



Universidad de San Carlos de Guatemala
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

**TEORÍAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS
PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS
ELÉCTRICOS DE POTENCIA**

Byron Julián Villatoro Martínez

Asesorado por el Ing. Francisco González

Guatemala, mayo de 2009

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**TEORÍAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS
PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS
ELÉCTRICOS DE POTENCIA**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA
POR

BYRON JULIÁN VILLATORO MARTÍNEZ
ASESORADO POR EL ING. FRANCISCO JAVIER GONZÁLEZ

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

GUATEMALA, MAYO DE 2009

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

| | |
|------------|--------------------------------------|
| DECANO | Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos |
| VOCAL I | Inga. Glenda Patricia García Soria |
| VOCAL II | Inga. Alba Maritza Guerrero de López |
| VOCAL III | Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón |
| VOCAL IV | Br. José Milton De León Bran |
| VOCAL V | Br. Isaac Sultán Mejía |
| SECRETARIA | Inga. Marcia Ivónne Véliz Vargas |

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

| | |
|------------|----------------------------------|
| DECANO | Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos |
| EXAMINADOR | Ing. Fernando Moscoso |
| EXAMINADOR | Ing. Marvin Marino Hernández |
| EXAMINADOR | Ing. José Estrada |
| SECRETARIA | Inga. Marcia Ivónne Véliz Vargas |

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

Cumpliendo con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

**TEORÍAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PARA
MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS
DE POTENCIA,**

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha 31 de marzo de 2008.


Byron Julian Villatoro Martinez

Guatemala 18 de Marzo del año 2009

Ingeniero
Guillermo Bedoya
Coordinador del Área de Potencia
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC

Estimado Ingeniero Bedoya.

Por este medio, me permito informarle que he revisado el trabajo de graduación titulado: **"TEORIAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA"**, desarrollado por el estudiante universitario BYRON JULIAN VILLATORO MARTINEZ, por lo que puedo concluir que dicho trabajo cumple con los preceptos y normas académicas de nuestra casa de estudios.

Por tanto, el autor de este trabajo de graduación y yo, como su asesor, nos hacemos responsables por el contenido y conclusiones del mismo.

Sin otro particular, me es grato saludarle,

Atentamente



Ing. Francisco Javier González
No. Colegiado 2364
Asesor

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

REF. EIME 16. 2009.
Guatemala, 28 de ABRIL 2009.

Señor Director
Ing. Mario Renato Escobedo Martinez
Escuela de Ingenieria Mecànica Elèctrica
Facultad de Ingenieria, USAC.

Señor Director:

**Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:
TEORIAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PARA
MITIGACION DE ARMONICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE
POTENCIA, del estudiante; Byron Julián Villatoro Martínez, que
cumple con los requisitos establecidos para tal fin.**

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS


Ing. José Guillermo Bedoya Barrios
Coordinador Área de Potencia



JGBB/sro

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

REF. EIME 21.2009.

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Area, al trabajo de Graduación del estudiante; Byron Julián Villatoro Martínez, titulado: TEORÍAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA, procede a la autorización del mismo.

Ing. Mario Renato Escobedo Martínez

DIRECTOR



GUATEMALA, 05 DE MAYO 2,009.

Universidad de San Carlos
de Guatemala



Facultad de Ingeniería
Decanato

Ref. DTG. 146.2009

El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **TEORÍAS DE DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS PARA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA**, presentado por el estudiante universitario **Byron Julián Villatoro Martínez**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.

Ing. Murphy Olimpo Paiz Recinos
DECANO



Guatemala, mayo de 2009

/cc

AGRADECIMIENTOS A:

Dios por brindarme la oportunidad de vivir y concluir el presente trabajo.

Mis padres, ya que gracias a su esfuerzo y sacrificio tuve la oportunidad de estudiar y concluir esta carrera.

La Facultad de Ingeniería, por todos los conocimientos adquiridos a lo largo de mi vida universitaria.

Mi asesor Ing. Francisco González, por todos los consejos y ayuda prestados en la elaboración de este trabajo.

Mis amigos y compañeros de la Facultad, por su constante apoyo.

Todas las personas que de alguna forma contribuyeron a la realización de este trabajo de graduación.

ACTO QUE DEDICO A:

DIOS

- Padre Eterno, fuente de sabiduría, luz que ilumina mi camino

MIS PADRES

- Julián Villatoro Castillo y Mercedes Martínez de Villatoro, quienes contribuyen día a día a esforzarme por ser mejor persona.

MIS HERMANOS

- Wendy Ribhaí Villatoro, Glenda Yomara Villatoro, Wallys Maraima Villatoro y Magda Edelmira Villatoro, por apoyarme sin restricciones.

TODOS MIS CATEDRÁTICOS

- Por transmitirme sus conocimientos

MIS AMIGOS

- Porque siempre me han acompañado para llevar a buen término mi carrera universitaria.

ÍNDICE GENERAL

| | |
|--|-------------|
| ÍNDICE DE ILUSTRACIONES | VII |
| LISTA DE SÍMBOLOS | XI |
| GLOSARIO | XIII |
| RESUMEN | XV |
| OBJETIVOS | XVII |
| INTRODUCCIÓN | XIX |
| | |
| 1. FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA | 1 |
| 1.1. Consideraciones generales | 1 |
| 1.2. ¿Qué es un filtro activo de potencia? | 2 |
| 1.3. Estructura de un FAP. Diagrama de bloques | 3 |
| 1.4. Funciones de un filtro activo | 5 |
| 1.5. Métodos de filtrado | 6 |
| 1.5.1 Filtrado pasivo | 6 |
| 1.5.2 Filtrado activo | 9 |
| 1.6. Fuentes básicas de perturbaciones y tipos de perturbaciones generadas | 10 |
| 1.7. Clasificación de los filtros. Aplicaciones de las distintas estructuras | 12 |
| 1.7.1. FAP en conexión paralelo | 12 |
| 1.7.2. FAP en conexión serie | 14 |
| 1.7.3. FAP en conexión serie-paralelo | 15 |
| 1.7.4. Filtrado híbrido | 16 |
| 1.7.4.1. Filtro activo en serie con la línea | 17 |

| | |
|--|-----------|
| 1.7.4.2. Filtro activo en serie con el filtro pasivo | 18 |
| 1.7.4.3. Filtro activo en paralelo con el filtro pasivo | 19 |
| 1.7.4.4. Filtro activo en serie con la línea y con el filtro pasivo | 20 |
| 1.8. Métodos de control de los FAP | 20 |
| 1.8.1. Métodos de control en el dominio de la frecuencia | 22 |
| 1.8.2. Métodos de control en el dominio del tiempo | 23 |
| | |
| 2. TEORÍA DE LA POTENCIA REACTIVA INSTANTÁNEA | 27 |
| 2.1. Fundamentos de la teoría de la potencia reactiva instantánea | 27 |
| 2.2. Teoría de la potencia reactiva instantánea original | 28 |
| 2.3. Enfoque algebraico a partir de los vectores de PARK | 34 |
| 2.4. Una teoría vectorial de la potencia reactiva instantánea | 37 |
| 2.4.1. Componentes instantáneas de intensidad y de potencia | 38 |
| 2.4.2. Componentes de secuencias cero | 42 |
| 2.5. Teoría de la potencia reactiva instantánea modificada | 47 |
| 2.5.1. La potencia reactiva instantánea generalizada | 47 |
| 2.5.2. La teoría de la potencia reactiva instantánea modificada | 49 |
| 2.5.3. Similitudes y diferencias entre la teoría modificada y la teoría original | 52 |
| 2.6. Aplicación de la teoría de la potencia Instantánea a las estrategias de control para la compensación de la carga sin elementos almacenadores de energía | 54 |
| 2.7. Ejemplos de aplicación | 60 |
| 2.7.1. Aplicación a un sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes | 61 |
| 2.7.2. Aplicación a un sistema trifásico alimentando a cargas no lineales | 64 |

| | |
|--|------------|
| 2.7.3. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente senoidales desequilibradas, alimentando a cargas lineales | 68 |
| 2.7.4. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente no senoidales y desequilibradas | 71 |
| 3. SISTEMA DE REFERENCIA SÍNCRONO | 77 |
| 3.1. Sistema de ejes en movimiento d-q-0 | 77 |
| 3.2. Representación matricial | 78 |
| 3.3. Significado físico. Ejemplos de aplicación | 81 |
| 3.3.1. Aplicación a un sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes | 82 |
| 3.3.2. Sistema monofásico con cargas lineales | 85 |
| 3.3.3. Aplicación a un sistema trifásico alimentando a cargas no lineales | 89 |
| 3.3.4. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente senoidales desequilibradas, alimentando a cargas lineales | 94 |
| 3.3.5. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente no senoidales y desequilibradas | 97 |
| 4. COMPENSACIÓN ACTIVA DE ARMÓNICOS Y ENERGÍA REACTIVA | 101 |
| 4.1. Origen de la compensación activa | 101 |
| 4.2. Efecto de los armónicos | 102 |
| 4.3. Aplicación de los filtros activos de potencia para la cancelación de armónicos y energía reactiva | 103 |

| | |
|--|------------|
| 4.3.1. Primer enfoque. | 104 |
| 4.3.1.1. Sistema de control | 104 |
| 4.3.1.2. Sistema de potencia | 105 |
| 4.3.1.3. Sistemática del estudio de los sistemas de compensación | 106 |
| 4.3.1.3.1. Estructura de la red | 107 |
| 4.3.1.3.2. Estructura de la carga | 108 |
| 4.3.1.3.3. Estructura del circuito de potencia completo para la simulación | 108 |
| 4.3.1.3.4. Circuito de control PWM | 108 |
| 4.3.1.3.5. Circuito de control del FAP | 110 |
| 4.3.2. Segundo Enfoque | 110 |
| 4.3.2.1. Compensador activo de armónicos | 111 |
| 4.3.2.1.1. Principio de funcionamiento | 114 |
| 4.3.2.1.2. Descripción detallada | 118 |
| 4.3.2.1.3. Prestaciones generales y características a considerar en un compensador activo | 120 |
| 4.3.2.1.4. Reducción de la corriente eficaz | 121 |
| 4.3.2.1.5. Calidad de tensión y ahorro de energía | 122 |
| 4.3.2.1.6. Puntos de inserción y elección del compensador activo | 124 |
| 4.3.2.1.7. Aplicaciones | 126 |
| 4.3.2.1.7.1. Ejemplo 1 | 126 |
| 4.3.2.1.7.2. Ejemplo 2 | 137 |
| CONCLUSIONES | 143 |

| | |
|------------------------|-----|
| RECOMENDACIONES | 147 |
| BIBLIOGRAFÍA | 149 |
| APÉNDICE A | 151 |
| APÉNDICE B | 155 |
| APÉNDICE C | 161 |
| APÉNDICE D | 167 |
| APÉNDICE E | 175 |
| APÉNDICE F | 181 |
| APÉNDICE G | 187 |

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

| | | |
|-----|--|----|
| 1. | Filtro activo de potencia | 3 |
| 2. | Diagrama de bloques de un FAP paralelo | 3 |
| 3. | Diagrama de bloques de un FAP | 4 |
| 4. | Compensación pasiva de energía reactiva y armónicos | 8 |
| 5. | Circuito rectificador con carga inductiva | 11 |
| 6. | Circuito rectificador con carga capacitiva | 11 |
| 7. | Filtrado activo paralelo con fuente de corriente | 13 |
| 8. | Filtrado activo paralelo con fuente de tensión | 14 |
| 9. | Filtro activo serie | 15 |
| 10. | Filtro activo serie-paralelo | 16 |
| 11. | Filtrado activo en serie con la línea | 17 |
| 12. | Filtrado activo en serie con el filtro pasivo | 18 |
| 13. | Filtrado activo en paralelo con el filtro pasivo | 19 |
| 14. | Configuración de un sistema trifásico a cuatro conductores | 30 |
| 15. | Flujo de potencia basado en la teoría de la potencia reactiva Instantánea original | 33 |
| 16. | Diagrama vectorial para la descomposición del vector intensidad en sistemas que no incluyan componentes de secuencia cero de tensión e intensidad | 39 |
| 17. | Descomposición de la intensidad de la fase <i>a</i> en su componente activa instantánea y su componente reactiva instantánea para una carga tipo rectificador con una elevada inductancia en el lado dc. | 41 |

| | |
|---|-----|
| 18. Diagrama vectorial de la descomposición del vector intensidad en un sistema trifásico que incluye componentes de secuencia cero | 44 |
| 19. Descomposición de la intensidad de fase a para una carga de rectificadores monofásicos conectados en estrella según la teoría vectorial | 46 |
| 20. Flujo de potencia basado en la teoría de la potencia reactiva | 52 |
| 21. Circuito trifásico a cuatro conductores con un filtro activo de potencia actuando como compensador | 56 |
| 22. Formas de onda antes/después de la compensación instantánea | 58 |
| 23. Formas de onda antes/después de la compensación de valor medio | 59 |
| 24. Coordenadas α - β -0 y d-q-0 con tensión orientada según eje d | 80 |
| 25. Estructura de FAP paralelo | 104 |
| 26. Circuito de potencia | 106 |
| 27. Red trifásica | 107 |
| 28. Regulador de corriente PWM | 109 |
| 29. Compensador activo de armónicos | 112 |
| 30. Descripción del funcionamiento | 113 |
| 31. Corriente de la carga (Puente Graetz). Carga real $I_{eff}=82$ A. THDI=41%. | 115 |
| 32. Corriente inyectada por un compensador de 30 A | 115 |
| 33. Corriente del puente Graetz una vez compensado. Corriente compensada I_{eff} : 75 A. THDI = 3.6% | 116 |
| 34. Principio de funcionamiento | 118 |
| 35. Esquema unifilar de un compensador activo | 119 |
| 36. Aspecto de un compensador activo de armónicos | 123 |
| 37. Puntos de inserción | 125 |
| 38. Gráfica de valores de voltaje registrados en la medición | 129 |
| 39. Gráfica de factor de potencia registrados en la medición | 130 |
| 40. Gráfica de demanda | 131 |

| | |
|--|-----|
| 41. Gráfica de índice de armónicos para valores de voltaje (VTHD) | 132 |
| 42. Gráfica del índice de armónicos para valores de corriente (ITHD) | 133 |
| 43. Gráfica de índice de flicker | 135 |
| 44. Formas de onda de corriente de un variador de velocidad | 138 |
| 45. Análisis de corriente de una carga | 138 |
| 46. Análisis de una fuente de alimentación conmutada | 140 |
| 47. Análisis de la corriente una vez compensada | 118 |

TABLAS

| | |
|--|-----|
| I. Diferentes estrategias de compensación con filtros activos | 54 |
| II. Características y normas que cumple el compensador activo de armónicos | 110 |
| III Valores de voltajes registrados en la medición | 128 |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|------------------|---------------------------------------|
| P | Potencia eléctrica instantánea |
| Q | Potencia reactiva |
| Z _s | Impedancia de la red |
| V | Voltaje |
| I | Corriente |
| Z _f | Impedancia del filtro activo |
| C _f | Capacitancia del filtro activo |
| CD | Corriente directa |
| CA | Corriente alterna |
| FP | Factor de potencia |
| S | Potencia aparente |
| L | Inductancia |
| C | Capacitancia |
| Z _c | Impedancia de carga |
| V _c | Voltaje de carga |
| V _{RED} | Voltaje de la red |
| C _c | Corriente continua |
| G | Generador |
| W | Watts o Vatios |
| [C] | Matriz de concordia o matriz de Clark |
| [P] | Matriz de transformación de park |
| I _W | Vatios imaginarios |
| a-b-c | Sistema trifásico. Eje de coordenadas |
| α-β-0 | Sistema trifásico. Eje de coordenadas |

| | |
|----------------|--|
| d-q-0 | Sistema trifásico para coordenadas en movimiento |
| i_0 | Intensidad instantánea de secuencia cero |
| $i_{\alpha p}$ | Intensidad activa instantánea de la fase α |
| $i_{\beta p}$ | Intensidad activa instantánea de la fase β |
| $i_{\alpha q}$ | Intensidad reactiva instantánea de la fase α |
| $i_{\beta q}$ | Intensidad reactiva instantánea de la fase β |
| P_0 | Potencia instantánea de secuencia cero |
| $P_{\alpha p}$ | Potencia activa instantánea, según el eje α |
| $P_{\alpha q}$ | Potencia reactiva instantánea, según el eje α |
| $P_{\beta p}$ | Potencia activa instantánea, según el eje β |
| $P_{\beta q}$ | Potencia reactiva instantánea, según el eje β |
| ω | Frecuencia angular |
| T | Transpuesta para una matriz |
| t | Tiempo |
| 3D | Sistema de ejes en tres dimensiones |
| Hz | Hertz (frecuencia) |
| Ich | Corriente que contiene armónicas |
| D | Potencia de distorsión |
| S | Potencia aparente |
| F | Frecuencia |
| A | Amperios |

GLOSARIO

| | |
|-------|--|
| DSP | <i>Digital signal processors</i> (Procesadores digitales de señal) |
| UCI | <i>Unified Constant-Frequency Integration Control</i> (Control por ciclo) |
| FACTS | <i>Flexible AC Transmission System</i> (Sistema de transporte de energía eléctrica de corriente alterna) |
| PWM | <i>Pulse width Modulation</i> (Modulación por anchura de pulsos) |
| UPQC | <i>Unified Power Quality Conditioner</i> (Filtro activo de potencia universal) |
| UPFC | <i>(Unified Power Flow Controller)</i> (Regulador de flujo de potencia universal) |
| PCC | Punto de conexión de la carga |
| IGBT | <i>Insulated gate bipolar transistor</i> (Transistor bipolar de puerta aislada) |
| VSI | <i>Voltage source inverter</i> (Inversor de tensión) |

| | |
|-----------|--|
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada de Fourier continua) |
| DFT | Discrete Fourier Transform (Transformada de Fourier discreta) |
| SCR | <i>Silicon controlled rectifier</i> (Rectificador controlado de silicio) |
| THD | <i>Total harmonic distortion</i> (Distorsión armónica total) |
| TDD | <i>Total demand distortion</i> (Distorsión de demanda total) |
| SRS | Sistema de referencia síncrono |
| TPRI | Teoría de la potencia reactiva instantánea |
| FAP | Filtro activo de potencia. Conjunto de dispositivos electrónicos sofisticados que se utilizan para disminuir la distorsión armónica. Generalmente emulando la onda de corriente y voltaje que requiere la carga productora de armónicos. |
| CEP | Convertidor Estático de Potencia. Dispositivo semiconductor que convierte potencia de una frecuencia en potencia de otra frecuencia. |
| TOPOLOGÍA | Referente a las estructuras de los métodos de compensación de armónicos y de energía reactiva. |

RESUMEN

Desde finales del siglo pasado al sistema eléctrico de potencia se le han adherido cargas de carácter no lineal en una mayor proporción, lo cual ha originado un creciente nivel de distorsión armónica, lo que da lugar a perturbaciones en el transporte, distribución y consumo de energía eléctrica.

El elevado contenido de armónicos, cuya energía de distorsión asociada no se traduce finalmente en trabajo útil, pero si provoca la aparición de problemas en la red y en las cargas conectadas a ella.

Dicha creciente de cargas no lineales se debe a que en la actualidad las empresas utilizan equipos que basan su funcionamiento en componentes de electrónica de potencia con el único fin de que estos equipos simplifiquen el trabajo, y que la calidad y cantidad de la producción aumente. Por ende ante esta situación se ha visto en la necesidad de aplicar medidas que conlleven a mantener los sistemas eléctricos con una calidad de energía adecuada y así aprovechar las ventajas de la tecnología de los equipos electrónicos que ayudan a incrementar la productividad, confort y ahorro de energía.

El análisis detallado de los diferentes tipos de perturbaciones que se presentan en la red eléctrica es de vital importancia para los ingenieros eléctricos y electrónicos, con el propósito de poder crear dispositivos electrónicos que puedan contrarrestar dichos efectos negativos que se producen en dicha red.

Es por ello que en este documento se presentan las teorías sobre la potencia reactiva instantánea para sistemas trifásicos, el objetivo inicial de dichas teorías fue eminentemente práctico, servir de base al diseño de filtros activos de potencia, quienes hoy en día son los encargados de contrarrestar estos efectos, con el único fin de que las ondas de corriente y voltaje no se vean afectados, y así no causar daños a todos los que utilizamos este servicio.

La teoría original fue publicada en 1983 por Akagi-Kanazawa-Nabae y es a ellos a quien debe su nombre. Posteriormente han aparecido otras formulaciones alternativas, aunque todas ellas con un claro nexo de inspiración en la teoría original.

Un filtro activo de potencia es un circuito electrónico de potencia que se conecta, o bien en paralelo con la carga actuando como una fuente de intensidad controlada, o bien en serie actuando como una fuente de tensión, también existen otras combinaciones posibles que se explican en el capítulo 1.

Hoy en día se ha considerado para los filtros activos de potencia la compensación senoidal o la compensación del factor de potencia. También se efectúa un recorrido de los principios de funcionamiento, de las aplicaciones y de las topologías más recientes de los denominados filtros activos de potencia como equipos correctores para la falta de calidad de la potencia eléctrica.

OBJETIVOS

General

El objetivo de este trabajo de graduación es el estudio y exposición de las principales teorías sobre la *potencia instantánea*, utilizadas para la compensación en los FAP, y aplicarlas para la compensación simultánea de armónicos y energía reactiva, centradas en el concepto de *potencia activa instantánea*, cuyo carácter es conservativo y su significado físico, y cálculo, incuestionables.

Específicos:

1. Conocer el significado de potencia activa y potencia no activa, y el trabajo que ejercen en un sistema de potencia.
2. En un sistema de compensación mediante FAP lo deseable es que la fuente de energía eléctrica, que es la red en este caso, suministre a la carga exclusivamente la potencia activa que requiere, puesto que de este modo por el sistema de transporte eléctrico circula la mínima corriente. Y es por ello que se deben centrar todos los esfuerzos en la determinación de la *potencia activa instantánea* y la corriente asociada a ella.
3. Conocer la razón por la cual surgen armónicos en la onda eléctrica, y saber los métodos que deben utilizarse para poder compensarlos, con el propósito de proteger los equipos que estén conectados a la red.

INTRODUCCIÓN

El incremento de los equipos electrónicos fue un fenómeno característico de los últimos años, pues desde sus aplicaciones en la pequeña potencia, como alumbrado con balastos electrónicos y ordenadores personales, hasta aplicaciones de gran potencia como los variadores de velocidad, sistemas de alimentación ininterrumpida y los grandes rectificadores de corriente continua usados en la tracción eléctrica, han supuesto una gran diversificación de los equipos diseñados para las necesidades actuales.

La proporción del consumo electrónico se ha ido incrementando hasta ser comparable al consumo de los clásicos equipos eléctricos. Equipos como ordenadores, balastos electrónicos, variadores de velocidad, rectificadores o fuentes de alimentación, basan su funcionamiento en componentes de electrónica de potencia tales como diodos, tiristores, transistores, triac y diacs. Estos componentes son los causantes, en general, de las perturbaciones eléctricas y en particular de los armónicos.

Estos equipos hacen que el trabajo se simplifique, que la calidad y cantidad de la producción aumente, pero el incremento de los mismos ha venido a afectar al sistema eléctrico, ya que estas cargas no tienen un comportamiento lineal, por lo tanto han incrementado extraordinariamente la existencia de corrientes no senoidales con alto contenido de armónicos.

Actualmente ya no es suficiente hablar de energía activa y energía reactiva en el sentido convencional, cuyo significado estaba determinado exclusivamente por el desfase entre las tensiones y corrientes, y tampoco es apropiado relacionar el factor de potencia con el coseno del ángulo de desfase entre la tensión y la corriente, es decir con el $\cos\phi$, puesto que esto solamente es válido cuando las formas de onda de las tensiones y corrientes son senoidales.

Ahora es necesario considerar, además de la energía reactiva en el sentido convencional, la parte de energía que no se traduce en vatios útiles, la cual es debida a la presencia de formas de onda no senoidales, es decir los armónicos de tensión y corriente. Por lo tanto, actualmente se clasifican como Potencia Activa, a toda aquella forma de energía que se traduce exclusivamente en vatios útiles, y como Potencia No Activa, a todas las demás posibles componentes de potencia, en la que se incluye la potencia reactiva convencional.

A raíz de todo esto, desde principios del siglo pasado se han desarrollado teorías para definir el concepto de potencia, y su división en diferentes componentes, para explicar la no coincidencia de la potencia activa, con otros tipos de potencia que ya se clasifico como no activa. Es por ello por lo que teorías sobre la potencia en los sistemas eléctricos, que se desarrollaron desde principios del siglo pasado, han sido retomadas, reinterpretadas y ampliadas, sobre todo desde los años 80, para poder hacer uso práctico de ellas con objeto de medir, cancelar y evitar los daños que pueden producir los armónicos.

1. FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

1.1. Consideraciones generales

Este capítulo está dedicado a una exposición de las topologías empleadas en los Filtros Activos de Potencia (FAP) en función de su modo de inserción en la red eléctrica y su propia constitución, según se combine o no la compensación activa con la pasiva. Se presentan los diferentes métodos de filtrado de armónicos, con compensación o no de la energía reactiva convencional, basados en la utilización de componentes pasivos o bien de componentes activos. Asimismo, se representa en un diagrama de bloques un filtro genérico explicando la función de cada una de sus partes, luego se incluirá, a título de ejemplo una serie de combinaciones de filtros activos y pasivos, comentando sus ventajas e inconvenientes y su posible campo de aplicación.

El objetivo principal de un filtro activo de potencia como veremos mas adelante y bajo los diferentes métodos tradicionales que se exponen en este capítulo es básicamente la eliminación de armónicos y mejorar el factor de potencia de una red eléctrica. La solución al problema consiste en instalar filtros que se adapten a las condiciones variables de la red y la carga, es decir FAP con estructuras adecuadas de convertidores estáticos y algoritmos de regulación eficaces.

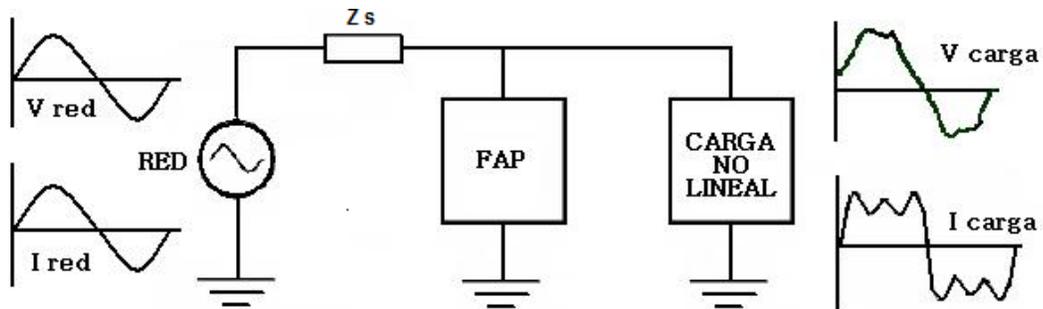
Por último se exponen los principales métodos o teorías que se utilizan para su control que han venido desarrollándose en los últimos años.

1.2. ¿Qué es un filtro activo de potencia?

Un filtro activo de potencia (FAP) es un circuito electrónico de potencia (inversor de potencia) que se conecta, o bien en paralelo con la carga actuando como una fuente de intensidad controlada, o bien en serie actuando como fuente de tensión. Asimismo, un FAP está diseñado para contribuir en la neutralización de los problemas de distorsión en la onda de voltaje y corriente (Apéndice A y B) y pérdida de eficiencia debidos al bajo factor de potencia (Apéndice C), estos problemas se originan debido al aumento constante de las cargas no lineales conectadas a la red de alimentación.

En los últimos años se han desarrollado distintas estructuras para reducir los problemas antes descritos. Estas cargas no lineales conectadas a la red consumen corrientes que no son senoidales. Asimismo el consumo de corrientes no senoidales, aplicada a una red eléctrica de impedancia no nula, produce distorsión en la forma de la tensión en los puntos de conexión de los equipos. Este efecto se representa en la parte derecha de la figura 1. Por lo tanto, el propósito principal de un filtro activo es el de reducir los dos problemas anteriores; de forma que la corriente que circule por la red eléctrica sea senoidal y que la tensión aplicada a las cargas también lo sea. Para conseguir los dos objetivos anteriores, se pueden utilizar distintas topologías de filtros. Con lo que es necesario realizar una clasificación para su estudio.

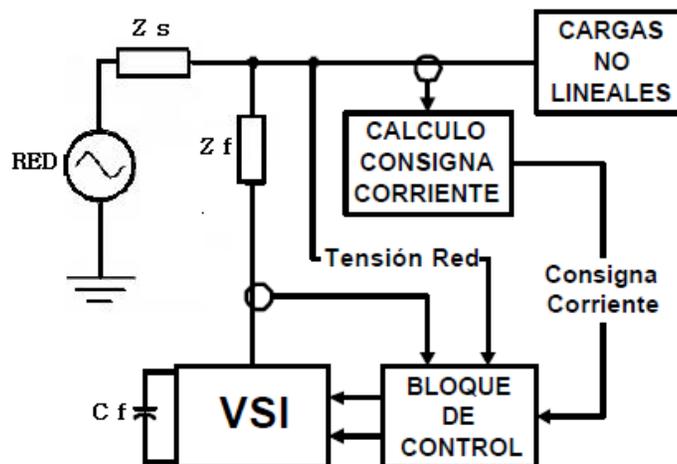
Figura. 1. Filtro activo de potencia



1.3. Estructura de un FAP. Diagrama de bloques.

La estructura de un FAP, en general está compuesta por un convertidor, normalmente un inversor de tensión (VSI), un bloque de control y un sistema de medida de los parámetros de red. Además el FAP puede contar con transformadores y o bobinas para su conexión a la red. En la figura 2 se muestra el diagrama de bloques básico de un FAP en conexión paralelo

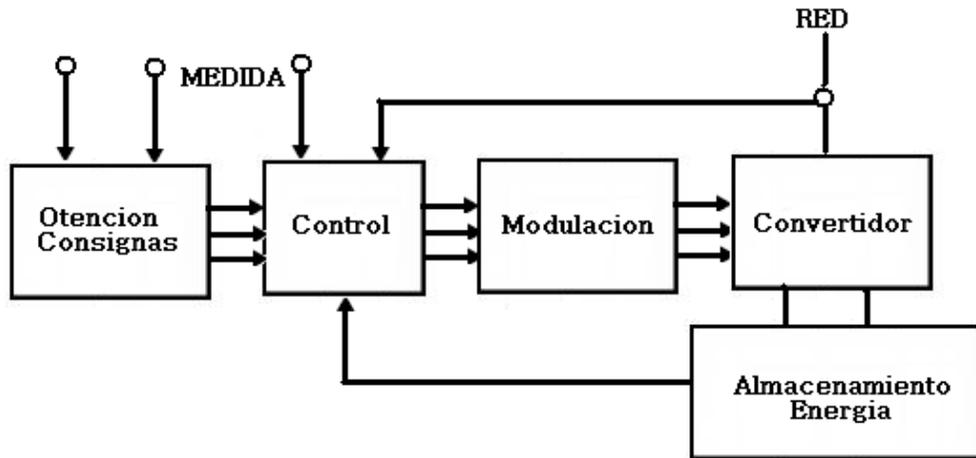
Figura. 2. Diagrama de bloques de un FAP paralelo



Fuente: Manuel Laminch Arocas, Filtros Activos, Introducción y aplicaciones, Página 4.

En esta estructura el FAP actúa como fuente de corriente controlada. Entrando más en detalle en la estructura del FAP, el bloque de control se puede descomponer, a su vez en dos bloques básicos, tal como se muestra en la figura 3.

Figura 3. Diagrama de bloques de un FAP



El bloque de obtención de Consignas, es el encargado de separar la componente fundamental de la corriente que absorbe la carga, de los armónicos presentes en esta corriente. Estos armónicos son los que forman la consigna aplicada al control del FAP. El bloque de control debe actuar sobre el convertidor para que las corrientes que absorbe el filtro (armónicos) coincidan con las consignas anteriores.

La función del bloque de modulación es la de transformar unas señales de tensión, variables en amplitud, procedentes del control en los tiempos de encendido y apagado de cada uno de los interruptores del VSI. En ciertos casos, dependiendo del tipo de control utilizado los bloques de control y modulación no son separables. Por ejemplo cuando se utiliza un control de corriente por banda de histéresis.

A pesar que la potencia media consumida por un FAP, en un periodo de red, debe ser nula, salvo pérdidas; es necesario un elemento que almacene energía, ya que la potencia instantánea no será nula. Una de las características de los filtros activos del tipo VSI, es la utilización de un bus de CD para el almacenamiento temporal de energía. Si se debe conectar este filtro directamente a la red (sin utilizar transformador de acoplamiento), la tensión del bus de continua debe ser superior a la tensión de pico de la red; por lo tanto los interruptores (usualmente IGBT) deben soportar tensiones elevadas. La utilización de convertidores multinivel reduce la tensión máxima que deben soportar estos interruptores y añade algunas ventajas como son la reducción del rizado y una respuesta temporal más rápida.

Antes de presentar las clasificaciones de los FAP es conveniente presentar los dos métodos de filtrado de armónicos, con compensación o no de la energía reactiva, así como también los distintos tipos de perturbaciones que se pueden presentar en la red eléctrica; para conocer las distintas funciones que puede tener que realizar un FAP. Estas funciones son las siguientes.

1.4. Funciones de un filtro activo

Según Manuel Lamich del departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Politécnica de Catalunya, las funciones de un filtro son:

- Reducción de los armónicos de corriente que circulen por la red, entre el FAP y los centros de generación de energía.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

- Reducción de la corriente por el neutro. Si este existe la amplitud de los armónicos de corriente múltiplos de tres se suman a través del neutro.
- Reducción de los armónicos de tensión en los puntos de conexión de las cargas.
- Corrección del factor de potencia provocado por un $\cos\Phi$ distinto de la unidad.
- Equilibrado de la corriente que circula por las distintas fases.
- Equilibrado de la tensión entre fases y con el neutro.
- Regulación de la tensión y reducción del Flicker

1.5. Métodos de filtrado

Se pueden considerar dos grandes procedimientos de filtrado de armónicos, con compensación o no de la energía reactiva convencional.

- Filtrado pasivo
- Filtrado activo

Basados respectivamente en la utilización exclusivamente de componentes pasivos o bien de componentes activos.

1.5.1. Filtrado pasivo

Los filtros pasivos utilizan exclusivamente componentes pasivos para la cancelación de las energías reactivas y armónicas.

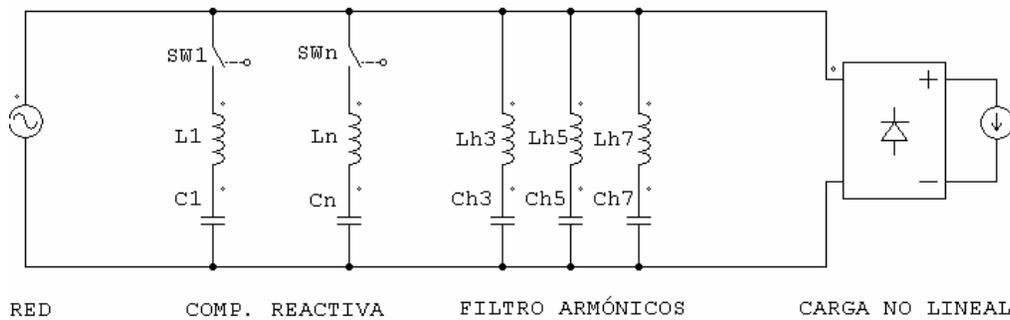
En el caso de compensación de energía reactiva de carácter inductivo, como es sabido, el procedimiento consiste en la puesta en paralelo de bancos de condensadores con la carga consumidora de energía reactiva, cuya capacidad varía de forma escalonada para adaptarse al consumo variable de energía reactiva. Este procedimiento ha sido, y es, masivamente utilizado y de probada eficacia pero, debido a la también masiva aparición de armónicos en las redes eléctricas, estos sistemas convencionales de compensación han quedado afectados por su presencia.

Justamente los armónicos generados y presentes en las redes eléctricas, como son de frecuencia más elevada que la fundamental, tienen tendencia a circular por los bancos de condensadores del sistema de compensación, originando la sobrecarga de los mismos hasta extremos peligrosos que pueden llegar a resultar destructivos. Por ello, cuando se sospecha que la presencia de armónicos es importante, se toman precauciones para minimizar la circulación de corriente por el sistema capacitivo de compensación. Y estas precauciones consisten en insertar una inductancia en serie con los bancos de condensadores, de modo que la frecuencia propia de resonancia del conjunto L-C no coincida con la de ningún armónico posible.

Pero si lo que se desea es eliminar los armónicos creados por una determinada carga no lineal, lo que se debe hacer es facilitar el paso de los mismos a través de caminos de baja impedancia situados en paralelo con la carga. Para ello se instalan filtros pasivos, formados por conjuntos L-C, cuya frecuencia de resonancia coincida con la de los armónicos supuestamente presentes, y dimensionados de tal modo que sean capaces de absorber los valores de las corrientes correspondientes a cada armónico.

En el caso en que se desee compensación simultánea de energía reactiva y eliminación de armónicos, el sistema es una combinación de bancos de condensadores, con L en serie de protección, en paralelo con conjuntos de filtros L-C de armónicos en conexión fija a la red, tal como se indica en la Fig.4.

Figura 4. Compensación pasiva de energía reactiva y armónicos



Fuente: Manuel Román Lumbreras, Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva, Página 13.

Este sistema se ha venido utilizando con éxito durante años y funciona correctamente mientras la red o la carga permanezcan constantes o sufran pocas alteraciones. Pero cuando hay variaciones en la carga y se incrementa o varía el orden de los armónicos, o en la propia red, al cambiar su estado de carga, impedancia de línea o contenido de armónicos debido a la presencia de otras cargas conectadas a ella, o bien por alteraciones de los circuitos resonantes, debidas al envejecimiento de los componentes, el sistema, además de resultar ineficaz, corre riesgo de destrucción por sobrecarga o por la aparición de sobretensiones debidas a resonancias imprevistas. Por ello, y dado que tanto la red como las cargas conectadas a ella son cambiantes en el tiempo y el contenido de armónicos también, el sistema de filtrado pasivo debe ser desestimado en general y en particular cuando la presencia de armónicos es importante.

1.5.2. Filtrado activo

Para evitar estos problemas, que son característicos de los filtros pasivos, es necesario utilizar sistemas de compensación, tanto para los armónicos como para la energía reactiva convencional, que se autoadaptan a las variaciones que se produzcan en cuanto a su contenido y valor. A estos sistemas de compensación se les denomina *Filtros Activos de Potencia* (FAP), y están formados por convertidores estáticos de potencia, conectados en serie o paralelo con la carga contaminante que, mediante los algoritmos de control apropiados, actúan como fuentes de corriente o de tensión, cancelan de forma instantánea los armónicos de ambos tipos y se autoadaptan a la variación de los mismos.

A estos FAP, además de la función de eliminación de armónicos, también se les dota de otras funciones, como son: la compensación total o parcial de energía reactiva (Apéndice F), el equilibrado de corrientes de fases y la cancelación de la corriente de neutro. Las topologías del circuito de potencia son diversas y están basadas en sistemas activos puros o bien híbridos. Los primeros constan exclusivamente de convertidores estáticos, mientras que en los segundos el filtro lo compone una sección pasiva complementada con filtrado activo. La utilización de unos tipos u otros depende de la aplicación, potencia, etc. En todos los casos es necesario tener una medida de las componentes de corriente o tensión que contribuyen a la *potencia no activa*, obtenidas a partir de las lecturas de las corrientes y tensiones en el punto de conexión de la carga. La definición de potencia no activa, cuando las formas de onda de tensión y corriente no son senoidales, es un tema polémico que ha sido discutido por algunos autores tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

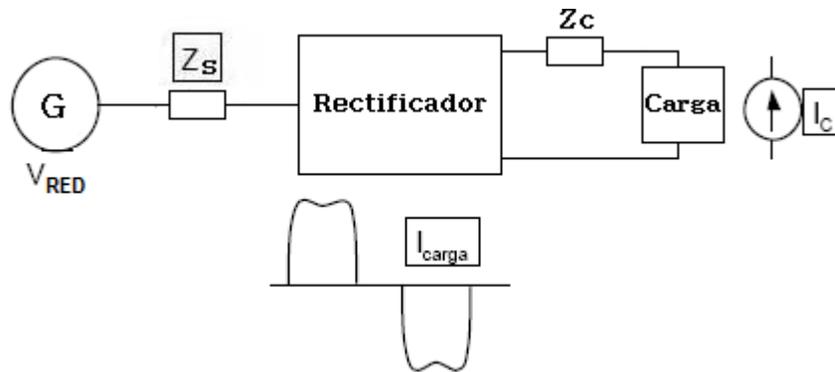
No obstante, independientemente del acierto de tales teorías, debe tenerse en cuenta que el objetivo final a perseguir es minimizar la corriente que debe circular por el sistema eléctrico para alimentar a las cargas que la precisen, es decir, transportar exclusivamente la potencia activa, que es la que se transforma finalmente en trabajo útil, que tiene carácter conservativo y cuyo significado físico es indiscutible.

1.6. Fuentes básicas de perturbaciones y tipos de perturbaciones generadas

Para poder reducir las perturbaciones con la máxima eficacia posible, es conveniente conocer sus características: como son y cómo se originan. Las fuentes de perturbaciones más abundantes en la red eléctrica en la actualidad son los diversos tipos de convertidores estáticos conectados a la red, y en particular los rectificadores controlados o no asociados con diversos tipos de cargas inductivas o capacitivas. En las figuras 5 y 6 se muestran, de forma esquemática, estos dos tipos de cargas básicas.

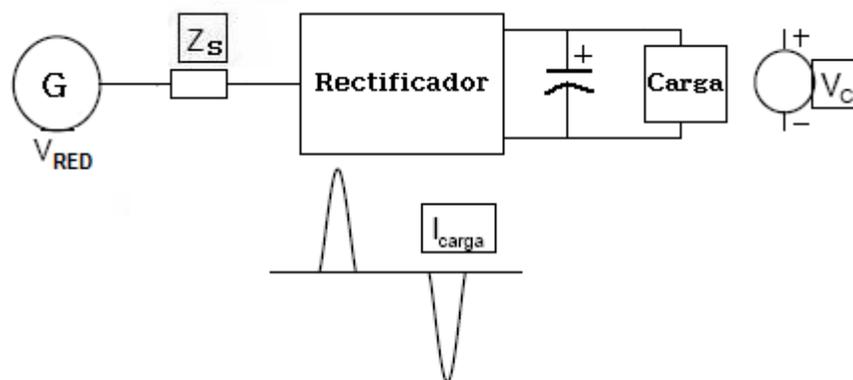
En primer lugar nos encontramos con una estructura de puente rectificador que alimenta una carga principalmente inductiva. La forma de onda de la señal de corriente será del tipo mostrado en la figura 5. Con tendencia a presentar una forma de señal cuadrada, en la que la anchura de los diversos semiperiodos dependerá del número de fases y del control del rectificador, si este es del tipo controlado o semicontrolado.

Figura 5. Circuito rectificador con carga inductiva



El otro tipo de carga, no lineal, muy frecuente en redes monofásicas domésticas y de oficinas, es el rectificador con carga capacitiva, esquematizado en la figura 6. En este caso la forma de onda de la corriente tiene picos estrechos y de gran amplitud, tal como aparece en la figura 6.

Figura 6. Circuito rectificador con carga capacitiva



1.7. Clasificación de los filtros.

Aplicaciones de las distintas estructuras

Los filtros utilizados para la reducción de perturbaciones en la red eléctrica se pueden clasificar de varias formas. En primer lugar, se pueden separar entre filtros en conexión serie y filtros en conexión paralelo. Por otro lado, los filtros se pueden clasificar en filtros pasivos y filtros activos como los mencionados en el apartado 5.

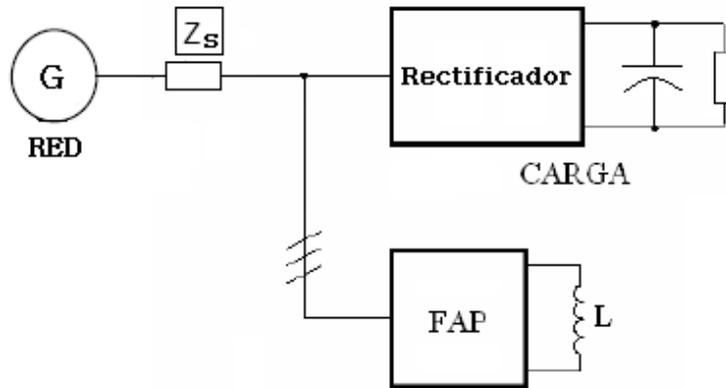
Los filtros pasivos, como su nombre indica, están contruidos mediante la asociación de inductancias y capacitancias, calculadas para la eliminación de armónicos concretos. Los filtros activos, en cambio, están contruidos por uno o varios inversores, normalmente inversores de tensión (VSI), controlados. Finalmente los filtros mixtos, están formados por la asociación de filtros pasivos y activos.

1.7.1. FAP en conexión paralelo

Es la estructura más conocida y permite, además de la cancelación de armónicos, hacer corrección del factor de potencia, equilibrar las corrientes de línea en el caso de conexión de cargas desequilibradas y cancelar la corriente de neutro de la red, en los casos de redes con neutro. El FAP se sitúa en paralelo con la carga generadora de armónicos en el punto de conexión de la carga (PCC). El principio de funcionamiento consiste en inyectar a la red, en este punto y en contrafase, las corrientes armónicas generadas en la carga, de modo que queden absolutamente anuladas por suma de corrientes en el nudo formado.

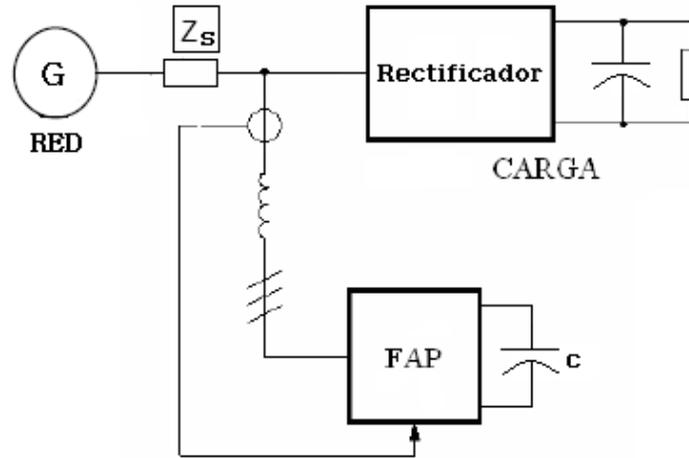
Se precisa un sistema de almacenamiento de energía en c.c. y un convertidor estático que transfiera esta energía bidireccionalmente entre c.a. y c.c. El convertidor estático debe actuar como fuente de corriente y su estructura puede ser una de las citadas anteriormente. En la Fig. 7 se muestra una estructura de convertidor del tipo de corriente, con almacenamiento inductivo de energía.

Figura 7. Filtrado activo paralelo con fuente de corriente



Dado que la energía asociada a los armónicos es de carácter no activo, la potencia en W requerida por el convertidor es teóricamente nula y, en la práctica, sólo hay que aportar la debida a las pérdidas en los semiconductores y otros elementos no ideales. Este convertidor, que trabaja con PWM a alta frecuencia, va dotado de un sistema de control cuyo algoritmo de regulación hace un seguimiento de la corriente en la carga, determina el contenido de armónicos y genera las consignas de mando a los semiconductores para inyectar las corrientes armónicas en contrafase y conseguir su cancelación. Pero la estructura más utilizada es la basada en un convertidor de tensión, que trabaja en modo de control por corriente, en donde la energía se almacena en un condensador situado en el lado de c.c. del convertidor (Fig. 8).

Figura 8. Filtrado activo paralelo con fuente de tensión

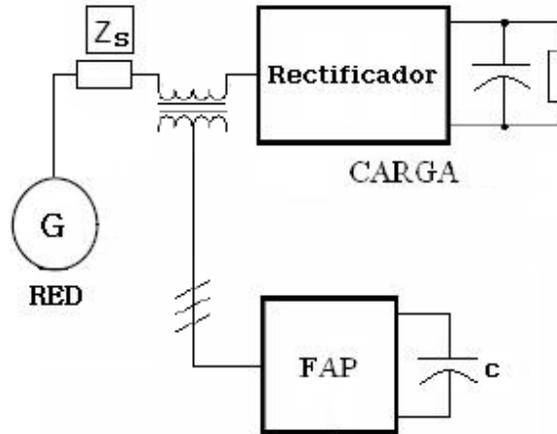


La filosofía de la cancelación sigue siendo la de inyección de corriente en paralelo y en contrafase con los armónicos presentes en la carga, por lo tanto, el método es conceptualmente idéntico al anterior.

1.7.2. FAP en conexión serie

El filtro activo (Fig. 9) se sitúa en serie entre la red y la carga, aportando la tensión necesaria para que la corriente por la línea esté desprovista de armónicos. En realidad 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. Hay que destacar que el convertidor está actuando como fuente de tensión, aportando el valor necesario para conseguir la impedancia deseada según el contenido de armónicos de la carga.

Figura 9. Filtro activo serie

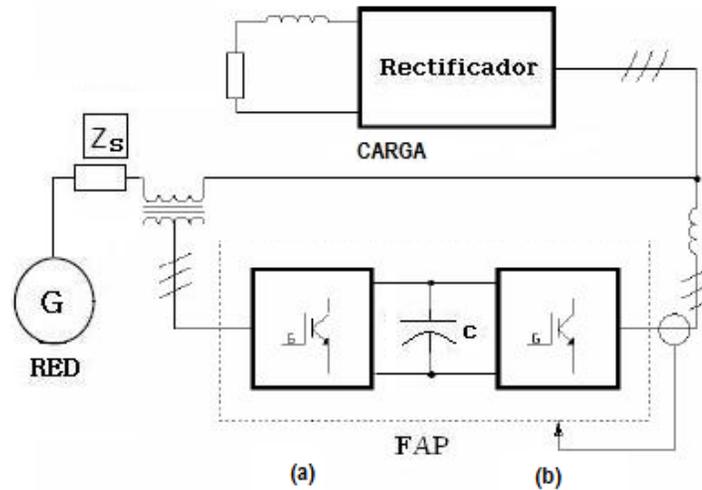


El circuito constituido por el filtro activo serie y la carga es un sistema dual respecto al FAP paralelo, en donde la dualidad se establece por el intercambio de las posiciones serie en lugar de paralelo y por actuar como fuente de tensión en lugar de como fuente de corriente. Esta topología no es la más utilizada, y en todo caso se acompaña normalmente de un sistema de filtrado pasivo complementario.

1.7.3. FAP en conexión serie-paralelo

Esta topología (Fig. 10) es también conocida con el nombre de UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) o *Filtro Activo de Potencia Universal*, y es una combinación de los dos filtros anteriores, en donde el filtro paralelo cancela los armónicos de corriente y puede hacer compensación de energía reactiva, mientras que el 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.

Figura 10. Filtro activo serie-paralelo



A esta estructura se le llama también UPFC (*Unified Power Flow Controller*) en su versión de gran potencia, cuando es utilizada en los sistemas de transporte de energía eléctrica, denominados FACTS (*Flexible AC Transmission System*), para controlar el flujo de energía activa y reactiva y contribuir a la estabilidad de la red ante topologías e impedancias de la misma cambiantes en el tiempo.

1.7.4. Filtrado híbrido

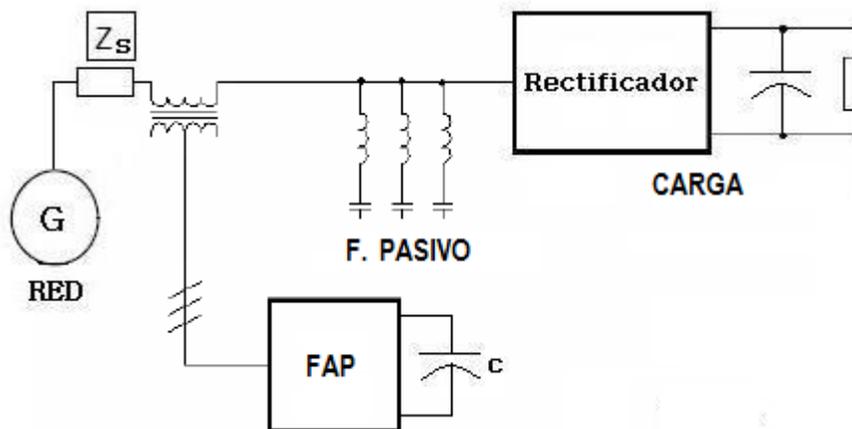
El filtrado híbrido consta de un sistema de filtrado pasivo convencional apoyado por un filtro activo situado en diferentes posiciones en relación con el filtro pasivo. Esta combinación optimiza el sistema de cancelación pasiva, evita los problemas de resonancias entre los componentes del filtro pasivo y la impedancia de línea y permite potencias de filtrado elevadas a un coste inferior al del filtrado activo puro. Según la conexión entre el sistema pasivo y el sistema activo, pueden considerarse las siguientes estructuras básicas:

- Filtro activo en serie con la línea.
- Filtro activo en serie con el filtro pasivo.
- Filtro activo en paralelo con la línea y la carga.
- Filtro activo en serie con la línea y el filtro pasivo.

1.7.4.1. Filtro activo en serie con la línea

El filtro activo se comporta como una impedancia variable situada entre la línea y la carga, de tal modo que la impedancia es nula para la componente fundamental y de carácter resistivo y elevada para los armónicos. El filtro activo actúa como un "aislador de armónicos". Como la sección de filtro activo se instala en serie con la red, y bloquea el paso de armónicos desde y hacia ella, los armónicos generados en la carga necesariamente circularán por el filtro pasivo. De este modo la tensión en el lado de línea del filtro activo serie es teóricamente la correspondiente a la frecuencia fundamental.

Figura 11. Filtrado activo en serie con la línea

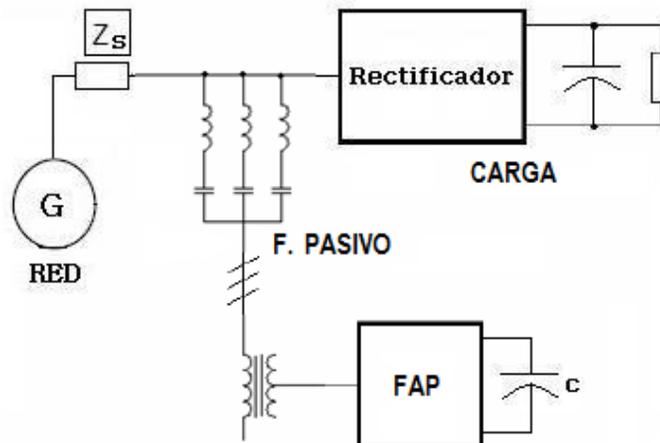


El filtro activo (Fig. 11) está formado por un convertidor PWM de tensión conectado en serie con la línea a través de un transformador (*booster*). El secundario de este transformador se dimensiona para la totalidad de la corriente nominal de la carga, aunque la tensión que debe soportar es la debida a las componentes armónicas, mientras que es nula para la componente fundamental. La ventaja de este sistema es que el grueso de la cancelación corre a cargo del filtro pasivo y el filtro activo se dimensiona para una potencia de tan sólo el 2% al 5% de los VA de la carga, con lo cual es menos costoso que un filtro activo puro, que debe asumir la totalidad de la potencia de cancelación.

1.7.4.2. Filtro activo en serie con el filtro pasivo

Este es un método similar al anterior en donde la sección correspondiente al filtro activo está situada en serie con el filtro pasivo. El filtro activo está constituido por un convertidor estático PWM de tensión conectado en serie con el filtro pasivo a través de un transformador (Fig. 12).

Figura 12. Filtrado activo en serie con el filtro pasivo

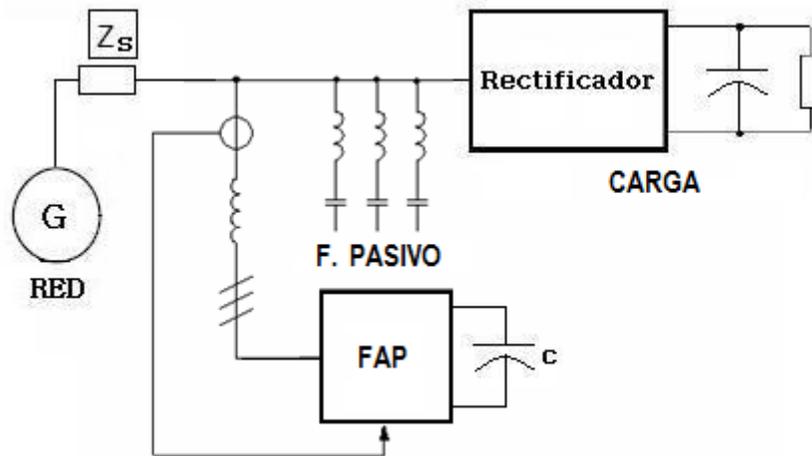


Se comporta como una fuente de tensión variable, cuyo valor es teóricamente nulo para la frecuencia fundamental y de igual valor al de las componentes armónicas de tensión en la carga. Por ello, la tensión en el punto de conexión del filtro, es la correspondiente a la frecuencia fundamental, como en el caso anterior. El filtro activo presenta impedancia nula a la componente fundamental y variable para las componentes armónicas. Este método tiene la ventaja de que la sección de filtro activo debe soportar solo las corrientes armónicas que circulan por el filtro pasivo y no la corriente principal de la carga.

1.7.4.3. Filtro activo en paralelo con el filtro pasivo

Como se puede suponer, el sistema principal de filtrado es pasivo, sintonizado con los armónicos más bajos y de mayor contenido. En paralelo con el filtro pasivo hay un filtro activo de corriente o tensión encargado de eliminar los armónicos de frecuencias más elevadas.

Figura 13. Filtrado activo en paralelo con el filtro pasivo



1.7.4.4. Filtro activo en serie con la línea y con el filtro pasivo

Es un método combinación de los anteriores y basado en los mismos principios, en donde la acción de los filtros activos complementa y optimiza la del filtro pasivo.

1.8. Métodos de control de los FAP

Los métodos de control de los FAP van encaminados a la obtención de procedimientos de compensación utilizando estrategias de cálculo basadas en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. Los métodos de control pretenden obtener señales aptas para poder activar los semiconductores de potencia, que forman parte de los convertidores estáticos, con objeto de crear las tensiones o corrientes de compensación.

Al hablar de los métodos de control hay que distinguir entre lo que es la determinación de consignas de corriente o tensión y lo que es propio del control del convertidor estático. La determinación de consignas de corriente o tensión se refiere a la definición de los algoritmos, cálculos o estrategias, necesarios para la discriminación entre lo que es la potencia activa y el resto de potencia, englobada con el término de *potencia no activa* o su equivalente en valores de tensión o corriente.

Finalmente, las consignas de tensión o corriente deberán ser transformadas en las correspondientes tensiones o corrientes de compensación, que serán creadas mediante los convertidores estáticos insertados en alguna de las topologías del sistema de potencia que se han descrito anteriormente. El control de estos convertidores para que “obedezcan” a las consignas de control calculadas no es objeto del presente trabajo, aunque es frecuente utilizar las siguientes técnicas:

- Control por Histéresis
- Modulación PWM
- Space Vector Modulation

En el **Control por Histéresis**, las órdenes de mando de conmutación a los semiconductores se obtienen mediante una comparación, dotada de una banda de histéresis, entre el valor de consigna y el valor real. Lo cual implica que la frecuencia de conmutación será variable, aunque el tiempo de respuesta es muy rápido.

El método de **Modulación PWM** consiste en la comparación entre la señal de consigna y una onda triangular de frecuencia y amplitud fijas, o su equivalente conceptual en el caso de hacer control digital. Las señales lógicas de la comparación son utilizadas para gobernar los semiconductores del convertidor. Es un método con respuesta rápida y sencillo de implementar.

En cuanto al sistema denominado **Space Vector Modulation**, es un método en el que se hace uso de la teoría de los vectores espaciales, y en donde la posición del vector espacial de la magnitud a controlar está situada en un espacio complejo dividido en seis sectores. La posición del vector, en un momento determinado, se fija por la combinación obtenida mediante conmutación de los vectores adyacentes, según sea el sector en que se encuentre el vector representativo de la magnitud a controlar. Es un método propio de sistemas trifásicos, más complicado que los anteriores y más difícil de implementar.

Dentro de los métodos que se utilizan para el control de los FAP hay que distinguir dos grandes grupos, que son los desarrollados en el dominio de la frecuencia y los desarrollados en el dominio del tiempo.

1.8.1. Métodos de control en el dominio de la frecuencia

Están fundamentados en el análisis de las señales distorsionadas mediante el método de Fourier (Apéndice A), en sus diversas concepciones: *Fast Fourier Transform* (FFT), *Discrete Fourier Transform* (DFT), etc.

Mediante estos métodos se discrimina la componente fundamental de las componentes armónicas y de este modo se genera la señal de control para conseguir la compensación. La frecuencia de muestreo debe ser superior al doble de la frecuencia más alta de la señal a analizar, y la frecuencia de las señales presentes debe ser un múltiplo de la fundamental.

Estos métodos tienen la desventaja de que precisan gran potencia de cálculo y son lentos de respuesta, puesto que la señal de control se origina después de haber hecho el análisis de la señal periódica. Otros métodos de control se han desarrollado basados en otros principios, como la utilización de filtros de Kalman o de la transformación compleja Wavelet, pero la complejidad de los mismos y la elevada necesidad de cálculo no los ha hecho muy populares, por lo que no serán desarrollados en el presente trabajo.

1.8.2. Métodos de control en el dominio del tiempo

Estos métodos están basados en la obtención, de forma instantánea, de las señales de control precisas para la compensación. La gran ventaja de estos métodos es la elevada velocidad de respuesta ante cambios en el sistema de potencia, pudiéndose afirmar que el control del FAP se hace en tiempo real.

Son los métodos que se han venido utilizando preferentemente desde 1990, a partir de la primera *Teoría de la Potencia Reactiva Instantánea* dirigida al control de FAP, introducida por Akagi y otros en 1983, que ha tenido un éxito destacado por su aplicación en la eliminación de armónicos con presencia o no de energía reactiva en el sentido convencional la cual será explicada en más detalle en el siguiente capítulo. Durante todos estos últimos años se han desarrollado otros métodos en el dominio del tiempo, algunos de los cuales se describirán con detenimiento destacando sus cualidades para el control de FAP. En todos estos métodos generalmente se obtienen las corrientes de compensación, y no las tensiones, por lo que son muy aptos para la estructura de los FAP que actúan como fuentes de corriente en paralelo con la red.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Algunos de estos métodos consideran al sistema trifásico referido a nuevos sistemas de coordenadas de referencia, fijos o en movimiento a la velocidad síncrona, lo que implica la necesidad de utilizar transformaciones entre estos sistemas de coordenadas (Apéndice G), transformaciones a las que se les exige la invariancia de la potencia en la transformación.

La existencia de un sistema trifásico desequilibrado de tensión puede implicar la necesidad de considerar también el método de las componentes simétricas de Fortescue (Apéndice G) en los métodos de compensación. Estos métodos permiten la discriminación entre las componentes de corriente o potencia activa, reactiva en sentido convencional y la restante debida a los armónicos, con lo que se puede hacer compensación independiente para estas componentes.

Entre ellos están los basados o derivados de:

- Teoría de la potencia reactiva instantánea (TPRI)
- Teoría general de la potencia instantánea (TGPI)
- Sistema de referencia síncrono (SRS)

Otros métodos, también utilizados, no exigen la necesidad de hacer transformaciones de sistemas de coordenadas de las magnitudes a controlar y resultan más simples, aunque no suelen discriminar entre las componentes activa, reactiva y armónicos. En estos métodos se controla el valor de la tensión en el bus de c.c., constituido por un condensador que intercambia energía con la red y que debe mantener constante el valor medio de su tensión.

Lo cual es equivalente a decir que son métodos que se basan en el control de la energía en el condensador del c.c. Usan diversas técnicas para obtener las consignas de control, que determinarán la compensación de armónicos y reactiva, y la clasificación de los diversos métodos no está tan estructurada como en los métodos anteriores y por ello la denominación está menos unificada.

De entre ellos se pueden considerar:

- Control mediante medida de la corriente en la red
- Control mediante medida de la corriente en la carga
- Control por ciclo (UCI).
- Etc., etc.

Los dos primeros métodos se pueden englobar en uno solo que se deriva de una simplificación del método basado en la TGPI para el caso en que se supone que la tensión de red es senoidal, desprovista de armónicos, y de valor constante. No obstante, estos métodos que se denominarán sin diferenciarlos TGPIS, se pueden aplicar a redes trifásicas con o sin neutro con un moderado grado de desequilibrio de tensiones, aunque con posibilidad de desequilibrio pronunciado de la carga y elevado contenido de armónicos. Estos métodos son también aplicables a redes monofásicas.

El método denominado *Unified Constant-Frequency Integration Control* (UCI), destaca por su simplicidad y eficacia, está basado en el control por ciclo (*One Cycle Control*) y no precisa de la medida de las corrientes en la carga ni el cálculo de sus componentes armónicas.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Este método se aplicó inicialmente en convertidores c.c./c.c., habiéndose conseguido una apreciable simplificación en cuanto al número de componentes, además de buenas prestaciones en el control. El método es válido tanto para sistemas trifásicos, con o sin neutro, como para sistemas monofásicos.

Estos *métodos simples* no permiten en general la discriminación entre las diversas componentes no activas de la potencia, por ello solamente se puede conseguir que la potencia consumida de la red sea exclusivamente potencia activa. Pero si que se consigue el equilibrado de las corrientes en las fases y la cancelación de la corriente de neutro.

Como lo que generalmente se pretende es que los FAP hagan la compensación para que la corriente de red sea exclusivamente activa, estos *métodos simples* son, en la gran mayoría de los casos, más que suficientes para el control de FAP y tienen la ventaja de necesitar pocos recursos dedicados a los cálculos.

Otros métodos de control se están desarrollando, como los basados en Redes Neuronales o control Fuzzy, y algunos de ellos, que habrían sido imposibles de realizar en épocas anteriores debido a la gran potencia de cálculo o velocidad necesarios, ya son posibles en la actualidad como consecuencia del gran avance de las técnicas digitales de control y de los dispositivos microprocesadores especializados en realizar operaciones matemáticas con pocas instrucciones y a gran velocidad, como son los *Procesadores Digitales de Señal* (DSP).

2. TEORÍA DE LA POTENCIA REACTIVA INSTANTÁNEA

2.1. Fundamentos de la teoría de la potencia reactiva instantánea

Este capítulo está basado en los fundamentos de la teoría de la potencia reactiva instantánea para sistemas trifásicos de cuatro conductores. A principios del siglo pasado se desarrollaron teorías sobre la potencia que consideraban la presencia de formas de onda no senoidales de tensión y corriente. Pero fue en 1983 cuando Akagi, Kanazawa y Nabae, los que introdujeron la Teoría de la Potencia Reactiva Instantánea (TPRI) para redes trifásicas, basada en el concepto de valor instantáneo, para formas de onda de tensión y corriente arbitrarias, incluyendo estados transitorios.

Desde su aparición hasta nuestros días, la teoría se ha afianzado firmemente como una de las líneas clave dentro de la investigación y el desarrollo de la ingeniería de potencia. En efecto, la cada vez mayor penetración de los filtros activos de potencia como equipos para la compensación de cargas trifásicas, actividad a la que la teoría estuvo ligada desde sus comienzos, ha contribuido a su aplicación en la obtención de distintas estrategias de control. En años posteriores a la aparición de la teoría, se han efectuado distintas formulaciones con la intención de establecerse como alternativas de lo que desde ahora se puede denominar “teoría original” de la potencia instantánea.

Esta es una de las teorías más populares que se ha venido utilizando, no solo a nivel teórico sino también en realizaciones prácticas, y que se puede considerar como la primera que ha sido realmente implementada con éxito, mediante métodos basados en la utilización de convertidores estáticos, constituyendo lo que se conoce con el nombre de filtros activos de potencia (FAP).

En lo que sigue, se presentan los fundamentos de la teoría de la potencia reactiva instantánea, y de aquellas formulaciones derivadas que han tenido una mayor aceptación.

2.2. Teoría de la potencia reactiva instantánea original

El ámbito de aplicación de lo que aquí se denomina teoría original de la potencia reactiva instantánea, es el de los sistemas trifásicos de cuatro conductores donde en general existen tensiones e intensidades de secuencia de fase cero, figura 14. Las tensiones e intensidades trifásicas instantáneas en coordenadas de fase a-b-c pueden ser transformadas a coordenadas α - β -0 mediante ecuaciones de transformación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

La matriz de transformación [C] es la llamada matriz de Concordia o matriz de Clark normalizada (Apéndice G). La intensidad que circula por el neutro de un sistema trifásico de cuatro conductores se relaciona con la intensidad de secuencia cero por

$$i_n = i_a + i_b + i_c \quad (3)$$

$$i_o = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c) = \frac{1}{\sqrt{3}}i_n \quad (4)$$

De la Ec.1. y Ec.2. se puede establecer para la potencia real instantánea p(t)

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_o i_o + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (5)$$

La teoría original define para los sistemas trifásicos a cuatro conductores, dos potencias reales instantáneas P_0 y $P_{\alpha\beta}$, y una potencia imaginaria instantánea $Q_{\alpha\beta}$, de la siguiente forma

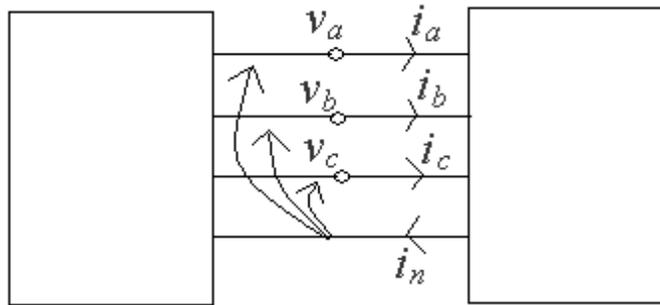
$$\begin{bmatrix} P_{\alpha\beta} \\ Q_{\alpha\beta} \\ P_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

La ecuación anterior sugiere que $P_0 = v_0 \cdot i_0$ implica una potencia real instantánea en el circuito de secuencia cero y que $v_\alpha i_\alpha$ y $v_\beta i_\beta$ también significan potencias instantáneas, ya que están definidas por el producto de una tensión instantánea en una fase por una intensidad instantánea en la misma fase. Por lo tanto, $P_{\alpha\beta}$ es la potencia real instantánea en el circuito de las fases α - β , por ello sus dimensiones son de vatios, W.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

De la misma manera, $v_\alpha i_\beta$ y $v_\beta i_\alpha$ no son potencias instantáneas porque están definidas por el producto de una tensión instantánea en una fase y una intensidad instantánea en otra fase. De acuerdo con esto, $Q_{\alpha\beta}$ en el circuito de fases α - β no es una potencia real instantánea sino una nueva cantidad eléctrica definida por la teoría original y cuya unidad de medida podría denominarse vatios imaginarios, IW.

Figura 14. Configuración de un sistema trifásico a cuatro conductores.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 67.

Dado que en Ec.6. las tensiones trifásicas v_0 , v_α , v_β se supone un conjunto de tres valores ya conocidos, esa ecuación 6 puede ser interpretada geoméricamente como una transformación, “*mapping*” en la terminología a veces utilizada, de un espacio de intensidades tridimensional a un espacio de potencia tridimensional, y viceversa. Aunque son posibles muchas de estas matrices “*mapping*” desde un punto de vista teórico, pocas son las que pueden ofrecer un significado eléctrico claro desde el punto de vista práctico.

La matriz de transformación 6, que fue definida por primera vez en 1983, admite la transformación inversa

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \\ P_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_0 v_\alpha & -v_0 v_\beta & 0 \\ v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_{\alpha\beta}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \\ P_0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

donde:

$$v_{\alpha\beta}^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2 \quad (8)$$

De Ec.7. se obtienen las expresiones de las intensidades instantáneas en coordenadas 0- α - β ,

$$i_0 = \frac{1}{v_0} \cdot P_0 \quad (9)$$

$$i_\alpha = i_{\alpha p} + i_{\alpha q} = \frac{1}{v_{\alpha\beta}^2} \cdot v_\alpha \cdot p + \frac{1}{v_{\alpha\beta}^2} \cdot (-v_\beta \cdot q) \quad (10)$$

$$i_\beta = i_{\beta p} + i_{\beta q} = \frac{1}{v_{\alpha\beta}^2} \cdot v_\beta \cdot p + \frac{1}{v_{\alpha\beta}^2} \cdot (v_\alpha \cdot q) \quad (11)$$

donde

i_0 : intensidad instantánea de secuencia cero

$i_{\alpha p}$: intensidad activa instantánea de la fase α

$i_{\beta p}$: intensidad activa instantánea de la fase β

$i_{\alpha q}$: intensidad reactiva instantánea de la fase α

$i_{\beta q}$: intensidad reactiva instantánea de la fase β

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

La derivación de las ecuaciones 7 a 11 a partir de 6 es posible siempre que $v_0 \neq 0$, ya que en caso contrario no sería posible calcular la matriz inversa. No obstante, i_α en la ec.10. e i_β en la ec.11. no dependen de v_0 incluso cuando esta es distinta de cero. Esto significa que la teoría original trata al circuito de secuencia cero como un circuito monofásico independiente de los circuitos de las fases α y β . Por lo tanto, es aceptable sustituir $v_0 \neq 0$, cuando la teoría original se aplica a sistemas trifásicos de cuatro conductores sin tensión de secuencia cero.

De las ecuaciones 9, 10 y 11 se siguen las siguientes relaciones de términos de potencia:

$$P = v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_{\alpha p} + v_\beta \cdot i_{\beta p} = P_0 + P_{\alpha p} + P_{\beta p}$$

$$P = P_0 + P_{\alpha p} + P_{\beta p} \quad (12)$$

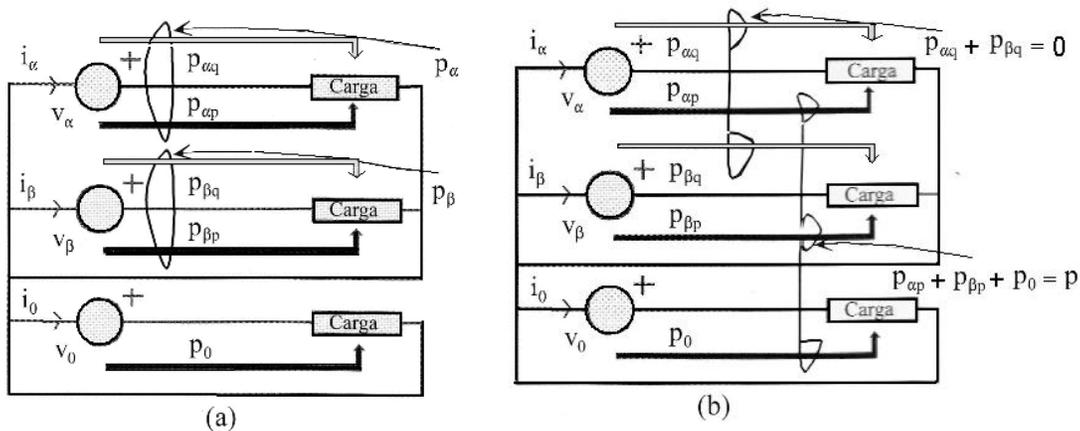
$$0 = v_\alpha \cdot i_{\alpha q} + v_\beta \cdot i_{\beta q} = P_{\alpha q} + P_{\beta q} \quad (13)$$

Las potencias activa y reactiva instantáneas en cada fase están definidas como sigue,

| | |
|---|----------------|
| Potencia instantánea de secuencia cero: | P_0 |
| Potencia activa instantánea según el eje α : | $P_{\alpha p}$ |
| Potencia reactiva instantánea según el eje α : | $P_{\alpha q}$ |
| Potencia activa instantánea según el eje β : | $P_{\beta p}$ |
| Potencia reactiva instantánea según el eje β : | $P_{\beta q}$ |

Las figuras 15(a) y 15(b) describen el flujo de potencia basado en la teoría original para un sistema trifásico de cuatro conductores. Esta considera el circuito de secuencia cero como un circuito monofásico independiente del circuito de fase α y del circuito de fase β , de la misma manera que el método de las componentes simétricas consigue dividir un circuito trifásico de cuatro conductores en un circuito de secuencia cero, un circuito de secuencia positiva y un circuito de secuencia negativa, donde el circuito de secuencia cero es considerado como un circuito monofásico independiente de los otros circuitos de secuencia.

Figura 15. Flujo de potencia basado en la teoría de la potencia reactiva instantánea original.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 68.

La ecuación 13 significa que la suma de la potencia reactiva instantánea de fase α , $P_{\alpha q}$ y la potencia reactiva instantánea de fase β , $P_{\beta p}$ es siempre cero. Esto supone que ambas no contribuyen a la transferencia de energía dentro del circuito de fases α - β . Sin embargo, $P_{\alpha q}$ contribuye a la transferencia de energía dentro del circuito de fase α , y $P_{\alpha q}$ hace lo mismo en el circuito de fase β .

La teoría original introduce $Q_{\alpha\beta}$ como la potencia imaginaria instantánea que determina $P_{\alpha q}$ y $P_{\beta p}$, así la teoría original define las dos potencias reales instantáneas independientes P_0 y $P_{\alpha\beta}$, para formar el espacio de potencia tridimensional.

2.3. Enfoque algebraico a partir de los vectores de PARK

Ferrero y Superti-Furga en 1991, abogan por las transformaciones de Park para la descripción de los sistemas trifásicos. Con este planteamiento matemático buscan una forma completa, sintética, y general de manejar este tipo de sistemas en cualquier condición de funcionamiento. Su intención original es encontrar un enfoque más general que el de Akagi-Nabae.

La herramienta utilizada por Ferrero y Superti-Furga es una transformación matemática que aunque ellos la refieren como transformación de Park (Apéndice G), en la literatura de las transformaciones componentes en Ingeniería Eléctrica aparece como una transformación derivada de ella, denominada de Clarke-Concordia. Esta transformación en realidad es la misma que la utilizada por Akagi-Nabae.

Aplicada dicha transformación a unas señales genéricas de tensión y/o intensidad $y_a(t), y_b(t), y_c(t)$ de un sistema trifásico, es posible encontrar unas componentes $y_d(t), y_q(t), y_0(t)$ definidas como:

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \\ y_0 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad (14)$$

donde [T] es la matriz ortogonal de transformación

$$[T] = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\sqrt{\frac{1}{6}} & -\sqrt{\frac{1}{6}} \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \\ \sqrt{\frac{1}{3}} & \sqrt{\frac{1}{3}} & \sqrt{\frac{1}{3}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

En el plano d-q se define el vector de Park de tensión o intensidad como la cantidad compleja temporal

$$\mathbf{y} = y_d + j y_q \quad (16)$$

así la descripción del sistema se realiza a través del vector $\mathbf{y}(t)$ mas la componente de secuencia $y_0(t)$. Para señales periódicas de periodo, $T = 2\pi/\omega$, el vector de Park puede ser desarrollado en serie compleja de Fourier en la forma

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} Y_k e^{jk\omega t} \quad (17)$$

cuyos términos son vectores de Park de amplitud constante Y_k y velocidad de rotación proporcional al índice k en dirección positiva o negativa.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Para cada armónico de frecuencia $n\omega$, $y(t)$ es así descrito por dos vectores ($k=n, k=-n$) con diferente amplitud y misma velocidad de rotación, pero con direcciones opuestas. La componente armónica del vector de Park a la frecuencia angular $k\omega, k=n > 0$, está asociada con la componente simétrica directa, mientras que la componente armónica a la frecuencia $k\omega, k=-n < 0$, está asociada con la componente simétrica inversa a la misma frecuencia angular.

$$\begin{aligned} Y_k &= Y_{1n} && \text{para } k > 0 \\ Y_k &= Y_{2n}^* && \text{para } k < 0 \end{aligned} \quad (18)$$

donde Y^* es el complejo conjugado de Y . De esta manera los autores consiguen una unidad formal en la representación de sistemas asimétricos distorsionados. A partir de aquí se define la siguiente potencia compleja, potencia compleja instantánea de Park,

$$\mathbf{a}_p(t) = \mathbf{v}(t) \mathbf{i}^*(t) = p_p(t) + j q_p(t) \quad (19)$$

donde $p_p(t)$ es la potencia real de Park que coincide con la potencia instantánea se la corriente o la tensión carecen de componente de secuencia cero, y $q_p(t)$ es la potencia imaginaria de Park que coincide con la potencia imaginaria instantánea definida por Akagi-Nabae. El valor medio del vector $\mathbf{a}_p(t)$ es

$$A_p(t) = P_p + j Q_p \quad (20)$$

donde P_p es la potencia activa si no existe potencia de secuencia cero, y Q_p es la suma algebraica de las potencias reactivas Q_{1n} de las componentes simétricas directas, y las potencias reactivas Q_{2n} de las componentes simétricas inversas, más un término constante, debido al índice $k = 0$.

Ferrero y Superti-Furga acaban discutiendo los enfoques seguidos en el dominio temporal y en el dominio frecuencial a la luz de los vectores de Park. Con esto ellos consiguen, 1) Extender la teoría de Fryze, y Kuster y Moore a sistemas trifásicos, 2) Generalizar las teorías de Czarnecki, al caso de tensiones no simétricas, y 3) Enlazar las magnitudes instantáneas de Akagi-Nabae con las teorías de la potencia monofásica de régimen estacionario.

2.4. Una teoría vectorial de la potencia reactiva instantánea

En este apartado se esboza los fundamentos de una teoría de la potencia instantánea propuesta por Salmerón-Montaña, basada en la descomposición vectorial de la intensidad trifásica según tres componentes ortogonales. Esta formulación permite explicar de forma simple la transferencia instantánea de energía entre fuente y carga, así como identificar los términos de potencia de las teorías de régimen estacionario.

2.4.1. Componentes instantáneas de intensidad y de potencia

Para sistemas trifásicos, las tensiones e intensidades pueden ser representadas en forma vectorial:

$$\mathbf{v} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad \mathbf{i} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (21)$$

T: traspuesta.

De igual forma se define un vector ortogonal de tensión,

$$\mathbf{v}_q = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{qa} \quad v_{qb} \quad v_{qc}]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{bc} \quad v_{ca} \quad v_{ab}]^T \quad (22)$$

que verifica

$$\mathbf{v}^T \mathbf{v}_q = 0 \quad (23)$$

La potencia instantánea es el producto escalar entre el vector de tensión y el vector de intensidad

$$p(t) = \mathbf{v}^T \mathbf{i} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (24)$$

y la potencia imaginaria instantánea es el producto escalar del vector ortogonal de tensión y el vector intensidad

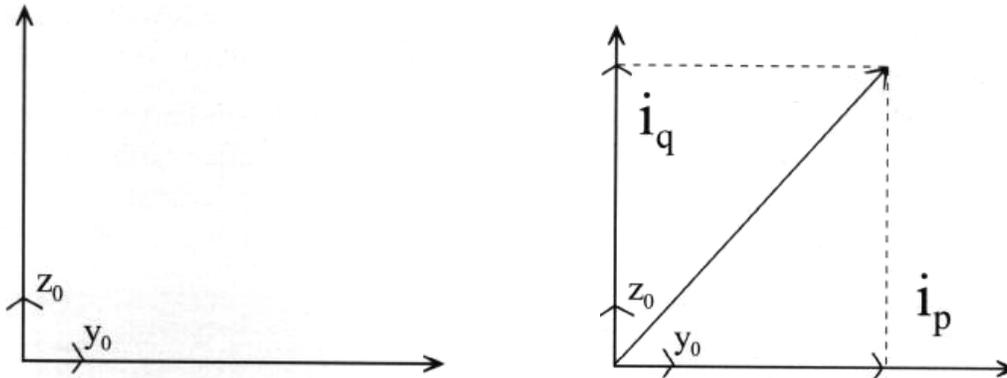
$$q(t) = \mathbf{v}_q^T \mathbf{i} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{bc}i_a + v_{ca}i_b + v_{ab}i_c) \quad (25)$$

Así, se puede definir un plano yz determinado por los vectores de tensión con una base de vectores ortogonales $\mathbf{y}_0, \mathbf{z}_0$ en las direcciones de los \mathbf{v} y \mathbf{v}_q vectores respectivamente, figura 16,

$$\mathbf{y}_0 = \frac{\mathbf{V}}{|\mathbf{V}|} \quad \mathbf{z}_0 = \frac{\mathbf{v}_q}{|v_q|} \quad (26)$$

donde $|\mathbf{v}| = \sqrt{\mathbf{v}^T \mathbf{v}}$ es norma del vector instantáneo.

Figura 16. Diagrama vectorial para la descomposición del vector intensidad en sistemas trifásicos que no incluyen componentes de secuencia cero de tensión e intensidad.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 71.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Para sistemas trifásicos de tres conductores, sin componente de secuencia cero de tensión, el vector de intensidad instantáneo \mathbf{i} se descompone según sus proyecciones ortogonales en los ejes coordenados de la figura 3.3., esto es,

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q = \frac{p}{|v|} y_0 + \frac{q}{|v_q|} z_0 \quad (27)$$

\mathbf{i}_p e \mathbf{i}_q están determinados matemáticamente por las proyecciones del vector \mathbf{i} sobre los vectores \mathbf{v} y \mathbf{v}_q respectivamente,

$$\mathbf{i}_p = \frac{\mathbf{v}^T \mathbf{i}}{|\mathbf{v}|^2} \mathbf{v} = \frac{p}{|v|} y_0 \quad (28)$$

$$\mathbf{i}_q = \frac{\mathbf{v}_q^T \mathbf{i}}{|\mathbf{v}_q|^2} \mathbf{v}_q = \frac{q}{|v_q|} z_0 \quad (29)$$

La intensidad \mathbf{i}_p es la intensidad activa instantánea o intensidad de potencia instantánea y la intensidad \mathbf{i}_q es la intensidad reactiva instantánea. Ya que esas componentes son ortogonales, se puede establecer la siguiente relación entre las normas instantáneas,

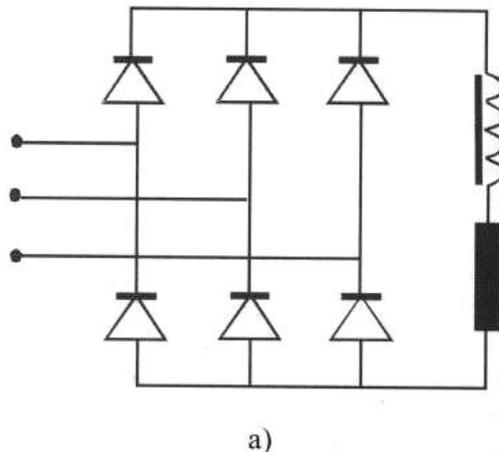
$$i^2 = i_p^2 + i_q^2 \quad (30)$$

Eléctricamente, representan las mínimas corrientes que transfieren la potencia instantánea $p(t)$ a la carga a la tensión \mathbf{v} y la potencia imaginaria instantánea $q(t)$ a la tensión \mathbf{v}_q .

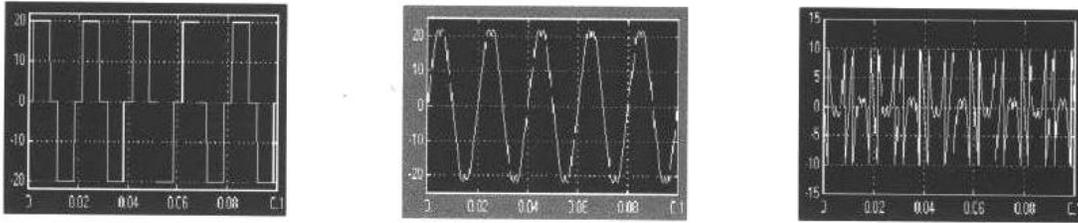
Así, el producto escalar del vector perpendicular de tensión y el vector de intensidad, (25), es una alternativa a la definición de potencia reactiva instantánea basada en el producto vectorial de los vectores de tensión e intensidad incluido en (14) para sistemas trifásicos de tres conductores donde $v_a + v_b + v_c = 0$. Este tipo de variable de potencia tiene su origen en las tensiones de línea y no contribuye al flujo de potencia instantánea.

En la figura 17 se presenta la descomposición de la intensidad, según la teoría vectorial de una forma grafica. Se ha considerado la intensidad de consumo de una carga del tipo rectificador trifásico en puente con una elevada inductancia en el lado dc. Esa intensidad para la fase a es la suma de la intensidad activa instantánea y de la intensidad reactiva instantánea, figura 17.

Figura 17. Descomposición de la intensidad de la fase a en su componente activa instantánea y su componente reactiva instantánea para una carga tipo rectificador con una elevada inductancia en el lado dc.



Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia



b)

Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 72.

2.4.2. Componentes de secuencia cero

Para sistemas trifásicos de cuatro conductores, el vector de tensión instantánea de secuencia cero \mathbf{v}_0 , y el vector de intensidad instantánea de secuencia cero, \mathbf{i}_0 , se definen como

$$\mathbf{v}_0 = \left[\frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad \frac{v_0}{\sqrt{3}} \quad \frac{v_0}{\sqrt{3}} \right]^T = \frac{v_0}{\sqrt{3}} \mathbf{1}_3^T, \quad \mathbf{i}_0 = \frac{i_0}{\sqrt{3}} \mathbf{1}_3^T \quad (31)$$

donde $\mathbf{1}_3$ es un vector cuyos elementos son unos, y

$$\sqrt{3}\mathbf{v}_0 = v_1 + v_2 + v_3, \quad \sqrt{3}\mathbf{i}_0 = i_1 + i_2 + i_3 \quad (32)$$

De (31), es posible descomponer el vector de tensión

$$\mathbf{v} = \mathbf{v} + \mathbf{v}_0 \quad (33)$$

Donde: \mathbf{V} representa el vector de tensión sin incluir las componentes de secuencia cero. Se verifica la siguiente relación entre las normas instantáneas

$$v^2 = v^2 + v_0^2 \quad (34)$$

donde v se refiere a la norma instantánea del vector \mathbf{v} , es decir, $v^2 = \mathbf{v}^T \mathbf{v}$; análogamente, v y v_0 denotan las respectivas normas instantáneas de los vectores \mathbf{v} y \mathbf{v}_0 .

De la misma forma que en (26) se puede definir un sistema de coordenadas a partir de los versores $\mathbf{x}_0, \mathbf{y}_0, \mathbf{z}_0$ que siguen las direcciones respectivas de los vectores de tensión v_0, v y v_q , figura 3.5.:

$$\mathbf{x}_0 = \frac{\mathbf{v}_0}{|v_0|} \quad \mathbf{y}_0 = \frac{\mathbf{v}}{|v|} \quad \mathbf{z}_0 = \frac{\mathbf{v}_q}{|v_q|} \quad (35)$$

El producto escalar de los vectores de tensión e intensidad,

$$p_u = \mathbf{v}^T * \mathbf{i} = \mathbf{v}^T * \mathbf{i} + \mathbf{v}_0^T * \mathbf{i} = p + p_0 \quad (36)$$

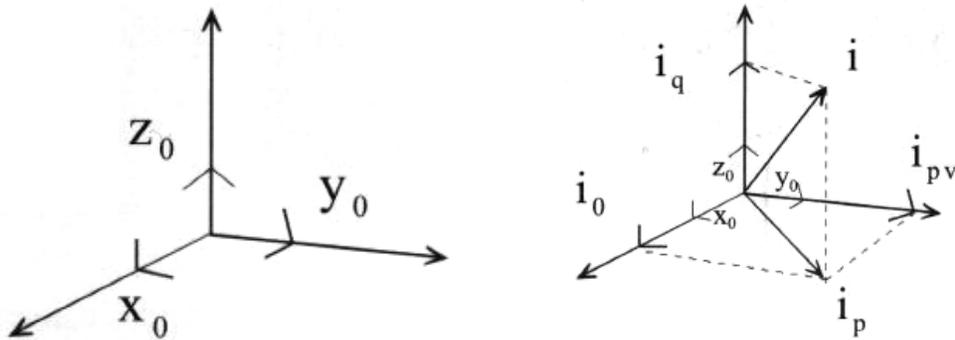
define la potencia real instantánea entregada a la carga (suma de las potencias instantáneas de las tres fases). La forman dos componentes:

$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}$, la potencia instantánea intercambiada entre fuente y carga cuando o una (v_0) o ambas $(v_0 \text{ e } i_0)$ componentes de secuencia cero estas ausentes.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$p_0 = \mathbf{v}_0^T \mathbf{i}$, la potencia instantánea de secuencia cero intercambiada entre fuente y carga cuando ambas componentes de secuencia cero (v_0 e i_0) están presentes.

Figura 18. Diagrama vectorial de la descomposición del vector intensidad en un sistema trifásico que incluye componentes de secuencia cero.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 73.

El vector de intensidad instantánea \mathbf{i} se descompone de acuerdo a sus proyecciones ortogonales sobre los ejes de coordenadas de la figura 18,

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_0 + \mathbf{i}_{pv} + \mathbf{i}_q = \mathbf{x}_0 \frac{p_0}{v_0} + \mathbf{y}_0 \frac{p}{v} + \mathbf{z}_0 \frac{q}{v_q} \quad (37)$$

El significado físico de \mathbf{i}_0 , \mathbf{i}_{pv} y \mathbf{i}_q se puede determinar por el procedimiento de los multiplicadores de Lagrange.

$$\mathbf{i}_0 = \mathbf{v}_0 \frac{\mathbf{v}_0^T \mathbf{i}_0}{\mathbf{v}_0^T \mathbf{v}_0} = \mathbf{v}_0 \frac{p_0}{v_0^2} = \mathbf{x}_0 \frac{p_0}{v_0} \quad (38)$$

$$\mathbf{i}_{pv} = \mathbf{v} \frac{p}{v^2} = \mathbf{y}_0 \frac{p}{v} \quad (39)$$

$$\mathbf{i}_q = v_0 \frac{\mathbf{v}_0^T \mathbf{i}}{\mathbf{v}_q^T \mathbf{v}_0} = \mathbf{z}_0 \frac{q}{v_q} \quad (40)$$

Son, respectivamente, las intensidades de norma mínima para transferir a la carga las potencias p_0 a la tensión v_0 , p a la tensión v y q a la tensión v_q .

La proyección ortogonal del vector \mathbf{i} en el plano determinado por \mathbf{v} y \mathbf{v}_0 , es la intensidad activa instantánea \mathbf{i}_o . Esta es responsable de la transferencia de la potencia instantánea $p^+ p_0$ entre el generador y la carga, y se obtiene mediante la suma de \mathbf{i}_o e \mathbf{i}_{pv} .

$$\mathbf{i}_p = \mathbf{i}_o + \mathbf{i}_{pv} = \mathbf{x}_0 \frac{p_0}{v_0} + \mathbf{y}_0 \frac{p}{v} \quad (41)$$

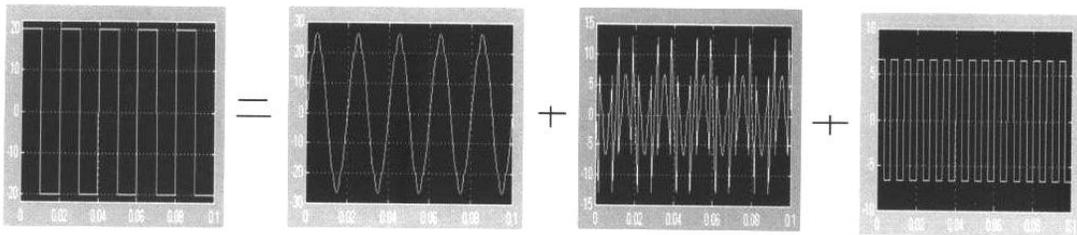
La intensidad \mathbf{i}_q se obtiene mediante la proyección del vector \mathbf{i} sobre el vector ortogonal de tensión \mathbf{v}_q . Dado que \mathbf{i}_q satisface la condición de ortogonalidad,

$$\mathbf{i}_p^T * \mathbf{i}_q = \mathbf{0} \quad (42)$$

Se verifica la siguiente relación entre las normas instantáneas de las componentes de la intensidad,

$$i^2 = i_p^2 + i_q^2 \quad (43)$$

Figura 19. Descomposición de la intensidad de fase a para una carga de rectificadores monofásicos conectados en estrella según la teoría vectorial.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 74.

Así, la partición para la corriente propuesta no es arbitraria. Viene impuesta eléctricamente por las componentes necesarias para la descripción completa del proceso de transferencia instantáneo de energía entre fuente y carga. La influencia de las componentes de secuencia cero en el flujo de la potencia instantánea se explica sin dificultad a través del diagrama vectorial de la figura 18. El vector de intensidad i_0 afecta solo a la intensidad activa instantánea. Si, $i_0 \neq 0$ y $v_0 = 0$, entonces $u \equiv v$. La intensidad de secuencia cero es perpendicular al vector de tensión y no contribuye a la potencia real instantánea ($p_u \equiv P$). Para $i_0 = 0$ y $v_0 \neq 0$, la intensidad activa instantánea es perpendicular a v_0 ($i_p \equiv i_{pv}$); así la tensión de secuencia cero no contribuye a la potencia real instantánea. Finalmente, se concluye que solo si ambas componentes de secuencia cero existen, $i_0 \neq 0$ y $v_0 \neq 0$, contribuyen a la transferencia de potencia instantánea ($p_u = P + p_0$).

En la figura 19 se ha considerado la descomposición de la intensidad para la fase a de un sistema constituido por una carga de cuatro conductores formada por tres rectificadores monofásicos en estrella. Se observa como la intensidad de secuencia cero presenta un periodo de valor la tercera parte de aquel de la intensidad de fase.

2.5. Teoría de la potencia reactiva instantánea modificada

En 1994 se formula una teoría modificada de la potencia instantánea a partir de la definición de lo que se denomina potencia reactiva instantánea generalizada. La teoría modificada es también aplicable a sistemas trifásicos de cuatro conductores que permite definir la potencia reactiva instantánea en cada fase de forma unívoca. Sin embargo, la potencia reactiva instantánea definida por la teoría modificada es diferente de aquella definida por la teoría original para sistemas trifásicos de cuatro conductores cuyas tensiones e intensidades incluyan componentes de secuencia cero. Por lo tanto, la teoría modificada será diferente en sus características de compensación respecto de la teoría original cuando ambas se aplican al control de un filtro activo sin elementos almacenadores de energía.

2.5.1. La potencia reactiva instantánea generalizada

Para un sistema de potencia trifásico, se parte del vector de tensiones instantáneas \mathbf{u} y el vector de intensidades instantáneas de línea \mathbf{i} , expresados ambos en forma vectorial. Así, la potencia real instantánea viene dada por el producto escalar de ambos vectores.

$$p(t) = \mathbf{v}^T * \mathbf{i} \quad (44)$$

Por otra parte, como novedad se define un nuevo vector instantáneo \mathbf{q} a través del producto vectorial de tensión e intensidad.

$$\mathbf{q}(t) = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (45)$$

Este vector \mathbf{q} se define como vector potencia reactiva instantánea, y a su modulo q se designa como potencia reactiva instantánea.

La formulación propuesta establece que el vector de intensidades trifásico es la suma de dos componentes:

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q \quad (46)$$

donde:

\mathbf{i}_p : vector intensidad activa instantánea

\mathbf{i}_q : vector intensidad reactiva instantánea

Cada vector componente viene definido por:

$$\mathbf{i}_p = \frac{p(t)}{\mathbf{v}^T * \mathbf{v}} \mathbf{v} \quad (47)$$

$$\mathbf{i}_q = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{\mathbf{v}^T * \mathbf{v}} \quad (48)$$

La relación obtenida por el vector i se deduce directamente de un conocido teorema del algebra vectorial, que establece que un vector i puede ser determinado conocidos el producto escalar $v^T * i$ y el producto vectorial $v \times i$ por un vector dado v .

En este punto hay que decir que la intensidad activa instantánea i_p , actualmente denominada intensidad de potencia instantánea, es reclamada por Depenbrock como el primer investigador en introducirla. No obstante, la forma aquí presentada es la debida a Rossetto-Tenti, popularizada posteriormente por Willems.

2.5.2. La teoría de la potencia reactiva instantánea modificada

La teoría modificada planteada en coordenadas 0- α - β , y que tanto, sigue un lenguaje análogo al utilizado por la teoría original, fue presentado por Kim-Akagi en 1997. Esta formulación define una potencia real instantánea p y tres potencias imaginarias instantáneas q_0 , q_α , q_β en la forma.

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \\ v_\beta & 0 & -v_0 \\ -v_\alpha & v_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (49)$$

De la ecuación anterior se sigue

$$v_0 q_0 + v_\alpha q_\alpha + v_\beta q_\beta = 0 \quad (50)$$

El rango de la matriz de transformación (*mapping matrix*) en la ec.49. es tres, así que el número de variables independientes entre q_0 , q_α y q_β es dos. Como resultado, esto supone un espacio de potencia tridimensional semejante al referido en la teoría original. Sin embargo, las dos matrices de transformación definidas por la ec.6. y ec.49. son diferentes en su formulación como se verá posteriormente. Siempre, es posible una transformación inversa en la forma

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v^2_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta & 0 & v_0 \\ v_\beta & v_\alpha & -v_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (51)$$

donde:

$$v^2_{0\alpha\beta} = v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2 \quad (52)$$

Ahora, ya es posible obtener unas expresiones explicitas para las intensidades en cada fase a partir de la ec.51. Así, se distinguen las componentes

$$i_0 = i_{0p} + i_{0q} \quad (53)$$

$$i_{\alpha} = i_{\alpha p} + i_{\alpha q} \quad (54)$$

$$i_{\beta} = i_{\beta p} + i_{\beta q} \quad (55)$$

donde:

i_{0p} : Intensidad activa instantánea de secuencia cero

i_{0q} : Intensidad reactiva instantánea de secuencia cero

La ecuación 53 supone que la intensidad instantánea de secuencia cero, i_o , se puede dividir en dos intensidades, i_{0p} , e i_{0q} ; así es posible encontrar las siguientes relaciones de potencia:

$$p(t) = v_0 i_{0p} + v_{\alpha} i_{\alpha p} + v_{\beta} i_{\beta p} = p_{0p} + p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (56)$$

$$0 = v_0 i_{0q} + v_{\alpha} i_{\alpha q} + v_{\beta} i_{\beta q} = p_{0q} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (57)$$

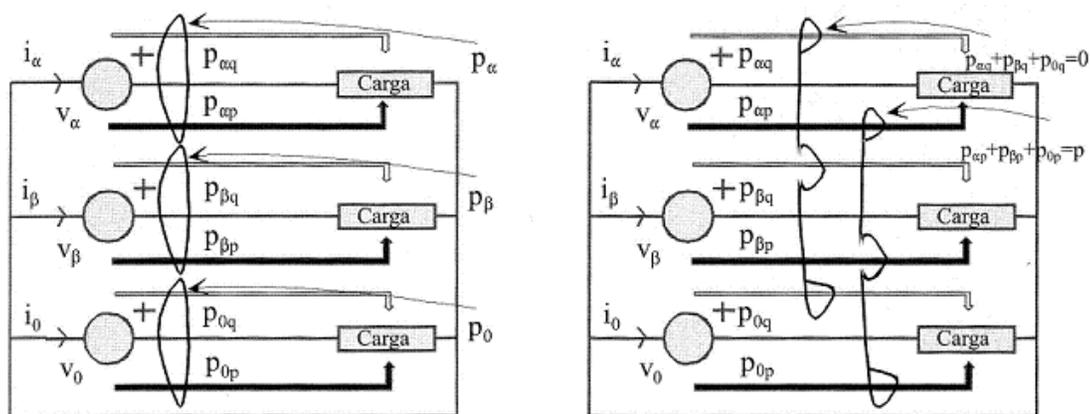
En estas expresiones, P_{0p} y P_{0q} son referidas como,

P_{0p} : potencia activa instantánea de secuencia cero

P_{0q} : potencia reactiva instantánea de secuencia cero

La figura 20 describe el flujo de potencia basado en la teoría modificada. Está claro de las ecuaciones 23 a 25 de que la teoría modificada está caracterizada por tratar de igual forma al circuito de fase cero, el circuito de fase α , y el circuito de fase β . Esto supone que la intensidad de secuencia cero queda dividida en dos componentes, una activa y otra reactiva.

Figura 20. Flujo de potencia basado en la teoría de la potencia reactiva



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 77.

2.5.3. Similitudes y diferencias entre la teoría modificada y la teoría original

La cuestión sobre las similitudes y las diferencias entre la teoría modificada y la teoría original se concentra en como tratan ambas el circuito de secuencia cero en un sistema trifásico de cuatro conductores. En esa situación existe una diferencia significativa en sus matrices de transformación. Por lo tanto, en lo que sigue se consideraran las cuatro combinaciones posibles respecto de v_0 e i_0 .

a) Caso de $v_0 \neq 0$ e $i_0 \neq 0$.

La teoría original considera el circuito de secuencia cero como un circuito monofásico independiente del circuito de fase α y del circuito de fase β , justamente como el método de las componentes simétricas. En un circuito monofásico, es posible definir la potencia activa instantánea como el producto de la tensión y la corriente instantánea. Por otro lado, sería imposible definir de forma única una potencia reactiva instantánea en un instante de tiempo. La teoría original trata a la corriente de secuencia cero, i_0 , como una intensidad activa instantánea porque el circuito de secuencia cero forma una potencia activa instantánea, $p_0 = v_0 i_0$, cuando $v_0 \neq 0$. Por ello ninguna intensidad reactiva instantánea existe en el circuito de secuencia cero.

b) Caso de $v_0 = 0$ e $i_0 = 0$.

La teoría original y la teoría modificada son idénticas en un sistema trifásico de tres conductores que excluya la tensión de secuencia cero.

c) Caso de $v_0 = 0$ e $i_0 \neq 0$.

Si $v_0 = 0$, p_0 es siempre cero, independientemente de la existencia de i_0 . Para la teoría original i_0 es simplemente una intensidad instantánea en el circuito de secuencia cero cuando $v_0 \neq 0$. Por otro lado, la teoría modificada divide i_0 en i_{0p} e i_{0q} . Si $v_0 = 0$, es claro que $i_{0p} = 0$, por lo que $i_0 = i_{0q}$. Por lo tanto, la teoría modificada mantiene que i_0 es una intensidad reactiva instantánea cuando $v_0 = 0$. Sin embargo, la experiencia demuestra que no es necesario ningún elemento almacenador de energía en un filtro activo para compensar i_0 cuando $v_0 = 0$.

d) Caso de $v_0 \neq 0$ e $i_0 = 0$.

Para esta situación la teoría modificada produce

$$i_0 = i_{0p} + i_{0q} = 0 \quad (58)$$

$$i_{0p} = -i_{0q} \quad (59)$$

así que divide i_0 en i_{0p} e i_{0q} incluso en un sistema trifásico de tres conductores que incluya tensión de secuencia cero. Sin embargo, es imposible controlar i_{0p} e i_{0q} independientemente, ya que no circula corriente de secuencia cero en un sistema de tres conductores.

2.6. Aplicación de la teoría de la potencia reactiva instantánea a las estrategias de control para la compensación de la carga sin elementos almacenadores de energía.

Desde su origen, la teoría de la potencia instantánea ha estado ligada a la búsqueda de estrategias de compensación en el control de los filtros activos de potencia. Podría decirse incluso que su origen vino motivado principalmente por las necesidades que el diseño del control de aquellos exigía en el caso de cargas trifásicas no lineales.

En el lenguaje de la teoría original, las potencias intercambiadas por la carga se dividen en dos componentes,

$$P_{L_{\alpha\beta}} = P_{L_{dc}} + P_{L_{ac}} \quad (60)$$

$$q_{L_{\alpha\beta}} = q_{L_{dc}} + q_{L_{ac}} \quad (61)$$

donde

$P_{L_{dc}}, q_{L_{dc}}$: componentes de valor constante

$P_{L_{ac}}, q_{L_{ac}}$: componentes de frecuencia

Un filtro paso-bajo sería capaz de discernir entre una componente de potencia u otra. Un acondicionador activo de potencia (filtro activo) conectado en paralelo con la carga inyectará unas corrientes de compensación determinadas por las intensidades de referencia del circuito de control, figura 21. Para un sistema trifásico de tres conductores las intensidades del compensador son,

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (62)$$

Donde:

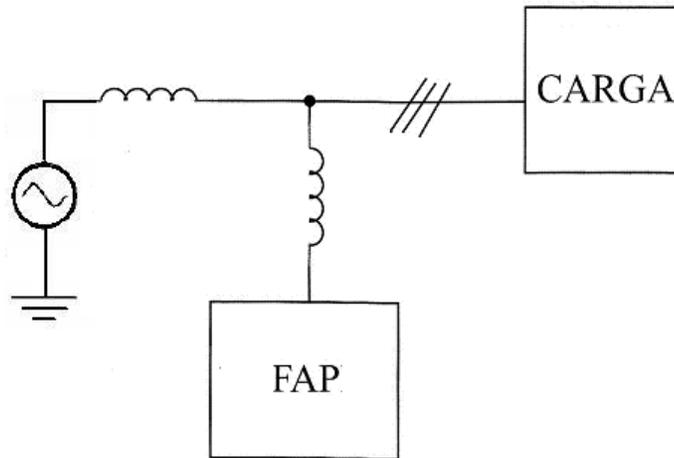
p^* : potencia real instantánea de referencia

q^* : potencia imaginaria instantánea de referencia

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

La función específica de compensación del acondicionador activo está decidida por los términos para p^* y q^* del lado derecho de (60) y (61) que se incluyan. En otras palabras, el acondicionador activo shunt puede compensar no solo armónicos sino también potencia reactiva y componentes de secuencia negativa de acuerdo a sus objetivos de control.

Figura 21. Circuito trifásico a cuatro conductores con un filtro activo de potencia actuando como compensador



Si se realiza un análisis sobre compensación en un sistema trifásico de cuatro conductores, donde pueda existir una tensión de secuencia cero, a través de la teoría de la potencia reactiva instantánea original y la teoría modificada se siguen las siguientes conclusiones: Cuando $v_0 = 0$, la estrategia de control basada en la teoría modificada es idéntica a aquella basada en la teoría original; por tanto, ambas tienen las mismas características de compensación. Cuando $v_0 \neq 0$, ambas teorías dan lugar a diferentes estrategias de control, de donde resultan distintas características de compensación. En particular, la teoría modificada no puede compensar completamente la intensidad de secuencia cero, $i_{C0} \neq i_{L0}$.

En [24-25] se efectúa un ulterior análisis sobre distintas estrategias de control mediante filtros activos shunt a la luz de la que aquí se ha denominado teoría vectorial de la potencia instantánea. Allí se distinguen dos criterios de compensación posibles en los sistemas trifásicos de cuatro conductores: uno basado en el concepto de valor instantáneo y el otro en el concepto de valor promediado en el tiempo. Según el primero de ellos, la intensidad reactiva instantánea se reduce sin alterar la potencia activa quien se reduce a cero sin alterar la potencia media (compensación de promedio). Cuando existe la componente de tensión de secuencia cero, ambos criterios no permiten eliminar totalmente la corriente de neutro. Ante esta situación es posible distinguir dos enfoques. El primero de ellos es eliminar la intensidad pseudo-no-activa, que si permitirá eliminar totalmente la intensidad de neutro. La tabla I resume los dos tipos de compensación y los dos enfoques establecidos.

Las figuras 22 y 23 incluyen los resultados prácticos correspondientes a los dos enfoques de compensación. Se trata de un sistema trifásico a cuatro conductores con tensión de fuente desequilibrada y no senoidal. La carga consiste en una configuración en estrella donde cada rama de la estrella está formada por dos SCRs para comprobar su respuesta dinámica. La figura 22(a), presenta, la intensidad de fuente en la fase a en el caso de compensación instantánea sin eliminar la componente de secuencia cero de intensidad (primer enfoque). La figura 22(b) muestra la intensidad de neutro para esta situación. Las figuras 22(c) y 22(d) muestran las formas de onda resultantes para el segundo enfoque. Cuando el compensador se conecta, la intensidad de neutro se anula para cualquier condición de la carga.

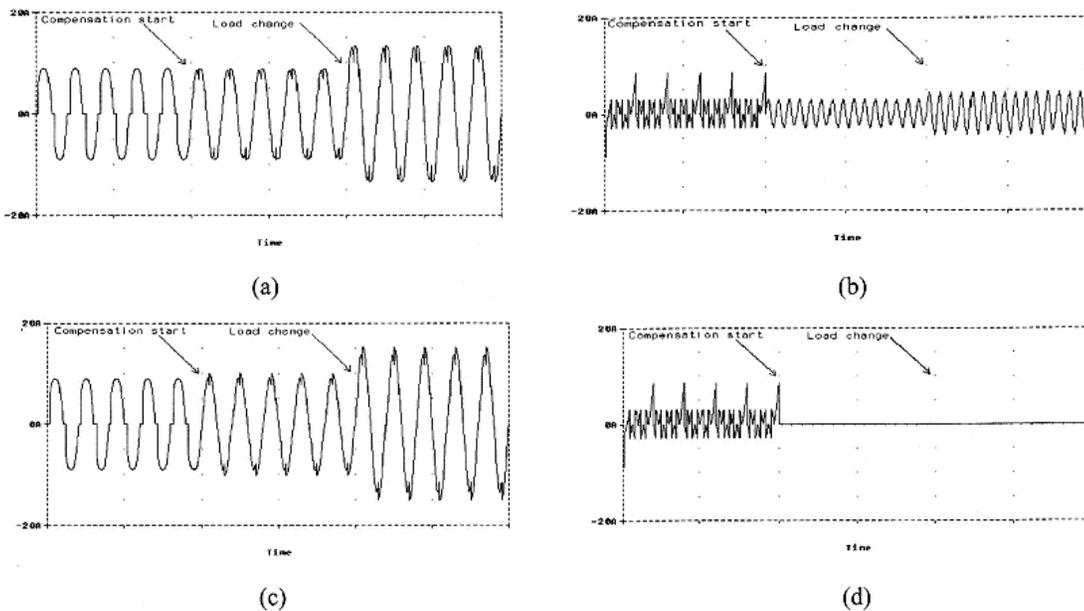
Tabla I. Diferentes estrategias de compensación con filtros activos

| TIPOS DE COMPENSACION | PRIMER ENFOQUE $i_{so} \neq 0$ | SEGUNDO ENFOQUE $i_{so} = 0$ |
|---|--|--|
| COMPENSACION INSTANTANEA Compensacion sin elementos almacenadores de energia $P_c(t)=0$ | $i_s = \frac{P_u}{u^2} u$ $i_c = i - i_s$ | $i_{sv} = \frac{P_u}{v^2} v$ $i_c = i - i_{sv}$ |
| COMPENSACION DE VALOR MEDIO Compensacion sin elementos almacenadores de energia, $P_c(t) \neq 0$, $\langle P_c(t) \rangle = 0$ | $i_s = \frac{P}{U^2} u$ $i_c = i - i_s$ | $i_{sv} = \frac{P}{V^2} v$ $i_c = i - i_{sv}$ |

Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 81.

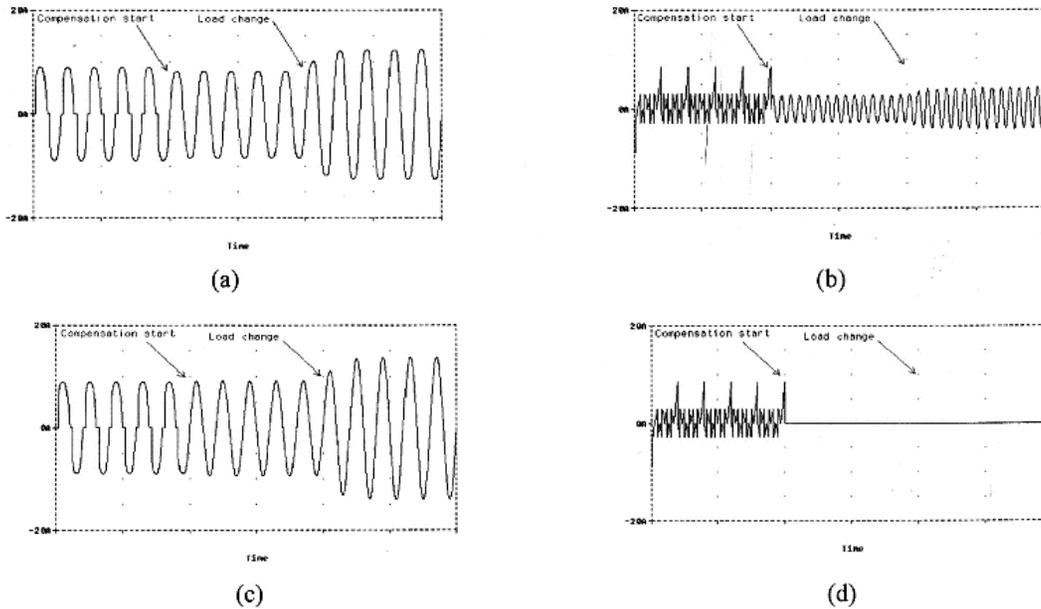
Figura 22. Formas de onda antes/después de la compensación instantánea.

- (a) Intensidad de fuente de la fase a para el primer enfoque. (b) Intensidad de neutro.
(c) Intensidad de fuente de la fase a para el segundo enfoque. (d) intensidad de neutro.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Página 82

Figura 23. Formas de onda antes/después de la compensación de valor medio.
(a) intensidad de fuente de fase a para el primer enfoque. (b) intensidad de neutro.
(c) intensidad de fuente de la fase a para el segundo enfoque. (d) intensidad de neutro.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en Régimen No Sinusoidal, Pagina 82.

La figura 23 muestra las formas de onda resultantes para la compensación de valor medio con los dos enfoques. La figura 23(a) presenta la intensidad de fuente en la fase a sin cancelación completa de la componente de secuencia cero (primer enfoque). La figura 23(b) muestra, para el primer enfoque, la intensidad de neutro antes y después de la compensación. La figura 23(c) muestra la intensidad de fuente con eliminación de componente de secuencia cero (segundo enfoque). Finalmente, en la figura 23(d) aparece la intensidad de neutro para el segundo enfoque.

2.7. Ejemplos de aplicación

Para dotar de significado físico a los conceptos que se han introducido, se muestran varios ejemplos a los que se aplican las nuevas teorías y se comparan con los resultados obtenidos en la teoría convencional. En los ejemplos que se muestran se utiliza la TPRI original, aplicada a redes con neutro. La TPRI solo es aplicable a redes trifásicas. En redes monofásicas no tiene sentido hablar de *potencia reactiva instantánea*, y las únicas componentes de potencia instantánea que existen son la componente continua y la componente alterna de la *potencia activa instantánea*.

En una red monofásica con tensiones y corrientes senoidales la componente continua de potencia coincide con la potencia activa convencional (P), mientras que el valor máximo de la componente alterna es la potencia reactiva convencional (Q). Efectivamente, en un sistema monofásico cuya tensión y corriente se pueden expresar como:

$$v = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (63)$$

La potencia instantánea vale:

$$p(t) = v \cdot i = V \cdot I \cdot \cos \varphi \cdot (1 - \cos 2\omega t) - V \cdot I \cdot \sin \varphi \cdot \sin 2\omega t = \bar{p} + \tilde{p} \quad (64)$$

El valor medio de la potencia instantánea es la potencia activa, y vale:

$$P = V \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (65)$$

De igual modo, la potencia reactiva en el sentido convencional, se define como el módulo del segundo sumando de la expresión anterior:

$$Q = V \cdot I \cdot \sin \varphi \quad (66)$$

2.7.1. Aplicación a un sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes

Sea un sistema trifásico equilibrado de tensiones cuyos valores de tensión y corriente son los siguientes:

$$v_a = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad i_a = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (67)$$

$$v_b = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad i_b = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \varphi\right) \quad (68)$$

$$v_c = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad i_c = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3} - \varphi\right) \quad (69)$$

Estos valores serán las componentes de los respectivos vectores espaciales de tensión y corriente, de modo que:

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (70)$$

Donde ya conocemos que C es la Transformación de Concordia:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (71)$$

Resolviendo el sistema para voltajes, queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ \sqrt{2}V \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2}V \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{2}{3}\sqrt{3}V \sin \omega t - \frac{1}{3}\sqrt{3}V \sin(\frac{2}{3}\pi + \omega t) - \frac{1}{3}\sqrt{3}V \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ V \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) - V \sin(\frac{2}{3}\pi + \omega t) \\ \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}V \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}V \sin(\frac{2}{3}\pi + \omega t) + \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}V \sin \omega t \end{bmatrix}$$

Luego desarrollamos cada uno de los términos del resultado anterior queda:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3}\sqrt{3}V \sin \omega t + \frac{1}{6}\sqrt{3}V \sin \omega t - \frac{1}{2}V \cos \omega t + \frac{1}{2}V \cos \omega t + \frac{1}{6}\sqrt{3}V \sin \omega t \\ -\frac{1}{2}V \sin \omega t - \frac{1}{2}\sqrt{3}V \cos \omega t + \frac{1}{2}V \sin \omega t - \frac{1}{2}\sqrt{3}V \cos \omega t \\ -\frac{1}{2}\sqrt{2}V \cos \omega t - \frac{1}{6}\sqrt{2}\sqrt{3}V \sin \omega t + \frac{1}{2}\sqrt{2}V \cos \omega t - \frac{1}{6}\sqrt{2}\sqrt{3}V \sin \omega t + \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}V \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (73)$$

Si simplificamos los términos de la expresión anterior obtenemos:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V \sin wt \\ -\sqrt{3}V \cos wt \\ 0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

Al igual que para el voltaje se trabajan las corrientes, de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2}I \sin(wt - \varphi) \\ \sqrt{2}I \sin(wt - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ \sqrt{2}I \sin(wt + \frac{2\pi}{3} - \varphi) \end{bmatrix} \quad (75)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{2}{3}\sqrt{3}I \sin(tw - \varphi) - \frac{1}{3}\sqrt{3}I \sin(tw - \varphi - \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{3}\sqrt{3}I \sin(\frac{2}{3}\pi - \varphi + tw) \\ I \sin(tw - \varphi - \frac{2}{3}\pi) - I \sin(\frac{2}{3}\pi - \varphi + tw) \\ \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}I \sin(tw - \varphi - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}I \sin(\frac{2}{3}\pi - \varphi + tw) + \frac{1}{3}\sqrt{2}\sqrt{3}I \sin(tw - \varphi) \end{bmatrix}$$

Al simplificar los términos del resultado de la expresión anterior, queda:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I \sin(wt - \varphi) \\ -\sqrt{3}I \cos(wt - \varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (76)$$

Con lo que, de la ecuación 13, las potencias activa y no activa instantáneas valdrán:

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Potencia Activa:

$$p = [\sqrt{3}V \sin wt][\sqrt{3}I \sin(wt - \varphi)] + [-\sqrt{3}V \cos wt][-\sqrt{3}I \cos(wt - \varphi)]$$
$$p = 3[V \sin wt][I \sin(wt - \varphi)] + 3[V \cos wt][I \cos(wt - \varphi)] \quad (77)$$

$$\bar{p} = 3VI \cos \varphi \quad (78)$$

Potencia Reactiva:

$$q = [\sqrt{3}V \sin wt][\sqrt{3}I \cos(wt - \varphi)] + [-\sqrt{3}V \cos wt][-\sqrt{3}I \sin(wt - \varphi)]$$
$$q = 3[V \sin wt][I \cos(wt - \varphi)] + 3[V \cos wt][I \sin(wt - \varphi)] \quad (79)$$

$$\bar{q} = 3VI \sin \varphi \quad (80)$$

Estas expresiones son coincidentes con las obtenidas según la teoría convencional.

2. 7. 2. Aplicación a un sistema trifásico alimentando a cargas no lineales

El sistema de tensiones es equilibrado y senoidal, idéntico al del caso anterior, pero las corrientes por fase no son senoidales, contienen n armónicos y tienen las siguientes expresiones:

$$i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \quad (81)$$

$$i_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin \left[n \cdot \left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) - \varphi_n \right] \quad (82)$$

$$i_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin \left[n \cdot \left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) - \varphi_n \right] \quad (83)$$

Los valores de las corrientes referidos a los ejes α - β -0 serán

$$i_\alpha = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 - \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \quad (84)$$

$$i_\beta = \sum_{n=1}^{\infty} -2 \cdot I_n \cdot \cos(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (85)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 + 2 \cdot \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \quad (86)$$

Esta última expresión solo tiene valor no nulo para valores de n que sean múltiplos de 3, es decir, aparece una componente homopolar de corriente que está formada por los armónicos que son múltiplos de 3, y por ello se puede poner:

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{3n} \cdot \sin(3n \cdot \omega t - \varphi_{3n}) \quad (87)$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Utilizando las expresiones antes determinadas de las potencias, se obtiene:

$$p = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 - \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n-1)} \cdot \cos(3n \cdot \omega t - \varphi_{(3n-1)}) \\ + \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n+1)} \cdot \cos(3n \cdot \omega t + \varphi_{(3n+1)}) \quad (88)$$

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 = 0 \quad (89)$$

$$q = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n-1)} \cdot \sin(3n \cdot \omega t - \varphi_{(3n-1)}) \\ + \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n+1)} \cdot \sin(3n \cdot \omega t + \varphi_{(3n+1)}) \quad (90)$$

Evidentemente, la potencia activa debida a la componente homopolar de corriente es nula, puesto que lo es la componente homopolar de tensión. Las expresiones obtenidas, tanto para la potencia activa como la no activa, constan básicamente de dos sumandos:

El primer sumando tiene un valor constante, y coincide respectivamente con la expresión convencional de las potencias activa y reactiva de un sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes senoidales.

El segundo sumando consta de varios sumandos a su vez, cuyo valor medio de cada uno de ellos es nulo, es decir, son componentes alternas de potencia.

Así, al primer sumando se le identifica con la componente continua de la potencia y a los otros sumandos con la componente alterna de la potencia respectiva, pudiendo poner:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (91)$$

En donde:

$$\bar{p} = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (92)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p} = & - \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n-1)} \cdot \cos(3n \cdot \omega t - \varphi_{(3n-1)}) \\ & + \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n+1)} \cdot \cos(3n \cdot \omega t + \varphi_{(3n+1)}) \end{aligned} \quad (93)$$

$$\bar{q} = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \quad (94)$$

$$\begin{aligned} \tilde{q} = & - \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n-1)} \cdot \sin(3n \cdot \omega t - \varphi_{(3n-1)}) \\ & + \sum_1^{\infty} 3 \cdot V \cdot I_{(3n+1)} \cdot \sin(3n \cdot \omega t + \varphi_{(3n+1)}) \end{aligned} \quad (95)$$

Las componentes continuas de potencia coinciden con las definiciones tradicionales de potencia activa (P) y reactiva (Q), mientras que las componentes alternas representan la potencia de distorsión, de modo que en este caso se puede poner:

$$D = \sqrt{\tilde{P}^2 + \tilde{Q}^2} \quad (96)$$

Donde \tilde{P} y \tilde{Q} son los valores medios cuadráticos de las componentes alternas de las potencias instantáneas respectivas. Además, la componente alterna de p representa la energía que está circulando de la fuente a la carga y viceversa y es la componente armónica debida a esa potencia, cuyo valor medio es nulo. La componente alterna de q representa la componente armónica debida a la energía reactiva en cada fase, su valor medio es nulo y además se cancela instantáneamente cuando se suman las correspondientes a cada fase. Este último hecho es el que permite la compensación de esta componente armónica sin necesidad de sistemas de almacenamiento de energía.

2.7.3. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente senoidales desequilibradas, alimentando a cargas lineales

Para el estudio de esta situación se aplica la teoría de las *componentes simétricas* de Fortescue [Apéndice G] y la descomposición de las tensiones y corrientes en componentes directa, inversa y homopolar, también llamadas de secuencia positiva, negativa y cero.

Las expresiones que se obtienen para las tensiones y corrientes, en función del tiempo, son las siguientes:

$$v_a = \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) + \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_-) \quad (97)$$

$$v_k = \sqrt{2} \cdot V_n \cdot \sin(\omega t + \phi_n) + \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_+) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_-) \quad (98)$$

$$v_c = \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \phi_0) + \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_+) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_-) \quad (99)$$

Aplicando la transformación a los ejes α - β - 0 , se obtiene:

$$v_\alpha = \sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \phi_+) + \sqrt{3} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \phi_-) \quad (100)$$

$$v_\beta = -\sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \cos(\omega t + \phi_+) + \sqrt{3} \cdot V_- \cdot \cos(\omega t + \phi_-) \quad (101)$$

$$v_0 = \sqrt{6} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \phi_0) \quad (102)$$

Y, de igual forma, para las corrientes:

$$i_\alpha = \sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \gamma_+) + \sqrt{3} \cdot I_- \cdot \sin(\omega t + \gamma_-) \quad (103)$$

$$i_\beta = -\sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \cos(\omega t + \gamma_+) + \sqrt{3} \cdot I_- \cdot \cos(\omega t + \gamma_-) \quad (104)$$

$$i_0 = \sqrt{6} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \gamma_0) \quad (105)$$

En las expresiones anteriores se observa que las componentes directa e inversa aparecen solo en las componentes α y β , mientras que la componente de secuencia cero aparece solamente en el eje 0 .

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Ahora ya es posible obtener los valores de las componentes de potencias instantáneas, como anteriormente, de modo que se obtienen unas componentes continuas y otras alternas de valor medio nulo, que son:

Componente continua de la potencia activa instantánea:

$$\bar{p} = 3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \cos(\varphi_+ - \gamma_+) + 3 \cdot V_- \cdot I_- \cdot \cos(\varphi_- - \gamma_-) \quad (106)$$

Componente continua de la potencia imaginaria instantánea:

$$\bar{q} = -3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \sin(\varphi_+ - \gamma_+) + 3 \cdot V_- \cdot I_- \cdot \sin(\varphi_- - \gamma_-) \quad (107)$$

Componente alterna de la potencia activa instantánea:

$$\tilde{p} = -3 \cdot V_+ \cdot I_- \cdot \cos(2\omega t + \varphi_+ - \gamma_-) - 3 \cdot V_- \cdot I_+ \cdot \cos(2\omega t + \varphi_- - \gamma_+) \quad (108)$$

Componente alterna de la potencia imaginaria instantánea:

$$\tilde{q} = 3 \cdot V_+ \cdot I_- \cdot \sin(2\omega t + \varphi_+ - \gamma_-) - 3 \cdot V_- \cdot I_+ \cdot \sin(2\omega t + \varphi_- - \gamma_+) \quad (109)$$

Componente continua de la potencia homopolar:

$$\bar{p}_0 = 3 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \cos(\varphi_0 - \gamma_0) \quad (110)$$

Componente alterna de la potencia homopolar:

$$\tilde{p}_0 = -3 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \cos(2\omega t + \varphi_0 + \gamma_0) \quad (111)$$

De las expresiones obtenidas se pueden hacer las siguientes observaciones:

- Las tres componentes de potencia tienen componente continua y componente alterna, incluso aunque no haya presencia de armónicos, como es el caso.
- Las componentes alternas de potencia activa y reactiva son debidas a la presencia simultánea de las componentes directa e inversa de tensiones y corrientes.

- Las componentes homopolares de tensión y corriente solamente intervienen en la potencia homopolar y no en la activa y reactiva.
- No hay componente reactiva de potencia homopolar.
- La componente de potencia activa homopolar consta de una componente continua y alterna.
- El circuito homopolar actúa como un sistema monofásico independiente y las expresiones de las componentes de potencia activa son idénticas que en el caso monofásico.

De este modo se puede poner, con las precisiones que se acaban de hacer:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (112)$$

Conviene constatar lo interesante que resulta, de cara a los procesos de compensación, que el circuito homopolar se pueda considerar como independiente y se pueda tratar de este modo.

2.7.4. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente no senoidales y desequilibradas

Este es el caso más general en el que, además de la presencia de desequilibrio de tensión y corrientes, se añade la presencia de armónicos de ambos tipos.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Es una combinación de los dos casos descritos anteriormente, de modo que los resultados obtenidos también lo son y es de esperar que todas las componentes de potencia instantánea posean componente continua y alterna. La cuestión está en precisar de qué consta cada componente de potencia en relación a las componentes simétricas de Fortescue y la presencia de armónicos.

El proceso de análisis consta de los siguientes pasos:

- Determinar la componente fundamental y los armónicos mediante el desarrollo en serie de Fourier de las formas de onda de tensión.
- Aplicar la transformación de Fortescue para la determinación de las componentes simétricas de la componente fundamental y los armónicos.
- Determinar las componentes según los ejes α - β -0.
- Obtener las expresiones de las potencias instantáneas.

Siguiendo un proceso similar al seguido en los casos anteriores, se obtiene:

$$v_{\alpha} = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot V_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (113)$$

$$v_{\beta} = \sum_{n=1}^{n=\infty} -\sqrt{3} \cdot V_{+n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (114)$$

$$v_0 = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{6} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{0n}) \quad (115)$$

De forma similar para las corrientes:

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \gamma_{-n}) \quad (116)$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{n=\infty} -\sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\omega_n t + \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\omega_n t + \gamma_{-n}) \quad (117)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{6} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \gamma_{0n}) \quad (118)$$

A partir de aquí, como anteriormente, se pueden obtener las expresiones de las potencias, descompuestas en las respectivas componentes continua y alterna.

$$\bar{P} = \sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\varphi_{+n} - \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\varphi_{-n} - \gamma_{-n}) \quad (119)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p} = & \sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{+n} \cdot I_{-n} \cdot \cos(2\omega_n t + \varphi_{+n} + \gamma_{-n}) + \\ & + \sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{-n} \cdot I_{+n} \cdot \cos(2\omega_n t + \varphi_{-n} + \gamma_{+n}) + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{+m} - \gamma_{+n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{-m} - \gamma_{-n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{+m} + \gamma_{-n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{-m} + \gamma_{+n}) \right] \end{aligned} \quad (120)$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\varphi_{+n} - \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\varphi_{-n} - \gamma_{-n}) \quad (121)$$

$$\begin{aligned} \tilde{q} = & \sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{+n} \cdot I_{-n} \cdot \sin(2\omega_n t + \varphi_{+n} + \gamma_{-n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{-n} \cdot I_{+n} \cdot \sin(2\omega_n t + \varphi_{-n} + \gamma_{+n}) + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{+m} - \gamma_{+n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{-m} - \gamma_{-n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{+m} + \gamma_{-n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1(m \neq n)}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{n=\infty} -3 \cdot V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{-m} + \gamma_{+n}) \right] \end{aligned} \quad (122)$$

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{n=\infty} 3 \cdot V_{0n} \cdot I_{0n} \cdot \cos(\varphi_{0n} - \gamma_{0n}) \quad (123)$$

De estas expresiones también se puede concluir que:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (124)$$

Y también que:

Las tres componentes de potencia tienen componente continua y componente alterna.

- Las componentes continuas de potencia activa y reactiva son debidas a la presencia simultánea de las componentes directa e inversa de tensiones y corrientes.
- Las componentes alternas de 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 componentes homopolares de tensión y corriente solamente intervienen en la potencia homopolar y no en la activa y reactiva.
- No hay componente reactiva de potencia homopolar.
- 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.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

3. SISTEMA DE REFERENCIA SÍNCRONO

3.1. Sistema de ejes en movimiento d-q-0

En este capítulo 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 FAP.

La conversión entre el sistema de ejes fijos $a-b-c$ y el nuevo sistema de ejes en movimiento $d-q-0$, se hará mediante la transformación de Park (Apéndice G), muy utilizada en el estudio de las máquinas eléctricas.

Mediante la sincronización del sistema de ejes en movimiento, con la tensión de red como referencia, se conseguirá hacer la discriminación de las componentes de corriente que interesan para la compensación.

Este método, denominado *Sistema de Referencia Síncrono* (SRS), aplicado a la compensación de energía reactiva y armónicos en los FAP, no precisa el conocimiento de las potencias instantáneas, como en los métodos desarrollados en el capítulo anterior.

3.2. Representación matricial

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 .

El paso del sistema de ejes $a-b-c$ al $d-q-0$ se hace a través de la transformación de Park, de modo que siendo X_a, X_b, X_c , tres señales eléctricas, caracterizadas por tres valores escalares función del tiempo, estas se pueden expresar en el sistema $d-q-0$, según la matriz de transformación, como:

$$\mathbf{x}_{dq0} = [P] \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad \text{en donde} \quad [P] = [\rho(\theta)] \cdot [C] \quad (1)$$

Siendo $[C]$ la matriz de Concordia ya conocida y $[\rho(\theta)]$ la matriz de rotación del sistema de ejes $d-q-0$ respecto al sistema de ejes $\alpha-\beta-0$, de tal forma que:

$$\mathbf{x}_{dq0} = [\rho(\theta)] \cdot \mathbf{x}_{\alpha\beta z} \quad \text{siendo} \quad [\rho(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

La matriz de Park tiene la siguiente expresión:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Como es sabido, esta matriz cumple con la condición de ortogonalidad y también de ortonormalidad, y por lo tanto:

$$[P]^{-1} = [P]^T \quad (4)$$

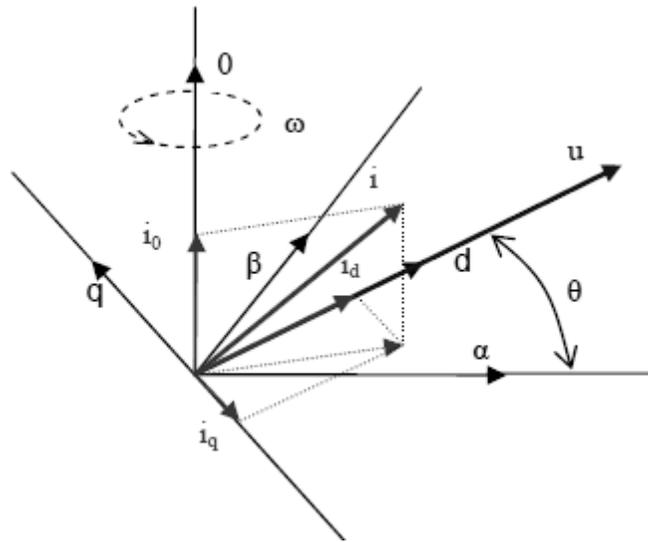
Observando la tercera fila de las matrices correspondientes a las transformaciones de Concordia y Park, que se refiere a la componente homopolar, se aprecia que es idéntica en ambas transformaciones, lo cual es debido al modo como se han definido los ejes $d-q-0$ anteriormente. El eje 0, sobre el que se sitúa la componente homopolar, es común a ambos sistemas de referencia, y sólo los ejes $d-q$ están girados un ángulo θ respecto a los $\alpha-\beta$.

Si se aplicara esta transformación a los sistemas monofásicos y trifásicos, equilibrados o no, con o sin armónicos, se observaría que las potencias instantáneas en el nuevo sistema de referencia permanecen invariantes, debido a la condición de ortonormalidad de la transformación de Park. Por lo tanto, y dado que la exposición de estas transformaciones se hace motivada por su aplicación en la eliminación de armónicos y potencia reactiva, ambas son equivalentes para este fin, sin que esta última aporte ninguna ventaja destacable si se hace uso de la *potencia instantánea* para aplicar el método de compensación.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

No obstante, la transformación de Park, al situar al sistema eléctrico referido a un sistema de ejes móviles, cuya posición en el tiempo queda establecida mediante el conocimiento del ángulo θ , permite idear otro método de compensación si en cada momento se tiene un conocimiento de este ángulo.

Figura 24. Coordenadas α - β -0 y d - q -0 con tensión orientada según eje d



Fuente: Manuel Roman Lumbreras, Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva, Página 74.

Para el desarrollo de este método se utilizará la matriz de rotación $\rho(\theta)$, de modo que para obtener las componentes de Park se partirá del conocimiento de las tres componentes α - β -0.

$$\mathbf{x}_{dq0} = [\rho(\theta)] \cdot \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} \quad (5)$$

Que expresado en forma matricial:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [\rho(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

De donde:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_\alpha \cdot \cos(\theta) + x_\beta \cdot \sin(\theta) \\ -x_\alpha \cdot \sin(\theta) + x_\beta \cdot \cos(\theta) \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Se observa que la componente según el eje 0, que es debida a la componente homopolar, permanece invariable frente a la transformación de giro, como era de esperar y ya se ha apuntado anteriormente. También cabe mencionar que podemos trabajar este planteamiento de forma polar (representación polar), pero va más allá del alcance de este documento.

3.3. Significado físico. Ejemplos de aplicación

En los siguientes ejemplos se va aplicar el método SRS para la obtención de las componentes de corriente según los ejes de referencia $d-q-0$. A estos ejes se les aplica un *proceso de sincronización*, consistente en alinear el eje d del sistema móvil de coordenadas con la tensión de red y girando a la misma velocidad que esta respecto a los ejes fijos.

Todas las componentes de tensión o corriente que giren a la misma velocidad que los ejes en movimiento se percibirán como valores constantes, mientras que los armónicos, y las componentes inversas de esas tensiones y corrientes, figurarán como componentes alternas, permitiendo de este modo su discriminación.

3.3.1. Aplicación a un sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes

Sea ahora el sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes ya definido del siguiente modo:

$$v_a = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \qquad i_a = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \qquad (8)$$

$$v_b = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \qquad i_b = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \varphi\right) \qquad (9)$$

$$v_c = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \qquad i_c = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3} - \varphi\right) \qquad (10)$$

Los vectores espaciales de tensión y corriente serán, respectivamente:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \qquad \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (11)$$

De modo que:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \\ -\sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega t - \varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

En donde la componente homopolar de tensión e intensidad es nula, debido a que en todo momento es:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad \text{y} \quad i_a + i_b + i_c = 0 \quad (13)$$

Aplicando la matriz de rotación a las componentes obtenidas:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [\rho(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \\ -\sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin(\theta) \\ -\sqrt{3} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\theta) - \sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V \cdot \sin(\omega t - \theta) \\ -\sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Haciendo un desarrollo paralelo para la intensidad, se obtiene:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega t - \varphi) \cdot \sin(\theta) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \sin(\theta) - \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega t - \varphi) \cdot \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

De modo que:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi - \theta) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega t - \varphi - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

Si en las expresiones anteriores de la tensión e intensidad según los ejes $d-q-0$ se hace un proceso de *sincronización de los ejes en movimiento*, de modo que se cumpla en todo momento que:

$$\cos(\omega t - \theta) = 0 \quad \text{es decir que} \quad \omega t - \theta = \frac{\pi}{2} \quad \text{o bien} \quad \theta = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad (19)$$

Los valores de las componentes resultan ser:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\varphi) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

El sistema trifásico ha sido simplificado considerablemente, puesto que en tensión sólo hay componente según el eje d , que resulta ser un escalar de valor constante

$$v_d = \sqrt{3} \cdot V \quad v_q = 0 \quad v_0 = 0 \quad (21)$$

De igual modo la corriente tiene dos componentes escalares de valor constante, según el eje d y el eje q , cuyos valores serian las proyecciones de un escalar en los ejes d - q según el ángulo φ de desfase entre tensiones y corrientes en el sistema trifásico convencional.

$$i_d = \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad i_q = -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad i_0 = 0 \quad (22)$$

3.3.2. Sistema monofásico con cargas lineales

Sea un sistema monofásico cuya tensión y corriente se expresa como:

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$v = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (23)$$

Los vectores de tensión y corriente serán, respectivamente:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \\ 0 \\ V \cdot \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ 0 \\ I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Aplicando la matriz de rotación a las componentes obtenidas:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [\rho(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \\ 0 \\ V \cdot \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\theta) \\ -\sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\theta) \\ V \cdot \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Expresión en la que, como anteriormente, si se hace la sincronización y orientación del sistema de ejes que gira, de modo que:

$$\theta = \delta = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad \sin(\theta) = -\cos(\omega t) \quad \cos(\theta) = \sin(\omega t) \quad (28)$$

Se tiene:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin^2(\omega t) \\ -\sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \\ V \cdot \sin(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V \cdot \sin^2(\omega t) \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V \cdot \sin(2 \cdot \omega t) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (29)$$

Esta expresión parece que es más complicada que la simple ecuación de tensión del sistema monofásico, pero tiene la particularidad de que, observando los valores medios de las componentes $d-q-0$, solamente la componente según el eje d tiene valor medio no nulo. Este hecho se puede utilizar para, a partir de un sistema monofásico, crear un sistema trifásico equilibrado equivalente, o bien para equilibrar cargas desequilibradas en sistemas trifásicos.

Así que se puede poner:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_d + \tilde{v}_d \\ \bar{v}_q + \tilde{v}_q \\ \bar{v}_0 + \tilde{v}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \\ \bar{v}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \\ \tilde{v}_0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

De tal forma que:

$$\bar{v}_d = \frac{V}{\sqrt{3}} \quad \bar{v}_q = 0 \quad \bar{v}_0 = 0 \quad (31)$$

Haciendo un desarrollo paralelo para la intensidad, se obtiene:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \cos(\theta) \\ -\sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \sin(\theta) \\ I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (32)$$

En donde aplicando el mismo valor de θ , se tiene:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \sin(\omega t) \\ -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \cos(\omega t) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (33)$$

Que desarrollando, resulta:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot (\sin^2(\omega t) \cdot \cos(\varphi) - \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin(\varphi)) \\ -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot (\sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\varphi) - \cos^2(\omega t) \cdot \sin(\varphi)) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot (\sin^2(\omega t) \cdot \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega t) \cdot \sin(\varphi)) \\ -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot (\frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega t) \cdot \cos(\varphi) - \cos^2(\omega t) \cdot \sin(\varphi)) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (35)$$

En esta expresión los valores medios de las componentes d y q no son nulos, mientras que la componente según el eje 0 si que lo es, y en general:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \\ \bar{i}_0 + \tilde{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{i}_0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

De modo que:

$$\bar{i}_d = \frac{I}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\varphi) \quad \bar{i}_q = -\frac{I}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\varphi) \quad \bar{i}_0 = 0 \quad (37)$$

3.3.3. Aplicación a un sistema trifásico alimentando a cargas no lineales

El sistema de tensiones es equilibrado y senoidal, idéntico al del caso considerado anteriormente en el apartado 3.3.1, de modo que:

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$\mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Pero las corrientes por fase no son senoidales, contienen n armónicos y tienen las siguientes expresiones:

$$i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \quad (39)$$

$$i_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin \left[n \cdot \left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) - \varphi_n \right] \quad (40)$$

$$i_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin \left[n \cdot \left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) - \varphi_n \right] \quad (41)$$

Los valores de las corrientes referidos a los ejes α - β serán:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$i_\alpha = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 - \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \quad (43)$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -2 \cdot I_n \cdot \cos(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (44)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 + 2 \cdot \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right] \quad (45)$$

Esta última expresión, como ya se ha indicado en otras ocasiones, solo tiene valor no nulo para valores de n que sean múltiplos de 3, es decir, aparece una componente homopolar de corriente que está formada por los armónicos que son múltiplos de 3, y por ello se puede poner:

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{3n} \cdot \sin(3n \cdot \omega t - \varphi_{3n}) \quad (46)$$

Aplicando la matriz de rotación a las componentes obtenidas:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq0} &= [\rho(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 - \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right] \\ \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{6} \cdot I_n \cdot \cos(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{3n} \cdot \sin(3n \cdot \omega t - \varphi_{3n}) \end{bmatrix} \quad (47) \end{aligned}$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$\mathbf{i}_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 - \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot \cos(\theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_n \cdot \cos(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \sin(\theta) \\ - \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \left[1 - \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot \sin(\theta) - \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_n \cdot \cos(n \cdot \omega t - \varphi_n) \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \cos(\theta) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{3n} \cdot \sin(3n \cdot \omega t - \varphi_{3n}) \end{bmatrix} \quad (48)$$

Sabiendo que:

$$\theta = \delta = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad \sin(\theta) = -\cos(\omega t) \quad \cos(\theta) = \sin(\omega t) \quad (49)$$

También en este caso se puede poner:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \\ \bar{i}_0 + \tilde{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{i}_0 \end{bmatrix} \quad (50)$$

Y observando la expresión 48, está claro que la componente homopolar solo tiene componente alterna, mientras que las componentes según los otros ejes contienen componente continua y componente alterna de la correspondiente componente.

De tal modo que las componentes continuas según los ejes d - q corresponderán únicamente a la frecuencia fundamental, mientras que las componentes alternas serán debidas tanto a la componente fundamental como a los armónicos.

Así que, como anteriormente:

$$\bar{i}_d = \frac{I_1}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\varphi) \quad \bar{i}_q = -\frac{I_1}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\varphi) \quad \bar{i}_0 = 0 \quad (51)$$

Se puede demostrar que, en el hipotético caso de que la matriz de rotación se haga según un múltiplo del ángulo de rotación de la componente fundamental, es decir

$$[\rho(n \cdot \theta)] = \begin{bmatrix} \cos(n \cdot \theta) & \sin(n \cdot \theta) & 0 \\ -\sin(n \cdot \theta) & \cos(n \cdot \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (52)$$

Y haciendo también que:

$$n \cdot \theta = n \cdot \delta = n \cdot \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (53)$$

$$\sin(n \cdot \theta) = -\cos(n \cdot \omega t) \quad \cos(n \cdot \theta) = \sin(n \cdot \omega t)$$

Las componentes continuas de corriente, según los ejes d - q , serán debidas al armónico de orden n , mientras que la componente continua homopolar seguirá siendo nula, salvo en los casos en que la frecuencia de sincronización sea múltiplo de 3. Es decir:

$$\bar{i}_{dn} = \frac{I_n}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\varphi_n) \quad \bar{i}_{qn} = -\frac{I_n}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\varphi_n) \quad \bar{i}_{0n(n \neq 3)} = 0 \quad (54)$$

Este hecho es muy interesante, porque permite determinar el valor de los armónicos presentes mediante un proceso de sincronización con las frecuencias de los mismos y, si fuera el caso, se puede plantear la compensación selectiva de armónicos.

3.3.4. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente senoidales desequilibradas, alimentando a cargas lineales

Como ya se hizo en el caso de la TPRI , para el estudio de esta situación se aplica la teoría de las componentes simétricas de Fortescue y la descomposición en componente directa, inversa y homopolar obteniéndose, como entonces, los mismos resultados:

$$v_a = \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) + \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_-) \quad (55)$$

$$v_b = \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) + \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_+) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_-) \quad (56)$$

$$\begin{aligned}
 v_c = & \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) + \\
 & + \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_+) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_-)
 \end{aligned} \tag{57}$$

Aplicando la transformación a los ejes α - β -0, se obtiene:

$$v_\alpha = \sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{3} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_-) \tag{58}$$

$$v_\beta = -\sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \cos(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{3} \cdot V_- \cdot \cos(\omega t + \varphi_-) \tag{59}$$

$$v_0 = \sqrt{6} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \tag{60}$$

Y para las corrientes:

$$i_\alpha = \sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \gamma_+) + \sqrt{3} \cdot I_- \cdot \sin(\omega t + \gamma_-) \tag{61}$$

$$i_\beta = -\sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \cos(\omega t + \gamma_+) + \sqrt{3} \cdot I_- \cdot \cos(\omega t + \gamma_-) \tag{62}$$

$$i_0 = \sqrt{6} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \gamma_0) \tag{63}$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Aplicando la matriz de rotación a las componentes de corriente obtenidas y haciendo también que:

$$\theta = \delta = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad \sin(\theta) = -\cos(\omega t) \quad \cos(\theta) = \sin(\omega t) \quad (64)$$

Se obtiene:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\dot{i}}_d + \tilde{\dot{i}}_d \\ \bar{\dot{i}}_q + \tilde{\dot{i}}_q \\ \bar{\dot{i}}_0 + \tilde{\dot{i}}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\dot{i}}_d \\ \bar{\dot{i}}_q \\ \bar{\dot{i}}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\dot{i}}_d \\ \tilde{\dot{i}}_q \\ \tilde{\dot{i}}_0 \end{bmatrix} \quad (65)$$

En las expresiones anteriores, si el proceso de sincronización se hace con la frecuencia y el sentido de giro correspondiente al sistema directo, se puede afirmar que:

- Las componentes continuas de corriente según los ejes d - q son debidas exclusivamente a las componentes directas de intensidad.
- Las componentes alternas de corriente según los ejes d - q son debidas a las componentes inversas de intensidad y a los armónicos.
- La componente homopolar de corriente no tiene componente continua.

De tal modo que el valor de dichas componentes es:

$$\bar{i}_d = \frac{I_+}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\varphi_+ - \gamma_+) \quad \bar{i}_q = -\frac{I_+}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\varphi_+ - \gamma_+) \quad \bar{i}_0 = 0 \quad (66)$$

3.3.5. Aplicación a un sistema trifásico con neutro, con formas de onda de tensión y corriente no senoidales y desequilibradas

En este caso, además de la presencia de desequilibrio de tensión y corrientes, se añade la presencia de armónicos de ambos tipos. El resultado obtenido, en cuanto a las componentes de corriente, es conceptualmente idéntico a los casos anteriores, y el proceso a seguir es el siguiente:

- a) Determinar la componente fundamental y armónicos mediante el desarrollo en serie de Fourier de las formas de onda de tensión.
- b) Aplicar la transformación de Fortescue para la determinación de las componentes simétricas de la componente fundamental y armónicos.
- c) Determinar las componentes según los ejes α - β -0.
- d) Aplicar la matriz de rotación referida a la componente fundamental.

Siguiendo un proceso similar al seguido en los casos anteriores, se obtendría:

$$v_\alpha = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot V_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (67)$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

$$v_{\beta} = \sum_{n=1}^{n=\infty} -\sqrt{3} \cdot V_{+n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (68)$$

$$v_0 = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{6} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{0n}) \quad (69)$$

De forma similar para las corrientes:

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \gamma_{-n}) \quad (70)$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{n=\infty} -\sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\omega_n t + \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\omega_n t + \gamma_{-n}) \quad (71)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{n=\infty} \sqrt{6} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \gamma_{0n}) \quad (72)$$

Aplicando la matriz de rotación a las componentes de corriente obtenidas, y suponiendo que el ángulo de rotación está referido a la secuencia positiva de las componentes simétricas, y haciendo también que:

$$\theta = \delta = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad \sin(\theta) = -\cos(\omega t) \quad \cos(\theta) = \sin(\omega t) \quad (73)$$

Se obtiene, como anteriormente:

$$\mathbf{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \\ \bar{i}_0 + \tilde{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ \bar{i}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{i}_0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

En la expresión anterior, si el proceso de sincronización se hace con la frecuencia y el sentido de giro correspondiente al sistema directo de tensiones, se puede afirmar, como anteriormente, que:

- Las componentes continuas de corriente según los ejes d - q son debidas exclusivamente a las componentes directas de intensidad.
- Las componentes alternas de corriente según los ejes d - q son debidas a las componentes inversas de intensidad y a los armónicos.
- La componente homopolar de corriente no tiene componente continua.

De tal modo que el valor de dichas componentes son:

$$\bar{i}_d = \bar{i}_{d+1} = \frac{I_{+1}}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\varphi_{+1} - \gamma_{+1}) \quad \bar{i}_q = \bar{i}_{q+1} = -\frac{I_{+1}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\varphi_{+1} - \gamma_{+1}) \quad \bar{i}_0 = 0 \quad (75)$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

4. COMPENSACIÓN ACTIVA DE ARMÓNICOS Y ENERGÍA REACTIVA

4.1. Origen de la compensación activa

Los armónicos en las instalaciones eléctricas, han comenzado a tener su importancia en la década de los 90, donde la proporción del consumo electrónico se ha ido incrementando hasta ser comparable al consumo de los clásicos equipos eléctricos. Por lo regular los usuarios manifiestan sus quejas a las compañías eléctricas sobre la calidad del suministro, y sin embargo en la mayoría de las ocasiones los equipos que el usuario tiene conectados en su instalación, son el origen y la causa de la mala calidad de la alimentación. Equipos como ordenadores, balastos electrónicos, variadores de velocidad, rectificadores o fuentes de alimentación, son equipos que basan su funcionamiento en componentes de electrónica de potencia tales como diodos, tiristores, transistores, triacs y diacs.

Estos componentes son los causantes, en general, de las perturbaciones eléctricas y en particular de los armónicos. Por todo ello los armónicos han llegado a sorprendernos y a manifestarse ante la sorpresa de los usuarios y responsables de mantenimiento causando problemas de diversa índole[6], disfunciones en algunas aplicaciones, paradas de procesos, pérdidas de información destrucción de la fuente (transformador de acometida), etc.

Para resolver esta problemática se dispone de diversas herramientas, que se pueden clasificar en soluciones electrotécnicas y compensación activa. La compensación activa se está imponiendo y destacando, como la solución más rápida, eficaz y contundente ante la problemática actual y futura de los armónicos en las instalaciones, adaptándose a cualquier tipo de carga sea cual sea su espectro armónico, pudiendo configurar aplicaciones especiales o particulares.

4.2. Efecto de los armónicos

Los equipos electrónicos modernos hacen que nuestro trabajo se simplifique, que la calidad, y cantidad de la producción aumenten, o que la duración de los elementos de iluminación se alargue. Pero además, y a medida que la producción de consumo de este tipo de cargas ha ido en aumento, también ha crecido el nivel de los armónicos y sus efectos perjudiciales.

Las corrientes de fase están perfectamente equilibradas, pero la corriente de neutro es más elevada que la de fase; los transformadores de potencia se calientan excesivamente con cargas inferiores a la normal; las baterías de condensadores para compensar la energía reactiva, no se pueden instalar, pues un excesivo calentamiento destruye los condensadores. La explicación que reciben estos fenómenos es siempre la misma "Armónicos". El calentamiento es uno de los efectos más importantes de los armónicos. Se puede producir en los devanados de los transformadores, motores, protecciones, conductores en general y especialmente en el hilo de neutro.

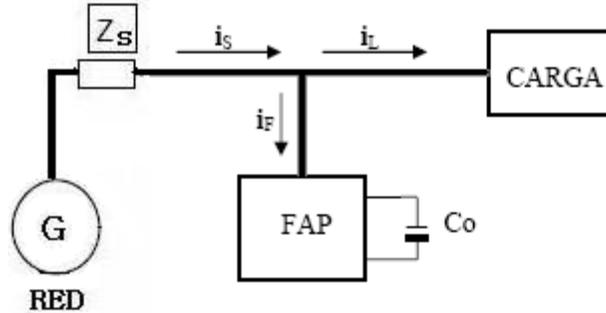
Debido al efecto piel, a medida que la frecuencia de la tensión o corriente aumenta, esta tiende a circular por el exterior del conductor desaprovechando parte de la sección, lo que se traduce en un aumento de la resistencia del cable. Este incremento de la impedancia, unido a la tendencia de la corriente a circular por el exterior, provoca un aumento de la temperatura del conductor, con el consiguiente peligro de dañar el aislamiento del mismo y llegar, en ciertos casos, a generar un foco de incendio, en especial si el cable no está protegido contra el fuego. Además en el caso de los motores, este calentamiento y deterioro del aislamiento puede provocar cortocircuitos en los devanados con el consiguiente riesgo para la vida de este, y para la instalación.

4.3. Aplicación de los filtros activos de potencia para la cancelación de armónicos y energía reactiva

En los siguientes párrafos se explica de una forma generalizada a través de dos enfoques, como se va a hacer uso de las teorías descritas para el establecimiento del sistema de control que, acompañado del sistema de potencia, permita la cancelación simultánea de armónicos y energía reactiva a una determinada carga en particular.

Todo ello se va a aplicar a FAP puros, sin complemento alguno de filtrado pasivo de potencia y haciendo uso de la topología paralelo como se ve en la siguiente figura, es decir con la conexión del FAP en paralelo con la red y la carga distorsionante.

Figura 25. Estructura de FAP paralelo



No se considerará la compensación parcial de la potencia reactiva por un lado y los armónicos por otro, sino que se buscará la compensación conjunta y total de la energía reactiva y armónicos, con objeto de que la corriente que circule por la red sea la mínima posible para suministrar la potencia activa que la carga necesita.

4.3.1. Primer enfoque

A continuación se describen los elementos que forman parte común de un FAP como lo es el sistema de control, el sistema de potencia y también se desarrolla la sistemática del estudio de los sistemas de compensación.

4.3.1.1. Sistema de control

El sistema de control del FAP se ocupa de, mediante los algoritmos de cálculo adecuados basados en medidas de las magnitudes eléctricas que intervienen, determinar las consignas de tensión o corriente necesarias para que el sistema de potencia del FAP proceda a la cancelación de las componentes de tensión y/o corriente no deseadas.

Para hacer tal determinación se hace uso de las teorías que se han descrito en capítulos anteriores, y en concreto se consideran los métodos basados en:

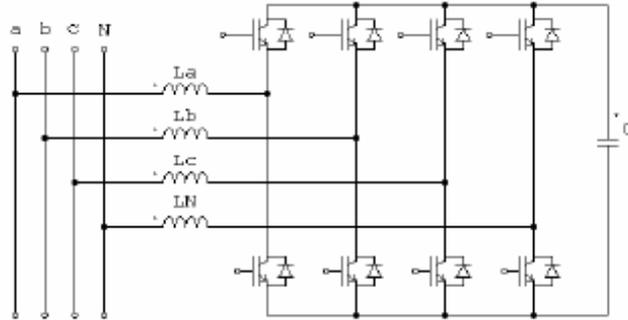
- Teoría de la potencia reactiva instantánea (TPRI)
- Teoría de la potencia reactiva instantánea modificada.
- Sistema de referencia síncrono (SRS).

Todas estas teorías se desarrollan en el dominio del tiempo y permiten la obtención inmediata de las diversas componentes de potencia, tensión o corriente, según el método utilizado.

4.3.1.2. Sistema de potencia

Como se ha apuntado más arriba, en todos los casos se supone que el sistema de potencia está basado en una estructura paralelo, de modo que el FAP actúa como una fuente de corriente y la compensación se consigue mediante la inyección o intercambio de corriente en el punto de conexión del FAP. Siempre se considera un sistema trifásico constituido por tres fases más neutro (cuatro hilos), de modo que el sistema sin neutro y el sistema monofásico se obtienen como una simplificación del sistema considerado, si el algoritmo de control lo permite. La estructura del convertidor estático de potencia descrito acá en este documento es la que se muestra en la Figura 4.2., en donde se observa que la compensación de la corriente de fase corre a cargo de un inversor trifásico puente de IGBT y la compensación de la corriente de neutro se realiza con un inversor monofásico en estructura semipunte, que juntos constituyen los cuatro inversores semipuentes de la topología escogida.

Figura 26. Circuito de potencia



Fuente: Manuel Roman Lumbreras, Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva, Página 95.

Esta estructura se puede considerar como un inversor de cuatro fases idénticas, constituido por tres fases + neutro.

El hecho de que la estructura de potencia del inversor, junto con el condensador de c.c. que se precisa para intercambio de energía con la red, se comporte como una fuente de tensión, hace necesario intercalar una inductancia por fase entre el inversor y la red, con objeto de que, con el modo de control, se comporte como una fuente de corriente, que es lo deseable puesto que se pretende generar una “corriente” de compensación.

4.3.1.3. Sistemática del estudio de los sistemas de compensación

En el desarrollo o estudio de un sistema de compensación, el proceso utilizado es el siguiente:

- Estudio del método utilizado, recurriendo si es el caso a conceptos desarrollados en la teoría en que están basados.

- Determinación de las consignas de corriente para la compensación.
- Incorporación del método de control a la estructura del FAP.
- Simulación con diferentes cargas.
- Análisis de los resultados.

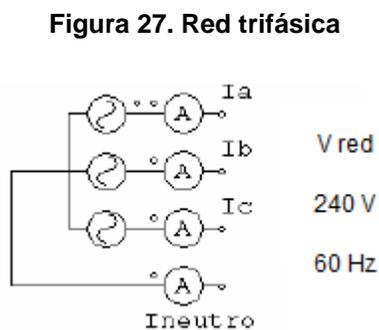
4.3.1.3.1. Estructura de la red

La red se considerará siempre con neutro, senoidal y equilibrada, salvo que se explicita lo contrario si es que interesa en algún caso ver la situación de desequilibrio de tensiones.

Los valores de voltaje pueden variar dependiendo el lugar y el tipo de servicio que se está prestando, ya que puede ser una red industrial, servicios o domestica.

Ejemplo de una red trifásica con tensión 240 voltios:

- Tensión de red: 3x 240V / 60Hz.



Fuente: Manuel Roman Lumbreras, Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva, Página 99.

4.3.1.3.2. Estructura de la carga

La carga puede variar, y es importante hacer simulaciones con diferentes cargas, esto dependerá del lugar donde se pretende instalar el FAP. Pueden existir cargas no lineales trifásicas, cargas no lineales monofásicas, la combinación de ambas, también puede darse cargas trifásicas no lineales con monofásicas lineales, o viceversa, etc., para todo este tipo de configuraciones de carga es importante conocer el comportamiento dinámico que puede tener nuestro FAP.

4.3.1.3.3. Estructura del circuito de potencia completo para la simulación

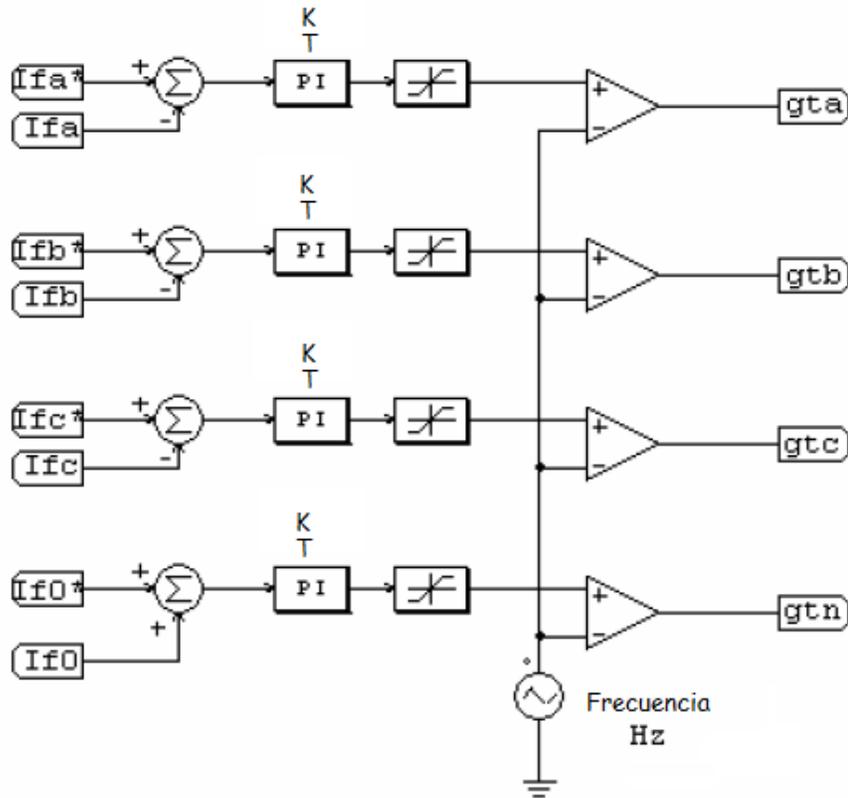
En esta sección se muestra el circuito completo de potencia utilizado para la simulación de todos los métodos de control ensayados.

4.3.1.3.4. Circuito de control PWM

El circuito de control PWM (*Pulse Width Modulation*) es el encargado de elaborar las órdenes de mando a los semiconductores de potencia mediante esta técnica y es siempre el mismo, independientemente del método empleado para el control del FAP. Aunque hay diversos métodos de concebir el proceso PWM, como control por histéresis, control PI, “*space vector modulation*”, etc, no se ha profundizado en este aspecto por no considerarlo objeto de este trabajo de tesis.

Para explicar con más detalle dicho proceso, se utiliza un ejemplo con un circuito de control PWM con control PI, a una frecuencia de conmutación constante que dependerá del diseño del prototipo a construir.

Figura 28. Regulador de corriente PWM



Fuente: Manuel Roman Lumbreras, Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva, Página 102.

La frecuencia a utilizar se determina teniendo en cuenta los valores de tensión y corrientes soportadas por los semiconductores de potencia y las pérdidas de conmutación asociadas a estos semiconductores y a los elementos magnéticos implicados. Las consignas de corriente del FAP asociadas a las tres fases y neutro son las indicadas con asterisco, mientras que los valores reales son los mismos sin asterisco.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Las constantes del regulador PI indicadas en la figura como K y T, corresponden a una función de transferencia definida del siguiente modo:

$$\frac{K \cdot (1 + s \cdot T)}{s \cdot T}$$

El proceso PWM se consigue mediante la comparación de la salida del regulador PI con una onda portadora triangular, cuya frecuencia es la determinada según los semiconductores de potencia.

El bloque limitador que hay a la salida de cada regulador PI evita que haya sobremodulación, impidiendo que la amplitud de la onda portadora sea superada. La salida de cada comparador, y su inversa, son las señales de disparo de los semiconductores de potencia.

4.3.1.3.5. Circuito de control del FAP

El circuito de control es específico para cada algoritmo de regulación y se incluye y detalla para cada caso a estudiar, de acuerdo con las particularidades y principios del método de control que se va a utilizar.

4.3.2. Segundo enfoque

En la actualidad compañías han lanzado al mercado diferentes tipos de filtros activos de potencia, con el objetivo de que estos equipos puedan solucionar de forma definitiva los problemas generados por los armónicos.

A continuación se explica el principio de funcionamiento, los elementos de los cuales están contruidos, las características que deben considerarse para elegir el compensador adecuado y finalmente como podemos determinar el lugar donde se deba instalar el compensador para poder obtener los beneficios previstos.

4.3.2.1 Compensador activo de armónicos

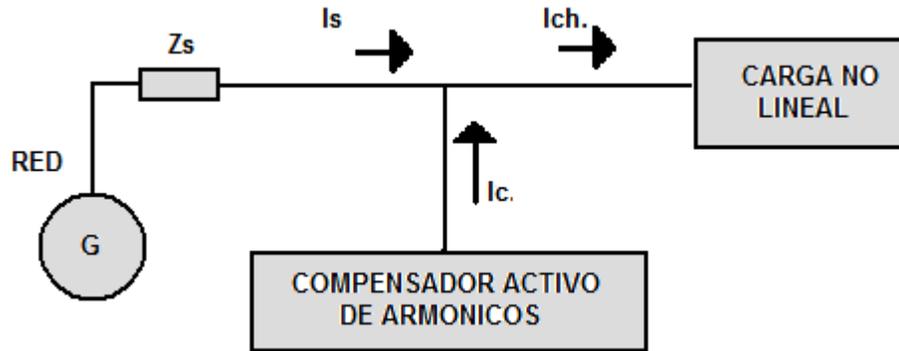
Los equipos en la actualidad presentan como una de sus características fundamentales, la generación de corrientes armónicas, las cuales introducen en las redes de alimentación unas deformaciones que deterioran la calidad de la energía.

Al mismo tiempo, las empresas han incrementado su dependencia de unos equipos electrónicos, que cada vez son más vulnerables a las alimentaciones de baja calidad, causadas en buena parte por la presencia de armónicos en la red de distribución eléctrica.

Para contribuir a solucionar de una forma contundente y definitiva los problemas generados por los armónicos, salieron al mercado en el año 1996 unos equipos estáticos denominados compensadores activos de armónicos.

El concepto de compensador activo de armónicos, también llamado filtro activo, está basado en un desarrollo ya concebido hace mucho tiempo, pero la ausencia de una tecnología adecuada y de altas prestaciones a un precio competitivo, ha frenado su desarrollo durante años.

Figura 29. Compensador activo de armónicos.



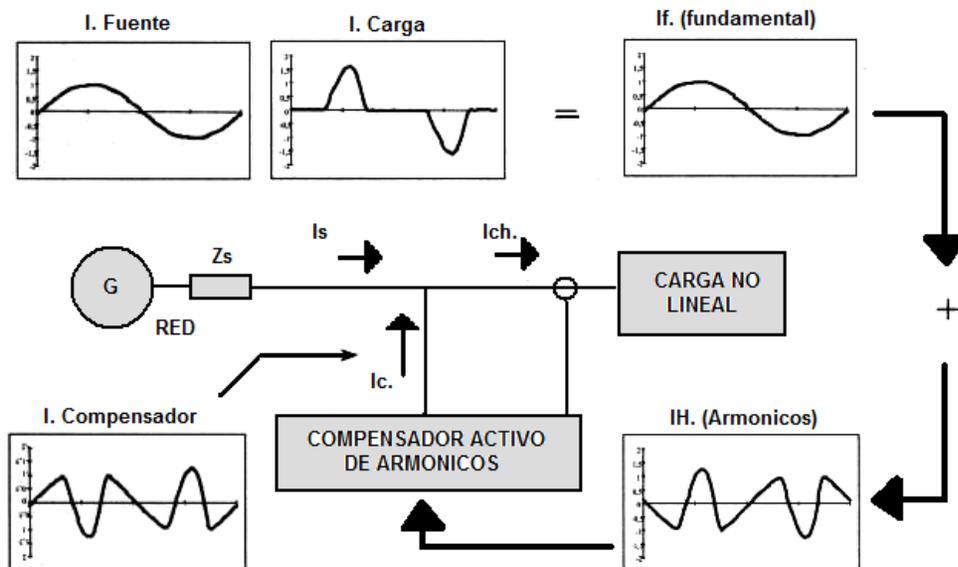
El compensador activo de armónicos, esquematizado en la figura anterior, analiza cada una de las fases de manera permanente, teniendo en cuenta la forma de la corriente de carga (I_{ch}). De este análisis se extrae el espectro armónico, que está constituido por la suma de la intensidad fundamental y la de todos y cada uno de los armónicos. El compensador genera una señal de corriente que es igual a la diferencia entre la corriente de carga y la intensidad fundamental. Esta diferencia que es la suma de las corrientes armónicas desfasada 180° , se inyecta a la carga de tal manera que la resultante será una corriente senoidal igual a la intensidad fundamental de la fuente.

El compensador se intercala en paralelo entre la fuente y la carga, teniendo que dimensionarse exclusivamente para las corrientes armónicas y no para la corriente total. Por tanto, el funcionamiento del compensador activo está basado en el principio de reinyección de corriente para lo que dispone de un sistema de control digital DSP.

Este método permite realizar un muestreo de los armónicos presentes en cada momento en la red y los corrige de forma prácticamente instantánea, pudiendo distinguir y tratar con independencia, los armónicos correspondientes a cada una de las fases en una instalación trifásica, controlando y reduciendo también de manera muy eficaz, los armónicos que circulan por el neutro. Para asegurar una alta fiabilidad y obtener un buen rendimiento del sistema, se utilizan transistores IGBT en la etapa de potencia.

El compensador activo de armónicos analiza cada una de las fases de manera permanente teniendo en cuenta la forma de corriente de la carga (I_c carga), extrayendo de ella el espectro armónico, generando una señal igual a la forma de corriente de la carga sin tener en cuenta la componente fundamental, y ciñéndose únicamente a los armónicos presentes en la instalación (I_H armónicos).

Figura 30. Descripción del funcionamiento



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 161.

El principio de la compensación activa, consiste en utilizar la electrónica de potencia para poder generar las componentes armónicas que anulen a las de las cargas no lineales, reinyectando esta corriente en sentido contrario a través de su propio puerto de alimentación (l. compensador), consiguiendo así anular en el punto de inserción los armónicos que provienen de la carga. De esta forma los armónicos no circulan hacia la fuente (l. fuente) por lo que no la afectan, ni perturban al resto de equipos y usuarios situados aguas arriba.

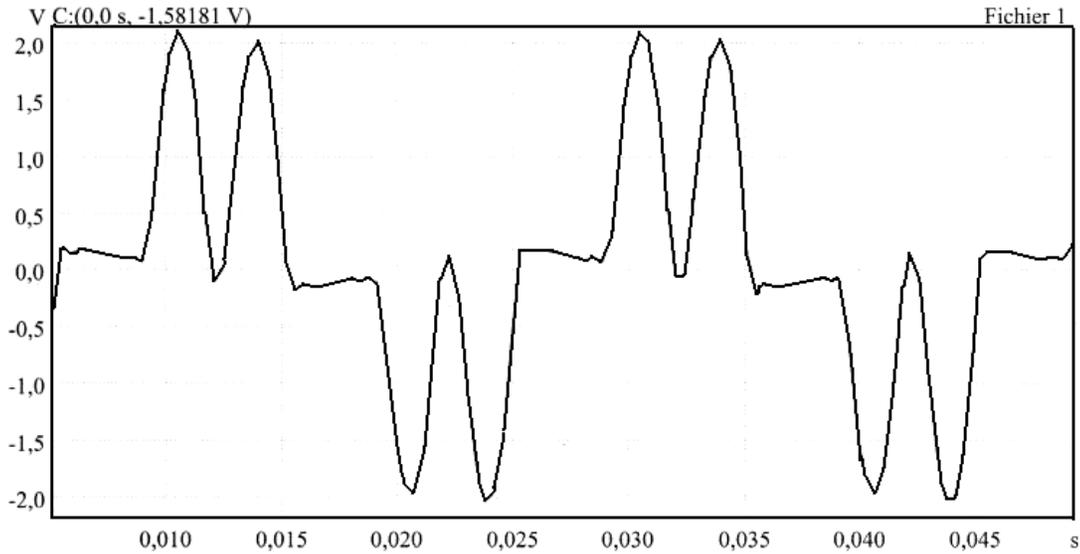
Al evitar que circulen armónicos aguas arriba, se contribuye a la optimización de la impedancia de la instalación y a su vez se mejora la calidad de la tensión, bajando la tasa de distorsión global de tensión y como consecuencia el transformador estará menos descalificado.

4.3.2.1.1. Principio de funcionamiento

Existen diferentes topologías, pero como se dijo al inicio, se ha elegido la compensación paralela llamada también compensación “Shunt”, que se conecta en paralelo a la red y se dimensiona únicamente para la potencia armónica (o la corriente armónica) absorbida por las cargas no lineales.

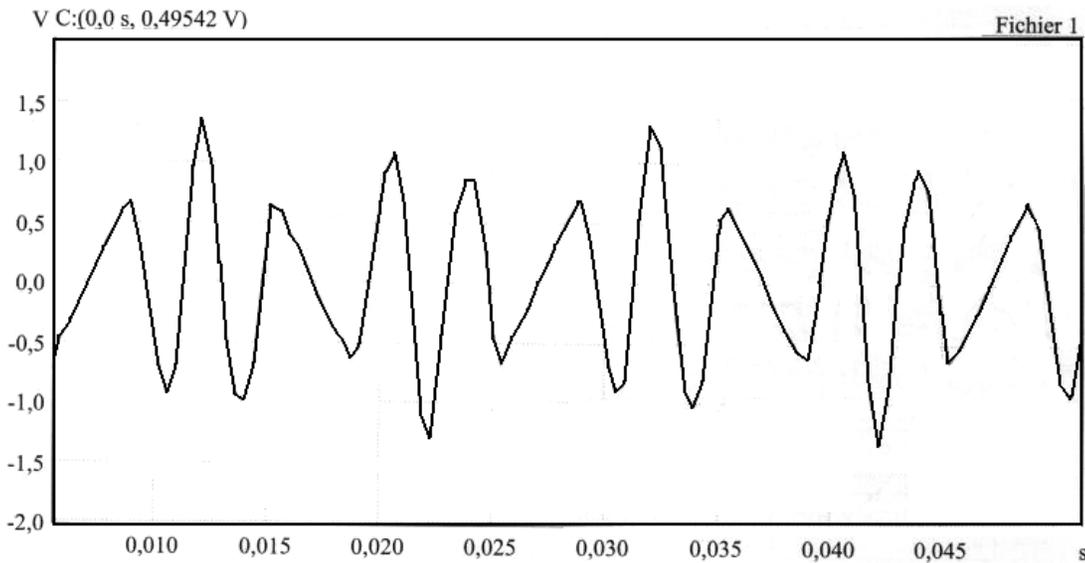
Las cargas tienen su forma típica de consumir, por lo que analizando sus gráficas de corriente, podemos determinar que carga es la que estamos observando, así como pueden ser definidas las formas de consumo características de determinados equipos.

Figura 31. Corriente de la carga (Puente Graetz). Carga real $I_{eff}=82$ A. THDI=41%.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 161.

Figura 32. Corriente inyectada por un compensador de 30 A.



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 162.

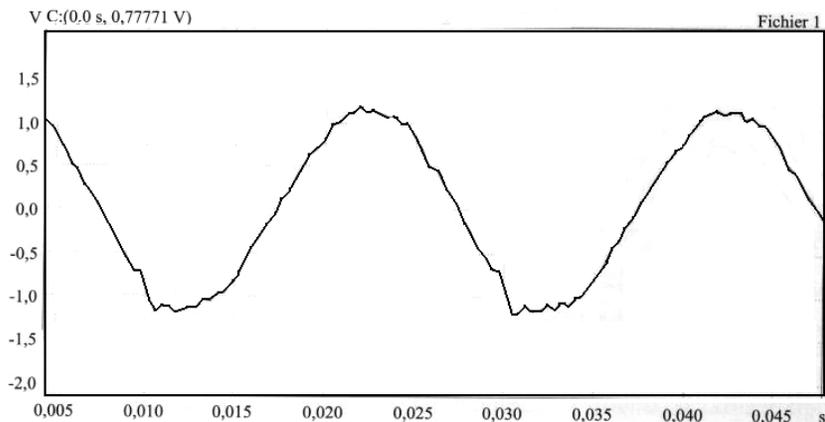
Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

El compensador activo se conecta en paralelo con la red, y reinyecta en permanencia las corrientes que corresponden en todo momento a las componentes armónicas absorbidas por la carga. En la figura 32 se muestra la forma de la onda distorsionada correspondiente a un rectificador trifásico y su forma característica de consumo.

La totalidad del espectro de los armónicos comprendidos entre el armónico 2 y el 25 (de H2 al H25) serán cubiertos por el compensador activo de armónicos. De esta manera, la corriente suministrada por la fuente de suministro será senoidal.

La fuente alimenta entonces a la carga, únicamente con la componente fundamental de corriente. Una vez compensados los armónicos, la fuente de energía, normalmente suministra la corriente fundamental, y el compensador activo de armónicos, suministra la componente formada por las corrientes armónicas demandadas por la carga.

**Figura 33. Corriente del puente Graetz una vez compensado.
Corriente compensada leff.: 75 A. THDI = 3.6%.**



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal,
Página 162.

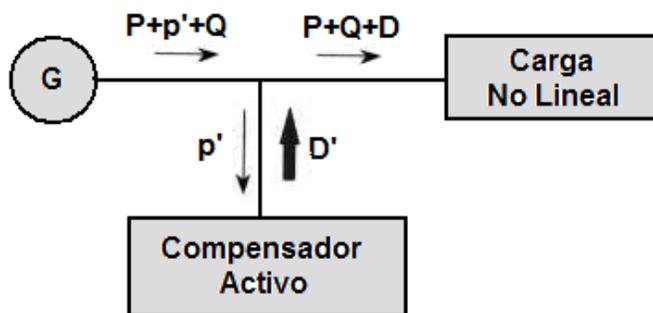
Si las corrientes armónicas absorbidas por la carga superan la capacidad nominal del compensador activo de armónicos, este último limita automáticamente su corriente de salida a su valor nominal. Para mejor comprensión, también se puede ver el principio de funcionamiento desde otra perspectiva analizando la figura 33.

En el triángulo de potencias tenemos representada la potencia aparente de la carga S' , compuesta por la potencia aparente de la fundamental (sin armónico) S y su potencia de deformación D por lo tanto $S'=S+D$. Observando esta figura, podemos apreciar que el compensador necesita una energía para su funcionamiento p' y el aporta una potencia armónica de compensación D' que se opone a la potencia de deformación de la carga a compensar ($D'=-D$). Si el compensador aporta una potencia armónica D' que anula a la potencia armónica de la carga D , resulta que la carga a partir de este momento y en permanencia, solamente consumirá aguas arriba la potencia fundamental S .

Figura 34. Principio de funcionamiento

El compensador Activo:

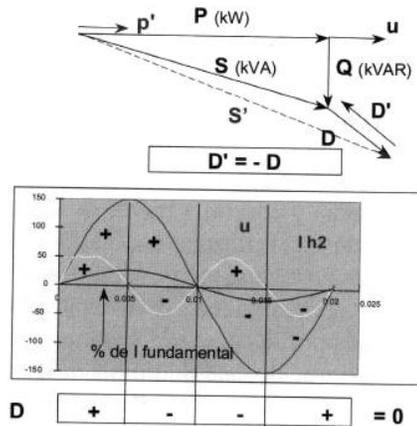
Suministra la energía de deformación D'



* La fuente no suministra mas que la p' necesaria para compensar las pérdidas del compensador.

*C.A. suministra D' (potencia H_n)

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 163.

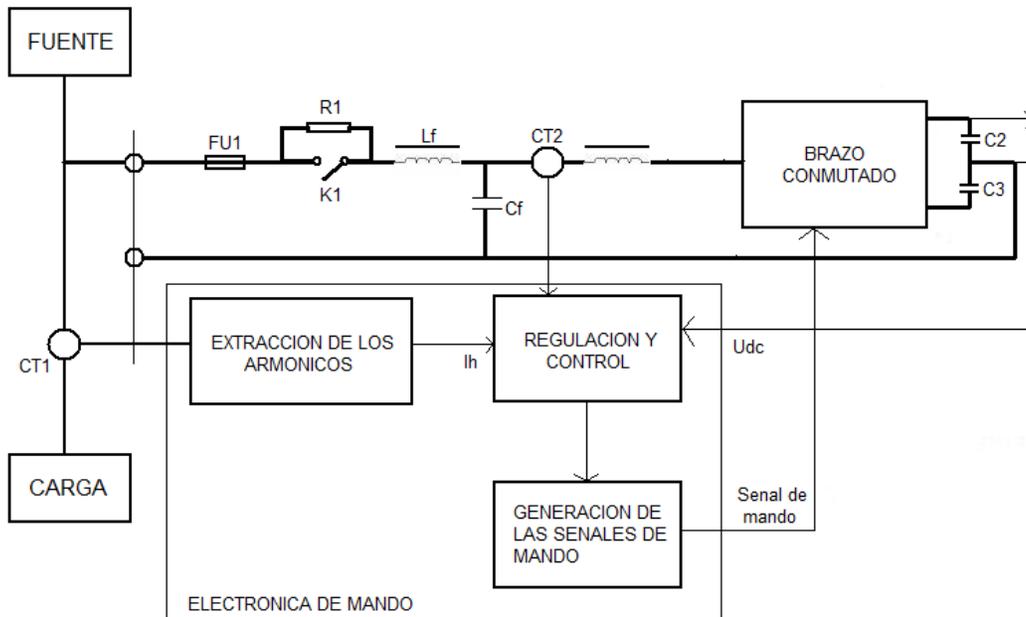
El compensador activo de armónicos si le sobra energía, permite corregir parte o toda la reactiva generada por la carga que se está compensando, por lo que, si además de eliminarlos armónicos, se puede compensar la reactiva Q habremos conseguido que la potencia activa sea igual a la aparente y habremos llevado a uno el $\cos\phi$, luego $P=S$ y esto solo es posible cuando se ha conseguido que una carga no lineal se comporte como una carga lineal, o sea cuando no contiene armónicos.

4.3.2.1.2. Descripción detalla

El compensador activo consta de unos fusibles ultra-rápidos FU1 de entrada, un dispositivo de precarga de los condensadores químicos R1 y K1, un filtro encargado de que la frecuencia de conmutación del sistema L_f y C_f , no sea reinyectada hacia la fuente, unos captadores de corriente del compensador CT2, que controlan la corriente reinyectada por el compensador, unos toroidales para medir la corriente absorbida por la carga CT1, una electrónica para la extracción de los armónicos de la carga, otra de mando y control y la generadora de las señales de mando que recibe el brazo mutador o electrónica de potencia que utiliza transistores IGBT.

A través de los tres toroidales CT1 (uno por fase), la electrónica hace una extracción de los armónicos presentes en cada una de las fases. Esta información se envía a la electrónica de regulación y control, que también toma como referencia y control a través de los toroidales CT2, la corriente reinyectada por el propio compensador, que a partir de esta información, elabora un tren de impulsos, que entregara a la electrónica que se ocupa de generar las señales de mando de los transistores IGBT. Estos a su vez, serán los encargados de fabricar una corriente armónica de la misma magnitud pero de sentido inverso a la generada por la carga deformante y se reinyectara en el punto de inserción de la acometida del propio compensador, así que de este punto hacia la carga quedaran confinados los armónicos y desde este punto hacia la fuente, solamente circulará la corriente fundamental (sin armónicos).

Figura 35. Esquema unifilar de un compensador activo



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Pagina 163.

4.3.2.1.3. Prestaciones generales y características a considerar en un compensador activo

La carga de compensadores activos de armónicos que hoy en día están presentes en el mercado, van desde 20 a 120 A. armónicos en equipos unitarios y con la posibilidad de poder poner hasta cuatro equipos en paralelo. Se debe resaltar el cumplimiento con las normas más restrictivas de construcción, seguridad y compatibilidad electromagnética.

Parámetros de Entrada.

| | |
|-------------|--|
| Tensión: | 400V, -20% + 15% |
| Fases: | Trifásico con o sin neutro. Funcionamiento con Cargas monofásicas desequilibradas y trifásicas |
| Frecuencia: | 50 Hz o 60 Hz, +/- 5% con auto-configuración. |

Compensación armónica.

| | |
|---------------------------------|---|
| Rangos compensados: | H2 a H25 |
| Tipo de compensación: | Armónicos - $\cos\phi$ – mixto ($H_n \cos\phi$) |
| Modo de compensación (H_n): | Global o selectivo (elección de los rangos) |
| Tasa de atenuación: | >10 a plena carga (THDI) |
| Mejora del $\cos\phi$: | Posible hasta 1 |

Régimen dinámico:

Tiempo de respuesta: < A 20 ms método global de tratamiento de corriente.

4.3.2.1.4. Reducción de la corriente eficaz

Si se tiene en cuenta que la intensidad consumida por la carga es igual a la corriente fundamental menos la corriente armónica:

$$I_{\text{eff.carga}} = I_{\text{fundamental}} + I_{\text{armónica}}$$

Al eliminar los armónicos, la corriente eficaz demandada a la fuente por la carga será igual a la I fundamental, por lo tanto se habrá producido una reducción de la corriente consumida equivalente a la I armónica. Se puede calcular cual sería la reducción de la intensidad eficaz en nuestra instalación, si se conoce la tasa de distorsión global de corriente THDI

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{1 + THDI^2}}$$

Tabla II. Características y normas que cumple el FAP

| | SW20 | SW30 | SW45 | SW60 | SW90 | SW120 |
|--------------------------------------|--|----------|----------|----------|----------|----------|
| Capacidad de compensacion | | | | | | |
| en A. eff/fase | 20A | 30A | 45A | 60A | 90A | 120A |
| en A. eff. Neutro (x3) | 60A | 90A | 135A | 180A | 270A | 360A |
| Calibre de las protecciones | | | | | | |
| Perdidas a evacuar | 900W | 1300W | 1800W | 2400W | 3600W | 4800W |
| Ruido acustico | < 55 dBA | < 55 dBA | < 60 dBA | < 60 dBA | < 65 dBA | < 65 dBA |
| Temperatura de funcionamiento | < 25° recomendada, de 0° a 40° permanente | | | | | |
| Humedad relativa y | 0 a 95% sin condicion | | | | | |
| Altitud de funcionamiento | < 1000 m | | | | | |
| Normas (qq.referencias) | En 50091-1 (concepcion CEI 146 - proteccion IP 305: CEI 529) | | | | | |
| construccion y seguridad | emision conducida y radiada EN 55011 clase A | | | | | |
| CEM | inmunidad a las descargas electro-estaticas CEI 801-2 y CEI 1000-4-2 niv.4 | | | | | |
| | inmunidad a los campos radiados CEI 801-3 y CEI 1000-4-3 nivel3 | | | | | |
| | inmunidad a las ondas de choque CEI 801-4 y CEI 1000-4-4 nivel 4 | | | | | |

Fuente: Potencia en Régimen No Sinusoidal, Pág. 165.Características del FAP Sinewave

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Ejemplo para una THDI = 50%

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{1+0.5^2}} = 0.89 \quad \text{Teniendo una reducción de 11% de la corriente eficaz}$$

Dependiendo de la tasa de distorsión de corriente, se podrán reducir más o menos amperios eficaces, pudiendo llegar a reducciones del orden del 30%.

4.3.2.1.5. Calidad de tensión y ahorro de energía

En términos de calidad de la onda de tensión y basándonos en una norma norteamericana (IEEE-519-1992) “práctica recomendada”, podemos decir que existe un umbral de tasa de distorsión de tensión (THDU situado en el 5%) el cual no se debe de superar y en el que los armónicos individuales no deben de superar el 3%.

Esto esta especificado para los equipos electrónicos y su sensibilidad a la distorsión de la onda de alimentación, indicando las consecuencias de una distorsión excesiva, tales como averías irregulares, fallos prematuros y envejecimiento acelerado, contraponiéndose a las perspectivas de vida media, que estiman los propios fabricantes de los equipos, ya que han tomado como base para este cálculo una alimentación de buena calidad.

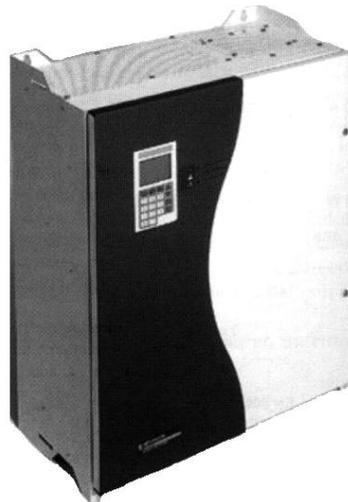
La corrección de la distorsión armónica permite reducir hasta un 30% la potencia aparente de la instalación, teniendo en cuenta que cuando mayor sea la tasa de distorsión armónica global que haya que depurar, mayor será el éxito del compensador activo de armónicos.

La potencia sobrante no utilizada para reducir los armónicos, puede dedicarse a mejorar el $\cos\phi$ disminuyendo así la potencia reactiva consumida por la instalación.

El compensador activo presenta además las siguientes ventajas:

- **Reducidas dimensiones y pesos.** <Por ejemplo, un compensador de armónicos de 60 A, se ubica en una envolvente de 590 x 780 x 325 mm y 110 Kg de peso, pudiendo ser suspendido de una pared o montado de un armario eléctrico.

Figura 36. Aspecto de un compensador activo de armónicos.



Fuente: http://www.mgeups.com/download/doc_intl/harmcond/sinewave/sinewave_es.pdf

- **Limitación de corriente sin riesgo de sobrecarga.** Al llegar su plena capacidad, de forma automática limita su compensación por lo que podrá ser sobrecargado, dejando pasar a los armónicos que superen su capacidad y eliminando el resto.

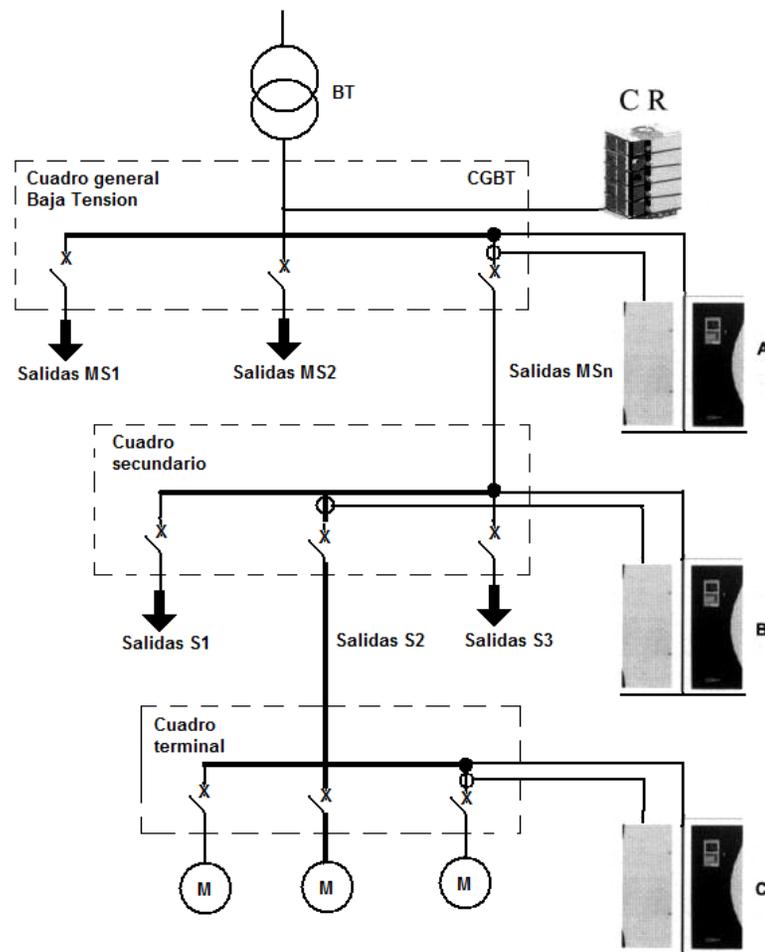
- **Antiresonancia.** El compensador activo de armónicos también está preparado para detectar de forma automática, si el equipo pudiera llegar a afectar a una posible frecuencia de resonancia. En este caso, advertiría que se produce un incremento en lugar de una reducción ante un armónico en particular y ensaya a no compensar esa frecuencia si el resultado se confirma dejaría de manera definitiva de corregir aquella frecuencia. Esta técnica permite apostar decididamente por el compensador activo, como la solución a los problemas de los armónicos actuales y futuros de cualquier instalación.

4.3.2.1.6. Puntos de inserción y elección del compensador activo

Para elegir el compensador adecuado y el punto de inserción, se debe realizar un estudio de la instalación, analizando los armónicos en diferentes puntos donde se pueda concentrar un determinado nivel de los mismos, para así poder determinar el lugar más adecuado para insertar el compensador o compensadores activos de armónicos necesarios y así poder obtener los beneficios previstos. Se pueden elegir diferentes puntos en función de las necesidades, siendo lo más eficaz la eliminación de los armónicos en el punto más próximo al lugar donde se generan, para su recorrido por la instalación sea mínimo y no lleguen a afectar a otras cargas ni a la fuente. Se pueden realizar compensaciones locales, próximas a las cargas deformantes, compensaciones parciales en cuadros intermedios cuando la suma de las diferentes cargas aconseje hacer la compensación en ese punto y también se pueden hacer compensaciones globales, las cuales permitirán mejorar las condiciones de la fuente.

Si a un transformador que estaba desclasificado, se eliminan los armónicos que le están provocando esta situación, se le pueden seguir conectando mas cargas cuando antes era imposible, lo mismo se puede hacer con un Sistema de Alimentación Ininterrumpida, al que se le puede sacar más partido mejorando las condiciones de la carga.

Figura 37. Puntos de inserción



A = Compensación Global

B = Compensación Parcial

C = Compensación Local

Fuente: http://www.mgeups.com/download/doc_intl/harmcond/sinewave/sinewave_es.pdf

La elección del punto de inserción será función de criterios técnico-económicos dependientes de:

- Las medidas realizadas
- El grado de depuración deseado
- La compensación de la reactiva

4.3.2.1.7. Aplicaciones

4.3.2.1.7.1. Ejemplo 1

Para poder determinar si es necesario la instalación de un filtro activo de potencia en una empresa en particular, primerio es necesario hacer un estudio para evaluar los problemas de calidad de energía los cuales son: transitorios, armónicas, regulación de voltaje, consumo, factor de potencia, revisión del sistema de tierras y fluctuaciones dinámicas de voltaje, para determinar la afectación que tiene sobre el sistema y equipos finales. En base a ello se procede a recomendar la solución más adecuada para la empresa en la cual pueda obtener los beneficios deseados. Para iniciar el estudio que determine la situación actual del sistema eléctrico a estudiar se procederán a realizar los siguientes pasos:

Análisis previo: Se discutirá con los usuarios los antecedentes que se han detectado referentes a todos y cada uno de los problemas que se atribuyen a una mala calidad de energía eléctrica.

Inspección visual: Se llevará a cabo una inspección visual y levantamiento de información al respecto a la instalación eléctrica y equipos afectados.

Mediciones: Las mediciones de campo que se efectuaran se realizarán en las siguientes etapas:

- **Neutro y tierra:**
 - Medición del conductor de neutro y tierra
 - Diferencia de potencial entre neutro y tierra

- **Parámetros eléctricos:**
 - Voltaje por fase y trifásico
 - Intensidad por fase y trifásico
 - Factor de potencia por fase y trifásico
 - Potencia activa por fase y trifásico
 - Potencia aparente por fase y trifásico
 - Potencia reactiva por fase y trifásico
 - Armónicas

Se realizó un estudio de calidad de energía en una empresa de tipo Industrial que tiene las siguientes características: Banco de transformadores de 600 kva, con servicio 240/440 voltios y conexión Delta/Estrella. Después de realizar el análisis previo y la inspección visual, se procedió a realizar las mediciones utilizando un equipo de monitoreo del cual se obtuvo una captura de datos de los parámetros que se necesitan para obtener un diagnostico de la situación actual del sistema.

Al realizar el estudio de calidad de energía se obtuvieron los siguientes datos:

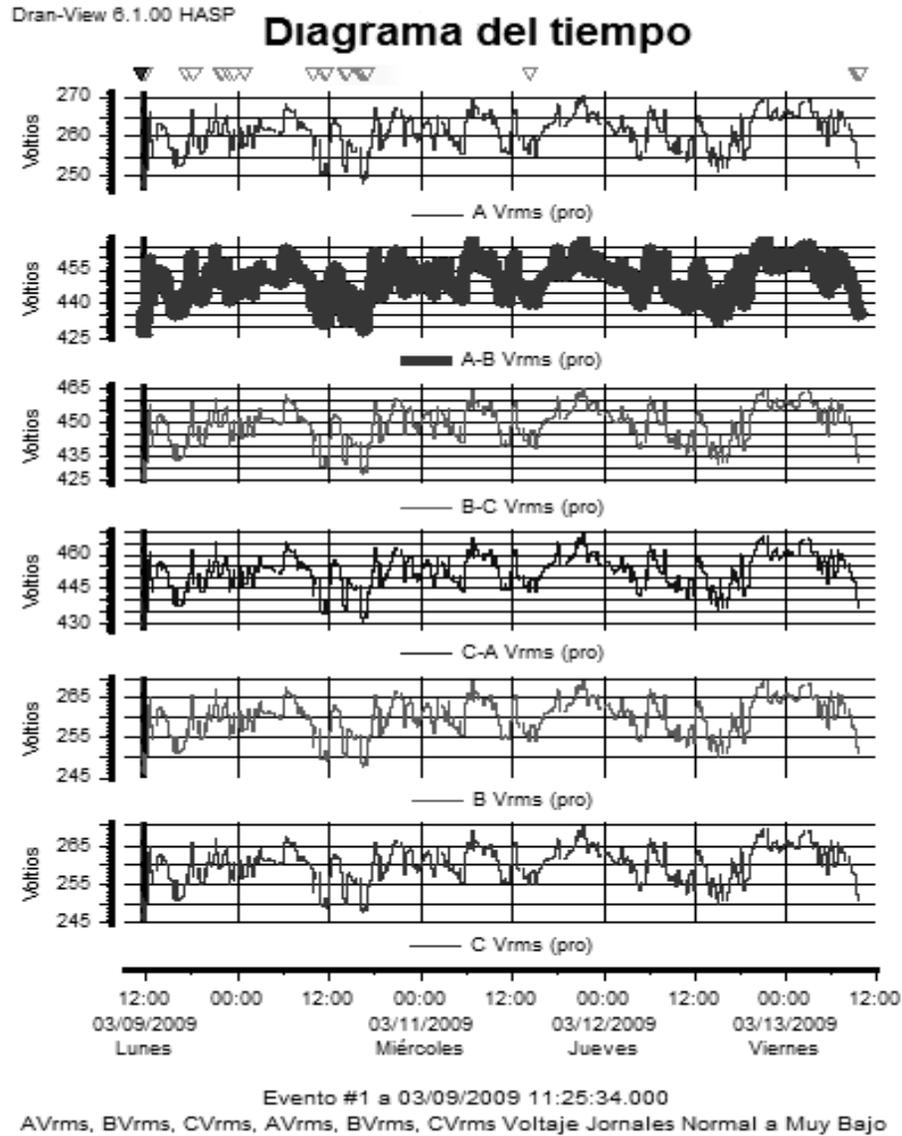
Regulación de tensión

La regulación de tensión con base en el artículo 23 de las NTSD se evalúa de acuerdo al Índice de regulación de tensión. El artículo 24 de las NTSD establece que la tolerancia para la regulación de tensión es del 10%. Se considera que la energía eléctrica es de mala calidad cuando, en un lapso de tiempo mayor al 5% del correspondiente al total del Período de Medición. A continuación se muestran los valores de los niveles de voltajes registrados.

Tabla III. Valores de voltaje registrados en la medición.

| | <i>Min</i> | <i>Max</i> | <i>Pro</i> |
|-----------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| A Vrms | 173.331 | 287.902 | 261.304 |
| B Vrms | 185.033 | 286.971 | 260.293 |
| C Vrms | 148.424 | 287.235 | 260.321 |
| A-B Vrms | 304.30 | 496.73 | 451.55 |
| B-C Vrms | 303.16 | 496.00 | 449.62 |
| C-A Vrms | 293.65 | 498.01 | 453.07 |

Figura 38. Gráfica de valores de voltaje registrados en la medición.



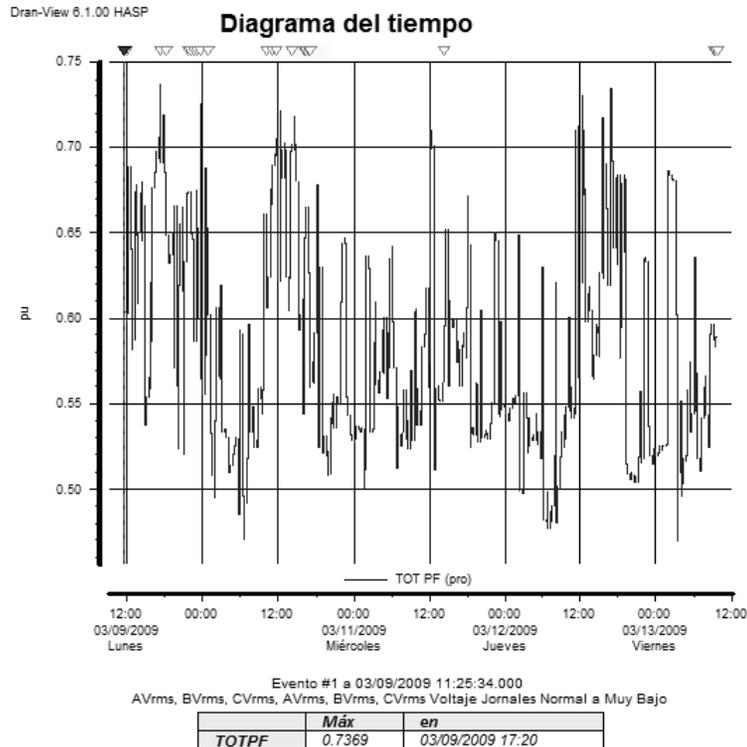
Como puede observarse en la tabla y grafica de arriba los valores de voltajes no superan los límites permitidos por la norma por lo que podemos concluir que no se evidencia anomalías en el suministro de tensión.

Factor de potencia

En el estudio se evidenció que el factor de potencia dentro de las instalaciones presenta valores promedios de 0.583 valor que se encuentra fuera del margen mínimo, los valores de factor de potencia mínimos para usuarios mayores de 11 KW, es de 0.9 , el cual se toma en el punto de medición o acometida (artículo 49 NTSD). Con esto se establece que el valor del factor de potencia se encuentra fuera de los límites permitidos por la norma, por lo que es necesaria su compensación.

A continuación se muestra la gráfica de los valores del factor de potencia registrados en la medición.

Figura 39. Gráfica del factor de potencia registrados en la medición

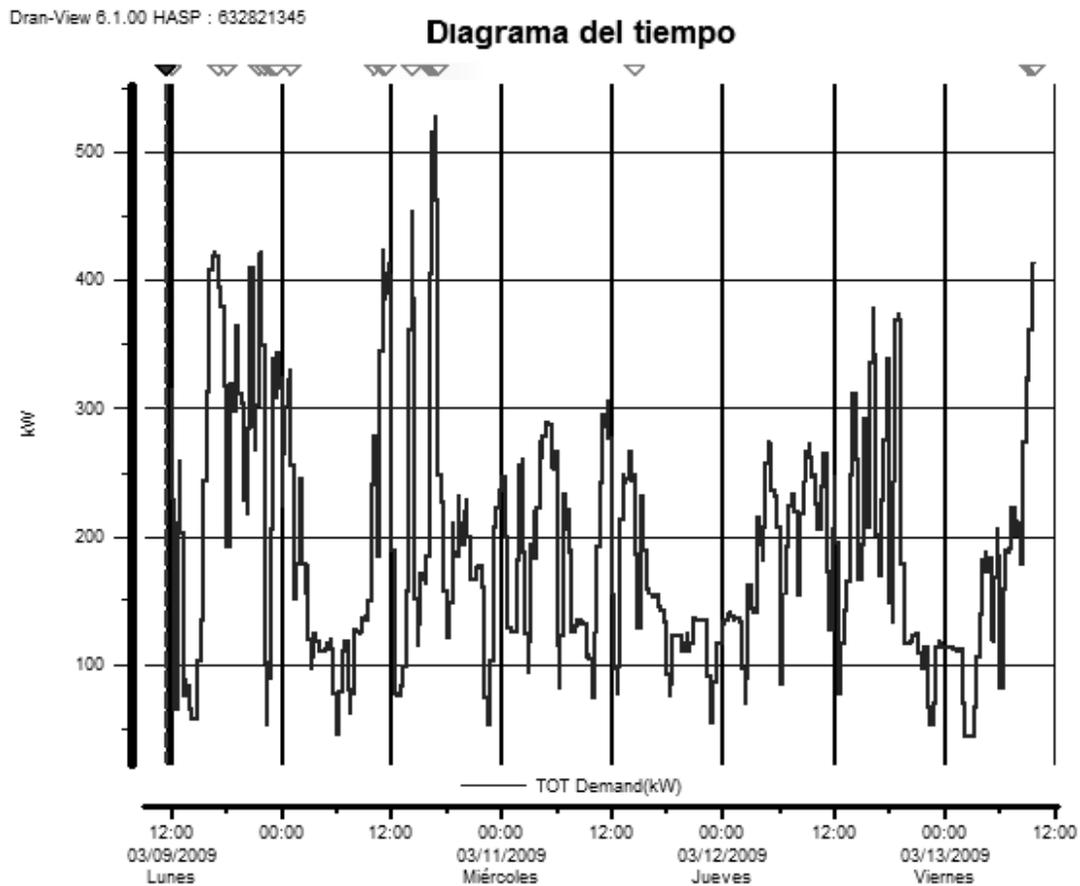


Potencia y demanda

La potencia es el trabajo realizado por un determinado tiempo o es la velocidad con la que se consume la energía.

La demanda es la potencia consumida en un punto determinado.

Figura 40. Gráfica de demanda (Kw)



Evento #1 a 03/09/2009 11:25:34.000
 AVrms, BVrms, CVrms, AVrms, BVrms, CVrms Voltaje Jornales Normal a Muy Bajo

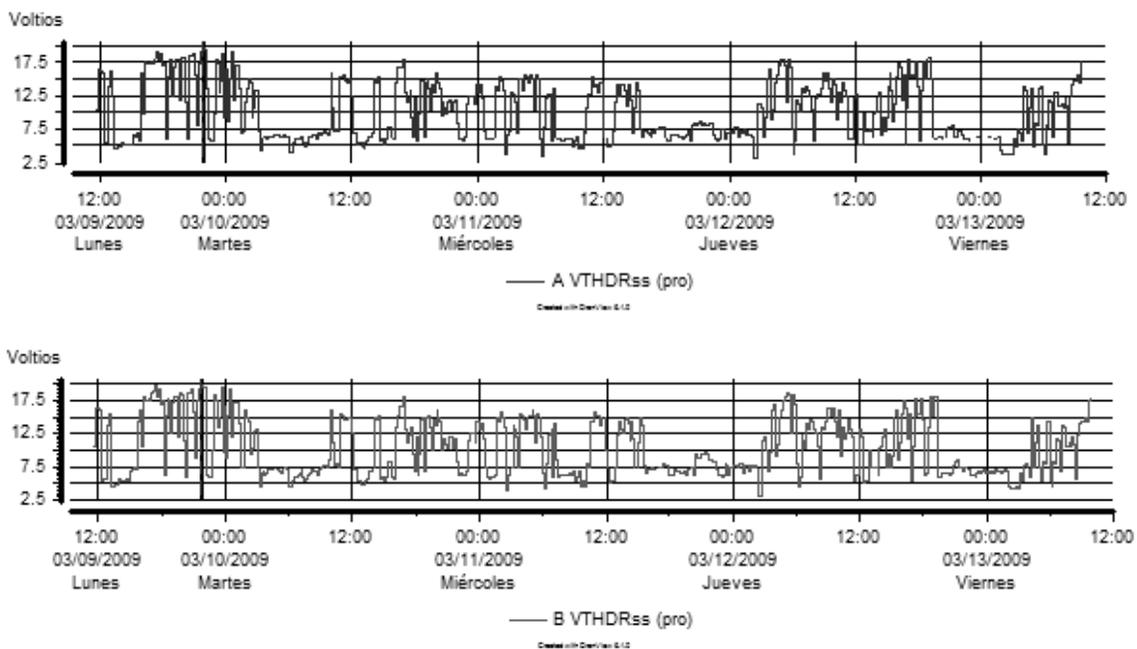
| | Máx | en |
|---------------|-------|------------------|
| TOTDemand(kW) | 528.8 | 03/10/2009 16:50 |

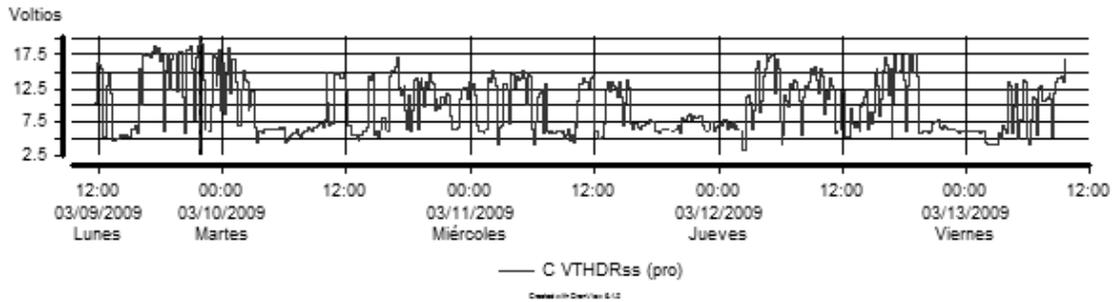
Distorsión armónica

Se considera que la energía eléctrica no se encuentra en buenas condiciones cuando en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento, del empleado en las mediciones durante el período de estudio. Según las mediciones que se registraron, muestran que los armónicos han excedido el 5% establecido para la onda de voltaje.

La distorsión armónica total de voltajes es de 96%, la cuál no se encuentra dentro de los valores permitidos por la norma correspondiente, con lo que se puede definir que la calidad de la onda de tensión se encuentra en malas condiciones.

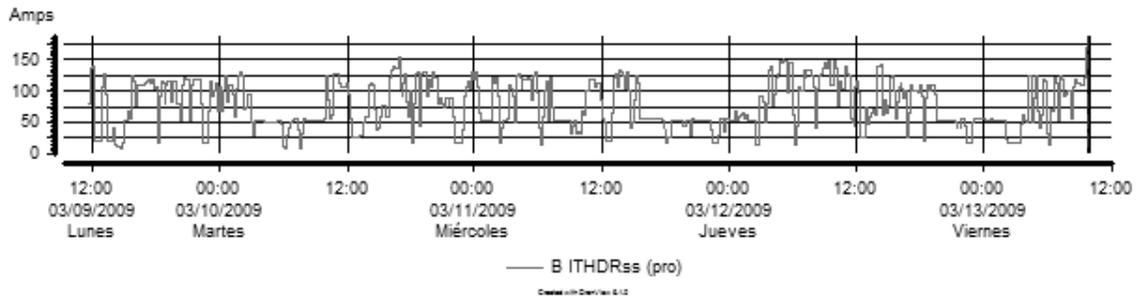
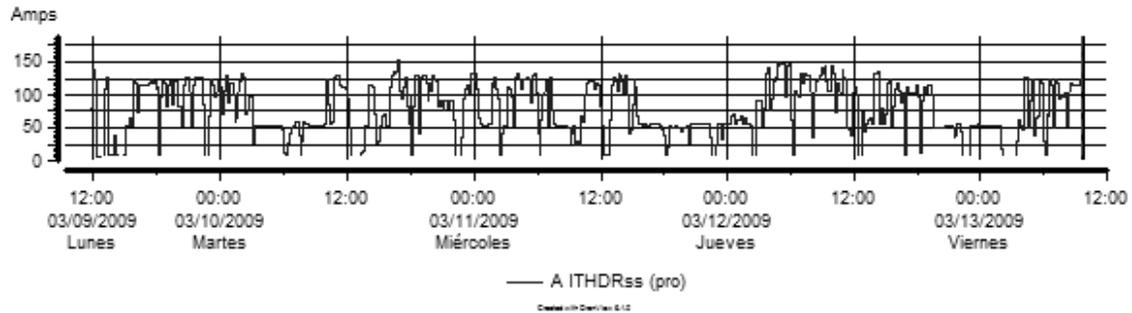
Figura 41. Gráfica de índice de armónicos para valores de voltaje (VTHD)



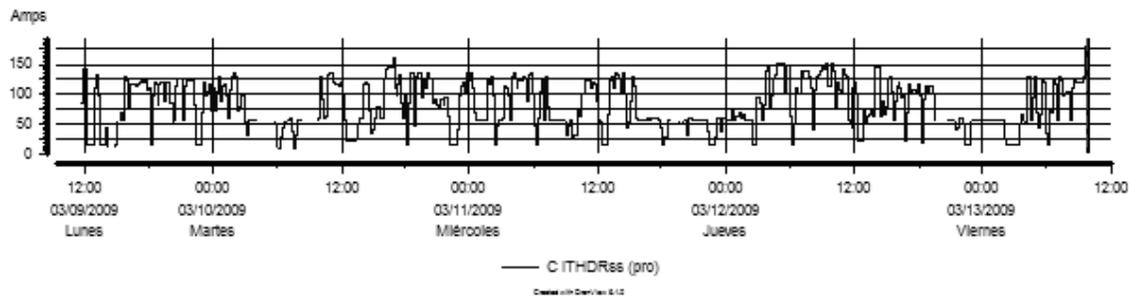


La distorsión armónica total de corriente que se produce dentro de la empresa representa un promedio de 84% con respecto a la fundamental, para las condiciones más severas de distorsión, con lo cual supera el máximo valor establecido por la norma que corresponde al 20% para usuarios industriales. Por lo tanto, se establece que la distorsión armónica de corriente no está dentro de los requerimientos mínimos de calidad de energía, por lo que la empresa aporta armónicos al sistema eléctrico, afectando la calidad de energía.

Figura 42. Gráfica del índice de armónicos para valores de corriente (ITHD)



Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia



Flicker

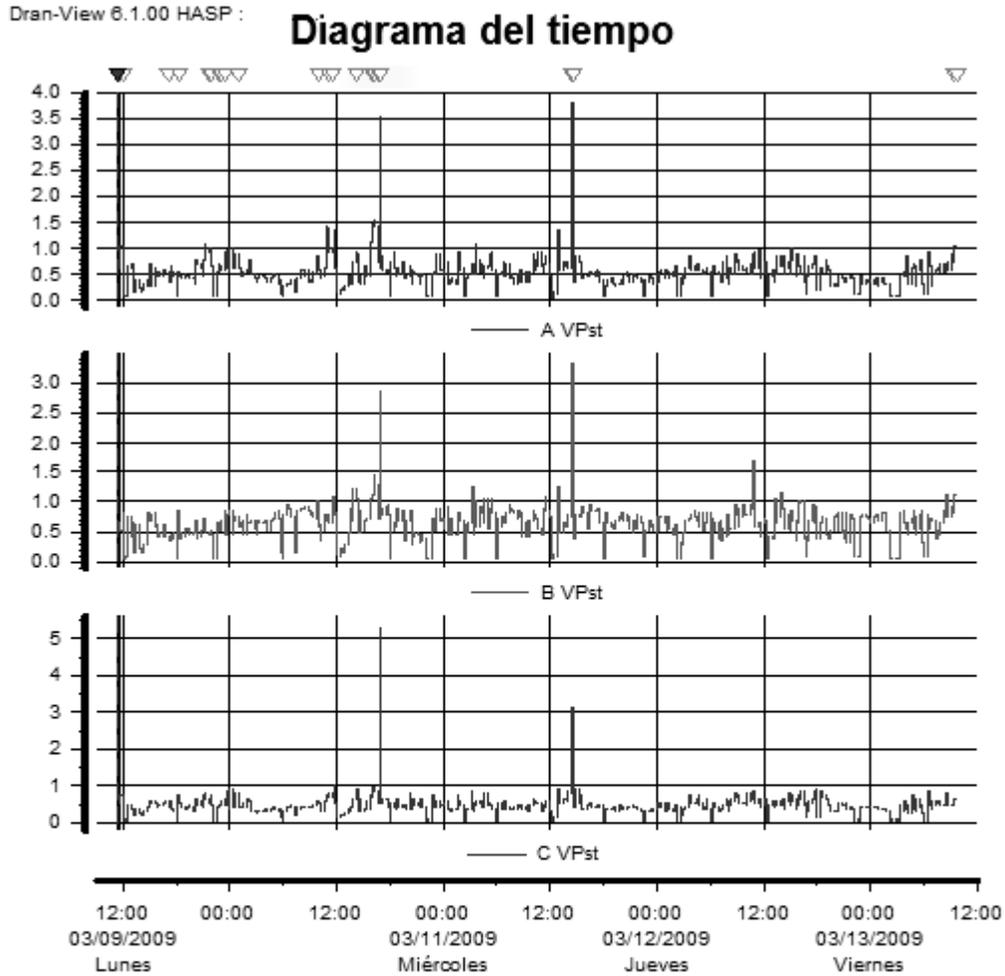
Es una variación rápida y cíclica de la tensión, que causa una fluctuación correspondiente en la luminosidad de las lámparas a una frecuencia detectable por el ojo humano. El flicker deberá ser medido por el índice de severidad de corto plazo (Pst), definido por la Norma IEC 1000-3-7 y según el artículo 37 de las NTSD el índice de tolerancia máxima para el flicker está dado por:

$$\mathbf{Pst} \leq 1$$

Se considera que la energía eléctrica no se encuentra en buenas condiciones cuando en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento, del empleado en las mediciones en el período de estudio, dichas mediciones muestran que el flicker ha excedido el rango de tolerancias establecidas (> 0.7)

Según las capturas que se registraron, el índice del flicker es de 0.51, pero el porcentaje de incidencia del flicker es de 20% (con valores de flicker >0.7) es decir supera al límite permitido por las normas de calidad de energía.

Figura 43. Gráfica de índice de flicker



Evento #1 a 03/09/2009 11:25:34.000
 AVrms, BVrms, CVrms, AVrms, BVrms, CVrms Voltaje Jornales Normal a Muy Bajo

| | <i>Máx</i> | <i>en</i> |
|--------------|------------|------------------|
| <i>AVPst</i> | 3.831 | 03/11/2009 14:30 |
| <i>BVPst</i> | 3.299 | 03/11/2009 14:30 |
| <i>CVPst</i> | 5.351 | 03/10/2009 17:00 |

Con base a los resultados obtenidos por el equipo de medición, se recomienda:

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

- En los datos obtenidos de la regulación de tensión, no se superaron los límites establecidos según la norma, por lo cual no es necesario aplicar ninguna corrección.
- El factor de potencia registrado tiene un promedio de **0.583** por lo que se encuentra fuera del rango permitido por la norma y es necesario de una compensación que puede ser por un banco de capacitores o un filtro activo de potencia.
- Los índices de los armónicos **VTHD e ITHD** son superados a los valores permitidos por la norma **96% > 5% y 84% > 20%** respectivamente, por lo que la calidad de energía eléctrica no se encuentra en buenas condiciones y es otra razón por la cual se recomienda el uso de filtros activos de potencia.
- Según los datos obtenidos en cuanto a Flicker, **20 %** de ellos excedió el límite del Pst que es de **0.7**, por lo que se considera que tiene problemas de este fenómeno, por lo que también se recomienda la instalación de un filtro activo de potencia o un supresor de transientes.

Según los problemas observados en el estudio de calidad de energía de la empresa de tipo industrial, y sabiendo que en su totalidad los problemas encontrados se originan en sus propias instalaciones, y sabiendo que ellos están decididos a limitar las corrientes armónicas que se generan en sus propios equipos.

En consecuencia para conseguirlo, hay que asegurarse donde es necesario instalar un equipo que proceda a la eliminación o cuando menos una eficaz reducción de las corrientes armónicas. Para ello existen tres métodos, cada uno de los cuales presenta sus ventajas e inconvenientes. Estos métodos son los siguientes:

- Filtros pasivos. (Banco de capacitores)
- Soluciones en los transformadores (De aislamiento, de zig-zag, de acoplamiento vectorial)
- Filtros Activos.

En este caso, la empresa optó por la instalación de un filtro activo de potencia con las siguientes características: capacidad de corriente de 120A/fase, Instalado en compensación parcial ya que es el lugar más adecuado según la configuración eléctrica existente.

Resultados obtenidos

- Anulación de la corriente que circulaba por la red de tierras de 4 A.
- Se redujo el porcentaje de distorsión armónica total de voltaje (VTHD) del 96% al 4.3%. y para corriente (ITHD), del 84% al 13.6%.
- Se eliminaron los picos por efecto flicker obteniéndose un pst por debajo del 0.6.
- Se mejoro el factor de potencia de 0.583 promedio al 0.913.

4.3.2.1.7.2. Ejemplo 2

Las cargas de la misma naturaleza, tienen todas una idéntica manera de consumir, en la imagen que viene a continuación, tenemos representada una forma de onda de corriente, que por su figura podemos asegurar que corresponde a la de un variador de velocidad.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

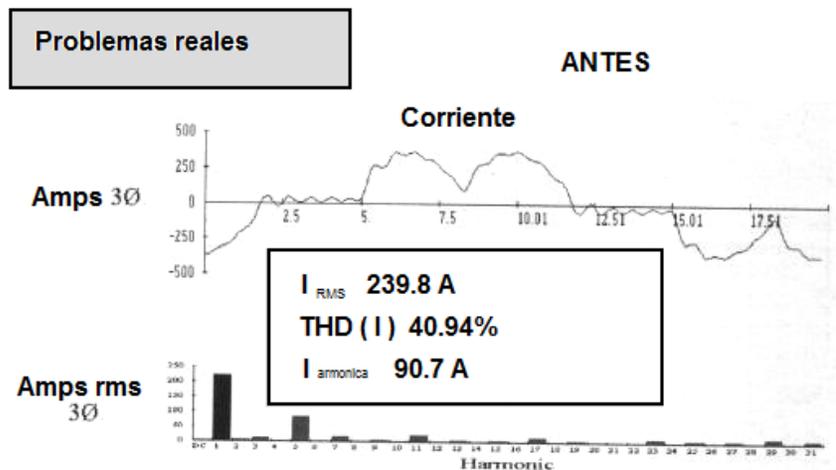
Siguiendo el ejemplo del variador, podemos ver una medición realizada en campo, donde se presenta la forma de onda de corriente correspondiente a un periodo, su espectro armónico y los datos obtenidos en la instalación. Este variador de velocidad tiene ya instalada una inductancia serie, la cual cumple el papel de reducir la tasa de distorsión de corriente generada por el variador situándola en el 40.94%. Hay que tener en cuenta que en condiciones normales, un variador de velocidad puede llegar a alcanzar una tasa de distorsión de corriente del 125%.

Figura 44. Forma de onda de corriente de un variador de velocidad



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 167.

Figura 45. Análisis de corriente de una carga



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 168.

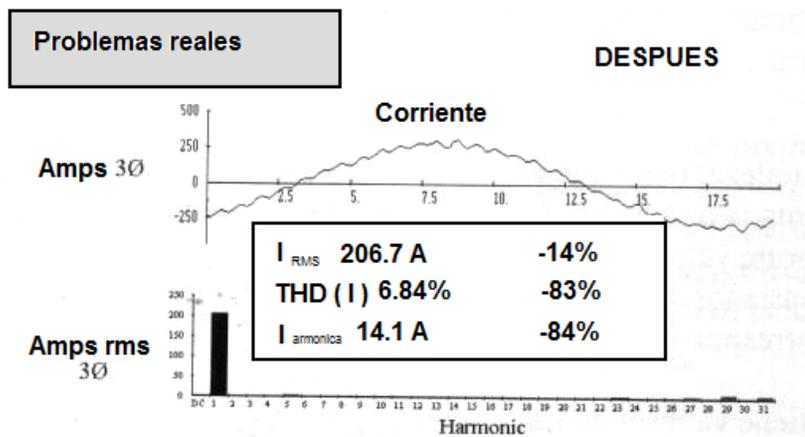
En esta instalación, a pesar de haber reducido el efecto de los armónicos, los que quedaban seguían siendo suficientes como para generar problemas y en ocasiones producir paradas de la instalación, por lo que tras un estudio del espectro de la carga la solución más eficaz fue la instalación de un compensador activo de armónicos obteniendo los resultados que se presentan a continuación. Se puede apreciar la diferencia que hay entre los datos antes de hacer la compensación de armónicos y después de haberla realizado. Se observa por ejemplo, cómo ha cambiado la forma de corriente, que circula hacia el cuadro general de baja tensión, pasando de una forma distorsionada a una forma de onda senoidal. La intensidad de la carga ha descendido de 239.8 a 206.7 amperios con lo que se ha reducido el consumo en un 14%. La corriente armónica ha descendido de manera considerable de 90.7 a 14.1 amperios, lo cual demuestra la efectividad del compensador activo que ha sido capaz de reducir los armónicos de la instalación en un 84%. Después de los resultados anteriores se traducen de forma inminente en la mejora de la tasa de distorsión de corriente de la carga pasando del 40.94 al 6.84 lo que significa una reducción del 83%.

En la figura podemos apreciar como una carga deformante monofásica del tipo fuente de alimentación conmutada, cambia su manera de consumir cuando los armónicos generados por la misma han sido compensados, como se puede observar, la forma de onda de la izquierda corresponde a la onda de corriente de la carga sin compensar y la de la derecha corresponde a la misma carga una vez compensados sus armónicos. Las formas de onda, traducidas a números, muestran del mismo modo la inserción del compensador activo, tiene como consecuencia una notable mejora de la calidad de la señal, y por tanto, de las mejoras en el funcionamiento de la instalación y los equipos a ella conectados.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

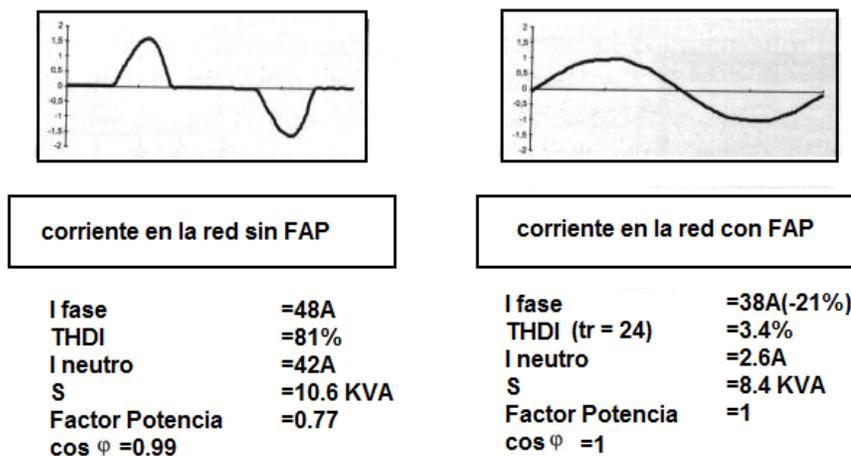
Al insertar el compensador, la tasa de distorsión global de corriente mejora en un 24%, pasando de tener un 81% a un 3.4%. al mismo tiempo la corriente que circula por el circuito se reduce un 21% con lo que de 48 A, pasa a 38 A. Finalmente, los amperios armónicos prácticamente desaparecen viéndose reducidos de 42 A. a 2.6 A. eficaces.

Figura 46. Análisis de una fuente de alimentación conmutada



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 168.

Figura 47. Análisis de la corriente una vez compensada



Fuente: Luis Ignacio Eguiluz Moran, Potencia en régimen no sinusoidal, Página 168.

En el ejemplo de la figura 47, se puede observar como mejora el factor de potencia, pasando del 0.77 a 1, es decir, a efectos prácticos la carga no lineal o carga deformante, se ha convertido por medio del compensado, en una carga lineal donde el $\cos\phi = \text{factor de potencia} = 1$ activo.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

CONCLUSIONES

1. El tema referente a la definición de la potencia y su interpretación en el campo frecuencial y temporal, esta clasificado bajo los conceptos de potencia activa y no activa, según los temas abordados bajo las diferentes bibliografías en este documento, queda verdaderamente claro que la potencia activa es un concepto medible y conservativo. Las otras potencias, que se les ha llamado bajo el concepto de potencia no activa, son interpretables, no tienen un carácter conservativo y su desglose en otras potencias no goza al 100% del consenso. Todos los sistemas de compensación propuestos, basados en teorías conocidas, se han apoyado en el conocimiento o cálculo de la potencia activa instantánea o corriente equivalente.
2. Todos los aparatos eléctricos que suministran energía ya sea en forma de luz, calor, sonido, rotación, movimiento, etc., consumen una cantidad de energía eléctrica equivalente a la entregada directamente de la fuente de electricidad a la cual están conectados. Esta energía consumida se denomina Activa, que es la que se transforma finalmente en trabajo útil y es la que registran los medidores y es facturada al consumidor por las respectivas empresas de suministro eléctrico. Algunos aparatos, debido a su principio de funcionamiento, toman de la fuente de electricidad una cantidad de energía mayor a la que registra el medidor: una parte de esta energía es la ya mencionada energía Activa, y la parte restante no es en realidad consumida sino entretenida entre el aparato y la red de electricidad.

Esta energía entretenida se denomina Reactiva y no es registrada por los medidores del grupo tarifario al que pertenecen los consorcios. Los conceptos antes mencionados no son suficientes, ya que cuando no existe una relación matemática lineal entre la corriente y la tensión aplicada a una carga, en otras palabras cuando se está alimentando una carga de carácter no lineal, entra un nuevo término que se le conoce como reactiva de deformación o potencia distorsionante, y esta es debido a las componentes armónicas producidas por dicha carga. Es allí donde se hace necesario utilizar FAP que puedan centrar todo su esfuerzo en llevar una calidad de energía de un estado deficiente a un estado eficiente, mitigando las armónicas producidas por la carga no lineal y mejorando el factor de potencia.

3. La razón por la cual surgen armónicos en la onda eléctrica es por el uso creciente en instalaciones comerciales e industriales de cargas cuyo funcionamiento se basa en la electrónica de potencia. Las consecuencias o efectos negativos que causan las corrientes de carácter no senoidal con alto contenido de armónicos se ven tanto del lado del sistema de transmisión o distribución como del lado del usuario final. Por ejemplo, en el sistema de transmisión y distribución a través del calentamiento y aumento de pérdidas por efecto Joule en cables y transformadores por aumento de la corriente eficaz y pérdidas en el núcleo en los últimos. Daño de capacitores de potencia u operación indebida de elementos de protección de los mismos. Por ejemplo, quema inexplicable de fusibles debido a aumento de corriente y voltaje aplicado. Sobrecalentamiento de generadores: debido a flujos de secuencia negativa producidos por las corrientes armónicas y por aumento de la corriente eficaz. Mal funcionamiento de dispositivos de protección.

Por el lado del usuario final, a través de operación deficiente de motores: disminución de la eficiencia, ruido, calentamiento y vibración, calentamiento y aumento de pérdidas por efecto Joule en cables y transformadores por aumento de la corriente eficaz y aumento de pérdidas en el núcleo en los últimos. Mal funcionamiento de dispositivos electrónicos de protección, medición y regulación. Interferencias en sistemas de telecomunicación y telemando. Daño de capacitores de potencia u operación indebida de elementos de protección de los mismos. Por ejemplo, quema inexplicable de fusibles debido a aumento de corriente y voltaje aplicado.

RECOMENDACIONES

1. Continuar la investigación en el concepto de *potencia no activa* y sus componentes, no solamente para su aplicación en los FAP, sino para su cuantificación y medida, mediante el desarrollo de la instrumentación adecuada.
2. Incluir con más detalle, la estructura interna de un FAP, profundizar en cada uno de los elementos que forman parte común del mismo, como lo es el sistema de control y el sistema de potencia, para mejorarlos con base a nuevas tecnologías de semiconductores que puedan desarrollarse en el futuro.
3. Diseño y construcción de prototipo con un formato industrial de FAP, en el que se puedan aplicar los diferentes métodos de control, utilizando las teorías expuestas en este trabajo de graduación, en el que se puedan obtener resultados experimentales satisfactorios.

BIBLIOGRAFÍA

- [1]. Manuel Lamich Arocas, **Filtros Activos: Introducción y Aplicaciones**, Universidad Politécnica de Catalunya, España.
- [2]. Manuel Román Lumbreras, **Filtros Activos para la Compensación Instantánea de Armónicos y Energía Reactiva**, Universidad Politécnica de Catalunya. España, Mayo 2006.
- [3]. Departamento de Ingeniería Eléctrica, **Ventajas del uso de filtros para corrección de factor de potencia**, Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey. México.
- [4]. Daniel W. Hart, **Electrónica de Potencia**, Pearson Education, S.A., Madrid, España, 2001.
- [5]. Manual teórico-práctico Schneider, **La Compensación de la Energía Reactiva**, Capítulo E.
- [6]. Alexis Tejada Peralta, **Efecto de las Armónicas en los Sistemas Eléctricos**, Ingeniería del ITESM Campus Monterrey, México.
- [7]. Luis Ignacio Eguiluz Moran, **Potencia en Régimen No Sinusoidal**, Universidad de Cantabria. España, Agosto 2001.
- [8]. Francisco M. González-Longatt, **Artículo de Entendiendo la Transformación de Park**, Miembro IEEE. Junio 2004.
- [9]. Eugenio Téllez Ramírez, **Distorsión Armónica**, Automatización, Productividad y Calidad S.A. de C.V. México.
- [10]. Alexis Tejada, Armando Llamas, **Artículo sobre Efectos de las Armónicas en los Sistemas Eléctricos**, Ingeniería Eléctrica del ITESM Campus Monterrey, México.

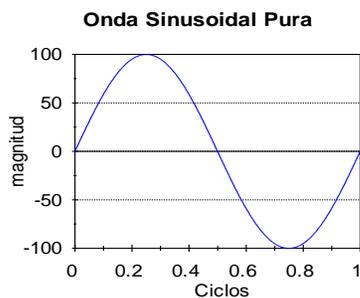
- [11]. Shri Karve, MGE UPS Systems Ltd, **Guía de Calidad de la Energía, Armónicos, Compensadores Activos de Armónicos**, Versión 0b
Noviembre 2001, Marzo 2001.
- [12]. M. Román, **Acondicionador activo de potencia**, Una solución a medida para los procesos industriales sensibles a oscilaciones y cortes breves de tensión, 2ª Jornada Técnica sobre Calidad de Suministro.FECSA, 1997
- [13]. M. Román A. Sudriá, J. Bergas, **Control activo de la energía en las redes eléctricas**, 5ª Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica. Salamanca, 1997.
- [14]. Hirofumi Akagi, Hyosung Kim, **The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach**, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1999, Pages: 431-439
- [15]. Smedley, K.M., Zhou, L., Qiao, C, **Unified constant-frequency integration control of active power filters-steady-state and dynamics**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, No. 3, May 2001, Pages: 428-436

APÉNDICE-A

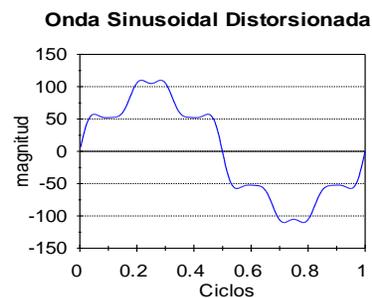
Ondas puras y ondas distorsionadas

Idealmente, en un sistema de potencia de corriente alterna las ondas de voltaje y corriente son sinusoidales puras, sin embargo, el incremento del uso de cargas no lineales, principalmente el desarrollo de la electrónica de potencia, ha venido a cambiar el panorama. Es común encontrar formas de onda distorsionadas en menor o mayor grado, según la parte del sistema que se estudie, ver figura.

Formas de onda



a) Sinusoidal pura



b) Distorsionada

La serie de Fourier

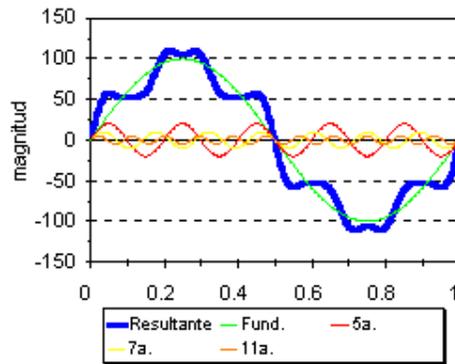
La herramienta teórica para el análisis de las ondas distorsionadas es la Serie de Fourier basada en el teorema del mismo nombre. En otras palabras, el teorema de Fourier implica que cualquier onda periódica puede descomponerse en una sumatoria de senoides de distinta frecuencia.

La frecuencia de cada componente es un múltiplo exacto de la frecuencia de la onda original. A la componente de frecuencia igual a la de la onda original se le denomina componente fundamental, mientras que a las restantes se les denomina componentes armónicas. Así por ejemplo, a la componente de frecuencia igual a 3 veces la frecuencia original se le denomina 3^a armónica.

La ventaja del uso de la Serie de Fourier, para representar ondas distorsionadas, es que es más fácil analizar la respuesta del sistema de potencia cuando está sujeto a ondas sinusoidales puras. El sistema se analiza separadamente para cada componente armónica.

De acuerdo a la simetría de las formas de onda que se tienen en los sistemas de potencia, en las que el ciclo positivo es igual al ciclo negativo, encontramos que generalmente las componentes impares son de importancia, la 3^a, 5^a, 7^a, etc.

Forma de onda distorsionada y sus componentes armónicas principales, 5ª, 9ª y 11ª armónica.



Efectos de los armónicos

Sobre la década pasada, las compañías de electricidad descubrieron repentinamente un problema sorprendente: Cuando sus usuarios adicionaron muchas computadoras y equipo electrónico, el factor de potencia para la compañía de electricidad bajó. En algunos casos, la reducción en el factor de potencia era suficiente como para producir cargos extras (penalizar el bajo factor de potencia). Aún peor, fallas en transformadores y conductores coincidieron con el bajo factor de potencia.

El uso de equipo electrónico moderno ha cambiado nuestras vidas (la mayoría argumentarían para mejorar), pero a venido a cambiar también la característica de carga de las instalaciones modernas. Las cargas electrónicas han ganado el nombre de “Carga no lineal”; para describir la forma de la potencia. Algunos de los efectos adversos de cargas no lineales concentradas sobre una compañía de electricidad son:

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

- La distorsión de voltaje dentro de instalaciones
- Las corrientes excedentes por el neutro
- Los altos niveles de voltaje de neutro a tierra
- El recalentamiento en transformadores
- Los grandes campos magnéticos que emanan desde transformadores
- La reducción en la capacidad de distribución
- Penalización por bajo factor de potencia

APÉNDICE-B

La distorsión armónica

Los equipos electrónicos han ganado el nombre de "Carga no lineal"; debido a su particular característica de consumir corriente no sinusoidal al aplicársele alimentación sinusoidal.

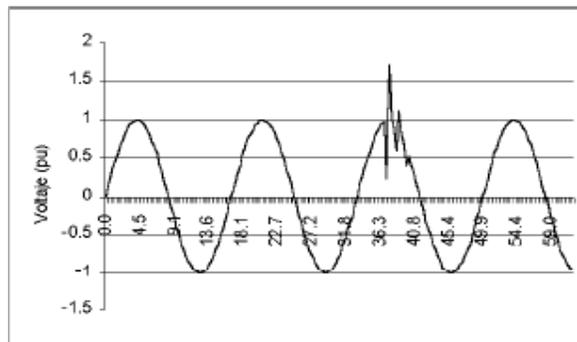
Con lo cual se produce una distorsión de las señales de tensión y corriente a lo largo del sistema de distribución eléctrica. Produciendo algunos efectos adversos, como los mencionados en el apéndice A. El problema con cargas no lineales, es la forma no sinusoidal que la corriente adopta, producto de las diferentes ondas (múltiplos enteros de la fundamental), que a ella se suman y que son originadas por las cargas no lineales. Esta deformación de las señales de tensión y corriente se expresa usualmente en términos de "Distorsión Armónica". En otras palabras la distorsión armónica describe la variación en estado estacionario o continuo en la forma de onda de la frecuencia fundamental. Para esta condición de estado estacionario las frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Los síntomas típicos de problemas de armónicas incluyen disparo en falso de fusibles, disparos inexplicables de interruptores, sobrecalentamiento de transformadores y de motores, funcionamiento defectuoso de impulsores, relevadores, computadoras, etc.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

La distorsión puede deberse a:

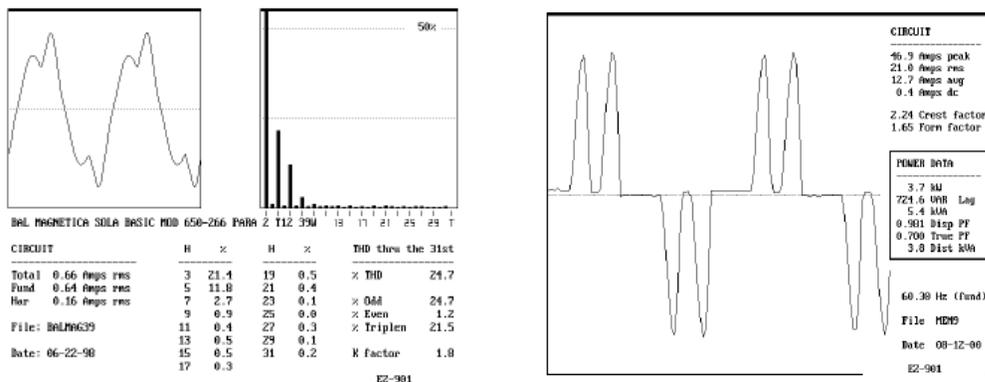
- **Fenómenos transitorios** tales como arranque de motores, conmutación de capacitores, efectos de tormentas o fallas por cortocircuito entre otras.

Efecto en el voltaje por la conmutación de capacitores



- **Condiciones permanentes** que están relacionadas con armónicas de estado estable. En los sistemas eléctricos es común encontrar que las señales tendrán una cierta distorsión que cuando es baja, no ocasiona problemas en la operación de equipos y dispositivos.

Forma de onda de corriente en



a) Variador de velocidad de CA

b) Balastra magnética

Existen normas que establecen los límites permisibles de distorsión, dependiendo de la tensión de operación y de su influencia en el sistema.

Características de la distorsión armónica

Cuando la onda de corriente o de tensión medida en cualquier punto de un sistema eléctrico se encuentra distorsionada, con relación a la onda sinusoidal que idealmente deberíamos encontrar, se dice que se trata de una onda contaminada con componentes armónicas. Para que se considere como distorsión armónica las deformaciones en una señal, se deben de cumplir las siguientes condiciones:

- Que la señal tenga valores definidos dentro del intervalo, lo que implica que la energía contenida es finita
- Que la señal sea periódica, teniendo la misma forma de onda en cada ciclo de la señal de corriente o voltaje.
- Permanente.- Cuando la distorsión armónica se presenta en cualquier instante de tiempo, es decir, que no es pasajera.

Medidas de la distorsión en voltaje y corriente

Para cuantificar la distorsión existente en una señal, es preciso definir parámetros que determinen su magnitud y contar con equipos de medición adecuados. A continuación se presentan las expresiones necesarias para efectuar los cálculos relacionados con la distorsión armónica.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

- **Valor eficaz (rms)**

Cuando se suman señales de voltaje o corriente de diferentes frecuencias para obtener su resultante.

$$\begin{aligned} \text{Corriente Eficaz (rms)} \quad I_{rms} &= \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \\ \text{Voltaje Eficaz (rms)} \quad V_{rms} &= \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \end{aligned}$$

- **Cofactor de distorsión (Cd)**

Es la relación entre el contenido armónico de la señal y su valor eficaz (rms). Su valor se ubica entre 0% y 100%. También se conoce como thd y es el índice mas ampliamente usado en Europa. Con una distorsión baja, Cd cambia notoriamente, por eso se recomienda su uso cuando se desea conocer el contenido armónico de una señal.

$$C_d = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_{rms}} \times 100\%$$

Cd: Cofactor de distorsión

- **Distorsión armónica total (THD)**

Es la relación entre el contenido armónico de la señal y la primera armónica o fundamental. Su valor se ubica entre 0% e infinito. Es el parámetro de medición de distorsión más conocido, por lo que es recomendable para medir la distorsión en parámetros individuales (I y V). Al igual que el Cd es útil cuando se trabaja con equipos que deben responder sólo a la señal fundamental, como en el caso de algunos relevadores de protección.

THD: Distorsión armónica total

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\%$$

El THD de voltaje es una cantidad muy útil para la mayoría de aplicaciones. Da una buena idea del calor adicional que se producirá sobre una carga resistiva cuando se le aplica un voltaje distorsionado. Asimismo, el valor THD de corriente nos muestra que habrá pérdidas de potencia cuando corrientes distorsionadas fluyen en conductores, transformadores, etc.

- **Distorsión de demanda total**

Es la relación entre la corriente armónica y la demanda máxima de la corriente de carga. Cuando se efectúan mediciones relacionadas con armónicas en los sistemas eléctricos, es común encontrar niveles de THD altos en condiciones de baja carga que no afectan la operación de los equipos ya que la energía distorsionante que fluye es también baja.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Para evaluar adecuadamente estas condiciones se define el TDD que es el parámetro de referencia que establece los límites aceptables de distorsión en corriente en la norma IEEE 519.

TDD: Distorsión de demanda total

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\%$$

donde:

I_h = Magnitud de la armónica individual

h = orden armónico

I_L = demanda máxima de la corriente fundamental de carga, que se calcula como el promedio máximo mensual de demanda de corriente de los 12 últimos meses o puede estimarse.

APÉNDICE-C

Potencia y factor de potencia

- **Potencia para cargas lineales**

La mayor parte de las cargas eléctricas se tipifican como cargas convencionales; estas se comportan linealmente, lo cual significa que al aplicar una tensión, la forma de onda de la corriente conserva esa misma forma, aunque en general estará desplazada en el tiempo un ángulo (ϕ). En estas circunstancias podemos definir las siguientes expresiones ya conocidas:

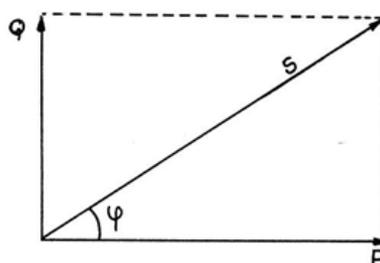
$$S = V \cdot I \text{ (Potencia Aparente)}$$

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\phi) \text{ (Potencia Activa)}$$

$$Q = V \cdot I \cdot \sin(\phi) \text{ (Potencia Reactiva)}$$

que podemos graficar - fasorialmente en el triángulo de potencias definido en el plano x-y

Triángulo de Potencias



Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Las potencias así definidas son solamente magnitudes de cálculo, solo tiene verdadera importancia física solo si tiene el valor Instantáneo $p(t)$ de la potencia activa, que fluctúa según:

$$p(t) = u_1 = V I \{ \cos(\phi) - \cos[2\omega t - (\phi)] \}$$

con el doble de la frecuencia de la red alrededor del valor medio $V \cdot I$.

Para los circuitos trifásicos las expresiones de potencia se multiplican por 3 siendo los valores de V e I los de fase.

- **Potencia para cargas no lineales**

Cuando no existe una relación matemática lineal entre la corriente y la tensión aplicada a un circuito, los conceptos antes enunciados no son suficientes, pues a pesar de alimentar al circuito con una tensión sinusoidal, circulan corrientes no senoidales. Por ello las definiciones deben ampliarse, haciendo la potencia aparente:

$$S = V \cdot I = V \cdot \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}$$

A la potencia activa (Potencia Eficaz) solo contribuye la onda fundamental de la corriente en:

$$P = P_1 = V \cdot I_1 \cos(\phi)$$

La potencia reactiva total es:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

que contiene dos componentes a saber, el reactivo de la onda fundamental:

$$Q_1 = V I_1 \text{ sen}(\phi)$$

y la potencia reactiva de deformación o potencia distorsionante debida a las armónicas:

$$D = V \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

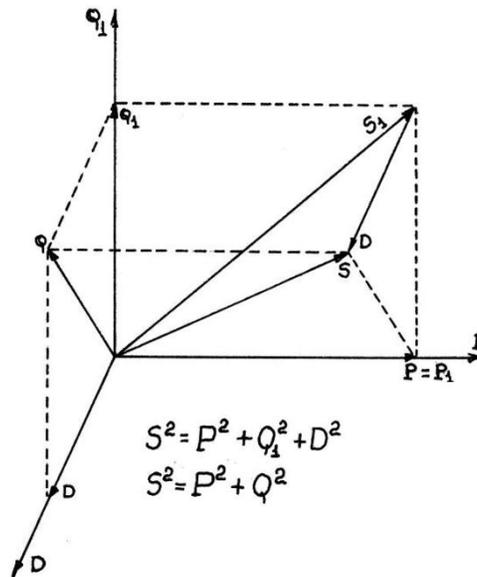
Aquí I_2 , I_3 corresponden a los valores eficaces de las corrientes armónicas 2ª y 3ª respectivamente.

- **Forma gráfica de representar potencias cuando está presente la distorsión armónica**

La forma gráfica de representar las cantidades de potencia cuando están presentes ondas distorsionadas es en tres dimensiones. Cada eje coordinado representa P, Q y D. La resultante de la suma vectorial de las anteriores cantidades es S, la potencia aparente.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Representación gráfica de potencias cuando están presentes ondas distorsionadas.



Relación de potencias:

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

$$S_1^2 = P^2 + Q_1^2$$

$$Q^2 = Q_1^2 + D^2$$

$$S^2 = S_1^2 + D^2$$

$$S^2 = P^2 + Q_1^2 + D^2$$

- **Factor de potencia**

El factor de potencia para ondas con contenido armónico se define con la siguiente expresión:

$$FP = \cos(\delta) = P/S$$

Al factor de potencia definido de este modo comúnmente se le llama “Factor de potencia verdadero” y difiere del factor de potencia de desplazamiento, que es al que estamos más acostumbrados y que no es más que el ángulo entre los fasores de voltaje y corriente fundamentales:

$$FP \text{ desplazamiento} = \cos(\phi)$$

- **Implicaciones de la potencia en ondas distorsionadas**

Como vemos en las expresiones de potencia definidas arriba, el problema de la distorsión por componentes armónicas radica en que fluyen corrientes adicionales que no proporcionan potencia activa neta, que conllevan a la necesidad de mayor capacidad para proporcionar energía a la carga así como también a un aumento de pérdidas de transmisión.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Sólo la componente fundamental de la corriente proporciona potencia activa, las componentes armónicas se manifiestan cargando el sistema tal y como lo hacen las corrientes reactivas de frecuencia fundamental.

La compensación de reactiva tradicional que manejamos con el uso de capacitores, proporciona únicamente reactiva de componente fundamental. Lo anterior implica que el factor de potencia desplazamiento puede estar cercano a la unidad y aún así, el factor de potencia verdadero puede ser muy pequeño debido a las corrientes armónicas.

APÉNDICE-D

Fuentes emisoras de corrientes armónicas en los sistemas de potencia

En general, son fuentes productoras de corrientes armónicas las cargas no lineales conectadas al sistema de potencia. Por cargas no lineales se entienden aquellas cuya relación $V-I$ no es una línea recta. Cuando a una carga no lineal se le aplica un voltaje sinusoidal puro, la corriente resultante no es sinusoidal. Podemos categorizar de una manera general las cargas productoras de corrientes armónicas como sigue:

Categorización general de cargas que producen corrientes armónicas

| No. | Categoría |
|-----|---|
| | Dispositivos electrónicos de potencia (convertidores, rectificadores, etc) Dispositivos productores de arcos eléctricos (hornos de arco, luz fluorescente) Dispositivos ferromagnéticos (transformadores, etc.) |

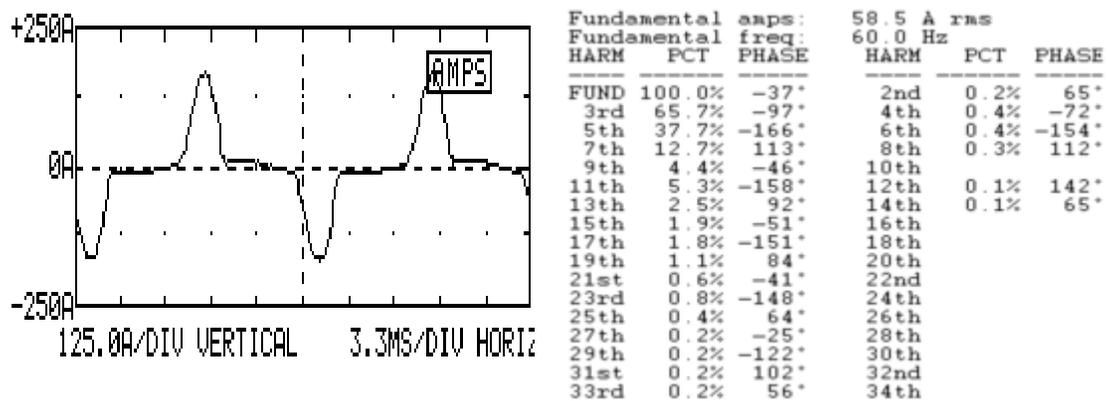
- **Fuentes de poder monofásicas**

Su función principal es la de proveer de potencia eléctrica a cargas electrónicas tales como computadoras, impresoras, cargadores de batería, balastos electrónicos para iluminación fluorescente, etc.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Existen dos tipos: 1) la tecnología “antigua” que utilizaba un transformador para bajar la tensión y luego un rectificador de onda completa; y 2) la tecnología más moderna en la que se usa una conversión de CD-CA(alta frecuencia)-CD. La característica distintiva de este tipo de dispositivo es la componente de 3a. armónica que produce. La figura siguiente muestra la onda característica de corriente en un alimentador que alimenta cargas de este tipo.

Forma de Onda y espectro para fuentes monofásicas de potencia



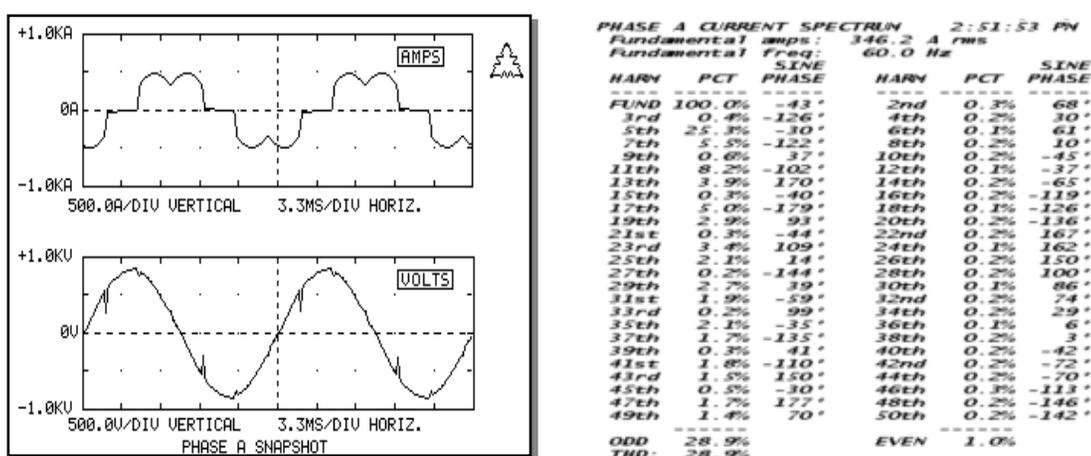
Fuente: “Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems”. IEEE

- **Convertidores de potencia trifásicos**

Estos dispositivos difieren principalmente de los convertidores monofásicos en que no generan tercera armónica. Las armónicas más importantes para este tipo de cargas son, comúnmente la 5ª, 7ª y 11ª armónica. El denominador común de todos estos dispositivos es la rectificación generalmente de 6 pulsos. Los tipos más comunes comprenden:

- a) **Variadores de velocidad para motores de CD:** Sólo requieren de rectificación ya sea de 6 pulsos y en modelos más grandes hasta de 12 pulsos. En la figura se muestra una onda típica de este tipo de carga

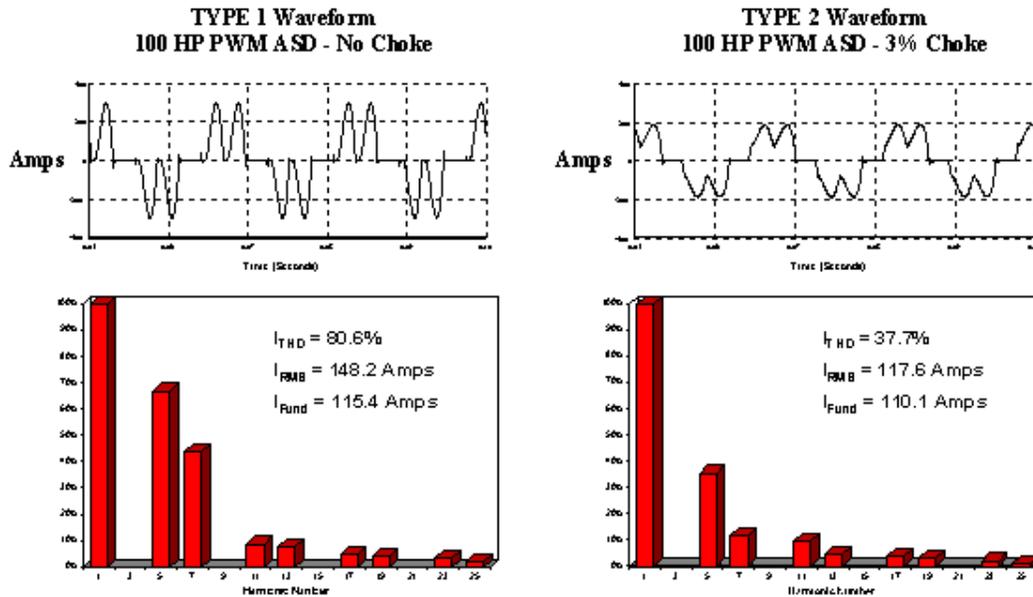
Corriente representativa de variador de velocidad de CD y espectro característico



Fuente: "Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems". IEEE

- b) **Variadores de velocidad para motores de AC:** En éstos, la salida del rectificador se vuelve a invertir para producir un voltaje de frecuencia variable. Las características de corriente dependen del tipo de dispositivo, de la carga y del sistema que alimenta el convertidor. Principalmente se distinguen dos tipos: 1) Forma de onda de corriente de alta distorsión y 2) Forma de onda de corriente de distorsión normal. Generalmente, a los segundos se les provee de una inductancia adicional llamada inductancia de choque, la cual tiene la finalidad de "suavizar" la forma de onda, produciéndose así una disminución de los niveles de distorsión.

Forma de onda y espectro característico de los variadores de frecuencia de CA

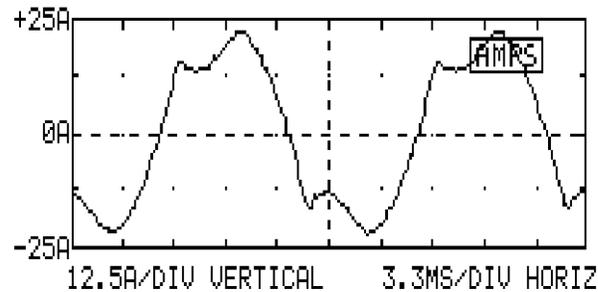


Fuente: "Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems". IEEE

- **Dispositivos productores de arco eléctrico**

Esta categoría incluye hornos de arco, soldadoras de arco e iluminación de descarga en gases tales como iluminación fluorescente, lámparas de vapor de sodio y vapor de mercurio. La producción de corrientes armónicas se debe a la característica no lineal de voltaje-corriente del arco eléctrico. En el caso de la iluminación fluorescente, existe generación adicional de armónicos en aquellos dispositivos en los que se utilizan balastos electrónicos, que utilizan fuentes electrónicas de potencia para aumentar la eficiencia de la iluminación. En la figura 1.10. se muestra la forma de onda típica para iluminación fluorescente con balastro magnético. El contenido armónico de esta forma de onda es similar a otros dispositivos productores de arco eléctrico.

Corriente y espectro característicos de cargas de iluminación fluorescente



| Fundamental amps: | | | 15.2 A rms | | |
|-------------------|--------|-------|------------|------|-------|
| Fundamental freq: | | | 60.0 Hz | | |
| HARM | PCT | PHASE | HARM | PCT | PHASE |
| FUND | 100.0% | -124° | 2nd | 0.2% | 136° |
| 3rd | 19.9% | -144° | 4th | | |
| 5th | 7.4% | 62° | 6th | | |
| 7th | 3.2% | -39° | 8th | | |
| 9th | 2.4% | -171° | 10th | | |
| 11th | 1.8% | 111° | 12th | | |
| 13th | 0.8% | 17° | 14th | | |
| 15th | 0.4% | -93° | 16th | | |
| 17th | 0.1% | -164° | 18th | | |
| 19th | 0.2% | -99° | 20th | | |
| 21st | 0.1% | 160° | 22nd | | |
| 23rd | 0.1% | 86° | 24th | | |
| 25th | | | 26th | | |
| 27th | 0.1% | 161° | 28th | | |
| 29th | | | 30th | | |
| 31st | | | 32nd | 0.1% | 156° |

Fuente: "Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems". IEEE

- **Dispositivos saturables**

En esta categoría se incluyen transformadores, motores, inductores, etc. La generación de armónicos en esta clase de cargas se debe a la característica no lineal de magnetización de los materiales ferromagnéticos utilizados como núcleos. Las corrientes de magnetización son ricas en 3ª armónica pero de baja magnitud y por tanto, cuando se analizan individualmente, este tipo de cargas es menos importante cuando se comparan con los dispositivos descritos anteriormente. Sin embargo, en el caso de empresas eléctricas de distribución en los que existe un gran número de transformadores de distribución monofásicos, las corrientes armónicas producidas por los mismos pueden llegar a ser apreciables.

- **Fuentes de corrientes armónicas según el tipo de carga**

En las tablas II a IV se indican distintos tipos de cargas productoras de corrientes armónicas según el tipo de sistema al que están conectadas, es decir, industrial, comercial y residencial.

Fuentes de corrientes armónicas en sistemas residenciales

| Tipo de carga | Corrientes armónicas principales | Distorsión armónica típica (carga individual) I_{THD} |
|---------------------------|---|--|
| Refrigerador | 3a. 5 ^a . 7 ^a . 9a. | 10-13 % |
| Computadoras e impresoras | 3a. 5 ^a . 7 ^a . 9a. | 124 % |
| Televisión a colores | 3a. 5 ^a . 7 ^a . 9a. | 121 % |
| Horno de microondas | 3a. 5 ^a . 7 ^a . 9a. | 18-26% |

Fuentes de corrientes armónicas en la Industria

| Tipo de carga | Corrientes armónicas principales | Distorsión armónica típica (carga individual) I_{THD} |
|---|----------------------------------|--|
| Variadores de velocidad de C.A. Distorsión normal | 5a. 7a. 11a. | 38 % |
| Variadores de velocidad de C.A. Distorsión alta | 5a. 7a. 11a. | 80 % |
| Variadores de velocidad de C.D | 5a. 7a. 11a. | 29 % |
| Hornos de inducción | 5a. 7a. 11a. | 29 % |
| Dispositivos productores de arcos eléctricos | 3a. 5ª. 7a. | 26 % |
| Dispositivos saturables: transformadores, reactores y motores | 3a. 5ª. 7a. | ----- |

Fuentes de corrientes armónicas en instalaciones comerciales

| Tipo de carga | Corrientes armónicas principales | Distorsión armónica típica (carga individual) I_{THD} |
|------------------------------------|----------------------------------|--|
| Alumbrado fluorescente | 3a. 9a. Y 15a. | 26 % |
| Equipos de telecomunicación | | 26 % |
| PC's, Impresoras, minicomputadoras | 3a. 5a. 7a. 9a. 11a. 15a. | 124 % |
| UPS's | | 26 % |
| Elevadores con control electrónico | | 45 % |

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

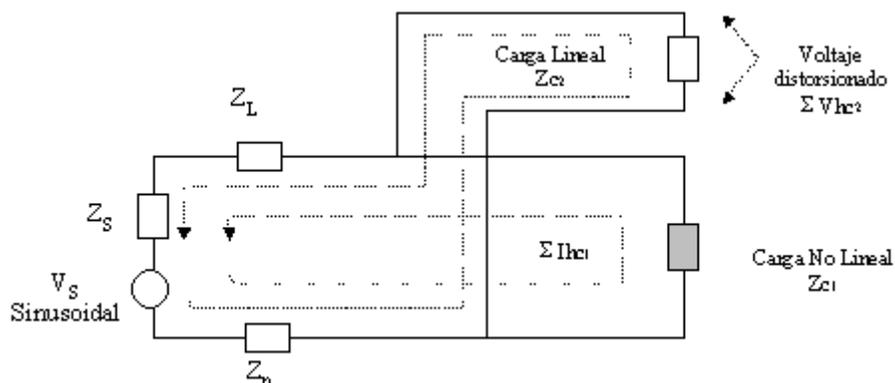
APÉNDICE-E

Respuesta del sistema de potencia al flujo de corrientes armónicas

- Voltajes armónicos

El flujo de corrientes armónicas, al interactuar con las impedancias del Sistema de Potencia, produce caídas de tensión que distorsionan la forma de onda de voltaje, mientras mayor es la magnitud de las componentes armónicas de corriente o más grande es la impedancia del sistema en determinado punto, más grande es la distorsión de voltaje que afectará a otras cargas conectadas en los alrededores. Lo anterior se ejemplifica en la siguiente figura.

Efecto de las cargas no lineales en la caída de voltaje: Las cargas no lineales producen corrientes armónicas $\sum I_{hc1}$ que fluyen por las líneas de fase y neutro, provocando caídas de tensión en las impedancias de Línea Z_L , De neutro Z_n e incluso impedancias internas Z_s de las fuentes de tensión de la red.



- **Efecto de los capacitores de potencia: resonancia en paralelo**

La impedancia equivalente del sistema de potencia también conocida como impedancia o reactancia de cortocircuito (Z_{SC}) es una cantidad importante en el análisis de armónicos porque determina el comportamiento del sistema en presencia de corrientes armónicas.

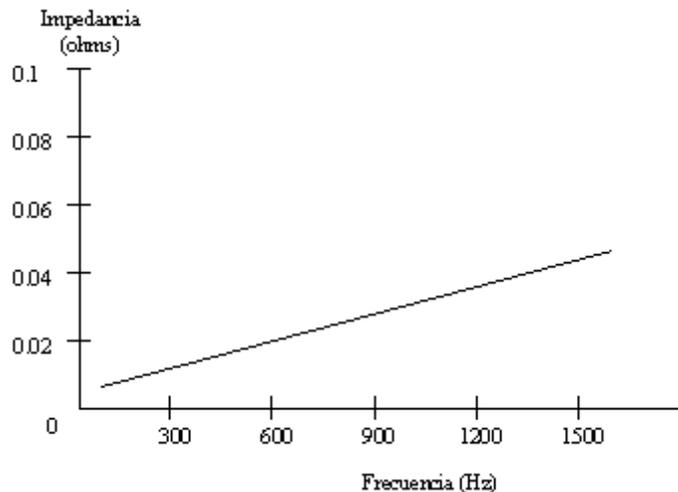
Z_{SC} es una cantidad fasorial que consiste en resistencia y reactancia. Cuando el sistema se analiza para la frecuencia fundamental, es práctica común despreciar la capacitancia del sistema y tomar en cuenta únicamente la componente inductiva que corresponde a las inductancias de las líneas, reactores y transformadores. Otra aproximación común que se hace para Z_{SC} es que las resistencias son pequeñas comparadas con las reactancias inductivas y generalmente se habla de la reactancia de corto circuito X_{SC} .

Si se desprecia la capacitancia del sistema, la reactancia de corto circuito varía según la frecuencia de la siguiente manera:

$$X_h = hX_1$$

En donde X_h es la reactancia del sistema vista por la componente armónica h y X_1 es la reactancia para la componente de frecuencia fundamental. En la Figura siguiente se muestra que la variación de la impedancia con respecto a la frecuencia es una línea recta tal y como lo predice la ecuación anterior.

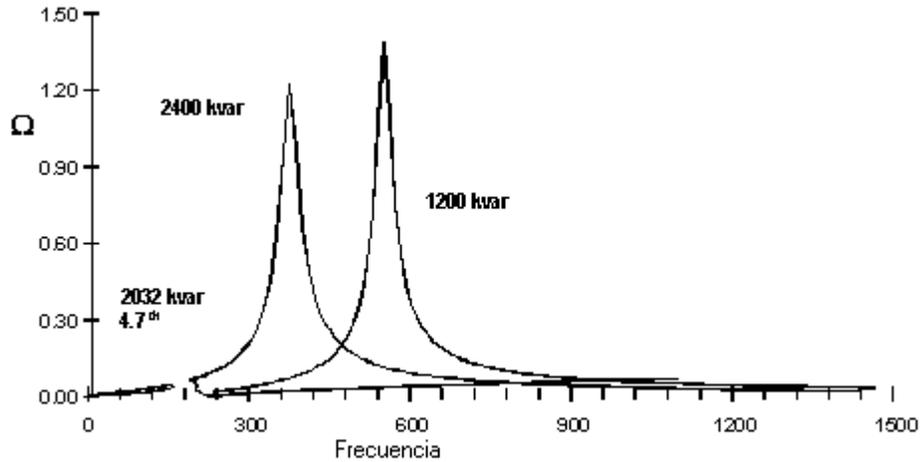
Impedancia Vrs. frecuencia para un sistema inductivo



Los capacitores utilizados para la corrección del factor de potencia, ya sea los utilizados por el consumidor final o los conectados en el sistema de distribución de la empresa suministradora, alteran dramáticamente la impedancia y la variación de ésta con la frecuencia. Todos los circuitos que contienen inductancias y capacitancias tienen una o más “frecuencias naturales”. Cuando una de estas frecuencias se alinea con una componente armónica producida dentro del sistema, la impedancia aumenta grandemente produciendo que los valores tanto de distorsión armónica de voltaje como de corrientes armónicas se magnifiquen. Lo anterior es el principal problema producido por armónicos en los sistemas de potencia y se le conoce como resonancia en paralelo.

La figura siguiente presenta el caso de resonancia para dos capacidades de bancos de capacitores. Vemos que a medida que los KVAR aumentan, la frecuencia a la que se presenta resonancia disminuye. Lo anterior es peligroso debido a que, generalmente, las armónicas principales son las de orden menor.

Efecto de bancos de capacitores en la impedancia equivalente en el punto de instalación



La ecuación que determina la armónica a la que se presenta resonancia en paralelo, asumiendo que la impedancia del sistema sólo posee parte inductiva y no resistiva, es la siguiente:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_c}{X_{sc}}} = \sqrt{\frac{MVA_{sc}}{MVAR_{CAP}}}$$

en donde:

- h_r = Armónica a la que se presenta resonancia
- X_c = Reactancia del banco de capacitores
- X_{sc} = Reactancia de corto circuito del sistema en el punto de instalación del banco de capacitores
- MVA_{sc} = MVA de corto circuito del sistema en el punto de instalación del banco de capacitores
- $MVAR_{CAP}$ = MVAR nominales del banco de capacitores

- **Impactos negativos de la distorsión armónica**

En esta sección se resumen las consecuencias negativas de la distorsión armónica, en ella se separan los efectos en el usuario final de aquellos producidos sobre los elementos del sistema de transmisión y distribución de energía de la empresa suministradora.

- i. **Punto de vista del Sistema de Transmisión o Distribución**

Calentamiento y aumento de pérdidas por efecto Joule en cables y transformadores por aumento de la corriente eficaz y pérdidas en el núcleo en los últimos.

Daño de capacitores de potencia u operación indebida de elementos de protección de los mismos. Por ejemplo, quema inexplicable de fusibles debido a aumento de corriente y voltaje aplicado.

Sobrecalentamiento de generadores: debido a flujos de secuencia negativa producidos por las corrientes armónicas y por aumento de la corriente eficaz.

Mal funcionamiento de dispositivos de protección. Por ejemplo, debido a un aumento de corriente de neutro por 3a. armónica se puede dar que los relevadores de desbalance actúen.

ii. Punto de vista del Usuario Final

Operación deficiente de motores: disminución de la eficiencia, ruido, calentamiento y vibración.

Calentamiento y aumento de pérdidas por efecto Joule en cables y transformadores por aumento de la corriente eficaz y aumento de pérdidas en el núcleo en los últimos.

Mal funcionamiento de dispositivos electrónicos de protección, medición y regulación.

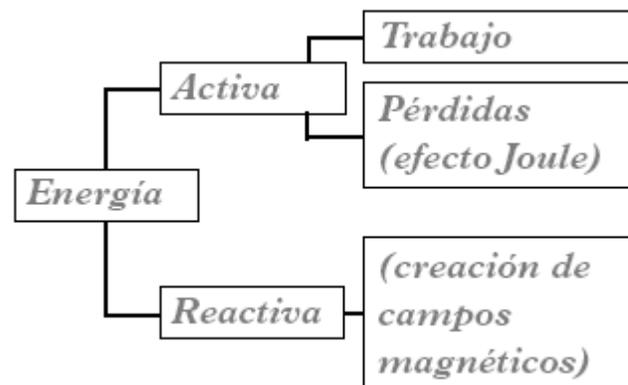
Interferencias en sistemas de telecomunicación y telemando.

Daño de capacitores de potencia u operación indebida de elementos de protección de los mismos. Por ejemplo, quema inexplicable de fusibles debido a aumento de corriente y voltaje aplicado.

APÉNDICE-F

Energía reactiva

Se trata de la demanda extra de energía que algunos equipos de carácter inductivo como motores, transformadores, iluminarias, necesitan para su funcionamiento. Las redes de corriente eléctrica suministran energía que se utiliza para dos funciones distintas: La energía activa, que se transforma en trabajo útil y calor. La energía reactiva, que se utiliza para crear campos magnéticos (inducción).

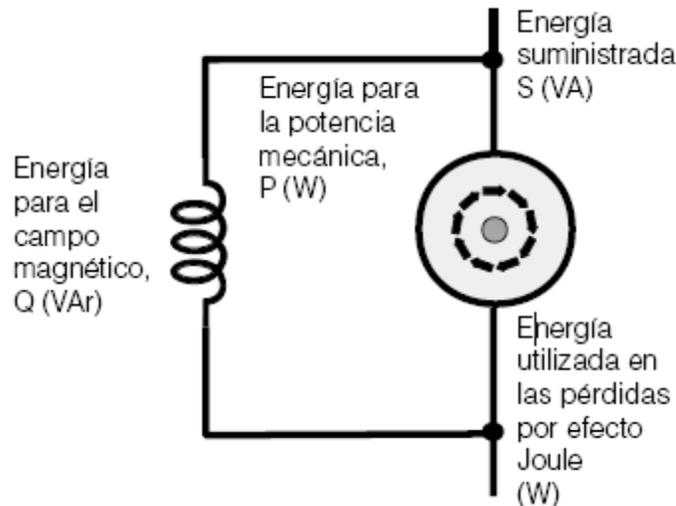


Todas las máquinas eléctricas (motores, transformadores...) se alimentan, en corriente alterna, para dos formas de consumo: el que transforman en potencia activa, con las correspondientes pérdidas por efecto Joule (calentamiento), y el correspondiente a la creación de los campos magnéticos, que denominamos reactiva.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

La energía activa corresponde a la potencia activa P dimensionada en W ; se transforma íntegramente en energía mecánica (trabajo) y en calor (pérdidas térmicas). La energía reactiva corresponde a la energía necesaria para crear los campos magnéticos propios de su función. Esta energía es suministrada por la red de alimentación (preferencialmente) o por los condensadores instalados para dicha función. La red de suministro alimenta la energía aparente que corresponde a la potencia aparente, denominada S y dimensionada en (VA) . La energía aparente es la resultante de dos energías vectoriales, la activa y la reactiva.

Esquema de la distribución de la energía de un motor.

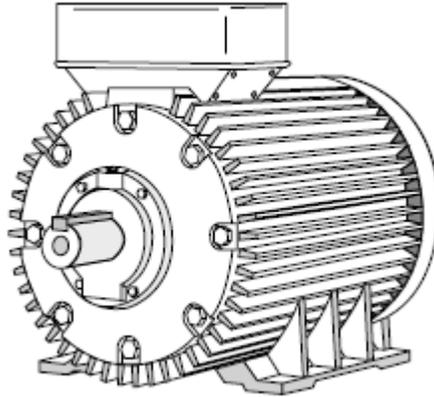


- **Los consumidores de energía reactiva**

Los receptores utilizan una parte de su energía aparente (S) para energía reactiva (Q). Los receptores consumidores más importantes de energía reactiva son:

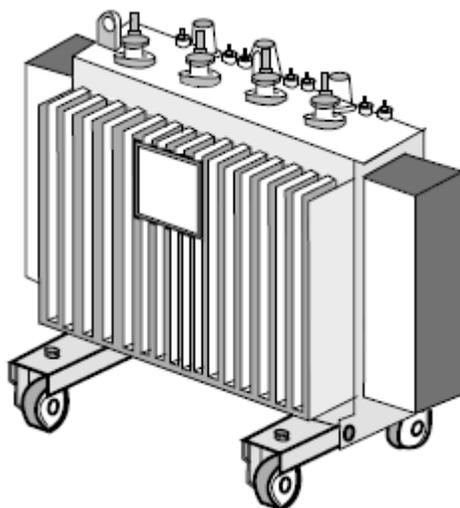
Los motores asíncronos, en proporciones del 65 al 75% de energía reactiva (Q) en relación a la energía activa (P).

Motor asíncrono



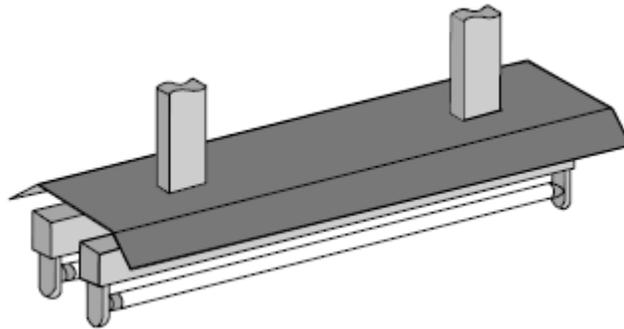
Los transformadores, en proporciones del 5 al 10% de energía reactiva (Q) en relación a la energía activa (P).

Transformador



Otros elementos, como las reactancias de las lámparas fluorescentes y de descarga, o los convertidores estáticos (rectificadores), consumen también energía reactiva.

Lámpara Fluorescente



- **Efectos negativos de la energía reactiva**

Existen algunos efectos negativos que se derivan del consumo de este tipo de energía:

- Costes económicos reflejados en las facturas eléctricas.
- Pérdida de potencia de sus instalaciones.
- Caídas de tensión que perjudiquen sus procesos.
- Transformadores más recargados.

Además, esta energía provoca sobrecarga en las líneas transformadoras y generadoras sin producir trabajo útil, y por lo tanto es necesario compensarla para optimizar las instalaciones eléctricas.

- **Importancia de la compensación de la energía reactiva**

Aunque la energía reactiva requerida por las cargas inductivas no se transforma en trabajo útil, debe ser generada, transportada y distribuida por la red eléctrica. Esto obliga al sobredimensionado de transformadores, generadores y líneas, e implica la existencia de pérdidas y caídas de tensión. Por esta razón, las compañías eléctricas penalizan el consumo de energía reactiva, aplicando recargos. Los condensadores eléctricos instalados en la proximidad de las cargas inductivas producen la energía reactiva requerida por éstas.

Su conexión a una red eléctrica se denomina compensación o mejora del factor de potencia, y constituye el método más económico, rápido y seguro de proporcionar la energía reactiva requerida. Las ventajas obtenidas con la mejora del factor de potencia son las siguientes:

- Esta compensación ayuda a obtener ventajas económicas y técnicas. Supresión de recargos en la factura de energía eléctrica.
- Se consigue un aumento de la capacidad de las líneas y transformadores instalados. Mayor potencia disponible en el secundario de los transformadores.
- Se mejora la tensión de la red. Reducción de caídas de tensión.
- Se disminuyen las pérdidas de energía activa en los cables.
- Se consigue una reducción en el coste global de la energía.

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos den sistemas eléctricos de potencia

APÉNDICE-G

Transformaciones de coordenadas

Representación 3D de un sistema trifásico.

Transformación de Concordia.

En un sistema trifásico se consideran tres señales eléctricas, caracterizadas por tres valores. Estos tres valores escalares son función del tiempo y se pueden considerar las tres componentes de un vector espacial según un sistema de ejes coordenados ortogonales *a-b-c*.

Si son los vectores unitarios, según los correspondientes ejes, el vector espacial se representa:

$$\mathbf{x} = x_a \cdot \mathbf{a} + x_b \cdot \mathbf{b} + x_c \cdot \mathbf{c}$$

Si es la componente homopolar, las tres señales del sistema trifásico se pueden poner:

$$x_a = x'_a + x_0 \quad x_b = x'_b + x_0 \quad x_c = x'_c + x_0$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

siendo:

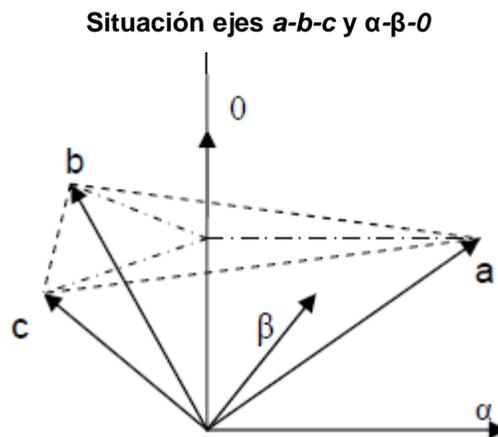
$$x'_a + x'_b + x'_c = 0$$

Así, se pueden definir dos vectores cuyo producto escalar es nulo (ortogonales)

$$\mathbf{x}' = \begin{bmatrix} x'_a \\ x'_b \\ x'_c \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_0 \\ x_0 \end{bmatrix}$$

Se puede establecer una nueva base de coordenadas, denominada α - β - 0 , constituida por tres ejes α - β - 0 , del siguiente modo:

- El eje 0 es colinear y de la misma dirección que el vector x_0 .
- Los ejes α , β y 0 están situados en el mismo plano.



Establecido tal sistema de coordenadas, se determina la matriz de transformación de un sistema a otro, según las relaciones geométricas que hay entre los vectores unitarios de cada uno de los sistemas considerados, de modo que:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta\theta} = [C] \cdot \mathbf{x}_{abc}$$

La matriz [C] es la llamada matriz de Concordia y su expresión es la siguiente:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Cuya matriz inversa es:

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Esta matriz es ortonormal, lo cual significa que $[C]^{-1} = [C]^T$.

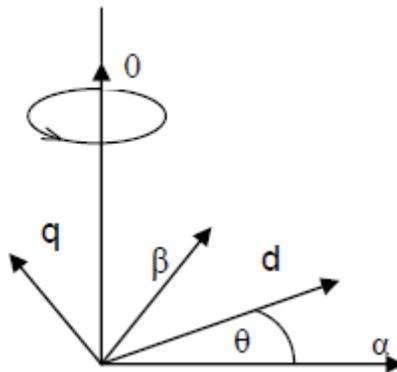
Esta propiedad es muy interesante, e imprescindible en el tipo de transformación de ejes que se propone, puesto que se mantiene invariable la expresión del producto escalar de dos vectores y el módulo del producto vectorial, independientemente del sistema de referencia utilizado, lo cual implica la invariancia de las potencias obtenidas según uno u otro sistema de coordenadas.

La matriz de Concordia es en realidad la misma que la matriz de Clarke normalizada, a la que se le ha dotado de la propiedad de ortonormalidad multiplicándola por un coeficiente, para conseguir la invariancia de la potencia en los procesos de transformación.

Transformación de Park

La transformación desde el sistema de ejes de referencia fijo $a-b-c$ a otro en movimiento, del que se conoce su posición en cada momento, se hace a través de la *transformación de Park*. Si son tres señales eléctricas caracterizadas por tres valores escalares función el tiempo, estas se pueden expresar en el sistema $\alpha-\beta-0$ según la matriz de Concordia definida en el apartado anterior. Se puede definir un nuevo sistema de coordenadas ortonormales, denominados $d-q-0$, de modo que el eje 0 de un sistema y otro sean colineales y de la misma dirección, situándose los otros dos ejes coordenados de ambos sistemas en un mismo plano, de modo que el eje d , en un momento dado, forma un ángulo θ con el eje α .

Situación ejes $\alpha-\beta-0$ y $d-q-0$



La matriz de transformación del sistema de coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ al sistema $d\text{-}q\text{-}0$ se denomina matriz de rotación $\rho(\theta)$, y es tal que:

$$\mathbf{x}_{dq0} = [\rho(\theta)] \cdot \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$$

De modo que:

$$[\rho(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Esta matriz es ortonormal, lo que significa que $[\rho(\theta)]^{-1} = [\rho(\theta)]^T$ con lo que se mantienen invariantes tanto el producto escalar como el módulo del producto vectorial de dos vectores expresados en el nuevo sistema de coordenadas.

La transformación del sistema de ejes inicial $a\text{-}b\text{-}c$ al nuevo sistema $d\text{-}q\text{-}0$ se hará del siguiente modo:

$$\mathbf{x}_{dq0} = [\rho(\theta)] \cdot [C] \cdot \mathbf{x}_{abc}$$

A la nueva transformación se la denomina *transformación de Park*, de forma que:

$$[P] = [\rho(\theta)] \cdot [C]$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia

Siendo:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

De tal modo que:

$$\mathbf{x}_{dq0} = [P] \cdot \mathbf{x}_{abc}$$

La *transformación de Park* también es ortonormal, y por lo tanto:

$$[P]^{-1} = [P]^T$$

Con lo que también se mantienen invariantes tanto el producto escalar como el módulo del producto vectorial de dos vectores expresados en uno u otro sistema de coordenadas.

Transformación de Fortescue

La transformación de un sistema trifásico desequilibrado en otros tres equilibrados, denominados respectivamente: sistema directo o de secuencia positiva, sistema inverso o de secuencia negativa y sistema homopolar o de secuencia cero, es de uso muy habitual para el estudio de las redes eléctricas.

La matriz de transformación es la llamada *matriz de Fortescue*, cuya expresión es la siguiente:

$$[F] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$$

y su transformación inversa:

$$[F]^{-1} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad \text{siendo} \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

De modo que la conversión del sistema desequilibrado al de componentes simétricas se expresa:

$$\mathbf{x}_{0+-} = [F] \cdot \mathbf{x}_{abc}$$

Para mantener la invariancia de la potencia en las transformaciones se hace una normalización de las transformaciones anteriores, que en realidad supone modificar el coeficiente multiplicador, de modo que resulta:

$$[F_1] = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$$

Teorías de diseño de filtros activos para mitigación de armónicos den sistemas eléctricos de potencia