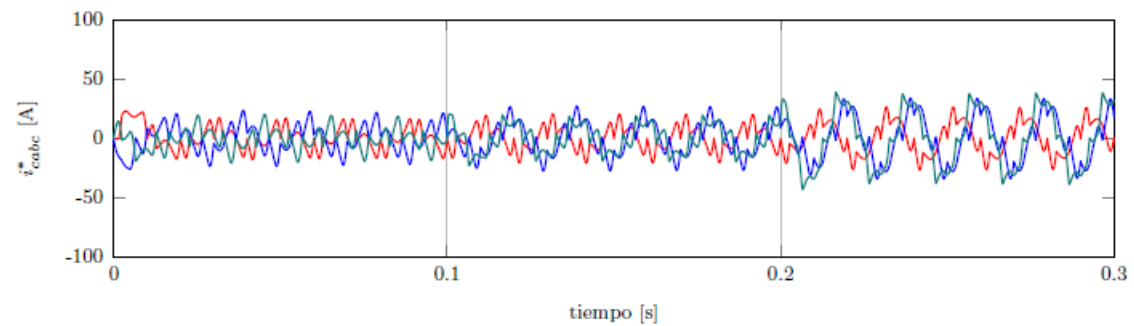


Figura 3.54: Corrientes de compensación obtenidas con la teoría $dq0$ ante tensión de red desbalanceada distorsionada

En las siguientes figuras se aprecia el voltaje y la corriente que soporta los dispositivos semiconductores del inversor del APF de 3 y cuatro ramas.

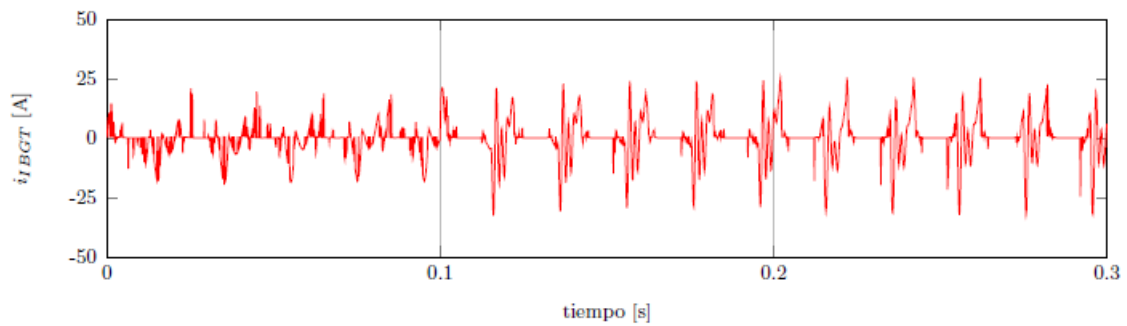


Figura 3.55: Corriente en los IGBT del APF de 3 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada

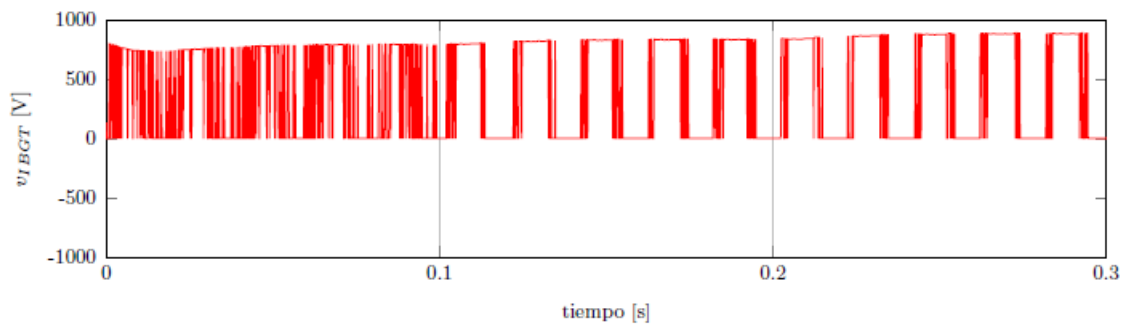


Figura 3.56: Voltaje en los IGBT del APF de 3 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada

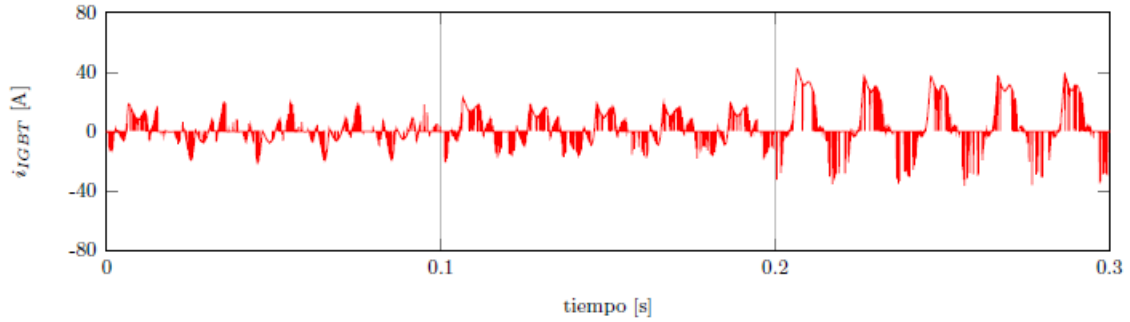


Figura 3.57: Corriente en los IGBT del APF de 4 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada

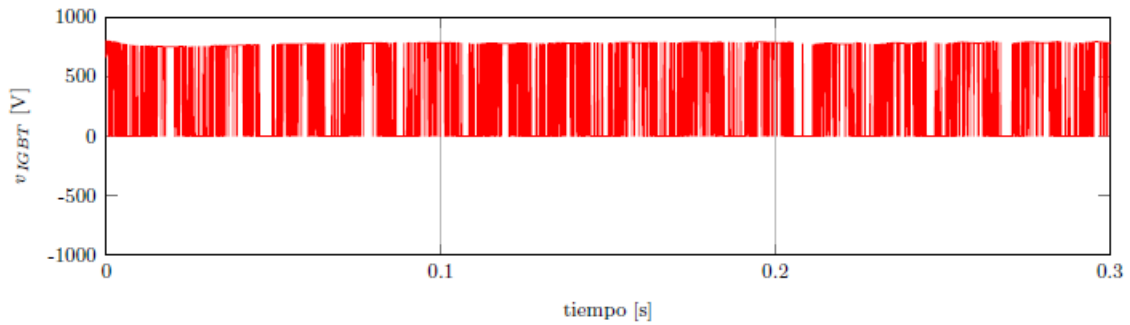


Figura 3.58: Voltaje en los IGBT del APF de 4 ramas ante tensión de red desbalanceada distorsionada

En la siguiente tabla se aprecian los valores máximos de corriente y tensión soportados por los IGBT de cada inversor (de 3 y 4 ramas).

	AFP de 3 ramas	APF de 4 ramas
Corriente máxima en el IGBT [A]	27.3652	42.3652
Voltaje máximo en el IGBT [V]	889.7619	799.9985

Tabla 3.9: Tensión y corriente máximas en los IGBT del APF de 3 y 4 ramas

Observando las Figuras 3.44, 3.45, 3.46, 3.47, 3.48, 3.49, 3.50 y 3.51 esta claro que la teoría $dq0$ presenta un mejor comportamiento ante todo tipo de escenarios de tensión de alimentación. En las siguientes tablas se comprueba lo dicho anteriormente.

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	21.1491	21.1470	21.1447	0.6081	2.0013	3.4292	0.7281	2.4774	4.3194	0.7853	2.6746	4.7084
Fase B	21.1486	21.1499	21.1515	0.7519	1.7948	3.1249	0.7847	2.2893	3.9408	0.8130	2.5361	4.3421
Fase C	21.1485	12.3134	8.1838	0.7491	1.8884	3.2457	0.7717	2.3502	4.0770	0.8006	2.5690	4.4677
Neutro	0.1926	0.0986	0.0680	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.0065	0.0640	0.1142	0.0145	0.0803	0.1461	0.0252	0.0856	0.1588

Tabla 3.10: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones reales

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	17.9031	17.8990	17.8936	10.3462	12.0697	13.4817	5.3523	7.4616	9.2393	1.0747	2.6404	4.6026
Fase B	22.9123	22.9149	22.9182	10.3684	11.6985	12.7589	5.5556	7.3600	8.8139	1.2483	2.5097	4.2143
Fase C	23.9697	13.9847	9.2719	10.2666	11.7583	12.9203	5.6648	7.5914	9.1487	1.2096	2.8203	4.5471
Neutro	0.2130	0.1835	0.1394	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.1781	0.2199	0.2671	0.0098	0.0854	0.1528	0.0118	0.0808	0.1574

Tabla 3.11: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones desbalanceadas

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	17.6336	17.6307	17.6273	12.7315	14.2972	15.6099	6.8184	8.6534	10.2935	2.2696	3.0590	4.6713
Fase B	22.7786	22.7793	22.7802	11.8392	12.9887	13.9752	6.5373	7.8903	9.1404	2.1221	2.7657	4.3206
Fase C	23.8746	13.0474	8.7755	12.2318	13.3158	14.1934	7.5127	8.8355	10.0259	2.4390	3.1694	4.4927
Neutro	6.6849	6.4307	6.0814	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.1656	0.2320	0.2818	0.0059	0.0822	0.1527	0.0118	0.0803	0.1583

Tabla 3.12: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones desbalanceadas distorsionadas

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	21.0643	21.0624	21.0607	6.6780	6.9097	7.4421	4.3843	5.1220	6.3057	2.1258	3.0061	4.6866
Fase B	21.0640	21.0646	21.0655	6.7206	6.7421	7.1144	4.3450	4.4855	5.3100	2.1260	2.9566	4.5573
Fase C	21.0637	11.3366	7.5716	6.7200	6.7495	7.1086	4.3669	4.6263	5.4827	2.0975	2.9342	4.4413
Neutro	6.3692	6.1208	5.7886	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.0079	0.0639	0.1120	0.0137	0.0812	0.1489	0.1620	0.0869	0.0260

Tabla 3.13: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 3 ramas con tensiones balanceadas distorsionadas

Observando las tablas anteriores se aprecia que la teoría pq es la que menor distorsión armónica presenta bajo condiciones de tensiones reales balanceadas (ver Tabla 3.10) en las

corrientes de la fuente de alimentación, seguida de la teoría $dq0$ y finaliza la teoría pqr . Mientras que ante escenarios con tensiones desbalanceadas y distorsionadas es la teoría $dq0$ la que arroja mejores resultados en la mitigación de las componentes armónicas de la corriente de la fuente, esto se puede ver en los resultados obtenidos de las formas de onda de la corriente de la fuente con el APF conectado a la red, lo que se corrobora con el THD obtenido para en cada caso de tensión. Para el desbalance de corriente, no se tiene un comportamiento semejante ante la tensión de red real, ya que en ciertos intervalos de tiempo este varía en cada teoría, sin embargo para los demás casos de alimentación se aprecia que este desbalance es menor en la teoría $dq0$, seguida de la teoría pqr y en último lugar la se encuentra la teoría pq .

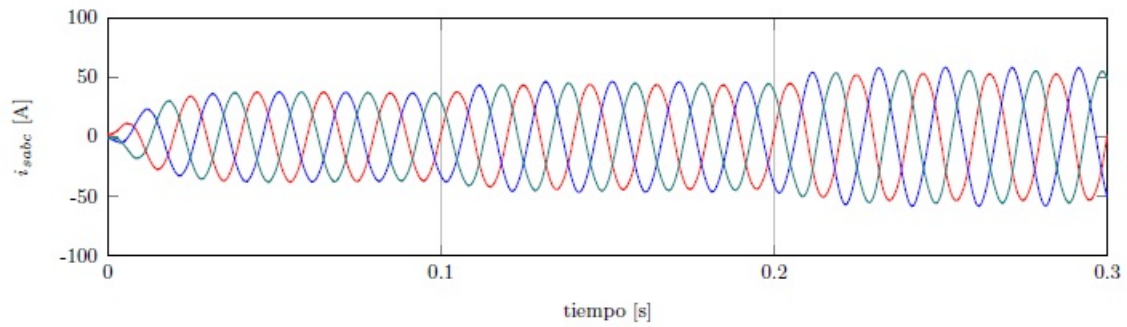
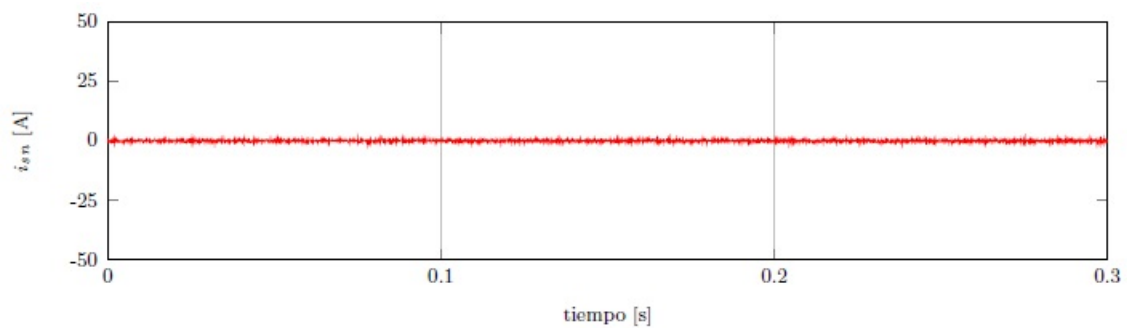
De las tablas anteriores se aprecia que el mayor valor de THD de las corrientes de la fuente corresponde al obtenido en el intervalo de $t > 0.2s$ en la fase a , para el caso de tensiones desbalanceadas-distorsionadas (Tabla 3.12), y el menor valor de THD se obtuvo $t < 0.1s$ para el caso de tensiones reales balanceadas (Tabla 3.10). Es debido mencionar que ambos valores de THD son obtenidos empleando para el control del filtro la teoría pq , lo que confirma lo dicho anteriormente sobre esta técnica de control.

3.8. Resultados obtenidos con el APF de 4 ramas

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos en la aplicación del filtro activo de 4 ramas. Para la consigna de los resultados obtenidos se sigue un desarrollo igual al realizado para el APF de 3 ramas.

3.8.1. APF de 4 ramas, teoría pq y tensión real

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría pq bajo tensiones reales.

Figura 3.59: Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red realFigura 3.60: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red real

3.8.2. APF de 4 ramas, teoría pq y tensión desbalanceada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas.

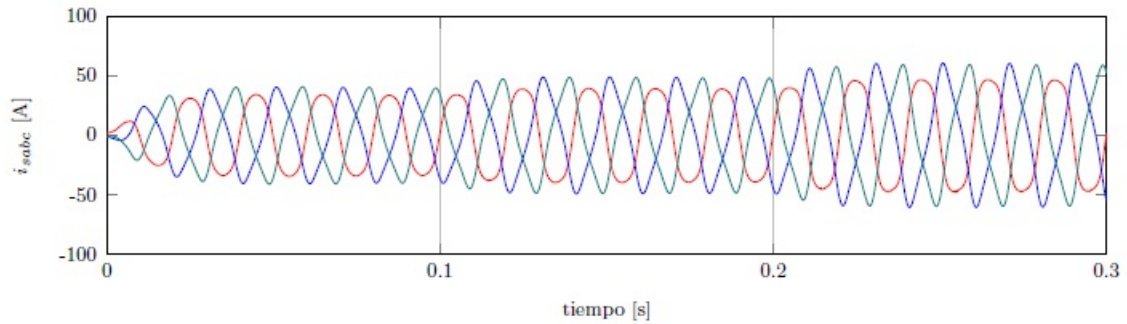


Figura 3.61: Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada

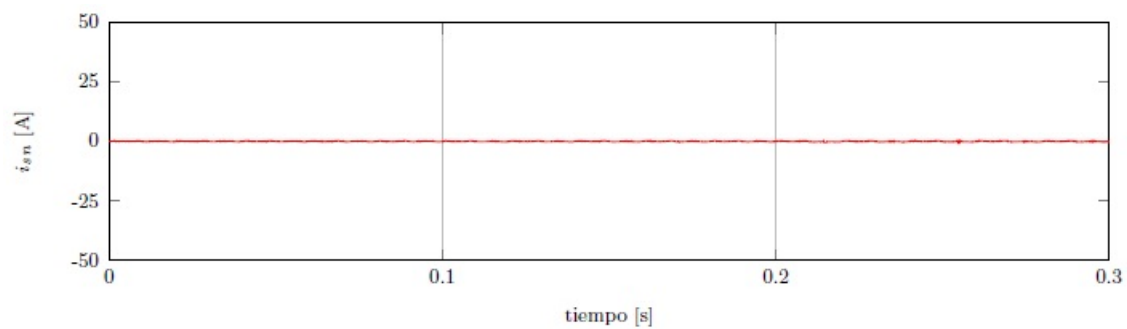


Figura 3.62: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada

3.8.3. APF de 4 ramas, teoría pq y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría pq bajo tensiones balanceadas-distorsionadas.

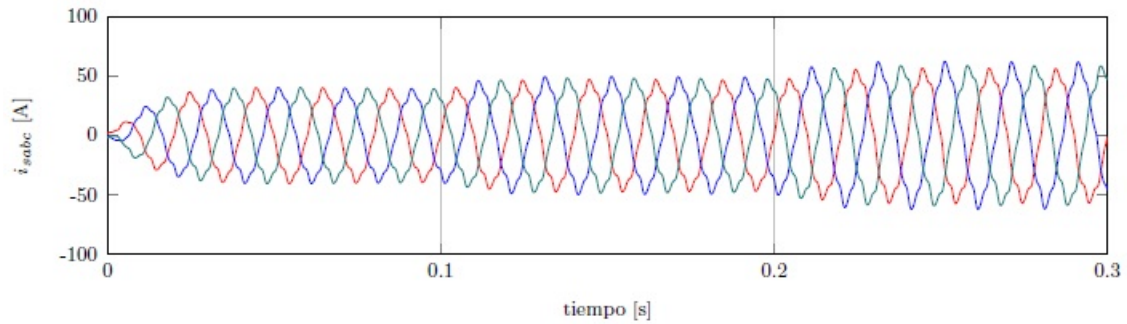


Figura 3.63: Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red balanceada distorsionada

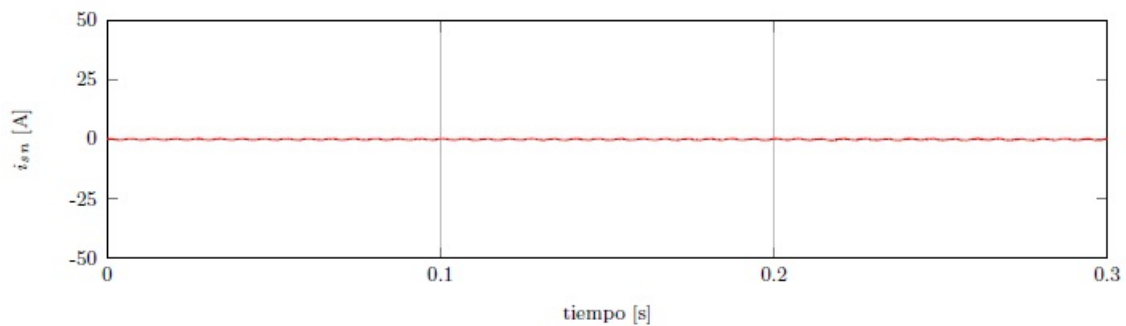


Figura 3.64: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red balanceada distorsionada

3.8.4. APF de 4 ramas, teoría pq y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría pq bajo tensiones desbalanceadas-distorsionadas.

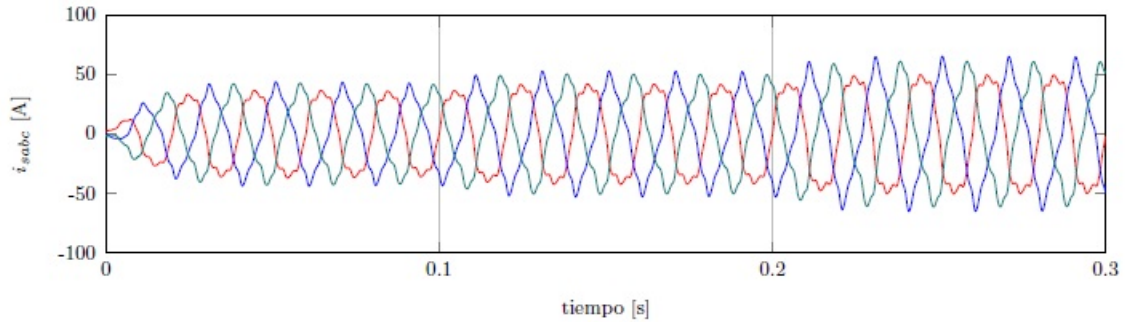


Figura 3.65: Corrientes de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

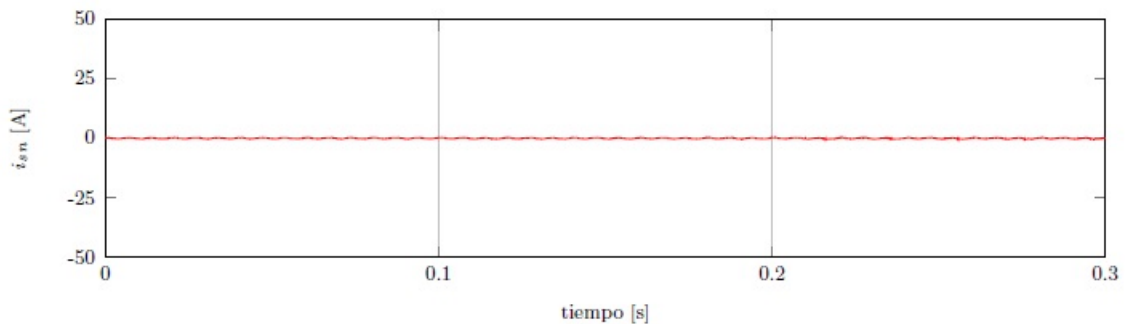
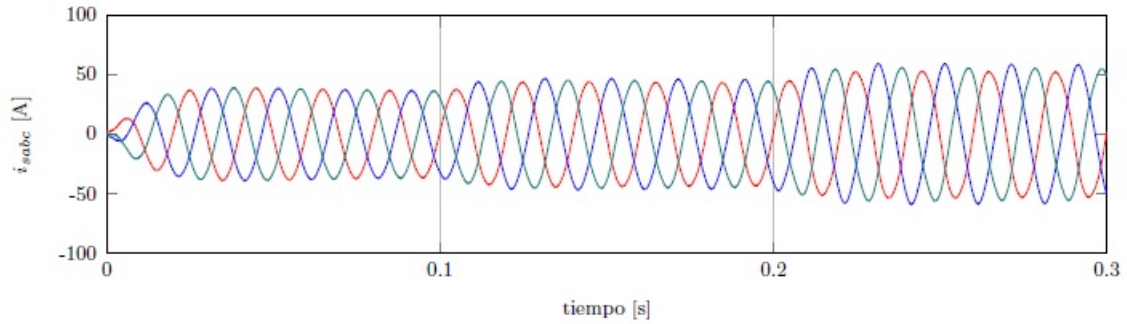
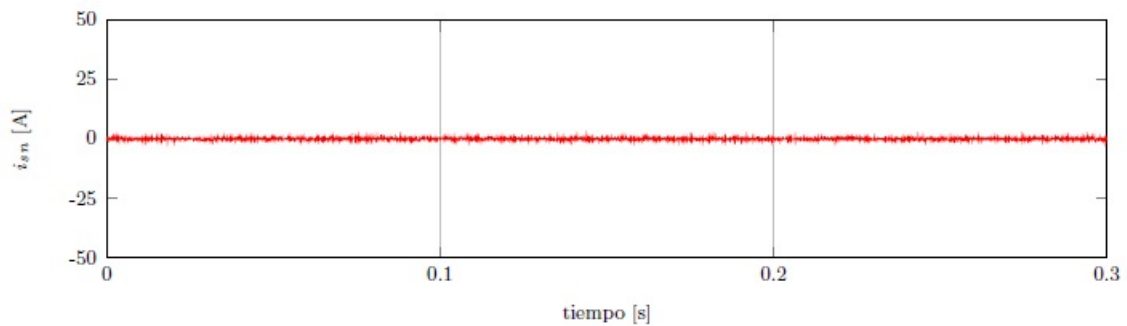


Figura 3.66: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pq bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

Hasta el momento el comportamiento del filtro activo de 4 ramas bajo los diferentes escenarios de tensión muestra que un comportamiento similar al APF de 3 ramas. Más adelante se muestran las tablas correspondientes al desbalance de corriente y al THD de las corrientes de alimentación, mediante la comparación entre ambos grupos de tablas ya es posible apreciar con mayor exactitud con que topología de filtro activo se obtienen mejores resultados.

3.8.5. APF de 4 ramas, teoría pqr y tensión real

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría pqr bajo tensiones reales.

Figura 3.67: Corrientes de la fuente con la teoría *pqr* bajo tensión de red realFigura 3.68: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría *pqr* bajo tensión de red real

3.8.6. APF de 4 ramas, teoría *pqr* y tensión desbalanceada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría *pqr* bajo tensiones desbalanceadas.

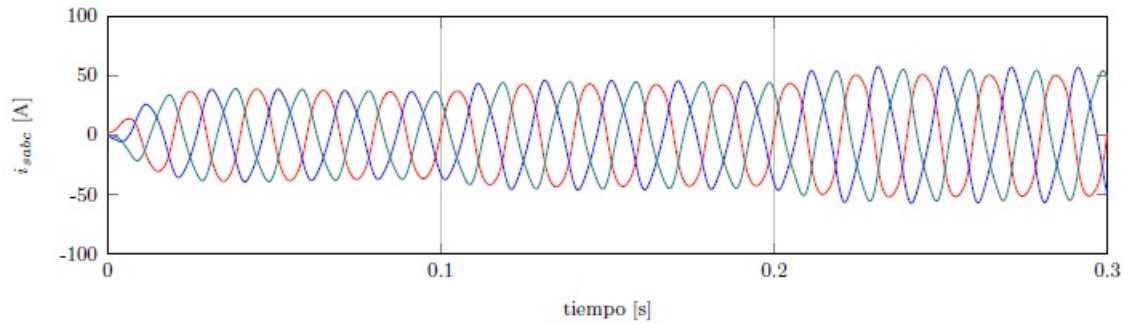


Figura 3.69: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada

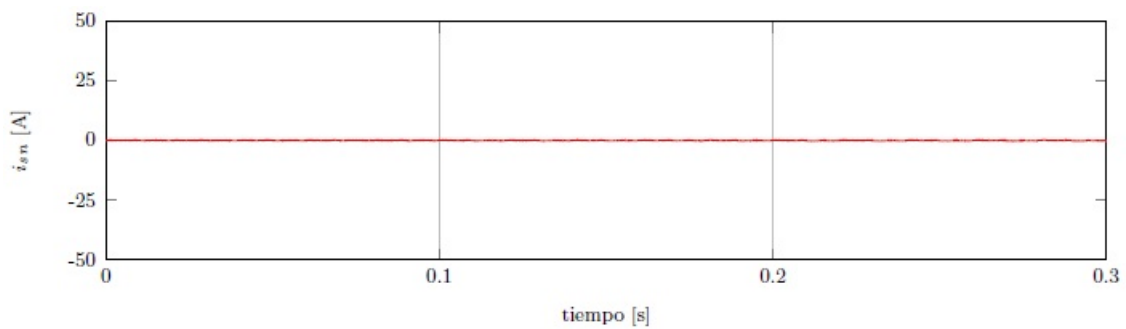


Figura 3.70: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada

3.8.7. APF de 4 ramas, teoría pqr y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría pqr bajo tensiones balanceadas-distorsionadas.

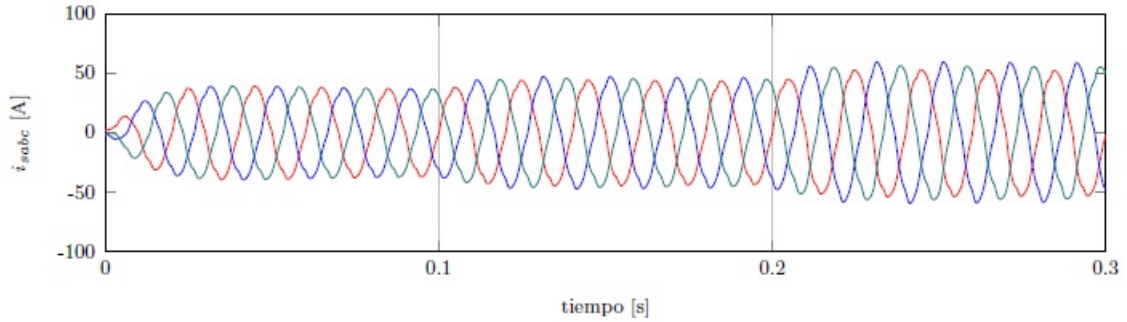


Figura 3.71: Corrientes de la fuente con la teoría *pqr* bajo tensión de red balanceada distorsionada

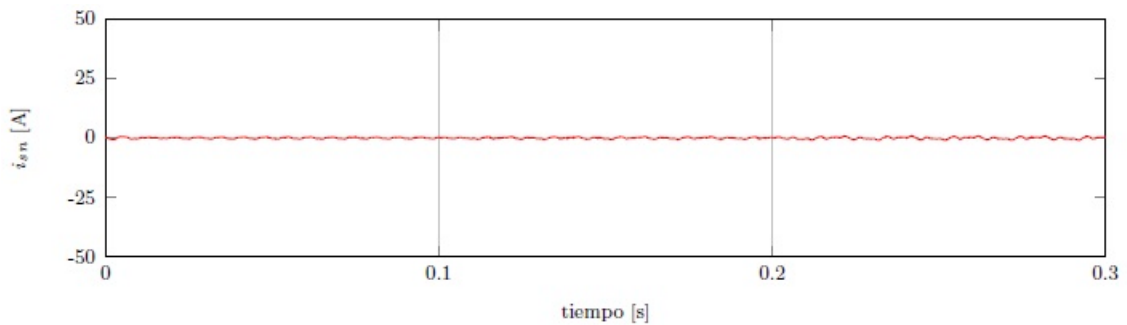


Figura 3.72: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría *pqr* bajo tensión de red balanceada distorsionada

3.8.8. APF de 4 ramas, teoría *pqr* y tensión desbalanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría *pqr* bajo tensiones desbalanceadas-distorsionadas.

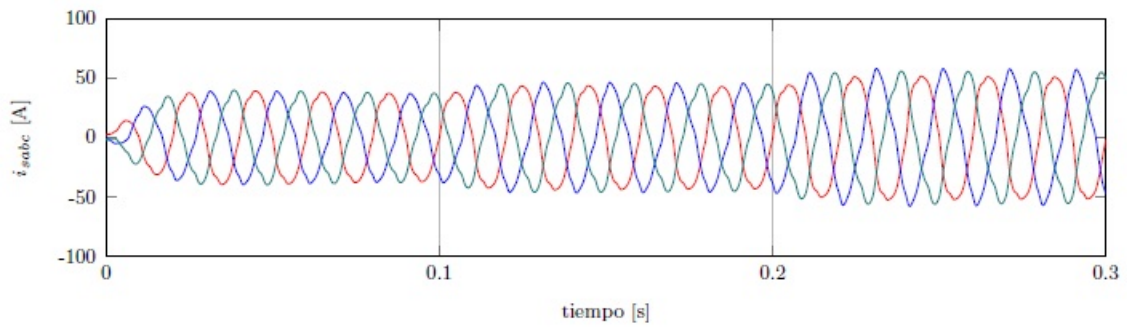


Figura 3.73: Corrientes de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

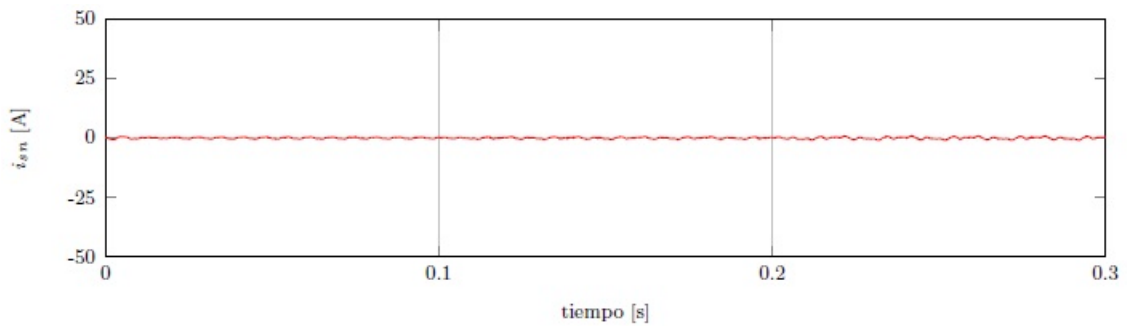
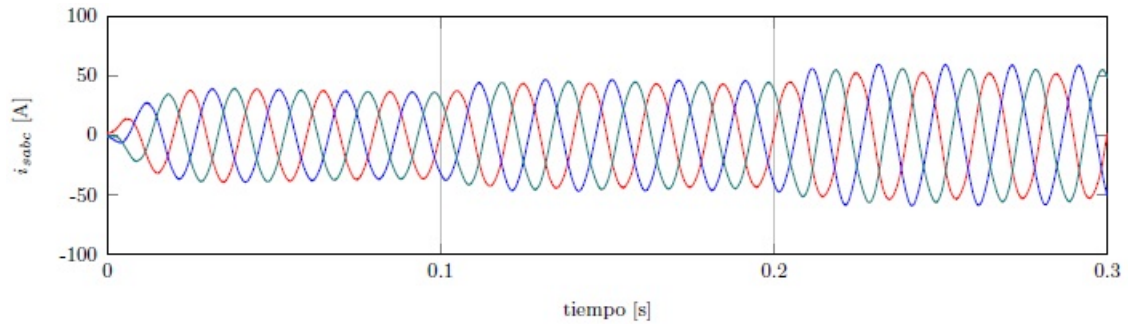
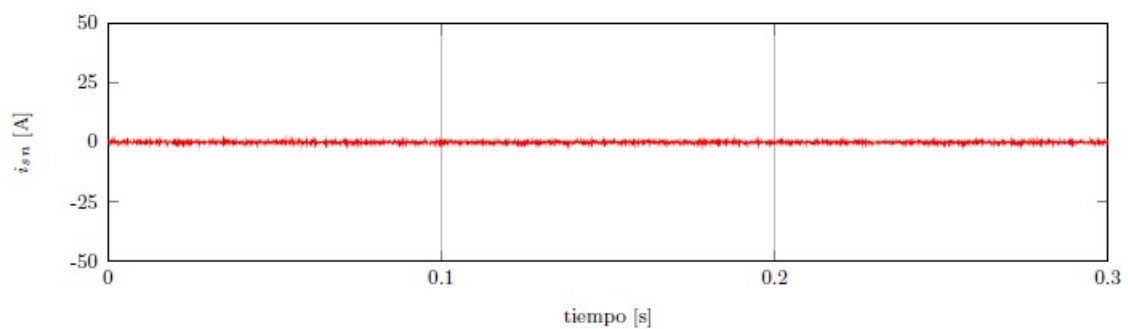


Figura 3.74: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría pqr bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

3.8.9. APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión real

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría $dq0$ bajo tensiones reales.

Figura 3.75: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red realFigura 3.76: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red real

3.8.10. APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría $dq0$ bajo tensiones desbalanceadas.

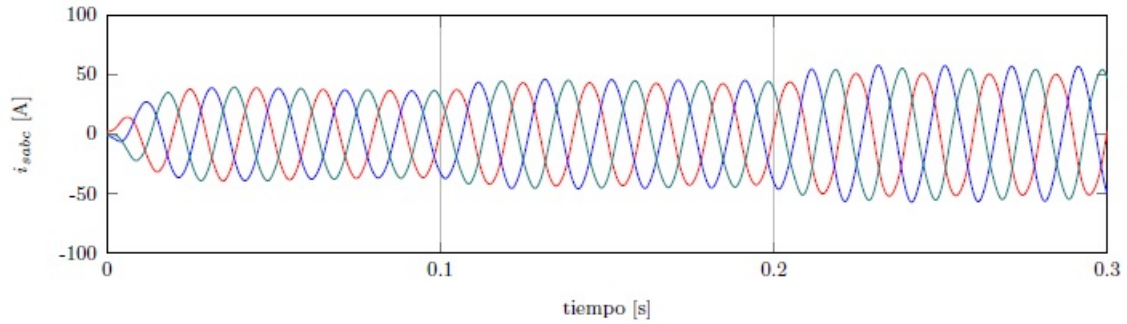


Figura 3.77: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada

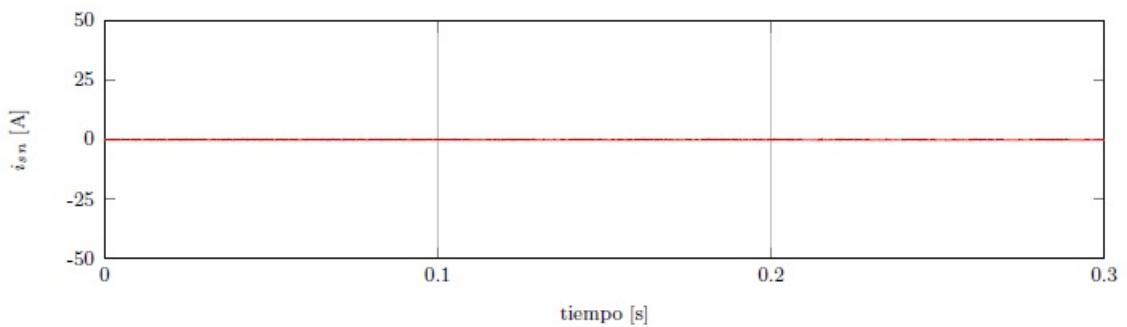


Figura 3.78: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada

3.8.11. APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión balanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría $dq0$ bajo tensiones balanceadas-distorsionadas.

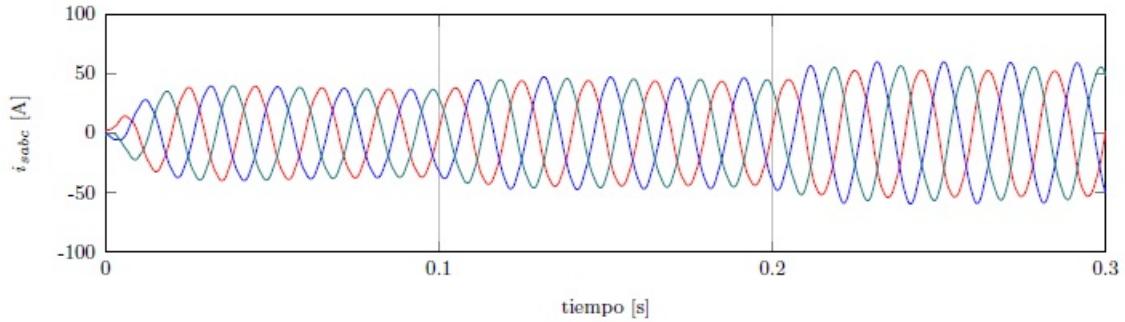


Figura 3.79: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada distorsionada

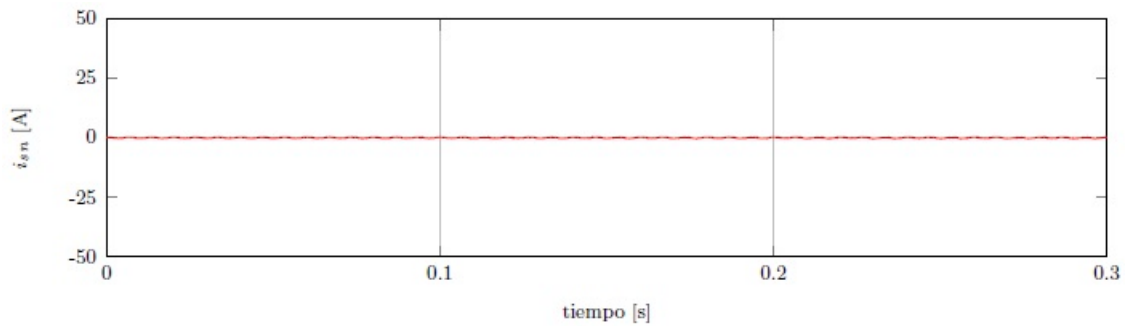


Figura 3.80: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red balanceada-distorsionada

3.8.12. APF de 4 ramas, teoría $dq0$ y tensión desbalanceada distorsionada

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda de las señales obtenidas para el APF de 4 ramas empleando para su control la teoría $dq0$ bajo tensiones desbalanceadas-distorsionadas.

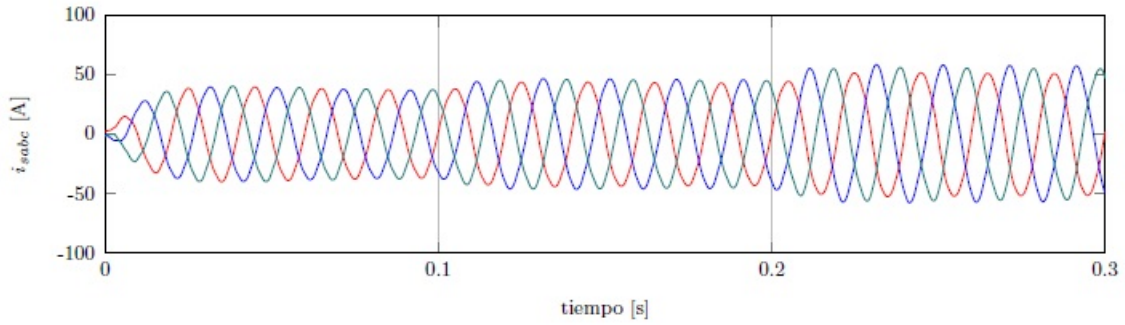


Figura 3.81: Corrientes de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

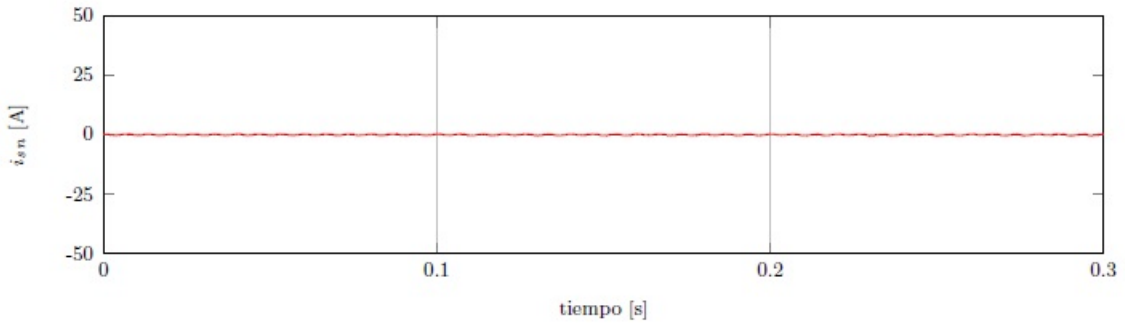


Figura 3.82: Corriente por el neutro de la fuente con la teoría $dq0$ bajo tensión de red desbalanceada distorsionada

En el siguiente grupo de tablas se encuentran los resultados obtenidos del desbalance de corriente y distorsión armónica total para el filtro activo de 4 ramas ante cada escenario de fuente de alimentación

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{sabc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	21.1492	21.1492	21.1492	0.9197	1.7344	2.8517	0.9914	1.9848	3.3117	1.0139	2.0984	3.5330
Fase B	21.1492	21.1492	21.1492	0.9888	1.6981	2.7201	1.0953	1.9208	3.1289	1.1045	2.0191	3.3199
Fase C	21.1488	12.3137	8.1839	0.9726	1.7024	2.7803	1.0767	1.9362	3.2027	1.0920	2.0482	3.4048
Neutro	0.0091	0.0973	0.0617	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.0029	0.0501	0.0948	0.0099	0.0614	0.1126	0.0070	0.0677	0.1237

Tabla 3.14: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones reales

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	21.1492	21.1492	21.1492	10.2811	11.7066	12.8739	5.2317	6.8079	8.1520	0.7725	1.9180	3.3834
Fase B	21.1492	21.1492	21.1492	10.2684	11.3762	12.2962	5.4462	6.7764	7.9148	0.9147	1.8166	3.1369
Fase C	21.1488	12.3137	8.1839	10.2103	11.4515	12.4499	5.4768	6.9684	8.1829	0.8716	2.0446	3.3901
Neutro	0.0091	0.0973	0.0617	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.0029	0.0501	0.0948	0.0113	0.0684	0.1203	0.0166	0.0659	0.1243

Tabla 3.15: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones desbalanceadas

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	21.0643	21.0628	21.0604	6.6030	6.7512	7.1323	4.3415	4.7841	5.5799	1.9854	2.4302	3.5621
Fase B	21.0643	21.0649	21.0655	6.6261	6.6213	6.8498	4.2812	4.2573	4.7140	2.0247	2.4076	3.4973
Fase C	21.0638	11.7288	7.8146	6.6249	6.6574	6.8998	4.3099	4.4407	4.9686	1.9362	2.4473	3.4789
Neutro	6.3694	5.6260	5.6067	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.0029	0.0502	0.0942	0.0099	0.0627	0.1151	0.0073	0.0690	0.1263

Tabla 3.16: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones balanceadas distorsionadas

3 Fases y neutro	Corrientes en la carga (i_{Labc})			Corrientes de la fuente (i_{abc})								
	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$p-q$			$p-q-r$			$d-q-0$		
				$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)	$t < 0.1$ (s)	$0.1 < t < 0.2$ (s)	$t > 0.2$ (s)
THD (%)												
Fase A	17.6333	17.6307	17.6277	12.6501	14.0067	15.1509	6.7715	8.1540	9.3927	2.0951	2.5059	3.5840
Fase B	22.7789	22.7794	22.7801	11.7412	12.7426	13.5829	6.4403	7.4586	8.4184	1.9784	2.2833	3.3393
Fase C	23.8743	13.0474	8.7760	12.1491	13.0925	13.8743	7.3292	8.3891	9.2938	2.1407	2.6103	3.5317
Neutro	6.6890	6.4359	6.0879	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Desbalance (%)				0.1734	0.2211	0.2630	0.0201	0.0642	0.11271	0.01853	0.0641	0.1161

Tabla 3.17: Contenido armónico y desvalance de corriente para el APF de 4 ramas con tensiones desbalanceadas distorsionadas

Comparando los resultados obtenidos en el grupo de tablas correspondientes al APF de 3 ramas, con los obtenidos con el APF de 4 ramas en las tablas anteriores, no es difícil apreciar que el filtro activo de cuatro ramas arroja mejores resultados en la mitigación de los armónicos provenientes de las cargas no lineales desbalanceadas conectadas al sistema de distribución de energía

3.9. Conclusiones

- La teoría $p-q$ es la técnica de control de filtros activos de potencia que presenta mejor comportamiento en la obtención de las corrientes de compensación ante escenarios de tensiones de alimentación balanceadas, y caso contrario sucede ante tensiones desbalanceadas y distorsionadas, a diferencia de la teoría $p-q-r$ y $d-q-0$ que presentan un grado más alto en la mitigación de armónicos. El hecho de que en la teoría pq se obtenga una compensación precaria ante tensiones desbalanceadas y/o distorsionadas se explica desde su formulación inicial, ya que a causa de este tipo de tensiones las componentes provenientes de estas contribuyen a los valores medios de p y q .
- Debido al hecho de que en el marco de referencia síncrono no se considera la estimación de las potencia instantáneas para realizar el cálculo de las corrientes de compensación, no se tiene ninguna incidencia de las componentes armónicas debidas a tensiones desbalanceadas y/o distorsionadas sobre estos términos, debido a esto la teoría $dq0$ presenta mejores resultados que los obtenidos con la teoría pq y pqr respectivamente.
- A causa de la presencia de tensiones desbalanceadas y/o distorsionadas y a cargas no lineales desbalanceadas se generan componentes armónicas de secuencia positiva, negativa y componentes de secuencia cero en la red eléctrica, debido a estos se requiere que el inversor del APF tanto de 3 ramas como el de 4 ramas cuente con un elemento almacenador de energía en su lado de continua, para realizar transferencia de potencia entre el inversor y la red eléctrica, y de esta manera realizar una mitigación aceptable.
- La mitigación de armónicos por medio del APF de 4 ramas es mejor que la obtenida con el APF de 3 ramas para cada escenario de tensión de red, ya que como se ha mencionado a lo largo de este capítulo el circuito del inversor del filtro activo de 4 ramas emplea una rama exclusivamente para compensar las corrientes de secuencia cero por el neutro, lo que garantiza una adecuada mitigación de los armónicos presentes por este conductor.
- Debido a la constante aparición de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica y al rápido desarrollo que se presenta en la invención de elementos electrónicos en la actualidad, es necesario que no se dejen realizar estudios y/o investigaciones encaminados al mejoramiento de las estrategias de mitigación de armónicos o a la creación de nuevas técnicas de eliminación de componente armónicas a causa de este tipo de cargas, debido a que los métodos de filtrado pasivo presentan problemas considerables en su eficiencia e implementación en un sistema eléctrico real.

- Una de la técnicas de control de filtros activos más empleada desde hace mucho tiempo es la teoría pq , sin embargo otras técnicas como el marco de referencia síncrono ha sido empleadas con mayor frecuencia. En el caso de la teoría pqr no es muy empleada puesto que los cálculos asociados a su implementación son considerables comparados con los que se llevan a cabo en la teoría pq y $dq0$ respectivamente. Esta característica desfavorable en de la teoría pqr requiere que los equipos en los cuales se implementa dicha técnica de control sean robustos, debido a que estos cálculos se realizan en tiempo real, lo que genera que a cada momento se necesite realizar el paso de coordenadas α/β a los ejes pqr y posteriormente realizar la inversión de una matriz que involucra ciertos cálculos aritméticos, todo estos requiere cierto tiempo y de un uso considerable en la memoria de dichos elementos de procesamiento.
- La distorsión armónica total (THD) y el y el desbalance presente en las corrientes de la fuente frente escenarios de tensiones desbalanceadas, distorsionadas y desbalanceadas-distorsionadas, presentan un valor menor empleando el filtro activo de cuatro ramas que el de ramas, esto se debe a las características favorables que posee el APF de cuatro ramas frente al de 3 ramas descritas en el capítulo 2.
- La modulación de la corriente por banda fija de histéresis es el encargado de comparar las corrientes de compensación halladas por medio de algunas de las teorías tratadas en este trabajo con las corrientes provenientes del filtro activo. El error resultante de esta comparación se ingresa al regulador por histéresis y este quien dependiendo del ancho de banda que posea genera el patrón de pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor.

3.10. Recomendaciones

Se recomienda la implementación de un filtro activo de potencia de 4 ramas controlado por la teoría $dq0$ y modulado por banda fija de histéresis, que corrobore las características favorables asociadas a este tipo de topología de filtro, mediante el cual lo que se obtiene en simulación se refleje en un sistema de la vida rea.

Se recomienda considerar otros métodos de modulación de la corriente en el filtro activo, tal es el caso de la teoría *Dead-Beat* mostrado en el presente trabajo en el capítulo 2. De esta manera es posible realizar una comparación entre cada tipo de control y de esta manera tener los criterios suficientes y necesarios para optar por una u otro método de control.

Se recomienda emplear conjuntamente el filtro activo de 4 ramas con la teoría pq en sistemas bajos condiciones de tensiones balanceadas y sin distorsión, ya que los resultados obtenidos bajos este escenario muestran ser muy efectivos comparados con otras configuraciones de filtro y técnica de control. En el caso de escenarios de tensiones desbalanceadas y distorsionadas es recomendable emplear la misma configuración de filtro junto con el marco de referencia síncrono.

Bibliografía

- [1] Manuel Román Lumbreras. *Filtros Activos de Potencia para la Compensación Instantánea de Armónicos y Energía Reactiva*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Catalunya, 2006.
- [2] Lopez Santos Oswaldo. Filtro activo paralelo para compensación de factor de potencia y distorsión armónica en aplicaciones industriales. Master's thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2010.
- [3] Mehmet Ucar and Engin OzdemirA. Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition. *Electric Power Systems Research*, 78(1):58 – 73, 2008.
- [4] Sixifo Falcones Cristian Cruz, Iván Vaca. Diseño y simulación del control de un filtro activo monofásico paralelo. *Escuel Superior Politécnica del Litoral*, 2013.
- [5] César Augusto Peña Cortes Pedro Fabian Cárdenas, Fabian Jimenez. Filtro activo de potencia en paralelo: Análisis y diseño. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada*, 2009.
- [6] M.P. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):691–703, Oct 1998.
- [7] A. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar. Four-branches-inverter-based-active-filter for unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution systems. In *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, volume 4, pages 2503–2508 vol.4, Oct 2000.
- [8] Fang Zheng Peng and Jih-Sheng Lai. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 45(1):293–297, Feb 1996.

- [9] J.L. Willems. A new interpretation of the akagi-nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 41(4):523–527, Aug 1992.
- [10] M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 12(2):311–318, Mar 1997.
- [11] Y. Komatsu and T. Kawabata. A control method of active power filter in unsymmetrical and distorted voltage system. In *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, volume 1, pages 161–168 vol.1, Aug 1997.
- [12] Shyh-Jier Huang, Jing-Chang Wu, and Hurng-Liang Jou. A study of three-phase active power filters under nonideal mains voltages. *Electric Power Systems Research*, 49(2):129 – 137, 1999.
- [13] Cheng-Che Chen and Yuan-Yih Hsu. A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 15(4):1258–1264, Oct 2000.
- [14] Bor-Ren Lin and Yung-Chuan Lee. Three-phase power quality compensator under the unbalanced sources and nonlinear loads. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(5):1009–1017, Oct 2004.
- [15] G.W. Chang and C.M. Yeh. Optimisation-based strategy for shunt active power filter control under non-ideal supply voltages. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 152(2):182–190, March 2005.
- [16] Fang Zheng Peng and Jih-Sheng Lai. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 45(1):293–297, Feb 1996.
- [17] Julián Candavid Rodríguez Jeser James Marulanda. Control por hitéresis de la corriente en los filtros activos de potencia. Universidad tecnológica de Pereira, 2008.
- [18] Andrés Felipe Bedoya Jorge Mario Ramirez. Diseño y simulación de un sistema de filtro activo híbrido para la supresión de armónicos en un sistema de conversión ac/dc. Universidad Tecnológica de Pereira, 2008.
- [19] Duberney Murillo Yarce. compensación de armónicos con un filtro activo de potencia. Universidad Tecnológica de Pereira, 2010.

- [20] Lina María Torres Alexander Gutierrez. Análisis de métodos de compensación de armónicos con filtros activos. Universidad Tecnológica de Pereira, 2007.
- [21] J.A. Suarez, G. di Mauro, D. Anaut, and C. Agüero. Analysis of the harmonic distortion and the effects of attenuation and diversity in residential areas. *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, 3(5):53–59, Dec 2005.
- [22] José Ignacio Candela García. *Aportaciones al filtrado híbrido paralelo en redes trifásicas de cuatro hilos*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Catalunya, 2009.
- [23] Gilberto Reyes Calderoón. Armónica en sistemas de distribución. Master's thesis, Universidad Autónoma de Nuevo León, julio 1996.
- [24] Odair Augusto Trujillo Orozco. Compensación de corriente usando filtro activo de potencia en derivación para fuentes armónicas de tensión. Master's thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2015.
- [25] Jos Arrillaga and Neville R. Watson. *Power System Harmonics*. John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [26] R.A. Barr and V.J. Gosbell. Power system harmonic voltage limits for the future. In *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*, pages 483–487, May 2014.
- [27] T.M. Blooming and D.J. Carnovale. Application of IEEE Std 519-1992 harmonic limits. In *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2006. Conference Record of Annual*, pages 1–9, June 2006.
- [28] Limits - assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems.
- [29] Patricio Salmerán Salvador P. Litrán Jesús R. Vázquez, J. L. Flores. Diseño de filtros pasivos, activos e híbridos para la compensación armónica de cargas trifásicas no lineales. *Universidad de Uelga*, 2008.
- [30] Victor F. Corasaniti. Filtros activos de potencia para la compensación de reactivo y armónicas en media tensión. Master's thesis, Universidad Nacional de la Plata, agosto 2008.
- [31] David M. Brod and D.W. Novotny. Current control of VSI-PWM inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-21(3):562–570, May 1985.

- [32] Alberto Pigazo López. *Método de Control de Filtros Activos de Potencia Paralelo Tolerante a Perturbaciones de la Tensión de Red*. PhD thesis, Universidad de Cantabria, junio 2004.
- [33] Pedro Cárdenas Fabián López. Current control methods for shunt power active filters to reduce harmonic content in electrical systems. *Universidad Nacional de Colombia*, 2008.
- [34] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):722–729, Oct 1998.
- [35] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto. Dead beat control of three phase pwm inverter. In *Power Electronics Specialists Conference, 1987 IEEE*, pages 473–481, June 1987.
- [36] P. Tenti, A. Zuccato, L. Rossetto, and M. Bortolotto. Optimum digital control of pwm rectifiers. In *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on*, volume 1, pages 382–387 vol.1, Sep 1994.
- [37] P Rabeya Sulthana M Diveswar Reddy Vaddi Ramesh, B Haritha. An adaptive hysteresis band current controlled shunt active power filter. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3:10, March 2014.
- [38] M. T. B. M. V.Vahedi A. Sheikholeslami M. Tavakoli Bina aMahmood Vahedi H. Vahe-di, A. Sheikholeslami. Review and simulation of fixed and adaptive hysteresis current control considering switching losses and high-frequency harmonics. *Advances in Power Electronics*, May 2011.
- [39] Jiang Zeng, Chang Yu, Qingru Qi, Zheng Yan, Yixin Ni, B.L. Zhang, Shousun Chen, and Felix F. Wu. A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency. *Electric Power Systems Research*, 68(1):75 – 82, 2004.
- [40] Murat Kale and Engin Ozdemir. An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter. *Electric Power Systems Research*, 73(2):113 – 119, 2005.
- [41] Edson. Aredes Mauricio Akagi, Hirofumi. Hirokazu. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. *IEEE Press*, 2007.

- [42] Hyosung Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, and Jaeho Choi. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(5):701–710, Sep 2002.
- [43] M. Aredes, H. Akagi, E.H. Watanabe, E. Vergara Salgado, and L.F. Encarnacao. Comparisons between the p-q and p-q-r theories in three-phase four-wire systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(4):924–933, April 2009.
- [44] Carlos Galván Alfonso Alzate, Álvaro morozco. Compensación de armónicos empleando la teoría p-q-r. *Scientia et Technica*, (22):6, Octubre 2003.
- [45] Mathworks-simulink, 2015.
- [46] H. Akagi, Yoshihira Kanazawa, and A. Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-20(3):625–630, May 1984.
- [47] Christopher J Booth and Gediminas P Kurpis. *The new IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms*. IEEE New York, USA, 1993.
- [48] Claudia Liliana Pacheco Cristian Mauricio Navas. Filtro activo. control en modo corriente inversor trifásicos. Universidad de Santander, 2006.
- [49] Leszek S. Czarnecki. Instantaneous reactive power p-q theory and power properties of three-phase systems. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 21(1):362–367, Jan 2006.
- [50] Taruna Jain, S. Jain, and G. Agnihotri. Comparison of topologies of hybrid active power filter. In *Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), 2007. ICTES. IET-UK International Conference on*, pages 503–509, Dec 2007.
- [51] Murat Kale and Engin 'Ozdemir. Harmonic and reactive power compensation with shunt active power filter under non-ideal mains voltage. *Electric Power Systems Research*, 74(3):363 – 370, 2005.
- [52] Murat Kale and Engin Ozdemir. An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter. *Electric Power Systems Research*, 73(2):113 – 119, 2005.
- [53] Fan Ng, Man-Chung Wong, and Ying-Duo Han. Analysis and control of upqc and its dc-link power by use of p-q-r instantaneous power theory. In *Power Electronics Systems and Applications, 2004. Proceedings. 2004 First International Conference on*, pages 43–53, Nov 2004.

- [54] Mehmet Ucar and Engin Ozdemir. Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition. *Electric Power Systems Research*, 78(1):58 – 73, 2008.
- [55] Tan Zhili and Zhu Dongjiao. Study of detection method of the waveform compensation component of upqc with improved p-q-r theory. In *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2011 Asia-Pacific*, pages 1–4, March 2011.
- [56] Tan Zhili, Li Xun, Chen Jian, Kang Yong, and Zhao Yang. A new control strategy of upqc in three-phase four-wire system. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 1060–1065, June 2007.