

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRONICA



Contribución a la mejora de la eficiencia y al ahorro energético en instalaciones eléctricas desequilibradas y lineales, con neutro

TESIS DOCTORAL

Dirigida por: Dr. Antonio Abellán García.

Doctorando: Salvador Seguí Chilet.

Año 2004.

A todos aquellos que de forma directa o indirecta han ayudado a que se concluyera esta tesis doctoral. Gracias.

Resumen:

La tesis doctoral analiza las ineficiencias presentes en sistemas eléctricos a cuatro hilos en los que se conectan receptores lineales asimétricos que provocan un sistema de tensiones y corrientes desequilibradas. La tesis doctoral propone un nuevo método para la compensación total o parcial de las ineficiencias utilizando un convertidor activo de potencia formado por tres semipuentes convencionales. El sistema eléctrico se analiza utilizando las componentes simétricas de las tensiones y corrientes (Transformada de Stokvis-Fortescue). Las componentes directas, inversas y homopolares de las tensiones y corrientes determinan las corrientes de compensación.

Debido a las pérdidas de potencia en el compensador, las corrientes de referencia incluyen las corrientes de compensación así como las corrientes necesarias para mantener la tensión del bus de continua en un valor cercano al de referencia.

La tesis incluye resultados simulados y experimentales, obtenidos estos últimos con un prototipo. Los resultados muestran como las corrientes de compensación propuestas mejoran la eficiencia del sistema cuando hay presentes tensiones y corrientes desequilibradas.

Resum:

La tesi doctoral analitza les ineficiències presents en sistemes elèctrics a quatre fils on es connecten receptors linials asimètrics que provoquen un sistema de tensions i corrents desequilibrats. La tesi doctoral proposa un nou mètode per a la compensació total o parcial de les ineficiències utilitzant un convertidor actiu de potència format per tres semiponts convencionals. El sistema elèctric s'analitza utilitzant les components simètriques de les tensions i corrents (Transforma de Stokvis-Fortescue). Els components directes, inverses i homopolars de les tensions i corrents determinen les corrents de compensació.

Degut a les pèrdues de potència en el compensador, les corrents de referència inclouen les corrents de compensació així com les corrents necessàries per a mantindre la tensió del bus de contínua en un valor pròxim al de referència.

La tesi inclou resultats simulats i experimentals, obtinguts estos últims amb un prototip. Els resultats mostren com les corrents de compensació proposades milloren l'eficiència del sistema quan hi ha presents tensions i corrents desequilibrades.

Abstract:

The Ph.D. work analyses the inefficiencies present in four wire electrical systems where linear unbalanced loads are connected producing an unbalanced set of voltages and currents. The Ph.D. work proposes a new method for the partial or total compensation of the inefficiencies using a conventional three-leg active power converter. The electrical system is analyzed using the symmetrical components of voltages and currents (Stokvis-Fortescue transformation). The direct, inverse and homopolar components of voltages and currents determine the compensating currents.

Due to the power losses in the compensator, the reference currents include the compensating currents as well as other currents that maintain the DC bus voltage in a value close to its reference.

Simulated and experimental results obtained with a prototype are included. The results show how the new compensating currents improve efficiency in systems with voltage and current imbalances.

Índice general de la tesis

“Contribución a la mejora de la eficiencia y al ahorro energético en instalaciones eléctricas desequilibradas y lineales, con neutro”.

OBJETIVOS Y RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL.....	1
1 POTENCIA ELÉCTRICA EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DESEQUILIBRADOS.	1
1.1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.2 TEORÍA GENERAL UNIFICADORA DE LA POTENCIA ELÉCTRICA.....	4
1.2.1 Potencia eléctrica en circuitos monofásicos lineales.....	5
1.2.2 Potencia eléctrica en circuitos monofásicos no lineales.....	11
1.2.3 Potencia eléctrica en sistemas trifásicos lineales y equilibrados.....	14
1.2.4 Potencia eléctrica en sistemas trifásicos lineales y desequilibrados.....	16
1.2.5 Potencia eléctrica en sistema trifásicos lineales y desequilibrados en tensiones y en corrientes.....	23
1.3 TEORÍA DE LA POTENCIA ELÉCTRICA IEEE.....	27
1.3.1 Potencia activa.....	28
1.3.2 Potencia reactiva.....	28
1.3.3 Potencia de distorsión.....	29
1.3.4 Potencia aparente.....	30
1.4 TEORÍA DE LA POTENCIA ELÉCTRICA DE AKAGI.....	31
1.5 MEJORA DE LA EFICIENCIA EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS.....	42
1.6 CONCLUSIONES.....	45
2 ANÁLISIS Y EFECTOS DE LAS ASIMETRÍAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS LINEALES A CUATRO HILOS.	49
2.1 INTRODUCCIÓN.....	49
2.2 EFECTOS DEL DESEQUILIBRIO EN SISTEMAS TRIFÁSICOS LINEALES.....	52
2.2.1 Incremento de la potencia aparente.....	52
2.2.2 Pérdidas por efecto Joule en la línea.....	53
2.2.3 Caídas y desequilibrios de tensión.....	57
2.3 VALORES DE REFERENCIA PARA LA MEJORA DE LA EFICIENCIA.....	60
2.4 ESTUDIO DE UN SISTEMA ELÉCTRICO TRIFÁSICO A CUATRO HILOS CON CARGA LINEAL RESISTIVA.....	61
2.4.1 Caso de un receptor resistivo desequilibrado.....	61
2.4.2 Caso de un receptor resistivo equilibrado.....	69
2.4.3 Comparación de los resultados.....	71
2.5 ESTUDIO DE UN SISTEMA ELÉCTRICO TRIFÁSICO A CUATRO HILOS CON CARGA LINEAL RESISTIVA-INDUCTIVA.....	72
2.5.1 Caso de un receptor mixto R-L desequilibrado.....	72
2.5.2 Caso de un receptor mixto R-L equilibrado.....	79

2.6	CONCLUSIONES.....	84
3 DISPOSITIVOS PARA LA REDUCCIÓN DE LAS INEFICIENCIAS PRODUCIDAS POR RECEPTORES LINEALES MONOFÁSICOS CONECTADOS A SISTEMAS TRIFÁSICOS A CUATRO HILOS..... 87		
3.1	INTRODUCCIÓN.....	87
3.2	COMPENSACIÓN DE INEFICIENCIAS EN CIRCUITOS MONOFÁSICOS.....	89
3.2.1	<i>Compensación de reactiva mediante baterías de condensadores.....</i>	<i>91</i>
3.2.2	<i>Compensación mediante inductores controlados por tiristores (TCI).....</i>	<i>92</i>
3.2.3	<i>Compensación mediante control de fase sobre condensadores.....</i>	<i>97</i>
3.2.4	<i>Compensación mediante inversores con fuente de tensión.....</i>	<i>102</i>
3.3	COMPENSACIÓN DE INEFICIENCIAS EN SISTEMAS TRIFÁSICOS CON CARGAS LINEALES.....	111
3.3.1	<i>Compensación de desfases mediante baterías de condensadores.....</i>	<i>112</i>
3.3.2	<i>Compensadores de asimetrías.....</i>	<i>114</i>
3.3.3	<i>Compensadores de asimetrías y desfases.....</i>	<i>117</i>
3.3.4	<i>Compensador activo de asimetrías y desfases.....</i>	<i>121</i>
3.3.5	<i>Compensación de ineficiencias mediante inversor trifásico VSI.....</i>	<i>123</i>
3.4	UBICACIÓN DE LOS COMPENSADORES.....	127
3.5	CONCLUSIONES.....	129
4 ANÁLISIS DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS 131		
4.1	INTRODUCCIÓN.....	131
4.2	CONTROL DE LA CORRIENTE MEDIANTE BANDA DE HISTÉRESIS.....	133
4.2.1	<i>Banda de histéresis fija.....</i>	<i>133</i>
4.2.2	<i>Banda de histéresis senoidal.....</i>	<i>136</i>
4.2.3	<i>Banda de histéresis mixta.....</i>	<i>137</i>
4.2.4	<i>Limitación de la frecuencia máxima de conmutación.....</i>	<i>139</i>
4.2.5	<i>Banda de histéresis fija con carga R-L.....</i>	<i>140</i>
4.2.6	<i>Banda de histéresis fija con carga R-L y f.e.m. senoidal.....</i>	<i>145</i>
4.3	CORRIENTES DE COMPENSACIÓN DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS.....	152
4.4	PÉRDIDAS EN EL COMPENSADOR.....	158
4.4.1	<i>Pérdidas en los IGBT.....</i>	<i>161</i>
4.4.2	<i>Pérdidas en los diodos.....</i>	<i>164</i>
4.4.3	<i>Pérdidas en el bus DC y AC.....</i>	<i>166</i>
4.5	ANÁLISIS DEL BUS DC.....	167
4.6	CORRIENTES DE REFERENCIA DEL COMPENSADOR.....	176
4.7	CONCLUSIONES.....	177
5 DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS 179		
5.1	INTRODUCCIÓN.....	179
5.2	SECCIÓN DE POTENCIA DEL COMPENSADOR.....	181
5.3	ENTRADAS Y SALIDAS DEL PROGRAMA.....	184
5.4	ESTRUCTURA DEL PROGRAMA.....	188
5.5	PROGRAMA PRINCIPAL (MAIN).....	190
5.5.1	<i>Configuración de los temporizadores.....</i>	<i>195</i>
5.5.2	<i>Cálculo de la DFT de las señales adquiridas.....</i>	<i>196</i>
5.5.3	<i>Obtención de las componentes simétricas de las corrientes.....</i>	<i>202</i>
5.5.4	<i>Generación de las corrientes de referencia.....</i>	<i>205</i>

5.6	GESTIÓN DE LAS INTERRUPCIONES.....	207
5.6.1	<i>Adquisición de señales analógicas.</i>	211
5.6.2	<i>Control de las corrientes de salida.</i>	215
5.6.3	<i>Control bus DC.</i>	218
5.7	CONCLUSIONES.....	226
6	RESULTADOS DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS	227
6.1	INTRODUCCIÓN.....	227
6.2	SIMULACIÓN DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS.....	229
6.3	CASO 1: RECEPTOR MONOFÁSICO EN FASE R.....	237
6.3.1	<i>Cálculos teóricos sin conectar el CAD.</i>	237
6.3.2	<i>Cálculos teóricos con el CAD conectado.</i>	238
6.3.3	<i>Medidas efectuadas antes de conectar el CAD.</i>	238
6.3.4	<i>Medidas efectuadas después de conectar el CAD.</i>	240
6.3.5	<i>Formas de onda adquiridas.</i>	240
6.4	CASO 2: RECEPTORES MONOFÁSICOS EN LAS FASES R Y S.....	245
6.4.1	<i>Cálculos teóricos sin conectar el CAD.</i>	246
6.4.2	<i>Cálculos teóricos con el CAD conectado.</i>	246
6.4.3	<i>Medidas efectuadas antes de conectar el CAD.</i>	247
6.4.4	<i>Medidas efectuadas después de conectar el CAD.</i>	247
6.4.5	<i>Formas de onda adquiridas.</i>	248
6.5	CASO 3: RECEPTORES MONOFÁSICOS EN LAS FASES R, S Y T.....	252
6.5.1	<i>Cálculos teóricos sin conectar el CAD.</i>	252
6.5.2	<i>Cálculos teóricos con el CAD conectado.</i>	253
6.5.3	<i>Medidas efectuadas antes de conectar el CAD.</i>	253
6.5.4	<i>Medidas efectuadas después de conectar el CAD.</i>	254
6.5.5	<i>Formas de onda adquiridas.</i>	254
6.6	CONCLUSIONES.....	259
7	CONCLUSIONES	263
7.1	RESULTADOS Y DISCUSIÓN DE LAS APORTACIONES DE LA PRESENTE TESIS.....	263
7.2	EVOLUCIÓN DESEABLE.....	265
7.3	FUTUROS TRABAJOS Y CONTINUIDAD DE LA LÍNEA DE INVESTIGACIÓN.....	265
7.4	RESULTADOS DE LA TESIS.....	266
8	BIBLIOGRAFÍA	271
	APÉNDICE I : ÍNDICE DE TÉRMINOS Y NOTACIONES.....	281
	APÉNDICE II : FICHERO DEL PROGRAMA MATHCAD2000.....	291
	APÉNDICE III : RESULTADOS DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS.....	313
III.1	INTRODUCCIÓN.....	313
III.2	FICHEROS DE MATLAB.....	315
III.2.1	<i>Función banda de histéresis trifásica.</i>	315
III.2.2	<i>Función carga en estrella.</i>	318
III.2.3	<i>Función control bus DC.</i>	319
III.2.4	<i>Función inversor trifásico.</i>	320

Índice general

III.2.5	<i>Función seno.</i>	323
III.3	RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.	324
III.3.1	<i>Corrientes del generador trifásico.</i>	325
III.3.2	<i>Corrientes de salida del inversor.</i>	327
III.3.3	<i>Corrientes de referencia.</i>	329
III.3.4	<i>Corrientes de compensación de las asimetrías.</i>	331
III.3.5	<i>Corriente de carga del bus DC.</i>	333
III.3.6	<i>Tensión en el bus de continua.</i>	335
III.3.7	<i>Tensión en el condensador C_{top}.</i>	338
III.3.8	<i>Tensión en el condensador C_{bot}.</i>	340
III.3.9	<i>Tensiones en los condensadores.</i>	342
III.3.10	<i>Control de los desequilibrios en el bus DC.</i>	345
III.3.11	<i>Formas de onda sin realimentación.</i>	347
III.4	MEDIDAS EFECTUADAS A LOS TRANSFORMADORES DE 24V/220V.	349
III.4.1	<i>Medidas obtenidas con el analizador de redes.</i>	349
III.4.2	<i>Formas de onda adquiridas.</i>	350
APÉNDICE IV : LISTADO DE PROGRAMA DEL DSP		353

OBJETIVOS Y RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL.

La actual sociedad del bienestar presenta una gran dependencia de las fuentes de energía: electricidad, petróleo, nuclear, gas natural, carbón, etc., lo que se hace más evidente cuando falla su suministro (escasez de petróleo, cortes de suministro eléctrico, etc.). De todas ellas es la energía eléctrica la de mayor utilización por los seres humanos, ya que el resto (nuclear, petróleo, gas) se utilizan para la producción de energía eléctrica. La cantidad de energía eléctrica utilizada sirve de índice para conocer lo industrializado que está un país, su actividad económica y el nivel de vida de sus habitantes.

Si se exceptúa a las fuentes de energía renovables, todas las demás fuentes de energía que se utilizan en la actualidad para la producción de energía eléctrica están limitadas o presentan grandes problemas medioambientales. Es por ello que el correcto aprovechamiento de la energía disponible y la reducción del impacto medioambiental debidos a las necesidades energéticas de la sociedad actual es uno de los temas más importantes en las investigaciones que se realizan actualmente. Dentro de este ámbito hay que circunscribir la presente tesis, titulada “Contribución a la mejora de la eficiencia y al ahorro energético en instalaciones eléctricas desequilibradas y lineales con neutro”.

Esta tesis doctoral se ha dividido en una serie de capítulos donde se agrupan temas y conceptos relacionados entre sí que son necesarios para abordar los capítulos siguientes. El primer capítulo trata el estudio de la potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados. El estudio se inicia en los circuitos monofásicos más simples, sobre los que se establecerá la metodología de análisis a seguir. Con dicha metodología se analizarán los circuitos trifásicos, tratando de cuantificar las ineficiencias existentes en estos sistemas. El análisis se realizará utilizando diversas teorías de la potencia eléctrica, dos de ellas son ampliamente utilizadas por la comunidad científica en la actualidad y una tercera desarrollada más recientemente.

El segundo capítulo analiza las ineficiencias presentes en sistemas trifásicos a cuatro hilos con cargas lineales y determina los efectos que producen en el sistema eléctrico en el que se conectan. Las conclusiones de dicho análisis se aplican sobre dos casos básicos con máxima asimetría en la carga. A partir de los resultados obtenidos, siguiendo las teorías descritas en el capítulo anterior, se comparan los resultados y se determinan las ventajas e inconvenientes de cada una de las teorías analizadas, concluyendo con la elección justificada de una de las teorías para los estudios que se realizarán en los capítulos posteriores.

En el capítulo tres se analizan los diversos dispositivos existentes en la actualidad para la reducción de las ineficiencias producidas por los receptores lineales monofásicos que se conectan a sistemas trifásicos con hilo neutro. El estudio se inicia con las técnicas de compensación de ineficiencias en sistemas monofásicos, planteando la metodología a seguir en los sistemas trifásicos y concluyendo con la elección de una de las técnicas de compensación

Objetivos y resumen de la tesis doctoral

descritas como medio para la compensación de los desequilibrios provocados por este tipo de cargas.

El cuarto capítulo analiza el compensador activo de desequilibrios elegido, describiendo las posibles técnicas de control a utilizar, planteando las ecuaciones que describen su funcionamiento, analizando las no idealidades presentes en el compensador y concluyendo con el diagrama de bloques general del compensador activo de desequilibrios elegido.

El capítulo cinco describe la parte experimental de la presente tesis, describiendo como se han implementado los diversos bloques funcionales del compensador, a la vez que se describen las partes más importantes del programa que lo controla.

En el capítulo seis se incluyen los resultados obtenidos mediante simulación del compensador activo de desequilibrios y mediante el compensador experimental descrito en el capítulo previo.

El séptimo capítulo incluye las aportaciones de la tesis, la evolución deseable, los futuros trabajos y la continuidad de la línea de investigación, incluyéndose en el capítulo octavo la bibliografía más relevante de entre la consultada.

Como complementos a los capítulos se han incluido los siguientes apéndices:

- Apéndice I: glosario de términos utilizados.
- Apéndice II: ficheros de MathCad200 utilizados en los diversos capítulos de la tesis.
- Apéndice III: listado de ficheros utilizados en las simulaciones y resultados obtenidos en las simulaciones.
- Apéndice IV: listado de ficheros utilizados con el programa del DSP.

El interés existente en la actualidad por la mejora de la calidad de suministro eléctrico hace que los diversos aspectos tratados en la presente tesis puedan ser interesantes para su aplicación comercial, si se modifican los actuales sistemas de tarificación. Respecto a estos temas, citar los trabajos expuestos en [IEEE.WG:01-96], donde se indica que “el único consenso real del trabajo realizado es que las definiciones utilizadas en la actualidad para evaluar el flujo de energía eléctrica en redes de potencia, no son adecuadas para efectuar estudios económicos cuando hay presentes tensiones y corrientes no senoidales y/o desequilibrios en las cargas que provocan asimetrías de tensión y corriente en los circuitos polifásicos”. Este comentario induce a pensar que en un futuro no muy lejano la facturación de las compañías eléctricas añadirá recargos por los conceptos analizados en la presente tesis (desequilibrios en cargas), lo que indudablemente incrementará el interés por parte de usuarios y compañías en potenciar la utilización de compensadores activos como el descrito en la presente tesis, que compensan las ineficiencias presentes en la red de suministro y mejoran la eficiencia del sistema eléctrico.

En [Czarnecki:07-96] y [Eguíluz:00-99] también se pueden encontrar comentarios sobre la necesidad de realizar cambios en los actuales sistemas de tarifas, ya que los actuales contadores han sido diseñados para formas de ondas simétricas y senoidales. En su trabajo, y después de realizar el estudio de diversos ejemplos, propone que la energía en sistemas trifásicos debe basarse en la integral de la potencia activa de la componente de secuencia directa del armónico

fundamental, de forma que se incentivará al usuario que disponga de un sistema eléctrico eficiente y se penalizará al que conecte un sistema ineficiente. En su estudio indica que es relativamente fácil y económico desarrollar un sistema de medida basado en la integral de la potencia activa de la componente de secuencia directa del armónico fundamental, planteando su instalación en aquellos clientes nuevos y cuando se reemplacen contadores antiguos, dado que se precisarían varios años para amortizar el coste del contador con la diferencia económica que se obtendría por la nueva tarifa frente al sistema clásico. El control del compensador activo de desequilibrios desarrollado en la parte experimental de la tesis se basa precisamente en el conocimiento de las componentes simétricas de las corrientes en la carga para determinar las corrientes de referencia que controlan el inversor trifásico VSI.

Tal como se indica en [Czarnecki:07-95] las posibilidades de utilización de los dispositivos de compensación y la mejora de sus prestaciones pasan principalmente por los progresos en los procesadores digitales de señales, en los semiconductores de potencia y en los avances en las teorías de la potencia eléctrica en sistemas desequilibrados. Es precisamente en estos tres puntos citados en los que se ha basado el desarrollo teórico y experimental de la presente tesis:

- 1.- En la implementación del circuito de control se ha utilizado la última generación disponible de procesadores digitales de señales (DSP) aplicados al campo del control de convertidores electrónicos de potencia y los sensores de última tecnología para las medidas de las tensiones y corrientes con la precisión exigida por la aplicación.
- 2.- En la implementación del inversor trifásico se ha utilizado la tecnología más en vanguardia existente en la actualidad para la implementación de inversores VSI de potencias medias y altas.
- 3.- Respecto a la teoría de la potencia eléctrica se ha utilizado una teoría que identifica y cuantifica por separado las ineficiencias presentes en los sistemas eléctricos, incluso ante la presencia de desequilibrios en el sistema eléctrico.

Teniendo en cuenta los anteriores puntos se plantean los siguientes objetivos para la presente tesis:

- Demostrar que la teoría de la potencia eléctrica elegida permite identificar las diversas ineficiencias presentes en las redes de distribución, pudiendo extraerse de los conceptos expuestos en dicha teoría, y basándose en el teorema de Stokvis-Fortescue, una estrategia de control de un compensador activo que elimine total o parcialmente los desequilibrios de corrientes provocados por cargas lineales monofásicas conectadas a sistemas trifásicos a cuatro hilos.
- Demostrar la utilidad de la transformada de Stokvis-Fortescue en el control de un compensador activo de desequilibrios.
- Proponer un nuevo sistema de generación de las corrientes de referencia basado en la transformada de Stokvis-Fortescue que permita el control de un compensador activo en la eliminación total o parcial de los desequilibrios provocados por las cargas lineales.
- Evaluar los beneficios introducidos por un compensador activo de desequilibrios.

Objetivos y resumen de la tesis doctoral

- Proponer un bloque de control de la tensión en el bus DC y un bloque de control de los desequilibrios de tensión entre los condensadores del bus DC acordes con la teoría de la potencia eléctrica elegida.

Finalmente, desearía agradecer al director de la Tesis Dr. D. Antonio Abellán García el apoyo mostrado y los consejos dados durante la realización de esta Tesis. También agradecer a los miembros del grupo de investigación Nuevas Tecnologías de Ahorro Energético en Instalaciones Eléctricas (GINTEC) de la UPV, que me han ayudado en algunos puntos de esta tesis y, en particular, al Dr. Vicente León Martínez, por darme a conocer su “Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica”. Gracias también a todos los miembros del Departamento de Ingeniería Electrónica (PAS, PDI,...) por vuestra ayuda y consejos en los momentos difíciles. Gracias al Instituto de Tecnología Eléctrica (ITE) de la UPV, por su grata acogida y, al mismo tiempo, permitirme iniciar una nueva etapa investigadora, espero que fructífera para ambos, en colaboración con las personas que trabajan en el ITE.

1 POTENCIA ELÉCTRICA EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DESEQUILIBRADOS.

1.1 Introducción.

Los sistemas eléctricos o circuitos son intermediarios para la transformación de la energía, verificándose en estos sistemas el Principio de Conservación de la Energía. Tal como se indica en [Xu:06-03] la potencia instantánea (Ec. 1.1) representa la velocidad con que se transmite, genera o se utiliza la energía en un circuito y determina la variación temporal de la energía en un sistema eléctrico, por lo que resulta imprescindible para conocer los fenómenos energéticos que aparecen en los sistemas eléctricos.

$$p(t) = \frac{\partial W}{\partial t} = v(t) \cdot i(t) \quad \text{Ec. 1.1}$$

En continua la expresión de la potencia es igual al producto de la tensión por la corriente que circula:

$$P_{dc} = V \cdot I \quad \text{Ec. 1.2}$$

Si la fuente de energía es alterna senoidal la situación es diferente. Para un circuito monofásico se define la potencia instantánea como el producto de la tensión por la corriente (Ec. 1.1) mientras que para un circuito polifásico de M fases la potencia instantánea de cada fase se sigue expresando con la Ec. 1.1 y la potencia instantánea total es la suma de las potencias instantáneas de cada fase:

$$p(t) = \sum_{z=1}^M p_z(t) = \sum_{z=1}^M v_z(t) \cdot i_z(t) \quad \text{Ec. 1.3}$$

La tensión alterna proporcionada por un generador ideal monofásico puede expresarse como:

$$v(t) = V_m \text{sen } \omega t \quad \text{Ec. 1.4}$$

y dependiendo del tipo de carga conectada se podrán obtener diferentes tipos de corrientes. Las cargas eléctricas en un sistema de alimentación de alterna con tensiones senoidales se pueden clasificar, atendiendo a como es la corriente por la carga, en dos grupos básicos:

- Cargas lineales
- Cargas no lineales.

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

En las cargas lineales la forma de onda de la corriente es la misma (proporcional) que la forma de onda de la tensión. Ejemplos de cargas lineales son las lámparas incandescentes y los calefactores. Básicamente, las cargas lineales se asocian a resistencias (R), bobinas (L) y condensadores (C). Constituyen un tipo de carga que ha sido muy habitual y su principal característica es que utilizan directamente la potencia eléctrica para realizar sus funciones.

Las cargas no lineales incluyen todas aquellas que solicitan corrientes no sinusoidales a partir de un generador senoidal, por lo que la forma de onda de la corriente es diferente de la forma de onda de la tensión. Este tipo de carga está presente en equipos y dispositivos eléctricos o electrónicos donde el ahorro energético y el uso eficiente de la electricidad es el aspecto más importante. Dentro de cargas no lineales se pueden incluir los equipos de control de velocidad de motores, lámparas fluorescentes y lámparas de descarga, ordenadores, elementos de calefacción con control de temperatura, etc.

En las cargas no lineales es usual que la energía eléctrica no sea utilizada directamente tal como se suministra, siendo habitual la utilización de circuitos rectificadores que proporcionan una corriente continua a su salida y permiten la realización del trabajo planteado para dicho equipo. Generalmente, en los circuitos donde se utilizan estos rectificadores, la corriente no es de forma sinusoidal. La incidencia de este tipo de cargas en la potencia total general era muy pequeña, del orden del 3%, según se indica en [Filipski:07-94], aunque en los últimos años se ha experimentado un crecimiento considerable en el número de receptores no lineales utilizados.

Desde que se inició el uso de la energía eléctrica hace poco más de un siglo, han sido numerosos los trabajos de los científicos que intentan explicar los fenómenos existentes en los sistemas eléctricos, apareciendo diversas teorías de la potencia eléctrica y no existiendo una teoría de la potencia eléctrica unánimemente aceptada por la comunidad científica. Tal como se indica en el resumen de [Czarnecki:10-94], la noción de “teoría de la potencia” no debe ser asociada a una ecuación en particular sino que, debe comprenderse como un conocimiento básico en las propiedades de los circuitos eléctricos. Según se indica en dicha referencia, una teoría de la potencia eléctrica comprende unos conjuntos de ecuaciones que proporcionan los fundamentos para una interpretación física del flujo de energía y otros conceptos generales establecidos para mejorar las propiedades de la potencia de diversos sistemas eléctricos bajo diversos tipos de tensiones y corrientes. Las ecuaciones, las definiciones y los modelos desarrollados en una teoría de la potencia deben buscar un equilibrio y un compromiso entre la complejidad matemática necesaria para describir los fenómenos de la potencia y la utilidad que ha de tener dicha teoría como herramienta práctica para los ingenieros, que han de diseñar los compensadores adecuados para las ineficiencias encontradas.

Cada una de las diferentes teorías existentes debe evaluarse en relación con los propósitos para los que se postuló, como pueden ser [Czarnecki:10-94]:

- La modelización y las medidas en el sistema eléctrico.
- La monitorización de la carga y la tarificación de la energía consumida.
- El filtrado de la señal eléctrica.
- La compensación de las potencias no activas presentes en un sistema eléctrico.

Las teorías con mayor número de seguidores son las de Budeanu (1927), que está respaldada por el IEEE Standard 100, y la de Fryze (1932), apoyada por el Comité Electrotécnico Internacional, aunque en las últimas décadas han surgido algunas teorías cuyo objetivo fundamental es la realización de dispositivos para la compensación de las ineficiencias existentes en los sistemas eléctricos, como la teoría propuesta por Akagi en 1983. Se puede decir que la mayoría de las teorías existentes siguen dos planteamientos fundamentales a la hora de formular la potencia eléctrica: el dominio temporal (Fryze) y el dominio frecuencial (Budeanu). Las teorías de la potencia eléctrica más modernas realizan una combinación del dominio frecuencial y temporal para intentar explicar todos los fenómenos presentes en un sistema eléctrico.

En los apartados que siguen a continuación se va a explicar la Teoría de la Potencia Eléctrica desarrollada por V. León y que es en la que me he basado para el estudio y análisis de los efectos de los desequilibrios en las instalaciones eléctricas a cuatro hilos con cargas desequilibradas y lineales, y para el diseño de un compensador activo de desequilibrios (CAD), implementado para verificar de forma experimental los estudios realizados en esta tesis. El estudio se inicia con el análisis de la potencia instantánea en circuitos monofásicos con tensiones y corrientes senoidales y cargas lineales, ya que constituye la base para el análisis de la potencia eléctrica en los sistemas trifásicos, para posteriormente cuantificar las potencias presentes en el sistema.

Esta teoría, denominada por su autor “Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica” fue establecida en 1997 [León:TD-97], y en ella identifica los fenómenos de la transferencia de energía eléctrica mediante componentes de la tensión y de la corriente. Al menos una de las dos (tensión o corriente) debe estar presente en cada fenómeno, verificándose en todas ellas las leyes y teoremas de la Teoría de Circuitos. Dicha teoría se ha desarrollado y ampliado, publicándose diferentes artículos relacionados con ella, de los que cabría destacar las referencias [León:07-97], [León:01-99], [León:07b-00], [Cazorla:05-01] y [Vleón:07-01]. Posteriormente se describirá la teoría de la potencia eléctrica desarrollada por Budeanu en 1927, y respaldada por el IEEE Standard 100, teoría que ha sido aceptada por la comunidad científica, a pesar de las discrepancias con la teoría de la potencia eléctrica desarrollada por Fryze.

La aparición de convertidores electrónicos de potencia y su amplia utilización en numerosos equipos industriales y domésticos, así como los avances experimentados en circuitos analógicos y digitales durante el final del siglo XX, ha vuelto a despertar el interés de los científicos por la formulación e interpretación de los fenómenos de la potencia eléctrica y la mejora de la calidad en el suministro eléctrico. En la década de los 70 se desarrollan las primeras teorías modernas de la potencia eléctrica, siendo algunas de ellas ampliaciones o modificaciones de las teorías expuestas por Budeanu y Fryze: Sheperd y Zakikhani (1972), Kusters y Moore (1980) y Nowomiejski (1982). A partir de estos trabajos se desarrollan dispositivos de compensación, como C.H. Page a partir de los trabajos de Kusters y Moore, y también se desarrollan equipos de medida de la potencia eléctrica (P. Filipski).

En el año 1983 H. Akagi propone la teoría de la potencia instantánea y en 1984 H. Akagi y A. Nabae proponen un modelo para obtener las potencias activa y reactiva en sistemas trifásicos así como las corrientes que las producen a partir de la potencia instantánea, de forma que permite el control de dispositivos de compensación. Dada la importancia de esta teoría y su amplia utilización en el control de dispositivos de compensación y mejora de la calidad de suministro

eléctrico, se expondrán sus principales conceptos en el apartado 1.4, después de exponer la teoría de la potencia eléctrica publicada en el IEEE Standard 100.

Hay que destacar que tanto la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica como otras teorías modernas (Akagi,...) formulan la potencia eléctrica en el dominio temporal y en el dominio frecuencial, aunque como se verá en capítulos posteriores, las potencias cuantificadas por la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica permiten alcanzar, mediante la elección del compensador adecuado, la máxima eficiencia en el sistema eléctrico.

1.2 Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica.

La Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica se estructura a partir de los siguientes objetivos fundamentales:

- Debe explicar e identificar de forma sencilla los fenómenos ligados a la transferencia de potencia en sistemas eléctricos en régimen permanente.
- Dichos fenómenos deben caracterizar a componentes de tensiones y corrientes, de forma que se verifiquen las leyes fundamentales de la Teoría de Circuitos.
- La descomposición de tensiones y corrientes debe garantizar la obtención de la máxima eficiencia.
- Cada fenómeno debe ser cuantificado por una potencia y estas potencias deben tener una formulación única.

De acuerdo con los puntos anteriores, la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica establece que los fenómenos que se pueden identificar en cualquier sistema eléctrico durante la transferencia de energía en régimen permanente son:

- Una transferencia de energía neta (flujo unidireccional de potencia) desde el generador hacia el receptor o carga.
- Un flujo bidireccional de potencia debido al desfase entre tensiones y corrientes.
- La distorsión armónica que aparece debida a las cargas no lineales presentes en el sistema eléctrico.
- La asimetría presente en sistemas trifásicos debido a cargas desequilibradas entre las fases.

Todos estos fenómenos tienen su origen en el comportamiento energético de las cargas (capacidad de almacenar energía), su tipo (lineal o no lineal) y su distribución (equilibrada o desequilibrada). Todos estos fenómenos se deducen por la aparición de componentes de tensión e intensidad de distintas fases iniciales, de distinta secuencia de fases y de distintas frecuencias. El efecto de cada fenómeno está reflejado en un término de la potencia instantánea y puede ser cuantificado por una potencia, existiendo una semejanza entre los términos de la potencia instantánea en un sistema eléctrico y las fórmulas que cuantifican las distintas potencias: es el denominado criterio de semejanza.

En un sistema eléctrico trifásico genérico, como el mostrado en la figura siguiente, la transferencia de energía neta desde el generador hacia el receptor o carga representa la energía útil que se transforma en otro tipo de energía (flujo unidireccional de potencia). El resto de los fenómenos que pueden estar presentes en un sistema eléctrico durante la transferencia de energía en régimen permanente se han representado por un flujo de energía ($W_{\text{ineficiente}}$) que es bidireccional y fluye del generador a la carga y viceversa, provocando una disminución de la eficiencia del sistema.

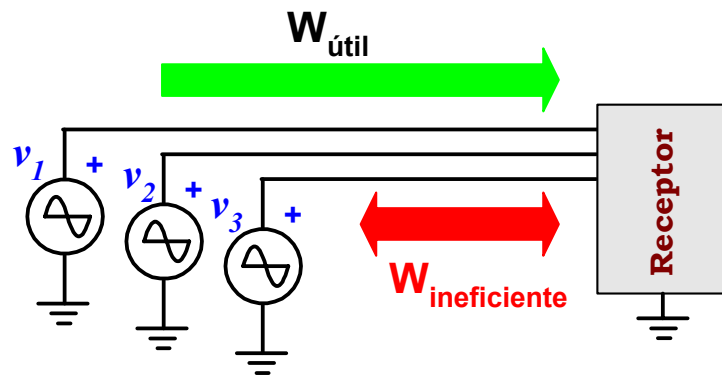


Figura 1.1.- Flujos de energía útil e ineficiente entre el generador y la carga.

El grado de ineficiencia de un sistema eléctrico está relacionado directamente con el valor y la distribución de la energía en los diferentes subsistemas que lo constituyen. Las potencias que se deducen directamente de la energía son la potencia instantánea y la potencia activa, mientras que el resto, denominadas potencias no efectivas y potencia aparente, se establecen como resultado de las ineficiencias de los sistemas eléctricos. En los siguientes apartados se analizan diversos tipos de sistemas eléctricos que serán analizados siguiendo la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica y en los que se identificarán y cuantificarán los diversos fenómenos presentes.

1.2.1 Potencia eléctrica en circuitos monofásicos lineales.

Si se define la tensión alterna en bornes de una carga lineal como:

$$v(t) = \sqrt{2}V_{rms} \text{sen}(\omega t - \varphi_v) \quad \text{Ec. 1.5}$$

se obtiene que circula una corriente de tipo senoidal con un desfase α respecto a la tensión:

$$i(t) = \sqrt{2}I_{rms} \text{sen}(\omega t - \varphi_v - \alpha) \quad \text{Ec. 1.6}$$

La expresión de la corriente se puede descomponer en una componente en fase con la tensión (componente activa o $i_a(t)$) y otra que es ortogonal a la misma (componente reactiva o $i_r(t)$):

$$\begin{aligned} i(t) &= \sqrt{2}I_{rms} [\text{sen}(\omega t - \varphi_v) \cdot \cos \alpha - \cos(\omega t - \varphi_v) \cdot \text{sen} \alpha] \\ i(t) &= \sqrt{2}I_{rms} \cos \alpha \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi_v) - \sqrt{2}I_{rms} \text{sen} \alpha \cdot \cos(\omega t - \varphi_v) \\ i(t) &= i_a(t) + i_r(t) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.7}$$

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

A su vez, la tensión también puede descomponerse en una componente activa y otra reactiva, quedando:

$$\begin{aligned} v(t) &= \sqrt{2}V_{rms} [\text{sen}(\omega t) \cdot \cos \varphi_v - \cos(\omega t) \cdot \text{sen} \varphi_v] \\ v(t) &= \sqrt{2}V_{rms} \cos \varphi_v \cdot \text{sen}(\omega t) - \sqrt{2}I_{rms} \text{sen} \varphi_v \cdot \cos(\omega t) \\ v(t) &= v_a(t) + v_r(t) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.8}$$

La potencia instantánea que se obtiene en la carga lineal al aplicarle la tensión anterior y circular la corriente indicada es:

$$p(t) = 2V_{rms}I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot \text{sen}^2(\omega t - \varphi_v) - 2V_{rms}I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi_v) \cdot \cos(\omega t - \varphi_v) \quad \text{Ec. 1.9}$$

Recordando que:

$$\begin{aligned} 2 \cdot \text{sen}^2(\omega t - \varphi_v) &= 1 - \cos(2 \cdot (\omega t - \varphi_v)) \\ 2 \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi_v) \cdot \cos(\omega t - \varphi_v) &= \text{sen}(2 \cdot (\omega t - \varphi_v)) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.10}$$

La expresión anterior de la potencia instantánea se puede escribir como:

$$p(t) = V_{rms}I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot [1 - \cos(2(\omega t - \varphi_v))] - V_{rms}I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(2(\omega t - \varphi_v)) \quad \text{Ec. 1.11}$$

Por lo tanto, la potencia instantánea es igual, para el caso general desarrollado, a:

$$p(t) = V_{rms}I_{rms} \cdot \cos \alpha - V_{rms}I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_v)) - V_{rms}I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(2(\omega t - \varphi_v)) \quad \text{Ec. 1.12}$$

donde α representa el desfase de la corriente respecto a la tensión y φ_v el desfase de la tensión sobre la referencia de ángulos que se adopte. Como se puede observar, el primer término de la potencia instantánea representa una potencia continua (flujo de energía unidireccional) cuyo valor medio es igual al producto entre el valor eficaz de la tensión, el valor eficaz de la corriente y el coseno del desfase de la corriente respecto a la tensión. Los otros dos miembros que aparecen en la anterior expresión son términos en seno y coseno de frecuencia doble y cuyo valor medio es nulo, por lo que representan flujos bidireccionales de energía.

La anterior expresión se puede transformar de la siguiente forma. Agrupando los dos últimos términos y operando en las expresiones se obtiene:

$$\begin{aligned} p(t) &= V_{rms}I_{rms} \cdot \cos \alpha - V_{rms}I_{rms} \cdot [\cos \alpha \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_v)) + \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(2(\omega t - \varphi_v))] \\ p(t) &= V_{rms}I_{rms} \cdot \cos \alpha - V_{rms}I_{rms} \cdot \cos(2\omega t - 2\varphi_v - \alpha) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.13}$$

Tal como se indica en [IEEE.WG:01-96], los generadores existentes en la red de suministro generan una perfecta tensión sinusoidal de componente fundamental. Es por ello, que en las anteriores expresiones generales se puede eliminar la componente reactiva de la tensión, utilizando como referencia de ángulos el paso por cero de la tensión de red. De esta forma, la tensión alterna en bornes de una carga lineal se puede simplificar, quedando de la forma:

$$v(t) = \sqrt{2}V_{rms} \text{sen} \omega t \quad \text{Ec. 1.14}$$

y la corriente que circula es de tipo senoidal con un desfase α respecto a la referencia, $v(t)$, siendo su ecuación:

$$i(t) = \sqrt{2}I_{rms} \text{sen}(\omega t - \alpha) \quad \text{Ec. 1.15}$$

La potencia instantánea que se obtiene en la carga lineal al aplicarle la tensión anterior y circular la corriente indicada es:

$$p(t) = 2V_{rms}I_{rms} \text{sen} \omega t \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha) = V_{rms}I_{rms} \cos \alpha \cdot (1 - \cos 2\omega t) - V_{rms}I_{rms} \text{sen} \alpha \cdot \text{sen} 2\omega t \quad \text{Ec. 1.16}$$

En el caso de una carga puramente resistiva, donde el desfase entre la corriente y la tensión es nulo, al sustituir $\alpha=0$ en la ecuación anterior se obtiene que la potencia instantánea es:

$$p(t) = V_{rms}I_{rms}(1 - \cos 2\omega t) \quad \text{Ec. 1.17}$$

En la expresión anterior se observa que el valor instantáneo de la potencia está formado por el producto de los valores eficaces de corriente y tensión y un término que varía con el doble de la frecuencia de la red de suministro. La forma de onda de la potencia consiste en una serie de pulsos positivos que varían desde cero hasta un valor máximo igual a $2V_{rms}I_{rms}$. La potencia instantánea es siempre positiva, lo que indica que la energía siempre fluye desde el generador hacia la carga resistiva. En la siguiente figura se muestran conjuntamente la forma de onda de la potencia instantánea con carga resistiva pura unitaria (señal de trazo continuo) junto a la tensión unitaria (señal de trazo discontinuo para $V_{rms}=1$).

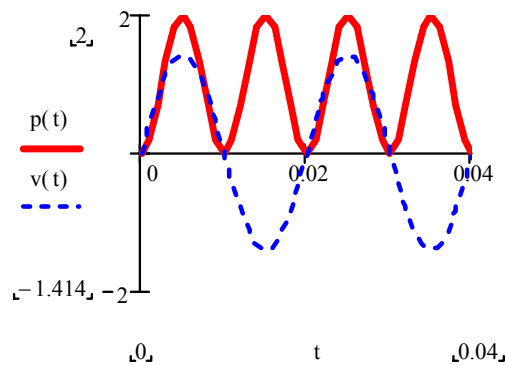


Figura 1.2.- Formas de onda de la tensión en bornes de una carga resistiva monofásica y potencia instantánea con $V_{rms}=1V$ e $I_{rms}=1A$.

La potencia media entregada a la carga resistiva (potencia activa) es:

$$P = P_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{rms} I_{rms} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t = V_{rms} I_{rms} \quad \text{Ec. 1.18}$$

En el caso de una carga reactiva pura (bobina o condensador), a partir de las ecuaciones del circuito, se determina que la tensión en la carga y la corriente que por ella circula van desfasadas $\pm 90^\circ$, atendiendo a que sea de tipo capacitivo ($\alpha=-90^\circ$ en Ec. 1.6) o inductivo

($\alpha=+90^\circ$ en Ec. 1.6). El valor de la potencia instantánea en este caso, al sustituir $\alpha=\pm 90^\circ$ en la Ec. 1.16 es:

$$p(t) = \mp V_{rms} I_{rms} \text{sen } 2\omega t \quad \text{Ec. 1.19}$$

El valor instantáneo de la potencia corresponde a una señal de tipo senoidal de frecuencia doble y valor máximo igual al producto de la tensión eficaz aplicada por la corriente eficaz que circula. Los picos positivos de la señal son de igual valor que los negativos. Los picos positivos representan potencia instantánea suministrada por el generador a la carga mientras que los picos negativos representan la potencia instantánea suministrada por la carga reactiva al generador. El origen de estas oscilaciones entre el generador y el receptor es el almacenamiento de energía en los campos magnéticos o eléctricos de bobinas y condensadores. En la figura siguiente se representan gráficamente las ondas de tensión, corriente y potencia instantánea para una carga inductiva ($\alpha=+90^\circ$).

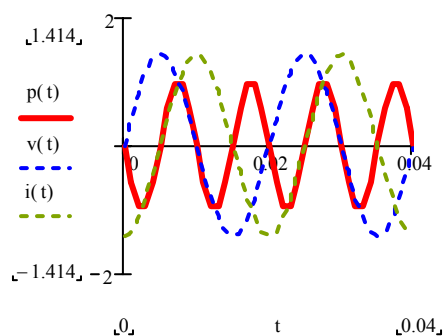


Figura 1.3.- Tensión, corriente y potencia instantáneas en una carga L con $V_{rms}=1V$ e $I_{rms}=1A$.

Este tipo de potencia recibe el nombre de potencia reactiva instantánea, debido a que tiene su origen en los componentes reactivos. Dado que la potencia reactiva instantánea media es nula, la potencia reactiva instantánea se cuantifica mediante la potencia reactiva (Q), magnitud cuyo valor se eligió igual a la amplitud de las oscilaciones de la potencia reactiva instantánea, que es igual a $V_{rms} I_{rms}$:

$$Q = V_{rms} I_{rms} \text{sen}(\pm 90^\circ) = \pm V_{rms} I_{rms} \quad \text{Ec. 1.20}$$

Si tiene un valor positivo se denomina potencia reactiva inductiva y si es negativa se llama potencia reactiva capacitiva. Puesto que tiene las mismas dimensiones que la potencia activa pero representa otro tipo de potencia, la potencia reactiva (Q) se mide en Volt-Amperios reactivos (VAR). La potencia activa disipada por una carga reactiva pura es nula.

Para el caso de cargas mixtas, con parte resistiva y parte reactiva, la potencia instantánea viene definida por la expresión obtenida en (Ec. 1.16):

$$p(t) = V_{rms} I_{rms} \cos \alpha \cdot (1 - \cos 2\omega t) - V_{rms} I_{rms} \text{sen } \alpha \cdot \text{sen } 2\omega t \quad \text{Ec. 1.21}$$

El primer término se denomina potencia activa instantánea ($p_a(t)$), siempre es de signo positivo y representa el flujo neto de energía desde el generador hacia la carga y que se transforma en la carga en otro tipo de energía (energía aprovechada).

$$p_a(t) = p_a = V_{rms} I_{rms} \cos \alpha \cdot (1 - \cos 2\omega t) \quad \text{Ec. 1.22}$$

Para cuantificarla se utiliza la potencia activa (P), que se calcula como el valor medio de la potencia instantánea, obteniendo:

$$P = \frac{1}{T} \int p(t) dt = \frac{1}{T} \int p_a(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{rms} I_{rms} \cos \alpha \cdot (1 - \cos 2\omega t)] d\omega t \quad \text{Ec. 1.23}$$

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos \alpha = V_{rms} I_{a_rms}$$

La potencia activa se expresa como producto de la tensión eficaz por el valor eficaz de la corriente activa. El término $\cos \alpha$ se define tradicionalmente como factor de potencia (f.d.p.) o, más actualmente, como factor de desplazamiento (DPF) [Mohan:95].

El segundo término de la potencia instantánea tiene un valor medio nulo y representa a la potencia reactiva instantánea:

$$p_r(t) = q(t) = V_{rms} I_{rms} \sin \alpha \cdot \sin 2\omega t \quad \text{Ec. 1.24}$$

La potencia reactiva instantánea representa un flujo bidireccional de potencia que se establece entre generador y receptor debido al funcionamiento propio de los elementos reactivos (bobinas y condensadores), que son los causantes de los desfases entre la tensión y la corriente en el sistema. Dado que la potencia reactiva media es nula, la potencia reactiva instantánea se cuantifica mediante la potencia reactiva (Q), magnitud cuyo valor se eligió igual a la amplitud de las oscilaciones de la potencia reactiva instantánea:

$$Q = V_{rms} I_{rms} \sin \alpha = V_{rms} I_{r_rms} \quad \text{Ec. 1.25}$$

y tal como se observa, la potencia reactiva se expresa como producto de la tensión eficaz por el valor eficaz de la corriente reactiva.

En la figura siguiente se representan en el gráfico izquierdo las formas de ondas de tensión, corriente y potencia instantánea y en el gráfico derecho las formas de ondas de la potencia instantánea, la potencia instantánea activa y la potencia instantánea reactiva, para una carga R-L que introduce un desfase de $\alpha = +60^\circ$ (con valores unitarios para la tensión y la corriente):

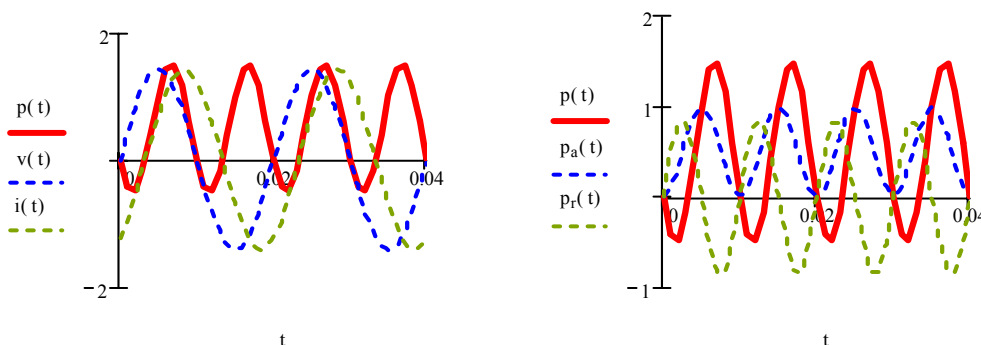


Figura 1.4.- Tensión, corriente y potencias instantáneas en una carga R-L con $V_{rms}=1V$ e $I_{rms}=1A$.

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

La potencia aparente (S) en un circuito eléctrico monofásico se define como el producto entre los valores eficaces de la tensión y de la intensidad, obteniéndose:

$$S^2 = V_{rms}^2 \cdot I_{rms}^2 = V_{rms}^2 \cdot (I_{a_rms}^2 + I_{r_rms}^2) = P^2 + Q^2 \quad \text{Ec. 1.26}$$

Comparando las expresiones y el significado de las potencias instantáneas y aparente, así como las componentes de dichas potencias, para el caso de sistemas monofásicos lineales, se observa la existencia de semejanzas entre los términos de la potencia instantánea y la potencia aparente, tal como se observa en la tabla adjunta:

Potencia instantánea	Potencia aparente
$p(t) = v \cdot i = p_a + p_r$	$S^2 = P^2 + Q^2$
$p(t) = v \cdot (i_a + i_r)$	$S^2 = V_{rms}^2 \cdot (I_{a_rms}^2 + I_{r_rms}^2)$
$p_a = VI \cos \alpha \cdot (1 - \cos 2\omega t) = v \cdot i_a$	$P = VI_a$
$p_r = VI \sin \alpha \cdot \sin 2\omega t = v \cdot i_r$	$Q = VI_r$

A partir de la tabla y tal como se indica en [León:07-01] se observa que:

- La potencia aparente tiene las mismas componentes que la potencia instantánea, conteniendo el mismo número de términos y con una formulación parecida.
- Los términos de la potencia instantánea son productos de valores instantáneos de tensiones y corrientes mientras que los términos de la potencia aparente al cuadrado son productos de valores eficaces al cuadrado de tensiones y corrientes.
- Las componentes de la potencia instantánea definen los flujos energéticos característicos de cada uno de los fenómenos presentes durante la transferencia de energía, mientras que las componentes de la potencia aparente cuantifican los efectos de dichos fenómenos.

Tal como se expone en [León: 2001-4292], el criterio de semejanza se puede utilizar para otros sistemas eléctricos más complejos siguiendo el siguiente procedimiento:

- Establecer la expresión de la potencia instantánea en función de todas las componentes de sus tensiones y corrientes.
- Poner en el primer miembro el cuadrado de la potencia aparente en sustitución de la potencia instantánea.
- Sustituir en el segundo miembro cada valor instantáneo de tensión y corriente por su valor eficaz al cuadrado.

- En los sistemas eléctricos z -fásicos el término $\sum_{j=1}^z$ de la expresión de la potencia instantánea se sustituirá por el número de fases al cuadrado (z^2) en la expresión de la potencia aparente.

En los siguientes apartados se van a analizar los términos de la potencia que aparecen en sistemas trifásicos, primero aplicando el criterio habitual para después aplicar el criterio de semejanza expuesto y ver que se obtienen los mismos resultados, verificando que con este criterio quedan definidos de forma sistemática y clara los diferentes fenómenos presentes en la transferencia de energía.

1.2.2 Potencia eléctrica en circuitos monofásicos no lineales.

En los sistemas no lineales con una excitación periódica senoidal la tensión y la corriente en la carga no lineal es también periódica pero generalmente no es senoidal. Utilizando los conceptos matemáticos desarrollados en 1807 por Fourier, que permiten descomponer cualquier señal periódica en la suma de una serie de términos de tipo sinusoidal, se descomponen las tensiones y corrientes periódicas pero no sinusoidales que aparecen en los sistemas no lineales en su desarrollo en serie de Fourier. A partir de dicha descomposición se obtiene que la expresión de la tensión y la corriente son:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{n_rms} \text{sen}(n\omega t - \varphi_{v_n})$$

$$i(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{m_rms} \text{sen}(m\omega t - \varphi_{i_m})$$

Ec. 1.27

Donde n y m corresponden al orden armónico de la tensión o de la corriente, respectivamente. La potencia instantánea se obtendrá al realizar el producto de la tensión y la corriente y su expresión es:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) = 2V_{1_rms} I_{1_rms} \text{sen}(\omega t - \varphi_{v_1}) \text{sen}(\omega t - \varphi_{i_1}) +$$

$$+ \sum_{\substack{n=m \\ n \neq 1}}^{\infty} \sqrt{2} V_{n_rms} \text{sen}(n\omega t - \varphi_{v_n}) \cdot \sqrt{2} I_{m_rms} \text{sen}(m\omega t - \varphi_{i_m}) +$$

$$+ \sum_{\substack{n \neq m \\ n, m=1}}^{\infty} \sqrt{2} V_{n_rms} \text{sen}(n\omega t - \varphi_{v_n}) \cdot \sqrt{2} I_{m_rms} \text{sen}(m\omega t - \varphi_{i_m})$$

Ec. 1.28

Desarrollando la expresión anterior y ordenando los distintos términos se obtiene que:

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

$$\begin{aligned}
 p(t) = & V_{1_rms} \cdot I_{1_rms} \cdot \cos(\varphi_{v_1} - \varphi_{i_1}) \cdot (1 - \cos(2(\omega t - \varphi_{v_1}))) + \\
 & - V_{1_rms} \cdot I_{1_rms} \cdot \sen(\varphi_{v_1} - \varphi_{i_1}) \cdot \sen(2(\omega t - \varphi_{v_1})) + \\
 & + \sum_{\substack{n=m \\ n \neq 1}}^{\infty} \sqrt{2} V_{n_rms} \sen(n\omega t - \varphi_{v_n}) \cdot \sqrt{2} I_{m_rms} \sen(m\omega t - \varphi_{i_m}) + \\
 & + \sum_{\substack{n \neq m \\ n, m=1}}^{\infty} \sqrt{2} V_{n_rms} \sen(n\omega t - \varphi_{v_n}) \cdot \sqrt{2} I_{m_rms} \sen(m\omega t - \varphi_{i_m})
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 1.29}$$

A partir del criterio de semejanza entre la potencia instantánea y la potencia aparente, teniendo en cuenta que $\alpha_1 = \varphi_{v_1} - \varphi_{i_1}$ la potencia aparente puede cuantificarse como:

$$\begin{aligned}
 S^2 = & V_{1_rms}^2 \cdot I_{1_rms}^2 \cdot (\cos \alpha_1)^2 + V_{1_rms}^2 \cdot I_{1_rms}^2 \cdot (\sen \alpha_1)^2 + \\
 & + \sum_{\substack{n=m \\ n \neq 1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 \cdot I_{m_rms}^2 + \sum_{\substack{n \neq m \\ n, m=1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 \cdot I_{m_rms}^2
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 1.30}$$

Por comparación del resultado obtenido con las definiciones realizadas para los sistemas lineales, el primer término corresponde a la potencia útil instantánea, el segundo término corresponde a la potencia reactiva instantánea y los últimos términos aparecen debido a la distorsión de las señales y se agrupan en la denominada potencia instantánea de dispersión:

$$p(t) = p_u(t) + p_r(t) + p_d(t) \tag{Ec. 1.31}$$

Se define la potencia útil como la potencia activa que contribuye de forma adecuada y completa a la eficiencia del sistema eléctrico, siendo totalmente aprovechable. Esta potencia efectiva es debida a las componentes de la tensión y corriente de frecuencia igual a la fundamental.

$$P_u = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_u(\omega t) \cdot d\omega t = V_1 I_1 \cos \alpha_1 \tag{Ec. 1.32}$$

Las potencia reactiva instantánea viene representada por el segundo término de la ecuación Ec.1.29 y su amplitud corresponde a la potencia reactiva de desfase (Q_u) y cuantifica el fenómeno del desfase. La potencia reactiva es debida al desfase entre las componentes de la tensión y corriente de frecuencia igual a la fundamental.

$$Q_u = V_1 I_1 \sen \alpha_1 \tag{Ec. 1.33}$$

El tercer término representa y cuantifica el fenómeno de la distorsión mediante la potencia de distorsión (D_u), que se puede expresar de la siguiente forma:

$$D_u = \sqrt{\sum_{\substack{n=m \\ n \neq 1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 I_{m_rms}^2 + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 I_{m_rms}^2} \quad \text{Ec. 1.34}$$

Como se puede observar en la expresión anterior, la potencia de distorsión está formada por tres términos:

$$D_u^2 = \sum_{\substack{n=m \\ n \neq 1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 I_{m_rms}^2 (\cos \alpha_n)^2 + \sum_{\substack{n=m \\ n \neq 1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 I_{m_rms}^2 (\sen \alpha_n)^2 + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=1}}^{\infty} V_{n_rms}^2 I_{m_rms}^2$$

$$D_u^2 = \left(\sum_{n \neq 1}^{\infty} P_n^2 \right)^2 + \left(\sum_{n \neq 1}^{\infty} Q_n^2 \right)^2 + D_r^2 \quad \text{Ec. 1.35}$$

Observando la expresión anterior se pueden identificar los siguientes términos:

- El término $\sum_{n \neq 1}^{\infty} P_n^2$ representa una potencia activa residual asociada a la suma de las potencias activas debidas a componentes armónicas de tensión y corriente de igual frecuencia.
- El término $\sum_{n \neq 1}^{\infty} Q_n^2$ representa una potencia reactiva residual asociada a la suma de las potencias reactiva debidas a componentes armónicas de tensión y corriente de igual frecuencia.
- El término D_r^2 cuantifica al fenómeno propio de la distorsión y se asocia al producto cruzado de componentes armónicas de tensión y corriente de distintas frecuencias.

La expresión de la potencia aparente quedará de la forma:

$$S_u = \sqrt{P_u^2 + Q_u^2 + D_u^2} \quad \text{Ec. 1.36}$$

siendo ortogonales entre sí las diversas magnitudes de la potencia, tal como se observa en el triángulo de potencias adjunto.

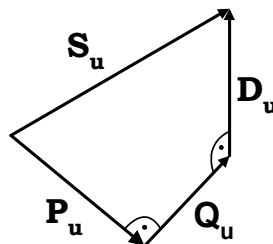


Figura 1.5.- Triángulo de potencias.

1.2.3 Potencia eléctrica en sistemas trifásicos lineales y equilibrados.

En el caso de distribución trifásica a cuatro hilos, con tensiones senoidales, equilibradas y de secuencia de fases directa, en el que se encuentra conectada una carga lineal y equilibrada, las tensiones y corrientes en el circuito se expresan de la forma:

$$\begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_{rms} \cdot \begin{pmatrix} \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \begin{pmatrix} \text{sen}(\omega t - \alpha) \\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.37}$$

Suponiendo que las impedancias del generador y de la línea son nulas, la energía transmitida a la carga en un intervalo de tiempo dt se puede expresar como:

$$dW(t) = (v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3) dt \quad \text{Ec. 1.38}$$

A partir de la anterior expresión y de la Ec. 1.1 se obtiene que la potencia instantánea generada es igual a la absorbida por el receptor y su valor es:

$$p(t) = \frac{dW(t)}{dt} = [v_1 \quad v_2 \quad v_3] \cdot [i_1 \quad i_2 \quad i_3]^t = \sum_{z=1}^3 v_z \cdot i_z \quad \text{Ec. 1.39}$$

Desarrollando la expresión anterior se obtiene:

$$\begin{aligned} p(t) = & V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(2\omega t) + \\ & + V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot (1 - \cos(2(\omega t - 120^\circ))) - V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(2(\omega t - 120^\circ)) + \\ & + V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot (1 - \cos(2(\omega t - 240^\circ))) - V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{sen}(2(\omega t - 240^\circ)) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.40}$$

donde se observan por separado los términos de las potencias instantáneas activas y reactivas de cada una de las fases. La potencia instantánea activa está formada por tres términos:

$$\begin{aligned} p_e(t) &= p_{e_1}(t) + p_{e_2}(t) + p_{e_3}(t) \\ p_e(t) &= V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \cdot [(1 - \cos(2\omega t)) + (1 - \cos(2(\omega t - 120^\circ))) + (1 - \cos(2(\omega t - 240^\circ)))] \quad \text{Ec. 1.41} \\ p_e(t) &= 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \end{aligned}$$

Como se observa, la potencia instantánea activa del sistema trifásico es un valor constante, ya que se cancelan entre sí los términos cosenoidales y su valor es el triple de la potencia instantánea activa de cualquiera de las fases del sistema trifásico equilibrado. La potencia instantánea reactiva, debida al desfase introducido por la carga, está formada por los otros tres términos, que al sumarse entre sí dan igual a cero en cualquier instante:

$$\begin{aligned} p_d(t) &= p_{d_1}(t) + p_{d_2}(t) + p_{d_3}(t) \\ p_d(t) &= -V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \text{sen} \alpha \cdot [\text{sen}(2\omega t) + \text{sen}(2(\omega t - 120^\circ)) + \text{sen}(2(\omega t - 240^\circ))] = 0 \quad \text{Ec. 1.42} \end{aligned}$$

Simplificando términos se obtiene que la potencia instantánea es igual a:

$$p(t) = p_e(t) + p_d(t) = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \quad \text{Ec. 1.43}$$

expresión que nos indica que la potencia instantánea en un sistema trifásico equilibrado y lineal es constante e igual a tres veces la potencia activa de una de las fases. En esta situación la potencia activa (efectiva) coincide con la potencia instantánea:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha = P1 + P2 + P3 \quad \text{Ec. 1.44}$$

En la expresión final de la potencia instantánea (Ec. 1.43) se puede observar que no aparece ningún término que indique la presencia de flujos de energía reactiva entre el generador y la carga, aunque en la expresión desarrollada de la potencia instantánea reactiva (Ec. 1.42) si que se pueden observar tres términos de la potencia instantánea que representan flujos de energía bidireccionales, desfasados 120° entre sí, que corresponden a las potencias reactivas instantáneas de cada fase y que al sumarse entre sí mismo se anulan, no reflejándose en la expresión final de la potencia instantánea. La potencia reactiva (desfase) del sistema trifásico se puede definir como:

$$Q = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \sen \alpha = Q1 + Q2 + Q3 \quad \text{Ec. 1.45}$$

Al igual que ocurría en los sistemas monofásicos, la potencia aparente del sistema trifásico es:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \quad \text{Ec. 1.46}$$

El cálculo de los términos de la potencia desarrollado corresponde al procedimiento tradicional para obtener las potencias en sistemas trifásicos equilibrados y lineales (IEEE Standard Dictionary). Para aplicar el criterio de semejanza entre la potencia instantánea y la potencia aparente hay que considerar que las corrientes de secuencia directa se pueden descomponer en una componente activa y otra reactiva y que la tensión solo tiene componente de secuencia directa, de forma que la potencia instantánea del sistema trifásico equilibrado se puede expresar como:

$$p(t) = \sum_{z=1}^3 v_z \cdot i_z = \sum_{z=1}^3 v_{zd} \cdot (i_{zda} + i_{zdr}) \quad \text{Ec. 1.47}$$

Al igual que ocurría en los sistemas monofásicos, se observa que la potencia instantánea está formada por dos componentes:

- La potencia efectiva instantánea ($p_e(t)$), formada por tres flujos unidireccionales de potencia de igual valor medio, mediante los que se realiza la transferencia de energía neta:

$$p_e(t) = p_a(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zd} \cdot i_{zda} = p_{e_1}(t) + p_{e_2}(t) + p_{e_3}(t) \quad \text{Ec. 1.48}$$

$$p_e(t) = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \cos \alpha$$

Expresión que proporciona el mismo resultado que el de la Ec. 1.43 si se tiene en cuenta que $V_{rms} = V_d$ y que $I_{rms} = I_d$.

- La potencia de desfase instantánea ($p_d(t)$), formada por tres flujos de potencia sinusoidales equilibrados de valor medio nulo y que matemáticamente es cero. La amplitud de cada flujo de potencia es igual a la potencia reactiva de cada fase, que caracterizan los fenómenos de desfase entre las tensiones y las corrientes:

$$p_d(t) = p_r(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zd} \cdot i_{zdr} = 0 \quad \text{Ec. 1.49}$$

Aplicando el criterio de semejanza entre las potencia instantánea y la aparente, se obtiene:

$$S_u^2 = 3^2 \cdot V_{rms}^2 \cdot I_{rms}^2 = 9 \cdot V_{rms}^2 \cdot (I_{a_rms}^2 + I_{r_rms}^2) = P_u^2 + Q_u^2 \quad \text{Ec. 1.50}$$

La expresión de la potencia aparente y de sus componentes en un sistema con tensiones senoidales, equilibradas y de secuencia de fases directa, en el que se encuentra conectada una carga lineal y equilibrada es:

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = \sqrt{P_u^2 + Q_u^2}$$

$$P_u = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{a_rms} = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \alpha \quad \text{Ec. 1.51}$$

$$Q_u = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{r_rms} = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \sin \alpha$$

Donde α es el ángulo de desfase entre la tensión y la corriente. Se puede observar que los resultados obtenidos son similares a los obtenidos con la teoría clásica.

1.2.4 Potencia eléctrica en sistemas trifásicos lineales y desequilibrados.

En el caso de distribución trifásica a cuatro hilos, con tensiones senoidales equilibradas y de secuencia directa, en el que se encuentra conectada una carga lineal y desequilibrada, las tensiones y corrientes en el circuito se expresan de la forma:

$$\begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_m \cdot \sin(\omega t) \\ V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.52}$$

$$\begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{m1} \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_1) \\ I_{m2} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha_2\right) \\ I_{m3} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \alpha_3\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.53}$$

De acuerdo con el teorema de Stokvis-Fortescue, las tensiones solo presentan componente simétrica de secuencia directa ($V_{1d} = V_{2d} = V_{3d} = V_d$) mientras que las corrientes anteriores se pueden expresar en función de sus componentes de secuencia directa, inversa y homopolar de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{2d} \\ v_{3d} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1i} \\ i_{2i} \\ i_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.54}$$

Tal como se indica en la réplica de A.E. Emanuel al artículo [Czarnecki:09-94], la utilización de las componentes simétricas para el análisis de circuitos trifásicos se basa en el principio de superposición, por lo que su utilización es correcta, a pesar de las críticas de Czarnecki sobre los resultados que se obtienen al utilizar dicha descomposición. La utilización de las componentes simétricas es habitual en el análisis de circuitos trifásicos desequilibrados, tal como se puede observar por el número de publicaciones en las que se utiliza [Chan:12-01], [Chen:10-00], [Ghosh:01-00], [Prieto:01-00] y [Sedraoui:00-01], entre otros. En [Kojovic: 00-01] se utilizan las componentes simétricas para la protección de sistemas de distribución eléctrica, indicando que la utilización conjunta de las componentes simétricas de la corriente y de la tensión permite mejorar el método de diagnóstico del estado del sistema eléctrico, proporcionando información sobre eventos anormales y diferenciando el tipo de fallo ocurrido, lo que permite implementar sistemas de protección mejorados frente a los actuales existentes.

La potencia instantánea en este tipo de sistemas, utilizando la anterior descomposición, se puede expresar de la forma:

$$p(t) = [v_1 \ v_2 \ v_3] \cdot [i_1 \ i_2 \ i_3]^t = [v_{1d} \ v_{2d} \ v_{3d}] \cdot \left[\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1i} + i_{1h} \\ i_{2i} + i_{2h} \\ i_{3i} + i_{3h} \end{bmatrix} \right] \quad \text{Ec. 1.55}$$

Para identificar cada uno de los fenómenos presentes en la transferencia de energía se expresa la potencia instantánea en función de todas sus componentes de tensión y corriente, incluyendo las componentes activa (i_{zda}) y reactiva (i_{zdr}) de secuencia directa.

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1da} \\ i_{2da} \\ i_{3da} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1dr} \\ i_{2dr} \\ i_{3dr} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.56}$$

Operando en la expresión anterior y agrupando términos se obtiene la siguiente expresión de la potencia instantánea:

$$p(t) = [v_{1d} \quad v_{2d} \quad v_{3d}] \cdot \left[\begin{array}{c} [i_{1da} \\ i_{2da} \\ i_{3da}] \\ + \\ [i_{1dr} \\ i_{2dr} \\ i_{3dr}] \\ + \\ [i_{1i} + i_{1h} \\ i_{2i} + i_{2h} \\ i_{3i} + i_{3h}] \end{array} \right] \quad \text{Ec. 1.57}$$

Los fenómenos presentes en la transferencia de energía, en régimen permanente, en sistemas eléctricos con una carga lineal y desequilibrada conectada a un sistema de tensiones senoidales equilibradas son los siguientes:

- La transferencia de energía neta o flujo unidireccional de potencia.
- El flujo bidireccional de potencia debido a los desfases.
- La asimetría debido al desequilibrio de las cargas.

Cada fenómeno anterior está caracterizado mediante un par de componentes de tensión y de corriente de la potencia instantánea:

- La potencia efectiva instantánea ($p_e(t)$) representa el fenómeno de transferencia de energía neta que se transforma en las mejores condiciones de calidad en el suministro y está identificado mediante las componentes de la tensión y de la corriente activa, ambas de secuencia directa, que son las que transportan la energía útil del generador al receptor. La potencia efectiva instantánea está formada por tres flujos de potencia de valor medio igual a 1/3 de la potencia efectiva.

$$p_e(t) = [v_{1d} \quad v_{2d} \quad v_{3d}] \cdot \begin{bmatrix} i_{1da} \\ i_{2da} \\ i_{3da} \end{bmatrix} = p_{e_1}(t) + p_{e_2}(t) + p_{e_3}(t) \quad \text{Ec. 1.58}$$

- La potencia de desfase instantánea ($p_d(t)$) representa el fenómeno del flujo bidireccional de potencia debido a los desfases y está identificado mediante las componentes reactivas de la corriente (i_{zdr}). La potencia de desfase instantánea está formada por tres flujos senoidales de potencia, de amplitud igual a 1/3 de la potencia de desfase del sistema (al igual que ocurría en los sistemas trifásicos equilibrados con cargas lineales) y define las energías que se manifiestan debido a la ineficiencia por desfase.

$$p_d(t) = [v_{1d} \quad v_{2d} \quad v_{3d}] \cdot \begin{bmatrix} i_{1dr} \\ i_{2dr} \\ i_{3dr} \end{bmatrix} = p_{d_1}(t) + p_{d_2}(t) + p_{d_3}(t) \quad \text{Ec. 1.59}$$

- El tercer término de la potencia instantánea, denominado potencia instantánea de asimetría ($p_A(t)$), no aparecía en los sistemas trifásicos equilibrados y lineales. El fenómeno de la asimetría está caracterizado por las componentes de secuencia inversa (i_i) y homopolar (i_h). La potencia instantánea de asimetría representa un flujo bidireccional y senoidal de energía que se presenta debido al fenómeno del desequilibrio en el sistema.

$$p_A(t) = \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{2d} & v_{3d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1i} + i_{1h} \\ i_{2i} + i_{2h} \\ i_{3i} + i_{3h} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.60}$$

La potencia instantánea se puede escribir como:

$$p(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zda} + \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zdr} + \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot (i_{zi} + i_{zh}) \quad \text{Ec. 1.61}$$

$$p(t) = p_e(t) + p_d(t) + p_A(t)$$

Aplicando la analogía existente entre la potencia instantánea y la potencia aparente (criterio de semejanza), la potencia aparente se puede expresar de la forma:

$$S_u^2 = 9 \cdot V_d^2 \cdot I_{da}^2 + 9 \cdot V_d^2 \cdot I_{dr}^2 + 9 \cdot V_d^2 \cdot (I_i^2 + I_h^2) \quad \text{Ec. 1.62}$$

Esta expresión tiene los mismos términos que la potencia instantánea definida anteriormente, y las mismas componentes, que se agrupan de la misma manera que en la potencia instantánea. Estas potencias son las que cuantifican cada uno de los fenómenos presentes y, según determina la Teoría Unificadora de la potencia eléctrica, son las siguientes:

- Potencia efectiva (P_u): coincide con el primer término de la ecuación anterior y corresponde al producto de las tensiones y corrientes activas de secuencia directa:

$$P_u = 3 \cdot V_{da} \cdot I_{da} = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \cos(\varphi_{vd} - \varphi_{id}) = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \cos \alpha_d \quad (\text{W}) \quad \text{Ec. 1.63}$$

donde:

- ♦ φ_{vd} es el ángulo de desfase entre la tensión de secuencia directa y la referencia de ángulos elegida.
- ♦ φ_{id} es el ángulo de desfase entre la corriente de secuencia directa y la referencia de ángulos elegida.
- ♦ α_d es el ángulo de desfase entre la tensión y la corriente de secuencia directa.
- Potencia de desfase (Q_u): representa el fenómeno propio del desfase o flujo bidireccional de potencia. La expresión de la potencia de desfase es:

$$Q_u = 3 \cdot V_{da} \cdot I_{dr} = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \text{sen}(\varphi_{vd} - \varphi_{id}) = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \text{sen} \alpha_d \quad (\text{VAr}) \quad \text{Ec. 1.64}$$

- Potencia de asimetría (A_u): el tercer término cuantifica el efecto de la asimetría del sistema. La expresión de la potencia de asimetría es la siguiente:

$$A_u = 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_i^2 + I_h^2} \quad (\text{VAa}) \quad \text{Ec. 1.65}$$

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

La potencia de asimetría representa la potencia que el generador debe entregar a la carga por el hecho de ser desequilibrada y dado que su valor medio es nulo, no puede considerarse una potencia útil. Este fenómeno, que no se presentaba en los sistemas monofásicos y en los trifásicos equilibrados, aparece ahora como consecuencia de la topología de la carga y contribuye a disminuir la eficiencia del sistema.

Por lo tanto, según la Teoría Unificadora de la potencia eléctrica, la potencia aparente S_u tiene las mismas componentes que la potencia instantánea y se puede expresar como:

$$S_u = \sqrt{(P_u^2 + Q_u^2 + A_u^2)} \quad \text{Ec. 1.66}$$

Las potencias de desfase y de asimetría, que son las potencias no efectivas, tienen una expresión similar y cuantifican las ineficiencias por desfase y asimetría. La relación entre la potencia de asimetría con las formas de onda de las componentes que corresponden a la asimetría en la potencia instantánea se puede obtener mediante la representación gráfica de dichas componentes, que son las correspondientes a las corrientes de secuencia inversa y homopolar. La potencia instantánea de asimetría asociada a la componente inversa de la corriente es:

$$p_{A_i}(t) = [v_{1d} \quad v_{2d} \quad v_{3d}] \cdot \begin{bmatrix} i_{1i} \\ i_{2i} \\ i_{3i} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.67}$$

La expresión temporal de las tensiones de secuencia directa corresponde a la Ec. 1.52, al verificarse la igualdad indicada en la Ec. 1.54. Las ecuaciones de las corrientes simétricas de secuencia inversa son:

$$\begin{pmatrix} i_{1i} \\ i_{2i} \\ i_{3i} \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot \begin{pmatrix} I_i \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_i) \\ I_i \cdot \text{sen}\left(\omega t - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_i \cdot \text{sen}\left(\omega t - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.68}$$

Desarrollando los tres términos de la potencia instantánea de asimetría asociada a la componente inversa de la corriente se obtiene:

$$\begin{aligned} p_{A_di_1}(t) &= \sqrt{2} \cdot V_d \cdot \text{sen} \omega t \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_i) \\ p_{A_di_2}(t) &= \sqrt{2} \cdot V_d \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}\left(\omega t - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ p_{A_di_3}(t) &= \sqrt{2} \cdot V_d \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}\left(\omega t - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.69}$$

Utilizando la expresión obtenida en la Ec. 1.13 las anteriores expresiones quedan de la forma siguiente:

$$\begin{aligned}
 p_{A_di_1}(t) &= V_d \cdot I_i \cdot [\cos \alpha_i - \cos(2\omega t - \alpha_i)] \\
 p_{A_di_2}(t) &= V_d \cdot I_i \cdot \left[\cos\left(\alpha_i - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos(2\omega t - \alpha_i) \right] \\
 p_{A_di_3}(t) &= V_d \cdot I_i \cdot \left[\cos\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos(2\omega t - \alpha_i) \right]
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 1.70}$$

Estas ecuaciones representan los flujos de potencia individuales y como se observa el valor medio de cada uno de ellos es no nulo. Al sumarlos se obtiene:

$$p_{A_di_Total}(t) = V_d \cdot I_i \cdot \left[\cos \alpha_i + \cos\left(\alpha_i - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\
 \left. - 3 \cdot \cos(2\omega t - \alpha_i) \right]
 \tag{Ec. 1.71}$$

De donde se obtiene que la potencia instantánea de asimetría total asociada a la componente inversa de la corriente es:

$$p_{A_di_Total}(t) = -3 \cdot V_d \cdot I_i \cdot \cos(2\omega t - \alpha_i)
 \tag{Ec. 1.72}$$

Su valor medio es nulo, por lo que, al igual que ocurría con la potencia reactiva instantánea, representa un flujo bidireccional de energía que no se transforma en potencia útil y por tanto representa una ineficiencia del sistema. En las dos gráficas siguientes se pueden observar la representación gráfica de los flujos de potencia instantánea de asimetría individuales en cada fase y la potencia instantánea de asimetría total asociada a la componente inversa de la corriente:

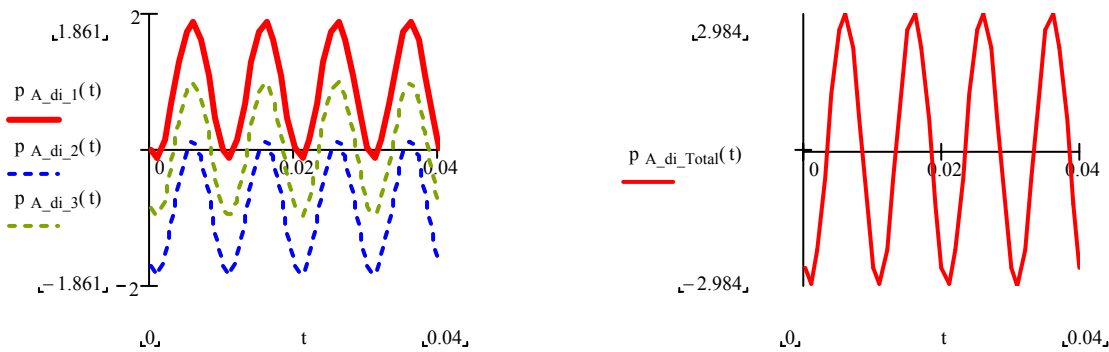


Fig. 1.6.- Representación de las Ec. 1.70 y Ec. 1.72 para $V_d=1V$; $I_i=1A$ y $\alpha_i=\pi/6$.

La potencia de asimetría debida a la componente inversa puede cuantificarse, al igual que se ha hecho con la potencia debida a los desfases, como la suma de las amplitudes de la potencia de asimetría inversa instantánea de cada una de las fases:

$$A_i = \max[p_{A_di_1}(t)] + \max[p_{A_di_2}(t)] + \max[p_{A_di_3}(t)] = 3 \cdot V_d \cdot I_i
 \tag{Ec. 1.73}$$

La potencia instantánea de asimetría asociada a la componente homopolar de la corriente es:

$$p_{A_h}(t) = \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{2d} & v_{3d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.74}$$

Las ecuaciones de las corrientes simétricas de secuencia homopolar son:

$$\begin{pmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot \begin{pmatrix} I_h \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_h) \\ I_h \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_h) \\ I_h \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_h) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.75}$$

Desarrollando los tres términos de la potencia instantánea de asimetría asociadas a la componente homopolar de la corriente se obtiene:

$$\begin{aligned} p_{A_dh_1}(t) &= \sqrt{2} \cdot V_d \cdot \text{sen} \omega t \cdot \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_h) \\ p_{A_dh_2}(t) &= \sqrt{2} \cdot V_d \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_h) \\ p_{A_dh_3}(t) &= \sqrt{2} \cdot V_d \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha_h) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.76}$$

Utilizando la expresión obtenida en la Ec. 1.13 las anteriores expresiones quedan de la forma siguiente:

$$\begin{aligned} p_{A_dh_1}(t) &= V_d \cdot I_h \cdot [\cos \alpha_h - \cos(2\omega t - \alpha_h)] \\ p_{A_dh_2}(t) &= V_d \cdot I_h \cdot \left[\cos\left(\alpha_h - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t - \alpha_h - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ p_{A_dh_3}(t) &= V_d \cdot I_h \cdot \left[\cos\left(\alpha_h - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t - \alpha_h - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.77}$$

Estas ecuaciones representan los flujos de potencia individuales y como se observa el valor medio de cada uno de ellos es no nulo. Al sumarlos se obtiene:

$$p_{A_dh_Total}(t) = V_d \cdot I_h \cdot \left[\begin{aligned} &\cos \alpha_h + \cos\left(\alpha_h - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\alpha_h - \frac{4\pi}{3}\right) \\ &- \cos(2\omega t - \alpha_h) - \cos\left(2\omega t - \alpha_h - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t - \alpha_h - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right] \quad \text{Ec. 1.78}$$

De donde se obtiene que la potencia instantánea de asimetría total asociada a la componente homopolar de la corriente es:

$$p_{A_dh_Total}(t) = 0 \quad \text{Ec. 1.79}$$

El valor en cualquier instante es nulo, aunque el fenómeno esté presente en el sistema, por lo que, existen unos flujos de energía circulando por cada una de las fases que sumados entre sí representan a un flujo de energía nulo. Es por ello que dichos flujos de energía de cada fase no

se transforman en potencia útil (se anulan entre sí) y por tanto representan una ineficiencia del sistema asociada al desequilibrio de la carga (asimetría). En la gráfica siguiente se pueden observar las representaciones gráficas de los flujos de potencia instantánea de asimetría individuales en cada fase y la potencia instantánea de asimetría total asociada a la componente homopolar de la corriente:

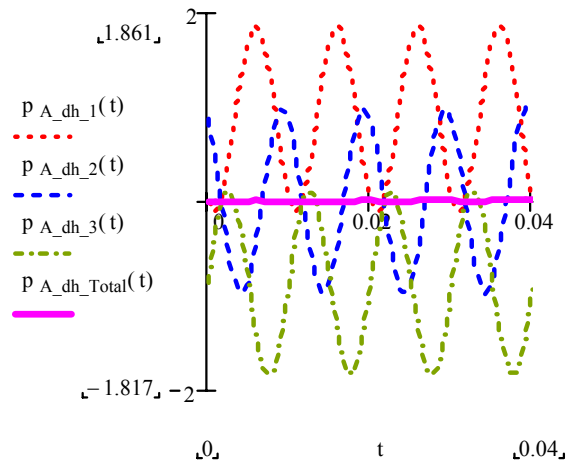


Fig. 1.7.- Representación de las Ec. 1.77 y Ec. 1.78 para $V_d=1V$; $I_h=1A$ y $\alpha_h=\pi/6$.

La potencia de asimetría debida a la componente homopolar puede cuantificarse como la suma de las amplitudes de la potencia de asimetría homopolar instantánea de cada una de las fases:

$$A_h = \max[p_{A_dh_1}(t)] + \max[p_{A_dh_2}(t)] + \max[p_{A_dh_3}(t)] = 3 \cdot V_d \cdot I_h \quad \text{Ec. 1.80}$$

El valor de la potencia de asimetría al cuadrado se obtiene al realizar la suma cuadrática de los valores obtenidos en la Ec. 1.73 y Ec. 1.80:

$$\begin{aligned} A_u^2 &= (3 \cdot V_d \cdot I_i)^2 + (3 \cdot V_d \cdot I_h)^2 \\ A_u &= 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_i^2 + I_h^2} \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.81}$$

valor que coincide con el de la Ec. 1.65 y que demuestra la relación existente entre el fenómeno físico de la potencia de asimetría y su cuantificación mediante las componentes de la corriente de secuencia inversa y homopolar. El flujo de energía total debido a la asimetría corresponde al gráfico de la potencia instantánea de asimetría total asociada a la componente inversa de la corriente (Fig. 1.6 drcha), ya que el asociado a la componente homopolar de la corriente es nulo en cualquier instante (Fig. 1.7).

1.2.5 Potencia eléctrica en sistema trifásicos lineales y desequilibrados en tensiones y en corrientes.

En el caso de una distribución trifásica a cuatro hilos, con tensiones senoidales desequilibradas en el que se encuentra conectada una carga lineal y desequilibrada, las tensiones y corrientes en el circuito se expresan de la forma:

$$\begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{m1} \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi_{v1}) \\ V_{m2} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_{v2}\right) \\ V_{m3} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_{v3}\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.82}$$

$$\begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{m1} \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi_{v1} - \alpha_1) \\ I_{m2} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_{v2} - \alpha_2\right) \\ I_{m3} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_{v3} - \alpha_3\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.83}$$

De acuerdo con el teorema de Stokvis-Fortescue, las tensiones y corrientes anteriores se pueden expresar en función de sus componentes de secuencia directa, inversa y homopolar de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{2d} \\ v_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1i} \\ v_{2i} \\ v_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1h} \\ v_{2h} \\ v_{3h} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1i} \\ i_{2i} \\ i_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.84}$$

La potencia instantánea en este tipo de sistemas, utilizando la anterior descomposición, se puede expresar de la forma:

$$p(t) = [v_1 \ v_2 \ v_3] \cdot [i_1 \ i_2 \ i_3]^t$$

$$p(t) = \sum_{z=1}^3 v_z \cdot i_z = \sum_{z=1}^3 (v_{zd} + v_{zi} + v_{zh}) \cdot (i_{zd} + i_{zi} + i_{zh}) \quad \text{Ec. 1.85}$$

Para identificar cada uno de los fenómenos presentes en la transferencia de energía se expresa la potencia instantánea en función de todas sus componentes de tensión y corriente, incluyendo las componentes activa (v_{zda} , i_{zda}) y reactiva (v_{zdr} , i_{zdr}) de secuencia directa.

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{2d} \\ v_{3d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1da} \\ v_{2da} \\ v_{3da} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1dr} \\ v_{2dr} \\ v_{3dr} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1da} \\ i_{2da} \\ i_{3da} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1dr} \\ i_{2dr} \\ i_{3dr} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.86}$$

Los fenómenos presentes en la transferencia de energía, en régimen permanente, en sistemas eléctricos con una carga lineal y desequilibrada conectada a un sistema de tensiones senoidales desequilibradas son los siguientes:

- La transferencia de energía neta o flujo unidireccional de potencia.
- El flujo bidireccional de potencia debido a los desfases.

- La asimetría debido al desequilibrio de las cargas.

Operando en la Ec. 1.85 y agrupando términos se obtiene la siguiente expresión de la potencia instantánea:

$$p(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zda} + \sum_{z=1}^3 v_{zdr} \cdot i_{zdr} + \sum_{z=1}^3 \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} v_{z dj} \cdot i_{z dk} + \sum_{z=1}^3 \left(\sum_{k=i,h} v_{zk} \cdot i_{zk} + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=d,i,h}} v_{zn} \cdot i_{zm} \right) \quad \text{Ec. 1.87}$$

$$p(t) = p_e(t) + p_d(t) + p_A(t)$$

Cada fenómeno anterior está caracterizado mediante componentes de tensión y de corriente de la potencia instantánea:

- La potencia efectiva instantánea ($p_e(t)$) representa el fenómeno de transferencia de energía neta que se transforma en las mejores condiciones de calidad en el suministro y está identificado mediante las componentes activas de la tensión y corriente, que son las que transportan la energía útil del generador al receptor. La potencia efectiva instantánea está formada por tres flujos de potencia de valor medio igual a 1/3 de la potencia efectiva.

$$p_e(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zda} = p_{e_1}(t) + p_{e_2}(t) + p_{e_3}(t) \quad \text{Ec. 1.88}$$

- La potencia de desfase instantánea ($p_d(t)$) representa el fenómeno del flujo bidireccional de potencia debido a los desfases y está identificado mediante las componentes reactivas de la tensión y corriente (v_{zdr} , i_{zdr}). El segundo término de la expresión de la potencia instantánea no existe normalmente, ya que no hay componentes reactivas de la tensión ($v_{zdr}=0$) y constituye una potencia activa instantánea residual debida a las componentes reactivas de tensión e intensidad. La potencia de desfase instantánea está formada por tres flujos senoidales de potencia, de amplitud igual a 1/3 de la potencia de desfase del sistema (al igual que ocurría en los sistemas trifásicos equilibrados con cargas lineales) y define las energías que se manifiestan debido a la ineficiencia por desfase.

$$p_d(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zdr} \cdot i_{zdr} + \sum_{z=1}^3 \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} v_{z dj} \cdot i_{z dk} \approx \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zdr} = p_{d_1}(t) + p_{d_2}(t) + p_{d_3}(t) \quad \text{Ec. 1.89}$$

- El tercer término de la potencia instantánea, denominado potencia instantánea de asimetría ($p_A(t)$), no aparecía en los sistemas trifásicos equilibrados y lineales. El fenómeno de la asimetría está caracterizado por las componentes de secuencia directa (v_d , i_d), inversa (v_i , i_i), y homopolar (v_h , i_h). La potencia instantánea de asimetría representa un flujo bidireccional y senoidal de energía que se presenta debido al fenómeno del desequilibrio en el sistema y debidos al sumatorio de productos de tensiones y corrientes de las distintas secuencias (términos $p_{A_nm_z}(t)$ en la Ec. 1.90) al que hay que añadir una potencia útil residual debida al producto de tensiones y corrientes de igual secuencia de secuencias inversa y homopolar (términos $p_{A_nm_z}(t)$ en la Ec. 1.90).

$$p_A(t) = \sum_{z=1}^3 \left(\sum_{n=i,h} v_{zn} \cdot i_{zn} + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=d,i,h}} v_{zn} \cdot i_{zm} \right) = \sum_{z=1}^3 p_{A_nn_z}(t) + \sum_{z=1}^3 p_{A_nm_z}(t) \quad \text{Ec. 1.90}$$

Teniendo en cuenta la Ec. 1.1, se pueden representar los flujos energéticos representados por las potencias instantáneas anteriores separándolos, tal como se indica en [Cazorla:05-01], en un flujo de energía útil, unos flujos de energías transformables y unos flujos de energías no transformables, tal como se muestra en la siguiente figura:

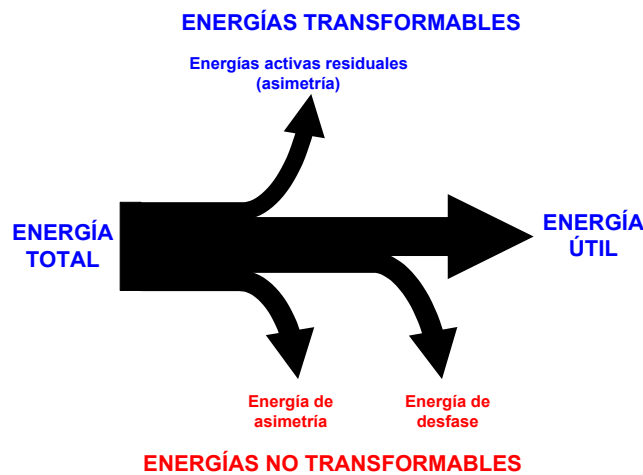


Figura 1.8.- Componentes de la energía total en un sistema eléctrico con cargas lineales.

Aplicando la analogía existente entre la potencia instantánea y la potencia aparente (criterio de semejanza), la potencia aparente se puede expresar de la forma:

$$S_u^2 = 9 \cdot V_{da}^2 \cdot I_{da}^2 + 9 \cdot \left(V_{dr}^2 \cdot I_{dr}^2 + \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} V_{dj}^2 \cdot I_{dk}^2 \right) + 9 \cdot \left(\sum_{n=i,h} V_n^2 \cdot I_n^2 + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=d,i,h}} V_n^2 \cdot I_m^2 \right) \quad \text{Ec. 1.91}$$

Esta expresión tiene los mismos términos que la potencia instantánea definida anteriormente en la Ec. 1.87, y las mismas componentes, que se agrupan de la misma manera que en la potencia instantánea. Estas potencias son las que cuantifican cada uno de los fenómenos presentes y, según determina la Teoría Unificadora de la potencia eléctrica, son las siguientes:

- Potencia efectiva (P_u): coincide con el primer término de la ecuación anterior y corresponde al producto de las tensiones y corrientes activas de secuencia directa:

$$P_u = 3 \cdot V_{da} \cdot I_{da} = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \cos(\varphi_{vd} - \varphi_{id}) = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \cos \alpha_d \quad (\text{W}) \quad \text{Ec. 1.92}$$

- Potencia de desfase (Q_u): está formada por el segundo y tercer términos de la potencia aparente. El segundo representa la potencia activa residual producida por los elementos reactivos, denominándose potencia activa residual porque el valor medio del producto de

la tensión reactiva por la corriente reactiva es no nulo. El tercero representa el fenómeno propio del desfase o flujo bidireccional de potencia. La expresión de la potencia de desfase es:

$$Q_u = 3 \sqrt{V_{dr}^2 \cdot I_{dr}^2 + \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} V_{dj}^2 \cdot I_{dk}^2} \quad (\text{VAr}) \quad \text{Ec. 1.93}$$

Realizando las mismas aproximaciones que en la potencia instantánea (V_{dr} no suele estar presente), la potencia de desfase queda:

$$Q_u = 3 \cdot V_{da} \cdot I_{dr} = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \text{sen} \alpha_d \quad (\text{VAr}) \quad \text{Ec. 1.94}$$

- Potencia de asimetría (A_u): está formada por los términos cuarto y quinto de la potencia aparente. El cuarto término representa las potencias activas y reactivas residuales que surgen del efecto de las asimetrías. El quinto término representa el efecto propio del fenómeno de asimetría. La expresión de la potencia de asimetría es la siguiente:

$$A_u = 3 \sqrt{\sum_{n=i,h} V_n^2 \cdot I_n^2 + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=d,i,h}} V_n^2 \cdot I_m^2} \quad (\text{VAa}) \quad \text{Ec. 1.95}$$

La potencia aparente S_u , según la Teoría Unificadora de la potencia eléctrica, tiene las mismas componentes que la potencia instantánea y se puede expresar como:

$$S_u = \sqrt{(P_u^2 + Q_u^2 + A_u^2)} \quad \text{Ec. 1.96}$$

La Teoría Unificadora de la potencia eléctrica está también desarrollada para el caso de tensiones senoidales desequilibradas en el que se encuentran conectadas cargas lineales, no lineales y desequilibradas. Para este caso aparece el fenómeno de la distorsión armónica, por lo que la potencia aparente S_u se expresa como:

$$S_u = \sqrt{(P_u^2 + Q_u^2 + A_u^2 + D_u^2)} \quad \text{Ec. 1.97}$$

En la referencia [León: 2001-4292] se puede encontrar el análisis de sistemas eléctricos en los que existen cargas no lineales.

1.3 Teoría de la potencia eléctrica IEEE.

A continuación se indican de forma resumida las principales definiciones y expresiones de las diversas potencias recogidas en el IEEE Standard 100, basadas en la teoría de la potencia eléctrica desarrollada por Budeanu en 1927. La teoría de Budeanu se desarrolla en el dominio de la frecuencia, realizando la descomposición en series de Fourier de la tensión y de la corriente. Las definiciones presentes en el diccionario se han ampliado con los trabajos publicados sobre las definiciones allí existentes y que tratan de aclarar, y corregir en algunos casos, algunos términos confusos o de difícil interpretación. En las referencias [León:07b-00] y [Vleón:07-01] se puede encontrar una comparativa entre la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica y la

teoría de la potencia eléctrica recogida en el IEEE Standard 100 y en el siguiente capítulo se compararán los resultados obtenidos con ambas teorías, mostrando las diferencias entre ambas.

1.3.1 Potencia activa.

Se define la potencia activa en circuitos polifásicos (active power in polyphase circuit) como la suma algebraica de las potencias activas para los diversos terminales de entrada cuando las tensiones se determinan todas respecto al mismo punto de referencia elegido arbitrariamente (el cual puede ser el terminal neutro).

La potencia activa para cada terminal de entrada se determina considerando cada conductor y el punto común de referencia elegido como un sistema monofásico de dos hilos y encontrando la potencia activa para cada circuito de acuerdo con la definición de potencia activa en sistemas monofásicos. Si las tensiones y corrientes son senoidales y del mismo periodo, la potencia activa P para un sistema trifásico viene dada por:

$$P = E_R I_R \cos(\varphi_{vR} - \varphi_{iR}) + E_S I_S \cos(\varphi_{vS} - \varphi_{iS}) + E_T I_T \cos(\varphi_{vT} - \varphi_{iT}) \quad \text{Ec. 1.98}$$

Si la tensión y la corriente en la ecuación anterior constituyen un sistema simétrico y equilibrado de la misma secuencia de fases, la potencia activa es:

$$P = 3E_R I_R \cos(\varphi_{vR} - \varphi_{iR}) \quad \text{Ec. 1.99}$$

Tal como se indica en [León:07b-00] la potencia activa o valor medio de la potencia instantánea se puede expresar en función de las componentes simétricas de la tensión y de la corriente de la forma:

$$P = \sum_{z=R,S,T} V_z \cdot I_z \cdot \cos(\varphi_{v_z} - \varphi_{i_z}) = z \cdot \sum_{x=d,i,h} V_x \cdot I_x \cdot \cos(\varphi_{v_x} - \varphi_{i_x}) \quad \text{Ec. 1.100}$$

La anterior expresión permitirá establecer relaciones (Capítulo 2) entre la potencia útil de la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica y la potencia activa definida en el IEEE Standard 100.

1.3.2 Potencia reactiva.

La potencia reactiva para un circuito polifásico (magner in a polyphase circuit) se define en los terminales de entrada de una determinada región, como la suma algebraica de la potencia reactiva para los terminales de entrada individuales cuando las tensiones se determinan todas respecto al mismo punto de referencia común elegido arbitrariamente, el cual debe ser el terminal neutro de entrada. La dirección de referencia para las corrientes y la referencia de polaridad de las tensiones debe ser la misma que para la potencia instantánea y para la potencia activa. La potencia reactiva para cada terminal se determina considerando cada conductor y el punto de referencia común como un circuito monofásico a dos hilos y encontrando la potencia reactiva de cada uno de los circuitos monofásicos a dos hilos. Si las tensiones y las corrientes son senoidales y del mismo periodo, la potencia reactiva Q para un sistema trifásico viene dado por:

$$Q = E_R I_R \operatorname{sen}(\varphi_{vR} - \varphi_{iR}) + E_S I_S \operatorname{sen}(\varphi_{vS} - \varphi_{iS}) + E_T I_T \operatorname{sen}(\varphi_{vT} - \varphi_{iT}) \quad \text{Ec. 1.101}$$

Si la tensión y la corriente en la ecuación anterior constituyen un sistema simétrico de la misma secuencia de fases, el valor de la potencia reactiva es:

$$Q = 3E_R I_R \operatorname{sen}(\varphi_{vR} - \varphi_{iR}) \quad \text{Ec. 1.102}$$

Al igual que con la potencia activa, en [León:07b-00] se formula la potencia reactiva en función de las componentes simétricas de la tensión y de la corriente:

$$Q = \sum_{z=R,S,T} V_z \cdot I_z \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{v_z} - \varphi_{i_z}) = z \cdot \sum_{x=d,i,h} V_x \cdot I_x \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{v_x} - \varphi_{i_x}) \quad \text{Ec. 1.103}$$

1.3.3 Potencia de distorsión.

En el IEEE Standard 100 no aparece la potencia de asimetría debida a los desequilibrios en el sistema, apareciendo incluido bajo el término de potencia de distorsión. La potencia de distorsión en un circuito monofásico (distortion power – single-phase two-wire circuit) se representa por la letra D y se define entre las dos bornes de un determinado circuito monofásico como una magnitud escalar de amplitud igual a la raíz cuadrada de la diferencia entre el cuadrado de la potencia aparente (U) y el cuadrado del módulo del fasor potencia (S). Matemáticamente la potencia de distorsión viene dada por la ecuación:

$$D = \sqrt{U^2 - S^2} = \sqrt{U^2 - P^2 - Q^2} \quad \text{Ec. 1.104}$$

$$D = \sqrt{\sum_{r=1}^{r=\infty} \sum_{q=1}^{q=\infty} \left\{ E_r^2 I_q^2 - E_r E_q I_r I_q \cos[(\varphi_{vr} - \varphi_{ir}) - (\varphi_{vq} - \varphi_{iq})] \right\}}$$

La potencia de distorsión en un circuito monofásico es cero si la tensión y la corriente son sinusoidales y tienen la misma frecuencia o cuando el circuito está constituido por cargas lineales. La potencia de distorsión en un circuito polifásico (distortion power – polyphase circuit) se define en los terminales de entrada de un determinado circuito polifásico y es igual a la suma de las potencias de distorsión de las diferentes entradas. La potencia de distorsión para cada entrada se determina considerando el circuito monofásico correspondiente de dos hilos, donde uno de los conductores es la fase y el otro conductor es el punto de referencia común y de acuerdo con la definición indicada para potencia de distorsión de un circuito monofásico a dos hilos. El terminal de referencia común debe tomarse como el terminal neutro de entrada, si es que existe, si no existe se toma cualquier otro como punto neutro verdadero. El signo dado a la potencia de distorsión de cada corriente monofásica, y por lo tanto la del circuito polifásico completo, debe ser la misma que la tomada para la potencia activa total.

Considerando un sistema trifásico desequilibrado en tensiones y con cargas lineales desequilibradas, donde las tensiones y las corrientes no contienen componentes armónicas, la potencia de distorsión correspondería a la potencia de asimetría, designándola como D_A y se expresaría como:

$$D_A = \sqrt{\sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=1,2,3}} V_j \cdot I_k (V_j \cdot I_k - V_k \cdot I_j \cdot \cos(\varphi_{vj} - \varphi_{ik}))} \quad \text{Ec. 1.105}$$

1.3.4 Potencia aparente.

La potencia aparente (apparent power in single-phase two-wire circuit) para un determinado circuito monofásico se define entre dos terminales y corresponde a un valor escalar igual al producto de la tensión eficaz entre los dos terminales de entrada, donde uno de ellos se considera como terminal de referencia, y la corriente que circula por el terminal principal. Matemáticamente la potencia aparente U viene dada por la ecuación:

$$U = EI = (\pm) \left(\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + \dots + E_r^2 + \dots} \right) \times \left(\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_q^2 + \dots} \right) \quad \text{Ec. 1.106}$$

Si la tensión y la corriente son senoidales y de la misma frecuencia la potencia de distorsión es cero y, por tanto, la potencia aparente en un circuito monofásico es:

$$U = EI = E_1 I_1 \quad \text{Ec. 1.107}$$

en donde E_1 e I_1 son los valores eficaces de la tensión y de la corriente de frecuencia fundamental.

La potencia aparente en sistemas polifásicos (apparent power in polyphase circuit) se define en bornes de un determinado circuito polifásico como una cantidad escalar igual a la magnitud del vector potencia. Aunque en el propio diccionario no se encuentra la expresión matemática de la potencia aparente, si que es posible hallarla en alguno de los numerosos artículos que interpretan o critican las definiciones presentes en dicho diccionario. En [Filipski07-94] se indica que la potencia aparente viene expresada por:

$$U = \sqrt{\left(\sum_z P_z \right)^2 + \left(\sum_z Q_z \right)^2 + \left(\sum_z D_z \right)^2} \quad \text{Ec. 1.108}$$

donde la z representa a las diversas fases del sistema polifásico.

La potencia aparente aritmética (arithmetic apparent power), representada por U_a , no se encuentra explícitamente definida en el diccionario, aunque si que se hace mención a la misma en diferentes lugares. En [Filipski07-94] se indica que el módulo del vector potencia aparente aritmética es la suma aritmética de las potencias aparentes de las fases individuales y viene expresada por:

$$U_a = \sum_z U_z = \sum_z E_z I_z = \sum_z \sqrt{P_z^2 + Q_z^2 + D_z^2} \quad \text{Ec. 1.109}$$

donde E_z e I_z representan los valores eficaces de la tensión y la corriente en la fase z .

La potencia aparente aritmética (U_a) es generalmente mayor que la potencia aparente U . Ambas magnitudes son iguales sólo cuando el sistema polifásico es equilibrado, con fuentes de tensión del mismo valor y de la misma forma de onda. El diccionario recomienda que se utilice la potencia aparente aritmética sólo en aquellas ocasiones en que la potencia aparente no pueda ser obtenida con los aparatos de medida existentes comercialmente.

En [IEEE.WG:01-96] se indica que los sistemas desequilibrados precisan de una consideración especial, no incluida en el [IEEE Std. 100], siendo preferible la utilización de magnitudes trifásicas equivalentes en lugar de magnitudes medias o vectoriales, tal como se recogen originalmente en el diccionario. Se indica que, en la actualidad, la potencia aparente de un sistema queda mejor reflejada con la ecuación:

$$U = 3V_e I_e = 3 \cdot \sqrt{\frac{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}{3}} \quad \text{Ec. 1.110}$$

En un sistema a cuatro hilos las tensiones V_1 , V_2 y V_3 representan las tensiones eficaces de fase a neutro y las corrientes I_1 , I_2 y I_3 representan las corrientes de cada fase. Como se observa, esta expresión coincide con la potencia legal definida por F. Buchholz en 1922 y explicada por W.M. Goodhue en 1933. En [León:07b-00] se indica que dicha expresión es más rigurosa en la medida de la eficiencia del sistema “dado que la potencia aparente de Buchholz, obtenida en base a los valores eficaces de las tensiones y corrientes de cada fase, cuantifica con exactitud la globalidad de todos los fenómenos energéticos que tienen lugar en todo tipo de sistemas eléctricos”.

1.4 Teoría de la potencia Eléctrica de Akagi.

Inicialmente se desarrolló la teoría para sistemas trifásicos a tres hilos [Akagi:05-84], para después ampliarse a sistemas a cuatro hilos [Akagi:05-94]. A partir de las tensiones y corrientes del sistema trifásico, que se representan en un plano mediante vectores espaciales desfasados entre sí, se obtiene un nuevo sistema de vectores espaciales aplicando la transformación de Clarke o Scott modificada para incluir la componente denominada de secuencia cero que aparece en los sistemas a cuatro hilos. La transformación que se realiza es:

$$\begin{pmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [M_{Park}] \cdot \begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.111}$$

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [M_{Park}] \cdot \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix}$$

La potencia instantánea queda definida, utilizando la teoría clásica y la propuesta por Akagi, como :

$$\begin{aligned} p(t) &= v_R \cdot i_R + v_S \cdot i_S + v_T \cdot i_T = p_R(t) + p_S(t) + p_T(t) \\ p(t) &= p_\alpha(t) + p_\beta(t) + p_0(t) = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.112}$$

La potencia instantánea real está formada por varios miembros, que pueden obtenerse a partir de la ecuación desarrollada para el producto de cualquier tensión y corriente desfasada, de forma que agrupando los términos que se obtienen, la potencia instantánea real se puede escribir como:

$$p(t) = \bar{p} + \tilde{p} + \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad \text{Ec. 1.113}$$

El primero es un término constante que coincide con la potencia activa (P) mientras que el segundo corresponde a una suma de términos senoidales que son consecuencia de la distorsión y del desequilibrio. A partir del resultado obtenido en la Ec. 1.12, dichos términos son:

$$\begin{aligned} \bar{p} &= V_{\alpha_rms} I_{\alpha_rms} \cdot \cos \varphi_\alpha + V_{\beta_rms} I_{\beta_rms} \cdot \cos \varphi_\beta \\ \tilde{p} &= -V_{\alpha_rms} I_{\alpha_rms} \cdot \cos \varphi_\alpha \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_{v\alpha})) - V_{\alpha_rms} I_{\alpha_rms} \cdot \sin \varphi_\alpha \cdot \sin(2(\omega t - \varphi_{v\alpha})) + \\ &\quad - V_{\beta_rms} I_{\beta_rms} \cdot \cos \varphi_\beta \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_{v\beta})) - V_{\beta_rms} I_{\beta_rms} \cdot \sin \varphi_\beta \cdot \sin(2(\omega t - \varphi_{v\beta})) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.114}$$

donde φ_α representa el desfase de la corriente i_α respecto a la tensión v_α y $\varphi_{v\alpha}$ el desfase de la tensión sobre el eje α e igualmente para el subíndice β .

El tercer miembro corresponde a una potencia activa debida a la secuencia homopolar mientras que el cuarto término corresponde a componentes senoidales debidas a las componentes de secuencia homopolar.

$$\begin{aligned} \bar{p}_0 &= V_{0_rms} I_{0_rms} \cdot \cos \varphi_0 \\ \tilde{p}_0 &= -V_{0_rms} I_{0_rms} \cdot \cos \varphi_0 \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_{v0})) - V_{0_rms} I_{0_rms} \cdot \sin \varphi_0 \cdot \sin(2(\omega t - \varphi_{v0})) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.115}$$

Para alcanzar la máxima eficiencia de un sistema solo debería estar presente el primer término (\bar{p}), por lo que la teoría de Akagi propone que el resto de términos hay que cancelarlos mediante el compensador adecuado.

El segundo término (\tilde{p}), formado por componentes senoidales debidas a las no linealidades y desequilibrios, no suministra la información necesaria para definir la potencia reactiva, por lo que Akagi propone un vector espacial y ortogonal al eje real (un eje imaginario), formado por los productos vectoriales de las tensiones y corrientes y que denomina vector de espacio de la potencia imaginaria instantánea:

$$\vec{q} = \vec{v}_\alpha \times \vec{i}_\beta + \vec{v}_\beta \times \vec{i}_\alpha \quad \text{Ec. 1.116}$$

En la figura 1.9 se observan todos los vectores implicados en las ecuaciones anteriores. En la parte izquierda se muestra la forma clásica de representar los vectores de las tensiones y corrientes trifásicas de un sistema equilibrado en tensiones y corrientes, desfasados entre sí 120° , con carga resistiva pura, mientras que en la parte derecha se muestra la descomposición vectorial desarrollada por Akagi. Los vectores correspondientes a la secuencia cero se sitúan sobre el plano real definido por los ejes α y β .

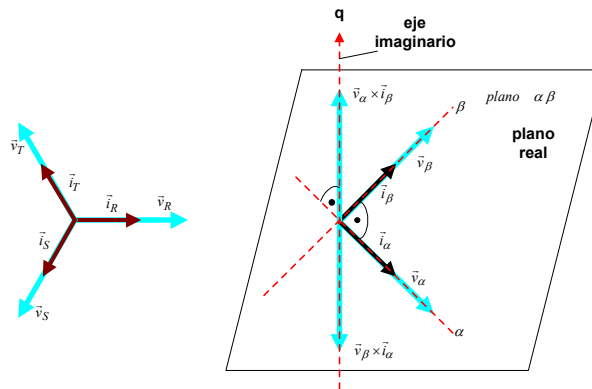


Figura 1.9.- Representación vectorial clásica (izda.) y la propuesta por Akagi (drcha.).

Teniendo en cuenta que los ejes α y β son perpendiculares, se define la potencia imaginaria instantánea (q) como el módulo del vector espacial \vec{q} :

$$q(t) = v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad \text{Ec. 1.117}$$

que puede expresarse, utilizando la transformada inversa de Clarke o Scott, en términos de las corrientes y tensiones de línea:

$$q(t) = -[(v_R - v_S) \cdot i_T + (v_S - v_T) \cdot i_R + (v_T - v_R) \cdot i_S] / \sqrt{3} \quad \text{Ec. 1.118}$$

expresión que es utilizada para la medida convencional de la potencia reactiva en sistemas trifásicos cuando solo se tiene en cuenta la componente fundamental. Tal como se indica en [Aredes:07-95], la potencia imaginaria q cuantifica la cantidad de energía instantánea que está siendo intercambiada entre las fases del sistema sin contribuir al flujo de energía entre receptor y generador (cuantifica los flujos bidireccionales entre receptor y generador debidos a los desfases).

La potencia instantánea imaginaria tiene, por definición, la misma expresión en sistemas trifásicos a tres y cuatro hilos, ya que su valor no depende de la homopolar, y tiene en cuenta, en la nueva definición, todas las componentes armónicas de la tensión y la corriente. La potencia imaginaria instantánea se descompone en dos componentes:

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad \text{Ec. 1.119}$$

La primera de ellas (\bar{q}) es constante y coincide con la potencia reactiva del sistema trifásico (Q). La segunda componente (\tilde{q}) aparece en los sistemas no lineales y desequilibrados como una suma de términos senoidales.

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

$$\begin{aligned} \bar{q} &= V_{\alpha_rms} I_{\beta_rms} \cdot \cos \varphi_{\angle v_{\alpha} - \angle i_{\beta}} - V_{\beta_rms} I_{\alpha_rms} \cdot \cos \varphi_{\angle v_{\beta} - \angle i_{\alpha}} \\ \tilde{q} &= \begin{bmatrix} -V_{\alpha_rms} I_{\beta_rms} \cdot \cos \varphi_{\angle v_{\alpha} - \angle i_{\beta}} \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_{v\alpha})) + \\ -V_{\alpha_rms} I_{\beta_rms} \cdot \sen \varphi_{\angle v_{\alpha} - \angle i_{\beta}} \cdot \sen(2(\omega t - \varphi_{v\alpha})) + \\ + V_{\beta_rms} I_{\alpha_rms} \cdot \cos \varphi_{\angle v_{\beta} - \angle i_{\alpha}} \cdot \cos(2(\omega t - \varphi_{v\beta})) + \\ + V_{\beta_rms} I_{\alpha_rms} \cdot \sen \varphi_{\angle v_{\beta} - \angle i_{\alpha}} \cdot \sen(2(\omega t - \varphi_{v\beta})) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.120}$$

Watanabe define en [Watanabe:04-93] la potencia armónica en un sistema de tensiones trifásico conectado a una carga no lineal como:

$$H = \sqrt{\tilde{P}^2 + \tilde{Q}^2} \quad \text{Ec. 1.121}$$

donde \tilde{P} y \tilde{Q} son los valores eficaces de \tilde{p} y \tilde{q} respectivamente. La potencia aparente se define como:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2} \quad \text{Ec. 1.122}$$

En el caso de distribución trifásica a cuatro hilos, con tensiones senoidales, equilibradas y de secuencia de fases directa, en el que se encuentra conectada una carga lineal y equilibrada, las tensiones y corrientes en el circuito se expresan de la forma:

$$\begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_{rms} \cdot \begin{pmatrix} \sen(\omega t) \\ \sen\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sen\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \begin{pmatrix} \sen(\omega t - \varphi_i) \\ \sen\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_i\right) \\ \sen\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_i\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.123}$$

Efectuando las transformaciones correspondientes a las tensiones y las corrientes, se obtienen las siguientes componentes de la tensión y corriente según la teoría de Akagi:

$$\begin{pmatrix} v_0 \\ v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_{rms} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \sen(\omega t) \\ \cos(\omega t) \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \cdot I_{rms} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \sen(\omega t - \varphi_i) \\ \cos(\omega t - \varphi_i) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.124}$$

Por lo que la potencia instantánea real e imaginaria son:

$$\begin{aligned} p(t) &= p_{\alpha}(t) + p_{\beta}(t) = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta} = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \varphi_i = P \\ q(t) &= v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \sin \varphi_i = Q \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.125}$$

Valores que coinciden con los clásicos conceptos de potencia activa (P) y reactiva (Q), lo que demuestra que los resultados obtenidos con el método nuevo propuesto son equivalentes a los que se obtienen con la teoría clásica.

En el caso de sistemas trifásicos desequilibrados y lineales, Watanabe observa la presencia de componentes de alterna, \tilde{p} y \tilde{q} , aunque no relaciona su presencia con ninguna potencia diferente de P y Q. Este caso será analizado posteriormente.

Una de las características que han extendido el uso de esta teoría es la posibilidad de aplicarla en el control de sistemas activos de compensación de ineficiencias. A partir de las expresiones de la potencia instantánea real ($p(t)$) (tal como se formula en sistemas a tres hilos donde no hay componente de secuencia cero), la potencia instantánea imaginaria ($q(t)$) y la potencia de secuencia cero ($p_0(t)$) (separándola de la potencia instantánea real en sistemas a cuatro hilos), se pueden escribir las tres potencias como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.126}$$

Si tenemos en cuenta solo la potencia instantánea real y la potencia instantánea imaginaria, tal como aparecen en sistemas a tres hilos, la expresión matricial se simplifica y se pueden expresar dichas potencias instantáneas como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.127}$$

La dimensión para la potencia instantánea p , también denominada potencia instantánea real, es el vatio pero no existe una dimensión eléctrica para la potencia instantánea imaginaria, por lo que los autores de la teoría se inventan el Volt-Amperio imaginario (IVA o Imaginary Volt-Ampere). A partir de la ecuación anterior se pueden obtener las corrientes en los ejes α y β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.128}$$

A partir de la anterior ecuación se pueden descomponer las corrientes instantáneas de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.129}$$

Donde:

- $i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$ es la corriente activa instantánea en el eje α .
- $i_{\alpha q} = \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$ es la corriente reactiva instantánea en el eje α .

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

- $i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p$ es la corriente activa instantánea en el eje β .
- $i_{\beta q} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q$ es la corriente reactiva instantánea en el eje β .

Por tanto, las corrientes instantáneas en dichos ejes son:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \\ \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \\ \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.130}$$

Si se separa la potencia instantánea p en los dos ejes α y β , denominándolas p_{α} y p_{β} , tendremos que:

$$\begin{bmatrix} P_{\alpha} \\ P_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} \\ v_{\beta} \cdot i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \cdot i_{\alpha p} \\ v_{\beta} \cdot i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha} \cdot i_{\alpha q} \\ v_{\beta} \cdot i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\alpha p} \\ P_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{\alpha q} \\ P_{\beta q} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.131}$$

La potencia instantánea p es por tanto:

$$p = P_{\alpha} + P_{\beta} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p + \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q + \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p + \frac{v_{\beta} v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad \text{Ec. 1.132}$$

donde se observa que el segundo y el cuarto término se anulan, por lo que:

$$\begin{aligned} p &= v_{\alpha} \cdot i_{\alpha p} + v_{\beta} \cdot i_{\beta p} = P_{\alpha p} + P_{\beta p} \\ 0 &= v_{\alpha} \cdot i_{\alpha q} + v_{\beta} \cdot i_{\beta q} = P_{\alpha q} + P_{\beta q} \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.133}$$

Aprovechando esta última relación, la potencia instantánea, incluyendo la potencia de secuencia cero, se podría escribir como:

$$\begin{aligned} p &= P_{\alpha} + P_{\beta} + P_0 = P_{\alpha p} + P_{\alpha q} + P_{\beta p} + P_{\beta q} + P_0 \\ p &= P_{\alpha p} + P_{\beta p} + P_0 \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.134}$$

donde:

- $P_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p$: potencia activa instantánea en el eje α .
- $P_{\alpha q} = \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q$: potencia reactiva instantánea en el eje α .

- $p_{\beta p} = \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p$: potencia activa instantánea en el eje β .
- $p_{\beta q} = \frac{v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q$: potencia reactiva instantánea en el eje β .

Tal como se indica en [Watanabe:04-93], los valores anteriores son magnitudes temporales y son útiles tanto en régimen permanente como en transitorios. La anterior descomposición lleva a las siguientes conclusiones:

- La suma de las potencias instantáneas $p_{\alpha p}$ y $p_{\beta p}$ coincide con la potencia real instantánea en un circuito trifásico y son las llamadas potencias activas instantáneas en los respectivos ejes. Dicha suma representa la energía neta por segundo que se transfiere del generador a la carga.
- Las potencias instantáneas $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$ son iguales y de signo contrario, denominándose potencias reactivas instantáneas, y se cancelan entre sí, no realizando contribución al flujo de potencia instantánea desde la fuente a la carga.

Tanto la potencia real instantánea como la potencia imaginaria instantánea se descomponen en dos componentes:

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.135}$$

Por lo tanto, combinando las anteriores expresiones se obtiene que las componentes de las corrientes en la carga son:

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \bar{p} + \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \tilde{p} - \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \bar{q} - \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \tilde{q} \\ i_{\beta} &= \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \bar{p} + \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \tilde{p} + \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \bar{q} + \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \tilde{q} \\ i_0 &= \frac{p_0}{v_0} = \frac{1}{v_0} \cdot \bar{p}_0 + \frac{1}{v_0} \cdot \tilde{p}_0 \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.136}$$

Un compensador de reactiva deberá compensar aquellos términos de la potencia en los que aparece la potencia imaginaria instantánea q , es decir, $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$. Para compensar completamente dichos términos las corrientes que debe suministrar el compensador son:

$$\begin{aligned} i_{\alpha_comp_react} = i_{\alpha q} &= -\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot q = -\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \bar{q} - \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \tilde{q} \\ i_{\beta_comp_react} = i_{\beta q} &= \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot q = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \bar{q} + \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \tilde{q} \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.137}$$

Con estas corrientes de compensación las fuentes de tensión v_α y v_β han de suministrar tan solo los términos de la potencia $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$. En cualquier instante temporal se verifica que $p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0$, lo que significa que la potencia necesaria para compensar la corriente $i_{\alpha q}$ es igual, pero de signo contrario, a la potencia necesaria para compensar el término $i_{\beta q}$. Dichas corrientes se pueden generar a partir de un compensador activo de potencia controlado adecuadamente para generar dichas corrientes. Al ser el flujo de energía nulo, tan solo sería necesario un pequeño condensador para el correcto funcionamiento del convertidor conmutado.

Si se analiza la descomposición de la potencia instantánea real ($p(t)$) en un término de continua y otro de alterna, se observa que el término de continua representa la potencia efectiva que se convierte en trabajo y que por lo tanto ha de ser suministrada por el generador, mientras que el término de alterna debe ser compensado para aumentar la eficiencia del sistema. Las corrientes que ha de suministrar el compensador, si se tiene en cuenta la componente de secuencia cero, para realizar una compensación total de las ineficiencias son:

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha_comp} &= \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \tilde{p} - \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \bar{q} - \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \tilde{q} \\
 i_{\beta_comp} &= \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \tilde{p} + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \bar{q} + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \tilde{q} \\
 i_{0_comp} &= i_0 = \frac{p_0}{v_0} = \frac{1}{v_0} \cdot \bar{p}_0 + \frac{1}{v_0} \cdot \tilde{p}_0
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 1.138}$$

Las componentes de alterna de la potencia instantánea real ($\tilde{p}(t)$) tienen valor medio nulo pero no son nulas en todos los instantes $p_\alpha \tilde{p}(t) + p_\beta \tilde{p}(t) \neq 0$, por lo que es necesario la existencia de un condensador que almacene energía durante unos instantes y la entregue durante otros para compensar los flujos bidireccionales existentes. Tal como se indica en [Aredes:07-95], para conseguir la compensación óptima solo la componente continua de la potencia instantánea real (\bar{p}) debe ser entregada por el generador, tal como se muestra en la figura 1.10, en la que se han representado todos los términos de la potencia presentes al realizar la compensación total de una carga mediante un compensador activo paralelo, en coordenadas α - β -0.

En la figura 1.10 se observa como se precisa de un incremento de la componente de continua de la potencia real ($\Delta\bar{p}$) para compensar la potencia continua de secuencia cero (\bar{p}_0), si no se desea incluir en el circuito del compensador una fuente de energía que pueda proporcionar al compensador la energía necesaria para suministrar a la carga la componente \bar{p}_0 , que representa un flujo de energía unidireccional que va del compensador a la carga. Este flujo de energía extra, representado por $\Delta\bar{p}$, es equilibrado para el generador y se utiliza en compensar el desequilibrio, que está representado por las componentes de secuencia cero. En el caso de receptores equilibrados las componentes de la potencia instantánea de secuencia cero son nulas.

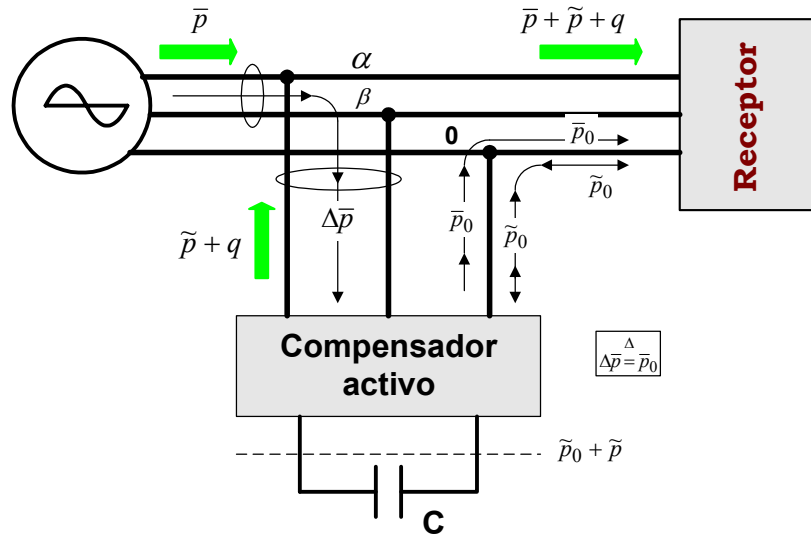


Figura 1.10.- Flujos de potencia instantáneos (en coordenadas α - β -0) para conseguir la compensación total de una carga mediante un compensador activo paralelo siguiendo la teoría propuesta por Akagi.

Teniendo en cuenta lo anteriormente indicado las componentes del compensador en los ejes α - β de la Ec. 1.138 se modifican de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_comp} \\ i_{\beta_comp} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} - \Delta\tilde{p} \\ \tilde{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.139}$$

En el siguiente gráfico se muestra un diagrama de bloques del compensador y del flujo de corrientes que circulan entre el generador, el compensador y el receptor.

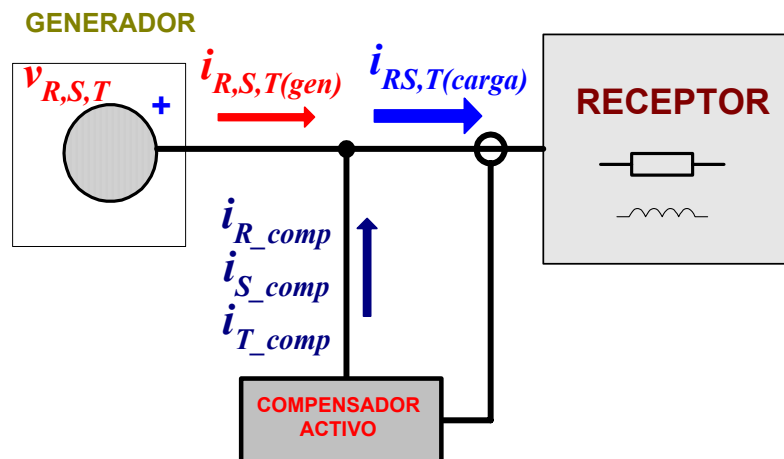


Figura 1.11.- Diagrama de bloques de un compensador activo y corrientes en el sistema.

Las corrientes que ha de suministrar el compensador en cada una de las fases se obtienen al aplicar la transformada inversa de Clarke o Scott al sistema de corrientes de compensación:

$$\begin{pmatrix} i_{a_comp} \\ i_{b_comp} \\ i_{c_comp} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{0_comp} \\ i_{\alpha_comp} \\ i_{\beta_comp} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [M_{Park}]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} i_{0_comp} \\ i_{\alpha_comp} \\ i_{\beta_comp} \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.140}$$

Al actuar el compensador se reduce la corriente entregada por el generador, mejorando la eficiencia. Es posible escribir las corrientes de línea en función de las corrientes en los ejes α - β -0. Partiendo de que las ecuaciones de las potencias instantáneas son iguales a:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [M_{v_{\alpha\beta 0}}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.141}$$

se obtiene la expresión de las corrientes en función de las potencias:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [M_{v_{\alpha\beta 0}}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + [M_{v_{\alpha\beta 0}}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ p \\ 0 \end{bmatrix} + [M_{v_{\alpha\beta 0}}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.142}$$

A partir de la ecuación anterior se pueden obtener las corrientes instantáneas en las coordenadas R-S-T en función de las componentes anteriores:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} [M_{Park}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} [M_{Park}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} [M_{Park}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{R0} \\ i_{S0} \\ i_{T0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{Rp} \\ i_{Sp} \\ i_{Tp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{Rq} \\ i_{Sq} \\ i_{Tq} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 1.143}$$

Por lo tanto, las corrientes presentes en las fases se pueden descomponer en:

- Componentes de corriente instantánea de secuencia cero (i_{*0}).
- Componentes de corriente instantánea activas (i_{*p}).
- Componentes de corriente instantánea reactivas (i_{*q}).

Las corrientes de línea al actuar el compensador total son:

$$\begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [M_{Park}]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{v_a}{v_a^2 + v_b^2} \cdot \bar{P} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.144}$$

Para comparar los resultados obtenidos con la teoría de Akagi y la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica y poder establecer las diferencias entre ambas que justifican la elección de la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica para el análisis de los sistemas eléctricos desequilibrados y para la implementación del control de un compensador activo de desequilibrios, se va a realizar el análisis de un sistema trifásico desequilibrado a cuatro hilos con carga lineal, analizando el sistema en régimen permanente. Si denominamos $\vec{V}_R, \vec{V}_S, \vec{V}_T$ e $\vec{I}_R, \vec{I}_S, \vec{I}_T$ a los respectivos fasores de tensión y corriente para cada fase, las componentes simétricas de dichas tensiones y corrientes se obtienen a partir de la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} \vec{V}_d \\ \vec{V}_i \\ \vec{V}_h \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{V}_R \\ \vec{V}_S \\ \vec{V}_T \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} \vec{I}_d \\ \vec{I}_i \\ \vec{I}_h \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{I}_R \\ \vec{I}_S \\ \vec{I}_T \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 1.145}$$

Donde el operador a es igual a $e^{j2\pi/3}$, de forma que las relaciones entre los fasores temporales del sistema asimétrico y sus componentes simétricas, son:

$$\begin{aligned} v_R &= \sqrt{2}V_d \text{sen}(\omega t + \phi_d) + \sqrt{2}V_i \text{sen}(\omega t + \phi_i) + \sqrt{2}V_h \text{sen}(\omega t + \phi_h) \\ v_S &= \sqrt{2}V_d \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_d\right) + \sqrt{2}V_i \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_i\right) + \sqrt{2}V_h \text{sen}(\omega t + \phi_h) \\ v_T &= \sqrt{2}V_d \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_d\right) + \sqrt{2}V_i \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_i\right) + \sqrt{2}V_h \text{sen}(\omega t + \phi_h) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.146}$$

Si dichas tensiones se transforman a los ejes α - β -0 se obtienen las siguientes tensiones:

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{3}V_d \text{sen}(\omega t + \phi_d) + \sqrt{3}V_i \text{sen}(\omega t + \phi_i) \\ v_\beta &= -\sqrt{3}V_d \text{cos}(\omega t + \phi_d) + \sqrt{3}V_i \text{cos}(\omega t + \phi_i) \\ v_0 &= \sqrt{6}V_h \text{sen}(\omega t + \phi_h) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.147}$$

Operando de igual manera sobre las corrientes se obtiene:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \sqrt{3}I_d \text{sen}(\omega t + \delta_d) + \sqrt{3}I_i \text{sen}(\omega t + \delta_i) \\ i_\beta &= -\sqrt{3}I_d \text{cos}(\omega t + \delta_d) + \sqrt{3}I_i \text{cos}(\omega t + \delta_i) \\ i_0 &= \sqrt{6}I_h \text{sen}(\omega t + \delta_h) \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.148}$$

Como se puede observar, las componentes de secuencia directa e inversa solo aparecen en los ejes α y β , mientras que las componentes de secuencia homopolar solo aparecen en el eje 0. Utilizando las tensiones y corrientes obtenidas es posible calcular las expresiones de las potencias instantáneas real (p), imaginaria (q) y de secuencia cero (p_0). Separándolos en sus respectivas componentes se obtiene:

- Potencia real instantánea media: $\bar{p} = 3V_d I_d \text{cos}(\phi_d - \delta_d) + 3V_i I_i \text{cos}(\phi_i - \delta_i)$

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

- Potencia imaginaria instantánea media: $\bar{q} = -3V_d I_d \cos(\phi_d - \delta_d) + 3V_i I_i \cos(\phi_i - \delta_i)$
- Potencia real instantánea alterna: $\tilde{p} = -3V_d I_i \cos(2\omega t + \phi_d + \delta_i) - 3V_i I_d \cos(2\omega t + \phi_i + \delta_d)$
- Potencia imaginaria instantánea alterna: $\tilde{q} = 3V_d I_i \sin(2\omega t + \phi_d + \delta_i) - 3V_i I_d \sin(2\omega t + \phi_i + \delta_d)$
- Potencia instantánea de secuencia cero media: $\bar{p}_0 = 3V_h I_h \cos(\phi_h - \delta_h)$
- Potencia instantánea de secuencia cero alterna: $\tilde{p}_0 = -3V_h I_h \cos(2\omega t + \phi_h + \delta_h)$

A partir de las anteriores expresiones se deducen algunas conclusiones importantes:

- La potencia de secuencia cero está formada por una parte de continua y otra de alterna y solo depende de las componentes homopolares, no realizando ninguna aportación a la potencia reactiva.
- Solo las componentes de secuencia directa e inversa aparecen en los diversos términos que forman la potencia instantánea real e imaginaria.
- Las componentes de secuencia directa e inversa aparecen en la parte de continua (\bar{p} y \bar{q}) así como en las componentes de alterna (\tilde{p} y \tilde{q}), aunque no se consideraron componentes armónicas en la tensión ni en la corriente (carga lineal). Las componentes de alterna que aparecen en todos los términos son de baja frecuencia (doble de la frecuencia de la señal de red).

Según establece la teoría de Akagi, el compensador debe suministrar a la carga todas las componentes de la potencia excepto la potencia real instantánea media (\bar{p}). Como se puede ver, dicha potencia está formada por el producto de tensiones y corrientes de igual secuencia, de secuencia directa e inversa, por lo que nunca se podrá alcanzar la máxima eficiencia del sistema con un compensador controlado mediante esta teoría, ya que por la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica sabemos que el flujo neto de energía útil está representado tan solo por las tensiones y corrientes de secuencia directa.

1.5 Mejora de la eficiencia en los sistemas eléctricos.

Tal como se indica en [Czarnecki:10-94], los fundamentos matemáticos de una teoría sobre la potencia eléctrica suelen acompañarse con algunas interpretaciones y conceptos más o menos avanzados sobre compensación de las ineficiencias descritas por la teoría, intentando mejorar el sistema eléctrico. Existen en la actualidad diversos índices o factores que se utilizan para medir la eficiencia energética de un sistema eléctrico, aunque dada la diversidad de teorías existentes, no hay un acuerdo unánime en las definiciones a utilizar. Es por ello que a continuación se va a definir cuando un sistema se puede considerar eficiente y que índices nos van a permitir evaluar la eficiencia de un determinado sistema eléctrico.

Uno de los objetivos fundamentales de la presente tesis es el estudio, diseño e implementación de un compensador activo que permita la reducción parcial o total de las ineficiencias presentes en los sistemas eléctricos trifásicos con cargas lineales desequilibradas, de forma esta que se

evitarán los efectos perjudiciales que provocan estas ineficiencias y, por tanto, se mejorará la eficiencia del sistema. La mejora de la eficiencia de un sistema eléctrico se consigue cuando, mediante un conjunto de acciones adecuadas, el sistema eléctrico se convierte en un sistema eléctrico eficiente que maneja la misma potencia efectiva. Un sistema eléctrico eficiente es aquel en el que:

- Las tensiones y corrientes tienen solo componente activa de secuencia directa y de frecuencia igual a la fundamental.
- Las corrientes que transportan la potencia efectiva son mínimas.

Tradicionalmente se ha utilizado para la medida de la eficiencia en los sistemas eléctricos el factor de potencia (f.d.p. o λ), definido como el cociente entre la potencia considerada útil (P o potencia activa) y la potencia total del sistema o potencia aparente (S).

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad \text{Ec. 1.149}$$

A partir de dicha definición, un sistema eléctrico ideal es aquel en el que la potencia aparente y la potencia activa son iguales (f.d.p.=1), de forma que toda la corriente suministrada por el generador transporta únicamente la potencia activa consumida por la carga. La anterior definición del f.d.p. está aceptada de forma unánime para sistemas monofásicos, pero existen discrepancias en su aplicación a los sistemas trifásicos. En [IEEEWG:01-96] se indica otro factor de mérito para determinar la eficiencia en la transferencia de energía en un sistema eléctrico, denominado factor de potencia total, y que se define como:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{(P_1 + P_H)}{S} \quad \text{Ec. 1.150}$$

donde P_1 representa la potencia activa de la componente armónica fundamental y P_H representa la contribución a la potencia activa de las componentes armónicas distintas de la fundamental.

La Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica descrita en los apartados anteriores, establece un nuevo término, denominado factor de eficiencia (f.d.e. o ε), como el cociente entre la potencia efectiva (P_u) y la potencia aparente (S_u):

$$\varepsilon = \frac{P_u}{S_u} = \frac{P_u}{\sqrt{(P_u^2 + Q_u^2 + A_u^2 + D_u^2)}} \quad \text{Ec. 1.151}$$

y que en sistemas trifásicos con tensiones equilibradas y con cargas lineales es igual a:

$$\varepsilon = \frac{P_u}{S_u} = \frac{P_u}{\sqrt{(P_u^2 + Q_u^2 + A_u^2)}} = \frac{V_d \cdot I_{da}}{V_d \cdot \sqrt{(I_d^2 + I_i^2 + I_h^2)}} = \frac{I_d \cdot \cos \alpha_d}{\sqrt{(I_d^2 + I_i^2 + I_h^2)}} \quad \text{Ec. 1.152}$$

El denominador, S_u , corresponde a la potencia legal definida por Buchholz:

$$S = \sqrt{(V_1^2 + V_2^2 + V_3^2)} \cdot \sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2)} = \sqrt{[3 \cdot (V_d^2 + V_i^2 + V_h^2)]} \cdot \sqrt{[3 \cdot (I_d^2 + I_i^2 + I_h^2)]} \quad \text{Ec. 1.153}$$

El factor de eficiencia coincide con el factor de potencia siempre que la tensión tenga una sola componente, es decir, no existan potencias activas residuales, y sean despreciables las pérdidas por efecto Joule de la componente activa. Según se indica en [León:07b-00] el factor de eficiencia debe ser utilizado en sustitución del factor de potencia por las siguientes razones:

- Es más riguroso en la medida de la eficiencia del sistema, dado que las magnitudes que relaciona cuantifican con precisión cada uno de los fenómenos energéticos, separando el que contribuye a la eficiencia de los que suponen ineficiencias.
- Es el único parámetro que, conjuntamente con la eficiencia del sistema, determina la bondad en la calidad en el suministro, indicando si esto es consecuencia del desequilibrio o de la distorsión de tensiones, así como su peso en la falta de calidad.
- Indirectamente, el f.d.e. permite obtener dispositivos de mejora de la eficiencia (filtros de secuencia integrales, patentes P9901776 y P200000486) más adecuados que los actualmente comercializados, al identificar con más exactitud el origen de las ineficiencias.

También se utilizarán, como indicadores de la ineficiencia producida por la falta de simetría en un circuito eléctrico, el grado de desequilibrio y el grado de asimetría. En un circuito trifásico con excitaciones de secuencia directa se define el grado de desequilibrio de un sistema de tensiones (G_{D_v}) o de corrientes (G_{D_i}) como la relación entre su componente inversa (V_i, I_i) y su componente directa (V_d, I_d):

$$G_{D_v} = \frac{V_i}{V_d} \quad G_{D_i} = \frac{I_i}{I_d} \quad \text{Ec. 1.154}$$

El grado de asimetría de un sistema de tensiones (G_{A_v}) o de corrientes (G_{A_i}) se define como la relación entre la componente homopolar (V_h, I_h) y la componente directa (V_d, I_d):

$$G_{A_v} = \frac{V_h}{V_d} \quad G_{A_i} = \frac{I_h}{I_d} \quad \text{Ec. 1.155}$$

Si el sistema es equilibrado los grados de asimetría y desequilibrio son nulos, al no haber componentes inversas y homopolares. Cuanto mayores sean estos índices, mayor es la ineficiencia. Es posible relacionar los dos coeficientes anteriores con la potencia de asimetría. En el caso de sistemas trifásicos desequilibrados en cargas la expresión

$$A_u^2 = (3 \cdot V_d \cdot I_i)^2 + (3 \cdot V_d \cdot I_h)^2$$

$$A_u = 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_i^2 + I_h^2} \quad \text{Ec. 1.156}$$

Se puede escribir como:

$$A_u = 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_d^2 \cdot G_{D_i}^2 + I_d^2 \cdot G_{A_i}^2} = 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \sqrt{G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2} \quad \text{Ec. 1.157}$$

Teniendo en cuenta la expresión de la potencia efectiva de la Ec. 1.63, se puede escribir la potencia de asimetría de la forma:

$$A_u = \frac{P_u}{\cos \alpha_d} \cdot \sqrt{G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2} \quad \text{Ec. 1.158}$$

Para una carga concreta los valores de P_u y $\cos \alpha_d$ son constantes. La anterior ecuación de la eficiencia en sistemas trifásicos con cargas lineales (Ec. 1.152) se puede escribir en función de los grados de desequilibrio definidos de la siguiente forma:

$$\varepsilon = \frac{P_u}{S_u} = \frac{I_d \cdot \cos \alpha_d}{I_d \cdot \sqrt{(1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2)}} \quad \text{Ec. 1.159}$$

1.6 Conclusiones

Del análisis realizado en este capítulo cabe concluir que:

- La teoría de la potencia eléctrica más utilizada es la de Budeanu, sobre todo por estar respaldada por el IEEE Standard Dictionary, aunque son numerosas las deficiencias encontradas, incluso por grupos de trabajo promovidos por el propio IEEE.
- La teoría de la potencia instantánea propuesta por Akagi, y otras más modernas basadas en ella, están siendo muy utilizadas en la actualidad en compensadores dinámicos de ineficiencias, aunque también ha recibido numerosas críticas por la descomposición realizada y por no permitir la identificación por separado de los fenómenos energéticos presentes en los sistemas eléctricos.

Frente a las anteriores teorías, las más representativas de las utilizadas actualmente, la “Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica” desarrollada por V. León propone una forma simple, clara y precisa para cuantificar los diversos fenómenos energéticos presentes en los sistemas eléctricos, identificándolos mediante componentes de la tensión y de la corriente, lo que permite el control de dispositivos dinámicos para la mejora de la calidad de suministro eléctrico y permite determinar las ineficiencias que se desean compensar. Otras conclusiones encontradas en [Donderis: 05-03] a favor de la utilización de esta teoría en el control de sistemas para la mejora de la calidad de suministro eléctrico son:

- El significado físico de cada uno de los fenómenos presentes en la transferencia de energía en un sistema eléctrico queda reflejado en la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica por una componente de la potencia instantánea. Cada una de las componentes de la potencia instantánea está formada por las componentes de tensión e intensidad que caracterizan cada uno de los fenómenos y que son fácilmente obtenibles a partir de las medidas de las tensiones y corrientes en el sistema.
- Las potencias instantáneas no efectivas (de desfase y de asimetría) tienen una expresión similar. Se han encontrado relaciones entre las magnitudes de los flujos de potencia de desfase y de asimetría y las potencias que los cuantifican, por lo que se puede afirmar que dichas magnitudes tienen significado físico.

- La cuantificación de la eficiencia se realiza mediante el factor de eficiencia, el cual tan solo tiene en cuenta como potencia útil la potencia efectiva, separando las potencias de asimetría y desfase de la potencia útil, ya que no contribuyen a la transferencia de potencia útil.

Respecto a las otras teorías analizadas se puede indicar que la teoría de la potencia eléctrica en el dominio frecuencial ha recibido diversas críticas: ya en 1930 Fryze planteaba el inconveniente de tener que conocer la descomposición de Fourier de las ondas de tensión y corriente antes de poder efectuar el cálculo de las potencias P , Q y D , además de indicar que dicho modelo no era útil cuando las señales no son periódicas.

De entre los críticos con la teoría expuesta por Budeanu hay que destacar a principios de los 80 a L.S. Czarnecki, el cual expone en [Czarnecki:09-87] que “las potencias reactiva y de distorsión no poseen los atributos que pueden ser atribuidos al fenómeno de la potencia en los circuitos, y sus valores no proveen la información necesaria para el diseño de circuitos de compensación”. En concreto, considera que la potencia reactiva de Budeanu no es conservativa, y por tanto, que los valores obtenidos al aplicar la ecuación para conseguir Q no son correctos.

Czarnecki piensa que al ser distintas las frecuencias de los armónicos y que incluso también pueden ser diferentes las fases de las tensiones y las corrientes que se obtienen de la descomposición de Fourier, las amplitudes de las potencias reactivas instantáneas correspondientes a cada armónico no tienen por qué alcanzar su valor máximo en el mismo instante, incluso puede darse el caso, como plantea Filipski, que las potencias reactivas de unos armónicos tengan signo contrario a las de los otros. Por todo lo anterior, la suma de todas las amplitudes de la potencia reactiva instantánea, tal como propone Budeanu, no suministra una correcta información del valor de la potencia reactiva del sistema. Puede darse el caso particular en que la potencia reactiva de Budeanu sea cero, existiendo fluctuaciones de potencia entre el generador y la carga, debido a que no se han compensado entre sí las fluctuaciones debidas a cada armónico.

En cuanto a la potencia de distorsión (D) de Budeanu, Czarnecki critica el que esta magnitud no proporcione una correcta información sobre la distorsión en sí misma del circuito. Tampoco puede considerarse como una medida de la deformación de las ondas de corriente respecto de las ondas de tensión en el circuito, aunque es igual a cero siempre que las tensiones y corrientes están en fase y tengan la misma forma de onda, independiente de cual sea esta, ya que también puede ser cero con tensiones y corrientes de distinta forma de onda. Estas opiniones son compartidas por Filipski [Filipski:07-94], quién además apunta que la potencia de distorsión D no es una magnitud conservativa, tal y como pensaba Budeanu.

Respecto a la potencia activa (P), V. León en [Vleón00-97] plantea que dicho término no proporciona suficiente información sobre la eficiencia del sistema eléctrico ya que las potencias activas correspondientes a algunos armónicos pueden disminuir la eficiencia del sistema eléctrico, a pesar de aumentar el valor de P .

Respecto a la Teoría de la Potencia propuesta por Akagi se le critica que parece más un modelo matemático para el diseño de dispositivos de compensación que una teoría de la potencia eléctrica, ya que no son capaces de interpretar todos los fenómenos presentes en los sistemas eléctricos [Donderis:TD-03].

Algunos autores (Van Wyk, Emanuel) coinciden al señalar que la original Teoría de la potencia instantánea fue desarrollada con objeto de distinguir entre los diferentes componentes de la potencia instantánea de la carga con el objetivo particular de investigar las posibilidades de controlar los filtros dinámicos de potencia no activa.

El cálculo de las potencias activa, reactiva y de distorsión es original, introduciendo el concepto de potencia imaginaria. Sin embargo, en [León:TD-97] se pueden encontrar las siguientes críticas:

- La descomposición de corrientes realizada es artificial, en el sentido de que no refleja adecuadamente los fenómenos que tienen lugar. Así, la separación entre las componentes activa y reactiva y la componente de secuencia homopolar sugiere que ésta no contribuye a la potencia activa ni a la potencia reactiva.
- En realidad exponen que la componente homopolar no es deseable como medio para obtener la potencia activa. Sin embargo, tampoco lo es la componente de secuencia inversa, que si se encuentra incluida en las componentes activa y reactiva.
- La inclusión de la componente de secuencia inversa en la corriente directa implica que el autor sigue el modelo propuesto por Fryze en el que la corriente tiene la misma forma de onda de la tensión. Esto significa que no se puede alcanzar la máxima eficiencia.
- No es capaz de explicar, como teoría de la potencia, el fenómeno de la asimetría, limitándose a extender los modelos de Budeanu y Fryze a los sistemas trifásicos equilibrados y lineales.

Otros autores, como [Roux:09-98] plantean algunos inconvenientes:

- La compensación mediante esta teoría introduce nuevos armónicos en la corriente de línea tras la compensación.
- Esos armónicos de corriente de línea implican que en sistemas reales la distorsión en la tensión aumentará debido a la existencia de impedancias de línea y en la fuente.
- Lo anterior indica que la Teoría de la Potencia Instantánea podría ser poco apropiada como modelo general para la compensación dinámica, debido a este incremento de armónicos en el sistema, en aquellos casos en que exista una fuerte variación de la potencia instantánea.

También en [Czarnecki:09-96] se advierte de las posibles confusiones que pueden crear los conceptos y la simbología utilizada en la difusión de esta teoría, afirmando que:

- El adjetivo instantánea en el nombre de la teoría puede sugerir que las componentes de la potencia pueden ser calculados instantáneamente, lo que significa, según sus autores, que las propiedades de la carga (en términos de potencia) pueden ser instantáneamente identificadas. Esto presenta numerosas ventajas sobre el modelo basado en el dominio de la frecuencia (Budeanu).

Potencia eléctrica en sistemas trifásicos desequilibrados

- Sin embargo, lo dicho en el punto anterior no es posible sin valorar al menos un periodo T (para el caso de señales periódicas), ya que es necesaria una información mínima sobre la naturaleza de la carga.
- En definitiva, el concepto de Potencia Instantánea no posibilita una identificación instantánea de las propiedades de la potencia. El tiempo de observación necesario para identificar los fenómenos de la potencia es el mismo en el modelo temporal de Fryze que en el modelo frecuencial de Budeanu.

En la referencia [Aredes:03-97] utilizan las transformaciones propuestas en la Teoría de la Potencia Instantánea por Akagi, aunque indican que el filtro activo está controlado mediante un algoritmo de control “instantáneo”, pareciendo indicar que dicho calificativo no se adecua a lo que realmente hace el algoritmo.

Por todo lo expuesto anteriormente, se ha elegido la “Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica”, desarrollada por V. León, para realizar el estudio de los sistemas desequilibrados y lineales, con neutro, y determinar las condiciones para la mejora de la eficiencia y el ahorro energético en este tipo de sistemas en régimen permanente.

2 ANÁLISIS Y EFECTOS DE LAS ASIMETRÍAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS LINEALES A CUATRO HILOS.

2.1 Introducción.

Las asimetrías se presentan normalmente en los receptores asimétricos, al existir cargas eléctricas de diversos valores conectadas a las distintas fases o cuando las tensiones de la red de suministro son de diferente valor (tensiones desequilibradas). Sus efectos desfavorables se han observado desde hace tiempo, como en el artículo publicado por W.V. Lyon en 1920 titulado “Reactive power and unbalanced circuits”. Tal como se indica en [Czarnecki:07-95] y [Czarnecki:07-94], el responsable principal de las asimetrías en la tensión es la presencia de cargas monofásicas. Este tipo de cargas son habituales en la distribución doméstica de energía eléctrica, en la que podemos encontrarnos con una distribución a dos hilos, entre cualquiera de las tres fases y el neutro, y con potencias que pueden llegar hasta los 10kW, encontrando que, tal como se indica en [Rubio:12-03], más del 40% del consumo de energía en la Unión Europea tiene lugar en los edificios.

Como se verá posteriormente en los casos analizados, este tipo de cargas es capaz de provocar desequilibrios en las tensiones, por lo que una carga trifásica equilibrada conectada a la red de suministro en ese mismo punto de conexión también presentaría ineficiencias por asimetría. En [Chan:12-01] se indica que la conexión de cargas monofásica a generadores de inducción autoexcitados provocan sobrecorrientes y sobretensiones, eficiencia reducida debido al aumento excesivo de la temperatura en el generador y vibración mecánica. En [Czarnecki:07-94] se explica el efecto amplificador de la asimetría de un motor de inducción sometido a desequilibrios de tensión. Dicho efecto es debido a los diferentes valores de impedancia que presenta el motor para las componentes de secuencia directa e inversa, provocando la menor impedancia a la secuencia inversa un consumo de corriente de secuencia inversa que aumenta el desequilibrio en corrientes, aumenta las caídas de tensión en la impedancia de línea y contribuye a un incremento del desequilibrio de tensiones.

Se define un sistema eléctrico como simétrico cuando lo son sus generadores, líneas y receptores. Un generador o receptor activo (motor) trifásico es equilibrado cuando sus fuerzas electromotrices tienen el mismo valor eficaz ($V_R=V_S=V_T$) y están desfasadas 120° entre sí, y las impedancias de sus bobinas son iguales. Esto en la realidad nunca se cumple, por lo tanto, todos los sistemas son desequilibrados o asimétricos por definición. Las ineficiencias por asimetría son producidas por lo general por los receptores asimétricos.

Para paliar el problema de las asimetrías en las cargas, se utiliza el reparto equitativo de las cargas (difícil de realizar en algunos casos), y la conexión en estrella para utilizar el conductor

neutro. Estos sistemas no siempre son efectivos. Los efectos de las asimetrías en los sistemas eléctricos son:

- Disminución del factor de potencia de la instalación.
- Diferente valor de las tensiones y corrientes en cada fase del sistema. Para evitar este inconveniente se utiliza la conexión en estrella con hilo neutro. Este conductor neutro se supone de una impedancia despreciable, de tal forma que las tensiones de las fases del receptor deberían ser casi iguales. En la práctica no es cierto que la impedancia sea despreciable y existe una corriente denominada de desequilibrio (I_N), que provoca en la impedancia del neutro una caída de tensión, tanto mayor cuanto más grande sea la asimetría, con lo cual, los neutros del generador y receptor dejan de estar al mismo potencial y aparecen desequilibrios de tensión entre las fases.
- Funcionamiento defectuoso de los aparatos y máquinas eléctricas. Así por ejemplo, en los centros de transformación, que son conexiones triángulo-estrella para facilitar la existencia del conductor neutro, la presencia de desequilibrios en la instalación da lugar a corrientes de secuencia homopolar en el secundario que son reflejadas en el primario y quedan encerradas dentro del triángulo, tal como se indica en [León:01-02] y [Jchen: 03-99]. Esto hace que aumenten las caídas de tensión y las pérdidas por efecto Joule. En [Czarnecki:07-94] se indica que asimetrías en la tensión de solo un 3.5% pueden resultar en un 25% de incremento en la temperatura de un motor, debido al aumento sustancial de las pérdidas de potencia y la disminución de la eficiencia. En [Brekken:06-03] indica además la aparición de problemas mecánicos en los generadores eólicos (vibraciones en el par mecánico, estrés y sobrecalentamiento en partes mecánicas) producidos por el desequilibrio de las tensiones, indicando que se provoca la desconexión de los generadores eólicos cuando el desequilibrio de tensión entre fases excede del 6%, cuando se presenta una bajada de tensión superior al 10% o una sobretensión que exceda del 5%.
- Incorrecto funcionamiento de los equipos de compensación de reactiva (implementados mediante componentes pasivos).
- Si la asimetría es muy grande se puede provocar la desconexión de alguna fase o de todas ellas para evitar la sobrecarga del sistema [Fraile:12-95].

Existe un tercer procedimiento para eliminar o limitar los efectos no deseables del problema de las asimetrías, además de los dos citados anteriormente. Dicho procedimiento fue estudiado por primera vez por Steinmetz (1865-1923) a finales del siglo XIX, y ha sido desarrollado matemáticamente posteriormente por Vicente León en [León:2001-4292]. El procedimiento consiste en utilizar unas conexiones trifásicas pasivas, denominadas “*Filtros de Secuencia*”, que al ser conectados en bornes del receptor asimétrico, le suministran (al receptor) los sistemas de corrientes de distinta secuencia que la secuencia de la principal (el de las f.e.m. del generador). Una breve descripción de los filtros de secuencia pasivos se realizará en el próximo capítulo, junto con otros métodos, activos y pasivos, existentes para reducir los efectos de las ineficiencias en los sistemas eléctricos. En la figura se representa esquemáticamente el funcionamiento de un filtro de secuencia en un sistema trifásico cuyo generador es equilibrado y de secuencia directa.

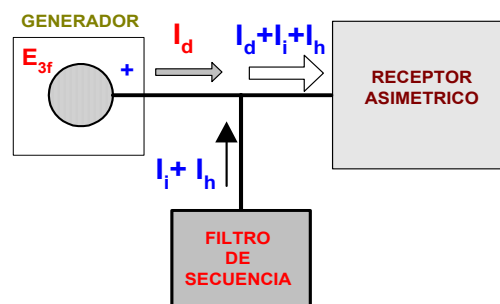


Figura 2.1.- Diagrama de bloques de un filtro de secuencia y corrientes en el sistema.

En ausencia del filtro, el generador debe suministrar las componentes directa, inversa y homopolar de las corrientes que necesita el receptor asimétrico para poder funcionar. Al conectar el filtro de secuencia, el receptor continúa absorbiendo las mismas corrientes, pero el generador sólo debe de suministrar la componente directa, lo que aumenta la eficiencia en el generador, mientras que la componente inversa y homopolar son suministradas por el filtro de secuencia.

Los elementos que integran los filtros de secuencias son bobinas y condensadores. El empleo de resistencias no es necesario ni aconsejable, para evitar el consumo adicional de potencia y los problemas derivados de la disipación de calor en ellas.

La falta de simetría en los sistemas eléctricos es una de las ineficiencias más importantes que se pueden presentar y aunque no suscita demasiado interés, a nivel de rendimiento si puede tener gran importancia. La falta de interés queda reflejada en algunos estudios [Czarnecki:07-94] [Jchen: 03-99] realizados para la mejora de las instalaciones eléctricas desequilibradas en las que solo se tienen en cuenta las componentes de secuencia inversa de la corriente a la hora de la compensación, ya que según los autores, las corrientes de secuencia homopolar quedarán confinadas en el primario del transformador Δ -Y y no afectarán al resto del sistema eléctrico, olvidando las pérdidas por efecto Joule y las caídas de tensión que provocan en los devanados. Además, debido a la existencia de fuertes asimetrías se puede llegar a superar los valores límite de las protecciones frente a corrientes máximas en alguna fase y provocar la actuación de las protecciones y dejar sin servicio a parte de la red eléctrica de suministro.

La cuantificación de estos fenómenos que aparecen en sistemas eléctricos no eficientes está plenamente desarrollada en la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica descrita en el capítulo previo. Dentro de la parte experimental de esta tesis se ha desarrollado un convertidor electrónico que actúa como filtro de secuencia de ajuste continuo a la entrada de una instalación eléctrica, entregando las componentes solicitadas por el receptor que representan a las ineficiencias, entendiendo como receptor la instalación de una o varias viviendas, adaptándose a los cambios que se produzcan en los diversos receptores existentes y consiguiendo que, desde la red de distribución trifásica de baja tensión, la instalación de la vivienda sea equilibrada, con las mismas corrientes por las tres fases, todas ellas de secuencia directa y en fase con las tensiones, supuestas éstas equilibradas y de secuencia directa.

En los siguientes apartados se cuantificarán, para unos casos determinados, los efectos que provocan los sistemas desequilibrados, comparando los resultados obtenidos con los que se obtendrán con su circuito equivalente equilibrado, considerando como circuito equivalente

equilibrado aquel con el que se obtendrían los mismos efectos en la carga pero presenta una carga equilibrada para el generador (consume la misma energía por todas las fases).

También se efectuará el análisis y cuantificación de las potencias para cada caso analizado, comparando y comentando los resultados que se obtienen utilizando las tres teorías expuestas en el capítulo anterior y se verá como mediante la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica quedan definidos de forma clara y sistemática los diferentes fenómenos presentes en la transferencia de energía en los sistemas eléctricos, lo que permite decidir las ineficiencias que se desean eliminar en el sistema.

2.2 Efectos del desequilibrio en sistemas trifásicos lineales.

De todos los efectos que provocan las asimetrías sobre la eficiencia global de un sistema eléctrico se van a analizar, dada su importancia, los siguientes:

- El incremento de la potencia aparente (S_u) necesaria para suministrar la misma potencia efectiva o potencia útil.
- El aumento de las pérdidas en la línea.
- El aumento de las caídas de tensión en la línea y la aparición de desequilibrios de tensión en bornes de los receptores.

En los siguientes apartados se van a analizar los efectos que provocan las cargas lineales desequilibradas que se encuentran conectadas a un sistema trifásico de tensiones equilibradas de secuencia directa. Mediante unos ejemplos se cuantificarán dichos efectos y se analizarán las mejoras introducidas en el sistema eléctrico al equilibrar correctamente este tipo de cargas.

2.2.1 Incremento de la potencia aparente.

De forma genérica, para el caso de cargas lineales, se puede escribir la potencia aparente en función de los grados de desequilibrio y asimetría de la forma:

$$\begin{aligned}
 S_u &= \sqrt{P_e^2 + Q_d^2 + A_u^2} = 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_d^2 \cdot (\cos \alpha)^2 + I_d^2 \cdot (\sen \alpha)^2 + I_i^2 + I_h^2} = \\
 S_u &= 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_d^2 \cdot ((\cos \alpha)^2 + (\sen \alpha)^2) + G_{D_i}^2 I_d^2 + G_{A_i}^2 I_h^2} \quad \text{Ec. 2.1} \\
 S_u &= 3 \cdot V_d \cdot I_d \cdot \sqrt{1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2}
 \end{aligned}$$

Para comprobar como las asimetrías provocan un incremento de la potencia aparente se va a suponer el caso particular de un receptor monofásico lineal, resistivo y desequilibrado conectado a una red trifásica con neutro, con impedancias de línea despreciables y generador equilibrado y de secuencia directa. Realizando la descomposición en componentes simétricas de la corriente por la carga se obtiene que las tres componentes, directa, inversa y homopolar son de igual módulo, por lo que los grados de desequilibrio y asimetría son iguales a 1, al igual que el factor de potencia, por lo que la potencia aparente se puede escribir como:

$$S_{u_deseq} = 3\sqrt{3} \cdot V_d \cdot I_d \quad \text{Ec. 2.2}$$

Si mediante un compensador adecuado se elimina el efecto de la asimetría, entonces no aparecerán las componentes de secuencia inversa y homopolar (receptor equilibrado y por tanto los grados de desequilibrio y asimetría son igual a 0) y por el sistema solo circularán las corrientes de secuencia directa, por lo que la potencia aparente a suministrar por el generador en esta situación es:

$$S_{u_eq} = \sqrt{P_e^2 + 0} = 3 \cdot V_d \cdot \sqrt{I_d^2 + 0} = 3 \cdot V_d \cdot I_d \quad \text{Ec. 2.3}$$

Observando ambas ecuaciones se deduce que la potencia aparente en el caso de máximo desequilibrio es un 73% veces mayor que para el caso equilibrado (caso óptimo):

$$\frac{S_{u_deseq}}{S_{u_opt}} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_d \cdot I_d}{3 \cdot V_d \cdot I_d} = \sqrt{3} = 1.73 \quad \text{Ec. 2.4}$$

El incremento de la potencia aparente queda reflejado en el factor de eficiencia de la instalación, ya que el numerador es la potencia útil transferida al sistema que será igual a la potencia aparente cuando la eficiencia es máxima y el denominador incluye los términos correspondientes a la energía útil transferida (potencia útil) y a los flujos de energía ineficientes (potencia de desfase y asimetría):

$$\frac{S_{u_deseq}}{S_{u_opt}} = \frac{1}{\varepsilon} = \frac{\sqrt{P_u^2 + Q_d^2 + A_u^2}}{P_u} \quad \text{Ec. 2.5}$$

Cuanto más cercano a 1 sea el factor de eficiencia de la instalación más cerca de la situación ideal se encuentra el sistema eléctrico. Aprovechando el resultado obtenido en la Ec. 2.1 la anterior expresión se puede escribir en función de los grados de desequilibrio y asimetría de la instalación, quedando:

$$\frac{S_{u_deseq}}{S_{u_opt}} = \frac{1}{\varepsilon} = \sqrt{1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2} \quad \text{Ec. 2.6}$$

2.2.2 Pérdidas por efecto Joule en la línea.

Otra disminución de la eficiencia global de un sistema eléctrico es debida a las pérdidas por efecto Joule en la línea. Las pérdidas de potencia en una línea monofásica, de resistencia en la línea r , por la que se está alimentando a una carga lineal que consume una potencia aparente $S = V \cdot I$ son [Emanuel:04-98]:

$$\Delta P = r \cdot I^2 = r \cdot \frac{S^2}{V^2} \quad \text{Ec. 2.7}$$

Dado que $S^2 = P^2 + Q^2$ se pueden descomponer las pérdidas en la línea de la forma:

$$\Delta P = r \cdot \frac{P^2}{V^2} + r \cdot \frac{Q^2}{V^2} = \Delta P_P + \Delta P_Q \quad \text{Ec. 2.8}$$

Por lo que se observa que la potencia reactiva Q provoca unas pérdidas en la línea de valor igual a:

$$\Delta P_Q = r \cdot \frac{Q^2}{V^2} \quad \text{Ec. 2.9}$$

Si se consigue descargar al generador de dicha potencia reactiva, mediante cualquiera de los métodos que se describirán en el siguiente capítulo, evitaremos las pérdidas en la línea asociadas al flujo de energía reactiva y se mejorará la eficiencia global del sistema eléctrico.

Las pérdidas en una línea trifásica con conductor neutro, tal como la mostrada en el gráfico adjunto, donde se considera que en las tres fases hay una impedancia de línea de tipo resistivo de valor r_L y en el neutro una impedancia de tipo resistivo de valor r_N , se pueden expresar como:

$$\Delta P = r_L \cdot (I_R^2 + I_S^2 + I_T^2) + r_N \cdot (I_N^2) \quad \text{Ec. 2.10}$$

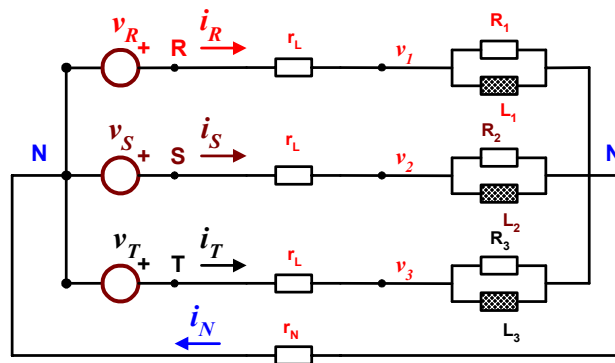


Figura 2.2.- Diagrama de bloques general de un sistema trifásico con carga lineal.

En el caso de un sistema trifásico, las corrientes de línea se pueden expresar en función de sus componentes simétricas:

$$\begin{aligned} \vec{I}_R &= \vec{I}_{Rd} + \vec{I}_{Ri} + \vec{I}_{Rh} \\ \vec{I}_S &= \vec{I}_{Sd} + \vec{I}_{Si} + \vec{I}_{Sh} \\ \vec{I}_T &= \vec{I}_{Td} + \vec{I}_{Ti} + \vec{I}_{Th} \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.11}$$

Que puede escribirse de la forma:

$$\begin{aligned} \vec{I}_R &= \vec{I}_d + \vec{I}_i + \vec{I}_h \\ \vec{I}_S &= a^2 \cdot \vec{I}_d + a \cdot \vec{I}_i + \vec{I}_h \\ \vec{I}_T &= a \cdot \vec{I}_d + a^2 \cdot \vec{I}_i + \vec{I}_h \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.12}$$

donde $a = 1 \cdot e^{j120^\circ}$ y $a^2 = 1 \cdot e^{-j120^\circ}$. Las corrientes de línea al cuadrado se obtienen multiplicando el fasor por su complejo conjugado, representado mediante un asterisco [Emanuel:01-93]:

$$I_R^2 = \bar{I}_R \cdot \bar{I}_R^* = [\bar{I}_d + \bar{I}_i + \bar{I}_h] \cdot [\bar{I}_d + \bar{I}_i + \bar{I}_h]^* =$$

$$I_R^2 = (\bar{I}_d)^2 + (\bar{I}_i)^2 + (\bar{I}_h)^2 + \bar{I}_d \cdot \bar{I}_i^* + \bar{I}_d \cdot \bar{I}_h^* + \bar{I}_i \cdot \bar{I}_d^* + \bar{I}_i \cdot \bar{I}_h^* + \bar{I}_h \cdot \bar{I}_d^* + \bar{I}_h \cdot \bar{I}_i^*$$
Ec. 2.13

$$I_S^2 = \bar{I}_S \cdot \bar{I}_S^* = [a^2 \cdot \bar{I}_d + a \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h] \cdot [a^2 \cdot \bar{I}_d + a \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h]^* =$$

$$I_S^2 = (\bar{I}_d)^2 + (\bar{I}_i)^2 + (\bar{I}_h)^2 + a \cdot \bar{I}_d \cdot \bar{I}_i^* + a^2 \cdot \bar{I}_d \cdot \bar{I}_h^* + a^2 \cdot \bar{I}_i \cdot \bar{I}_d^* + a \cdot \bar{I}_i \cdot \bar{I}_h^* + a^2 \cdot \bar{I}_h \cdot \bar{I}_d^* + a \cdot \bar{I}_h \cdot \bar{I}_i^*$$
Ec. 2.14

$$I_T^2 = \bar{I}_T \cdot \bar{I}_T^* = [a \cdot \bar{I}_d + a^2 \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h] \cdot [a \cdot \bar{I}_d + a^2 \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h]^* =$$

$$I_T^2 = (\bar{I}_d)^2 + (\bar{I}_i)^2 + (\bar{I}_h)^2 + a^2 \cdot \bar{I}_d \cdot \bar{I}_i^* + a \cdot \bar{I}_d \cdot \bar{I}_h^* + a \cdot \bar{I}_i \cdot \bar{I}_d^* + a^2 \cdot \bar{I}_i \cdot \bar{I}_h^* + a \cdot \bar{I}_h \cdot \bar{I}_d^* + a^2 \cdot \bar{I}_h \cdot \bar{I}_i^*$$
Ec. 2.15

Sumando las tres ecuaciones se obtiene que:

$$I_R^2 + I_S^2 + I_T^2 = 3[(I_d)^2 + (I_i)^2 + (I_h)^2]$$
Ec. 2.16

Por tanto, la ecuación 2.10 se puede escribir como:

$$\Delta P = 3 \cdot r_L \cdot [(I_d)^2 + (I_i)^2 + (I_h)^2] + r_N (3 \cdot I_h)^2$$
Ec. 2.17

Suponiendo que las resistencias de los cuatro hilos son iguales ($r_L = r_N = r$), la anterior expresión queda:

$$\Delta P = 3 \cdot r \cdot [(I_d)^2 + (I_i)^2 + 4 \cdot (I_h)^2]$$
Ec. 2.18

Teniendo en cuenta los grados de desequilibrio y asimetría, la anterior expresión queda de la forma:

$$\Delta P = 3 \cdot r \cdot I_d^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + 4 \cdot G_{A_i}^2]$$
Ec. 2.19

Para el caso particular de un receptor monofásico lineal, resistivo y desequilibrado conectado a una red trifásica con neutro, los grados de desequilibrio y asimetría son iguales a 1, por lo que las pérdidas en la línea son iguales a:

$$\Delta P = 3 \cdot r \cdot I_d^2 \cdot [1 + 1 + 4 \cdot 1] = 18 \cdot r \cdot I_d^2$$
Ec. 2.20

Si mediante un compensador adecuado se elimina el efecto de la asimetría, el receptor continúa consumiendo la misma potencia efectiva pero entonces no aparecerán las componentes de secuencia inversa y homopolar (receptor equilibrado y por tanto los grados de desequilibrio y asimetría son igual a 0) y por el sistema solo circularán las corrientes de secuencia directa, por lo que las pérdidas en la línea en este caso son:

$$\Delta P_{eq} = 3 \cdot r \cdot I_d^2 \cdot [1 + 0 + 4 \cdot 0] = 3 \cdot r \cdot I_d^2 \quad \text{Ec. 2.21}$$

Se observa una relación 1:6 en la reducción de las pérdidas en la línea cuando se equilibra un receptor monofásico. A partir de la ecuación anterior y de la Ec. 2.18, se pueden descomponer las pérdidas en la línea de una forma muy similar a lo realizado en Ec. 2.8, obteniendo las pérdidas en la línea en función de las pérdidas debidas a la transferencia de potencia útil y las debidas a las ineficiencias (desfases y asimetría):

$$\begin{aligned} \Delta P &= 3 \cdot r \cdot I_d^2 + 3 \cdot r \cdot [(I_i)^2 + 4 \cdot (I_h)^2] = 3 \cdot r \cdot (I_{da}^2 + I_{dr}^2) + 3 \cdot r \cdot [(I_i)^2 + 4 \cdot (I_h)^2] \\ \Delta P &= 3 \cdot r \cdot I_{da}^2 + 3 \cdot r \cdot I_{dr}^2 + 3 \cdot r \cdot [(I_i)^2 + 4 \cdot (I_h)^2] = \Delta P_{P_u} + \Delta P_{P_d} + \Delta P_A \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.22}$$

En los resultados obtenidos en este capítulo para unos ejemplos concretos, se podrá comprobar como las pérdidas en la línea debidas a la asimetría superan a las pérdidas en la línea debidas a las otras componentes de la potencia (P y Q). De forma general, para una carga trifásica resistiva de potencia útil P conectada a un sistema trifásico de tensión eficaz nominal igual a 220V las pérdidas en la línea por kW en la carga se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} \Delta P_{p.u.} &= 3 \cdot r \cdot I_d^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + 4 \cdot G_{A_i}^2] = 3 \cdot r \cdot \left(\frac{P_u}{3 \cdot V_d} \right)^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + 4 \cdot G_{A_i}^2] \\ \Delta P_{p.u.} &= 3 \cdot r \cdot \left(\frac{n \cdot P_{p.u.}}{3 \cdot V_d} \right)^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + 4 \cdot G_{A_i}^2] = 3 \cdot r \cdot \left(\frac{n \cdot 1kW}{3 \cdot 220} \right)^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + 4 \cdot G_{A_i}^2] \\ \Delta P_{p.u.} &= 6.887 \cdot r \cdot n^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + 4 \cdot G_{A_i}^2] \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.23}$$

donde:

- n es el número de kilovatios de potencia útil de la carga para una tensión eficaz nominal de 220V.
- r es la resistencia de los cables, suponiendo que el neutro tiene la misma resistencia que las fases.

En el caso de tener diferentes valores de resistencia en el neutro que en las fases la expresión de las pérdidas en las líneas es:

$$\begin{aligned} \Delta P &= 3 \cdot r_L \cdot [(I_d)^2 + (I_i)^2 + (I_h)^2] + r_N \cdot (3 \cdot I_h)^2 \\ \Delta P &= 3 \cdot r_L \cdot [(I_d)^2 + (I_d \cdot G_{D_i})^2 + (I_d \cdot G_{A_i})^2] + r_N \cdot (3 \cdot I_d \cdot G_{A_i})^2 \\ \Delta P &= 3 \cdot r_L \cdot I_d^2 \cdot [1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2] + 9 \cdot r_N \cdot I_d^2 \cdot G_{A_i}^2 \\ \Delta P &= 3 \cdot I_d^2 \cdot (r_L \cdot [1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2] + 3 \cdot r_N \cdot G_{A_i}^2) \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.24}$$

A partir de la anterior expresión se pueden cuantificar las pérdidas en las líneas por cada kW de potencia útil en la carga:

$$\begin{aligned}
 \Delta P &= 3 \cdot I_d^2 \cdot \left(r_L \cdot \left[1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2 \right] + 3 \cdot r_N \cdot G_{A_i}^2 \right) \\
 \Delta P &= 3 \cdot \left(\frac{P_u}{3 \cdot 220} \right)^2 \cdot \left(r_L \cdot \left[1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2 \right] + 3 \cdot r_N \cdot G_{A_i}^2 \right) \\
 \Delta P &= 3 \cdot \left(\frac{n \cdot 1kW}{3 \cdot 220} \right)^2 \cdot \left(r_L \cdot \left[1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2 \right] + 3 \cdot r_N \cdot G_{A_i}^2 \right) \\
 \Delta P_{p.u.} &= 6.887 \cdot n^2 \cdot \left(r_L \cdot \left[1 + G_{D_i}^2 + G_{A_i}^2 \right] + 3 \cdot r_N \cdot G_{A_i}^2 \right)
 \end{aligned}$$

Ec. 2.25

expresión en la que se encuentran por separado la resistencia de los conductores de las fases y la resistencia del conductor neutro.

2.2.3 Caídas y desequilibrios de tensión.

El tercer aspecto sobre el que incide el fenómeno de la asimetría consiste en un aumento de la caída de tensión en la línea del sistema eléctrico y en la aparición de desequilibrios de tensión en la carga. La caída de tensión en cualquiera de las z-fases del sistema se puede descomponer en una parte debida a la corriente de secuencia directa y otra debida a las componentes de la corriente que caracterizan la asimetría (inversa y homopolar):

$$\Delta \vec{V}_z = \vec{I}_z \cdot \vec{Z}_L = (\vec{I}_{zd} + \vec{I}_{zi} + \vec{I}_{zh}) \cdot \vec{Z}_L = \Delta \vec{V}_{dz} + \Delta \vec{V}_{Az}$$

Ec. 2.26

Si mediante los dispositivos de compensación adecuados se evita que la corrientes que reflejan la ineficiencia por asimetría de la carga circulen entre el generador y la carga, la caída de tensión en la impedancia de la línea (Z_L) será debida únicamente a la corriente de secuencia directa:

$$\Delta \vec{V}_z = \Delta \vec{V}_{dz} = \vec{I}_{zd} \cdot \vec{Z}_L$$

Ec. 2.27

Además de la caída de tensión en las fases del sistema, existirá una caída de tensión en el conductor neutro cuando las cargas de las tres fases no son iguales. Para cualquier tipo de carga lineal conectada en estrella a un sistema trifásico de secuencia directa mediante una línea no ideal, la caída de tensión en el conductor neutro (o tensión de desplazamiento del neutro), es:

$$\vec{V}_{N'N} = \frac{\frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{Z}_R + \vec{Z}_{R_linea}} + \frac{\vec{V}_{SN}}{\vec{Z}_S + \vec{Z}_{S_linea}} + \frac{\vec{V}_{TN}}{\vec{Z}_T + \vec{Z}_{T_linea}}}{1} + \frac{1}{\vec{Z}_R + \vec{Z}_{R_linea}} + \frac{1}{\vec{Z}_S + \vec{Z}_{S_linea}} + \frac{1}{\vec{Z}_T + \vec{Z}_{T_linea}} + \frac{1}{\vec{Z}_{Neutro}}$$

Ec. 2.28

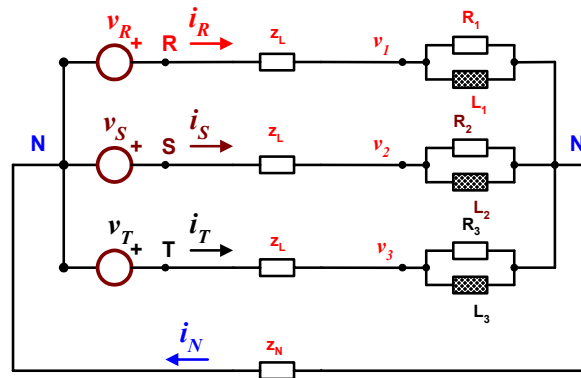


Figura 2.3.- Diagrama de bloques general para el cálculo de la tensión de desplazamiento del neutro.

La corriente que circula por el neutro es igual a:

$$\vec{I}_N = \frac{\vec{V}_{N'N}}{\vec{Z}_{Neutro}} = 3 \cdot \vec{I}_h \quad \text{Ec. 2.29}$$

Las corrientes que circulan por cada una de las líneas son:

$$\begin{aligned} \vec{I}_R &= \frac{\vec{V}_{RN} - \vec{V}_{N'N}}{\vec{Z}_R + \vec{Z}_{R_linea}} \\ \vec{I}_S &= \frac{\vec{V}_{SN} - \vec{V}_{N'N}}{\vec{Z}_S + \vec{Z}_{S_linea}} \\ \vec{I}_T &= \frac{\vec{V}_{TN} - \vec{V}_{N'N}}{\vec{Z}_T + \vec{Z}_{T_linea}} \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.30}$$

A partir de las corrientes de línea se puede obtener el sistema de tensiones en terminales del receptor:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{1N'} &= \vec{I}_R \cdot \vec{Z}_R \\ \vec{V}_{2N'} &= \vec{I}_S \cdot \vec{Z}_S \\ \vec{V}_{3N'} &= \vec{I}_T \cdot \vec{Z}_T \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.31}$$

Suponiendo una línea de distribución puramente resistiva ($z_{*linea} = z_L = z_N = r_L$), en la que se pueden despreciar los efectos de las inductancias y capacidades de la línea y si se supone un generador trifásico de secuencia directa equilibrado, en el caso del receptor monofásico, conectado a la fase R ($G_D = G_A = 1$), para una resistencia en la línea de valor $r_L = 1$ ohm (para las fases y el neutro) y una carga nominal de 1kW, la caída de tensión en la fase R y en el conductor neutro son:

$$\begin{aligned} \Delta V_R &= I_R \cdot r_L = \frac{P}{V_d} \cdot r_L = \frac{1kW}{220} \cdot 1 = 4.545 \frac{V}{kW \cdot \Omega} \\ \Delta V_N &= I_N \cdot r_N = I_R \cdot r_N = \frac{P}{V_d} \cdot r_N = \frac{1kW}{220} \cdot 1 = 4.545 \frac{V}{kW \cdot \Omega} \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.32}$$

En las otras dos fases (S y T), al no circular corriente por ninguna de ellas, la caída de tensión es nula, por lo que se observa un desequilibrio en las tensiones que llegan al usuario en el caso de haber presentes asimetrías en carga. En el caso del receptor trifásico equilibrado que consume la misma potencia nominal ($G_D=G_A=0$), la caída de tensión en todas las líneas es la misma y de valor:

$$\Delta V_z = I_z \cdot r_L = \frac{P}{V_d} \cdot r_L = \frac{1kW}{220} \cdot 1 = 1.515 \frac{V}{kW \cdot \Omega} \quad \text{Ec. 2.33}$$

mientras que en el neutro no hay caída de tensión ya que no circula ninguna corriente. En las tres fases la caída de tensión es la misma y el sistema de tensiones que llega a la carga es, por tanto, equilibrado. La eliminación de las asimetrías presentes en las distribuciones monofásicas se abordará en los siguientes capítulos, en los que se expondrán diversos métodos que permiten corregirlas.

Si además del efecto de la asimetría en la carga se considera que la carga puede contener también una componente reactiva inductiva, habrá que analizar el efecto conjunto de ambos fenómenos. Si la carga tiene una componente inductiva la corriente de secuencia directa está formada por dos componentes, la corriente de secuencia directa activa (I_{da}) y la corriente de secuencia directa reactiva (I_{dr}):

$$\begin{aligned} \vec{I}_d &= I_d \angle \varphi_d = \vec{I}_{da} + \vec{I}_{dr} \\ I_{da} &= I_d \cdot \cos \varphi_d \\ I_{dr} &= I_d \cdot \text{sen } \varphi_d \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.34}$$

Si se desea obtener la máxima eficiencia del sistema eléctrico, la corriente de secuencia directa reactiva no debería ser entregada por el generador, ya que representa al fenómeno del desfase, y debería ser entregada a la carga por el compensador, de forma que se reducirían las ineficiencias del sistema, por lo que las pérdidas por efecto Joule en las líneas y las caídas de tensión tendrán su valor mínimo, igual a:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{Línea}} &= 3 \cdot r_L \cdot I_{da}^2 \\ \Delta \vec{V}_z &= \Delta \vec{V}_{dz} = \vec{I}_{zda} \cdot \vec{Z}_L \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.35}$$

Tal como se indica en [León:07a-00], los desequilibrios de tensiones producen los siguientes efectos:

- La componente inversa de las tensiones de línea incrementa adicionalmente la corriente de secuencia directa, aumentando o disminuyendo el valor de las potencias efectiva y de desfase del circuito, dependiendo del grado de desequilibrio de las tensiones de línea.
- Existen flujos residuales de energía neta y flujos bidireccionales residuales de potencia reactiva, que se establecen por efecto del desequilibrio de tensiones sobre la transferencia energética.

Como conclusión indica que el desequilibrio de tensiones da lugar a:

- Un flujo unidireccional de energía adicional (potencia activa), presente aun siendo el receptor reactivo puro.
- Un flujo bidireccional de energía adicional, que da lugar a potencia reactiva cuando el receptor es resistivo.

2.3 Valores de referencia para la mejora de la eficiencia.

Para mejorar la eficiencia de un sistema eléctrico es necesario conocer los valores de calidad indicados por las diversas normas utilizadas en la actualidad. Los aspectos más relevantes de la normativa vigente y las recomendaciones técnicas relativas a los fenómenos del desequilibrio y desfase son:

- Reglamento Electrotécnico en Baja Tensión: obliga a compensar el factor de potencia hasta un valor superior a 0.85, aunque no indica nada respecto al fenómeno del desequilibrio.
- Norma CEI34.1, limita los desequilibrios en tensiones, definiendo el grado de asimetría respecto al valor medio (media aritmética) de las tensiones del sistema como:

$$V_{desq} = \frac{\text{desviación max. respecto del valor medio de la tensión}}{\text{valor medio de la tensión}} \times 100 \quad \text{Ec. 2.36}$$

Los límites establecidos por la citada norma son los siguientes:

- En redes de media y baja tensión, el grado de asimetría no debe superar el 2% en valoraciones de más de un minuto.
- Para todo tipo de redes, cuando existen varios emisores de este tipo de perturbación, la peor de todas ellas no debe ser superior al 0.7% para valoraciones del rango de minutos y al 1% para valoraciones del rango de segundos.
- La actual legislación sobre tarifas eléctricas bonifica o penaliza el consumo eléctrico para valores del factor de potencia superiores o inferiores a 0.9 (inductivo).

Se puede apreciar que la normativa existente da poca importancia al sistema eléctrico eficiente, careciendo de cualquier referencia mínima legal a la que recurrir para conseguir minimizar los efectos del desfase y del desequilibrio del sistema eléctrico.

Dentro de las definiciones incluidas en el IEEE Standard Dictionary se puede encontrar la de desequilibrio porcentual en tensiones (percent unbalance of phase voltages): relación entre la máxima desviación de la tensión eficaz de una fase respecto del valor medio de las tensiones eficaces de las tres fase, indicado en tanto por cien:

$$\% \Delta V_{\text{fase}} = \frac{\text{Tensión RMS de la fase} - \text{Valor medio de las tensiones RMS de las fases}}{\text{Valor medio de las tensiones RMS de las fases}} \cdot 100(\%) \quad \text{Ec. 2.37}$$

donde el valor medio de las tensiones eficaces de las fases viene definido como:

$$(V_{RMS})_{AV} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \quad \text{Ec. 2.38}$$

Como se puede observar la definición incluida en IEEE es la misma que la definida en la Ec. 2.36.

2.4 Estudio de un sistema eléctrico trifásico a cuatro hilos con carga lineal resistiva.

En los siguientes puntos se va a proceder al estudio de un sistema eléctrico trifásico a cuatro hilos con tensiones equilibradas y de secuencia directa en el generador, al que se conectan cargas lineales equilibradas y desequilibradas de tipo resistivo mediante una línea de transmisión no ideal. A partir de las expresiones generales mostradas en el capítulo anterior, se van a determinar las diversas potencias que cuantifican el sistema descrito, comparando los resultados para el receptor desequilibrado y para el equilibrado equivalente, así como también se determinarán y cuantificarán las diferentes ineficiencias provocadas por los desequilibrios en carga para cada caso analizado.

2.4.1 Caso de un receptor resistivo desequilibrado.

Se ha elegido una carga resistiva que puede representar la carga equivalente de un horno, estufa o cualquier otro elemento calefactor eléctrico de los que habitualmente se encuentran en las instalaciones de uso doméstico. El valor nominal de la carga es:

- Potencia activa nominal de 1kW.

A partir del dato anterior el valor de la resistencia equivalente (R_{eq}) de la carga que consume una potencia de 1kW a una tensión eficaz de 220 V es:

$$R_{eq} = \frac{V^2}{P} = \frac{220^2}{1kW} \approx 48.4\Omega \quad \text{Ec. 2.39}$$

El diagrama de bloques de la instalación se muestra en la figura 2.4 y en él se incluyen:

- Un generador trifásico equilibrado de secuencia directa.
- Una línea de transmisión no ideal que se considerará de tipo resistivo para este tipo de instalaciones eléctricas, con un valor r_L igual para las tres fases y un valor r_N para el conductor neutro.
- Un receptor del valor nominal indicado.
- La conexión del neutro del receptor (N') con el neutro del generador (N) mediante una línea no ideal.

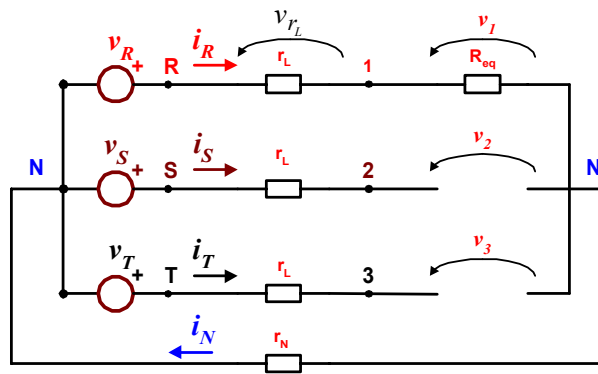


Figura 2.4.- Esquema del circuito analizado con carga R desequilibrada.

En el caso de una distribución trifásica a cuatro hilos, con tensiones senoidales, equilibradas y de secuencia de fases directa, de valor eficaz nominal igual a 220V, las tensiones entre fases y neutro en el circuito se expresan de la forma:

$$\begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} = 220 \cdot \sqrt{2} \cdot \begin{pmatrix} \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}\left(\omega t - 120^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ}\right) \\ \text{sen}\left(\omega t - 240^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ}\right) \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 2.40}$$

Suponiendo que la impedancia de la línea es de tipo resistivo y valor unitario en los cuatro hilos ($r_L=r_N=1\Omega$), la corriente que circula por el sistema es:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4.365 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ 0 \\ 0 \\ 4.365 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 2.41}$$

Las pérdidas en las líneas son:

$$\Delta P_{eq} = r \cdot (I_R^2 + I_S^2 + I_T^2) + r_N \cdot I_N^2 = 1 \cdot 4.365^2 + 1 \cdot 4.365^2 = 38.1W \quad \text{Ec. 2.42}$$

Debido a las caídas de tensión en la línea, el sistema trifásico de tensiones simples en bornes de la carga es desequilibrado y de secuencia directa, y viene definido por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{RN} &= 220 \angle 0^\circ = \vec{V}_{r_L} + \vec{V}_1 + \vec{V}_{N'N} \\ \vec{V}_1 &= \vec{V}_{RN} - (\vec{V}_{r_L} + \vec{V}_{N'N}) = \vec{V}_{RN} - r_L \cdot \vec{I}_R - r_N \cdot \vec{I}_N \\ \vec{V}_1 &= 220 \angle 0^\circ - 1 \cdot 4.365 \angle 0^\circ - 1 \cdot 4.365 \angle 0^\circ = 211.27 \angle 0^\circ \end{aligned} \quad \text{Ec. 2.43}$$

$$\begin{aligned}\vec{V}_{SN} &= 220\angle -120^\circ = \vec{V}_{r_L} + \vec{V}_2 + \vec{V}_{N'N} \\ \vec{V}_2 &= \vec{V}_{SN} - (\vec{V}_{r_L} + \vec{V}_{N'N}) = \vec{V}_{SN} - r_L \cdot \vec{I}_S - r_N \cdot \vec{I}_N \\ \vec{V}_2 &= 220\angle -120^\circ - 0 - 1 \cdot 4.365\angle 0^\circ = -110 - j190.52 - 4.365 = -114.365 - j190.52 \\ \vec{V}_2 &= 222.2\angle -120.97^\circ\end{aligned}\quad \text{Ec. 2.44}$$

$$\begin{aligned}\vec{V}_{TN} &= 220\angle -240^\circ = \vec{V}_{r_L} + \vec{V}_3 + \vec{V}_{N'N} \\ \vec{V}_3 &= \vec{V}_{TN} - (\vec{V}_{r_L} + \vec{V}_{N'N}) = \vec{V}_{TN} - r_L \cdot \vec{I}_T - r_N \cdot \vec{I}_N \\ \vec{V}_3 &= 220\angle -240^\circ - 0 - 1 \cdot 4.365\angle 0^\circ = -110 + j190.52 - 4.365 = -114.365 + j190.52 \\ \vec{V}_3 &= 222.2\angle -239.03^\circ\end{aligned}\quad \text{Ec. 2.45}$$

Tal como se indica en [Fraile:12-95] y en [Jin:11-01], se puede realizar la representación vectorial de las anteriores tensiones y corrientes (Figura 2.5).

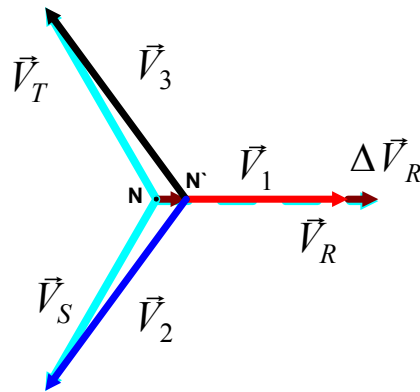


Figura 2.5.- Representación vectorial (no a escala) de tensiones y corrientes para el caso de carga resistiva conectada en la fase R.

Los resultados que se obtienen para este caso, obtenidos mediante un fichero de Mathcad similar al que figura en el Anexo II, se resumen en la siguiente tabla:

Tensiones del generador			
$\vec{V}_{RN} = 220\angle 0^\circ$	$\vec{V}_{SN} = 220\angle -120^\circ$	$\vec{V}_{TN} = 220\angle -240^\circ$	
Tensiones en la carga ($R_1=48.4\Omega$) y valor medio de las tensiones eficaces.			
$\vec{V}_1 = 211.27\angle 0^\circ$	$\vec{V}_2 = 222.2\angle -120.97^\circ$	$\vec{V}_3 = 222.2\angle +120.97^\circ$	$(V_{RMS})_{AV} = 218.56 V$
Desviación porcentual de la tensión eficaz de cada fase (Ec. 2.37)			
$\Delta V_1 = -3.34\%$	$\Delta V_2 = +1.67\%$	$\Delta V_3 = +1.67\%$	

Tensión de desplazamiento del neutro: $\vec{V}_{N'N} = 4.365\angle 0^\circ$		
Componentes simétricas de la tensión.		
$\vec{V}_d = 218.54\angle 0^\circ$	$\vec{V}_i = 1.455\angle -180^\circ$	$\vec{V}_h = 5.82\angle -180^\circ$

Intensidad en cada fase (R1=48.4Ω).			
$\vec{I}_R = 4.365\angle 0^\circ$	$\vec{I}_S = 0\angle 0^\circ$	$\vec{I}_T = 0\angle 0^\circ$	$\vec{I}_N = 4.365\angle 0^\circ$
Componentes simétricas de la corriente.			
$\vec{I}_d = 1.455\angle 0^\circ$	$\vec{I}_i = 1.455\angle 0^\circ$	$\vec{I}_h = 1.455\angle 0^\circ$	

Potencias en la carga (R1=48.4Ω).				
$P_u=953.9 \text{ W}$	$Q_u=0 \text{ VAr}$	$A_u=1349.9 \text{ VAa}$	$S_u=1652.9 \text{ VA}$	f.d.e.=0.577
Pérdidas en la línea:				
Línea fase R	Línea fase S	Línea fase T	Línea Neutro	
19.05W	0W	0W	19.05W	
Pérdidas totales en la línea: 38.1W				
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de secuencia:				
Secuencia Directa (ΔP_d)	Secuencia inversa (ΔP_i)	Secuencia homopolar (ΔP_h)		
6.351W	6.351W	25.405W		
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de la potencia:				
Potencia útil (ΔP_p)	Potencia de desfase (ΔP_Q)	Potencia de asimetría (ΔP_A)		
6.351W	0W	31.757W		

A partir de los valores mostrados en la tabla se pueden observar las formas de onda de las diversas componentes de la potencia instantánea, determinando cuales representan ineficiencias del sistema y cuales son las que transportan la energía útil. La potencia instantánea en bornes de la carga en cualquier sistema eléctrico trifásico viene dado por la ecuación:

$$p(t) = [v_1 \ v_2 \ v_3] \cdot [i_1 \ i_2 \ i_3]^t = [v_1 \ v_2 \ v_3] \cdot [i_R \ i_S \ i_T]^t \quad \text{Ec. 2.46}$$

De acuerdo con el teorema de Stokvis-Fortescue, las tensiones y corrientes anteriores se pueden expresar en función de sus componentes de secuencia directa, inversa y homopolar de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{2d} \\ v_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1i} \\ v_{2i} \\ v_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1h} \\ v_{2h} \\ v_{3h} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1i} \\ i_{2i} \\ i_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 2.47}$$

La potencia instantánea en este tipo de sistemas, utilizando la anterior descomposición, se puede expresar de la forma:

$$p(t) = [v_1 \ v_2 \ v_3] \cdot [i_1 \ i_2 \ i_3]^t$$

$$p(t) = \sum_{z=1}^3 v_z \cdot i_z = \sum_{z=1}^3 (v_{zd} + v_{zi} + v_{zh}) \cdot (i_{zd} + i_{zi} + i_{zh}) \quad \text{Ec. 2.48}$$

Para identificar cada uno de los fenómenos presentes en la transferencia de energía se expresa la potencia instantánea en función de todas sus componentes de tensión y corriente, incluyendo las componentes activa (v_{zda} , i_{zda}) y reactiva (v_{zdr} , i_{zdr}) de secuencia directa.

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{2d} \\ v_{3d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1da} \\ v_{2da} \\ v_{3da} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1dr} \\ v_{2dr} \\ v_{3dr} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \\ i_{3d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1da} \\ i_{2da} \\ i_{3da} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1dr} \\ i_{2dr} \\ i_{3dr} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 2.49}$$

Operando en la anterior expresión y agrupando términos se obtiene la siguiente expresión de la potencia instantánea:

$$p(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zda} + \sum_{z=1}^3 v_{zdr} \cdot i_{zdr} + \sum_{z=1}^3 \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} v_{zdj} \cdot i_{zdk} + \sum_{z=1}^3 \left(\sum_{k=i,h} v_{zk} \cdot i_{zk} + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=d,i,h}} v_{zn} \cdot i_{zm} \right) \quad \text{Ec. 2.50}$$

$$p(t) = p_e(t) + p_d(t) + p_A(t)$$

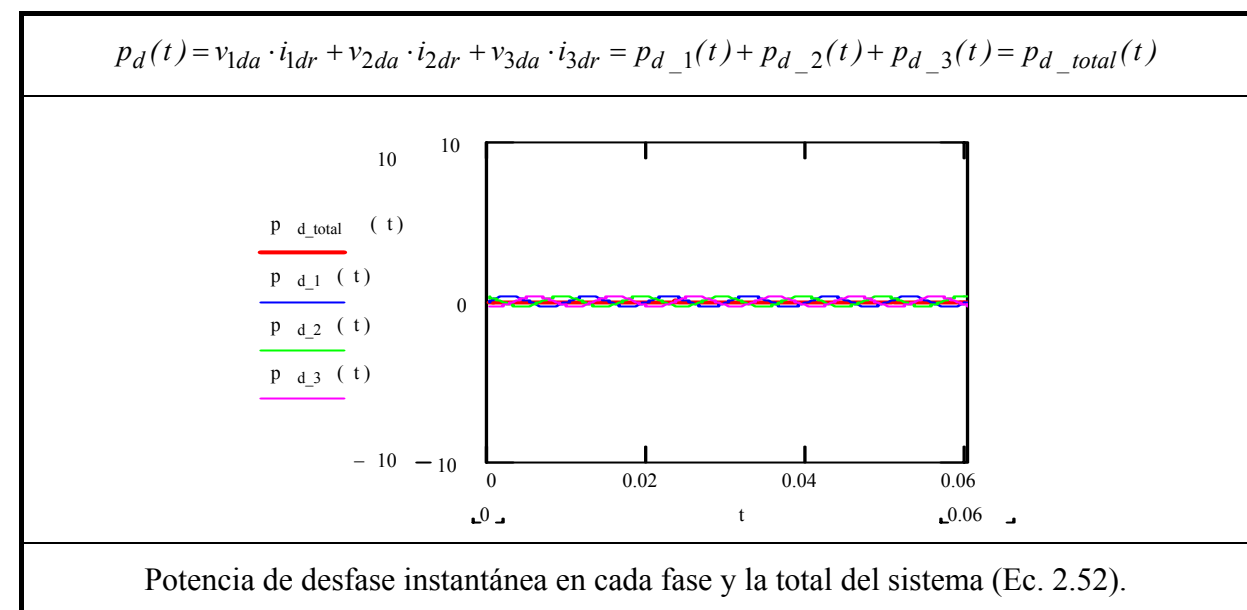
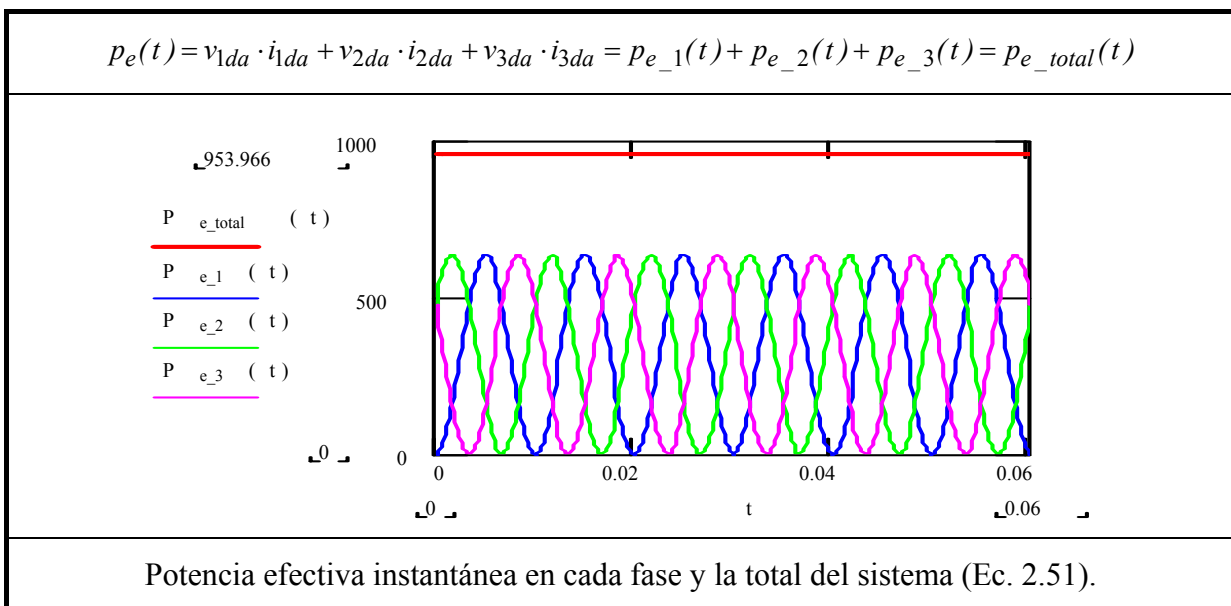
donde:

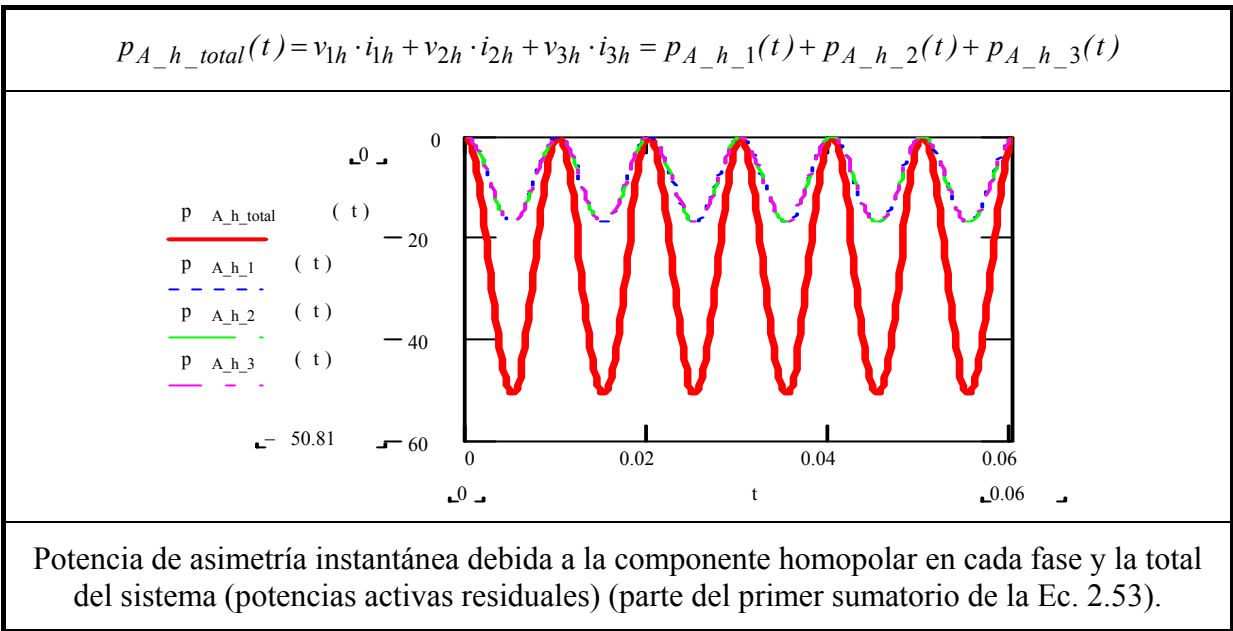
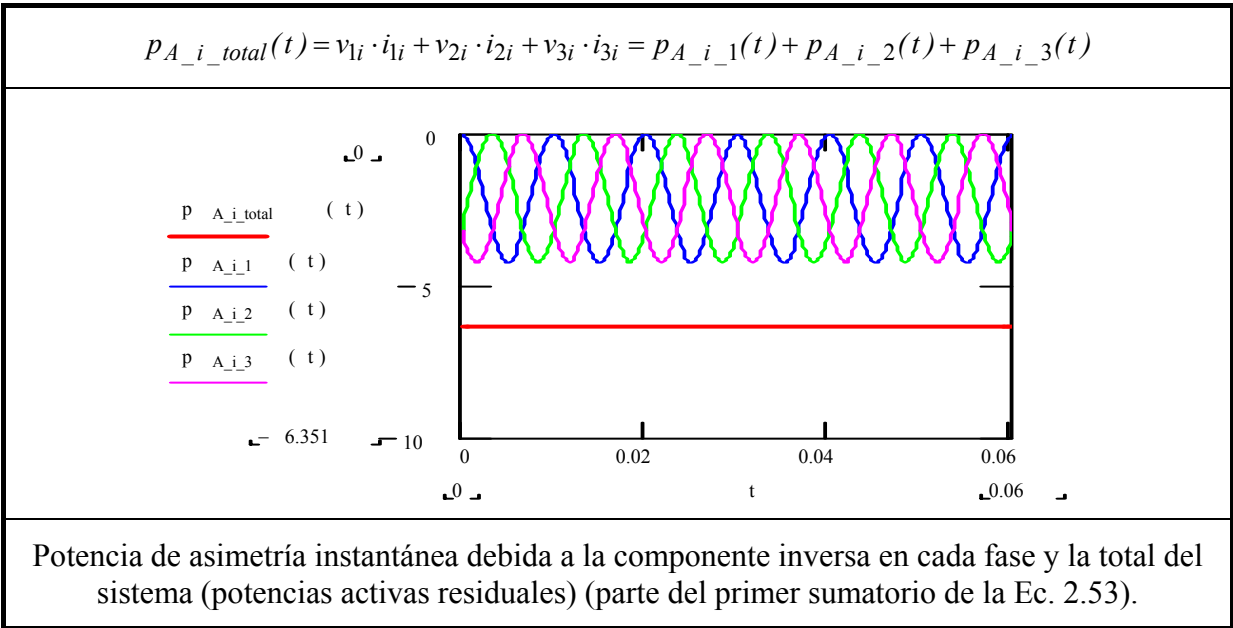
$$p_e(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zda} \cdot i_{zda} \quad \text{Ec. 2.51}$$

$$p_d(t) = \sum_{z=1}^3 v_{zdr} \cdot i_{zdr} + \sum_{z=1}^3 \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} v_{zdj} \cdot i_{zdk} \approx \sum_{z=1}^3 \sum_{\substack{j \neq k \\ j,k=a,r}} v_{zdj} \cdot i_{zdk} \quad \text{Ec. 2.52}$$

$$p_A(t) = \sum_{z=1}^3 \left(\sum_{k=i,h} v_{zk} \cdot i_{zk} + \sum_{\substack{n \neq m \\ n,m=d,i,h}} v_{zn} \cdot i_{zm} \right) \quad \text{Ec. 2.53}$$

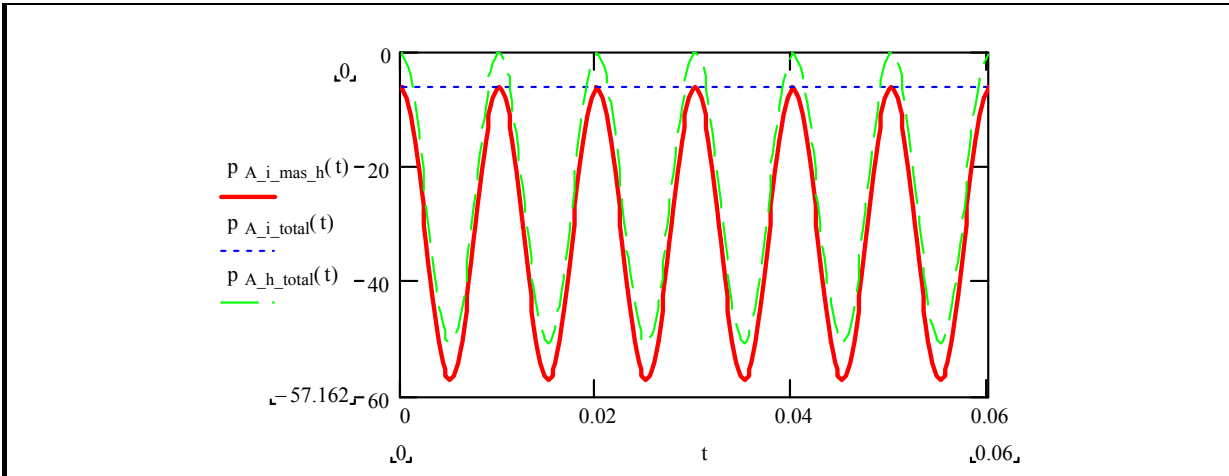
Desarrollando los diversos términos de los sumadores se obtienen todos los términos de la potencia eléctrica instantánea agrupados por el fenómeno al que representan. En la referencia [Emanuel:07-93] se realiza el análisis de las potencias instantáneas en sistemas desequilibrados, lo que ha servido de base para incluir en el Anexo II las gráficas que se obtienen para cada uno de los términos, las gráficas del conjunto de términos del mismo tipo y las gráficas de las potencias instantáneas efectiva, de desfase y asimetría. A continuación se muestran algunas de las gráficas más interesantes.





$$P_{A_i_mas_h}(t) = P_{A_i_total}(t) + P_{A_h_total}(t)$$

$$P_{A_i_mas_h}(t) := P_{A_i_total}(t) + P_{A_h_total}(t) \quad \frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} P_{A_i_mas_h}(t) dt = -31.757W$$



Potencia de asimetría instantánea debida a la componente inversa y homopolar en cada fase y la total del sistema (potencias activas residuales) (primer sumatorio de la Ec. 2.53).

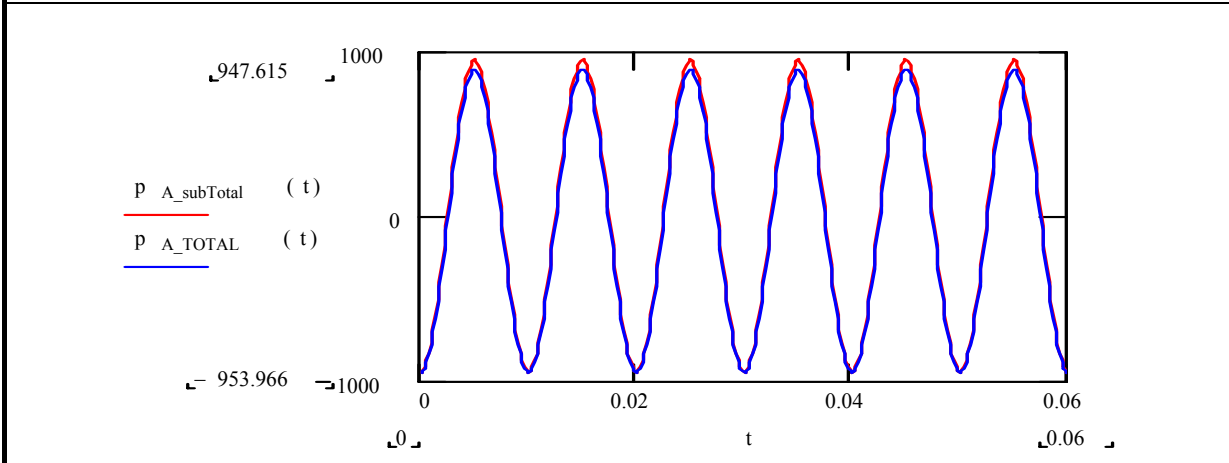
$$P_{A_TOTAL}(t) = P_{A_subTotal}(t) + P_{A_i_total}(t) + P_{A_h_total}(t)$$

$$P_{A_subTotal}(t) = \sum_{\substack{z=1 \\ n \neq m \\ n,m=d,i,h}}^3 v_{zn} \cdot i_{zm} = P_{A_nm_z}(t)$$

$$P_{A_subTotal}(t) = v_{1d} \cdot i_{1i} + v_{1d} \cdot i_{1h} + v_{2d} \cdot i_{2i} + v_{2d} \cdot i_{2h} + v_{3d} \cdot i_{3i} + v_{3d} \cdot i_{3h} +$$

$$+ v_{1i} \cdot i_{1d} + v_{1i} \cdot i_{1h} + v_{2i} \cdot i_{2d} + v_{2i} \cdot i_{2h} + v_{3i} \cdot i_{3d} + v_{3i} \cdot i_{3h} +$$

$$v_{1h} \cdot i_{1d} + v_{1h} \cdot i_{1i} + v_{2h} \cdot i_{2d} + v_{2h} \cdot i_{2i} + v_{3h} \cdot i_{3d} + v_{3h} \cdot i_{3i}$$



Potencia de asimetría instantánea debida a los productos cruzados de tensiones y corrientes y potencia de asimetría instantánea total (segundo sumatorio de la Ec. 2.53).

La diferencia entre ambas ondas es debida a la potencia activa residual debida a las componentes de secuencia inversa y homopolar, tal como se puede observar a partir de los valores calculados con el programa Mathcad (Anexo II):

$\frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} P_{A_TOTAL}(t) dt = -31.757W \blacksquare$	$\frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} P_{A_subTotal}(t) dt = 0W \blacksquare$
$\Delta P_{sec_i} + \Delta P_{sec_h} = -31.757W \blacksquare$	$\Delta P_{sec_i} = -6.351W \quad \Delta P_{sec_h} = -25.405W$

Como se puede observar en el Anexo II y en la siguiente tabla, los diferentes valores que se obtienen en la potencia activa entre las tres teorías analizadas difieren precisamente en el tratamiento realizado de dichas potencias residuales. Los diferentes términos de las potencias que cuantifican los diversos fenómenos presentes en la transmisión de la energía eléctrica en el sistema, según la teoría utilizada se resumen en la siguiente tabla:

	P. activa	P. reactiva	P. asimetría	P. aparente	f.d.p./f.d.e.
T. Unificadora	953.9 W	0 VAr	1349.9 VAa	1652.9 VA	0.577
T. Akagi	947.6 W	1VAr	954.5 VAa	1345 VA	0.705
T. IEEE	922.21 W	-1 VAr	1371.77 VAd	1652.9 VA	0.558

2.4.2 Caso de un receptor resistivo equilibrado.

Para una carga resistiva nominal de 1kW a una tensión eficaz nominal de 220V y en el caso en que $G_D=G_A=0$ (carga equilibrada) la potencia útil se transfiere del generador al receptor por las tres líneas por igual (receptor equilibrado) obteniéndose los siguientes resultados:

Tensiones del generador		
$\vec{V}_{RN} = 220\angle 0^\circ$	$\vec{V}_{SN} = 220\angle -120^\circ$	$\vec{V}_{TN} = 220\angle -240^\circ$
Tensiones en la carga ($R_1=R_2=R_3=145.2\Omega$)		
$\vec{V}_1 = 218.5\angle 0^\circ$	$\vec{V}_2 = 218.5\angle -120^\circ$	$\vec{V}_3 = 218.5\angle +120^\circ$
Tensión de desplazamiento del neutro: $\vec{V}_{N'N} = 0$		
Componentes simétricas de la tensión.		
$\vec{V}_d = 218.5\angle 0^\circ$	$\vec{V}_i = 0$	$\vec{V}_h = 0$

Intensidad en cada fase ($R_1=R_2=R_3=145.2\Omega$).			
$\vec{I}_R = 1.505\angle 0^\circ$	$\vec{I}_S = 1.505\angle -120^\circ$	$\vec{I}_T = 1.505\angle +120^\circ$	$\vec{I}_N = 0$

Componentes simétricas de la corriente.		
$\vec{I}_d = 1.505 \angle 0^\circ$	$\vec{I}_i = 0$	$\vec{I}_h = 0$

Potencias en la carga ($R_1=R_2=R_3=145.2\Omega$).				
$P_u=986.2 \text{ W}$	$Q_u=0 \text{ VAr}$	$A_u=0 \text{ VAa}$	$S_u=986.2 \text{ VA}$	f.d.e.=1
Pérdidas en la línea:				
Línea fase R	Línea fase S	Línea fase T	Línea Neutro	
2.265 W	2.265 W	2.265 W	0 W	
Pérdidas totales en la línea: 6.795 W				
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de secuencia:				
Secuencia Directa (ΔP_d)	Secuencia inversa (ΔP_i)	Secuencia homopolar (ΔP_h)		
6.795W	0W	0W		
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de la potencia:				
Potencia útil (ΔP_p)	Potencia de desfase (ΔP_Q)	Potencia de asimetría (ΔP_A)		
6.795W	0W	0W		

En el Anexo II, caso de carga resistiva equilibrada se pueden observar todas las formas de onda de las diversas potencias instantáneas, observándose que todas ellas son prácticamente nulas excepto la de la potencia efectiva. Los diferentes términos de las potencias que cuantifican los diversos fenómenos presentes en la transmisión de la energía eléctrica en el sistema, según la teoría utilizada se resumen en la siguiente tabla:

	P. activa	P. reactiva	P. asimetría	P. aparente	f.d.p./f.d.e.
T. Unificadora	986.2 W	0 VAr	0 VAa	986.2 VA	1
T. Akagi	986.2 W	0VAr	697.5 VAa	1208 VA	0.816
T. IEEE	986.2 W	0 VAr	0 VAd	986.2 VA	1

Como se puede observar no existen diferencias entre las tres teorías al cuantificar la potencia activa en el sistema cuando las tensiones y las corrientes son equilibradas, aunque hay que destacar la presencia de una potencia no efectiva ($H=697.5 \text{ VAa}$) según la teoría de Akagi, lo que implica que no se ha alcanzado aún la máxima eficiencia en el sistema.

2.4.3 Comparación de los resultados

A partir de los valores obtenidos con la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica se extraen los siguientes resúmenes:

Potencias y factor de eficiencia.		
	Carga desequilibrada	Carga equilibrada
Potencia útil (P_u)	953.9 W	986.2 W
Potencia de desfase (Q_u)	0 VAr	0 VAr
Potencia de asimetría (A_u)	1349.9 VAa	0 VAa
Potencia aparente (S_u)	1652.9 VA	986.2 VA
Factor de eficiencia (ε)	0.577	1

Pérdidas en la línea		
	Carga desequilibrada	Carga equilibrada
Pérdidas totales ($\Delta P_{\text{línea}}$)	38.108 W	6.351 W
Pérdidas debidas a la I_d (ΔP_d)	6.351 W	6.351 W
Pérdidas debidas a la Q_u (ΔP_Q)	0 W	0 W
Pérdidas debidas a la A_u (ΔP_A)	31.757 W	0 W
Pérdidas debidas a la I_i (ΔP_i)	6.351 W	0 W
Pérdidas debidas a la I_h (ΔP_h)	25.405 W	0 W

Analizando los resultados anteriores se puede afirmar que el disponer de un receptor equilibrado presenta las siguientes ventajas:

- Reducción de las pérdidas en la línea en un 83.3%.
- Aumento de un 3.4% de la potencia útil transferida a la carga, aproximándose a las condiciones nominales de funcionamiento de la carga.
- Anulación de la potencia de asimetría, lo que provoca que la potencia aparente sea igual a la potencia efectiva y se obtenga un factor de eficiencia unitario.

Análisis y efectos de las asimetrías en sistemas eléctricos lineales a cuatro hilos

- Aumento de la potencia aparente (capacidad energética de la instalación) en un 67% cuando la carga es equilibrada.
- Las tensiones en el receptor son todas ellas equilibradas y de secuencia directa, con caída de tensión nula en el neutro, desapareciendo los desequilibrios en las tensiones, que en algunas fases llegaban al 3.3% cuando la carga es desequilibrada.

Además de las anteriores ventajas, la transformación de cualquier receptor desequilibrado en su equivalente equilibrado también reporta beneficios en la mejora en el funcionamiento de los centros de transformación, ya que al eliminar la corriente de secuencia homopolar se reducen las caídas de tensión y las pérdidas por efecto Joule en el primario del transformador.

2.5 Estudio de un sistema eléctrico trifásico a cuatro hilos con carga lineal resistiva-inductiva.

En los siguientes apartados se va a proceder al estudio de un sistema eléctrico trifásico a cuatro hilos con tensiones equilibradas y de secuencia directa en el generador, al que se conectan cargas lineales equilibradas y desequilibradas de tipo R-L mediante una línea de transmisión no ideal. A partir de las expresiones generales mostradas en el capítulo anterior, se van a determinar las diversas potencias que cuantifican el sistema descrito, comparando los resultados para el receptor desequilibrado y para el equilibrado equivalente, así como también se determinarán y cuantificarán las diferentes ineficiencias provocadas por los desequilibrios en carga para cada caso analizado.

2.5.1 Caso de un receptor mixto R-L desequilibrado.

Para el análisis de los receptores mixtos R-L se va a utilizar una carga cuyos valores nominales son:

- Potencia activa nominal de 1kW.
- Potencia reactiva nominal de 1kVAr.
- $\cos\varphi=0.707$ ($\varphi=45^\circ$).
- Tensión nominal de trabajo: 220 V.

Estos valores representan la carga equivalente de un motor monofásico de los que habitualmente se instalan en lavadoras o secadoras de ropa. A partir de los datos anteriores se obtendrá la carga R-L equivalente del motor para poder realizar los cálculos correspondientes. Partiendo del dato de la potencia activa P, se obtiene la R_{eq} de la carga:

$$R_{eq} = \frac{V^2}{P} = \frac{220^2}{1kW} \approx 48.4\Omega \quad \text{Ec. 2.54}$$

A partir del valor de la potencia reactiva Q asociada a una carga inductiva pura en régimen senoidal se obtiene el valor de la inductancia equivalente del receptor:

$$Q = V \cdot I \cdot \text{sen} 90^\circ = V \cdot \frac{V}{X_{eq}} = \frac{V^2}{L_{eq} \cdot 2\pi \cdot f} \Rightarrow L_{eq} = \frac{V^2}{Q \cdot 2\pi \cdot f}$$

$$L_{eq} = \frac{220^2}{1000 \cdot 2\pi \cdot 50} \approx 0.154H$$

Ec. 2.55

La reactancia inductiva correspondiente a la L_{eq} , para una frecuencia de la red de 50Hz, es:

$$\vec{X}_L = jL\omega = j48.4 \Omega$$

Ec. 2.56

El valor de la potencia aparente consumida es:

$$S = \frac{P}{\cos \varphi} = \frac{1kW}{0.707} \approx 1414.2 \text{ VA}$$

Ec. 2.57

El esquema eléctrico de la instalación que se va a analizar es:

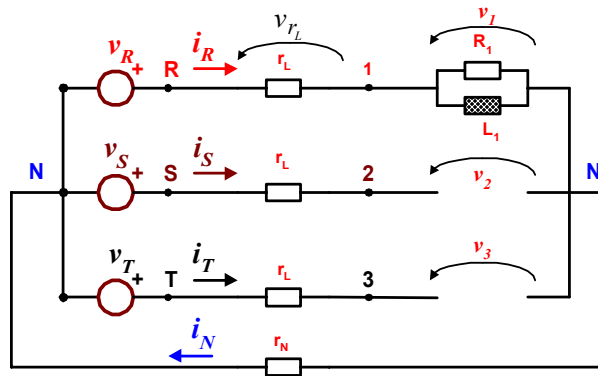


Figura 2.6.- Esquema del circuito analizado con carga R-L desequilibrada.

El sistema de tensiones del generador es el mismo que en el caso anterior (Ec. 2.40). Para el cálculo de las corrientes se convierte el circuito R-L paralelo en su equivalente serie:

$$\frac{1}{\vec{Z}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX_L} \Rightarrow \vec{Z} = \frac{R \cdot jX_L}{R + jX_L} \cdot \frac{R - jX_L}{R - jX_L}$$

$$\vec{Z} = \frac{R \cdot X_L^2}{R^2 + X_L^2} + j \frac{R^2 \cdot X_L}{R^2 + X_L^2} = R_{eq} + jX_{eq}$$

Ec. 2.58

En el caso particular que se trata, $R = |jX_L|$, por lo tanto, la ecuación anterior se puede simplificar, obteniendo:

$$\vec{Z} = \frac{R}{2} + j \frac{X_L}{2}$$

Ec. 2.59

La corriente que circula por la fase R (y por el neutro) es:

Análisis y efectos de las asimetrías en sistemas eléctricos lineales a cuatro hilos

$$\begin{aligned}\bar{I}_R = \bar{I}_N = \frac{\bar{V}_{RN}}{\bar{Z}_{Total}} &= \frac{220\angle 0^\circ}{r_L + R/2 + jX_L/2 + r_N} = \frac{220\angle 0^\circ}{1 + 24.2 + j24.2 + 1} = \frac{220\angle 0^\circ}{35.66\angle 42.72^\circ} \\ \bar{I}_R = \bar{I}_N &= 6.169\angle -42.72^\circ = 4.532 - j4.185\end{aligned}\quad \text{Ec. 2.60}$$

En el caso de distribución trifásica a cuatro hilos, con tensiones senoidales, equilibradas y de secuencia de fases directa y cuya expresión es la misma que en el caso anterior, suponiendo que la impedancia de la línea es de tipo resistivo y valor unitario en los cuatro hilos ($r_L=r_N=1$), las corrientes en el circuito son:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6.169 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}\left(\omega t - 42.72^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 6.169 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}\left(\omega t - 42.72^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ}\right) \end{bmatrix}\quad \text{Ec. 2.61}$$

Debido a las caídas de tensión en la línea, el sistema trifásico de tensiones simples en bornes de la carga es desequilibrado y de secuencia directa, y viene definido por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}\bar{V}_{RN} &= 220\angle 0^\circ = \bar{V}_{r_L} + \bar{V}_1 + \bar{V}_{N'N} \\ \bar{V}_1 &= \bar{V}_{RN} - (\bar{V}_{r_L} + \bar{V}_{N'N}) = \bar{V}_{RN} - r_L \cdot \bar{I}_R - r_N \cdot \bar{I}_N \\ \bar{V}_1 &= 220\angle 0^\circ - 1 \cdot 6.169\angle -42.72^\circ - 1 \cdot 6.169\angle -42.72^\circ \\ \bar{V}_1 &= 220 - 2 \cdot 4.532 + j \cdot 2 \cdot 4.185 = 210.936 + j \cdot 8.37 \\ \bar{V}_1 &= 211.1\angle +2.27^\circ\end{aligned}\quad \text{Ec. 2.62}$$

$$\begin{aligned}\bar{V}_{SN} &= 220\angle -120^\circ = \bar{V}_{r_L} + \bar{V}_2 + \bar{V}_{N'N} \\ \bar{V}_2 &= \bar{V}_{SN} - (\bar{V}_{r_L} + \bar{V}_{N'N}) = \bar{V}_{SN} - r_L \cdot \bar{I}_S - r_N \cdot \bar{I}_N \\ \bar{V}_2 &= 220\angle -120^\circ - 0 - 1 \cdot 6.169\angle -42.72^\circ \\ \bar{V}_2 &= -110 - j190.52 - (4.532 - j \cdot 4.185) = -114.532 - j \cdot 186.335 \\ \bar{V}_2 &= 218.72\angle -121.57^\circ\end{aligned}\quad \text{Ec. 2.63}$$

$$\begin{aligned}\bar{V}_{TN} &= 220\angle -240^\circ = \bar{V}_{r_L} + \bar{V}_3 + \bar{V}_{N'N} \\ \bar{V}_3 &= \bar{V}_{TN} - (\bar{V}_{r_L} + \bar{V}_{N'N}) = \bar{V}_{TN} - r_L \cdot \bar{I}_T - r_N \cdot \bar{I}_N \\ \bar{V}_3 &= 220\angle -240^\circ - 0 - 1 \cdot 6.169\angle -42.72^\circ \\ \bar{V}_3 &= -110 + j190.52 - (4.532 - j \cdot 4.185) = -114.532 + j \cdot 194.705 \\ \bar{V}_3 &= 225.89\angle +120.46^\circ\end{aligned}\quad \text{Ec. 2.64}$$

La representación vectorial (no a escala) de las anteriores tensiones y corrientes es:

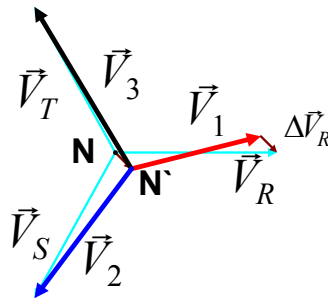


Figura 2.7.- Representación vectorial (no a escala) de tensiones y corrientes para el caso de carga mixta (R-L) conectada en la fase R.

Los resultados que se obtienen para este caso, obtenidos mediante el programa Mathcad que figura en el Anexo II, se resumen en la siguiente tabla:

Tensiones del generador.			
$\vec{V}_{RN} = 220 \angle 0^\circ$	$\vec{V}_{SN} = 220 \angle -120^\circ$	$\vec{V}_{TN} = 220 \angle -240^\circ$	
Tensiones en la carga (R1=48.4Ω; L1= 0.154H) y valor medio de las tensiones eficaces.			
$\vec{V}_1 = 211.1 \angle 2.27^\circ$	$\vec{V}_2 = 218.7 \angle -121.58^\circ$	$\vec{V}_3 = 225.9 \angle +120.46^\circ$	$(V_{RMS})_{AV} = 218.56 V$
Desviación porcentual de la tensión eficaz de cada fase (Ec. 2.37)			
$\Delta V_1 = -3.41\%$	$\Delta V_2 = +0.06\%$	$\Delta V_3 = +3.36\%$	
Tensión de desplazamiento del neutro: $\vec{V}_{N'N} = 6.169 \angle -42.74^\circ$			
Componentes simétricas de la tensión.			
$\vec{V}_d = 218.5 \angle 0.37^\circ$	$\vec{V}_i = 2.06 \angle 137.26^\circ$	$\vec{V}_h = 8.23 \angle 137.26^\circ$	

Intensidad en cada fase (R1=48.4Ω; L1= 0.154H).			
$\vec{I}_R = 6.17 \angle -42.74^\circ$	$\vec{I}_S = 0 \angle 0^\circ$	$\vec{I}_T = 0 \angle 0^\circ$	$\vec{I}_N = 6.17 \angle -42.74^\circ$
Componentes simétricas de la corriente.			
$\vec{I}_d = 2.06 \angle -42.74^\circ$	$\vec{I}_i = 2.06 \angle -42.74^\circ$	$\vec{I}_h = 2.06 \angle -42.74^\circ$	

Potencias en la carga ($R_1=48.4\Omega$; $L_1= 0.154H$).				
$P_u=984.2 \text{ W}$	$Q_u=921.1 \text{ VAr}$	$A_u=1908.5 \text{ VAa}$	$S_u=2336.6 \text{ VA}$	$f.d.e.=0.421$
Pérdidas en la línea:				
Línea fase R	Línea fase S	Línea fase T	Línea Neutro	
38.06 W	0 W	0 W	38.06 W	
Pérdidas totales en la línea: 76.12 W				
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de secuencia:				
Secuencia Directa (ΔP_d)	Secuencia inversa (ΔP_i)	Secuencia homopolar (ΔP_h)		
12.688W	12.688W	50.751W		
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de la potencia:				
Potencia útil (ΔP_p)	Potencia de desfase (ΔP_Q)	Potencia de asimetría (ΔP_A)		
6.763W	5.912W	63.439W		

Es de reseñar que aunque existe potencia reactiva demandada por la carga, está solo se solicita en la fase R ($Q_R=921.1 \text{ VAr}$). En caso de una batería de condensadores que conecta simultáneamente en las tres fases los condensadores de compensación adecuados para compensar una carga inductiva de 1kVAr, se produciría una mala compensación de la carga, ya que la fase R quedaría sin compensar correctamente (inductiva) mientras que las fases S y T quedarían también descompensadas (capacitivas), aunque el global de energía reactiva sería nulo. Este efecto queda evidente con los resultados obtenidos al disponer en paralelo un equipo de compensación formado por tres condensadores iguales de $21.9\mu\text{F}$ conectados a cada una de las fases en paralelo con la carga, tal como se observa en el esquemático adjunto. La potencia reactiva que se puede compensar con dichos condensadores es de 1000 VAr en total.

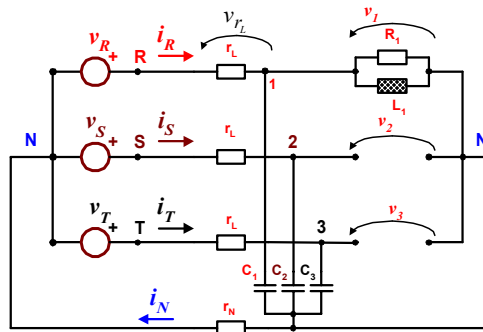


Figura 2.8.- Esquema del circuito analizado con carga R-L desequilibrada y batería de condensadores para la compensación de reactiva.

Los valores obtenidos para el caso de conectar la batería de condensadores en estrella con la carga anterior son los siguientes:

Tensiones del generador.			
$\vec{V}_{RN} = 220\angle 0^\circ$	$\vec{V}_{SN} = 220\angle -120^\circ$	$\vec{V}_{TN} = 220\angle -240^\circ$	
Tensiones en la carga (R1=48.4Ω; L1= 0.154H; C1=C2=C3=21.9μF) y valor medio de las tensiones eficaces.			
$\vec{V}_1 = 211.3\angle 1.93^\circ$	$\vec{V}_2 = 218.5\angle -121.96^\circ$	$\vec{V}_3 = 225.9\angle +120.02^\circ$	$(V_{RMS})_{AV} = 218.56 V$
Desviación porcentual de la tensión eficaz de cada fase (Ec. 2.37)			
$\Delta V_1 = -3.32\%$	$\Delta V_2 = -0.03\%$	$\Delta V_3 = +3.36\%$	
Tensión de desplazamiento del neutro: $\vec{V}_{N'N} = 6.172\angle -44.66^\circ$			
Componentes simétricas de la tensión.			
$\vec{V}_d = 218.5\angle -0.03^\circ$	$\vec{V}_i = 2.06\angle 136.52^\circ$	$\vec{V}_h = 8.23\angle 135.34^\circ$	

Intensidad en cada fase (R1=48.4Ω; L1= 0.154H; C1=C2=C3=21.9μF).			
$\vec{I}_R = 5.248\angle -31.79^\circ$	$\vec{I}_S = 1.5\angle -31.96^\circ$	$\vec{I}_T = 1.55\angle -149.98^\circ$	$\vec{I}_N = 6.17\angle -44.66^\circ$
Componentes simétricas de la corriente.			
$\vec{I}_d = 1.5\angle 3.7^\circ$	$\vec{I}_i = 2.06\angle -43.48^\circ$	$\vec{I}_h = 2.06\angle -44.66^\circ$	

Potencias en la carga (R1=48.4Ω; L1= 0.154H; C1=C2=C3=21.9μF).				
$P_u=985.7 W$	$Q_u=-64.3 VAr$	$A_u=1909.3 VAa$	$S_u=2149.7 VA$	f.d.e.=0.459
$Q_R=+615.5VAr$	$Q_S=-328 VAr$	$Q_T=-351.3VAr$		
Pérdidas en la línea:				
Línea fase R	Línea fase S	Línea fase T	Línea Neutro	
27.54 W	2.26 W	2.42 W	38.09 W	

Pérdidas totales por efecto Joule en la línea: 70.31 W		
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de:		
Secuencia Directa (ΔP_d)	Secuencia inversa (ΔP_i)	Secuencia homopolar (ΔP_h)
6.813W	12.707W	50.792W
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de la potencia:		
Potencia útil (ΔP_p)	Potencia de desfase (ΔP_Q)	Potencia de asimetría (ΔP_A)
6.784W	0W	63.5W

Las principales diferencias que se encuentran entre el caso de carga y el de carga + equipo de compensación son:

- Las pérdidas totales por efecto Joule en la línea al utilizar el equipo de compensación se reducen en un 27% en la fase R, pero debido a las pérdidas ocasionadas por la corriente de los condensadores en las fases S y T las pérdidas totales por efecto Joule en el conjunto solo se reducen un 9%.
- Las pérdidas en el neutro son prácticamente iguales en ambos casos, así como la tensión de desplazamiento del neutro.
- La potencia reactiva total es casi nula.
- A pesar de lo que puede parecer la anterior conclusión, el funcionamiento de la batería de condensadores es inadecuado, dado que en ninguna de las fases se consigue la compensación deseada. Observando las potencias reactivas de cada una de las fases se aprecia que la fase R ha reducido su demanda de potencia reactiva de 921.13VAr a 615.5VAr-inductivos. Las fases S y T, en las que no había consumo de potencia reactiva, presentan ahora unas demandas de potencia reactiva capacitiva (están sobre compensadas).
- El factor de eficiencia presenta una pequeña mejora.
- No desaparecen los desequilibrios en las tensiones, que en algunas fases llegan al 3.4%.

Como se puede observar, el funcionamiento de la red de compensación no es el adecuado cuando la carga no es equilibrada. Tal como se indica en [León:02-01] “los equipos de compensación de reactiva presentes en las instalaciones trifásicas industriales suelen introducir, durante su funcionamiento, ineficiencias adicionales a las propias de la instalación, cuyos efectos dependen del grado de desequilibrio de la misma. Tal es el caso de los transformadores de los centros de transformación, en los que se manifiestan con alguna frecuencia fenómenos capacitivos capaces de producir sobretensiones, causantes del deterioro no sólo de estas máquinas sino de otros aparatos y máquinas de la instalación, incluido el equipo de compensación”.

2.5.2 Caso de un receptor mixto R-L equilibrado.

El circuito analizado es el mostrado en la siguiente figura, en el que todas las resistencias son iguales y de valor 145.2Ω y las tres bobinas son iguales y de inductancia igual a 462mH .

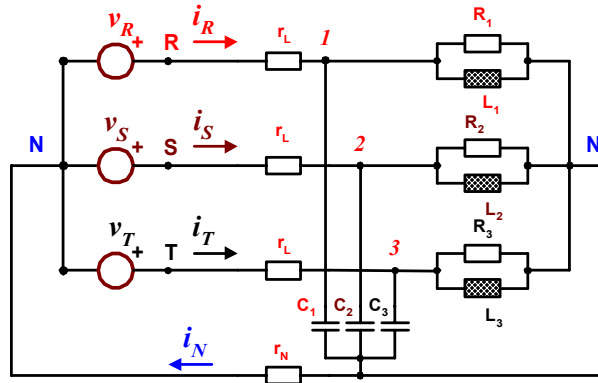


Figura 2.9.- Esquema del circuito analizado con carga R-L equilibrada y batería de condensadores para la compensación de reactiva.

A continuación se muestran los valores que se obtendrían en el caso descrito, en que $G_D=G_A=0$ (carga equilibrada), y sin utilizar el equipo de compensación de reactiva ($C_1=C_2=C_3=21.9\text{nF}$).

Tensiones del generador		
$\vec{V}_{RN} = 220\angle 0^\circ$	$\vec{V}_{SN} = 220\angle -120^\circ$	$\vec{V}_{TN} = 220\angle -240^\circ$
Tensiones en la carga ($R_1=R_2=R_3=145.2\Omega$; $L_1=L_2=L_3=0.462\text{H}$)		
$\vec{V}_1 = 218.5\angle 0.4^\circ$	$\vec{V}_2 = 218.5\angle -119.6^\circ$	$\vec{V}_3 = 218.5\angle +120.4^\circ$
Tensión de desplazamiento del neutro: $\vec{V}_{N'N} = 0$		
Componentes simétricas de la tensión.		
$\vec{V}_d = 218.5\angle 0.4^\circ$	$\vec{V}_i = 0$	$\vec{V}_h = 0$

Intensidad en cada fase ($R_1=R_2=R_3=145.2\Omega$; $L_1=L_2=L_3=0.462\text{H}$)			
$\vec{I}_R = 2.13\angle -44.6^\circ$	$\vec{I}_S = 2.13\angle -164.6^\circ$	$\vec{I}_T = 2.13\angle +75.4^\circ$	$\vec{I}_N = 0$
Componentes simétricas de la corriente.			
$\vec{I}_d = 2.13\angle -44.6^\circ$	$\vec{I}_i = 0$	$\vec{I}_h = 0$	

Potencias en la carga ($R_1=R_2=R_3=145.2\Omega$; $L_1=L_2=L_3=0.462H$)				
$P_u=986.3 \text{ W}$	$Q_u=986.7 \text{ VAr}$	$A_u=0 \text{ VAa}$	$S_u=1395.1 \text{ VA}$	f.d.e.=0.707
Pérdidas en la línea:				
Línea fase R	Línea fase S	Línea fase T	Línea Neutro	
4.53 W	4.53 W	4.53 W	0 W	
Pérdidas totales en la línea: 13.6 W				
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de:				
Secuencia Directa (ΔP_d)	Secuencia inversa (ΔP_i)	Secuencia homopolar (ΔP_h)		
13.591W	0W	0W		
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de la potencia:				
Potencia útil (ΔP_p)	Potencia de desfase (ΔP_Q)	Potencia de asimetría (ΔP_A)		
6.793W	6.785W	0W		

Observando los resultados obtenidos con el caso desequilibrado que consume la misma potencia activa y reactiva, se observan las siguientes mejoras:

- Los desequilibrios de las tensiones desaparecen cuando la carga es equilibrada, con una tensión de desplazamiento del neutro nula, aunque siguen presentes algunos pequeños desfases entre las tensiones en la carga y las del generador. Desaparecen totalmente los desequilibrios en las tensiones, que en algunas fases llegaban al 3.4% cuando la carga es desequilibrada.
- El factor de eficiencia de la instalación mejora al pasar de 0.42 a 0.7, mejora introducida al eliminar la potencia de asimetría, ya que la potencia de desfase y efectiva solo presentan ligeros incrementos ocasionados por el equilibrio de las tensiones en el punto de conexión de las cargas.
- Las pérdidas totales por efecto Joule en la línea se reducen en un 82% (de 76.12W a 13.6W).

Si ahora se incluye el efecto de una batería de condensadores para la compensación de reactiva los resultados que se obtienen son los que se muestran a continuación.

Tensiones del generador		
$\vec{V}_{RN} = 220\angle 0^\circ$	$\vec{V}_{SN} = 220\angle -120^\circ$	$\vec{V}_{TN} = 220\angle -240^\circ$
Tensiones en la carga (R1=R2=R3=145.2Ω; L1=L2=L3=0.462H; C1=C2=C3=21.9μF)		
$\vec{V}_1 = 218.5\angle 0^\circ$	$\vec{V}_2 = 218.5\angle -120^\circ$	$\vec{V}_3 = 218.5\angle +120^\circ$
Tensión de desplazamiento del neutro: $\vec{V}_{N'N} = 0$		
Componentes simétricas de la tensión.		
$\vec{V}_d = 218.5\angle 0^\circ$	$\vec{V}_i = 0$	$\vec{V}_h = 0$

Intensidad en cada fase (R1=R2=R3=145.2Ω; L1=L2=L3=0.462H; C1=C2=C3=21.9μF)			
$\vec{I}_R = 1.5\angle 0^\circ$	$\vec{I}_S = 1.5\angle -120^\circ$	$\vec{I}_T = 1.5\angle 120^\circ$	$\vec{I}_N = 0$
Componentes simétricas de la corriente.			
$\vec{I}_d = 1.5\angle 0^\circ$	$\vec{I}_i = 0$	$\vec{I}_h = 0$	

Potencias en la carga (R1=R2=R3=145.2Ω; L1=L2=L3=0.462H; C1=C2=C3=21.9μF)				
$P_u=986.4 \text{ W}$	$Q_u=1.4 \text{ Var}$	$A_u=0 \text{ VAa}$	$S_u=986.4 \text{ VA}$	f.d.e.=1
Pérdidas en la línea:				
Línea fase R	Línea fase S	Línea fase T	Línea Neutro	
2.26 W	2.26 W	2.26 W	0 W	
Pérdidas totales en la línea: 6.8 W				
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de:				
Secuencia Directa (ΔP_d)	Secuencia inversa (ΔP_i)	Secuencia homopolar (ΔP_h)		
6.793W	0W	0W		
Pérdidas en la línea debidas a las componentes de la potencia:				

Análisis y efectos de las asimetrías en sistemas eléctricos lineales a cuatro hilos

Potencia útil (ΔP_P)	Potencia de desfase (ΔP_Q)	Potencia de asimetría (ΔP_A)
6.793W	0W	0W

De las anteriores tablas se pueden extraer los siguientes resúmenes:

Potencias y factor de eficiencia.				
	Carga desequilibrada		Carga equilibrada	
	No	Sí	No	Sí
Batería de compensación de reactiva	No	Sí	No	Sí
Potencia útil (P_u)	984.2W	985.7W	986.32 W	986.37W
Potencia de desfase (Q_u)	921.13 VAr	-64.29 VAr	986.72 VAr	1.4 VAr
Potencia de asimetría (A_u)	1908.52 VAa	1909.32 VAa	0 VAa	0 VAa
Potencia aparente (S_u)	2336.57 VA	2149.7 VA	1395.15VA	986.37 VA
Factor de eficiencia (ϵ)	0.421	0.459	0.707	1

Pérdidas en la línea				
	Carga desequilibrada		Carga equilibrada	
	No	Sí	No	Sí
Batería de compensación de reactiva	No	Sí	No	Sí
Pérdidas totales ($\Delta P_{línea}$)	76.126W	70.312W	13.591W	6.75W
Pérdidas debidas a la I_d (ΔP_d)	12.688W	6.813W	13.591W	6.75W
Pérdidas debidas a la P_u (ΔP_P)	6.763W	6.813W	6.793W	0W
Pérdidas debidas a la Q_u (ΔP_Q)	5.912W	0	6.785W	0W
Pérdidas debidas a la A_u (ΔP_A)	63.439W	63.499W	0W	0W
Pérdidas debidas a la I_i (ΔP_i)	12.688W	12.707W	0W	0W
Pérdidas debidas a la I_h (ΔP_h)	50.751W	50.792W	0W	0W

Analizando los resultados obtenidos en ambos casos (carga equilibrado con y sin equipo de compensación) se puede decir que el disponer de un receptor R-L equilibrado junto con un equipo de compensación de reactiva presenta las siguientes ventajas:

- Las pérdidas en la línea presentan una reducción del 50% respecto al caso de no disponer batería de condensadores para la compensación de la reactiva.
- Anulación de la potencia de desfase, lo que provoca una mejora en el factor de eficiencia que pasa a valer 1 (máxima eficiencia).
- Las tensiones en el receptor son todas ellas equilibradas y de secuencia directa, con caída de tensión nula en el neutro y sin desfases entre las tensiones en terminales de la carga y en terminales del generador.
- Funcionamiento adecuado de los equipos de compensación de reactiva, consiguiendo compensar totalmente la ineficiencia por desfase en cada una de las fases y en el total del sistema.
- Aumento de la potencia aparente en la instalación en un factor de 2.37 cuando la carga es equilibrada.

Como se puede observar, la conversión de cualquier sistema de cargas lineales desequilibradas en su equivalente equilibrado presente numerosas ventajas, las cuales se resumen en el apartado 2.6.

Al igual que ocurría con el caso de una carga resistiva pura, se obtienen distintos valores en las magnitudes de la potencia según la teoría utilizada. En las siguientes dos tablas se comparan los resultados obtenidos (incluidos en el Anexo II) para el caso de carga R-L desequilibrada sin batería de condensadores y el caso de carga R-L equilibrada junto a una batería de condensadores para la compensación de reactiva.

R-L desequilibrada sin batería de condensadores					
	P. activa	P. reactiva	P. asimetría	P. aparente	f.d.p./f.d.e.
T. Unificadora	984.2 W	921.13 VAr	1908.5 VAa	2336.6 VA	0.421
T. Akagi	971.5 W	921.13 VAr	1349.5 VAa	1900.9 VA	0.511
T. IEEE	920.8 W	921.13 VAr	1939.9 VAd	2336.6 VA	0.394

Las diferencias entre los valores de las potencias activas son debidas a las potencias activas residuales debidas a las componentes inversas y homopolares de las tensiones y corrientes, que aparecen debido al desequilibrio de la carga y al consecuente desequilibrio de las tensiones en el punto de conexión de la carga.

R-L equilibrada con batería de condensadores					
	P. activa	P. reactiva	P. asimetría	P. aparente	f.d.p./f.d.e.
T. Unificadora	986.37 W	1.4 VAr	0 VAa	986.37 VA	1
T. Akagi	986.37 W	1.4 VAr	697.5 VAa	1208 VA	0.816
T. IEEE	986.37 W	1.4 VAr	0 VAa	986.37 VA	1

Como se puede observar no existen diferencias entre las tres teorías al cuantificar la potencia activa en el sistema cuando las tensiones y las corrientes son equilibradas, aunque hay que destacar la presencia de una potencia no efectiva ($H=697$ VAa) según la teoría de Akagi, lo que implica que no se ha alcanzado aún la máxima eficiencia en el sistema.

2.6 Conclusiones.

Se ha iniciado este capítulo citando los principales efectos que causan las asimetrías de las cargas en los sistemas eléctricos a cuatro hilos. Posteriormente se han cuantificado los principales efectos que causan dichas asimetrías para posteriormente aplicar los conceptos expuestos a dos casos de cargas desequilibradas. Para su estudio se ha desarrollado un programa en Mathcad2000 (Anexo II) que ha proporcionado los principales parámetros características de la instalación eléctrica y ha permitido realizar comparaciones entre el caso de carga desequilibrada y el caso de su carga equilibrada equivalente, así como analizar el efecto de las baterías de condensadores para la compensación escalonada de reactiva cuando la carga presentaba una componente reactiva inductiva.

A partir de los casos analizados y de los resultados obtenidos se puede concluir que la transformación de una carga lineal desequilibrada en su equivalente equilibrado presenta las siguientes ventajas:

- Se minimizan las pérdidas por efecto Joule y las caídas de tensión en las líneas. Los valores mínimos se obtienen con la utilización conjunta de equipos para la compensación de reactiva, con una reducción de las pérdidas por efecto Joule que supera el 91%.
- Se optimiza el funcionamiento de los equipos de compensación.
- Se eliminan los desequilibrios, causantes de los malos funcionamientos y defectos indicados anteriormente, sin introducir nuevas ineficiencias.
- Se mejora la eficiencia del conjunto de la instalación.

En el Anexo II se puede observar que las tres teorías proporcionan idénticos valores de las potencias que cuantifican el sistema eléctrico cuando la carga está equilibrada, presentando diferentes resultados cuando la carga está desequilibrada. Las diferencias en las potencias activas / efectivas entre las tres teorías se basan en las potencias activas residuales debidas a los productos de las tensiones y corrientes de igual secuencia, de secuencia inversa y homopolar, tal como se puede apreciar después del resumen realizado al analizar cada caso.

Estas potencias activas residuales, tal como se indica en [Montañana:07-99] y [Montañana:08-99] se traducen en calentamientos adicionales en los conductores y en los receptores rotatorios. En [Emanuel:01-93] también se indica que las potencias residuales debidas a las componentes de secuencia inversa y homopolar son potencias pérdidas debido al desequilibrio de la carga y que dependiendo del sistema concreto de cargas, pueden tener un valor positivo (receptor) o negativo (generador). En [Emanuel:07-93] indica que dichas potencias se disipan como pérdidas en la línea, tal como se ha podido comprobar con los resultados obtenidos en el Anexo II y en [IEEE.WG:01-96] se manifiesta que las cargas desequilibradas convierten parte de la potencia activa de secuencia directa en potencia activa de secuencia inversa y homopolar, indicando que estas últimas potencias son una forma de polución porque se añaden como pérdidas en las líneas y en los motores.

En [Aredes:03-97] se indica que en determinadas condiciones un filtro activo debe suministrar/absorber la potencia media debida a las componentes de tensiones y corrientes de secuencia inversa. Como se puede observar en los ejemplos desarrollados en este capítulo, los signos de las potencias activas residuales debidas a las componentes inversas y homopolares pueden ser negativos, lo que indica que si no se van a disipar en la línea, el compensador activo deberá absorberlos. Dichas potencias absorbidas por el compensador provocarán el aumento de la tensión en el bus de continua, lo que junto con las pérdidas de potencia en el compensador que provocan la disminución de la tensión en el bus de continua, obligarán a incluir un circuito de control de la tensión en el bus de continua que asegure el valor de la tensión en el valor deseado para poder conformar las corrientes de salida del compensador.

Es de observar que, a partir de la definición de la potencia armónica (H) encontrada en [Watanabe:04-93] y utilizada en el Anexo II, siguiendo la teoría de la potencia eléctrica de Akagi, cuando el sistema es equilibrado en carga el valor de la potencia H no es nulo, mientras que con la teoría unificadora de la potencia eléctrica y con la teoría de Budeanu y apoyada por IEEE, en dicha situación la potencia correspondiente a la asimetría es cero.

3 DISPOSITIVOS PARA LA REDUCCIÓN DE LAS INEFICIENCIAS PRODUCIDAS POR RECEPTORES LINEALES MONOFÁSICOS CONECTADOS A SISTEMAS TRIFÁSICOS A CUATRO HILOS

3.1 Introducción.

En este capítulo se abordarán los medios disponibles para la reducción de las ineficiencias provocadas por los receptores lineales monofásicos cuando están conectados a un sistema trifásico a cuatro hilos, tal como ocurre en las instalaciones domésticas. La definición de sistema eléctrico eficiente se ha realizado al final del capítulo 1, a la vez que se han definido los índices que permiten cuantificar el grado de eficiencia de una instalación. El principio de funcionamiento de cualquier compensador de ineficiencias en sistemas eléctricos consiste en que el compensador ha de suministrar a la carga las componentes de corriente que provocan las ineficiencias, convirtiéndose de esta forma el sistema eléctrico en eficiente.

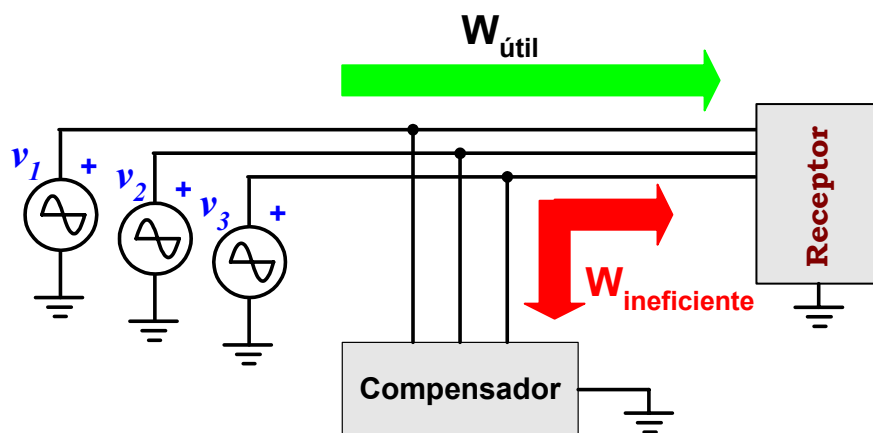


Figura 3.1.- Funcionamiento de un sistema para la mejora de la calidad de suministro.

En primer lugar se analizará la compensación de la ineficiencia por desfase en una instalación monofásica mediante el sistema clásico de conectar condensadores en paralelo con la carga a compensar y posteriormente se analizarán otros compensadores que permiten efectuar el control de la potencia reactiva en un sistema monofásico, como son los denominados controladores estáticos de reactiva o SVC (Static Var Controller).

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

Es importante reseñar que, tal como indica P.S. Filipski en su replica a [Czarnecki:10-94], los avances experimentados en los últimos años en el campo de los compensadores de ineficiencias se han debido más a los progresos realizados en la electrónica de potencia que en las nuevas teorías de la potencia eléctrica desarrolladas últimamente. La utilización de semiconductores de potencia posibilita realizar un control sobre la conexión y desconexión de bobinas y condensadores, de tal forma que se puede regular el valor de la potencia reactiva de una forma continua. Dentro de los SVC se detallarán tres tipos básicos:

- Inductores controlados por tiristores (control de fase), denominados TCI's (Thyristor Controlled Inductor).
- Bancos de condensadores conectados por tiristores, denominados TSC's. (Thyristor Switched Capacitor).
- Convertidores de conmutación con elementos de almacenamiento de mínima energía (Filtros Activos de Potencia).

A partir del estudio de los compensadores de reactiva para sistemas monofásicos se procederá a ampliar el estudio con los métodos de compensación disponibles para las ineficiencias provocadas por los receptores monofásicos lineales conectados en sistemas trifásicos a cuatro hilos: desfases y asimetría.

Además de los compensadores de desfase analizados para los sistemas monofásicos, que también son validos para sistemas trifásicos, se planteará la solución para las ineficiencias por asimetría (filtros de secuencia) y para la compensación conjunta de asimetría y desfases (filtros de secuencia integral), para pasar posteriormente a describir las principales prestaciones de los compensadores activos y sus diversas topologías. A partir del análisis realizado se concluirá cual es la solución más adecuada que permite alcanzar la máxima eficiencia del sistema. Debido a las características de los equipos electrónicos para la compensación de ineficiencias, su elección estará justificada cuando la aplicación requiera uno o más de los siguientes atributos [Grünbaum:05-99].

- Rapidez de respuesta.
- Variación frecuente de la potencia suministrada.
- Suavidad de regulación de la potencia suministrada.

El interés que existe en la actualidad en estos dispositivos de compensación de ineficiencias es debido al incremento de la demanda de energía eléctrica en los países industrializados y por los problemas existentes en la actualidad para la construcción de nuevas líneas de transmisión, lo que está obligando a aprovechar al límite las líneas existentes [Grünbaum:05-99].

3.2 Compensación de ineficiencias en circuitos monofásicos.

En los circuitos monofásicos con cargas lineales, la única ineficiencia presente es la debida a los desfases entre la tensión y la corriente. Dichos desfases provocan la aparición de una potencia reactiva, que representa un flujo bidireccional de energía entre el generador y el receptor, y que además, no se convierte en trabajo útil, por lo que es interesante que la potencia reactiva en un determinado sistema eléctrico sea nula. La compensación de la potencia reactiva es una necesidad conocida desde tiempo para conseguir un mejor aprovechamiento de los sistemas de distribución de energía eléctrica. La compensación de la potencia reactiva puede abordarse desde dos puntos de vista:

- Desde el punto de vista del usuario. Los usuarios con cargas de bajo factor de potencia o con factor de potencia variable se ven obligados al pago de penalizaciones en la facturación de la energía eléctrica consumida, siendo habitual el uso de equipos de compensación de reactiva debido a que los periodos de amortización de dichos equipos son cortos.
- Desde el punto de vista de la compañía de suministro eléctrico. Las compañías eléctricas precisan del uso de equipos para la compensación de reactiva en determinados puntos de sus redes de distribución para mejorar la estabilidad de la tensión y mantenerla dentro de unos valores aceptables. En algunos casos se puede recurrir a compensadores de los tipos citados en la introducción y en otros se recurre a la utilización de máquinas síncronas que, actuando sobre la excitación, se pueden comportar como generadores de reactiva variables.

A partir de la expresión general de la corriente de valor eficaz I y con un desfase de α grados respecto de la tensión, debido a una carga lineal con componente inductiva, se obtienen las expresiones temporales de la corriente activa y reactiva:

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \alpha) = \sqrt{2}I \cos \alpha \sin \omega t - \sqrt{2}I \sin \alpha \cos \omega t$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \cos \alpha \sin \omega t + \sqrt{2}I \sin \alpha \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Ec. 3.1}$$

$$i(t) = i_a(t) + i_r(t)$$

La corriente activa ($i_a(t)$) tiene un valor eficaz igual a $I \cos \alpha$ y está en fase con la tensión, que se supone que solo tiene componente activa y que se utiliza como referencia de ángulos. La corriente reactiva ($i_r(t)$) está desfasada 90° con la tensión y tiene un valor eficaz igual a $I \sin \alpha$.

Para el caso de un receptor que requiere para su funcionamiento de corriente activa y reactiva, tal como el mostrado en la figura adjunta, el diagrama fasorial de potencias que le corresponde es el mostrado a continuación:

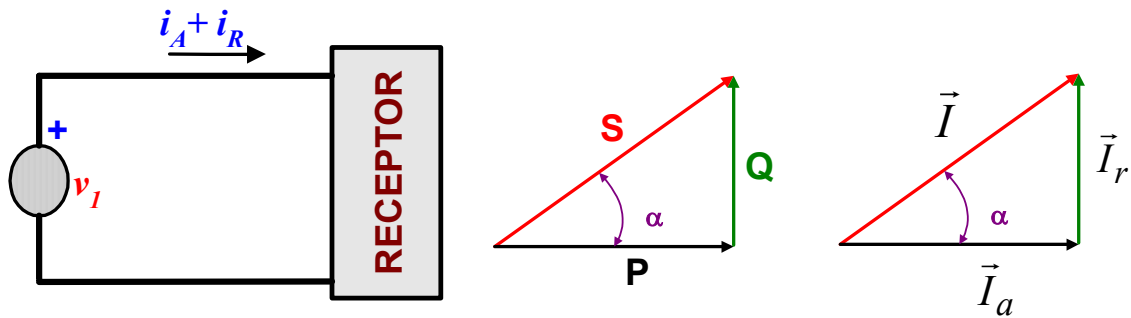


Figura 3.2.- Diagrama fasorial de las potencias de un receptor ineficiente.

A partir del ángulo α de desfase entre la tensión y la corriente se tiene:

- P es la potencia activa consumida por la carga, con $P = V \cdot I_a = V \cdot I \cdot \cos \alpha$.
- Q es la potencia reactiva consumida por la carga, con $Q = V \cdot I_r = V \cdot I \cdot \sen \alpha$.
- S es la potencia aparente demandada por la carga y suministrada por el generador, con $S = V \cdot I$.

A partir de este diagrama fasorial, en el que $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$, se obtiene:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{Q}{P} \quad \text{Ec. 3.2}$$

En los siguientes apartados se van a describir las soluciones técnicas existentes más importantes para compensar la ineficiencia por desfase en sistemas monofásicos, analizándose los siguientes tipos:

- Baterías de condensadores.
- Inductores controlados por tiristores o TCI's (Thyristor Controlled Inductor).
- Bancos de condensadores conectados por tiristores o TSC's. (Thyristor Switched Capacitor).
- Convertidores de conmutación con elementos de almacenamiento de mínima energía (Filtros Activos de Potencia).

Las baterías de condensadores, normalmente escalonadas para poder cubrir diferentes valores de potencia reactiva, son útiles donde las fluctuaciones del valor de la potencia reactiva son lentas. Cuando la potencia a compensar varía entre amplios límites, la solución estática (TCI's, TSC's y filtros activos) presentan unas mejores prestaciones. Estas prestaciones han mejorado en los últimos años conforme se ha avanzado en la tecnología de los dispositivos de potencia controlados (IGBT, GTO,...) y conforme se ha ampliado la potencia de cálculo y rapidez de los circuitos de procesamiento digital de señal (μC y DSP).

3.2.1 Compensación de reactiva mediante baterías de condensadores.

Dado el efecto complementario de las bobinas y los condensadores, se puede aprovechar esta característica de forma que añadiendo bobinas o condensadores al receptor se pueda mejorar las características del receptor desde el punto de vista del generador: se evita el flujo bidireccional de energía reactiva entre carga y generador, lo que reduce la corriente proporcionada por el generador y que circula por las líneas y por tanto, se reducen las pérdidas en los conductores.

A la operación de reducir el suministro de potencia reactiva a un receptor se denomina “*corrección o compensación del factor de potencia*” y consiste en asociar un dispositivo de compensación pasivo en paralelo con el receptor, como se muestra en la figura, de tal forma que el conjunto se aproxime lo más posible al comportamiento de una carga resistiva pura.

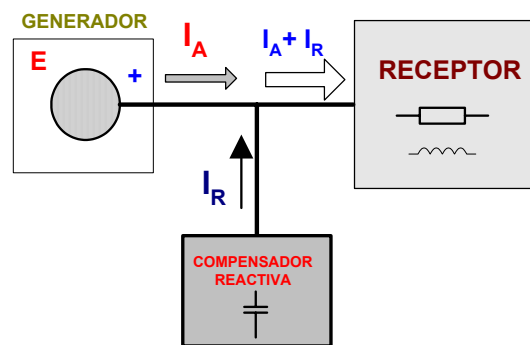


Figura 3.3.- Diagrama de bloques de un compensador de reactiva.

Los dispositivos de compensación se basan en los efectos opuestos de las bobinas y condensadores. Dado que la gran mayoría de las cargas industriales son de carácter inductivo, es necesario poner un condensador en paralelo con la carga para compensar la potencia reactiva. Este condensador (C_x) aporta la potencia reactiva capacitiva (Q_C) de compensación deseada, para conseguir el ángulo de desfase final φ partiendo desde un ángulo de desfase inicial α , tal como se puede ver en las figuras adjuntas:

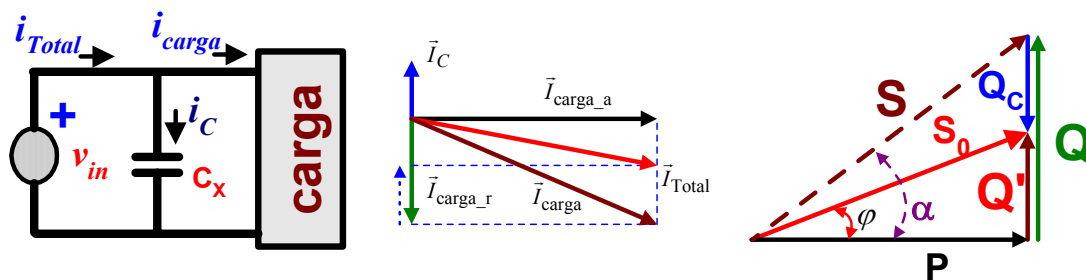


Figura 3.4.- Diagrama de fasorial de potencias y corrientes de un receptor ineficiente con equipo de compensación de reactiva.

donde:

- Q_C es la potencia reactiva suministrada por el condensador.

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

- Q' es la potencia reactiva del receptor compensado (receptor+ C_x).
- S_θ es potencia aparente del receptor compensado.

El valor de la potencia reactiva aportada por el condensador de compensación (Q_C), viene expresado por:

$$Q_C = \frac{V_{rms}^2}{|\vec{X}_c|} = \omega \cdot C_x \cdot V_{rms}^2 \quad \text{Ec. 3.3}$$

A partir de la Figura 3.4 se deduce:

$$tg \varphi = \frac{Q'}{P} = \frac{Q - Q_C}{P} \quad \text{Ec. 3.4}$$

La relación entre el ángulo final deseado (φ) y el que tenemos debido a la carga (α) es:

$$tg \beta - tg \alpha = \frac{Q - Q_C}{P} - \frac{Q}{P} = -\frac{Q_C}{P} = -\frac{\omega \cdot C_x \cdot V_{rms}^2}{P} \quad \text{Ec. 3.5}$$

Luego para eliminar o atenuar la componente reactiva se utiliza un equipo de compensación de reactiva, que está constituido por un condensador o asociación de condensadores, conectados en paralelo con el receptor de potencia activa (P) y reactiva (Q), cuya capacidad de compensación reactiva (C_x) viene expresada por la expresión:

$$C_{COMPENSACION} = C_x = \frac{P}{\omega \cdot V_{rms}^2} (tg \alpha - tg \varphi) \quad \text{Ec. 3.6}$$

Si el condensador se elige adecuadamente se consigue que la corriente del condensador sea de igual módulo que la componente reactiva de la corriente por la carga ($I_C = I_{carga_r}$), lo que implica que $Q = Q_C$ y por lo tanto Q' es igual a cero, por lo que la corriente reactiva suministrada por el generador es nula ($I_{Total} = I_{carga_a}$), lo que constituye la situación más favorable para el generador.

3.2.2 Compensación mediante inductores controlados por tiristores (TCI).

Los TCI (inductores controlados por tiristores) [Mohan:95] [Czarnecki:07-94] [Martínez:00-81] actúan como una bobina variable tal como se puede observar en la figura adjunta, donde una bobina se conecta y desconecta de forma controlada mediante dos SCR en antiparalelo, encontrándose todo el montaje en paralelo con el receptor a compensar.

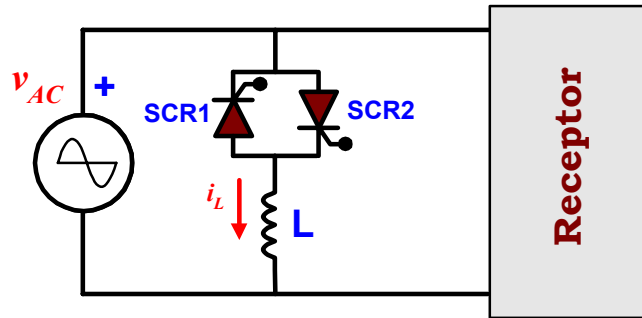


Figura 3.5.- Esquema de un inductor controlado por SCRs actuando como compensador.

Mediante un control de fase el ángulo de disparo de los SCR se debe variar entre 90° y 180° , de forma que se evita la conducción continua de los tiristores, y se puede regular el valor de la corriente eficaz que circula por la bobina y por tanto se varia el valor de la potencia reactiva consumida por el TCI. Las formas de onda para un disparo de los tiristores superior a 90° se representa en la figura, suponiendo despreciable la resistencia de la bobina.

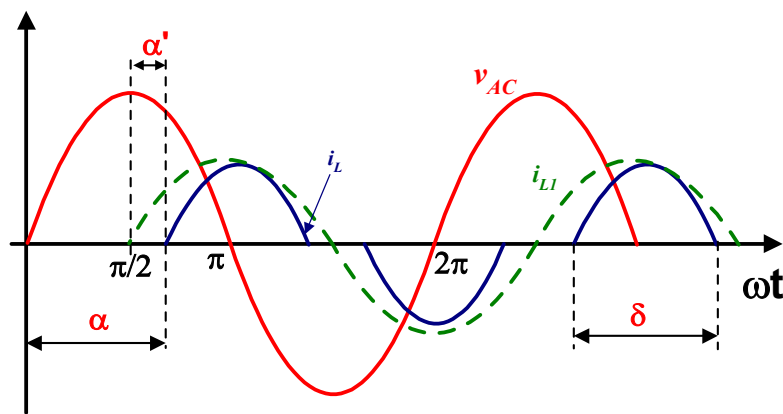


Figura 3.6.- Formas de onda en un TCI como compensador de reactiva.

Despreciando la caída de tensión en los SCR (interruptores ideales), la ecuación diferencial que se plantea cuando algún SCR está en ON a partir de un ángulo de disparo α , respecto del cruce por cero de la tensión, es la siguiente:

$$v_{AC} = L \frac{di_L}{dt} = V_M \text{sen } \omega t \quad \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha \quad \text{Ec. 3.7}$$

Resolviendo la ecuación anterior se obtiene que la corriente por el inductor, i_L , es:

$$i_L = \frac{V_M}{\omega L} \cdot (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha \quad \text{Ec. 3.8}$$

Si el ángulo de disparo α se incrementa, el valor eficaz de la corriente por el inductor disminuye, permitiendo un control sobre el valor efectivo de la inductancia conectada al sistema.

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

Para ángulos de disparo mayores de 90° , la intensidad que circula por la bobina no es senoidal pura, por lo que la corriente por la bobina está formada por una componente armónica fundamental (i_{L_1}) más una serie de componentes armónicas de orden impar ($i_{L_3}, i_{L_5}, i_{L_7}, \dots$)

Si se define $\alpha' = \alpha - \pi/2$ y se realiza el desarrollo en serie de Fourier de la corriente por la bobina, se obtienen las amplitudes de las diferentes componentes armónicas presentes. El valor eficaz de la componente fundamental de la corriente por la bobina es:

$$I_{L_1, rms} = \frac{2 \cdot V_{rms}}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \alpha' - \frac{\text{sen}2\alpha'}{2} \right) \quad \text{Ec. 3.9}$$

A partir de la ecuación anterior se puede obtener el valor equivalente de la bobina obtenida con un TCI a la frecuencia fundamental:

$$L_{eq} = L_{\alpha_1} = \frac{V_{rms}}{\omega \cdot I_{L_1, rms}} = L \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2} - \alpha' - \frac{\text{sen}2\alpha'}{2} \right)} \quad \text{Ec. 3.10}$$

No considerando el resto de componentes armónicas, se puede considerar el circuito como si dispusiéramos de una inductancia de valor L_α variable y dependiente del ángulo α' , por la que circula una corriente igual a la componente fundamental de valor i_{L_1} . Para el caso del ángulo de disparo $\alpha' = 0$, el valor de la inductancia es mínima, igual a L y para $\alpha' = \pi/2$ el valor de la inductancia es máxima e igual a infinito.

Las amplitudes de las componentes armónicas de la corriente por la bobina de orden superior a la frecuencia fundamental ($n=1$) se obtienen a partir de la expresión:

$$I_{L_n, \max} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{\max}}{\omega L} \cdot \left(\frac{\text{sen}(n-1)(\pi/2 - \alpha')}{2(n-1)} + \frac{\text{sen}(n+1)(\pi/2 - \alpha')}{2(n+1)} - \frac{\text{sen}\alpha \text{sen}(\pi/2 - \alpha')}{n} \right) \quad \text{Ec. 3.11}$$

El valor de la potencia reactiva inductiva consumida por el TCI a la frecuencia fundamental depende del valor del ángulo de disparo, siendo igual a:

$$Q_{TCI} = V_{rms} \cdot I_{L_1, rms} = \frac{V_{rms}^2}{\omega \cdot L_{\alpha_1}} = \frac{V_{rms}^2}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha' - \text{sen}2\alpha') \quad \text{Ec. 3.12}$$

En la referencia [Chakravorti:07-94] se puede encontrar la expresión de la potencia reactiva consumida por el TCI en función del tiempo de conducción de cada tiristor (Ec. 3.13), verificándose que el ángulo de conducción de cada SCR es $\delta = \pi - 2\alpha'$.

$$Q_{TCI} = \frac{V_{rms}^2}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot (\delta - \text{sen}\delta) \quad \text{Ec. 3.13}$$

En [Gómez:04-92] se encuentra un ejemplo de un TCI trifásico donde el ángulo de disparo de los tiristores se calcula a partir de la medida de la corriente por la carga y mediante un algoritmo implementado en un procesador digital para conseguir la compensación óptima de la carga. En [Montaño:06-93] se analiza sobre un TCI monofásico las dificultades para predecir el ángulo de conducción, y por tanto el ángulo de disparo, de los tiristores cuando la tensión alterna presenta componentes armónicas, proponiendo en el mismo una modificación de las expresiones Ec. 3.9 y 3.11.

Con objeto de aumentar el margen de utilización del circuito, que cubra tanto la generación como el consumo de reactiva (Inductiva-Capacitiva), se conecta en paralelo con el TCI un condensador de capacidad fija C (TCI+C), como se muestra en la figura.

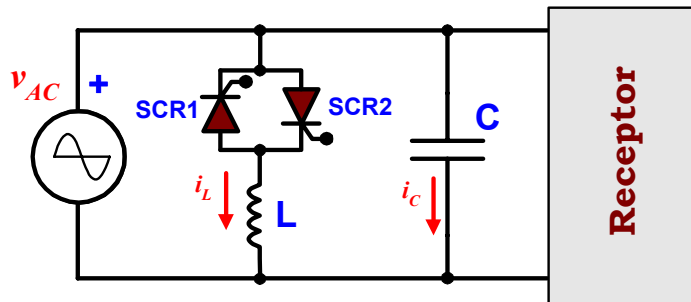


Figura 3.7.- Esquema de un TCI+C actuando como compensador.

Para el diseño de este compensador de potencia reactiva es necesario calcular la bobina, el condensador y las características de los SCR a utilizar. El diseño del SCR no presenta ninguna singularidad y se realiza de la misma manera que en cualquier otro equipo que incluya estos componentes, por lo que únicamente se aborda el cálculo de los componentes pasivos (Bobinas y Condensadores).

En el caso de no disparar los tiristores SCR1 y SCR2 tenemos que la potencia reactiva aportada por el condensador (Q_C) puede compensar la potencia reactiva consumida por la carga (Q_{CARGA}). La potencia reactiva aportada por el condensador es igual a:

$$Q_C = Q_{carga} = V_{rms} \cdot I_{C rms} = V_{rms} \cdot \frac{V_{rms}}{X_C} = C \cdot \omega \cdot V_{rms}^2 \quad \text{Ec. 3.14}$$

ecuación que permite obtener el valor del condensador C adecuado para compensar una determinada potencia reactiva en la carga. Si la Q_{CARGA} disminuye se debe reducir también la Q_C para conseguir un f.d.p. = 1, lo que se consigue disparando los tiristores SCR1 y SCR2 con el ángulo de disparo adecuado. La potencia reactiva aportada por el TCI viene expresada por la Ec. 3.12.

El valor eficaz de la corriente reactiva total del circuito de compensación (I_{TCI+C}) es igual a la corriente que circula por la bobina, menos la que circula por el condensador, con lo que su expresión viene dada por:

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

$$I_{TCI+C} = I_{L_{\alpha 1}} - I_C = \frac{V_{rms}}{\omega L_{\alpha 1}} - V_{rms} \cdot \omega \cdot C = V_{rms} \cdot \left(\frac{1}{\omega L_{\alpha 1}} - \omega C \right) \quad \text{Ec. 3.15}$$

En la práctica es habitual compensar la potencia reactiva del condensador con la potencia reactiva de la bobina, por lo que se cumple:

$$Q_C = Q_L \quad \text{Ec. 3.16}$$

y por lo tanto se obtiene que el valor de la inductancia adecuada para compensar el efecto del condensador viene expresado por:

$$L = \frac{V_{rms}^2}{Q_C \cdot \omega} = \frac{V_{rms}^2}{Q_{carga} \cdot \omega} \quad \text{Ec. 3.17}$$

Los valores de la bobina y el condensador, son función de la potencia reactiva a compensar en la carga (Q_{carga}). Para realizar su diseño se empieza por calcular el valor máximo de la potencia reactiva de tipo inductivo de la carga. Con dicho valor se calcula el valor de la capacidad adecuada del condensador que permita la compensación y el valor de la inductancia. En la gráfica siguiente se puede observar en trazo discontinuo la potencia reactiva generada por el TCI, normalizada sobre el valor de la potencia reactiva en la carga, y la potencia reactiva generada por el conjunto TCI+C, también normalizada.

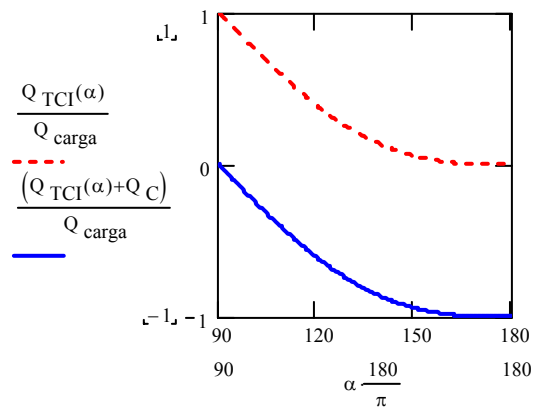


Figura 3.8.- Potencia reactiva producida por TCI y un TCI+C según el ángulo de disparo del SCR.

La estructura básica de un TCI+C presenta dos inconvenientes fundamentalmente [Hsu:09-99] [Czarnecki:07-95]:

- El condensador en paralelo C puede formar un circuito resonante paralelo con la inductancia de la fuente de alimentación para las componentes armónicas de la corriente generadas por el funcionamiento de los tiristores. Como consecuencia, la distorsión de la corriente del TCI+C puede ser superior a la del TCI funcionando solo.
- El segundo inconveniente puede aparecer si la tensión está distorsionada. Concretamente, puede aparecer una fuerte distorsión en la corriente procedente de la alimentación debido

a una resonancia serie del condensador de compensación con la inductancia de la fuente de alimentación.

Para evitar ambos efectos se propone una estructura modificada como la de la figura adjunta, en el que los valores de L_f y C_f están sintonizados para eliminar el tercer armónico y se añade una inductancia (L) en serie adicional con toda la estructura del TCI+C que aumenta la impedancia del compensador a los armónicos procedentes de la tensión de alimentación.

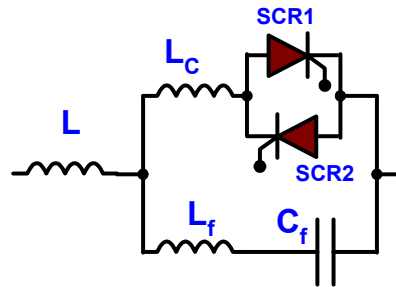


Figura 3.9.- Esquema modificado de un compensador TCI+C.

En [Hsu:09-99] se pueden encontrar otras configuraciones para TCI+C modificados que intentan solucionar los inconvenientes planteados. Si se plantea en una carga conectada en un sistema trifásico, puede entenderse fácilmente la solución apuntada sin más que conectar tres grupos monofásicos en triángulo. Esta conexión presenta, frente a otras, dos ventajas fundamentales que conviene destacar: En primer lugar, se eliminan el tercer armónico en la corriente de compensación y en segundo lugar, es posible realizar la compensación independiente en cada fase. En [Czarnecki:07-94] se utiliza un TCI trifásico con control del instante de disparo independiente en cada fase para la compensación de las asimetrías, aunque las componentes de secuencia homopolar son bloqueadas en el primario del transformador Δ -Y, conectando los TCI+C en el primario del transformador, donde solo están presentes las componentes de secuencia negativa.

3.2.3 Compensación mediante control de fase sobre condensadores.

Los TSC's (Thyristor Switched Capacitor) solventan la problemática de la compensación reactiva capacitiva, cuando se utilizan bancos de condensadores conectados / desconectados mediante interruptores electrónicos. El problema fundamental de las baterías de condensadores es que se obtienen escalones de capacidades relativas, con lo cual no se cubre todo el rango de capacidades posibles para cubrir la demanda de potencia reactiva. Para resolver este problema en [Karady: 07-92] se propone la regulación capacitiva continua mediante el circuito siguiente:

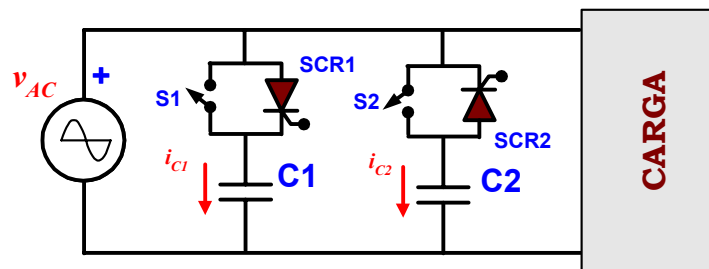


Figura 3.10.- TSC en configuración dual.

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

A este circuito se le denomina configuración dual, donde se observa que para el control de encendido se utiliza el tiristor (SCR1, SCR2) y para el control de bloqueo se utiliza un interruptor electrónico controlable a bloqueo y conducción (S1, S2), que puede ser por ejemplo un transistor IGBT. La utilización de S1 y S2 depende del sentido de la corriente del condensador (i_{C^*}). Dado que en cada una de las ramas del TSC existen dos semiconductores, el ángulo de conducción de cualquier semiconductor, para un funcionamiento adecuado del circuito, puede regularse entre 0° y 180° .

Existen dos modos de funcionamiento de la configuración dual mostrada en la figura anterior, atendiendo al tiempo que los interruptores están conduciendo y como es la forma de onda de la corriente en el TSC ($i_{C1}+i_{C2}$):

- En el modo de corriente discontinua, la corriente total por el TSC se anula durante unos determinados instantes, cuando no hay interruptores controlados activados. El tiempo de conducción (δ) de los interruptores varía entre 0° y 90° .
- En el modo de corriente continua la corriente $i_{C1}+i_{C2}$ no llega a anularse debido a que se producen solapes en la conducción de los interruptores. El tiempo de conducción de los interruptores varía entre 90° y 180° .

En el modo de corriente discontinua se dispara el tiristor SCR1 con un ángulo de disparo α durante el ciclo positivo de la tensión alterna de entrada (v_{AC}). Posteriormente, en $\pi/2$, cuando la corriente se extingue por el SCR1, se provoca el cierre del interruptor S1 y la corriente circula en sentido contrario al estado anterior hasta el ángulo $(\pi - \alpha)$. Mientras exista un interruptor cerrado (SCR1 o S1) la tensión en el condensador es igual a la existente en la red de suministro para después permanecer constante hasta el siguiente disparo del SCR1, que se provocará cuando la tensión en el condensador y en la red de suministro sea del mismo valor. El valor de la corriente eficaz por el condensador es igual a:

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{|X_C|} = C \cdot \omega \cdot V_{rms} \quad \text{Ec. 3.18}$$

El funcionamiento de los interruptores SCR2 y S2 es similar al de SCR1 y S1 cuando estamos en el semiciclo negativo de la tensión de entrada, por lo que las ramas conducen alternativamente. El ángulo de conducción de cada interruptor puede variar en este modo de trabajo entre 0° y 90° , mostrándose en la figura 3.11 las formas de onda aproximadas para un ángulo de conducción de los interruptores $\delta=45^\circ$ y los intervalos de conducción de los diversos semiconductores.

Se observa que, una vez transcurrido el transitorio inicial, cada vez que se dispara cualquier interruptor de potencia (tiristor o elemento controlable), la tensión en el condensador es igual a la tensión de línea, evitando de esta manera picos de corrientes excesivos que circula por el semiconductor. La potencia reactiva total generada, de tipo capacitiva, cuando variamos el ángulo de conducción entre 0° y 90° varía entre los valores de cero ($\delta=0^\circ$) y el valor máximo que puede generar el condensador ($\delta=90^\circ$), es decir:

$$0 \leq Q_{Total} \leq C \cdot \omega \cdot V_{rms}^2 \Rightarrow 0^\circ \leq \delta \leq 90^\circ \quad \text{Ec. 3.19}$$

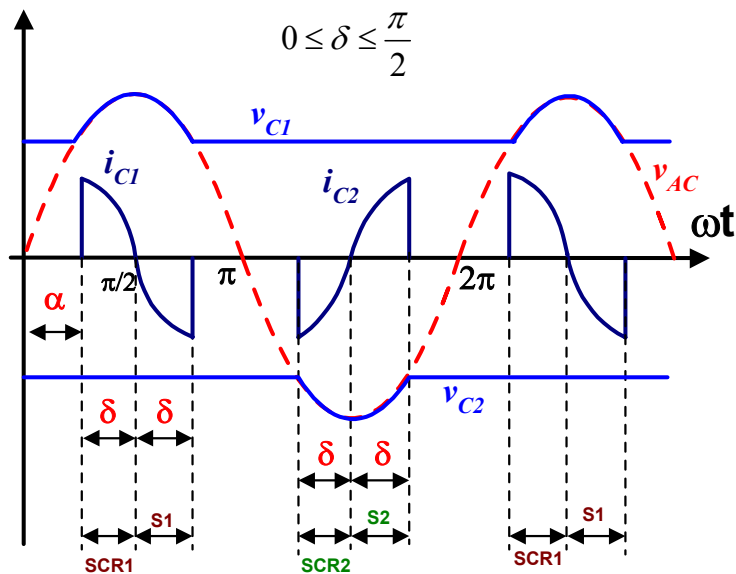


Figura 3.11.- Formas de onda de tensión y corriente e intervalos de conducción en un TSC dual con intervalo de conducción δ entre 0° y 90° .

Cuando el ángulo de conducción de los interruptores se varía entre 90° y 180° existen instantes en que ambas ramas del TSC conducen simultáneamente, por lo que se duplica el valor de la corriente y permite una regulación de corriente de hasta dos veces la intensidad que circularía por el condensador (i_C), como puede observarse en la figura siguiente:

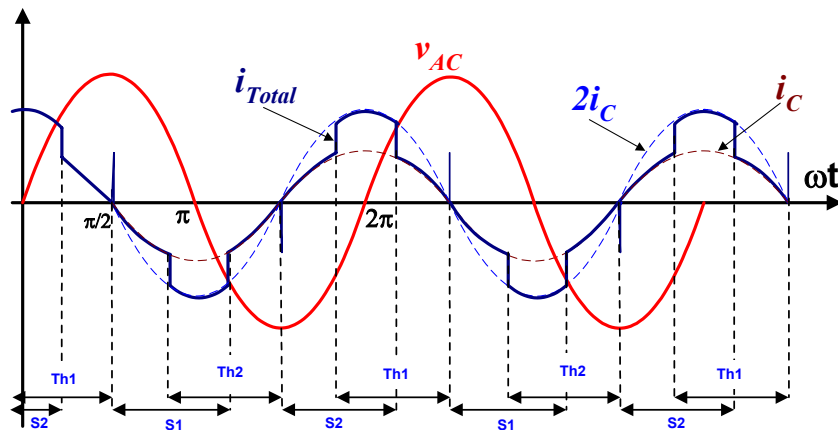


Figura 3.12.- Formas de onda de tensión y corriente e intervalos de conducción en un TSC dual con intervalo de conducción δ entre 90° y 180° .

Mediante la variación del ángulo de disparo de los semiconductores de potencia se consigue establecer el modo de funcionamiento del TSC y se puede realizar la compensación de potencia reactiva cuando la demanda de la carga es variable.

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

El principal inconveniente de esta configuración es la generación de componentes armónicas, ya que la corriente que se genera, al igual que ocurría con los TCI, no es senoidal pura. Además, para limitar el pico de carga de los condensadores y proteger a los semiconductores frente a di/dt elevados, se hace necesario la inclusión de una bobina en serie con cada una de las ramas del TSC, lo que puede provocar resonancias no deseables. Con la configuración dual la tensión máxima que han de soportar los semiconductores es menor a dos veces la tensión máxima de la red de suministro

Realizando el desarrollo en Serie de Fourier de la intensidad por el TSC se obtienen los valores eficaces de la componente fundamental y del resto de todas las componentes armónicas [Karady: 07-92].

$$I_{TSC_1 rms} = \frac{V_{rms} \cdot \omega \cdot C}{\pi} (2\delta - \text{sen}2\delta)$$

$$I_{TSC_n rms} = \frac{2 \cdot V_{rms} \cdot \omega \cdot C}{\pi} \left(\frac{(-1)^{n-1/2} \cdot \text{sen}((n-1)\delta)}{n-1} + \frac{(-1)^{n+1/2} \text{sen}((n+1)\delta)}{n+1} \right)$$

Ec. 3.20

donde n representa el orden de la componente armónica ($n=3,5,7,9,\dots$) y δ el ángulo de conducción del semiconductor. La potencia reactiva generada cuando variamos el ángulo de conducción entre 90° y 180° varía entre el valor máximo que puede generar el condensador y el doble de dicho valor, es decir:

$$V_{rms}^2 \cdot \omega \cdot C \leq Q_{TSC} \leq 2 \cdot V_{rms}^2 \cdot \omega \cdot C \quad \Rightarrow \quad 90^\circ \leq \delta \leq 180^\circ$$

Ec. 3.21

El valor de potencia reactiva que puede generar el TSC según el ángulo de conducción de los semiconductores es:

$$Q_C = V_{rms} \cdot I_{C_1} = \frac{V_{rms}^2 \cdot \omega \cdot C}{\pi} (2\delta - \text{sen}2\delta) \quad \frac{\pi}{2} \leq \delta \leq \pi$$

Ec. 3.22

Otra posible configuración de un TSC es la mostrada en la figura siguiente y denominada *configuración única*. En esta configuración se dispone de un condensador (o bancos de condensadores) y el número de semiconductores se reduce a dos, del tipo totalmente controlados y conectados en antiparalelo, formando un interruptor de alterna totalmente controlado, tal como se muestra en la figura.

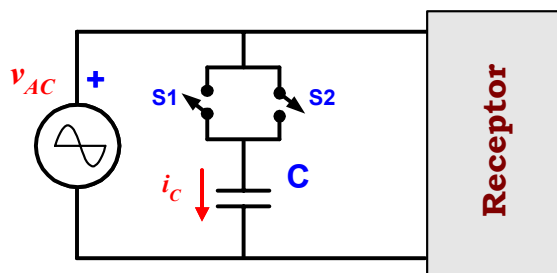


Figura 3.13.- TSC en configuración única.

La regulación de corriente se consigue al dejar conducir cada semiconductor durante un ángulo de conducción 2δ , tal y como se puede observar en las formas de onda adjuntas. Según la duración del ángulo de conducción (2δ) variamos el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente que circula por el condensador.

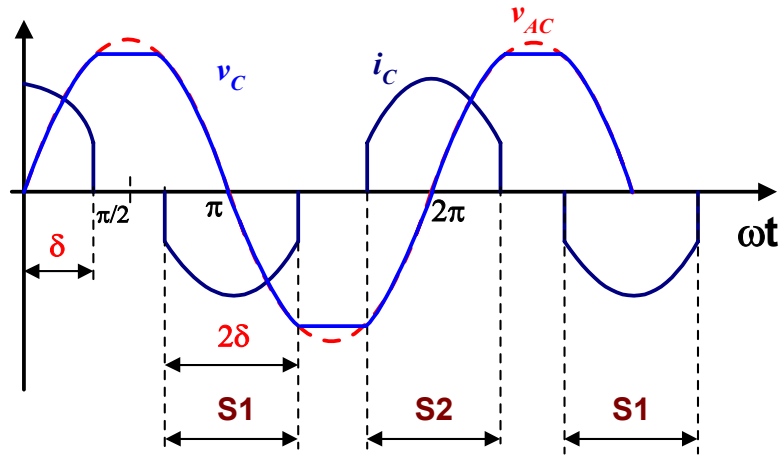


Figura 3.14.- Formas de onda en un TSC en configuración única.

Al igual que ocurre con las configuraciones previas, con estos circuitos se generan componentes armónicas de la corriente, ya que dicha corriente no es senoidal pura. Realizando el desarrollo en Serie de Fourier de la corriente por el condensador se obtiene que los valores eficaces de la componente fundamental y del resto de las componentes armónicas de la corriente para el TSC en configuración única son:

$$I_{TSC_1 rms} = \frac{V_{rms} \cdot \omega \cdot C}{\pi} (2\delta + \text{sen}2\delta) \tag{Ec. 3.23}$$

$$I_{TSC_n rms} = \frac{2 \cdot V_{rms} \cdot \omega \cdot C}{\pi} \left(\frac{\text{sen}((n-1)\delta)}{n-1} + \frac{\text{sen}((n+1)\delta)}{n+1} \right)$$

donde n representa el orden de la componente armónica ($n=3,5,7,9,\dots$) y 2δ el ángulo de conducción del semiconductor.

Del análisis realizado en [Karady:07-92] comparando las componentes armónicas de los TSC frente a los TCI, se comprueba que son muy superiores en los condensadores conmutados (TSC). Una posible solución para la atenuación de la distorsión armónica es poner en paralelo con el compensador de reactiva unos filtros pasivos, para la eliminación de los armónicos deseados (filtros sintonizados) y la inclusión de una inductancia en serie con el condensador para limitar las variaciones bruscas de corrientes respecto al tiempo.

A partir de la representación de las ecuaciones de la corriente eficaz de la componente fundamental para la configuración dual y única, se puede observar que:

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

- En la configuración dual no resulta efectivo la regulación entre 0° y 25° y entre 155° y 180° , por lo que la corriente reactiva solo puede controlarse con precisión en el rango de 30° a 150° .
- En la configuración única el control se puede realizar para ángulos de conducción del semiconductor entre 0° y 120° .

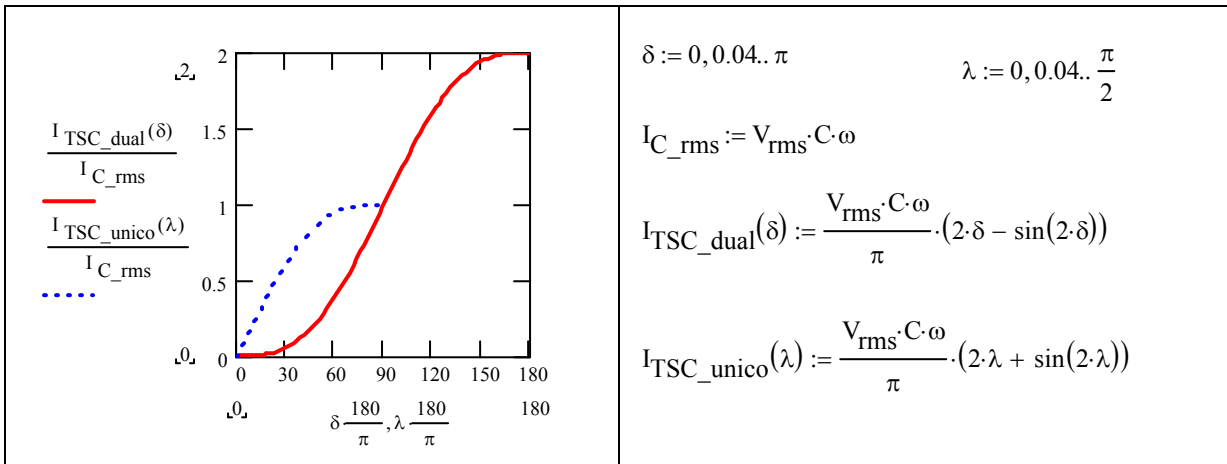


Tabla 3.1.- Corriente eficaz p.u. de la componente fundamental para la configuración dual (Ec. 3.20) y para la configuración única (Ec. 3.23).

Una ventaja de la configuración única frente a la dual es que la tensión máxima en extremos del semiconductor es menor que la tensión máxima de la red de suministro.

3.2.4 Compensación mediante inversores con fuente de tensión.

La compensación de reactiva mediante inversores alimentados con fuente de tensión (VSI o voltage source inverter) se puede explicar mediante el circuito de la figura siguiente.

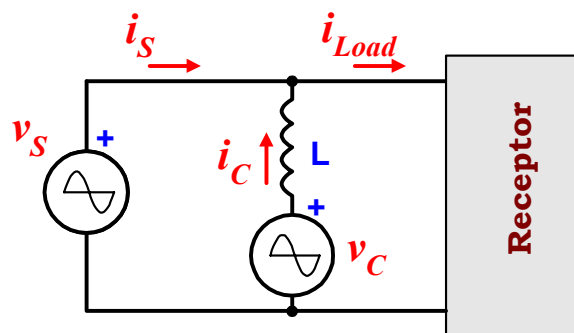


Figura 3.15.-Diagrama de bloques de un compensador activo.

La fuente de tensión alterna v_s representa a la red eléctrica de suministro y v_c es un generador de tensión senoidal controlado que se encuentra conectado a la red a través de una inductancia serie (L). La tensión a la salida de v_c está en fase con la tensión de la red eléctrica de suministro y se puede variar tanto el desfase como la amplitud de la senoide de salida de v_c . Según sea el signo de la diferencia entre las tensiones v_s y v_c se puede controlar el valor de la corriente de compensación que circula por la bobina (i_c), pudiendo hacer que vaya en adelanto (capacitiva) o

en retraso (inductiva), y pudiendo actuar como generador o como carga. Controlando la amplitud de la tensión de salida en v_C podemos controlar la amplitud de la corriente que circula por la bobina, y en el caso en que las tensiones v_S y v_C están en fase, si $v_S < v_C$, entonces el circuito de compensación actúa como generador, y si $v_S > v_C$, entonces el circuito de compensación actúa como carga.

En el caso de generar corriente de tipo capacitivo para la compensación de la potencia reactiva demandada por el receptor, el flujo de energía es bidireccional entre el receptor y el circuito de compensación, por lo que, teóricamente, no hay consumo de potencia activa en el circuito. Realmente si que existe un pequeño consumo de energía en el circuito de compensación debido a que en los circuitos de compensación reales no se alcanza un rendimiento del 100% y siempre existen algunas pérdidas, por lo que un consumo de potencia activa de la red de suministro cubrirá las pérdidas energéticas en el compensador.

El caso más simple, y que a la vez permite entender el funcionamiento de estos compensadores, es el de un inversor monofásico, formado por cuatro interruptores electrónicos controlados y cuatro diodos. El esquema eléctrico de un inversor monofásico en puente completo conectado a la red de suministro de alterna se muestra en la figura siguiente.

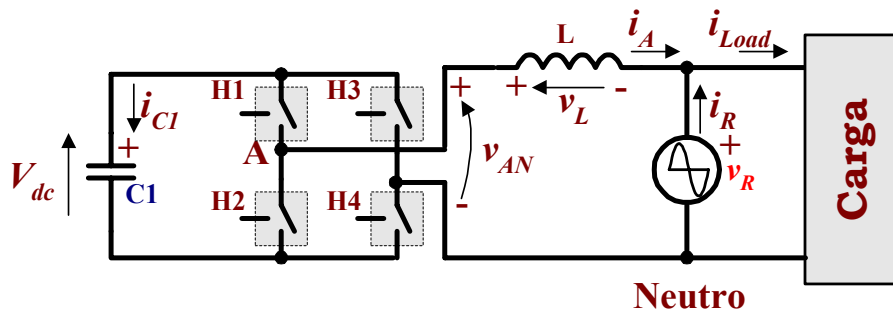


Figura 3.16.- Diagrama de bloques de un inversor monofásico de conexión a red.

El inversor VSI se puede controlar mediante la modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) en el rango lineal del índice de modulación de amplitud (m_a). Para poder obtener una señal de salida senoidal de la frecuencia deseada se realiza la comparación de dos señales:

- Una señal de control $v_{control}$ de tipo senoidal de frecuencia f_l igual a la frecuencia de la componente armónica fundamental ($n=1$) que se desea obtener a la salida del inversor. La señal senoidal se utiliza para variar el ciclo de trabajo de los interruptores al variar su amplitud, siendo $V_{control_pk}$ el valor máximo o de pico de la señal de control.
- Una señal triangular, v_{tri} , de frecuencia (f_{tri}) superior a la senoidal y que es la que establecerá la frecuencia de conmutación ($f_{tri}=f_s$ o switching frequency) de los semiconductores de potencia. La amplitud de la señal triangular es normalmente constante y de valor V_{tri_pk} .

El índice de modulación de amplitud se designa por m_a y su valor es:

$$m_a = \frac{V_{control_pk}}{V_{tri_pk}} \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad \text{Ec. 3.24}$$

El índice de modulación de frecuencia se designa por m_f y su valor es:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} = \frac{f_{tri}}{f_{v_{control1}}} \quad m_f > 1 \quad \text{Ec. 3.25}$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación de los interruptores, que es de igual valor que la frecuencia de la señal triangular, y f_1 que es la frecuencia de la señal senoidal de control y que coincidirá con la componente armónica fundamental de la tensión de salida del inversor.

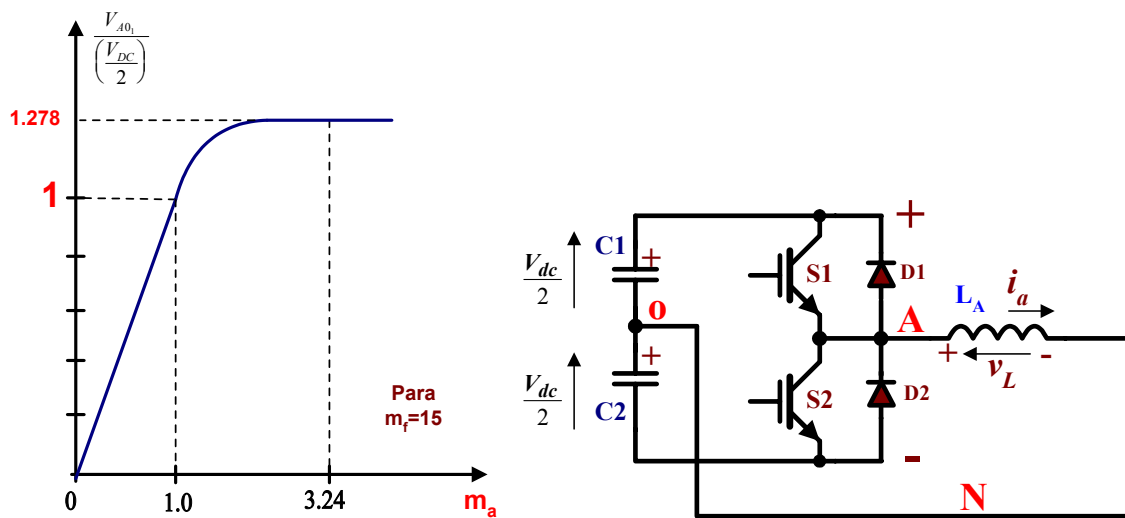


Figura 3.17.- Índice de modulación de amplitud y tensión de salida normalizada de un semipunto

A partir del análisis realizado en [Mohan:95], se distinguen tres regiones de trabajo posible dependiendo del valor del índice de modulación de amplitud, tal como se muestra en la figura anterior para un valor de $m_f=15$.

- Zona lineal, ($0 < m_a < 1$) donde la tensión de salida depende directamente del valor del índice de modulación de amplitud.
- Zona de sobremodulación, ($1 < m_a < 3.24$) donde la amplitud máxima de la componente armónica fundamental puede variar entre el caso límite de la zona lineal ($V_{Ao\ max_1} = \frac{1}{2}V_{dc}$) y el caso en que entra en señal cuadrada ($V_{Ao\ max_1} < \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}$). Por lo tanto:

$$\frac{V_{dc}}{2} < V_{Ao\ max_1} < \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{con } m_a > 1 \text{ (sobremodulación)} \quad \text{Ec. 3.26}$$

- Zona de señal cuadrada ($3.24 < m_a$) en la que la tensión a la salida del inversor es una señal cuadrada que adopta los valores de $+\frac{1}{2}V_{dc}$ durante el semiciclo positivo y de $-\frac{1}{2}V_{dc}$ durante

el semiciclo negativo, siendo los dos semiciclos iguales. A partir del análisis de Fourier de la señal cuadrada obtenida a la salida del inversor se obtiene que el valor máximo de la componente armónica fundamental alcanza el valor:

$$V_{Ao\ max_1} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} = 1.273 \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{Ec. 3.27}$$

Una desventaja de este modo de trabajo es que el inversor no es capaz de regular la amplitud de la tensión de salida. Si se desea variar la amplitud de la senoide de salida hay que actuar variando el nivel de continua (V_{dc}) a la entrada del inversor.

De las tres regiones, la que interesa para estas aplicaciones es la zona lineal, ya que el valor máximo de la componente armónica fundamental en la salida del inversor trabajando en la zona lineal alcanza el valor:

$$V_{AN\ max_1} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{con } m_a \leq 1 \quad \text{Ec. 3.28}$$

y depende directamente del índice de modulación de amplitud, suponiendo que la tensión en el condensador es continua. En una modulación SPWM el valor de la bobina L determina el rizado de la corriente a la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia. Si variamos la amplitud de la componente fundamental de V_{AN_1} podemos variar la amplitud de la corriente que circula por la bobina al mismo tiempo que se puede variar el desfase de la corriente respecto a la tensión en la red de suministro, que puede ser en adelanto o retraso (capacitivo o inductivo).

Las ecuaciones que definen el comportamiento del circuito del inversor (VSI), a partir del circuito representado en la figura adjunta, son las siguientes:

$$v_{AN} = v_{RN} + v_L = v_{RN} + L \frac{di_A}{dt} \quad \text{Ec. 3.29}$$

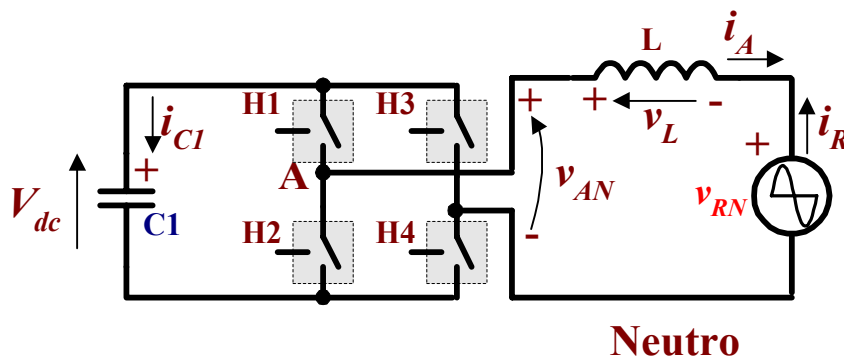


Figura 3.18.- Inversor monofásico con conexión a la red de suministro.

La tensión en la bobina L viene expresada por:

$$v_L = Z_L \cdot i_A = j \cdot \omega \cdot L \cdot i_A = j(2\pi f) \cdot L \cdot i_A \quad \text{Ec. 3.30}$$

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

y teniendo en cuenta que las expresiones las referimos a la componente fundamental y que se considera la tensión de red como una senoide pura, se tiene:

$$v_{AN_1} = v_{RN} + v_{L_1} = v_{RN} + L \frac{di_{A_1}}{dt} \quad \text{Ec. 3.31}$$

Representándolas por sus fasores nos queda:

$$\vec{V}_{AN_1} = \vec{V}_{RN} + \vec{V}_{L_{comp\ 1}} = \vec{V}_{RN} + j \cdot \omega \cdot L \cdot \vec{I}_{A_1} \quad \text{Ec. 3.32}$$

Si suponemos que existe un desfase entre la corriente (i_A) y la tensión del generador (v_{RN}), cuyo valor viene definido por un ángulo φ_i , y un desfase entre la componente fundamental de la tensión a la salida del inversor (V_{AN_1}) y la tensión del generador (v_{RN}), cuyo valor viene definido por un ángulo φ_v , el diagrama fasorial genérico para este convertidor de potencia es el mostrado en la parte derecha de la siguiente figura:

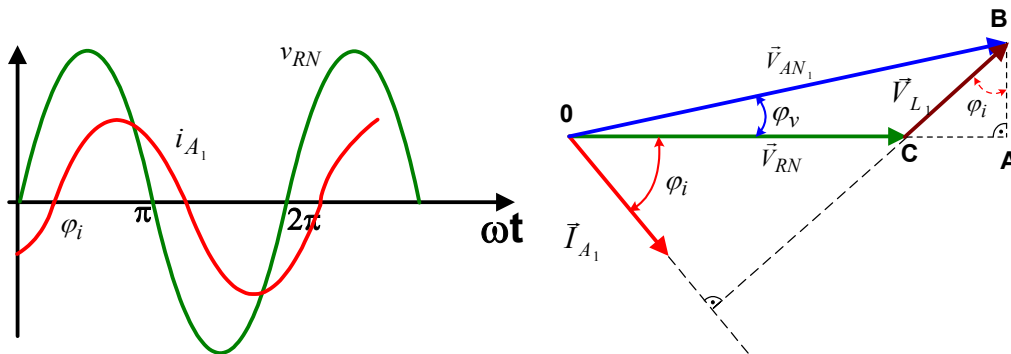


Figura 3.19.- Formas de onda en un inversor monofásico y diagrama fasorial.

Suponiendo que la tensión alterna es senoidal pura, con lo que contiene solo la componente armónica fundamental ($V_{RN} = V_{RN_1}$), entonces, la potencia activa (P) suministrada por el convertidor de potencia a la fuente de alterna viene expresada por:

$$P = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(0 - (-\varphi_i)) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(\varphi_i) \quad \text{Ec. 3.33}$$

Dicha expresión se transforma en:

$$P = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(\varphi_i) \frac{\omega L V_{RN}}{\omega L V_{RN}} = \frac{V_{RN}^2}{\omega L} \frac{\omega L \cdot I_{A_1} \cdot \cos(\varphi_i)}{V_{RN}} = \frac{V_{RN}^2}{\omega L} \frac{V_L \cdot \cos(\varphi_i)}{V_{RN}} \quad \text{Ec. 3.34}$$

Observando en la figura 3.19 los ángulos que existen al dibujar el segmento AB, se obtiene la siguiente relación trigonométrica:

$$\overline{AB} = V_L \cdot \cos \varphi_i = \omega L \cdot I_{A_1} \cdot \cos \varphi_i = V_{AN_1} \sin \varphi_v \quad \text{Ec. 3.35}$$

y por lo tanto se obtiene que la potencia activa (P) suministrada por el convertidor de potencia es:

$$P = \frac{V_{RN}^2}{\omega L} \left(\frac{V_{AN_1}}{V_{RN}} \text{sen } \varphi_v \right) \quad \text{Ec. 3.36}$$

La potencia reactiva (Q) suministrada por el convertidor de potencia a la fuente de alterna viene expresada por:

$$Q = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(0 - (-\varphi_i)) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen } \varphi_i \quad \text{Ec. 3.37}$$

Observando nuevamente en la figura 3.19 los ángulos que existen al dibujar el segmento OCA, se obtiene la siguiente relación:

$$\overline{OC} + \overline{CA} = \overline{OA} \\ V_{RN} + V_{L_1} \cdot \text{sen } \varphi_i = V_{RN} + \omega \cdot L \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen } \varphi_i = V_{AN_1} \cdot \text{cos } \varphi_v \quad \text{Ec. 3.38}$$

de donde se obtiene que:

$$I_{A_1} \cdot \text{sen } \varphi_i = \frac{V_{AN_1} \cdot \text{cos } \varphi_v - V_{RN}}{\omega L} \quad \text{Ec. 3.39}$$

Sustituyendo en la expresión de la potencia reactiva se obtiene:

$$Q = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen } \varphi_i = \frac{V_{AN_1} \cdot \text{cos } \varphi_v - V_{RN}}{\omega L} V_{RN} = \frac{V_{RN}^2}{\omega L} \left(\frac{V_{AN_1}}{V_{RN}} \text{cos } \varphi_v - 1 \right) \quad \text{Ec. 3.40}$$

Hay que tener en cuenta que el valor anterior de la potencia reactiva (Q) es la suministrada por el convertidor conmutado y por la inductancia en serie con el convertidor, L . Si la frecuencia de conmutación del convertidor es elevada, entonces el valor de la bobina L puede ser pequeño y entonces la potencia reactiva calculada con la expresión anterior es prácticamente la potencia reactiva entregada por el convertidor a la red de suministro.

Se observa que para una tensión de entrada senoidal v_{RN} y para una bobina dada L , se pueden obtener los valores deseados de P y Q controlando la amplitud y la fase de V_{AN_1} . La figura 3.20 muestra como es posible variar \vec{V}_{AN_1} manteniendo la amplitud de \vec{I}_{A_1} constante. Los dos círculos se han trazado a partir de los fasores \vec{I}_{A_1} y \vec{V}_{L_1} , lo que permite elegir cualquier punto del círculo formado a partir de \vec{V}_{L_1} como punto final de \vec{V}_{AN_1} . El fasor de la corriente será perpendicular a \vec{V}_{L_1} y tendrá su origen en el centro del círculo trazado.

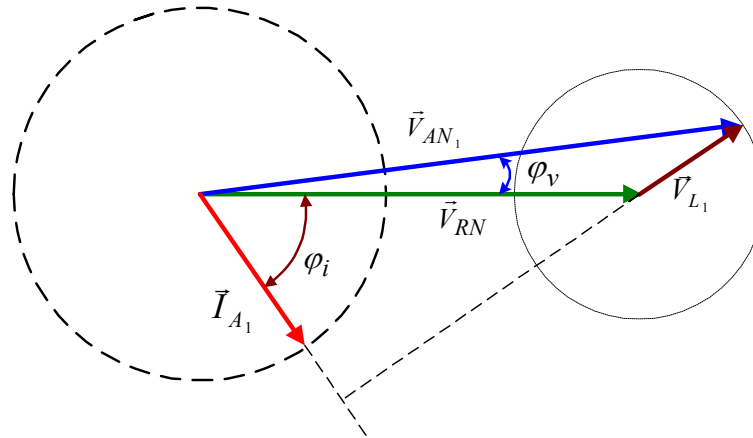


Figura 3.20.- Círculos con los posibles puntos finales para los fasores de la corriente de salida del inversor y tensión a la salida del inversor.

A partir del análisis general realizado y tal como se indica en [Chakravorti:07-94] y en [Ekanayake:06-96], se plantean los siguientes casos de interés:

- 1) Rectificador con factor de potencia unitario, donde la corriente va desfasada 180° respecto a la tensión de la red de suministro. El diagrama fasorial correspondiente a este modo de trabajo se representa en el gráfico adjunto:

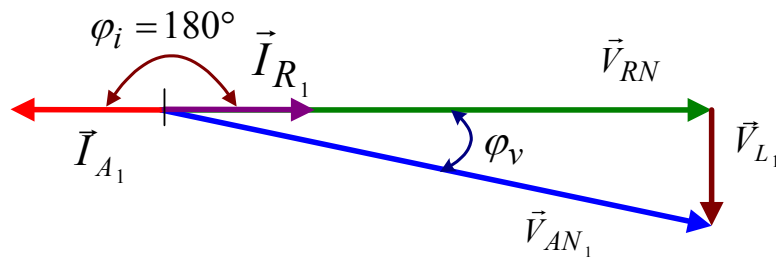


Figura 3.21.- Diagrama fasorial de un rectificador monofásico con f.d.p. unitario.

En este caso, actuando como rectificador controlado con factor de potencia unitario, se tiene que:

$$P = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(0 - (\pi)) = -V_{RN} \cdot I_{A_1}$$

$$Q = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \sin(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \sin(0 - (\pi)) = 0$$

Ec. 3.41

El signo negativo de la potencia activa indica que se está suministrando potencia activa desde la red de suministro de alterna al circuito de continua. En este caso se verifica que:

$$V_{AN_1} = \sqrt{V_{RN}^2 + (\omega L \cdot I_{A_1})^2}$$

Ec. 3.42

- 2) Realizando el adecuado control sobre la corriente a la salida del inversor, se puede provocar el comportamiento capacitivo del inversor, con corriente de fase adelantada

90° respecto a la tensión de la fase, tal como se indica en el diagrama fasorial adjunto, obteniéndose una potencia reactiva de valor (potencia reactiva capacitiva).

$$Q = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(0 - (-90^\circ)) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \quad \text{Ec. 3.43}$$

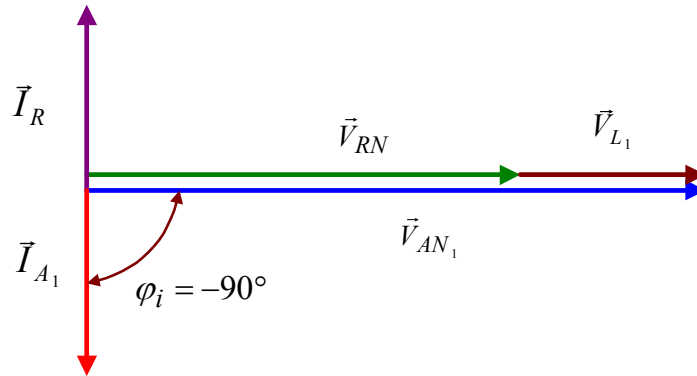


Figura 3.22.- Inversor de conexión a red actuando como un condensador.

3) Inversor conectado a la red eléctrica, donde la corriente de salida del convertidor conmutado va en fase respecto a la tensión de la red de suministro. El diagrama fasorial correspondiente a este modo de trabajo se representa en el gráfico adjunto:

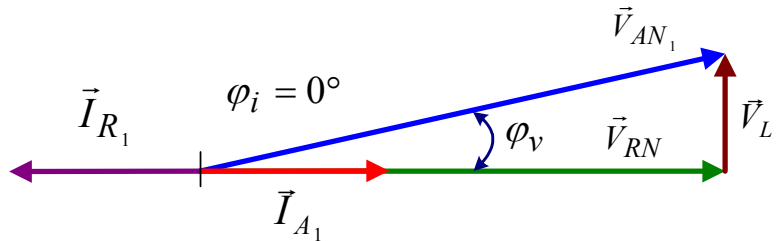


Figura 3.23.- Inversor de conexión a red actuando como generador.

En este caso, actuando como inversor, se tiene que:

$$P = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \cos(0 - (0)) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \quad \text{Ec. 3.44}$$

$$Q = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(0 - (0)) = 0$$

El signo positivo de la potencia activa indica que se está suministrando potencia activa a la red de suministro de alterna a partir del bus de continua, en el que se deberá disponer de una fuente de energía de continua (baterías, paneles fotovoltaicos,...).

4) Si la corriente de fase se atrasa 90° respecto a la tensión de fase se provoca el comportamiento del inversor como una bobina, con un consumo de potencia reactiva inductiva de valor:

$$Q = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(\varphi_{V_{RN}} - \varphi_{I_{A_1}}) = V_{RN} \cdot I_{A_1} \cdot \text{sen}(0 - (90^\circ)) = -V_{RN} \cdot I_{A_1} \quad \text{Ec. 3.45}$$

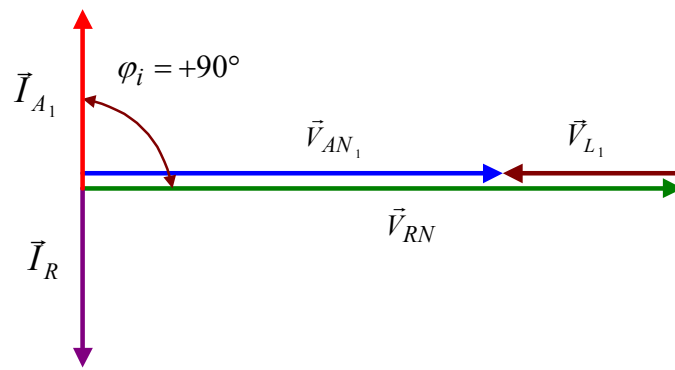


Figura 3.24.- Inversor de conexión a red actuando como una bobina.

Para el caso en que la frecuencia de conmutación es suficientemente alta (> 20 kHz), entonces la inductancia L necesaria para el correcto funcionamiento del convertidor puede ser pequeña y por tanto se puede hacer la aproximación de que los valores eficaces son:

$$V_{AN_1} \approx V_{RN} \quad \text{Ec. 3.46}$$

Para controlar el valor y sentido (generación / absorción) de la potencia activa y reactiva, se debe de controlar los siguientes parámetros:

- La amplitud V_{AN_1} .
- El ángulo de fase φ_v entre V_{AN_1} y la tensión de la red de suministro.

En el puente inversor VSI, la tensión de continua en bornes del condensador C_{dc} es de valor V_{dc} . Dicha tensión se obtiene al cargar el condensador a través del convertidor conmutado. El valor de la tensión continua debe ser suficientemente alto ya que la tensión V_{AN_1} debe tener un valor máximo igual que la tensión máxima de la red de suministro. Teniendo en cuenta que el inversor se suele controlar por modulación de ancho de impulso en la zona lineal, el índice de modulación de amplitud deberá ser menor o igual a 1 ($m_a \leq 1$), por lo tanto, el valor máximo de la componente armónica fundamental de la tensión de salida del convertidor es:

$$V_{AN \max_1} = m_a \cdot V_{dc} \geq V_{RN \max} = \sqrt{2} \cdot V_{RN} \quad \text{Ec. 3.47}$$

Teniendo en cuenta que en la zona lineal $0 \leq m_a \leq 1$, entonces:

$$V_{dc} \geq \frac{\sqrt{2} \cdot V_{RN \text{ rms}}}{m_a} \quad \text{Ec. 3.48}$$

Cargar el condensador del bus de continua con una tensión superior a la tensión máxima de la red de suministro se puede conseguir haciendo trabajar al convertidor conmutado como un convertidor elevador, almacenando energía en la bobina L durante unos ciclos y enviando dicha energía al condensador durante otros ciclos.

En el diseño de la bobina hay que tener en cuenta su tamaño. Para que sea reducido, debemos trabajar a frecuencias de conmutación elevadas (superiores a 5kHz), llegando a un compromiso en la elección de la frecuencia de conmutación, tamaño de la bobina y las pérdidas de conmutación en los semiconductores de potencia.

3.3 Compensación de ineficiencias en sistemas trifásicos con cargas lineales.

Además de la ineficiencia por desfases entre la tensión y la corriente que da lugar a los flujos bidireccionales de energía reactiva entre el generador y el receptor en los sistemas monofásicos y trifásicos, en los sistemas trifásicos también se presenta la ineficiencia debida a la asimetría y cuyos efectos se han descrito en el capítulo 2 de la presente tesis.

Al contrario que con la energía reactiva consumida por los receptores, que se encuentra penalizada en la facturación por consumos de energía, los flujos de energía asociados a las asimetrías no tienen ninguna penalización actualmente, aunque en [Czarnecki:07-96] se pueden encontrar comentarios sobre la necesidad de realizar cambios en los actuales sistemas de tarifas, ya que los actuales contadores han sido diseñados para formas de onda simétricas y senoidales y no contemplan la asimetría como una causa de ineficiencia del sistema. Comentarios muy similares al anterior se pueden encontrar también en [IEEE.WG:01-96].

En los siguientes apartados se describen los medios disponibles en la actualidad para la compensación de las ineficiencias provocadas por cargas lineales desequilibradas conectadas a sistemas trifásicos a cuatro hilos. Es evidente que, dado la nula repercusión en la facturación por energía eléctrica debido a la ineficiencia por asimetría, los principales interesados en los equipos de compensación de asimetrías son las compañías de producción y distribución de energía eléctrica. En [Chakravorti:07-94] se indica que los beneficios que se derivan de un factor de potencia ajustado son:

- Reducción de las pérdidas de energía.
- Mejorar la capacidad de generación, transmisión y distribución del sistema.
- Reducción de las caídas de tensión y mejora de la regulación de tensión.
- Eliminación de interferencias con líneas de comunicación.
- Mejora de la calidad del suministro eléctrico en el punto de suministro del usuario final.
- Reducción de los gastos en nuevas inversiones.
- Mejora de los ingresos debido a las mejoras en la tensión.
- Aumento de la vida útil de los equipos eléctricos.

Es difícil que un solo dispositivo sea capaz de conseguir la compensación total de las ineficiencias presentes en los sistemas de distribución de energía eléctrica, así como también es fácil encontrar algunos dispositivos utilizados para compensar alguna de las ineficiencias y por

mal funcionamiento o incorrecto diseño provocan otras ineficiencias aún peores. Tal como se indica en [Czarnecki:07-95] las posibilidades de utilización de los dispositivos de compensación y la mejora de sus prestaciones pasan principalmente por los progresos en los procesadores digitales de señales y semiconductores de potencia y en los avances en las teorías de la potencia eléctrica en sistemas desequilibrados.

3.3.1 Compensación de desfases mediante baterías de condensadores.

La compensación de los desfases entre las corrientes y las tensiones en los sistemas trifásicos se ha resuelto habitualmente mediante la utilización de las baterías de condensadores, cuyo principio de funcionamiento es similar al indicado para los sistemas monofásicos.

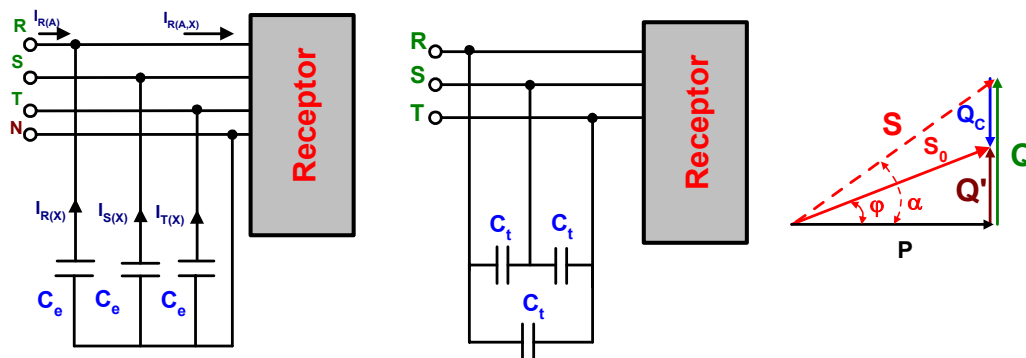


Figura 3.25.- Compensación de reactiva mediante batería de condensadores en instalaciones trifásicas.

Para la conexión en estrella la potencia reactiva total proporcionada por los condensadores C_e conectados en estrella corresponde a la suma de las potencias reactivas de cada una de las fases:

$$Q_{C_total} = 3 \cdot (\omega \cdot C_e \cdot V_{RN\ rms}^2) \quad \text{Ec. 3.49}$$

A partir del triángulo de potencias mostrado en la figura anterior se obtiene:

$$\operatorname{tg} \varphi - \operatorname{tg} \alpha = \frac{Q - Q_c}{P} - \frac{Q}{P} = -\frac{Q_c}{P} \quad \text{Ec. 3.50}$$

Igualando las dos últimas expresiones se obtendrá la capacidad necesaria para reducir el desfase desde un ángulo α a otro φ :

$$C_e = \frac{P}{3 \cdot \omega \cdot V_{RS\ rms}^2} (\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \varphi) = \frac{P}{\omega \cdot V_{RS\ rms}^2} (\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \varphi) \quad \text{Ec. 3.51}$$

La potencia reactiva de una batería de condensadores conectada en triángulo en función de la capacidad de cada condensador C_t es

$$Q_{C_total} = 3 \cdot (\omega \cdot C_t \cdot V_{RS\ rms}^2) \quad \text{Ec. 3.52}$$

y operando al igual que antes se obtiene que:

$$C_t = \frac{P}{3 \cdot \omega \cdot V_{RS \text{ rms}}^2} (\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \varphi) \quad \text{Ec. 3.53}$$

Se observa a partir de las ecuaciones anteriores y para una misma potencia reactiva, que la capacidad de los condensadores en estrella es tres veces mayor que los de la batería de condensadores en triángulo.

En los sistemas eléctricos reales es frecuente la presencia de cargas variables en las que la mejora del factor de potencia (f.d.p.) se realiza por medio de baterías de compensación variables, constituidas por varias baterías de condensadores fijas (C1, C2 y C3 en la figura adjunta) que pueden ser conectadas y desconectadas por medio de un regulador varmétrico, tal como se puede ver en la siguiente figura:

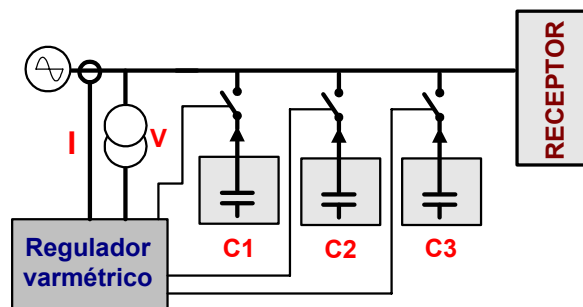


Figura 3.26.- Diagrama de bloques de una batería de compensación de potencia reactiva automática.

Los parámetros característicos de una batería de compensación de potencia reactiva automática son:

- El escalón o potencia de salida más pequeña.
- La composición que define las potencias de los escalones y el número de escalones.
- La potencia total reactiva de la batería de compensación.

El regulador varmétrico detecta en cada instante el factor de potencia de la red eléctrica y lo compara con el valor del f.d.p. deseado ($f.d.p._{ideal} \approx 1$). Como resultado de dicha comparación se determina la necesidad de conectar más o menos baterías de condensadores en paralelo con la instalación a compensar. Este tipo de compensación es discreta o discontinua, ya que el f.d.p. no se mantiene fijo, sino que varía entre unos márgenes determinados por los escalones disponibles. Las principales características de esta técnica de compensación de reactiva se pueden resumir en:

- Regulación de la potencia reactiva por escalones de condensadores.
- Regulación discontinua.
- Poca precisión en la regulación.
- Fuertes intensidades en la conexión de los condensadores.

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

- Distorsiones de tensión instantáneas coincidiendo con estas conexiones.
- Riesgos de resonancias L-C con las inductancias de la red.

Para una mejor regulación y optimización en el valor del f.d.p. se puede disponer de escalones de diferentes capacidades, que proporcionan distintas compensaciones de potencia reactiva. Si la demanda de potencia reactiva es muy dinámica y se precisa de una compensación continua sin los escalones típicos de una batería de condensadores, se puede utilizar [Sezi:05-00] la combinación de un banco de condensadores con escalones en paralelo con un compensador activo como lo que se describen en los siguientes apartados.

Si la conmutación de los condensadores se realiza solo unas pocas veces al día la conmutación de los condensadores se realiza mediante disyuntores u otros elementos mecánicos, recibiendo el nombre de MSC (condensador conmutado mecánicamente) [Grünbaum:05-99]. La misión de un MSC es satisfacer la demanda de potencia reactiva en régimen permanente.

Si la conmutación de los condensadores ha de realizarse con mayor frecuencia a lo largo del día se puede recurrir a un TSC (condensador controlado por tiristores), pero con un control todo o nada. En este caso los tiristores se encargan de conectar o desconectar el condensador para un número entero de ciclos de la tensión de red. Para eliminar los transitorios durante la puesta en conducción de los tiristores, se debe comparar la polaridad y nivel de tensión en el condensador con el nivel de la tensión de suministro, para que en el momento de la conexión ambas tensiones sean del mismo valor o asegurarse de la descarga del condensador durante el tiempo en que está desconectado y realizar su conexión con el paso por cero de la tensión de red.

3.3.2 Compensadores de asimetrías.

Los filtros de secuencia son unos dispositivos capaces de equilibrar cualquier receptor asimétrico, de forma que al conectarse en bornes del receptor asimétrico, el conjunto receptor más filtro de secuencia absorbe únicamente un sistema de corrientes equilibradas de la misma secuencia de fase que las excitaciones. En la figura adjunta se indica el flujo de corrientes existente entre la carga, el generador y el filtro de secuencia donde se observa que el generador solo ha de suministrar la componente simétrica de secuencia directa de la corriente.

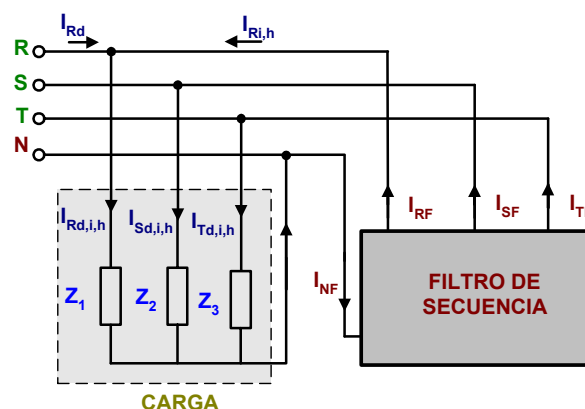


Figura 3.27.- Diagrama de bloques de un filtro de secuencia para una carga trifásica desequilibrada.

El circuito general que incluye el generador trifásico y la carga desequilibrada se muestra en la siguiente figura, considerando que se dispone de un sistema trifásico equilibrado en tensiones y de secuencia directa y con el neutro accesible:

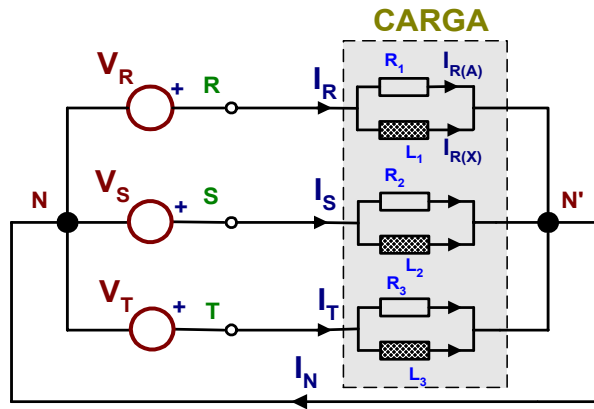


Figura 3.28.- Esquema de la instalación eléctrica ineficiente.

El diagrama general del filtro de secuencia inversa se muestra en la figura adjunta, y como puede observarse, el filtro de secuencia estará formado por dos redes, RED-1 y RED-2, que deben provocar que el generador suministre solamente la componente de secuencia directa (activa y reactiva):

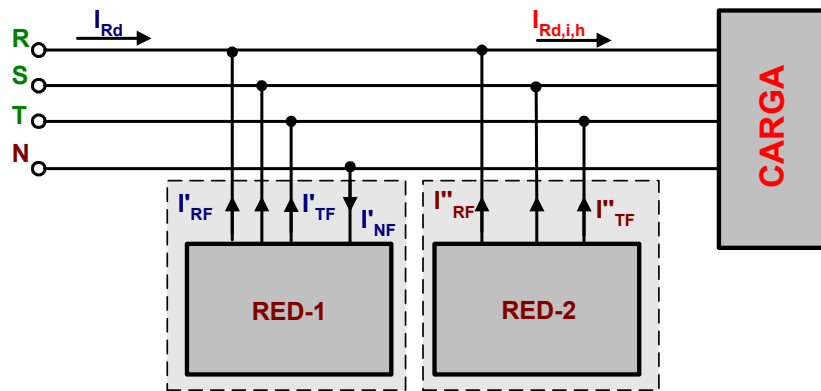


Figura 3.29.- Diagrama de bloques de un filtro de secuencia.

Las impedancias a colocar en el filtro que se conecta en estrella (RED-1) tienen los siguientes valores [León:4292-2001]:

$$\vec{Z}_{fe1} = -\vec{Z}_{CD1} = \frac{3}{j\sqrt{3} \cdot \left(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3} \right) - \frac{2}{\vec{X}_1} + \frac{1}{\vec{X}_2} + \frac{1}{\vec{X}_3}} \quad \text{Ec. 3.54}$$

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

$$\vec{Z}_{fe2} = -\vec{Z}_{CD2} = \frac{3}{j\sqrt{3} \cdot \left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_1} \right) + \frac{1}{\vec{X}_1} - \frac{2}{\vec{X}_2} + \frac{1}{\vec{X}_3}}$$

$$\vec{Z}_{fe3} = -\vec{Z}_{CD3} = \frac{3}{j\sqrt{3} \cdot \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{\vec{X}_1} + \frac{1}{\vec{X}_2} - \frac{2}{\vec{X}_3}}$$

Las impedancias a colocar en el filtro que se conecta en triángulo (RED-2) tienen los siguientes valores:

$$\vec{Z}_{ft1} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}}$$

$$\vec{Z}_{ft2} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3}}$$

Ec. 3.55

$$\vec{Z}_{ft3} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_1}}$$

Si el valor de las impedancias del filtro es positivo, se implementan con bobinas, mientras que impedancias del filtro negativas se implementan mediante condensadores.

El circuito final, correspondiente a la carga desequilibrada ($Z_1 \neq Z_2 \neq Z_3$) y al filtro de secuencia inversa formado por Z_{fe1} , Z_{fe2} , Z_{fe3} , Z_{ft1} , Z_{ft2} y Z_{ft3} , es el que se muestra a continuación, donde además se indica el flujo de las corrientes entre el generador, la carga y el filtro (solo para la fase R).

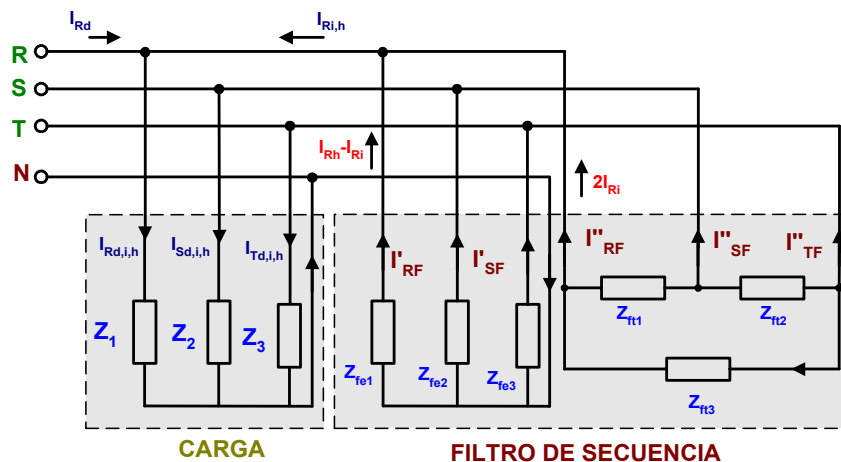


Figura 3.30.- Esquema final del filtro de secuencia en paralelo a la carga.

3.3.3 Compensadores de asimetrías y desfases.

Los filtros de secuencia integral pueden compensar la componente reactiva de la carga, por lo que pueden eliminar plenamente las ineficiencias de las cargas lineales: asimetrías y desfases (reactiva). Los filtros de secuencia integral, conectados en bornes del receptor asimétricos, son capaces de suministrar a la carga, los sistemas de corrientes de distinta secuencia que la secuencia de la principal, que es establecida por las fuerzas electromotrices del generador.

Las impedancias de los filtros en cada una de las fases pueden conectarse en triángulo y/o en estrella. La conexión en estrella es menos aconsejable, dado que no se puede garantizar que las tensiones se mantengan en su valor nominal. En la figura 3.31 se representa el diagrama de bloques y el flujo de corrientes en un sistema formado por un generador equilibrado y de secuencia directa, un receptor asimétrico con neutro accesible y su correspondiente filtro de secuencia integral.

En ausencia del filtro, el generador debe suministrar a la carga las componentes directa, inversa y homopolar de las corrientes que necesita el receptor asimétrico para poder funcionar. Al conectar el filtro de secuencia integral, el receptor continúa absorbiendo las mismas corrientes, pero el generador sólo debe suministrar la componente directa en fase con la tensión (corriente de secuencia directa activa), lo que aumenta la eficiencia en el generador, ya que solo suministra un sistema de corrientes trifásico equilibrado y de secuencia directa, en fase con las tensiones, mientras que la corriente de secuencia directa reactiva, la corriente inversa y la corriente homopolar son suministradas por el filtro de secuencia. Las mejoras que introducen este tipo de compensadores se han expuesto en el capítulo 2, donde se han efectuado comparaciones entre un circuito y su equivalente equilibrado.

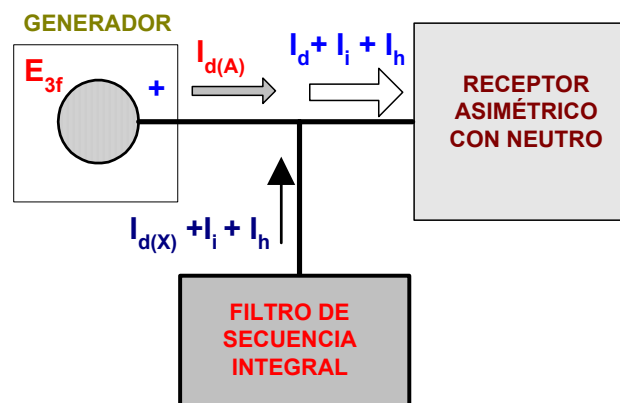


Figura 3.31.- Funcionamiento de un filtro de secuencia integral.

Los elementos que integran los filtros de secuencias son bobinas y condensadores, ya que son dispositivos que almacenan energía. El empleo de resistencias no es aconsejable, para evitar el consumo adicional de potencia y los problemas derivados de la disipación de calor en ellas. El uso de resistencias hace que el rendimiento del filtro sea más bajo.

El sistema de generadores de tensión trifásica del que disponemos es de secuencia directa y equilibrado, con el neutro accesible, y se conecta una carga lineal desequilibrada conectada entre las fases R-S-T y el neutro (Figura 3.28). El valor de las corrientes en cada una de las fases del circuito es el siguiente:

$$\begin{aligned} \vec{I}_R &= \frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{Z}_1} = \left(\frac{\vec{V}_R}{R_1} + \frac{\vec{V}_R}{\vec{X}_1} \right) = \vec{I}_{R(activa)} + \vec{I}_{R(reactiva)} \\ \vec{I}_S &= \frac{\vec{V}_{SN}}{\vec{Z}_2} = \frac{a^2 \cdot \vec{V}_{RN}}{\vec{Z}_2} = a^2 \cdot \left(\frac{\vec{V}_{RN}}{R_2} + \frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{X}_2} \right) = \vec{I}_{S(activa)} + \vec{I}_{S(reactiva)} \\ \vec{I}_T &= \frac{\vec{V}_{TN}}{\vec{Z}_3} = \frac{a \cdot \vec{V}_{RN}}{\vec{Z}_3} = a \cdot \left(\frac{\vec{V}_{RN}}{R_3} + \frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{X}_3} \right) = \vec{I}_{T(activa)} + \vec{I}_{T(reactiva)} \end{aligned} \quad \text{Ec. 3.56}$$

A partir de los valores anteriores se puede realizar el cálculo de las componentes simétricas de la corriente, y siguiendo el procedimiento indicado en [León:4292-2001] se diseñan las impedancias que constituyen el filtro de secuencia integral. El circuito que contiene la carga y el filtro de secuencia integral se muestra en la figura 3.32, donde también se han representado los flujos de las corrientes entre generador, carga y filtro de secuencia integral (solo en la fase R).

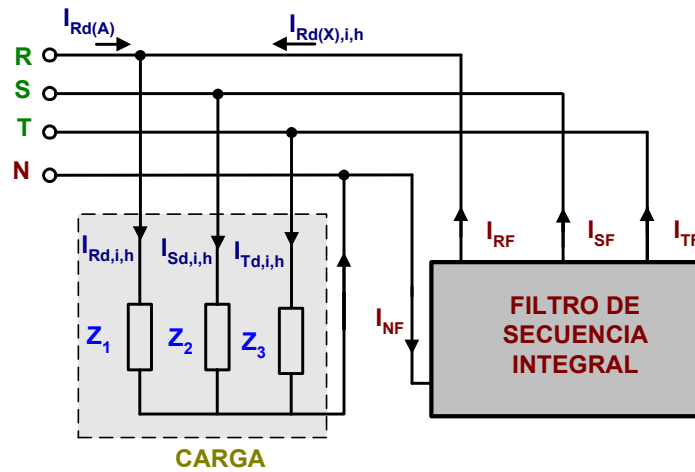


Figura 3.32.- Corrientes entregadas por el filtro de secuencia integral a la carga.

El filtro de secuencia integral se descompone en dos redes que deben provocar que el generador suministre solamente la componente de secuencia directa activa. La red-1 está formada por las impedancias ($Z_{fe1} \neq Z_{fe2} \neq Z_{fe3}$) conectadas en estrella y la red-2 está formada por las impedancias ($Z_{ft1} \neq Z_{ft2} \neq Z_{ft3}$) conectadas en triángulo. El circuito que representa a la carga y el filtro de secuencia integral se muestra en la figura adjunta, a la vez que se indica el flujo de las corrientes entre el generador, la carga y el filtro.

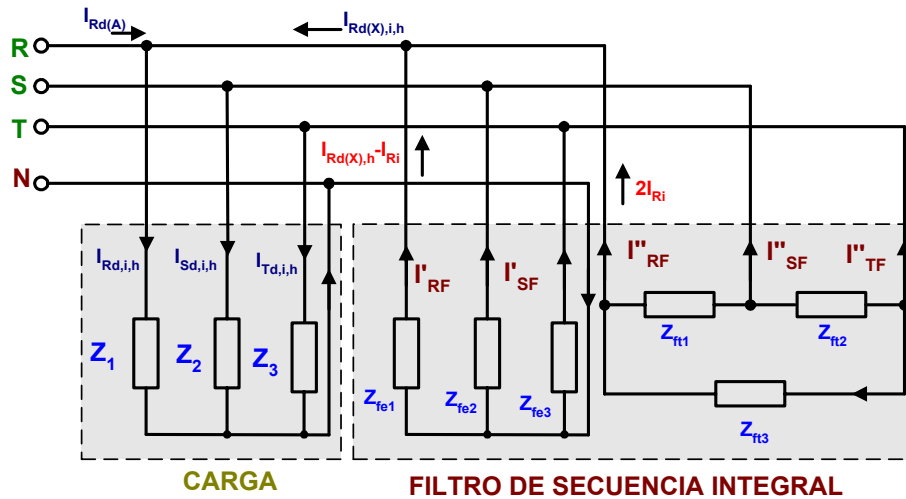


Figura 3.33.- Esquema del filtro de secuencia integral junto a la carga.

El valor de las impedancias de la red conectada en estrella se calcula de la misma forma que en el caso de los filtros de secuencia inversa analizado anteriormente, obteniendo una impedancias para el filtro en estrella de valor:

$$\begin{aligned} \vec{Z}_{fe1} &= \frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{I}'_{RF}} = \frac{1}{-\frac{1}{\vec{X}_1} + j\frac{1}{\sqrt{3}}\left(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3}\right)} \\ \vec{Z}_{fe2} &= \frac{\vec{V}_{SN}}{\vec{I}'_{SF}} = \frac{1}{-\frac{1}{\vec{X}_2} + j\frac{1}{\sqrt{3}}\left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_1}\right)} \\ \vec{Z}_{fe3} &= \frac{\vec{V}_{TN}}{\vec{I}'_{TF}} = \frac{1}{-\frac{1}{\vec{X}_3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right)} \end{aligned} \quad \text{Ec. 3.57}$$

Las impedancias de la parte del filtro de secuencia integral conectado en triángulo se obtienen a partir de las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \vec{Z}_{ft1} &= -j\frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}} \\ \vec{Z}_{ft2} &= -j\frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3}} \end{aligned} \quad \text{Ec. 3.58}$$

$$\vec{Z}_{ft3} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_1}}$$

En instalaciones industriales, donde es habitual la existencia de redes de condensadores para la compensación de la reactiva o si se quiere separar el fenómeno de la compensación de la reactiva y de la asimetría, se pueden conectar dos redes diferentes, como se muestra en el esquema adjunto:

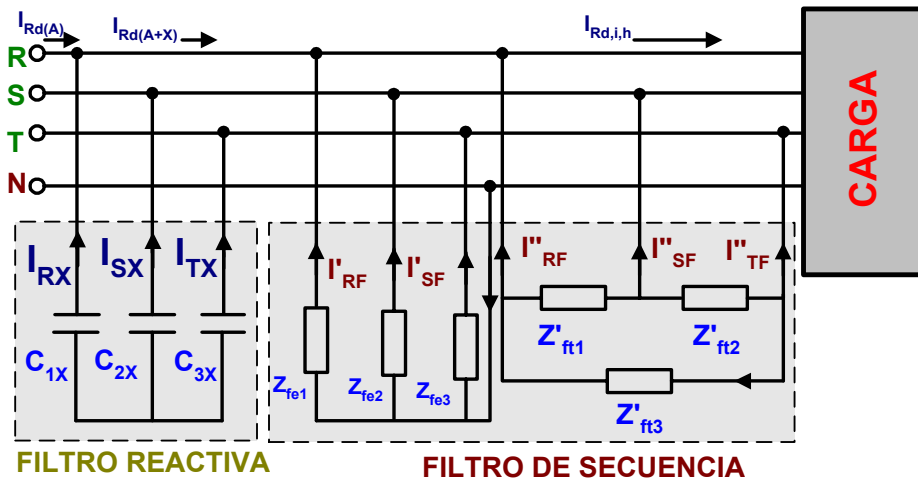


Figura 3.34.- Filtro de secuencia en paralelo a batería de condensadores para la compensación total de ineficiencias presentes en sistemas trifásicos a cuatro hilos con carga lineales desequilibradas.

La técnica que se utiliza en este caso es, equilibrar el sistema primero mediante el filtro de secuencia y luego se compensa la parte reactiva, ya que así el cálculo de los condensadores es más simple al ser todos de valores iguales por tratarse de un sistema equilibrado. El valor de los condensadores de compensación de reactiva necesarios se calcula de la siguiente forma:

$$\vec{Z}_{C1(X)} = \vec{Z}_{C2(X)} = \vec{Z}_{C3(X)} = \frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{I}_{Rd(X)}} = \frac{-3}{\frac{1}{\vec{X}_1} + \frac{1}{\vec{X}_2} + \frac{1}{\vec{X}_3}} \quad \text{Ec. 3.59}$$

El valor de las impedancias del filtro de secuencia inversa se calcula de forma igual a los casos anteriores y sus valores son:

- Valores de las impedancias conectadas en estrella con neutro accesible cuando se dispone de batería de condensadores:

$$\vec{Z}'_{fe1} = \frac{\vec{V}_{RN}}{\vec{I}'_{RF} + \vec{I}_{Rd(X)}} = \frac{3}{j \cdot \sqrt{3} \left(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3} \right) - \frac{2}{\vec{X}_1} + \frac{1}{\vec{X}_2} + \frac{1}{\vec{X}_3}} \quad \text{Ec. 3.60}$$

$$\bar{Z}'_{fe2} = \frac{\bar{V}_{SN}}{I'_{SF} + \bar{I}_{Sd(X)}} = \frac{3}{j \cdot \sqrt{3} \left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_1} \right) + \frac{1}{\bar{X}_1} - \frac{2}{\bar{X}_2} + \frac{1}{\bar{X}_3}}$$

$$\bar{Z}'_{fe3} = \frac{\bar{V}_{TN}}{\bar{I}'_{TF} + \bar{I}_{Td(X)}} = \frac{3}{j \cdot \sqrt{3} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{\bar{X}_1} + \frac{1}{\bar{X}_2} - \frac{2}{\bar{X}_3}}$$

- Valores de las impedancias conectadas en triángulo cuando se dispone de batería de condensadores.

$$\bar{Z}'_{f1} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}}$$

$$\bar{Z}'_{f2} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3}}$$

Ec. 3.61

$$\bar{Z}'_{f3} = -j \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_1}}$$

En [León:02-01] se desarrolla un ejemplo de aplicación de compensación de una instalación desequilibrada en la que se dispone de equipo para la compensación de reactiva.

3.3.4 Compensador activo de asimetrías y desfases.

Los compensadores de asimetrías y desfases analizados para el caso monofásico se agrupan bajo la denominación general de compensadores estáticos de reactiva (Static Var Compensator o SVC) y todos ellos tienen su equivalente trifásico, añadiendo además la posibilidad de compensar las asimetrías. A lo largo de los años se han analizado y construido compensadores estáticos con diseños diversos, aunque sin embargo, la mayoría de ellos mantienen ciertas similitudes entre si. Este tipo de equipos son interesantes en aquellas instalaciones que no presentan variaciones, siendo útiles para la compensación de cargas fijas. En este tipo de situaciones, en aplicaciones de elevada potencia, donde se tiene información sobre cuando se va a conectar la carga, se pueden plantear circuitos como el mostrado en la siguiente figura y descrito en [Sezi:05-00] para compensar el desequilibrio y la reactiva producida por máquinas de soldadura.

En el circuito mostrado en la figura 3.35 el condensador C_r se diseña para la compensación de la reactiva asociada a la parte inductiva de la carga mientras que la inductancia L_a y el condensador C_a serán los responsables de equilibrar la carga y compensar la asimetría. Para el diseño de los componentes capacitivos e inductivos del circuito tan solo hay que disponer de los

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

valores asociados a la carga que se quiere compensar y utilizar las expresiones descritas en los apartados previos.

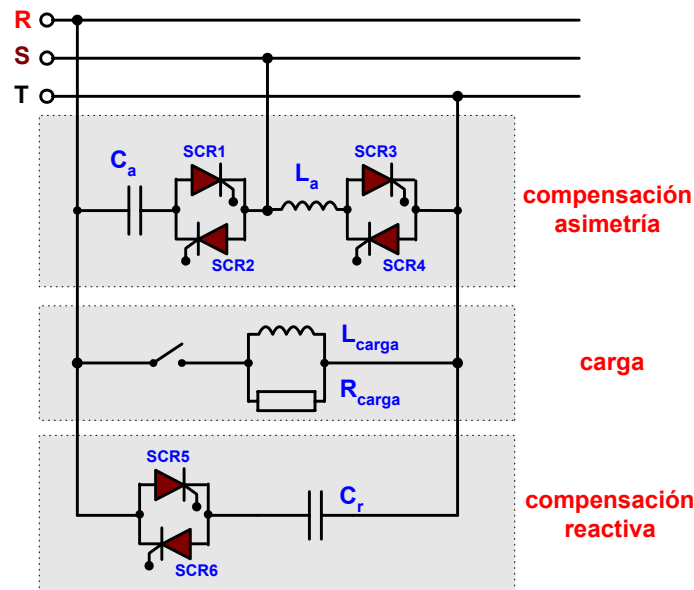


Figura 3.35.- Compensador activo de desequilibrios y desfases para cargas R-L monofásicas.

Cuando se considera la compensación de un conjunto de instalaciones industriales y domésticas las variaciones de la carga son continuas y por lo tanto la solución anterior no es viable. Es en estos casos cuando se pueden utilizar TCI+C trifásicos como el mostrado en la figura siguiente.

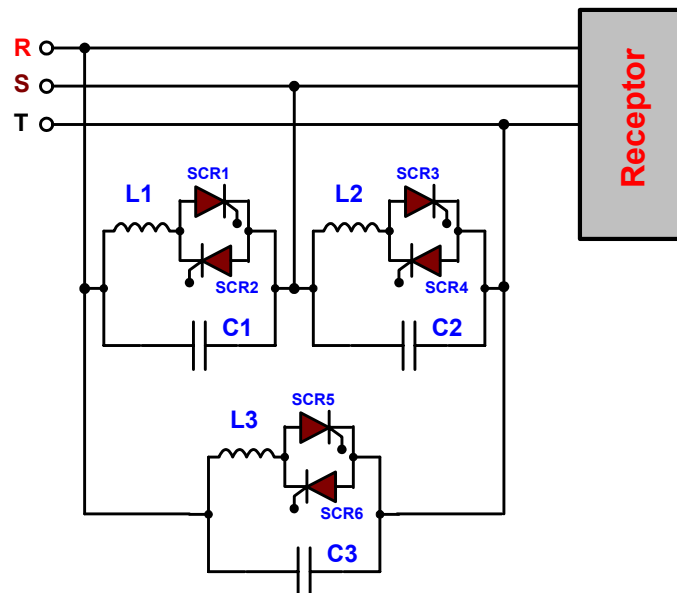


Figura 3.36.- Compensación continua de reactiva en sistemas trifásicos

En [León: 2001-4292], [Czarnecki:07-95] y [Hsu:09-99] se indica que este tipo de configuraciones pueden utilizarse tanto para la compensación de reactiva como para el equilibrado de la carga, denominándolos “Adaptive Balancing Compensator” (ABC). Para utilizarlo como compensador cada una de las ramas del TCI+C trifásico ha de ser controlado de

forma independiente, aunque dicho tipo de control, debido a la aparición de armónicos de corriente de elevado valor eficaz inyectados a la red, podría provocar que la asimetría fuera reemplazada por una distorsión elevada de la corriente. También se cita en [Czarnecki:07-95] que al utilizar un TCI+C trifásico para solo la compensación de reactiva se pueden producir resonancias entre el condensador del compensador y la inductancia del sistema, lo que se agravaría si el TCI+C trifásico ha de trabajar en sistemas con asimetrías y distorsiones en la tensión en el punto de conexión, siendo entonces recomendable sustituir cada célula del TCI+C por el circuito modificado propuesto en la Figura 3.9.

3.3.5 Compensación de ineficiencias mediante inversor trifásico VSI.

Al igual que con los inversores monofásicos, es posible controlar el flujo bidireccional de energía entre la red de suministro y una carga trifásica. La misma técnica de control SPWM se puede utilizar en inversores trifásicos y se obtienen los mismos resultados que en el caso monofásico pero con una reducción notable en las componentes armónicas múltiplos de tres.

El diagrama de bloques del circuito de control sería igual al mostrado anteriormente para el caso del inversor / rectificador monofásico donde la tensión de continua V_{dc} es regulada según el valor de referencia elegido V_{dc}^* . Para que el convertidor sea capaz de controlar la forma de onda de la corriente de entrada i_L^* (para que sea senoidal) el valor de la tensión V_{dc}^* debe elegirse cuidadosamente. El esquema eléctrico del puente trifásico con el circuito de control es el mostrado a continuación:

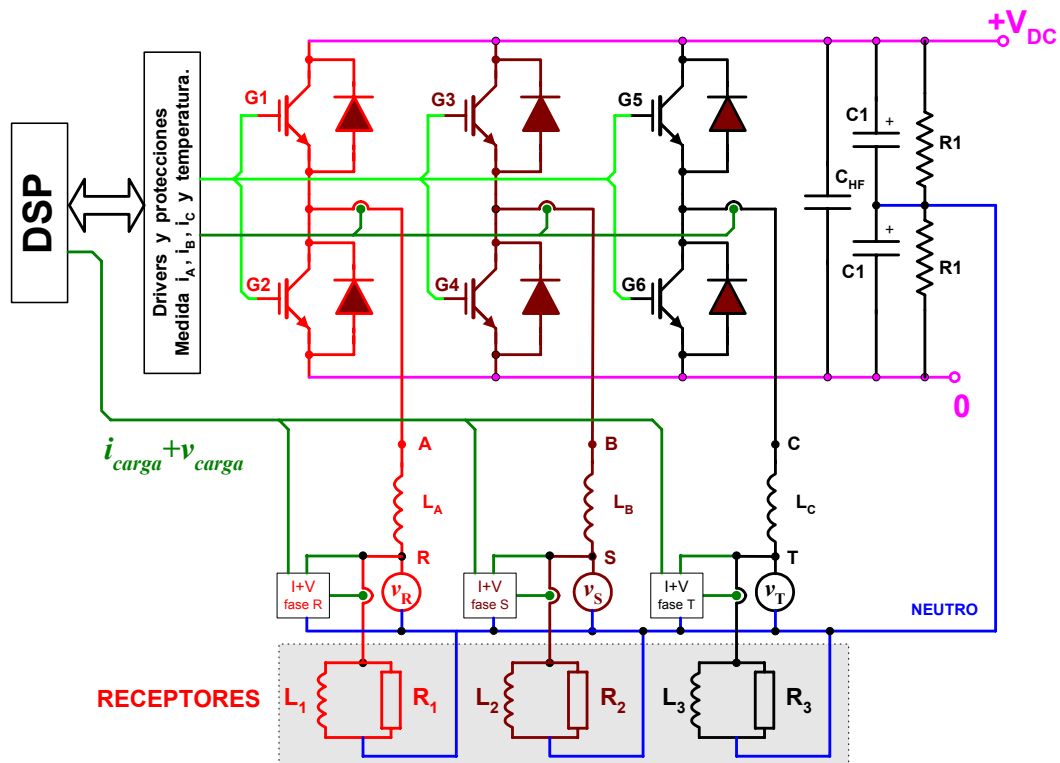


Figura 3.37.- Compensador activo de ineficiencias mediante inversor VSI trifásico

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

Si la frecuencia de conmutación es suficientemente elevada, la inductancia L_c en el lado de alterna puede ser pequeña, por lo que la caída de tensión en la bobina también será pequeña. Si en inversor / rectificador trifásico trabaja con modulación de ancho de pulso y en la zona lineal ($0 \leq m_a \leq 1$), [Mohan-95] entonces:

$$V_{dc} \geq \frac{2\sqrt{2}V_{RS}}{\sqrt{3}m_a} \approx \frac{1.634V_{RS}}{m_a} \quad \text{Ec. 3.62}$$

Una diferencia importante en la corriente continua i_{dc} en un convertidor trifásico típico, comparado con el monofásico, es que está formada por una corriente continua, de valor I_{dc} , con un pequeño rizado de corriente de alta frecuencia, no existiendo rizado de corriente a frecuencia doble de la red de suministro. El valor de la corriente es:

$$I_{dc} = \frac{3V_R I_R}{V_{dc}} \cos \alpha \quad \text{Ec. 3.63}$$

donde V_R representa la tensión en la fase R, I_R representa la corriente por la fase R y α es el ángulo de desfase entre la corriente y la tensión. Para el caso de un rectificador con factor de potencia unitario se verifica que $\alpha = 0$. Dado que solo las componentes de alta frecuencia circulan por el condensador C_{dc} , el valor de la capacidad necesaria es pequeña. Tal como se indica en [Jain:09-02] la potencia reactiva que puede entregar un filtro activo es el triple de la calculada para el inversor monofásico, obteniéndose su valor a partir del diagrama fasorial adjunto y del circuito equivalente de la instalación, habiéndose representado ambos para una sola de las tres fases.

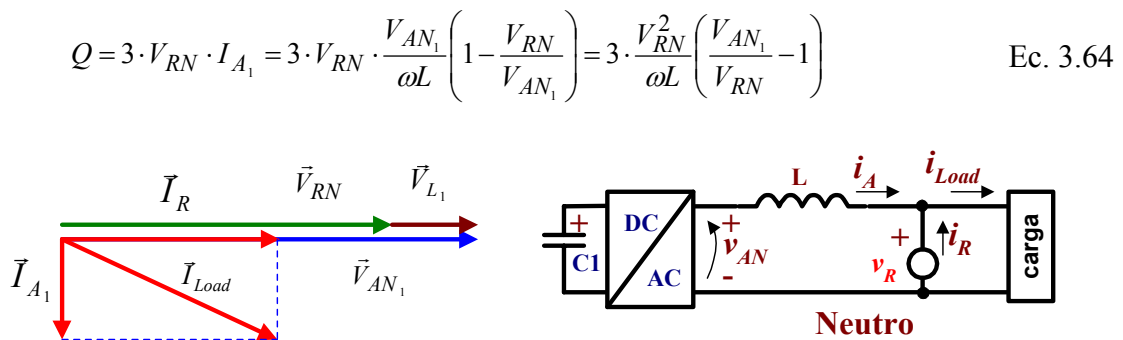


Figura 3.38.- Diagrama fasorial del convertidor conmutado como generador de reactiva y circuito equivalente para una fase del sistema trifásico

Dado que la parte experimental de la presente tesis va a utilizar un inversor trifásico como el mostrado en la figura anterior, se deja para un capítulo posterior el análisis de dicho convertidor, analizándose a continuación las principales topologías de compensadores activos utilizados actualmente para la mejora de la calidad de la red de suministro que se implementan mediante inversores VSI. Según como se realiza la conexión del filtro a la instalación eléctrica se puede hablar de filtros activos de potencia topología serie, paralelo y mixtos [Akagi:09-95].

En la topología serie la conexión del filtro se realiza conectando en serie la red de suministro a compensar y el transformador de la salida del compensador, que actuará como fuente de tensión.

Se utiliza para eliminar o reducir los desequilibrios de tensión y los armónicos de tensión presentes en la red aunque su principal inconveniente es que debe dimensionarse para soportar toda la potencia que precise la carga que se conecta en dicha línea además de soportar los cortocircuitos transitorios que se puedan presentar en la misma. Un ejemplo de regulador serie con modulación PWM se encuentra en la referencia [Venkataramanan:01-02].

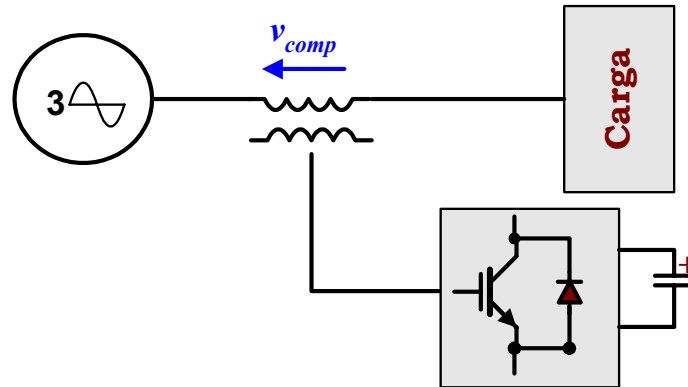


Figura 3.39.- Diagrama de bloques de un compensador de ineficiencias serie.

En la topología paralelo la conexión del filtro se realiza conectando en paralelo el compensador y la red de suministro a compensar, actuando como fuente de corriente. Este tipo de compensador suministra a la carga las componentes de corrientes que se desee, normalmente las que provocan las ineficiencias, mejorando la actuación del generador. Su principal ventaja frente a la topología serie es que se dimensionan para la potencia a corregir y no para toda la potencia de la carga.

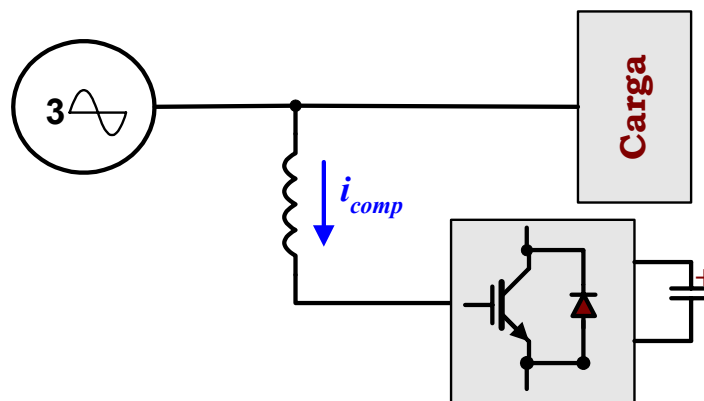


Figura 3.40.- Diagrama de bloques de un compensador de ineficiencias paralelo.

Si se tiene presente que los desequilibrios y la distorsión en tensión presente en la red es una consecuencia de los desequilibrios de las corrientes debido a las cargas monofásicas y las componentes armónicas de las corrientes debidas a las cargas no lineales, se puede afirmar que mediante la utilización de los filtros / compensadores de topología paralelo en los lugares adecuados, no sería necesaria la utilización de filtros / compensadores con topología serie. En la referencia [Akagi:05-94] se indica la preferencia, para compensadores activos de ineficiencias, por los inversores trifásicos con fuente de tensión en topología paralelo.

La topología mixta reúne las ventajas e inconvenientes de la serie y la paralelo y se suele utilizar el nombre “Unified Power Quality Conditioner” o UPQC para designarlo. La figura 3.41 muestra el diagrama de bloques del compensador activo mixto serie-paralelo. Tal como se indica en [Akagi:09-95], los UPQC utilizados en los sistemas de distribución eléctrica son diferentes en su forma de operar, en sus propósitos y en la estrategia de control de los “Unified Power Flow Controller” (UPFC) utilizados en los sistemas de transmisión AC. En [Aredes:04-98] indica que la misión de los UPQC es la compensación simultanea de las componentes armónicas de la tensión y de la corriente, mientras que los UPFC se utilizan para la compensación de componentes a frecuencia fundamental: compensación de reactiva, control del flujo de potencia y regulación de la tensión.

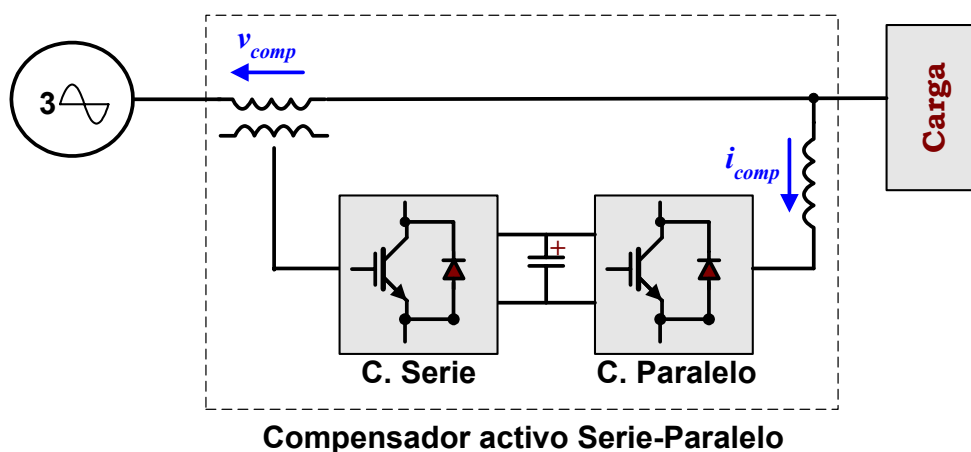


Figura 3.41.- Diagrama de bloques de un compensador de ineficiencias serie-paralelo.

En [Sedraoui:00-01] se puede encontrar un ejemplo de UPFC aplicado en la mejora de líneas de transmisión AC, denominado de forma genérica como FACTS (Flexible AC Transmission Systems). La utilización de estos equipos electrónicos está indicada en aquellas líneas en las que se desea aprovechar al máximo la capacidad de potencia de la línea transmitiendo potencia útil, evitándose de esta forma la necesidad de crear nuevos tendidos para la transmisión de energía eléctrica desde los puntos de generación a los de consumo, con los problemas medioambientales que provocan estos nuevos tendidos. El control del UPFC se efectúa a partir de la descomposición de las corrientes que circulan por la línea en el punto de conexión en sus componentes simétricas. A partir de dichos valores se establece la señal de control adecuada para que el compensador serie suministre las tensiones necesarias, en magnitud y desfase, para reducir/eliminar las ineficiencias existentes en la línea de transmisión. La energía necesaria para el compensador serie se obtiene a partir de un bus DC formado por una capacidad elevada. El valor de la tensión en el bus DC se mantiene estable dentro de unos límites gracias a la actuación del regulador paralelo. El regulador paralelo se controla mediante un control de corriente con banda de histéresis, calculando la corriente necesaria en función de las variaciones de tensión presentes en el bus DC. Las variaciones en el bus DC son ocasionadas por la operación del compensador serie, las pérdidas en conmutación de los polos de potencia del compensador serie y del compensador paralelo y las fugas en el bus DC. La corriente de referencia para el compensador paralelo se determina de forma que las corrientes consumidas sean de secuencia directa, lo que representa un consumo de potencia efectiva para poder mantener operativo el sistema de compensación de la línea de transmisión.

En la referencia [Prieto:01-00] se presenta un ejemplo de un UPQC. El filtro activo serie se encarga de equilibrar las tensiones aplicadas y eliminar los armónicos de tensión, además de regular la tensión de carga hasta conseguir un sistema de secuencia directa. El filtro activo paralelo, situado aguas abajo del filtro serie, se encarga de eliminar los armónicos de la intensidad de carga, así como las intensidades reactivas y de desequilibrio, compensando la intensidad de neutro. La tensión de compensación del filtro serie se obtiene por comparación entre la tensión de suministro y su componente de secuencia directa a la frecuencia fundamental.

En la referencia [Montaño:05-00] indica la dificultad de eliminar la corriente por el neutro con los compensadores habituales cuando hay presentes en el punto de conexión desequilibrios de tensión. Estos desequilibrios se identifican por la aparición de componentes homopolares de la tensión, proponiendo modificaciones de la teoría expuesta en [Akagi:05-84] y que en las simulaciones incluidas consiguen anular la corriente del neutro.

3.4 Ubicación de los compensadores.

La ubicación de un compensador puede variar atendiendo a las características de la instalación que se desea mejorar. La práctica totalidad de los efectos perjudiciales provocados por las ineficiencias debidas a las cargas conectadas no son apreciados por los usuarios particulares que las utilizan, excepto cuando se produce un corte en el suministro, como está ocurriendo en los días fríos de los últimos inviernos o en los días muy calurosos del verano. En estas situaciones puntuales la capacidad de generación máxima de energía es superior a la energía útil demandada pero las energías ineficientes presentes provocan que partes del sistema eléctrico tengan que ser desconectadas temporalmente para evitar la caída de todo el sistema. Estas situaciones empezaron a hacerse conocidas principalmente por los cortes de luz en California (USA) y en los últimos años han aparecido también en Europa (Italia, España,...).

Tal como se indica en [Sharma: 07-03], debido a los incrementos de potencia demandada, a la dificultad de establecer nuevas líneas de distribución en alta y media tensión y el elevado coste de renovar /ampliar las distribuciones de baja tensión existentes, la red eléctrica existente está funcionando cerca de los límites para los que se diseñó y además es más vulnerable a los problemas que se presentan. Mediante la utilización de compensadores de ineficiencias se podría reducir el número e impacto de los efectos perjudiciales provocados por las ineficiencias. Se pueden plantear tres tipos básicos de instalaciones del compensador de ineficiencias presentes en sistemas trifásicos:

- **Compensación individualizada** de cada carga: se realiza conectando un compensador en paralelo con cada carga capaz de provocar ineficiencias en el sistema eléctrico. Con este tipo de compensación se puede conseguir la máxima eficiencia en el sistema sin embargo implica la necesidad de disponer de la conexión trifásica en cada punto de suministro donde se conectan la carga y disponer de un compensador para cada receptor. En este tipo de compensación individualizada para cada carga puede ser útil la utilización de un compensador estático diseñado específicamente para cada carga (filtro de secuencia integral), pero nunca estaría justificado la utilización de un compensador activo dado el gran abanico de carga presentes en una instalación de este tipo, lo que exigiría o una gran variedad de modelos de compensadores o un desaprovechamiento de la capacidad de los mismos.

- Compensación de viviendas individuales (unifamiliares adosadas, urbanizaciones residenciales, pisos de una finca): se realiza conectando un compensador en paralelo con cada vivienda, compensando las ineficiencias que pueda provocar cualquier receptor que se conecte dentro de la vivienda. Con esta **compensación parcial** solo se necesita disponer de la conexión trifásica en el punto elegido para conectar el compensador y las potencias máximas a compensar vendrían impuestas por las potencias máximas de suministro contratadas, lo que reduce el número de compensadores necesarios para mejorar la eficiencia en este tipo de instalaciones. Con este tipo de instalación solo se precisa de un compensador y la tasa de utilización del compensador es muy superior a la solución individualizada del apartado anterior.
- Compensación de un conjunto de viviendas individuales (como fincas, etc.): este tipo de compensación puede denominarse **compensación global** y mediante el compensador conectado en la entrada de una parte o sección del sistema eléctrico se consigue compensar las ineficiencias provocadas por un grupo de usuarios. La elección de la potencia del compensador a utilizar se debería efectuar a partir de unas medidas realizadas en el punto donde se vaya a conectar el compensador, para cuantificar las ineficiencias presentes en dicha sección del sistema. La potencia del compensador será superior al caso del compensador parcial pero la tasa de utilización del compensador es máxima, obteniendo los máximos beneficios.

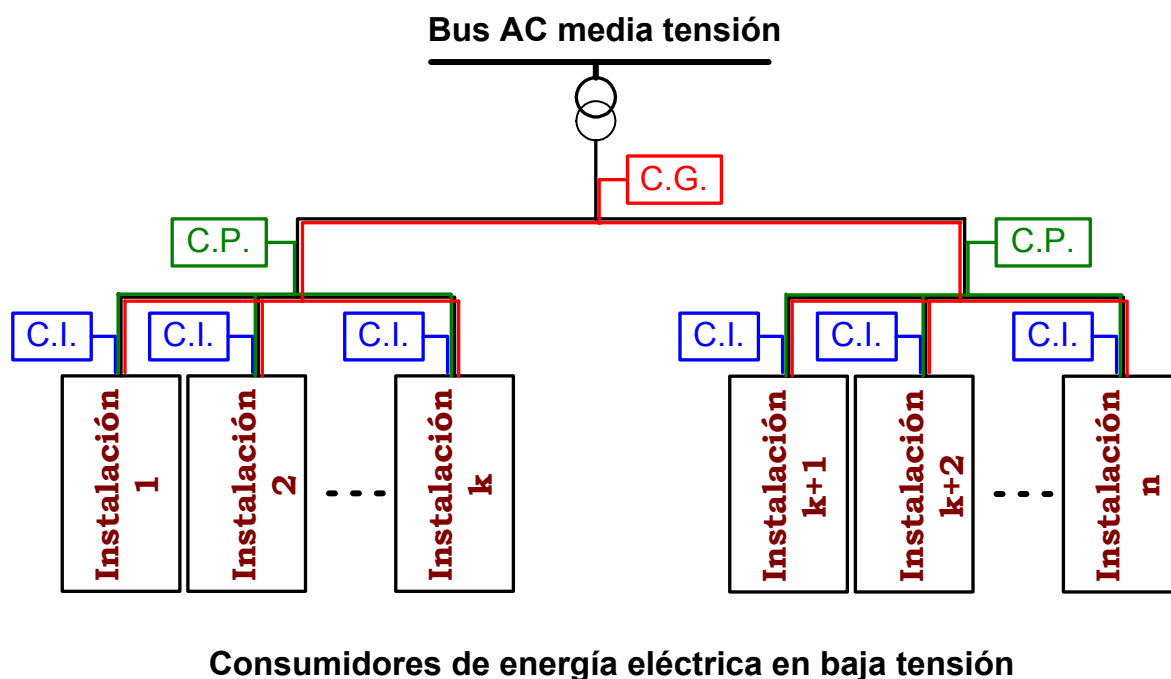


Figura 3.42.- Posibles ubicaciones de los compensadores en una instalación eléctrica.

La compensación individualizada sería interesante para los ocupantes de la vivienda si el sistema de tarificación existente penalizara los consumos ineficientes de energía: el usuario de la energía pagaría en su factura por la energía útil convertida en otro tipo de energía y además un recargo en concepto de la sobrecarga exigida al generador debido a las ineficiencias provocadas por los receptores ineficientes que el usuario conecta al sistema eléctrico. Este sistema de tarificación no está implantado por las compañías suministradoras de energía eléctrica en la

actualidad, aunque existen algunos estudios realizados ([Czarnecki:07-96] [Emanuel:01-93] [IEEE.WG:01-96]) indicando que debería producirse un cambio en el sistema de tarificación utilizado en la actualidad.

La compensación global y la compensación parcial son interesantes para la compañía suministradora ya que mediante la localización de las secciones que provocan una mayor ineficiencia del sistema eléctrico, se pueden tomar las medidas oportunas para reducir/eliminar los efectos perjudiciales que provocan. Tal como se indica en [Sezi:05-00], los pasos a seguir para analizar cualquier problema de calidad en el suministro eléctrico y encontrar la solución más adecuada deben incluir los siguientes pasos:

- Análisis de la estructura de la red de suministro.
- Adquisición de datos sobre la calidad de la red y análisis de los datos recogidos.
- Identificación de los problemas existentes y propuesta de posibles soluciones técnicas.
- Análisis económico y selección de la solución más adecuada.

Siguiendo estos sencillos pasos se determinará el tipo o tipos de compensadores a utilizar y la mejor ubicación para la mejora de la calidad de suministro en una determinada instalación. De todos los pasos descritos, el de adquisición de los datos es en el que más tiempo se suele invertir, debido a que se deben tomar medidas durante diversos días seguidos y con diferentes condiciones climáticas, para contemplar todas las posibles cargas que se utilizan en dicha instalación.

3.5 Conclusiones.

El interés que existe en la actualidad por la mejora de la eficiencia de los sistemas eléctricos y su mejor aprovechamiento se refleja en la gran cantidad de dispositivos para la mejora de la eficiencia en los que se está aún investigando y en los que ya se han desarrollado. En este capítulo se han descrito los principales dispositivos existentes para la mejora de la eficiencia energética en las instalaciones eléctricas, citando sus principales características e indicando sus limitaciones más importantes.

Es de reseñar que gracias a los avances experimentados en los últimos años en los campos de la electrónica de potencia y de los procesadores digitales de señal, se está avanzando en la aplicación de estos dispositivos de mejora de la eficiencia, lo que unido a las nuevas teorías de la potencia eléctrica, permitirá en un futuro no muy lejano mejorar el funcionamiento de estos equipos y conseguir el objetivo de eficiencia máxima.

De entre todos los dispositivos descritos, se ha elegido para la parte experimental de esta tesis la utilización de un inversor VSI trifásico para la compensación de las ineficiencias provocadas por cargas lineales monofásicas en los sistemas trifásicos, a saber, desfase y asimetría. Las principales ventajas encontradas a este tipo de compensadores frente al resto [Sagredo: 00-00] se pueden resumir en:

Dispositivos para la reducción de las ineficiencias

- Fácil análisis del sistema a compensar al medir las tensiones y corrientes en el punto de conexión. Permite su conexión en cualquier punto de la red permitiendo compensar las ineficiencias en dicho punto hasta alcanzar la capacidad máxima del compensador.
- Posibilidad de tratar cada fase por separado.
- Capacidad para equilibrar las fases y/o compensar la reactiva de la carga, mejorando el factor de potencia y el factor de eficiencia de la instalación.
- Diseño modular que permite la puesta en paralelo. Fácil puesta en paralelo con filtros activos para la eliminación / atenuación de componentes armónicas.
- Control total sobre la puesta en marcha, lo que reduce los transitorios de conexión y desconexión.
- No hace falta desconectarlos cuando se produce la desconexión de los receptores y no hay ineficiencias presentes.
- Dado el tipo de control implementado, con medidas de las corrientes de salida y corrientes por la carga, se elimina la posibilidad de que aparezcan resonancias no deseadas con otros elementos del sistema eléctrico.
- No precisan de ajustes tras su instalación y son fácilmente reprogramables. Esta última característica hace que puedan ser reprogramados de forma remota, ajustándose a las necesidades puntuales que en cada momento pueda tener el operador de la instalación.

Algunos de los inconvenientes más importantes, como son su elevado coste y la necesidad de incluir procesadores digitales de señal muy rápidos y con gran capacidad de cálculo, se han ido reduciendo en importancia, dado el gran auge experimentado en sectores como los semiconductores de potencia y en el mundo de los procesadores digitales de señal aplicados a los convertidores electrónicos de potencia.

4 ANÁLISIS DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS

4.1 Introducción.

El interruptor electrónico (polo de potencia) es el elemento básico de un convertidor de potencia estático. Las características requeridas para los interruptores estáticos utilizados con corrientes alternas son que deben ser capaces de conducir una intensidad bidireccional cuando están cerrados y bloquear una tensión unidireccional cuando están abiertos. El desarrollo de la microelectrónica en la producción de dispositivos semiconductores ha proporcionado una gran variedad de interruptores electrónicos. Los IGBTs son dispositivos muy interesantes en la electrónica de potencia ya que combinan las ventajas de los transistores bipolares (BJT, baja tensión de saturación) con la de los MOSFET (alta impedancia de entrada y alta velocidad de conmutación), posee muy bajas pérdidas por conmutación, con lo cual puede trabajar del orden de los 20 a los 50kHz, con tensiones máximas de 2000 voltios y varios cientos de corriente máxima en función de la tensión máxima. Para conseguir un interruptor de potencia bidireccional en corriente y unidireccional en tensión se integra el IGBT junto con un diodo en antiparalelo, como se muestra en la figura 4.1.

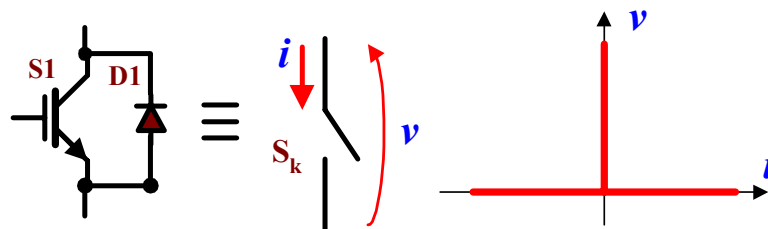


Figura 4.1.- Interruptor de potencia, símbolo y curvas características.

Actualmente los fabricantes ofrecen parejas de IGBT con sus respectivos diodos (semipuentes) y también seis parejas de IGBT+diodo, con protecciones de tensión e intensidad, activación del disparo desde señales TTL, en los llamados módulos de potencia inteligentes (IPM) muy utilizados en inversores trifásicos, como son los de la empresa IR, el PIIPM50P12B004X y de la empresa TOSHIBA el MIG100Q6, entre otros muchos.

En general, las técnicas de modulación PWM que permiten controlar la corriente a la salida de un inversor se pueden clasificar, según [Malesani:01-90] y [Brod:05-85] en los siguientes tipos:

- Controladores de histéresis: fácil de implementar, buenas características en el control de la corriente aunque se produzcan variaciones en la carga y el suministro de energía. Las componentes armónicas que se obtienen a la salida no son fijas y se distribuyen alrededor de un cierto rango de frecuencias atendiendo a las variaciones en la carga y en la alimentación.

- Controladores por comparación con una rampa: su principal ventaja es que la frecuencia de conmutación es fija, establecida por la frecuencia de la rampa, pero el control es muy dependiente de las condiciones de la carga (en particular de la f.e.m. de los motores AC sobre los que se actúa) y la respuesta del sistema está afectado por los requisitos de estabilidad del lazo de realimentación. Todo ello puede producir errores de retraso de fase incluso en régimen permanente.
- Controladores predictivos: en este tipo de control se calcula la tensión requerida a la salida del inversor para forzar que la corriente siga la corriente de referencia. En las referencias existentes sobre este tipo de control, el convertidor de potencia se aplica en motores AC, sobre los que se actúa buscando una frecuencia de conmutación constante. Este tipo de técnica precisa de un conocimiento de diversos parámetros relacionados con la carga, por lo que los cálculos a realizar son numerosos y su implementación práctica es muy compleja, presentado una respuesta temporal limitada del controlador. En el caso de usar modulación SVPWM, el vector de estado necesario en la siguiente conmutación se determina de forma predictiva para conseguir la corriente deseada. Se utilizan tablas con los distintos estados posibles y el tiempo de procesado es alto, lo que produce que la respuesta del sistema sea más lenta que con otros tipos de control de corriente.

El control de corriente de la banda de histéresis es utilizado ampliamente por su sencillez de implementación [Tripathi:02-92], así como por su excelente respuesta dinámica en bucle cerrado, dado que su actuación es muy rápida, e incluye además de lo anterior la limitación de los picos de corriente. En la referencia [Bose:10-90] se realiza un estudio del control de corriente por banda de histéresis para diversos tipos de cargas, aplicándolo sobre el control de un motor AC.

Frente a otros métodos existentes para controlar la corriente, en el control de corriente mediante banda de histéresis no es necesaria la información acerca de los parámetros del sistema a controlar. Como inconvenientes podemos indicar que la frecuencia de conmutación varía sobre la frecuencia fundamental resultando una operación irregular sobre la actuación del inversor y también que el rizado de la corriente es elevado, excediendo en algunos casos la banda de histéresis prefijada, provocándose una distorsión armónica considerable, que puede provocar un calentamiento adicional cuando se actúa sobre un motor AC.

Tal como se indica en [Montaño:10-98] se pueden plantear dos estrategias diferentes para el control del compensador. En primer lugar podemos hablar de compensadores instantáneos, usualmente controlados por un sistema analógico para generar las corrientes de referencia y cuya principal característica es la velocidad de respuesta que se obtiene. Por otro lado se puede hablar de los compensadores totales en los que para poder efectuar la compensación total de las ineficiencias es preciso la utilización de filtros paso bajo e integradores, lo que provoca una respuesta más lenta de estos compensadores aunque la respuesta que se obtiene con estos compensadores en régimen permanente es mejor que la obtenida con los compensadores instantáneos. Dado el tipo de sistemas sobre el que se actúa en la presente tesis, con unas cargas lineales que van a presentar pocas variaciones con el tiempo, se ha optado por un compensador que proporcione la mejor respuesta posible en régimen permanente, con un retraso de integración para el cálculo de las corrientes de referencia de un ciclo de la red.

4.2 Control de la corriente mediante banda de histéresis.

En los siguientes apartados se van a analizar las principales características del compensador activo de desequilibrios CAD para la inyección de corrientes de secuencias inversa y homopolar cuando existen receptores lineales monofásicos conectados a sistemas trifásicos a cuatro hilos. Se inicia el análisis con el estudio del funcionamiento básico de una rama del semipunto, se obtendrán las ecuaciones características y se demostrará como con dicha topología se pueden generar las corrientes deseadas, pudiendo actuar como carga y como generador.

De entre las técnicas descritas en el apartado anterior para controlar la corriente a la salida de un inversor, se ha elegido el control de corriente por banda de histéresis, en la que existen dos tipos básicos de control, que son:

- Banda de histéresis Fija.
- Banda de histéresis Senoidal.

Además, en los últimos años han aparecido diversas técnicas de control de corriente mediante bandas de histéresis mixtas o adaptativas, que combinan las dos anteriores. A continuación se describen las principales características de los tres tipos de control por banda de histéresis para posteriormente realizar el análisis de un inversor monofásico en semipunto con carga R-L y R-L-f.e.m, obteniéndose las principales relaciones en cada caso.

4.2.1 Banda de histéresis fija.

En el control de la banda de histéresis fija se parte de una corriente de referencia senoidal de la misma frecuencia de la fundamental que queremos controlar y de dos bandas fijas denominadas superior e inferior que es la suma y resta de un valor determinado a la corriente de referencia deseada. El control de corriente mediante banda de histéresis fija proporciona unas buenas prestaciones, si se exceptúa el que la frecuencia de conmutación es irregular y que el rizado de corriente puede ser relativamente alto. En la parte superior de la figura 4.3 se pueden observar las formas de onda de la corriente de referencia y las bandas de histéresis superior ($i_{ref} + \Delta I$) e inferior ($i_{ref} - \Delta I$), donde ΔI representa el valor de continua añadido a la corriente de referencia y que produce la banda de histéresis. El valor de la corriente de referencia (i_{ref}) viene expresada por:

$$i_{ref} = I_{ref_max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.1}$$

El valor de la corriente de la banda de histéresis superior (i_{BH_sup}) viene expresada por:

$$i_{BH_sup} = i_{ref} + \Delta I = \Delta I + I_{ref_max} \cdot \text{sen} \omega t \quad \text{Ec. 4.2}$$

La ecuación de la corriente de la banda de histéresis inferior (i_{BH_inf}) es:

$$i_{BH_inf} = i_{ref} - \Delta I = -\Delta I + I_{ref_max} \cdot \text{sen} \omega t \quad \text{Ec. 4.3}$$

El funcionamiento del control de corriente mediante la banda de histéresis se puede explicar partiendo de una rama de un inversor VSI (Voltage Source Inverter) monofásico o semipunto,

compuesta por dos interruptores de potencia estáticos (S1,S2), unidireccionales en corriente, y dos diodos volantes (D1,D2), conectados a una carga como se muestra en el circuito que se muestra en la figura siguiente. Se considera que los condensadores poseen una capacidad muy elevada, comportándose como fuentes de tensión continua.

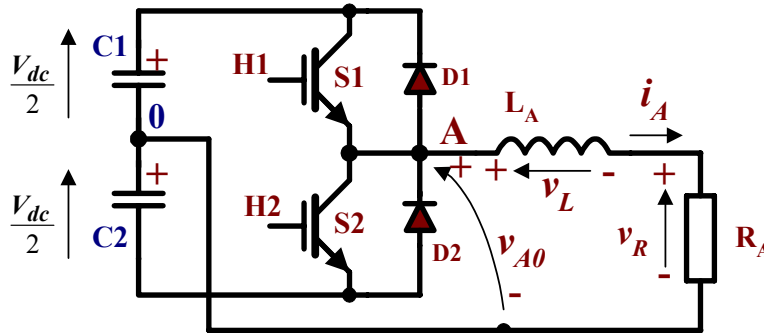


Figura 4.2.- Inversor monofásico en semipunte con carga R-L.

Si la carga es el tipo R-L entonces el valor de la tensión aplicada a la carga (v_{A0}) viene expresada por la ecuación diferencial siguiente:

$$v_{A0} = v_R + v_L = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} \quad \text{Ec. 4.4}$$

En un semipunte conectado a una fuente de continua y con carga inductiva, como ocurre en el de la figura 4.2, hay que tener en cuenta que:

- Nunca se puede dar el estado de conmutación en el que los interruptores S1 y S2 están en ON simultáneamente, ya que se produciría un cortocircuito de los condensadores y no habría ningún dispositivo que limitara la corriente que circula por ellos, lo que resultaría en la destrucción de los IGBTs.
- Los dos IGBTs conducen alternativamente, con la misma señal de disparo, pero complementada, y dejando un pequeño tiempo muerto (dead-band) entre ambas señales para evitar los solapes debidos a los tiempos de conmutación de los interruptores reales.

Si se parte de un estado de conmutación en el cual el interruptor S1 está cerrado (ON o '1') y el interruptor S2 está abierto (OFF ó '0'), la corriente en la salida del inversor aumenta. Esta corriente se realimenta al circuito de control de los IGBTs para ser comparada con una corriente de referencia senoidal (i_{ref}) y cada vez que supera un valor determinado por el valor de referencia más un valor determinado (banda de histéresis) entonces el circuito de control provoca un cambio de estado en los interruptores, por lo que S1 pasará a estar abierto y S2 estará cerrado, provocando un decrecimiento de la corriente en la salida del inversor. El circuito de control de la banda de histéresis se podría describir mediante las siguientes reglas:

Para $i_{ref} > 0$: estado inicial S1=1 y S2=0.

If $i_A > i_{ref} + \Delta I \rightarrow$ cambiar de estado (S1=0 y S2=1).

<p>Else if $i_A < i_{ref} - \Delta I \rightarrow$ mantener estado ($S1=1$ y $S2=0$).</p> <p style="padding-left: 40px;">Else sin cambios.</p>
<p>Para $i_{ref} < 0$: estado inicial $S1=0$ y $S2=1$.</p> <p>If $i_A > i_{ref} + \Delta I \rightarrow$ mantener estado ($S1=0$ y $S2=1$).</p> <p>Else if $i_A < i_{ref} - \Delta I \rightarrow$ cambiar de estado ($S1=1$ y $S2=0$).</p> <p style="padding-left: 40px;">Else sin cambios.</p>

Como resultado de estas comparaciones con sus bandas (superior e inferior) y de sus estados respectivos de conmutación de los interruptores se obtiene que el valor de la tensión de salida (v_{A0}) varía entre los valores $+0.5V_{dc}$ y $-0.5V_{dc}$ (inversor VSI de dos niveles), tal como se observa en la parte inferior de la figura 4.3.

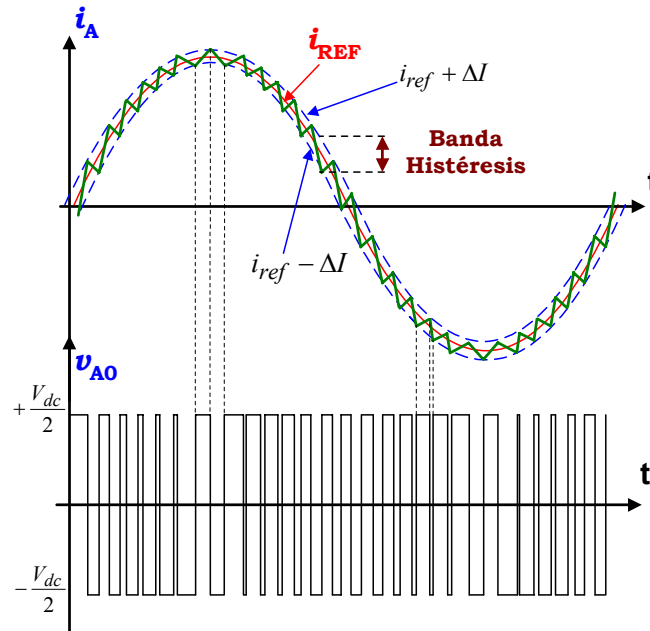


Figura 4.3.- Formas de onda para banda de histéresis fija.

El valor de la tensión de salida (v_{A0}) que se obtiene depende del semiconductor que esté conduciendo en cada instante, lo que depende a su vez del signo de la corriente en la carga (i_A):

$$v_{A0} = \begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} \rightarrow H_1 = 1; H_2 = 0 \rightarrow \begin{cases} \text{if } i_A > 0 & y & S1 = ON \\ \text{if } i_A < 0 & y & D1 = ON \end{cases} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \rightarrow H_1 = 0; H_2 = 1 \rightarrow \begin{cases} \text{if } i_A > 0 & y & D2 = ON \\ \text{if } i_A < 0 & y & S2 = ON \end{cases} \end{cases} \quad \text{Ec. 4.5}$$

Si se define una función de conmutación S_k tal que cuando el polo de conmutación H1, formado por el interruptor S1 y el diodo D1, está en ON vale $S_k=1$ y que cuando el polo de conmutación

H2, formado por el interruptor S2 y el diodo D2, está en ON vale $S_k=-1$, la ecuación anterior se pueden resumir en:

$$v_{A0} = S_k \frac{V_{dc}}{2} \quad (S_k = \{-1, +1\}) \quad \text{Ec. 4.6}$$

Durante el semiciclo positivo de i_{A0} la corriente circula por el transistor S1 y por el diodo D2, mientras que durante el semiciclo negativo de i_{A0} la corriente circula por el transistor S2 y por el diodo D1. El diagrama de bloques del control de la corriente por una banda de tolerancia o de histéresis de banda fija, se muestra en la figura siguiente.

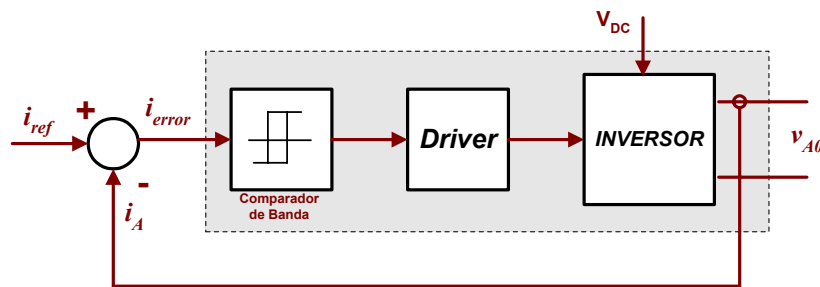


Figura 4.4.- Diagrama de bloques para banda de histéresis fija.

Posteriormente, en el apartado 4.2.5, se va a realizar el estudio matemático detallado para dos casos muy comunes en la implementación de inversores con control de corriente mediante banda de histéresis, estos son:

1. Caso de carga inductiva con punto medio del bus de continua.
2. Caso de carga inductiva y f.e.m. con punto medio del bus de continua.

4.2.2 Banda de histéresis senoidal.

En el control de corriente de salida de un inversor VSI monofásico mediante una banda de histéresis senoidal se parte de una corriente de referencia senoidal de la misma frecuencia de la fundamental que se desea establecer en la salida y de dos bandas senoidales denominadas como banda superior e banda inferior, que son la suma y resta, respectivamente, de un valor determinado de la corriente de referencia.

En el control de corriente mediante banda de histéresis senoidal la frecuencia de conmutación es variable, al igual que con la banda de histéresis fija, aunque mediante las simulaciones mostradas en [Tripathi:02:92] se observa que la frecuencia de conmutación media (ASF) y la frecuencia máxima de conmutación (MSF) son superiores cuando se utiliza la banda de histéresis senoidal. Este aspecto es de importante consideración cuando se realiza la selección de los dispositivos semiconductores, ya que las pérdidas en conmutación pueden ser elevadas.

Mediante la banda de histéresis senoidal se obtiene la ventaja de que el rizado de corriente varia con el valor instantáneo de la corriente, lo que permite reducir dicho rizado de corriente. Este rizado menor provoca un menor contenido armónico de la corriente a la salida (armónicos de

menor amplitud), manteniendo las otras buenas prestaciones del control de corriente con banda de histéresis (rapidez de respuesta y simplicidad de implementación). En la siguiente figura se pueden observar las formas de onda de la corriente de referencia y las bandas de histéresis superior e inferior.

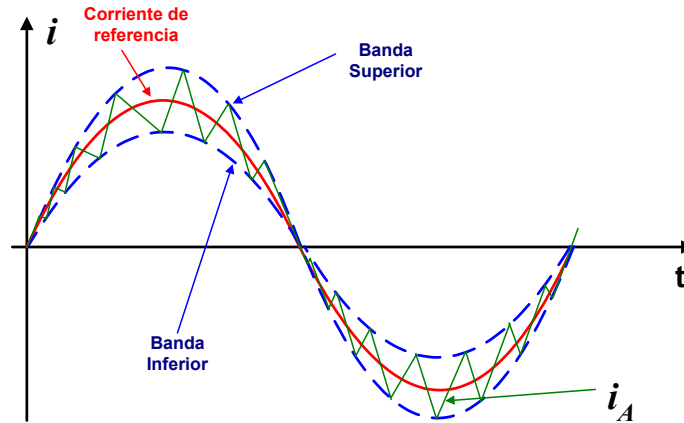


Figura 4.5.- Formas de onda para banda de histéresis senoidal.

Partiendo de que el valor de la corriente de referencia viene expresada por la Ec. 4.2, el valor de la corriente de la banda senoidal superior viene expresada por:

$$i_{BH_sup} = (I_{ref_max} + \Delta I) \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.7}$$

y el valor de la corriente de la banda senoidal inferior viene expresada por:

$$i_{BH_inf} = (I_{ref_max} - \Delta I) \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.8}$$

El valor de la tensión de salida verifica la misma ecuación que en el caso de banda de histéresis fija (Ec. 4.6)

4.2.3 Banda de histéresis mixta.

Además de la banda de histéresis fija y la banda de histéresis senoidal, se han realizado estudios sobre soluciones mixtas que intentan utilizar las mejores características de cada una de ellas. La aplicación de las técnicas de modulación de ancho de pulso se extiende también al control de corriente mediante banda de histéresis apareciendo diversas técnicas de control PWM de corriente con banda de histéresis adaptativa, donde el ancho de la banda puede ser programada atendiendo a diversos criterios, como puede ser la carga o las características de la alimentación.

En las referencias [Bose:10-90] se propone una banda de histéresis adaptativa que se programa en función de la carga y de la alimentación disponible con el objetivo de conseguir una frecuencia de conmutación constante. El precio que se paga por conseguir una frecuencia constante es la complejidad de su implementación. En la referencia [Rashidi:06-95] se propone un controlador de corriente mejorado y menos dependiente de la carga con la introducción de un lazo de realimentación interno para cada controlador de la banda de histéresis, aunque la implementación que propone se basa en la utilización de circuitos analógicos en el control de la banda de histéresis y tan solo se muestran resultados simulados del controlador propuesto.

Para poder realizar este control de banda de histéresis adaptativa se precisan procesadores digitales de señal (DSP) con gran capacidad de cálculo y alta velocidad de ejecución, donde todas las variables del sistema están disponibles en la memoria de datos. El algoritmo de control de la banda de histéresis relaciona las variables del sistema con las conmutaciones a realizar sobre el convertidor de potencia (monofásico o trifásico). En algunos casos se utilizan ordenadores para realizar toda la gestión del sistema y en otros casos, las nuevas técnicas de control de banda de histéresis adaptativa tan solo llegan a validarse mediante simulaciones.

Un ejemplo de control de corriente con banda de histéresis variable que combina las ventajas de la banda de histéresis fija y la senoidal se puede encontrar en [Rahman:11-97]. Se propone una banda de histéresis que en el cruce por cero dispone de una banda de histéresis fija (designado como Δi_0) y después añade una componente senoidal de valor máximo Δi_{max} sobre la corriente de referencia utilizada en la banda de histéresis. La frecuencia de conmutación media de esta propuesta es menor que la que se obtiene con banda fija o senoidal. La implementación realizada parte, previamente, de un conocimiento exacto del modelo de carga, lo que limita su utilidad cuando se trata de cargas variables, realizándose el programa correspondiente sobre un Pentium a 90MHz dado que incorpora un coprocesador matemático incluido que permite el cálculo de funciones trigonométricas con un número de ciclos de ejecución pequeño, que permite calcular las secuencias de conmutación al principio de cada ciclo de la señal de referencia y enviar las secuencias de conmutación rápidamente a través del puerto paralelo. En la figura 4.6 se pueden observar las formas de onda de la corriente de referencia, corriente de salida del inversor y las bandas de histéresis superior e inferior.

Partiendo del mismo valor de la corriente de referencia que en los dos casos anteriores (Ec. 4.2), el valor de la corriente de la banda de histéresis superior viene expresada por:

$$i_{BH_sup} = \Delta I_0 + (I_{ref_max} + \Delta I) \cdot sen(\omega t) \quad \text{Ec. 4.9}$$

Y el valor de la corriente de la banda de histéresis inferior viene expresada por:

$$i_{BH_inf} = -\Delta I_0 + (I_{ref_max} + \Delta I) \cdot sen(\omega t) \quad \text{Ec. 4.10}$$

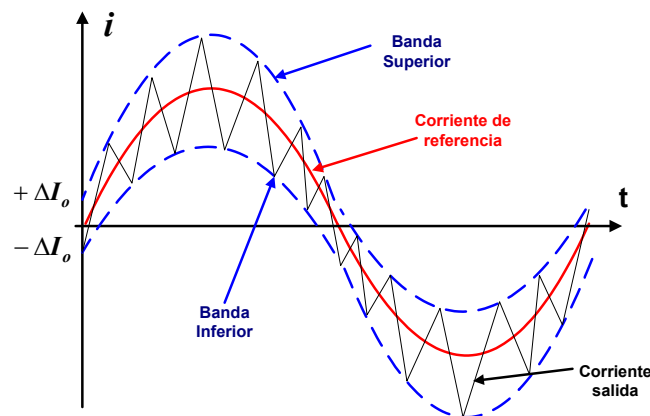


Figura 4.6.- Formas de onda para banda de histéresis mixta.

En numerosos casos es aconsejable trabajar a frecuencia de conmutación fija y no como en los casos anteriores donde la frecuencia varía entre un valor mínimo y otro máximo. El control de la corriente por frecuencia fija responde a un diagrama de bloques como el mostrado en la figura siguiente [Mohan:1995], que entraría dentro de la clasificación de controladores predictivos, en los que se calcula la tensión requerida a la salida del inversor para forzar la corriente deseada.

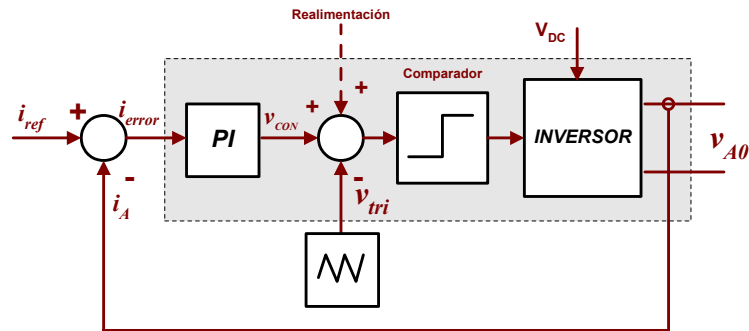


Figura 4.7.- Diagrama de bloques para banda de histéresis a frecuencia fija.

El error existente entre la señal senoidal de referencia i_{ref} y la corriente a la salida del inversor (i_A) se regula mediante un controlador proporcional integral (PI). La señal de salida del regulador PI, denominada tensión de control (v_{con}), se compara con una señal triangular de frecuencia fija (v_{tri}). Una señal de error positiva ($i_{REF}-i_o>0$) provoca una tensión de control positiva que produce una tensión en la salida del inversor mayor, acercando a la corriente actual a su valor. La tensión de la carga, derivada a partir del modelo de la carga, se puede usar en la realimentación del sistema, para una mejor regulación, indicándose en el diagrama de bloques con trazos discontinuos, como una entrada de realimentación adicional.

En la referencia [Cox:07-91] se presenta una técnica de modulación por control de histéresis de corriente, aplicada a filtros activos de potencia, en la que mediante el control adecuado que varía el ancho de la banda de histéresis, se consigue mantener la frecuencia de conmutación constante. De esta forma se evitan los inconvenientes comentados. Por otro lado, hay que decir que este tipo de control tiene un funcionamiento satisfactorio en los sistemas trifásicos con hilo neutro, ya que cada fase funciona de forma independiente de las otras dos. No ocurre lo mismo cuando se trata de sistemas trifásicos con neutro aislado, ya que al existir interferencias en las conmutaciones de fase, el control de histéresis se ve seriamente afectado. Este problema se solventa de forma sencilla cuando se trabaja con cargas equilibradas, pero no cuando las cargas son desequilibradas.

4.2.4 Limitación de la frecuencia máxima de conmutación.

La frecuencia máxima de conmutación dentro de la banda de histéresis viene condicionada por el tipo de semiconductor utilizado y por las pérdidas en conmutación. Cuando se implementa este tipo de control mediante un sistema analógico, es aconsejable disponer de un circuito de limitación de conmutación (lockout) que limite la máxima frecuencia de conmutación del convertidor de potencia. La implementación se puede realizar mediante un biestable controlado por una señal de reloj cuya frecuencia determina la máxima frecuencia de conmutación (f_s) deseada para el convertidor de potencia.

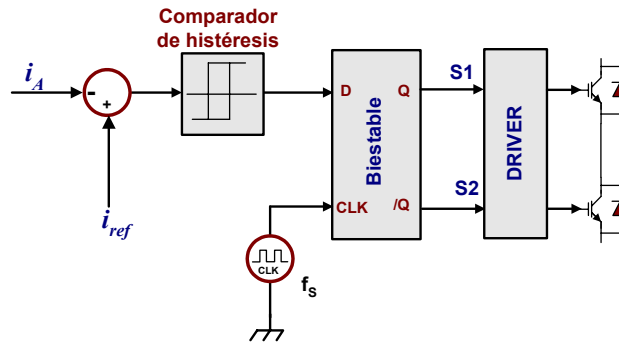


Figura 4.8.- Diagrama de bloques de limitador de frecuencia máxima de conmutación.

El mismo concepto se puede utilizar en la implementación de un algoritmo de control digital donde el reloj (CLK) fijará la frecuencia de conmutación de los semiconductores. Si la frecuencia del circuito de limitación es baja, las pérdidas en conmutación serán pequeñas en comparación con las pérdidas en conducción, pero la corriente sobrepasará fácilmente las bandas de histéresis prefijadas y el rizado de la corriente será alto. Si la frecuencia elegida es alta, el rizado de la corriente será pequeño y la señal que se obtendrá a la salida del inversor estará dentro de las bandas de histéresis prefijadas, aunque el aumento de las pérdidas en conmutación puede ser considerable. Es por ello que hay que llegar a un compromiso en ambos aspectos.

La máxima frecuencia de conmutación (f_{s_max}) se obtiene, en los casos de banda de histéresis fija o senoidal, cuando la corriente de referencia cruza por cero. En el caso de utilizar un circuito limitador de frecuencia de conmutación máxima, este será el valor de la f_{s_max} del inversor.

Un ejemplo de implementación de un circuito de limitación de frecuencia de conmutación se encuentra en [Tripathi:02-92], donde se ha implementado mediante sistemas analógicos el control de corriente con banda de histéresis fija y senoidal. La utilización de estos circuitos de limitación de la frecuencia máxima de conmutación provocan que la corriente no se restrinja dentro de los límites especificados por la banda de histéresis, aunque el rizado de corriente obtenido es inferior al que se obtendría con una banda de histéresis fija, lo que produce un menor contenido armónico en la corriente de salida.

En [Carmeli:06-03] se plantea un algoritmo para el control de la corriente mediante banda de histéresis fija a frecuencia constante. Al igual que con otras referencias, los métodos planteados son validados mediante simulaciones y en algunos casos se consigue implementar algún prototipo experimental a pequeña escala. En la anterior referencia, por ejemplo, se efectúan las simulaciones utilizando una tensión en el bus DC de 1000V mientras que en el prototipo experimental la tensión se reduce a 12V.

4.2.5 Banda de histéresis fija con carga R-L.

Se va a analizar el funcionamiento de un inversor monofásico en semipunto al que se conecta una carga inductiva (R-L) tal como se muestra en la figura adjunta. El interruptor bidireccional H1 está formado por el interruptor controlado S1 y el diodo D1 y el H2 se implementa mediante el interruptor controlado S2 y el diodo D2, tal como se puede observar en la figura 4.9.

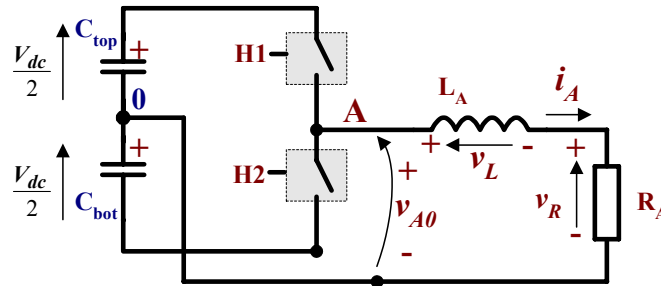


Figura 4.9.- Inversor monofásico en semipunte con carga R-L.

En la siguiente figura se muestra un ciclo de conmutación completo, pudiéndose observar la evolución de la corriente a la salida del inversor (i_A) entre la banda superior e inferior de histéresis y la tensión a la salida (v_{A0}), indicándose los semiconductores activos.

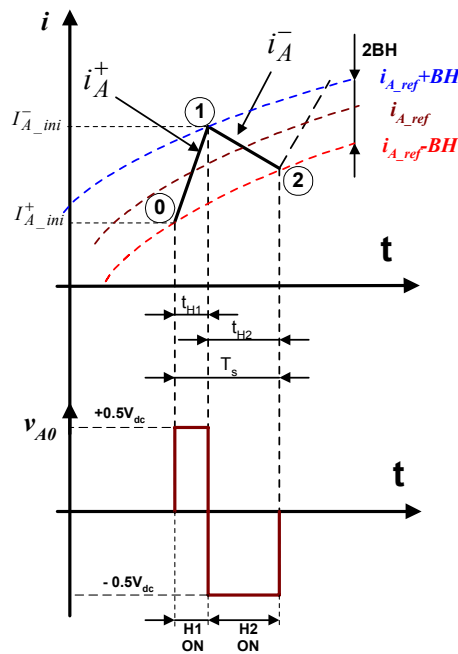


Figura 4.10.- Detalle formas de onda inversor monofásico en semipunte con carga R-L.

Cuando H1 pasa a ON (punto 0) la corriente presenta una pendiente positiva (i_A^+) hasta que alcanza la banda de histéresis superior (punto 1), denominándose t_{H1} a dicho intervalo de tiempo. El circuito de control provoca una conmutación de los interruptores de forma que en el punto 1 el interruptor H1 deja de conducir y el H2 pasa a conducción, lo que provoca el decrecimiento de la corriente (i_A^-) hasta que rebasa la banda de histéresis inferior en el punto 2, denominándose t_{H2} al intervalo de tiempo durante el cual la corriente es decreciente. A partir del punto 2 el proceso se repite y H1 pasará a estar en ON y H2 en OFF, lo que provocará un nuevo aumento de la corriente. Suponiendo semiconductores ideales (sin caída de tensión cuando están en ON) y aplicando la ley del voltaje de Kirchoff al circuito, con H1=ON y H2=OFF, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{dc}}{2} = L \frac{di_A^+}{dt} + R \cdot i_A^+ \quad \text{Ec. 4.11}$$

Resolviendo la ecuación diferencial anterior se obtiene que la ecuación de la corriente es de la forma:

$$i_A^+(t) = i_{transitorio} + i_{permanente} = k_1 e^{-\frac{R}{L}t} + k_2 \quad \text{Ec. 4.12}$$

Para determinar las constantes k_1 y k_2 se considera que la corriente inicial (en el instante designado como 0), es $I_{A_ini}^+$, y que cuando el tiempo sea suficientemente grande la corriente final será igual a $V_{dc}/2R$. Las constantes adquieren, según las anteriores condiciones, los valores:

$$k_1 = \left(I_{A_ini}^+ - \frac{V_{dc}}{2R} \right) e^{\frac{R}{L}t_0} \quad \text{Ec. 4.13}$$

$$k_2 = \frac{V_{dc}}{2R}$$

La ecuación de la corriente es por tanto:

$$i_A^+(t) = \left(I_{A_ini}^+ - \frac{V_{dc}}{2R} \right) e^{\frac{R}{L}(t_0-t)} + \frac{V_{dc}}{2R} \quad \text{Ec. 4.14}$$

A partir de dicha expresión se observa que la corriente tiene una componente continua más una componente exponencial. Dado que las frecuencias de conmutación utilizadas en los inversores VSI son elevadas respecto a las constantes de tiempo impuestas por las cargas R-L usuales, se puede realizar la aproximación de que la variación de la corriente entre el punto 0 y el 1, y por el mismo motivo entre el 1 y el 2, es prácticamente lineal. Además, debido a los bajos valores de las resistencias existentes (resistencias de devanados, resistencias de contactos, resistencias de conexión, etc.), se puede despreciar la caída de tensión en la parte resistiva. Partiendo de la figura 4.10 donde se observa el control de la banda de histéresis y la conmutación de los interruptores (H1 y H2) se pueden relacionar las ecuaciones de los intervalos t_{H1} y t_{H2} .

- Con H1=ON y H2=OFF:

$$\frac{V_{dc}}{2} = L \frac{di_A^+}{dt} \quad \text{Ec. 4.15}$$

- Con H1=OFF y H2=ON:

$$-\frac{V_{dc}}{2} = L \frac{di_A^-}{dt} \quad \text{Ec. 4.16}$$

Si se define una función de conmutación S_k tal que cuando el polo de conmutación H1, formado por el interruptor S1 y el diodo D1, está en ON vale $S_k=1$ y que cuando el polo de conmutación H2, formado por el interruptor S2 y el diodo D2, está en ON vale $S_k=-1$, las ecuaciones anteriores se pueden resumir en:

$$\frac{di_A}{dt} = S_k \frac{V_{dc}}{2L} \quad (S_k = \{-1, +1\}) \quad \text{Ec. 4.17}$$

Sumando miembro a miembro las dos ecuaciones anteriores se obtiene:

$$\frac{di_A^+}{dt} + \frac{di_A^-}{dt} = 0 \quad \text{Ec. 4.18}$$

Estudiando la geometría de la figura 4.10 se observa que la variación de la corriente i_A^+ durante el intervalo t_{H1} es igual a dos veces la banda de histéresis más la variación experimentada por la i_{A_ref} durante el mismo tiempo, lo que se representa mediante la ecuación siguiente:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_A^+}{dt} &= \frac{2BH + \Delta i_{A_ref}}{t_{H1}} \\ \Delta i_{A_ref} &= \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{di_A^+}{dt} t_{H1} - \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H1} = 2BH \quad \text{Ec. 4.19}$$

Al igual que en el caso anterior, se observa que la variación de la corriente i_A^- durante el intervalo t_{H2} es igual a la variación experimentada por la i_{A_ref} durante el mismo tiempo menos dos veces la banda de histéresis, lo que se representa mediante la ecuación siguiente:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_A^-}{dt} &= \frac{\Delta i_{A_ref} - 2BH}{t_{H2}} \\ \Delta i_{A_ref} &= \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{di_A^-}{dt} t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H2} = -2BH \quad \text{Ec. 4.20}$$

Verificándose además que:

$$t_{H1} + t_{H2} = T_s = \frac{1}{f_s} \quad \text{Ec. 4.21}$$

Sumando miembro a miembro las ecuaciones (4.19) y (4.20) y utilizando la igualdad de la ecuación (4.21) para simplificar el resultado de la suma se obtiene la siguiente ecuación:

Análisis del compensador activo de desequilibrios

$$\frac{di_A^+}{dt}t_{H1} + \frac{di_A^-}{dt}t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt} \frac{1}{f_s} = 0 \quad \text{Ec. 4.22}$$

Restando miembro a miembro las ecuaciones (4.19) y (4.20) se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_A^+}{dt}t_{H1} - \frac{di_A^-}{dt}t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt}(t_{H1} - t_{H2}) = 4BH \quad \text{Ec. 4.23}$$

Aprovechando la igualdad expresada en la ecuación (4.18) para simplificar la expresión anterior, obtenemos:

$$\begin{aligned} \frac{di_A^+}{dt}(t_{H1} + t_{H2}) - \frac{di_{A_ref}}{dt}(t_{H1} - t_{H2}) &= 4BH \\ \frac{di_A^+}{dt} \frac{1}{f_s} - \frac{di_{A_ref}}{dt}(t_{H1} - t_{H2}) &= 4BH \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.24}$$

La ecuación (4.22), aprovechando la ecuación (4.18) se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \frac{di_A^+}{dt}t_{H1} - \frac{di_A^+}{dt}t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt} \frac{1}{f_s} &= 0 \\ t_{H1} - t_{H2} &= \frac{\frac{di_{A_ref}}{dt}}{\left(\frac{di_A^+}{dt}\right)f_s} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.25}$$

Sustituyendo la anterior expresión en la ecuación (4.24) obtenemos:

$$4BH = \frac{1}{f_s} \left(\frac{di_A^+}{dt} - \frac{\left(\frac{di_{A_ref}}{dt}\right)^2}{\frac{di_A^+}{dt}} \right) \quad \text{Ec. 4.26}$$

A partir de la ecuación (4.15) se obtiene que:

$$\frac{V_{dc}}{2} = L \frac{di_A^+}{dt} \Rightarrow \frac{di_A^+}{dt} = \frac{V_{dc}}{2L} \quad \text{Ec. 4.27}$$

Que sustituido en la ecuación (4.26) permite obtener una expresión de la banda de histéresis en función del resto de parámetros:

$$BH = \frac{V_{dc}}{8f_s L} \left(1 - \frac{4L^2 \left(\frac{di_{A_ref}}{dt} \right)^2}{(V_{dc})^2} \right) \quad \text{Ec. 4.28}$$

De esta ecuación se deduce que la banda de histéresis depende de la modulación de la frecuencia, de la tensión del bus de continua y de la pendiente de la corriente de referencia. Despejando el valor de la frecuencia de conmutación de la ecuación (4.28) tenemos:

$$f_s = \frac{V_{dc}}{8(BH)L} \left(1 - \frac{4L^2 \left(\frac{di_{A_ref}}{dt} \right)^2}{(V_{dc})^2} \right) \quad \text{Ec. 4.29}$$

De esta ecuación se deduce que la frecuencia de conmutación (f_s) dentro de la banda para el caso de banda de histéresis fija depende de la tensión del bus de continua (V_{dc}) y de la pendiente de la corriente de referencia (di_{A_ref}/dt). Si queremos calcular el rango de frecuencia de conmutación (f_s), valor máximo y mínimo, debemos de tener en cuenta que:

$$\left(\frac{di_{A_ref}}{dt} \right)^2 = \left(\frac{d}{dt} (I_{A_ref_max} \sin(\omega t)) \right)^2 = 0.5\omega^2 I_{A_ref_max}^2 (1 + \cos(2\omega t)) \quad \text{Ec. 4.30}$$

De la ecuación (4.29) podemos obtener el valor máximo de la frecuencia de conmutación cuando $\omega t = \pi/2$, tenemos:

$$f_{s_max} = \frac{V_{dc}}{8(BH)L} \Rightarrow \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \dots \quad \text{Ec. 4.31}$$

Y el valor mínimo de la frecuencia de conmutación cuando:

$$f_{s_min} = \frac{V_{dc}}{8(BH)L} \left(1 - \frac{4\omega^2 \cdot I_{A_ref_max}^2 \cdot L^2}{(V_{dc})^2} \right) \Rightarrow \omega t = 0, \pi, \dots \quad \text{Ec. 4.32}$$

Una banda de histéresis constante debe ser diseñada para una frecuencia máxima, atendiendo a las características de los semiconductores de potencia utilizados o de las prestaciones del procesador digital en el que se implementa el control.

4.2.6 Banda de histéresis fija con carga R-L y f.e.m. senoidal.

En este caso, y con el objetivo de poder controlar la dirección de la corriente, es necesario trabajar con una tensión en el bus de continua superior a la máxima de la f.e.m. senoidal existente en la carga. En un inversor monofásico en semipunto con una carga inductiva y f.e.m.

Análisis del compensador activo de desequilibrios

senoidal en la salida ha de conectarse el neutro de la f.e.m. senoidal al punto medio del bus de continua, lo que obliga a utilizar la asociación de condensadores en serie, como se puede observar en la figura siguiente.

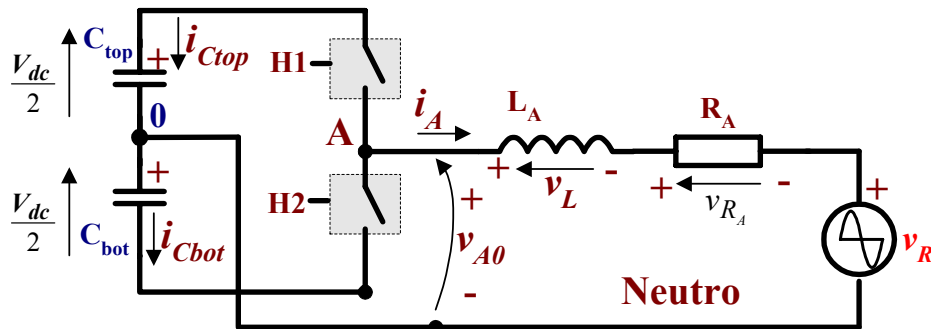


Figura 4.11.- Inversor monofásico en semipunto con carga R-L-f.e.m.

La ecuación de la corriente durante el tramo de pendiente positiva (H1=ON y por tanto $v_{AO} = +\frac{V_{dc}}{2}$), suponiendo una carga R-L más una fuerza electromotriz, que es de tipo senoidal y corresponde a la fase R de la red eléctrica, se obtiene al aplicar Kirchhoff al circuito.

$$\frac{V_{dc}}{2} - V_m \text{sen}(\omega t) = L \frac{di_A^+}{dt} + R \cdot i_A^+ \quad \text{Ec. 4.33}$$

Resolviendo la ecuación diferencial anterior se obtiene que la ecuación de la corriente es de la forma:

$$i_A^+(t) = i_{transitorio} + i_{permanente} = k_1 e^{-\frac{R}{L}t} + (k_2 + k_3 \text{sen}(\omega t - \alpha)) \quad \text{Ec. 4.34}$$

La respuesta en régimen permanente depende de las excitaciones existentes en el circuito. La excitación de tipo continuo producirá en una salida de tipo continuo mientras que la senoidal producirá una respuesta del mismo tipo. La ecuación anterior queda de la forma:

$$i_A^+(t) = k_1 e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_{dc}}{2R} - I_m \text{sen}(\omega t - \alpha)$$

$$I_m = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \quad \text{Ec. 4.35}$$

$$\alpha = \text{arctag}\left(\frac{L\omega}{R}\right)$$

Para determinar la constante k_1 se considera que la corriente inicial (en el instante designado como 0, es $I_{A_ini}^+$ - Fig. 4.10) Sustituyendo en la ecuación anterior se obtiene que:

$$k_1 = \left(I_{A_ini}^+ + I_m \operatorname{sen}(\omega \cdot t_0 - \alpha) - \frac{V_{dc}}{2R} \right) e^{\frac{R}{L} t_0} \quad \text{Ec. 4.36}$$

La ecuación de la corriente es por tanto:

$$i_A^+(t) = \left(I_{A_ini}^+ + I_m \operatorname{sen}(\omega \cdot t_0 - \alpha) - \frac{V_{dc}}{2R} \right) e^{\frac{R}{L}(t_0-t)} + \frac{V_{dc}}{2R} - I_m \operatorname{sen}(\omega t - \alpha) \quad \text{Ec. 4.37}$$

A partir de dicha expresión se observa que la corriente tiene una componente continua más una componente senoidal y la componente exponencial correspondiente a la respuesta transitoria del circuito R-L.

La ecuación de la corriente durante el tramo de pendiente negativa (H2=ON y por tanto $v_{AO} = -\frac{V_{dc}}{2}$), suponiendo una carga R-L más una fuerza electromotriz, que en nuestro caso es de tipo senoidal y corresponde a la fase R de la red eléctrica, se obtiene al aplicar la ley del voltaje de Kirchhoff al circuito.

$$-\frac{V_{dc}}{2} - V_m \operatorname{sen}(\omega t) = L \frac{di_A^-}{dt} + R \cdot i_A^- \quad \text{Ec. 4.38}$$

La anterior ecuación diferencial tiene una solución muy similar a la indicada para el tramo de corriente creciente:

$$i_A^-(t) = \left(I_{A_ini}^- + I_m \operatorname{sen}(\omega \cdot t_1 - \alpha) + \frac{V_{dc}}{2R} \right) e^{\frac{R}{L}(t_1-t)} + \frac{V_{dc}}{2R} - I_m \operatorname{sen}(\omega t - \alpha) \quad \text{Ec. 4.39}$$

Si definimos la función de conmutación S_k tal que cuando el polo de conmutación H1, formado por el interruptor S1 y el diodo D1, está en ON vale $S_k=1$ y que cuando el polo de conmutación H2, formado por el interruptor S2 y el diodo D2, está en ON vale $S_k=-1$, las ecuaciones anteriores se pueden resumir en:

$$\frac{di_A}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot i_A + S_k \frac{V_{dc}}{2L} - \frac{v_R}{L} \quad (S_k = \{-1, +1\}) \quad \text{Ec. 4.40}$$

Si al igual que en el caso de carga R-L suponemos que la resistencia presente en el circuito es de muy bajo valor y que la frecuencia de conmutación es elevada, se puede suponer una variación lineal de la corriente sin perder una excesiva exactitud en los resultados obtenidos. Con dicha aproximación se obtienen las siguientes corrientes:

Análisis del compensador activo de desequilibrios

- Cuando H1=ON y H2=OFF la tensión en bornes de la bobina es igual a:

$$v_L = \left(\frac{V_{dc}}{2} - v_R \right) = L \frac{di_A^+}{dt} \quad \text{Ec. 4.41}$$

Resolviendo la ecuación anterior se obtiene que la corriente es igual a:

$$i_A^+(t) = \frac{V_{dc}}{2L} t + \frac{V_m}{L\omega} (\cos \omega t) \quad \text{Ec. 4.42}$$

- Cuando H1=OFF y H2=ON la tensión en bornes de la bobina es igual a:

$$-v_L = \left(\frac{V_{dc}}{2} + v_R \right) = -L \frac{di_A^-}{dt} \quad \text{Ec. 4.43}$$

Resolviendo la ecuación anterior se obtiene que la corriente es igual a:

$$i_A^-(t) = -\frac{V_{dc}}{2L} t + \frac{V_m}{L\omega} (\cos \omega t) \quad \text{Ec. 4.44}$$

Con la función de conmutación S_k definida anteriormente, las ecuaciones anteriores se pueden resumir en:

$$\frac{di_A}{dt} = S_k \frac{V_{dc}}{2L} - \frac{v_R}{L} \quad (S_k = \{-1, +1\}) \quad \text{Ec. 4.45}$$

Despejando las variaciones de corriente en las dos ecuaciones anteriores (Ec. 4.41 y 4.43) y sumando miembro a miembro se obtiene:

$$\frac{di_A^+}{dt} + \frac{di_A^-}{dt} = \frac{-2v_R}{L} \quad \text{Ec. 4.46}$$

Si se restan miembro a miembro las dos ecuaciones se obtiene:

$$\frac{di_A^+}{dt} - \frac{di_A^-}{dt} = \frac{V_{dc}}{L} \quad \text{Ec. 4.47}$$

Al igual que ocurría en el caso de carga R-L, se observa que la variación de la corriente i_A^+ durante el intervalo t_{H1} es igual a dos veces la banda de histéresis más la variación experimentada por la i_{A_ref} durante el mismo tiempo, lo que se representa mediante la ecuación siguiente:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_A^+}{dt} &= \frac{2BH + \Delta i_{A_ref}}{t_{H1}} \\ \Delta i_{A_ref} &= \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{di_A^+}{dt} t_{H1} - \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H1} = 2BH \quad \text{Ec. 4.48}$$

Al igual que en el caso anterior, se observa que la variación de la corriente i_A^- durante el intervalo t_{H2} es igual a la variación experimentada por la i_{A_ref} durante el mismo tiempo menos dos veces la banda de histéresis, lo que se representa mediante la ecuación siguiente:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_A^-}{dt} &= \frac{\Delta i_{A_ref} - 2BH}{t_{H2}} \\ \Delta i_{A_ref} &= \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{di_A^-}{dt} t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt} t_{H2} = -2BH \quad \text{Ec. 4.49}$$

Verificándose además que:

$$t_{H1} + t_{H2} = T_s = \frac{1}{f_s} \quad \text{Ec. 4.50}$$

Sumando miembro a miembro las ecuaciones (4.48) y (4.49) y utilizando la igualdad de la ecuación (4.50) para simplificar el resultado de la suma, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_A^+}{dt} t_{H1} + \frac{di_A^-}{dt} t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt} \frac{1}{f_s} = 0 \quad \text{Ec. 4.51}$$

Restando miembro a miembro las ecuaciones (4.48) y (4.49) se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_A^+}{dt} t_{H1} - \frac{di_A^-}{dt} t_{H2} - \frac{di_{A_ref}}{dt} (t_{H1} - t_{H2}) = 4BH \quad \text{Ec. 4.52}$$

Aprovechando la igualdad expresada en la ecuación (4.46) para simplificar la expresión anterior, obtenemos:

$$\begin{aligned} \frac{di_A^+}{dt} (t_{H1} + t_{H2}) + t_{H2} \cdot \frac{2v_R}{L} - \frac{di_{A_ref}}{dt} \cdot (t_{H1} - t_{H2}) &= 4BH \\ \frac{di_A^+}{dt} \frac{1}{f_C} + t_{H2} \cdot \frac{2v_R}{L} - \frac{di_{A_ref}}{dt} \cdot (t_{H1} - t_{H2}) &= 4BH \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.53}$$

En la ecuación (4.51), aprovechando las ecuaciones (4.41) y (4.43), y simplificando términos, se puede expresar como:

Análisis del compensador activo de desequilibrios

$$\frac{t_{H1}}{L} \left(\frac{V_{dc}}{2} - v_R \right) - \frac{t_{H2}}{L} \left(\frac{V_{dc}}{2} + v_R \right) - \frac{di_{A_ref}}{dt} \frac{1}{f_s} = 0$$

$$t_{H1} - t_{H2} = \frac{2L}{V_{dc} \cdot f_s} \left(\frac{v_R}{L} + \frac{di_{A_ref}}{dt} \right)$$

Ec. 4.54

Sustituyendo las ecuaciones (4.41), (4.43) y (4.54), en la ecuación (4.52) y agrupando términos se obtiene:

$$4BH = \frac{t_{H1}}{L} \left(\frac{V_{dc}}{2} - v_R \right) + \frac{t_{H2}}{L} \left(\frac{V_{dc}}{2} + v_R \right) +$$

$$- \frac{2L}{f_s \cdot V_{dc}} \left(\frac{v_R}{L} + \frac{di_{A_ref}}{dt} \right) \cdot \frac{di_{A_ref}}{dt}$$

Ec. 4.55

Que agrupando obtenemos el valor de la banda de histéresis:

$$BH = \frac{V_{dc}}{8 \cdot f_s \cdot L} \left(1 - \left(\frac{2L}{V_{dc}} \right)^2 \cdot \left(\frac{v_R}{L} + \frac{di_{A_ref}}{dt} \right)^2 \right)$$

Ec. 4.56

En [Bose10-90] y en [Rodríguez:06-02] utilizan la anterior expresión para calcular el valor de la banda de histéresis que, dependiendo de los diversos parámetros que aparecen en la anterior ecuación, proporcionan una frecuencia de conmutación constante o casi constante, incluyendo resultados simulados en ambos casos.

Las corrientes que circulan por los condensadores del bus de continua presentan las formas de onda mostradas en la figura 4.12. A la vista de las formas de onda se observa que las tensiones en los condensadores varían atendiendo a las siguientes condiciones:

$i_A > 0$ y $\frac{di_A}{dt} > 0$	Tensión en C_{top} disminuye
$i_A < 0$ y $\frac{di_A}{dt} > 0$	Tensión en C_{top} aumenta
$i_A > 0$ y $\frac{di_A}{dt} < 0$	Tensión en C_{bot} aumenta
$i_A < 0$ y $\frac{di_A}{dt} < 0$	Tensión en C_{bot} disminuye

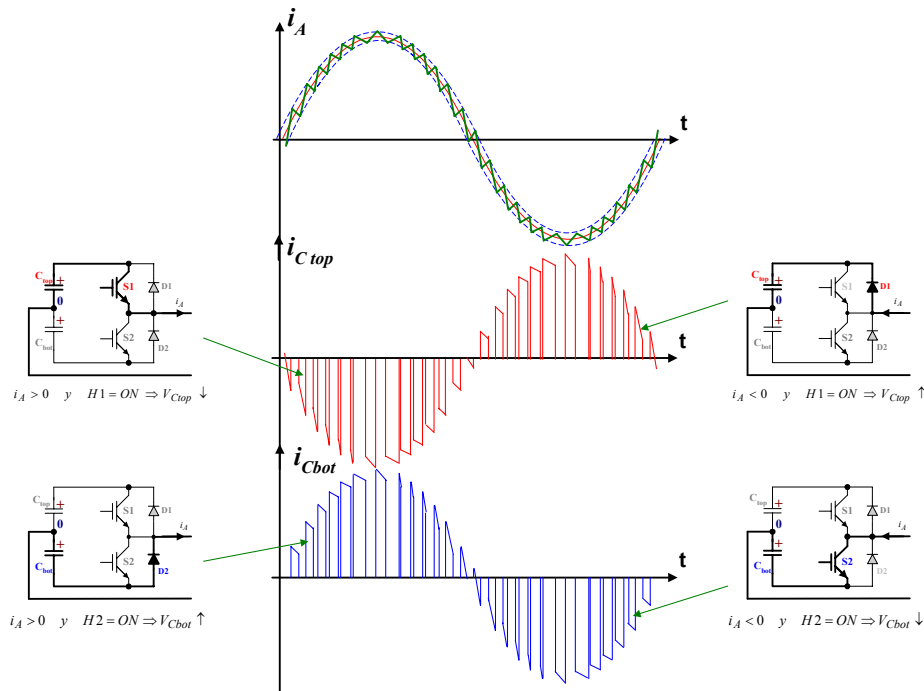


Figura 4.12.- Corrientes en los condensadores de un inversor monofásico en semipunte.

La corriente por los condensadores se puede escribir en función de la función de conmutación S_k y de la corriente de salida del inversor:

$$\begin{aligned} i_{C_{top}} &= -\frac{1+S_k}{2} \cdot i_A \\ i_{C_{bot}} &= +\frac{1-S_k}{2} \cdot i_A \end{aligned} \quad S_k = \{-1, +1\} \quad \text{Ec. 4.57}$$

A partir de la expresión general de la corriente en un condensador se puede escribir que:

$$\frac{dv_{C_{top}}}{dt} = \frac{i_{C_{top}}}{C_{top}} \quad \frac{dv_{C_{bot}}}{dt} = \frac{i_{C_{bot}}}{C_{bot}} \quad \text{Ec. 4.58}$$

Combinando ambas expresiones y teniendo en cuenta que las dos capacidades son de igual valor, se obtiene que:

$$\frac{d(v_{C_{top}} + v_{C_{bot}})}{dt} = \frac{i_{C_{top}} + i_{C_{bot}}}{C} \quad \text{Ec. 4.59}$$

A la vista de las formas de onda representadas, si $i_{C_{top}} = -i_{C_{bot}}$ las variaciones de la tensión media en el bus DC son nulas. Realmente las dos corrientes no son iguales en cada instante temporal, por lo que la tensión del bus DC contendrá un rizado de tensión que dependerá de la capacidad total y de las corrientes que circulen por el inversor [Mishra: 12-00] y [Mishra: 02-01]. En el apartado 4.5 se realizará el análisis del bus DC de un inversor trifásico VSI utilizado para la compensación de ineficiencias en la red de suministro.

4.3 Corrientes de compensación del compensador activo de desequilibrios.

En el caso de inversores VSI trifásicos aplicados a la compensación de ineficiencias en la red de suministro, las corrientes en cada una de las salidas del inversor son de diferente valor (no equilibradas) por lo que es habitual utilizar un control independiente en cada fase y se conecta el punto neutro de la carga al punto medio del bus de continua. En este caso es válido todo lo analizado en los puntos anteriores para el inversor monofásico en semipunto, teniendo en cuenta que el inversor trifásico estará formado por tres semipuntos que se controlan de forma independiente por sus respectivas corrientes de referencia.

El control de motores AC trifásicos es una de las principales aplicaciones de los inversores VSI trifásicos en la actualidad, ya que se consiguen unas prestaciones del motor AC muy similares a las que se podrían obtener con un motor DC, con las ventajas que presentan los motores AC (menor coste, menor mantenimiento,...). En este tipo de aplicaciones la carga del inversor VSI es el motor AC, que es una carga equilibrada, donde las corrientes por las tres fases son del mismo valor (equilibradas) y desfasadas entre sí 120° . Las tensiones en la carga no solo dependen de los interruptores de su semipunto, sino que dependen del estado de los interruptores de los otros semipuntos. Para este tipo de aplicaciones (control motores AC) se han desarrollado otras técnicas PWM, como el control vectorial (SVPWM), con las que se obtienen unas excelentes regulaciones de los motores AC. Para este tipo de cargas no es necesario la conexión del punto neutro de la carga (normalmente no disponible como terminal de conexión) al inversor ni al neutro de la red.

El diagrama de bloque de un inversor trifásico VSI de conexión a la red de suministro con control de corriente mediante banda de histéresis independiente por cada una de las fases está formado por, principalmente, los siguientes bloques:

- Bloque de sensado de las corrientes a la salida del inversor (realimentación de la corriente de salida).
- Bloque de sensado de tensiones y corriente en el punto de conexión del inversor.
- Procesador digital de señales que obtendrá las corrientes de referencia adecuadas, las compara con las corrientes a la salida del inversor, y en función de la banda de histéresis establecida, determina las señales de disparo de los semiconductores de potencia.
- Bloque de adaptación de señales entre el procesador digital y la etapa de potencia (driver).
- Inversor trifásico constituido por seis conmutadores controlados y seis diodos en antiparalelo. El inversor tiene por un lado una conexión a un bus de continua constituido por una asociación serie de condensadores en cuyo punto medio se conecta el neutro de la instalación y por otro lado una conexión al bus de alterna en el que se conectan inductancias en serie para que la salida AC del inversor se comporte como una fuente de corriente controlada.

En un inversor trifásico como el mostrado en la figura 4.13, con unas funciones de conmutación S_{k*} para cada semipunte, donde todas las inductancias de salida del inversor son del mismo valor y realizando las mismas aproximaciones que en el caso de un inversor monofásico en semipunte, se tiene que:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_{kA} \\ S_{kB} \\ S_{kC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 4.63}$$

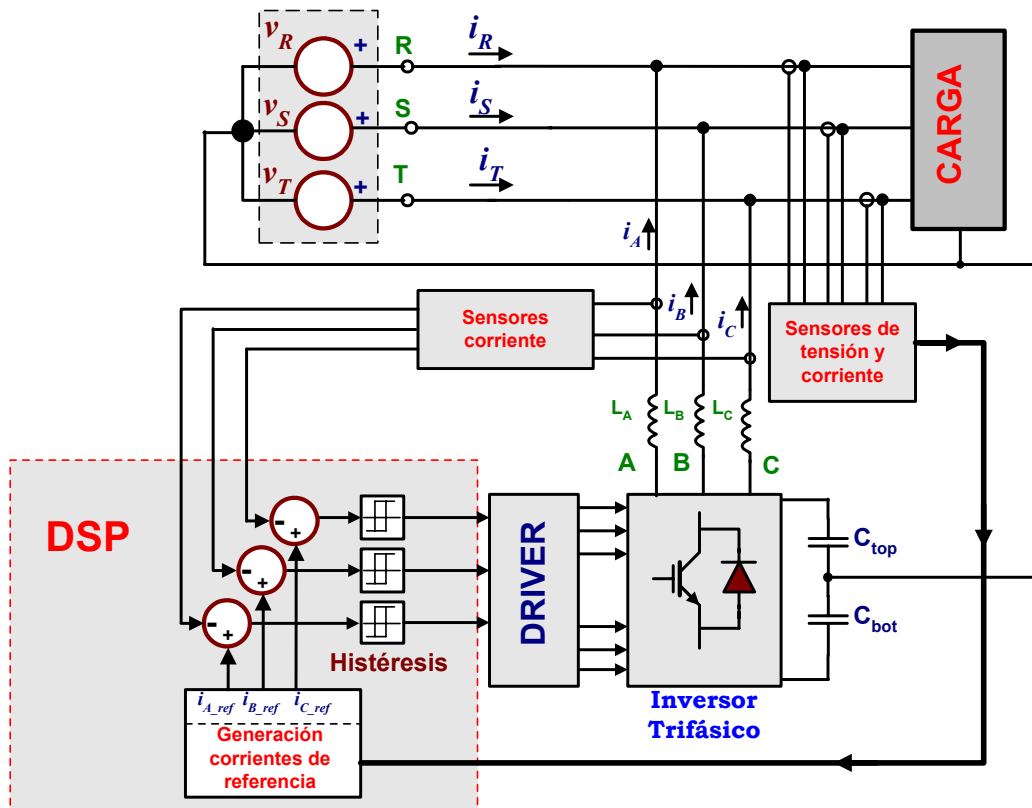


Figura 4.13.- Diagrama de bloques de un inversor trifásico con control de corriente mediante banda de histéresis.

La actuación del compensador activo de desequilibrios se basa en el teorema de Stokvis-Fortescue el cual establece que: “*Todo sistema trifásico desequilibrado de excitaciones o respuestas de un circuito trifásico asimétrico puede descomponerse, atendiendo a los efectos que produce, en tres sistemas trifásicos: uno equilibrado de secuencia directa, otro equilibrado de secuencia inversa y el último de secuencia homopolar*”. La selección de los términos que pasarán a constituir las corrientes de compensación se realiza siguiendo la identificación de fenómenos realizada por la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica y su asociación a componentes de tensión y corriente (capítulo 1). En un sistema equilibrado se cumple que:

- Las tres magnitudes de las fases tienen el mismo valor eficaz.
- Las tres magnitudes de las fases están desfasadas entre sí 120° .

Análisis del compensador activo de desequilibrios

Como consecuencia del teorema de Stokvis-Fortescue, si se conocen las tres componentes simétricas de una fase del sistema asimétrico o desequilibrado, es inmediata la obtención de las componentes de las otras dos fases, verificándose las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} \vec{I}_{1d} &= \vec{I}_d & \vec{I}_{1i} &= \vec{I}_i & \vec{I}_{1h} &= \vec{I}_h \\ \vec{I}_{2d} &= a^2 \cdot \vec{I}_d & \vec{I}_{2i} &= a \cdot \vec{I}_i & \vec{I}_{2h} &= \vec{I}_h \\ \vec{I}_{3d} &= a \cdot \vec{I}_d & \vec{I}_{3i} &= a^2 \cdot \vec{I}_i & \vec{I}_{3h} &= \vec{I}_h \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.64}$$

En las anteriores ecuaciones “a” es el vector unitario de valor:

$$\begin{aligned} a &= 1 \cdot e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \\ a^2 &= 1 \cdot e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.65}$$

Las relaciones entre los fasores temporales del sistema asimétrico y sus componentes simétricas, se pueden obtener a partir de las siguientes ecuaciones. Según Stokvis se cumple que:

$$\begin{aligned} \vec{I}_1 &= \vec{I}_{1d} + \vec{I}_{1i} + \vec{I}_{1h} \\ \vec{I}_2 &= \vec{I}_{2d} + \vec{I}_{2i} + \vec{I}_{2h} \\ \vec{I}_3 &= \vec{I}_{3d} + \vec{I}_{3i} + \vec{I}_{3h} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.66}$$

Sustituyendo de las ecuaciones anteriores, se obtiene:

$$\begin{aligned} \vec{I}_1 &= \vec{I}_{1d} + \vec{I}_{1i} + \vec{I}_{1h} \\ \vec{I}_2 &= a^2 \cdot \vec{I}_{1d} + a \cdot \vec{I}_{1i} + \vec{I}_{1h} \\ \vec{I}_3 &= a \cdot \vec{I}_{1d} + a^2 \cdot \vec{I}_{1i} + \vec{I}_{1h} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.67}$$

y expresándolo en forma matricial, se tiene:

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \\ \vec{I}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{I}_{1d} \\ \vec{I}_{1i} \\ \vec{I}_{1h} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \\ \vec{I}_3 \end{pmatrix} = [M_{Stokvis}] \cdot \begin{pmatrix} \vec{I}_{1d} \\ \vec{I}_{1i} \\ \vec{I}_{1h} \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 4.68}$$

despejando los valores de las componentes simétricas, se obtiene:

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_d \\ \vec{I}_i \\ \vec{I}_h \end{pmatrix} = [M_{Stokvis}]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \\ \vec{I}_3 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} \vec{I}_d \\ \vec{I}_i \\ \vec{I}_h \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \\ \vec{I}_3 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 4.69}$$

A partir de la anterior ecuación se pueden escribir las relaciones entre los fasores temporales del sistema asimétrico y sus componentes simétricas:

$$\begin{aligned}\bar{I}_d &= \frac{1}{3} \cdot (\bar{I}_1 + a \cdot \bar{I}_2 + a^2 \cdot \bar{I}_3) \\ \bar{I}_i &= \frac{1}{3} \cdot (\bar{I}_1 + a^2 \cdot \bar{I}_2 + a \cdot \bar{I}_3) \\ \bar{I}_h &= \frac{1}{3} \cdot (\bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_3)\end{aligned}\tag{Ec. 4.70}$$

Este sistema de ecuaciones da una solución única, ya que la matriz de los coeficientes sólo tiene una matriz inversa, y por tanto las componentes simétricas de un sistema trifásico desequilibrado son únicas. Como ejemplo de un sistema desequilibrado se muestra a continuación la descomposición de las corrientes en sus componentes simétricas para el caso de existir una carga resistiva conectada entre la fase R y neutro (Figura 2.4), suponiendo que se dispone de un sistema de tensiones equilibrado y de secuencia directa en el punto de conexión de la carga.

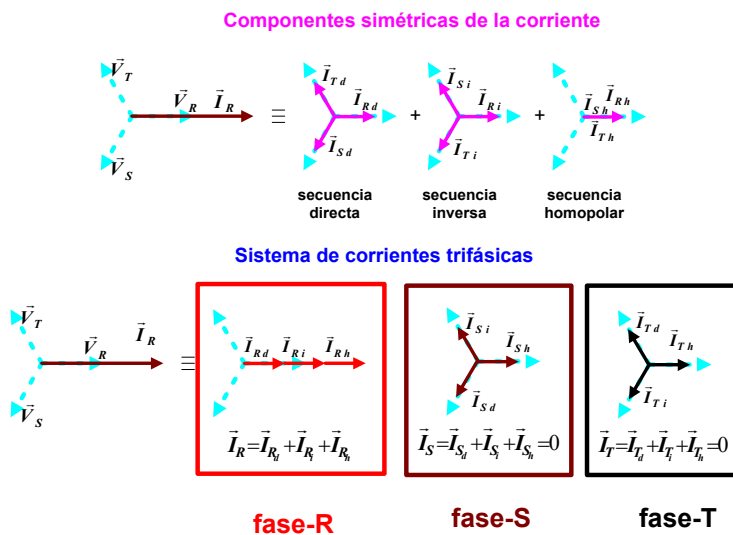


Figura 4.14.- Descomposición de las corrientes de un receptor resistivo conectado entre la fase R y neutro en sus componentes simétricas.

El compensador activo de desequilibrios implementado mediante un puente inversor trifásico con control de la corriente de salida mediante banda de histéresis actúa como una fuente de corriente controlada que intenta establecer en las salidas unas corrientes idénticas a las de referencia. Para la generación de las corrientes de referencia del compensador, despreciando las pérdidas en el sistema, hay que determinar cuales son las componentes de las corrientes que representan las ineficiencias. A partir de lo expuesto en el capítulo 1 se deduce que:

- La presencia de componentes de secuencia inversa y homopolar de las corrientes provoca la existencia de una potencia instantánea de asimetría que reduce la eficiencia del sistema.
- Si existe un desfase entre las corrientes y las tensiones de secuencia directa es debido a la presencia de componentes de secuencia directa reactiva en la corriente, componentes que

provocan la presencia de una potencia instantánea de desfase (reactiva) que reduce la eficiencia del sistema.

Tal como se ha mostrado en el capítulo 3, es posible diseñar un compensador activo de desequilibrios que realiza dos acciones de control diferentes:

- Eliminación total de las ineficiencias debidas a cargas lineales en sistemas trifásicos a cuatro hilos. Las ineficiencias presentes en estos sistemas son los desfases y las asimetrías.
- Eliminación selectiva de ineficiencias: se eliminan solo las asimetrías o solo los desfases.

La eliminación selectiva permite actuar al compensador activo de desequilibrios como compensador de reactiva en el caso de eliminar solo los desfases o como compensador de desequilibrios, fenómeno que está siendo analizado en la presente tesis. La utilización del compensador activo de desequilibrios solo para la compensación de asimetrías es especialmente útil cuando existen en la instalación equipos de compensación de reactiva, ya que:

- Al equilibrar el sistema el compensador actuará correctamente en las tres fases, como ya se ha podido ver en los resultados expuestos en el capítulo 2.
- No se desaprovechan los equipos de compensación de reactiva existentes en las instalaciones.
- Se aumenta la capacidad de compensación de asimetrías del CAD, ya que una limitación del CAD es la corriente máxima que puede circular por cada una de las salidas del bus AC. Al no tener que suministrar las corrientes de secuencia directa reactiva, será posible compensar una potencia de asimetría mayor.

La generación de las corrientes de referencia se realiza a partir de las corrientes que circulan por la carga. A partir de dichas corrientes se obtienen las componentes simétricas de secuencia directa, inversa y homopolar que permiten determinar la corriente de referencia del inversor VSI trifásico utilizado para la compensación de ineficiencias. Las corrientes de compensación de las ineficiencias provocadas por la carga son:

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_{A_comp} \\ \vec{I}_{B_comp} \\ \vec{I}_{C_comp} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \left\{ \begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_{d_r} + \begin{pmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_i + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_h \right\} \quad \text{Ec. 4.71}$$

La referencia [Ghosh:01-2000] utiliza la descomposición en componentes simétricas para obtener las corrientes de referencia para un corrector de factor de potencia en sistemas de distribución, indicando que al multiplicar los términos de tensión y corriente en la línea solo debería estar presente el término de continua, el que representa a la potencia útil, y lo que propone es eliminar las componentes senoidales que aparecen, que representan a las ineficiencias. Para ello calcula la parte de continua que resulta de las corrientes circulantes por la línea y la corriente a inyectar por el filtro es la que circula por la línea menos la corriente que transporta dicha potencia continua. Con este método se pueden compensar la parte reactiva y de desequilibrios pero no se pueden separar los efectos, además de necesitar calcular la parte de

continua de la potencia en la línea. El algoritmo planteado tan solo se ha validado mediante simulación.

En [Chen:10-00] también se realiza un estudio similar al anterior aplicado a un compensador paralelo conectado en un sistema trifásico a cuatro hilos. Las corrientes de referencia son obtenidas a partir del cálculo de términos de la potencia del sistema, evitando de dicha forma la necesidad de realizar la transformación que permite obtener las componentes simétricas a partir de las corrientes de líneas. El sistema experimental utilizado para validar el sistema propuesto se ha implementado utilizando tres inversores monofásicos que comparten un bus DC común y un control de la corriente por banda de histéresis.

En [Watanabe:04-93] se realiza el análisis de sistemas lineales desequilibrados en carga a partir de la teoría de la potencia instantánea propuesta por Akagi, obteniendo los términos de las potencias instantáneas a partir de las componentes simétricas del sistema. Debido a la transformación propuesta, que no permite identificar y diferenciar los diversos fenómenos presentes en el sistema, los autores indican que el generador suministra las potencias medias de secuencia directa e inversa así como las potencias armónicas, es decir, están incluyendo algunas de las potencias activas residuales (la potencia activa residual debida a las componentes homopolares si que se separa del resto y se considera ineficiente) como potencias que debe entregar el generador, sabiendo por la Teoría Unificadora de la potencia eléctrica que dichas potencias reducen la eficiencia del sistema si son suministradas por el generador. El compensador ha de compensar la potencia instantánea debida a las componentes homopolares y las componentes alternas debidas a las componentes de secuencia directa e inversa, tal como se indica en la figura 4.15.

En [González:10-98] se indican las dos estrategias que se pueden utilizar en un compensador trifásico utilizando la Teoría de la Potencia Instantánea (IPT) desarrollada por Akagi:

- Compensar únicamente la potencia instantánea imaginaria q . En este caso la red debe suministrar toda la potencia instantánea real p .
- Compensar la potencia instantánea imaginaria q y el término de alterna de la potencia instantánea real (p_{ac}). En este caso la red solo debe suministrar la potencia activa constante igual a p_{dc} .

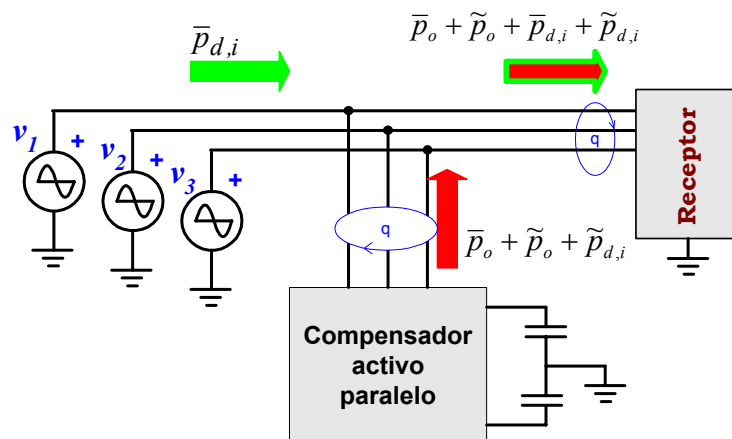


Figura 4.15.- Potencias instantáneas en un sistema eléctrico con un compensador activo.

En la referencia [Aredes:03-97] se comparan las características de dos tipos de control de la corriente en instalaciones a cuatro hilos, ambos utilizando la Teoría de la Potencia Instantánea:

- El control denominado de “fuente de potencia instantánea constante” que intenta compensar las ineficiencias de las cargas haciéndolas parecer como un receptor cuyas corrientes representan un flujo de potencia constante, incluso cuando las tensiones son desequilibradas. La potencia entregada por el generador corresponderá al término \bar{p} , potencia real instantánea media, que como ya se ha indicado en el capítulo 1, corresponde a la potencia media de las potencias instantáneas debidas a las componentes de secuencia directa e inversa de tensiones y corrientes: la potencia útil debida a las componentes de secuencia directa de las tensiones y corrientes y la potencia activa residual (ineficiencia por asimetría en la carga) debida a las componentes de secuencia inversa de tensiones y corrientes.
- El control denominado “fuente de corriente sinusoidal” que intenta que las corrientes que proceden del generador sean equilibradas y senoidales, incluso cuando el sistema de tensiones está desequilibrado y/o distorsionado. Para conseguir esto, las corrientes suministradas por el filtro activo se han de sincronizar con la tensión de secuencia directa, por lo que se añaden, respecto al otro tipo de control, nuevos bloques para conseguir el valor de la tensión de secuencia directa en cada una de las fases y utilizar dichas tensiones para el cálculo de las corrientes del filtro.

En la citada referencia se indica que no es posible satisfacer simultáneamente ambas condiciones, corrientes sinusoidales y potencia constante en el generador, cuando el sistema de tensiones es desequilibrado y/o distorsionado. A partir de la utilización de la Teoría General Unificadora de la Potencia Eléctrica y los resultados que a partir de su uso se han expuesto en los capítulos 1 y 2, es posible conseguir corrientes sinusoidales y potencia constante en el generador si se compensan correctamente todas las ineficiencias presentes, para lo cual hace falta una correcta cuantificación de todos los fenómenos presentes en la transmisión de energía entre generadores y receptores, y un algoritmo de generación de las corrientes de referencia del compensador activo basado en dicha cuantificación y en la separación de efectos. En la conclusión de [Aredes:03-97] queda claro que aunque el control por potencia constante en el generador es más fácil de implementar, las simulaciones realizadas muestran que el control por corriente senoidal en el generador parece ser la mejor alternativa para el control de un compensador activo en paralelo.

4.4 Pérdidas en el compensador.

Las pérdidas de potencia en el compensador activo de desequilibrios son la suma de los siguientes términos:

- Pérdidas en los semiconductores.
- Pérdidas en el bus de continua.
- Pérdidas en el bus de alterna.

$$P_{\text{loss_Total}} = P_{\text{IGBTs}} + P_{\text{diodos}} + P_{\text{Bus DC}} + P_{\text{Bus AC}} \quad \text{Ec. 4.72}$$

Las pérdidas en el bus de alterna son debidas a la resistencia de los devanados de la inductancia de conexión entre la salida del inversor y la red de suministro. Las pérdidas en el bus de continua son debidas a las resistencias de fugas de los condensadores, más las pérdidas de potencia en la resistencia serie equivalente (ESR) de cada condensador más las pérdidas en las resistencias de ecualización de la tensión en la asociación serie / paralelo que forma el bus de continua. Las pérdidas en los semiconductores son debidas al funcionamiento de los IGBTs y diodos que forman el puente inversor trifásico.

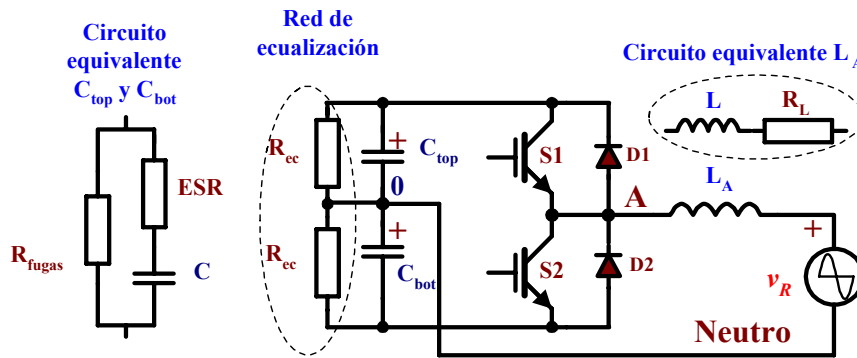


Figura 4.16.- Circuitos equivalentes para el análisis de las pérdidas en un inversor.

En la referencia [El-Barbari:10-99] y [Srajber:00-92] se analizan las pérdidas en conducción y en conmutación de IGBTs y diodos de potencia en convertidores electrónicos donde la corriente de salida es senoidal. A partir del análisis allí indicado y de las características de los interruptores elegidos, es posible evaluar las pérdidas que se tendrán en los semiconductores, y que provocan la descarga del bus DC. El análisis de las pérdidas se efectúa sobre un semipunto como el de la figura 4.2, en el que la salida AC es una corriente de tipo cuasi-senoidal como la de la parte superior de la figura 4.17 (i_A). Adjunto se representan las formas de onda correspondientes a los cuatro semiconductores de potencia del circuito:

- El interruptor bidireccional H1, conectado a la parte superior del semipunto, está formado por el IGBT S1 y el diodo en antiparalelo D1.
- El interruptor bidireccional H2, conectado a la parte inferior del semipunto, está formado por el IGBT S2 y el diodo en antiparalelo D2.

Se puede observar que durante el semiciclo positivo de la corriente de salida la corriente circula por S1 y por el diodo D2. Durante el semiciclo negativo de la corriente senoidal de salida los semiconductores implicados son el S2 y el D1.

La energía total disipada se puede dividir en:

- ◆ Energía durante las conmutaciones, que se divide a su vez en:
 - Energía durante la conmutación a ON (turn-on energy o W_{on}).
 - Energía durante la conmutación a OFF (turn-off energy o W_{off}).
- ◆ Energía durante el régimen permanente, que se divide a su vez en:

Análisis del compensador activo de desequilibrios

- Energía durante la conducción (W_{cond}).
- Energía durante el bloqueo.
- ◆ Energía asociada al circuito de excitación (driver).

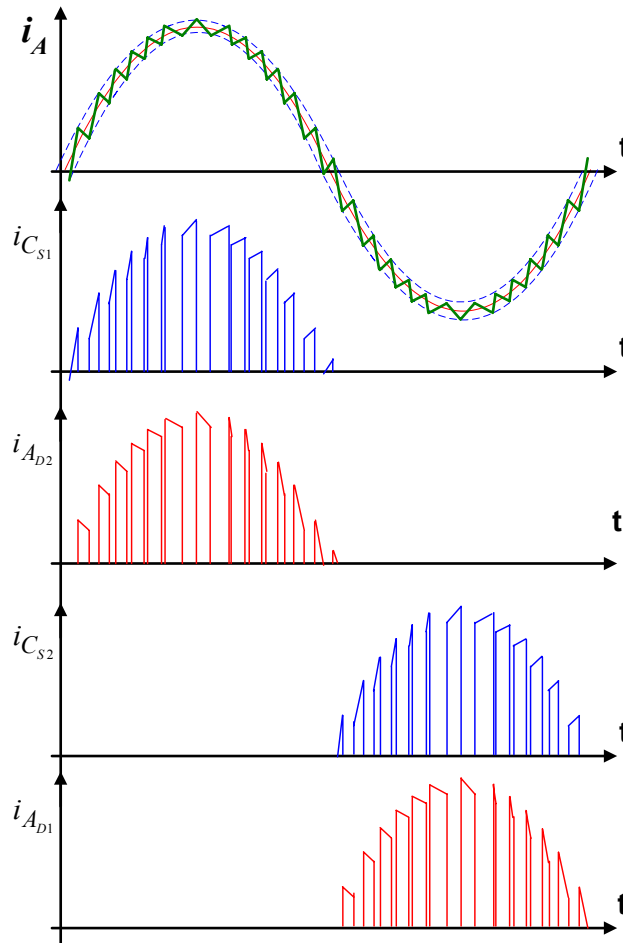


Figura 4.17.- Formas de onda en el colector de los IGBTs y en el ánodo de los diodos de un inversor monofásico en semipunto.

La contribución a las pérdidas totales de la energía pérdida durante el bloqueo del semiconductor y la energía asociada al control de los semiconductores es muy pequeña, por lo que habitualmente se pueden despreciar cuando se calculan las pérdidas en un interruptor (IGBT o MOSFET). En los diodos de potencia habitualmente utilizados en estos semipuntos, normalmente diodos del tipo rápido, se pueden despreciar también las pérdidas durante la conmutación a ON. Por tanto tendremos que las pérdidas totales en un IGBT y en un diodo dependen de:

$$P_{IGBT} = \frac{1}{T} \cdot \sum (W_{on} + W_{cond} + W_{off})$$

$$P_{diodo} = \frac{1}{T} \cdot \sum (W_{cond} + W_{off})$$

Ec. 4.73

En el caso de disponer un módulo con varios IGBTs y diodos se obtienen las pérdidas totales en el módulo como suma de las pérdidas en cada uno de ellos. En el caso habitual de control de motores AC o rectificadores controlados, todas las corrientes por las fases de salida / entrada son equilibradas (iguales) pero en nuestra aplicación no ocurre dicha situación, por lo que hay que calcular la potencia disipada en cada uno de las ramas.

En los siguientes apartados se analizan las pérdidas en los IGBT y en los diodos en este tipo de circuitos, analizando los diversos parámetros que se precisa conocer para evaluar las pérdidas totales en el convertidor. Las pérdidas en los IGBTs y en los diodos dependen de la corriente senoidal de la salida, del desfase entre la tensión senoidal a la que se conecta el inversor y la corriente senoidal que se está suministrando o demandando (α) y de la relación entre la tensión continua utilizada en el bus DC y el valor máximo de la tensión alterna. Cuando el semipunto trabaja en modo inversor ($0 \leq m \cdot \cos \alpha \leq 1$) la potencia perdida en los semiconductores es la máxima cuando $m \cdot \cos \alpha = 1$, en dicho caso se obtienen las pérdidas en conducción máximas en el IGBT y se alcanzan las máximas pérdidas en el IGBT, mientras que en el diodo están en su valor mínimo.

Cuando el semipunto trabaja en modo rectificador ($-1 \leq m \cdot \cos \alpha \leq 0$) la potencia perdida en los semiconductores es la máxima cuando $m \cdot \cos \alpha = -1$, en dicho caso se obtienen las pérdidas en conducción mínimas en el IGBT y se alcanzan las mínimas pérdidas en el IGBT, mientras que en el diodo están en su valor máximo.

En los siguientes cálculos se supone que la temperatura de la unión es constante para unas determinadas condiciones de trabajo (es razonable para corrientes de frecuencia fundamental igual a 50Hz) y que la corriente de salida es de tipo senoidal, es decir, que se desprecia el rizado que pueda contener, lo cual puede ser válido cuando la frecuencia de conmutación es alta y se opta por una banda de histéresis pequeña.

4.4.1 Pérdidas en los IGBT.

Las mejores condiciones de trabajo para un IGBT se verifican cuando las pérdidas en conducción igualan a las pérdidas en conmutación, existiendo una frecuencia de conmutación en la que se verifica dicha condición. Si se considera que la forma de onda de la corriente por el IGBT está formada por una serie de pulsos de corriente que tienen diferentes valores debido a que la corriente es senoidal en la salida del semipunto, habrá que sumar las pérdidas en cada uno de dichos pulsos. Es por ello que el análisis de las pérdidas en conducción se inicia analizando los parámetros de los que dependen las pérdidas en un pulso, para después pasar a calcular las pérdidas totales en conducción. La energía disipada en el estado de conducción en un pulso es:

$$W_{cond} = \int_0^{t_{on}} v_{ce}(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad \text{Ec. 4.74}$$

El valor medio de las pérdidas en conducción totales de un IGBT que solo conduce durante un tiempo igual a $T/2$ durante un periodo de la frecuencia de la corriente de salida (T) es:

$$P_{cond_{IGBT}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} v_{ce}(t) \cdot i_A(t) \cdot \tau_{IGBT}(t) \cdot dt \quad \text{Ec. 4.75}$$

En la anterior expresión se tiene:

- La expresión temporal de la corriente de salida senoidal del semipunto, que de forma general es:

$$i_A(t) = I_{A\max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.76}$$

- La expresión temporal de la tensión entre colector y emisor del IGBT, que se puede definir como:

$$v_{ce}(t) = V_{TO} + r_T \cdot i(t) = V_{TO} + r_T \cdot I_{A\max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.77}$$

- Una función temporal ($\tau_{IGBT}(t)$) que nos proporciona el tiempo que el transistor está en ON respecto a la frecuencia de conmutación (ciclo de trabajo). Dado que la señal de salida es una senoide de una frecuencia inferior a la de conmutación, el ciclo de trabajo del IGBT va variando, por lo que la determinación de dicha función temporal se realiza considerando un control de la corriente predictivo, en el que la frecuencia de conmutación es fija y viene impuesta por la señal triangular de comparación. En estas circunstancias la función temporal $\tau_{IGBT}(t)$ es igual a:

$$\tau_{IGBT}(t) = 0.5 \cdot \{1 + m \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)\} \quad \text{Ec. 4.78}$$

donde m , para el caso de un inversor monofásico en semipunto, relaciona la tensión máxima de la red de suministro donde se conecta el inversor y la tensión de continua que se conecta a la salida del semipunto cada vez que se conecta el IGBT. El valor de m para este caso es:

$$m = \frac{V_{R\max}}{V_{dc}/2} \quad \text{Ec. 4.79}$$

Para otros casos se tiene que el valor de m es:

$$\begin{aligned} m &= \frac{V_{L\max}}{V_{dc}/2} && \text{para un inversor monofásico en semipunto} \\ m &= \frac{V_{L\max}}{V_{dc}} && \text{para un inversor monofásico en puente completo} \\ m &= 2 \frac{\sqrt{3} V_{LL\max}}{3 V_{dc}} && \text{para un inversor trifásico} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.80}$$

Un valor de $m \leq 1$ corresponde a la zona de modulación PWM lineal y es la habitualmente utilizada en UPS. Valores de m entre $1 \leq m \leq 4/\pi$ corresponden a la zona de sobremodulación, utilizada en el control de motores AC mientras que con $m=4/\pi$ estaríamos trabajando con una

onda cuadrada a la salida, donde la frecuencia de conmutación es la misma que la de frecuencia de salida y no se utiliza el PWM.

El valor del desfase α corresponde al factor de potencia de la carga (desfase entre la tensión y la corriente).

Sustituyendo cada expresión en la Ec.4.75 se obtiene que:

$$P_{cond_{IGBT}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (V_{TO} + r_T \cdot I_{Amax} \cdot \text{sen} \omega t) \cdot (I_{Amax} \cdot \text{sen} \omega t) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{m \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)}{2} \right) \cdot dt \quad \text{Ec. 4.81}$$

Operando se obtiene:

$$P_{cond_{IGBT}} = \frac{1}{2} \left(V_{TO} \frac{I_{Amax}}{\pi} + r_T \frac{I_{Amax}^2}{4} \right) + m \cdot \cos \alpha \cdot \left(V_{TO} \frac{I_{Amax}}{8} + r_T \frac{I_{Amax}^2}{3\pi} \right) \quad \text{Ec. 4.82}$$

La energía disipada en cada conmutación a ON y a OFF son diferentes para cada pulso, dependiendo del valor de la corriente, la tensión del bus de continua, temperatura, características del driver, etc. Los valores exactos solo son medibles en cada circuito particular, por lo que en las hojas de características de los fabricantes se incluyen resultados experimentales para unas determinadas condiciones de trabajo. Las pérdidas en conmutación dependerán de la corriente, por lo que el valor promedio de las pérdidas en conmutación es:

$$P_{sw(I_{Amax})} = f_s \cdot \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (W_{on} + W_{off})_{(I_{Amax}, t)} \cdot dt \quad \text{Ec. 4.83}$$

Si se asume que $(W_{on} + W_{off})_{(t)}$ es una función lineal de la corriente, entonces se tiene que las pérdidas en conmutación son iguales a:

$$P_{sw(I_{Amax})} = f_s \cdot \frac{1}{\pi} \cdot (W_{on} + W_{off})_{(I_{Amax})} \quad \text{Ec. 4.84}$$

Esta ecuación asume que las pérdidas en conmutación en el IGBT generadas durante la media onda de la corriente son idénticas a las pérdidas en conmutación generadas si se aplicará la corriente continua equivalente, que correspondería al valor medio del medio ciclo de la corriente.

Utilizando la anterior ecuación, los fabricantes han planteado la disipación de potencia en conmutación como función de la corriente de pico bajo unas condiciones de frecuencia igual a 10kHz, 600 V de tensión en el bus DC y temperaturas de la unión de 125°C y 70°C. Para cualquier otra frecuencia de conmutación o tensión DC se puede estimar la potencia disipada en conmutación mediante la siguiente expresión:

$$P_{sw1} = \frac{f_{s1}(kHz)}{10} \cdot \frac{V_{dc1}(V)}{600} \cdot P_{sw(I_{Amax})} \quad \text{Ec. 4.85}$$

Dicha expresión refleja que las pérdidas en conmutación en un IGBT son convertibles linealmente para otras tensiones de trabajo. De forma general, conocidas las pérdidas de energía durante la conmutación a ON y OFF y las condiciones en que se han tomado dichas medidas, se pueden obtener las pérdidas en conmutación de un IGBT mediante la siguiente expresión [Eupec:01]:

$$P_{sw} = f_s \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(W_{on(t_{nom}, V_{nom})} + W_{off(t_{nom}, V_{nom})} \right) \cdot \frac{I_{A_max}}{I_{nom}} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{dc_{nom}}} \quad \text{Ec. 4.86}$$

Los transistores IGBT (Insulated Gate Homogeneous Transistors) utilizados presentan una alta impedancia de entrada, alta velocidad de conmutación, reparto equilibrado de la corriente de forma automática debido al coeficiente de temperatura positivo de la V_{CEsat} y pérdidas por conmutación independientes de la temperatura. Todas estas características hacen muy fácil la puesta en paralelo de estos dispositivos sin necesidad de circuitos auxiliares adicionales.

Los transistores IGBT presentan una SOA (Safe Operating Area) prácticamente cuadrada, limitada tan solo por la máxima tensión que soporta el dispositivo y la máxima corriente de cortocircuito. En el 342GD120-314CTV la máxima tensión V_{CE} es de 1200V y la corriente máxima del transistor IGBT es de 300A (al igual que para el diodo en antiparalelo), con una corriente de cortocircuito limitada a $375 \pm 2\%A$. La tensión máxima en el bus de continua de este módulo es de $900V_{DC}$, aunque por aspectos económicos, se limita a $800V_{DC}$ debido a las características de los condensadores electrolíticos usados para constituir el bus de continua (condensadores de 400V conectados en serie / paralelo). La caída de tensión en saturación es algo superior a los 3 voltios y casi independiente de la temperatura, con coeficiente de temperatura positivo: $V_{CEsat}=3.05V$ con $T_j=25^\circ C$ y $V_{CEsat}=3.2V$ con $T_j=125^\circ C$.

4.4.2 Pérdidas en los diodos.

Las pérdidas en conducción en los diodos se calculan de una manera similar a las del IGBT:

$$P_{cond_{diodo}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} v_{AK}(t) \cdot i_A(t) \cdot \tau_{diodo}(t) \cdot dt \quad \text{Ec. 4.87}$$

En la expresión anterior se tiene:

- La expresión temporal de la corriente de salida senoidal del semipunto, que de forma general es:

$$i_A(t) = I_{A_max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.88}$$

- La expresión temporal de la tensión entre ánodo y cátodo del diodo, que se puede definir como:

$$v_{AK}(t) = V_{TO} + r_T \cdot i(t) = V_{TO} + r_T \cdot I_{A_max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4.89}$$

- Una función temporal ($\tau_{diodo}(t)$) que nos proporciona el tiempo que el diodo está en ON respecto a la frecuencia de conmutación (ciclo de trabajo). Dado el funcionamiento complementario de diodos e IGBTs, la función temporal $\tau_{diodo}(t)$ es igual a:

$$\tau_{diodo}(t) = \frac{t_{on\ diodo}}{T_s} = 1 - \tau_{IGBT}(t) = \frac{1}{2} - \frac{m}{2} \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad \text{Ec. 4.90}$$

Sustituyendo cada expresión en la Ec.4.87 se obtiene que:

$$P_{cond\ diodo} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (V_{TO} + r_T \cdot I_{A\ max} \cdot \text{sen}\ \omega t) \cdot (I_{A\ max} \cdot \text{sen}\ \omega t) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{m \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)}{2} \right) \cdot dt \quad \text{Ec. 4.91}$$

Operando se obtiene:

$$P_{cond\ diodo} = \frac{1}{2} \left(V_{TO} \frac{I_{A\ max}}{\pi} + r_T \frac{I_{A\ max}^2}{4} \right) - m \cdot \cos\ \alpha \cdot \left(V_{TO} \frac{I_{A\ max}}{8} + r_T \frac{I_{A\ max}^2}{3\pi} \right) \quad \text{Ec. 4.92}$$

La energía disipada en un diodo rápido en cada conmutación a ON es muy pequeña, por lo que se puede despreciar. La energía disipada en la conmutación a OFF (W_{off}) se ha de medir en cada circuito para diferentes valores de corriente. En las hojas de características de los fabricantes se incluyen datos de la W_{off} en función de la corriente directa para una determinadas condiciones de temperatura y de la resistencia de gate del circuito de excitación del IGBT, ya que este valor determina el tiempo de subida de la corriente por el IGBT, que condiciona el tiempo de off del diodo. Las pérdidas en conmutación a off son iguales a:

$$P_{sw} = f_s \cdot \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} W_{off} \cdot \text{sen}\ \omega t \cdot dt \quad \text{Ec. 4.93}$$

Si se asume que W_{off} es una función lineal de la corriente, entonces se tiene que las pérdidas en conmutación son iguales a:

$$P_{sw}(I_{A\ max}) = f_s \cdot \frac{1}{\pi} \cdot (W_{off})_{(I_{A\ max})} \quad \text{Ec. 4.94}$$

Esta ecuación asume que las pérdidas en conmutación en el diodo generadas durante la media onda de la corriente son idénticas a las pérdidas en conmutación generadas si se aplicará la corriente continua equivalente, que correspondería al valor medio del medio ciclo de la corriente.

Para cualquier otra frecuencia de conmutación o tensión DC se puede estimar la potencia disipada en conmutación mediante la siguiente expresión:

$$P_{sw1} = \frac{f_{s1}(kHz)}{10} \cdot \frac{V_{dc1}(V)}{600} \cdot P_{sw}(I_{A\ max}) \quad \text{Ec. 4.95}$$

Análisis del compensador activo de desequilibrios

Dicha expresión refleja que las pérdidas en conmutación en un diodo son convertibles linealmente para otras tensiones de trabajo. De forma general, conocidas las pérdidas de energía durante la conmutación a ON y a OFF y las condiciones en que se han tomado dichas medidas, se pueden obtener las pérdidas en conmutación de un diodo mediante la siguiente expresión [Eupec:01]:

$$P_{sw} = f_s \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(W_{on(I_{nom}, V_{nom})} + W_{off(I_{nom}, V_{nom})} \right) \cdot \frac{I_{A_max}}{I_{nom}} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{dc_nom}} \quad \text{Ec. 4.96}$$

Los diodos incluidos en el módulo de potencia trifásico presentan una caída de tensión en conducción de unos 2.5 voltios y casi independientes de la temperatura: $V_F=V_{CE}=2.55V$ con $T_j=25^\circ C$ y $V_F=V_{CE}=2.43V$ con $T_j=125^\circ C$. La tensión umbral de puesta en conducción es $V_{TO}=0.91V$ y la resistencia equivalente en la región de polarización directa es $r_T=3.8m\Omega$, ambos datos para una $T_j=125^\circ C$.

4.4.3 Pérdidas en el bus DC y AC.

Las pérdidas existentes en el bus de continua y en el de alterna son debidas a las partes resistivas de los componentes que constituyen ambos buses:

- En el bus de alterna se encuentra la resistencia de los devanados de la inductancia de conexión entre la salida del inversor y la red de suministro.
- En los condensadores que forman el bus de continua encontramos diversas resistencias, como son: resistencia de fugas de los condensadores (R_p), más la resistencia serie equivalente (ESR) de cada condensador.
- Debido a la alta capacidad necesaria en el Bus DC para que el rizado de tensión se mantenga en unos límites adecuados para el correcto funcionamiento del puente inversor, ha sido necesario realizar la asociación serie / paralelo de varios condensadores electrolíticos. Debido a los desequilibrios de tensión que pueden aparecer entre la capacidad de la parte alta (C_{top} en figura 4.13) y la capacidad de la parte baja (C_{bot} en figura 4.13) y que podrían provocar el mal funcionamiento del compensador, se han dispuesto unas resistencias de eualización de la tensión.

Las pérdidas en la resistencia de los devanados de la inductancia de conexión entre la salida del compensador y la red de suministro son iguales a:

$$P_{Bus AC} = \sum_{z=A,B,C} P_{L_z} = \sum_{z=A,B,C} R_L \cdot I_{z_rms}^2 \quad \text{Ec. 4.97}$$

Dependiendo del tipo de compensación a realizar (asimetría, desfases o asimetría + desfases) más la corriente necesaria para la compensación de las pérdidas, la expresión de la corriente de salida es diferente, tal como se verá al calcular las corrientes de referencia.

Las pérdidas en el bus de continua son las siguientes:

- Pérdidas debidas a las resistencias de fugas de los condensadores: dependen de la tensión del bus DC y de la resistencia total paralelo de cada condensador. Dado que el valor de la resistencia paralelo de cada condensador es elevado, y mucho mayor que el de las resistencias de ecualización dispuestas, estas pérdidas se podrían despreciar.

$$P_{R_p} = \frac{V_{dc}^2}{R_{p_total}} \quad \text{Ec. 4.98}$$

- Pérdidas de potencia en la resistencia serie equivalente (ESR) de cada condensador. Dependen del valor de la ESR de cada condensador y de la corriente que circula por cada una de ellos. Su valor depende de la corriente que circula por ellos (C_{top} y C_{bot}), que es una senoidal troceada como se puede observar en la figura 4.12 para el caso de un semipuente, y del número de condensadores en paralelo que forman C_{top} y C_{bot} . Suponiendo que $I_{C_{top_rms}} = I_{C_{bot_rms}}$ y que $C_{top} = C_{bot}$ entonces:

$$P_{ESR} = 2 \cdot (ESR) \cdot I_{C_rms}^2 \quad \text{Ec. 4.99}$$

A partir del calculo de la ESR total del bus DC y puesto que la corriente que circula por el bus DC se obtiene, aproximadamente con la ecuación 4.104, las pérdidas en la ESR de los condensadores son iguales a:

$$P_{ESR_{Totales}} = (ESR_{Total}) \cdot i_{dc_rms}^2 \quad \text{Ec. 4.100}$$

- Pérdidas en las resistencias de ecualización de la tensión en la asociación serie / paralelo que forma el bus de continua. Dependen de la tensión del bus DC y de la resistencia total de ecualización:

$$P_{R_{eq}} = \frac{V_{dc}^2}{R_{eq_total}} \quad \text{Ec. 4.101}$$

4.5 Análisis del bus DC.

Dado que el bus de continua de un inversor VSI trifásico implementado con tres semipuentes y utilizado para la compensación de ineficiencias en la red de suministro ha de tener el punto medio conectado al neutro de la red de suministro, y a la vista del funcionamiento del inversor monofásico en semipuente explicado con anterioridad (Figura 4.12), se pueden escribir las ecuaciones del condensador de la parte superior del bus DC (C_{top}) y del condensador de la parte inferior del bus DC (C_{bot}). En el caso de utilizar una función de conmutación $S_k = +1$ ó -1 , la ecuación de cada condensador es la siguiente:

$$\begin{aligned} i_{C_{top}} &= C_{top} \frac{dv_{C_{top}}}{dt} = -\frac{1+S_A}{2} \cdot i_A - \frac{1+S_B}{2} \cdot i_B - \frac{1+S_C}{2} \cdot i_C \\ i_{C_{bot}} &= C_{bot} \frac{dv_{C_{bot}}}{dt} = +\frac{1-S_A}{2} \cdot i_A + \frac{1-S_B}{2} \cdot i_B + \frac{1-S_C}{2} \cdot i_C \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.102}$$

Sobre el inversor VSI trifásico de la figura 4.18 se verifica que:

$$\begin{aligned} G1 &= \frac{1+S_A}{2} & G3 &= \frac{1+S_B}{2} & G5 &= \frac{1+S_C}{2} \\ G2 &= \frac{1-S_A}{2} & G4 &= \frac{1-S_B}{2} & G6 &= \frac{1-S_C}{2} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.103}$$

Si se suponen condiciones ideales, en las que no hay pérdidas en los semiconductores ni en los condensadores del bus DC ni en las bobinas del bus AC, existe un balance entre la potencia instantánea de salida del bus de continua y la potencia instantánea de salida en el bus de alterna [Cross:11-99]. Dicho balance energético se expresa mediante la ecuación:

$$\frac{V_{DC}}{2} (i_{C_{top}} + i_{C_{bot}}) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad \text{Ec. 4.104}$$

Como se ha visto en el punto 4.4, la fuente de tensión de continua no es ideal y las pérdidas en el inversor no son despreciables en la realidad ya que, en el funcionamiento real de este tipo de circuitos, hay que considerar las pérdidas de potencia enumeradas anteriormente: pérdidas en conducción y en conmutación de IGBTs y diodos de potencia, pérdidas de potencia en el bus DC y en el AC, pérdidas de potencia en contactos, cableado,...

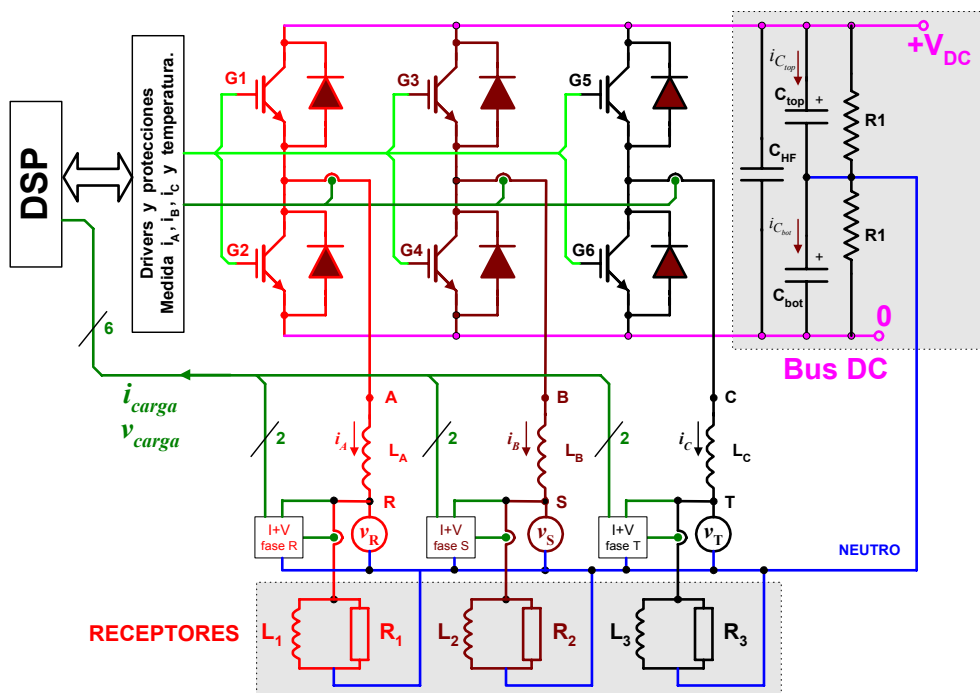


Figura 4.18.- Diagrama de bloques general del compensador activo de desequilibrios.

También hay que tener en cuenta que, a partir de lo indicado en el capítulo 1 y los resultados obtenidos en el capítulo 2, el efecto de la asimetría provoca unos flujos de energía entre carga y compensador, pudiendo distinguir dos tipos básicos:

- Flujos de energía unidireccionales provocados por la existencia de unas potencias activas residuales que corresponden al producto de tensiones y corrientes de la misma secuencia

de secuencias inversa y homopolar. Estas potencias activas residuales son inherentes al fenómeno de la asimetría y deben ser suministradas o consumidas (según el signo sea positivo o negativo) por el compensador activo de desequilibrios, por lo que el flujo de energía correspondiente a dichas potencias activas residuales deberá circular del CAD a la carga (o de la carga al CAD cuando su valor sea negativo) y de esa forma evitar que dicho flujo de energía fluya entre el generador y la carga, provocando pérdidas innecesarias en las líneas. Estas potencias activas residuales provocarán variaciones de la tensión del bus DC que dependerán de la carga que se esté compensando.

- Flujos bidireccionales de energía que corresponden al producto de tensiones y corrientes de distinta secuencia, representados por las potencias instantáneas de asimetría asociadas a las componentes inversas y homopolares.

Tal como se ha demostrado en el capítulo 1 para el caso de tensiones equilibradas:

- La potencia de desfase instantánea ($p_d(t)$) en un sistema trifásico y la potencia de asimetría instantánea debida a las componentes homopolares ($p_{A_dh_Total}(t)$) están formadas, respectivamente, por tres flujos de potencia sinusoidales que matemáticamente son cero en cualquier instante.
- La potencia de asimetría instantánea debida a las componentes inversas está formada por tres flujos de potencia sinusoidales cuyo valor medio no es nulo y que dan lugar a la aparición de una potencia de asimetría instantánea debida a las componentes inversas y de valor medio nulo cuya expresión es:

$$p_{A_di_Total}(t) = -3 \cdot V_d \cdot I_i \cdot \cos(2\omega t - \alpha_i) \quad \text{Ec. 4.105}$$

La energía bidireccional que fluye del CAD a la carga es por tanto:

$$W_{CAD}(t) = \int p_{A_di_Total}(t) dt = -\frac{3V_d \cdot I_i}{2\omega} \cdot \text{sen}(2\omega t - \alpha_i) \quad \text{Ec. 4.106}$$

El rizado de la energía pico a pico (ΔW_{pk_pk}) es igual a:

$$W_{CAD_{pk_pk}} = 2 \cdot W_{CAD_{max}} = 2 \cdot \frac{3V_d \cdot I_i}{2\omega} = \frac{3V_d \cdot I_i}{\omega} \quad \text{Ec. 4.107}$$

Debido a dichas variaciones de energía se produce una variación en la tensión del bus DC, que varía entre un valor máximo V_{dc_max} ($V_{dc} + \Delta V_{dc}$) y un valor mínimo V_{dc_min} ($V_{dc} - \Delta V_{dc}$). La energía (Julios) almacenada en un condensador de capacidad C Faradios cargado con una tensión continua de V_{dc} Voltios es:

$$W_C = \frac{1}{2} C V_{dc}^2 \quad (J) \quad \text{Ec. 4.108}$$

Si la tensión en el condensador varía entre un valor V_{max} y otra V_{min} , la variación de energía en el condensador es:

Análisis del compensador activo de desequilibrios

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} C (V_{max}^2 - V_{min}^2) \tag{Ec. 4.109}$$

La variación de energía en un condensador cuando tenemos las anteriores fluctuaciones de tensión es igual a:

$$\begin{aligned} W_{pk_pk} &= \frac{1}{2} C_{dc} [(V_{dc_max})^2 - (V_{dc_min})^2] \\ W_{pk_pk} &= \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc} + \Delta V_{dc})^2 - \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc} - \Delta V_{dc})^2 \\ W_{pk_pk} &= \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc}^2 + 2 \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc} + (\Delta V_{dc})^2 - V_{dc}^2 + 2 \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc} - (\Delta V_{dc})^2) \\ W_{pk_pk} &= 2 \cdot C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc} \end{aligned} \tag{Ec. 4.110}$$

Igualando las dos expresiones se obtiene el condensador adecuado para conseguir un determinado rizado de tensión en el bus DC o el rizado de tensión si la capacidad ya está impuesta:

$$\begin{aligned} \frac{3V_d \cdot I_i}{\omega} &= 2 \cdot C \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc} \\ \Delta V_{dc} &= \frac{3V_d \cdot I_i}{2 \cdot C \cdot \omega \cdot V_{dc}} \end{aligned} \tag{Ec. 4.111}$$

El efecto conjunto de todos los flujos de energía descritos entre carga y compensador más las pérdidas en el propio compensador provoca que la tensión del bus DC no sea estable y sea necesario establecer algún tipo de sistema para asegurar su estabilidad, tal como se ha supuesto en todos los análisis previos. Para conseguir estabilizar la tensión en el bus DC y compensar todas las pérdidas es necesario consumir del generador algo de energía útil extra, además de la que se transfiere a la carga, tal y como se observa en la figura 4.19.

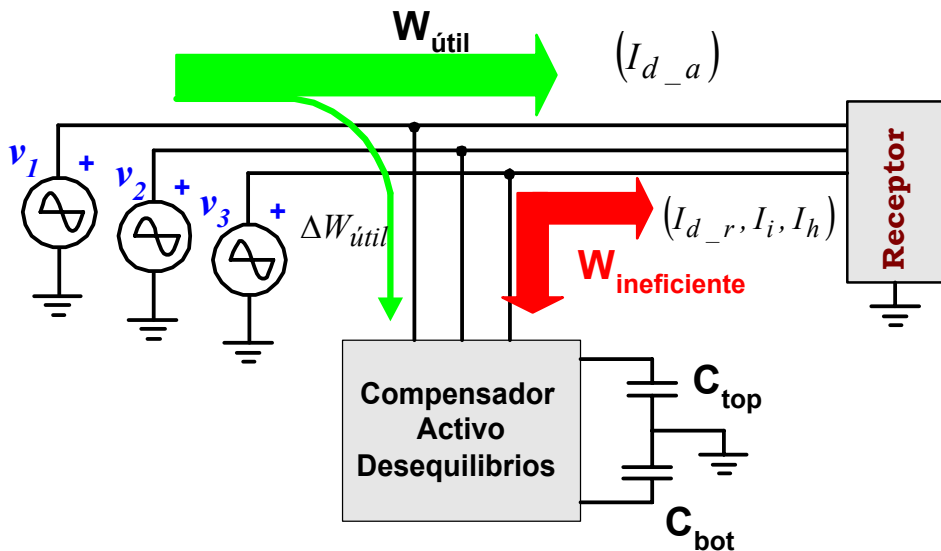


Figura 4.19.- Flujos de energía en el sistema incluyendo la energía necesaria para compensar las pérdidas de energía en el compensador.

En [Aredes:03-97] se hace un análisis del bus DC para el caso de un filtro activo trifásico. Para mantener la tensión estable en el bus de continua se plantea un lazo de realimentación que usa un controlador proporcional que a partir de la diferencia entre la tensión de referencia del bus de continua y el valor medio de la tensión en los condensadores proporciona un valor, designado como k_v en el diagrama de bloques adjunto. Dicho valor se utilizará para determinar el sistema trifásico de corrientes de secuencia directa que se han de consumir para compensar las pérdidas de energía, debida a semiconductores, resistencias, etc y poder mantener el bus de continua en los niveles deseados para la aplicación. En [Barbosa:09-98] se efectúa un lazo de realimentación con un regulador proporcional en el control del bus DC, aplicado a un inversor trifásico que suministra energía eléctrica a la red de suministro a partir de paneles solares fotovoltaicos.

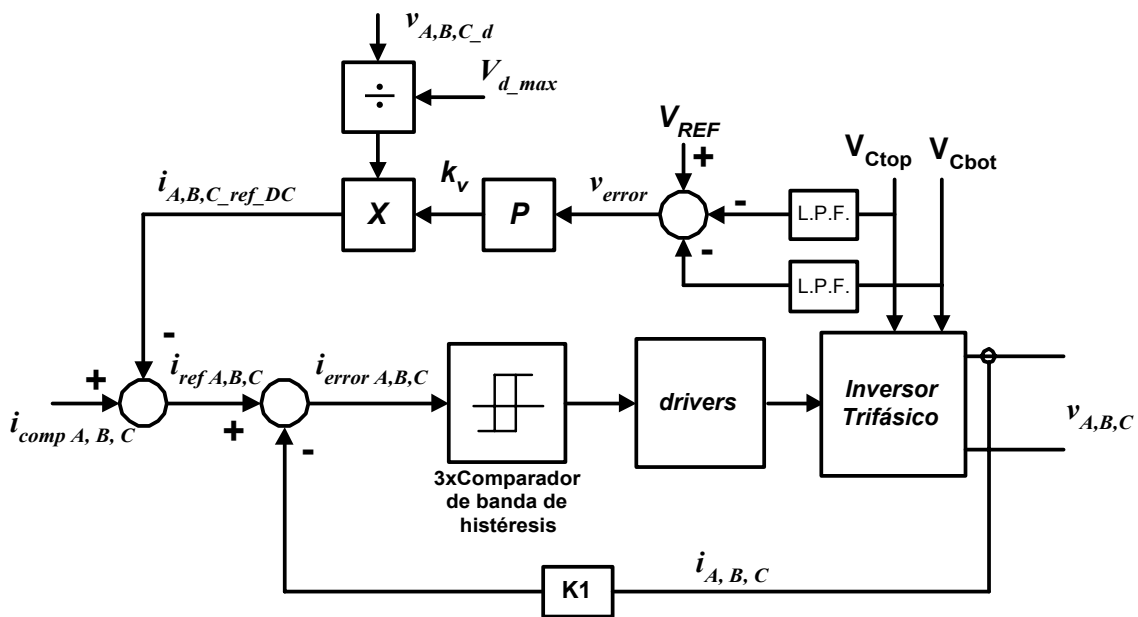


Figura 4.20.- Diagrama de bloques del control de carga del bus DC.

La salida del regulador proporcional de la figura 4.20, K_v , corresponde al valor eficaz de una corriente que sirve para compensar las pérdidas en el compensador y que en cada una de las fases está en fase con la tensión de secuencia directa correspondiente, puesto que dicha componente de la corriente (corriente de secuencia directa activa) es la que transporta la energía útil del generador a las cargas de forma eficiente. La expresión de las corrientes de referencia necesarias para mantener el bus DC en el nivel de tensión deseado es:

$$\begin{bmatrix} i_{A_ref_DC} \\ i_{B_ref_DC} \\ i_{C_ref_DC} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} \cdot K_v}{V_{d_max}} \cdot \begin{bmatrix} v_{d_R} \\ v_{d_S} \\ v_{d_T} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot K_v \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t - \varphi_{V_d}) \\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_{V_d}\right) \\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_{V_d}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 4.112}$$

La corriente en el bus de continua debida a estas tres corrientes senoidales que circulan desde el generador de alterna es una corriente continua [Mohan:95]. Seleccionando un ángulo de desfase de 0° respecto a la tensión de secuencia directa de cada fase, la potencia útil se transfiere desde

Análisis del compensador activo de desequilibrios

el generador de alterna a los condensadores del bus de continua. La potencia útil transmitida desde el generador al bus DC en dichas corrientes es la indicada en la ecuación siguiente:

$$P_{u_Idc} = 3 \cdot V_d \cdot I_{ref_DC} = 3 \cdot V_d \cdot K_v \quad \text{Ec. 4.113}$$

La energía suministrada por dichas corrientes durante el tiempo de carga (T_{carga}) es una energía útil que se transfiere desde el generador hacia el compensador como tres flujos de potencia que han de compensar las pérdidas de energía en todo el compensador, por lo que:

$$W_{loss_Total} = W_{IGBTs+diodos} + W_{bus_DC} + W_{bus_AC} = 3 \cdot V_d \cdot I_{ref_DC} \cdot T_{carga} = 3 \cdot V_d \cdot K_v \cdot T_{carga} \quad \text{Ec. 4.114}$$

Las pérdidas de energía en el compensador se traducen en una disminución de la energía almacenada en el bus de continua y que provoca un decrecimiento en la tensión en bornes de los condensadores. A partir de lo expresado en la Ec. 4.110 se puede relacionar las energías pérdidas en el compensador con la disminución de tensión en el bus de continua [Aredes:03-97], pudiendo obtener la ganancia del bloque proporcional de la figura 4.20. Si el periodo de carga se hace múltiplo del periodo de red ($T_{carga} = n \cdot T_{red}$) se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta W_{bus_DC} &= \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc} + \Delta V_{dc})^2 - \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc} - \Delta V_{dc})^2 = W_{loss_Total} = 3 \cdot V_d \cdot K_v \cdot n \cdot T_{red} \\ 2 \cdot C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc} &= 3 \cdot V_d \cdot K_v \cdot n \cdot T_{red} \\ K_v &= \frac{2 \cdot C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc}}{3 \cdot V_d \cdot n \cdot T_{red}} \end{aligned} \quad \text{Ec. 4.115}$$

Como se puede observar en el diagrama de bloques anterior, el valor de corriente de carga del bus DC se resta (puesto que representa a una energía que se va a consumir por parte del compensador) a la corriente de compensación (suma de las corrientes de secuencia directa reactiva, inversa y homopolar), obteniéndose la corriente de referencia final que servirá para realizar el control por banda de histéresis de la corriente de salida de cada una de las ramas del inversor trifásico.

En [Monteiro:06-03], [Rahmani:06-03], [Kitano:11-01], [Machmoum:05-96] y en [Saetieo:09-95] se hace un análisis del bus DC para el caso de un filtro activo monofásico, pudiendo encontrar en [González:10-98], [Singh:00-00] y [Rodríguez:06-02] el análisis del funcionamiento del bus DC en un filtro activo trifásico. A partir de una señal proporcional a la tensión en el bus DC se obtiene un valor medio de dicha tensión mediante un filtro paso bajo, con una frecuencia de corte del orden de 120Hz que permite el paso del rizado de tensión de frecuencia doble de la fundamental debido a las fluctuaciones ocasionadas por las componentes de secuencia inversa cuando la carga es desequilibrada [Wlee: 09-02]. Para mantener la tensión estable en el bus de continúa se plantea un lazo de realimentación que usa un controlador PI, el cual, a partir del error entre la tensión de referencia del bus DC y el valor medio de la tensión en los condensadores, ajusta el valor de k_v que permitirá mantener el bus de continua en los niveles deseados para la aplicación a pesar de las pérdidas de energía debidas a semiconductores, resistencias,... Para conseguir un factor de potencia unitario (control UPF) el valor obtenido por el regulador PI se multiplica por las tensiones de las respectivas fases y el resultado obtenido se resta a las corrientes de compensación para determinar la intensidad de referencia que determinará las conmutaciones de los transistores del puente inversor trifásico.

En [Lafoz:09-00], [Mishra: 12-00] y [Mishra:02-01] se indica que uno de los problemas inherentes a los inversores VSI trifásicos con el bus DC partido es mantener el valor de continua del punto medio en un valor cercano a $V_{dc}/2$. En [Hochgraf:04-97] se analiza este mismo problema pero en inversores trifásicos multinivel, donde se trabaja con tensiones más altas del bus y se pueden encontrar varios niveles de tensión continua. Si no se cumple dicha condición puede ocurrir que algún interruptor de potencia tenga que soportar una tensión superior a la preestablecida y que la distorsión armónica de la corriente se incremente rápidamente debido a que alguno de los condensadores no tiene suficiente tensión como para forzar la circulación de la corriente en algunos instantes. En [Mishra:04-03] y [Chen:04-97] se indican como causas de los pequeños desequilibrios de tensión entre los condensadores a las siguientes causas:

- Corrientes de fugas desiguales entre los condensadores que forman el bus DC.
- Retardos diferentes en los distintos semiconductores del puente inversor trifásico.
- Carga asimétrica de los condensadores durante los transitorios.
- Configuración asimétrica del circuito, debido principalmente a los circuitos de medidas y acondicionamiento de señal.

En el caso que se produzcan grandes desequilibrios de tensión puede ser debidos a la presencia de componentes de corriente continua en la carga (rectificadores de media onda). En [Mishra:04-03], [Mishra: 12-00] y en [Mishra:02-01] se plantea la utilización de un chopper en dos cuadrantes y un inductor para controlar el equilibrio entre las tensiones de los condensadores, analizándose varias estrategias de control de las que se incluyen simulaciones y trabajos experimentales que validan la configuración propuesta. La medida de la tensión en los condensadores se realiza al final de cada periodo de la red, mediante una señal de sincronismo con una de las fases, y mediante el regulador propuesto se actúa sobre los polos de potencia del troceador DC/DC (chopper).

La solución que se plantea en [Lafoz:09-00] consiste en desplazar la señal de referencia respecto a su posición inicial mediante una señal obtenida con un regulador PI, dependiendo de los interruptores que conmutan y del signo de la corriente. En [Aredes:03-97] y [Aredes:04-98] se propone un regulador proporcional que a partir de la diferencia de tensiones entre la parte alta y baja del bus de continua determina el valor de una corriente que se incluye dentro de la banda de histéresis, tal como se muestra en la figura 4.21. La función que controla el desequilibrio entre los condensadores se define como:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \varepsilon = -1 & \Leftrightarrow \Delta V_C < -0.05V_{DC_ref} \\ \varepsilon = \frac{\Delta V_C}{0.05V_{ref}} & \Leftrightarrow -0.05V_{DC_ref} \leq \Delta V_C \leq 0.05V_{DC_ref} \\ \varepsilon = 1 & \Leftrightarrow \Delta V_C > 0.05V_{DC_ref} \end{array} \right. \quad \text{Ec. 4.116}$$

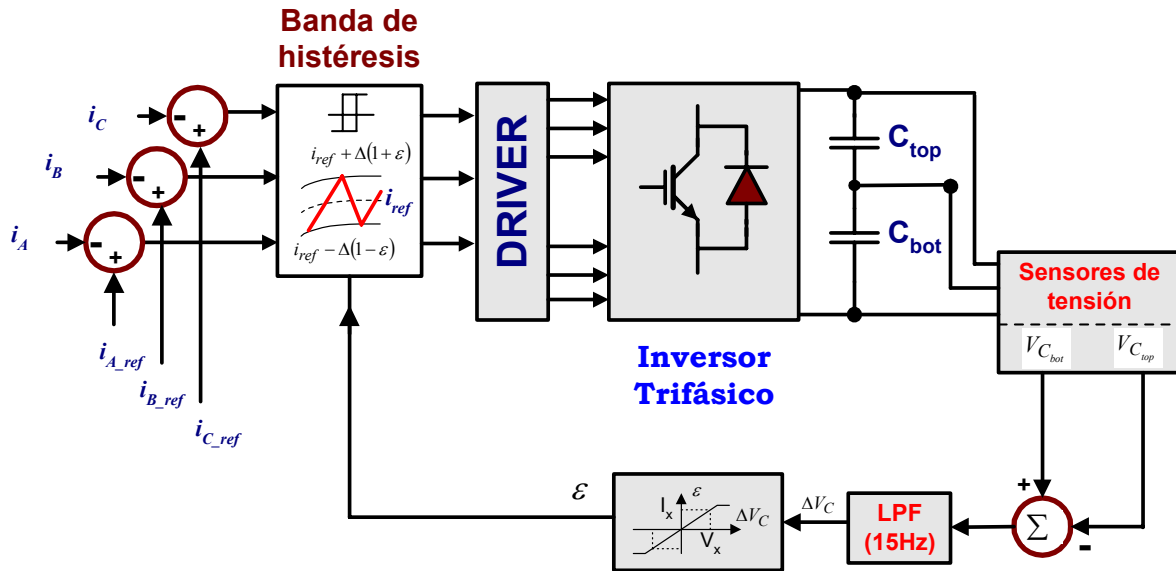


Figura 4.21.- Control de los desequilibrios entre los condensadores C_{top} y C_{bot} .

A partir de los conceptos expuestos anteriormente, con algunas modificaciones, se establece el diagrama de bloques (Figura 4.22) general para el compensador activo de desequilibrios implementado para la verificación experimental de los objetivos de esta tesis. En el diagrama de bloques se puede observar:

- Que a partir de una tensión de referencia para el bus DC se resta la tensión de la parte alta del bus DC y la diferencia se utiliza para la compensación de las potencias pérdidas en el compensador mediante un regulador proporcional que después actúa sobre las corrientes de referencia, tal como se ha visto en la figura 4.20.
- Las corrientes que compensan las pérdidas en el compensador son de secuencia directa en fase con sus correspondientes tensiones de secuencia directa, lo que diferencia el sistema propuesto de aquellos que cargan el bus DC con factor de potencia unitario, donde la corriente de línea va en fase con la tensión existente en cada una de las fases. La eficiencia del sistema propuesto es máxima, con lo que las corrientes son menores que con cualquier otro sistema, siendo las tres del mismo valor.
- Para compensar los desequilibrios de tensiones entre la parte alta y baja del bus DC se ha añadido un nuevo bloque que determina el desequilibrio de tensión a partir de la diferencia entre la tensión de la parte baja del bus DC y una señal de referencia cuyo valor es igual a la mitad de la tensión de referencia del bus DC. A partir de la señal de error y mediante un regulador proporcional se obtiene una señal que se añade en el bloque de generación de las corrientes de referencia, a partir de la cual se efectuará el control de la corriente de salida de inversor VSI. El sistema propuesto es una modificación del propuesto en las anteriores referencias y no actúa directamente sobre la banda de histéresis superior e inferior, sino que actúa sobre las corrientes que se utilizan como referencias, añadiendo un desplazamiento según el error presente.

Para el diseño del regulador proporcional que controla los desequilibrios entre la parte alta y baja del bus hay que tener en cuenta que la carga almacenada en un condensador es:

$$q = C \cdot V_C \quad \text{Ec. 4.117}$$

Y que la corriente por el condensador, para una capacidad constante, es igual a:

$$i_C = \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad \text{Ec. 4.118}$$

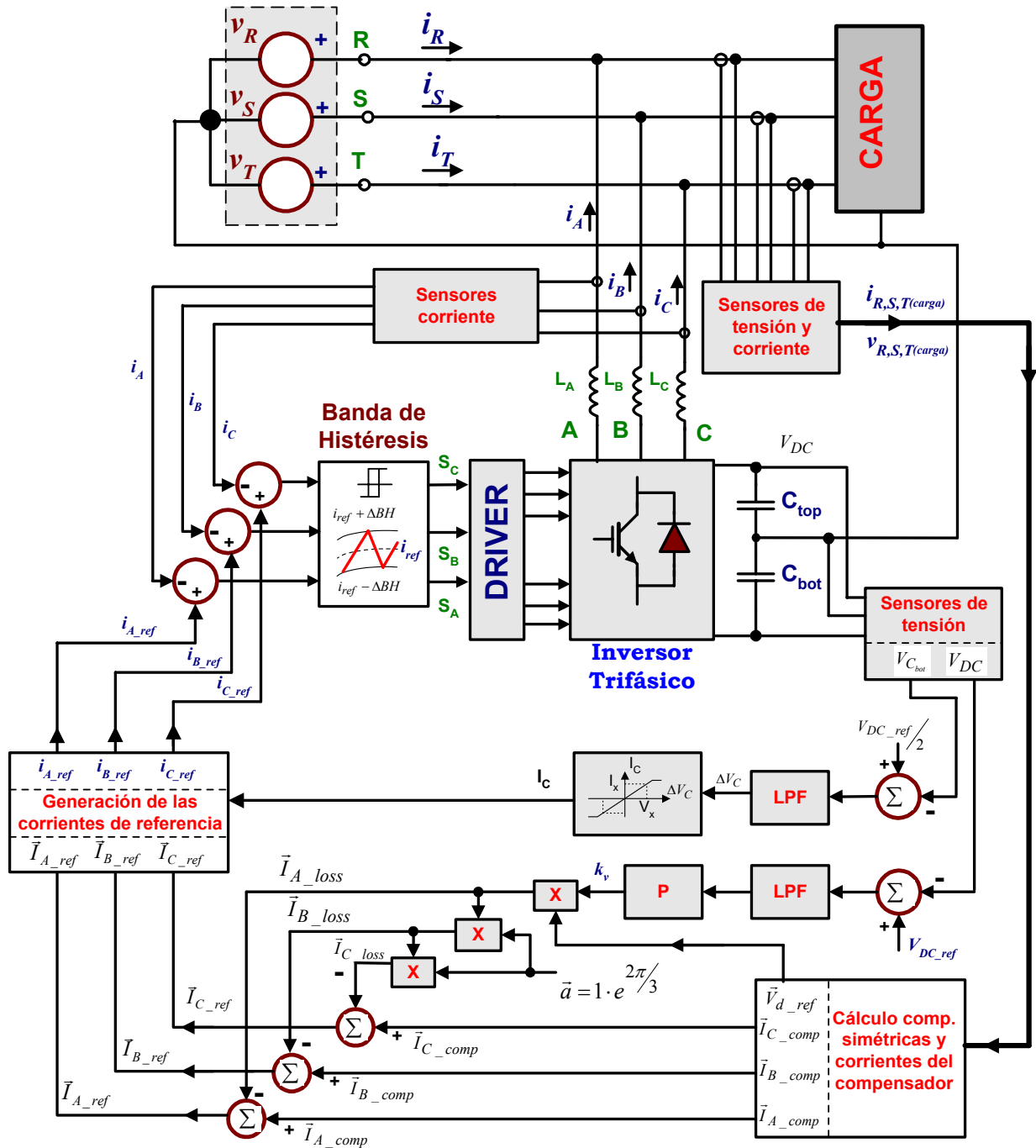


Figura 4.22.- Diagrama de bloques general del compensador activo de desequilibrios.

Análisis del compensador activo de desequilibrios

Dado que C_{top} es igual a C_{bot} , si presentan variaciones de tensión se pueden compensar con una corriente que provoque la carga de uno y la descarga del otro, ya que la suma de las dos tensiones es fija y establecida por otro regulador en un valor igual a V_{dc} . Si se establece un tiempo para el proceso de equilibrado de las dos tensiones ($T_{equilibrado}$) el exceso de tensión de un condensador sobre el valor $V_{dc}/2$ representa el valor de carga que hay que transferir al otro condensador para compensar el déficit de tensión. La corriente que sería necesario establecer para conseguir la compensación en el tiempo especificado es:

$$|I_{C_{top}}| = |I_{C_{bot}}| = C \cdot \frac{|V_{C_{top}} - \frac{V_{dc}}{2}|}{T_{equilibrado}} = C \cdot \frac{|V_{C_{bot}} - \frac{V_{dc}}{2}|}{T_{equilibrado}} \quad \text{Ec. 4.119}$$

Fijado un tiempo de equilibrado y para una capacidad conocida la anterior ecuación permite diseñar el compensador proporcional que controlará los desequilibrios de tensiones en el bus DC. Si el valor que se añade a la corriente de referencia de la salida es positivo ($+I_{dc}$), a partir de la formas de onda de la intensidad por los condensadores (Fig. 4.12), se observa que el C_{top} se descargará y C_{bot} se cargará. Cuando la corriente de salida es negativa ($-I_{dc}$), a partir de la formas de onda de la intensidad por los condensadores, se observa que el C_{top} se carga y C_{bot} se descarga. Por lo tanto, sensando la tensión de C_{bot} y teniendo en cuenta el signo de la corriente, se obtendrá la ecuación que permite implementar el control proporcional descrito:

$$-I_{C_{eq}} = C \cdot \frac{V_{C_{bot}} - \frac{V_{dc}}{2}}{T_{equilibrado}} \Rightarrow I_{C_{eq}} = C \cdot \frac{\frac{V_{dc}}{2} - V_{C_{bot}}}{T_{equilibrado}} \quad \text{Ec. 4.120}$$

El valor obtenido con la expresión anterior es el que servirá a la unidad de generación de las corrientes de referencia para añadirlo a las corrientes de compensación y las corrientes que recargan al bus DC por las pérdidas en el compensador activo.

4.6 Corrientes de referencia del compensador.

A partir del análisis del bus de continua realizado y de las corrientes de compensación calculadas la corriente de referencia que se utilizará para el control de la corriente de salida del inversor VSI trifásico mediante banda de histéresis fija estará formada por tres términos:

- Las corrientes que compensan las ineficiencias provocadas por los desequilibrios y desfases en la carga. Su expresión corresponde a la ecuación 4.71.
- Las corrientes que se encargan de mantener el bus DC cargado a un valor cercano a la tensión de referencia establecida. Estas tres corrientes proceden del generador, están en fase con la tensión de secuencia directa y compensarán las pérdidas en los diversos elementos del compensador, constituyendo un flujo eficiente de energía entre generador y compensador.
- Un término constante que se añade a las corrientes anteriores y que compensará los desequilibrios de tensión entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC.

La ecuación de las corrientes de referencia es:

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_{A_ref} \\ \vec{I}_{B_ref} \\ \vec{I}_{C_ref} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \left\{ \begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_{d_r} + \begin{pmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_i + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_h \right\} - K_v \cdot \frac{\vec{V}_d}{|\vec{V}_d|} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I_{C_eq} \\ I_{C_eq} \\ I_{C_eq} \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 4.121}$$

En el caso de compensar únicamente las asimetrías habría que anular el término correspondiente a la corriente de secuencia directa reactiva, pudiendo elegir estas corrientes de referencia cuando ya existen conectados en la instalación eléctrica dispositivos para la compensación de la potencia reactiva.

4.7 Conclusiones.

El control de la corriente mediante banda de histéresis permite el control de un inversor trifásico en modo fuente de corriente controlada, con corrientes desequilibradas. En cada instante se decide el estado del semiconductor a conmutar en función de las corrientes de referencia y de la corriente en la salida correspondiente. Este tipo de control tiene las virtudes de:

- Adaptarse rápidamente de forma dinámica a los cambios que se produzcan en la carga.
- Sencillez del algoritmo de control.

Como desventajas de este tipo de control se pueden citar [Salama:91] y [Holtz: 12-92]:

- En el caso de la implementación digital de este tipo de control hay que realizar gran número de operaciones para el cálculo de las corrientes de referencia, lo que requiere del empleo de procesadores digitales de señales de última generación.
- La desviación de la corriente controlada, que en determinadas ocasiones sobrepasa la banda de histéresis prefijada.
- La frecuencia de conmutación no es constante, al menos que se introduzca un método para establecer una banda de histéresis adaptativa o se efectúe un control predictivo. Todo ello sobrecarga de cálculos al procesador y puede ser necesaria la utilización de varios procesadores en paralelo.
- Se produce una generación de armónicos de orden bajo, dependiente de la frecuencia de conmutación, lo que provoca una disminución de la eficiencia global del sistema.

Como se ha podido observar, la elección de la frecuencia de conmutación para los interruptores del puente trifásico va en función de varios parámetros como son:

- Procesador digital elegido.
- Pérdidas por la conmutación de los semiconductores de potencia.
- Distorsión armónica de las corrientes AC generadas.
- Inductancia de salida del inversor trifásico.

Análisis del compensador activo de desequilibrios

Mientras que para los dos primeros parámetros trabajar con señales de disparo de baja frecuencia (del orden de 1 kHz a 10 kHz) es lo más adecuado, para el tercer parámetro la situación es la inversa, lo que obliga a sopesar todas las ventajas e inconvenientes a la hora de elegir la frecuencia de conmutación del puente inversor.

Como se ha podido ver, la utilización de la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica permite determinar las corrientes de referencia del compensador activo de desequilibrios y permite establecer diversos modos de funcionamiento, adaptándose a las características de la instalación donde se realiza su instalación y aprovechando la capacidad máxima de compensación en cada momento.

A partir del análisis de las pérdidas en el compensador activo de desequilibrios se han planteado diversas soluciones para conseguir el balance energético entre el bus AC y el bus DC, lo que permite asegurar la estabilidad de la tensión de continua en los condensadores del bus DC y un reparto equitativo de dicha tensión entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC, lo que permitirá asegurar su correcto funcionamiento sin necesidad de introducir un semipunto auxiliar y una bobina para controlar el balance de tensión entre la parte alta y baja del bus DC.

5 DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS

5.1 Introducción.

En los siguientes apartados se va a realizar la descripción, a nivel de bloques funcionales, del prototipo y del programa desarrollado con el objetivo de verificar la idoneidad del nuevo sistema de corrientes de referencia propuesto para la mejora de la calidad de la red suministro cuando hay presentes desequilibrios debidos a cargas lineales. El diagrama de bloques del compensador activo de desequilibrios (C.A.D.) implementado y que se describirá en los siguientes apartados es el que se muestra a continuación:

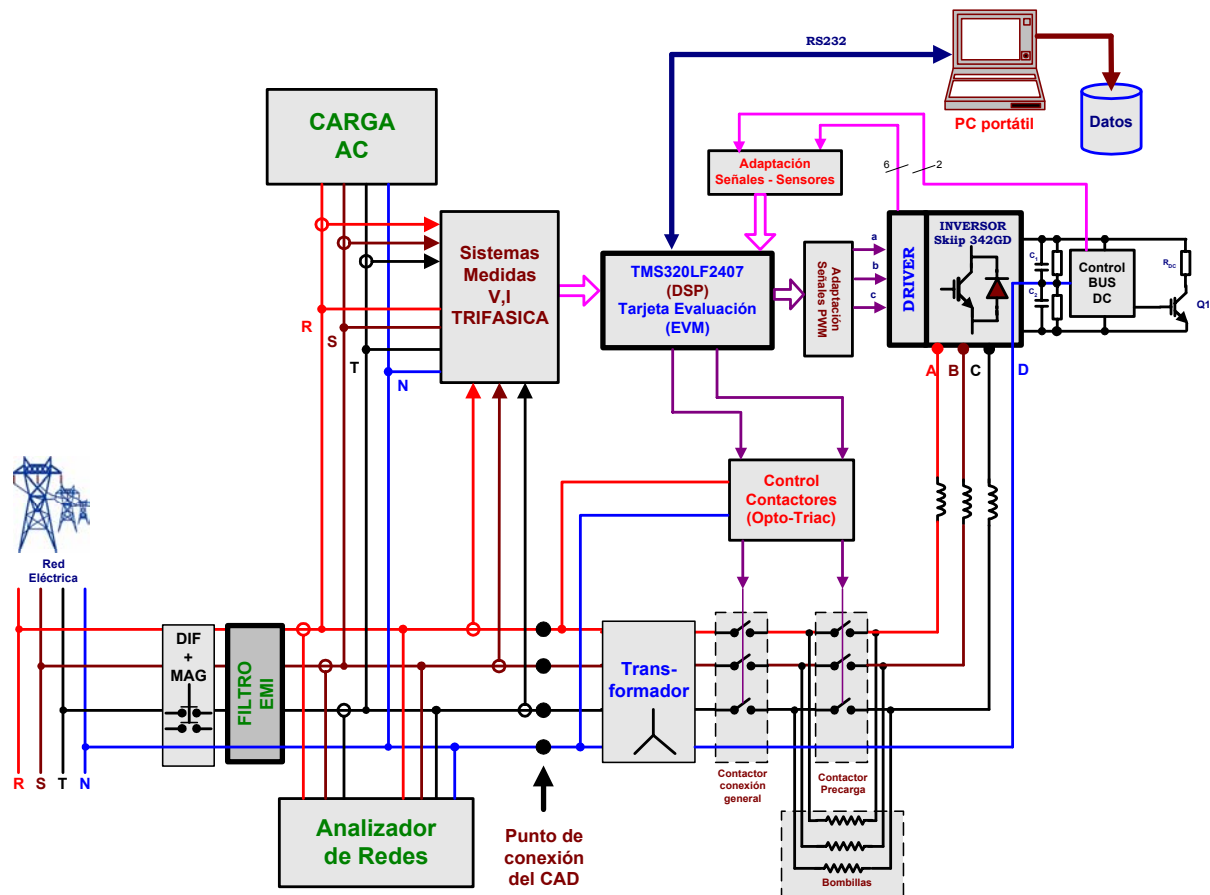


Figura 5.1.- Diagrama de bloques general del CAD.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

Las secciones principales en las que se ha dividido la plataforma hardware desarrollada son:

- Sistema de sensado de señales: se toman medidas de las corrientes a la salida del inversor trifásico y las tensiones y corrientes de la línea trifásica en el punto común de conexión (pcc) con la carga.
- Sección de potencia del inversor trifásico, donde se incluyen los semiconductores, contactores, condensadores del bus de continua y bobinas que conectan el inversor a la red de suministro.
- Etapa de control digital implementada mediante un procesador digital de señal TMS320LF2407.
- Circuitos de adaptación de señales.

A continuación se muestra una foto del prototipo del CAD construido:

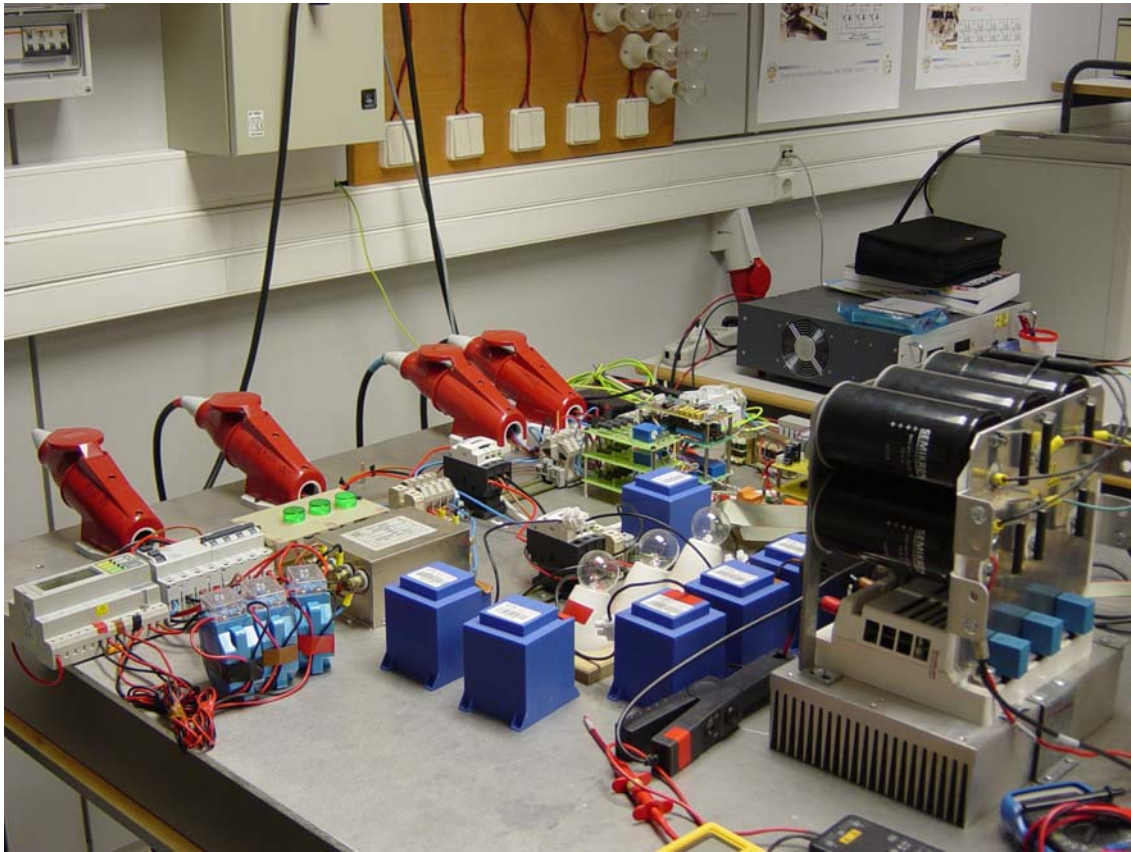


Foto 5.1.- Visión general del compensador activo de desequilibrios.

El control de la corriente implementado en el programa es una banda de histéresis fija, con las características descritas en el capítulo 4. El algoritmo de generación de las corrientes de referencia sigue las directrices de lo expuesto en el capítulo 1 y 4. El algoritmo se ha desarrollado en lenguaje "C" y se ha utilizado Code Composer como entorno de desarrollo suministrado por el fabricante Texas Instruments para la familia C2000, en concreto para el modelo TMS320LF2407 de 40MIPS. Los principales periféricos integrados en este DSP y de aplicación en el control del compensador activo de desequilibrios son:

- Dos módulos Event Manager o manejadores de eventos denominados EVA y EVB, donde se gestionan cuatro temporizadores, además de otros periféricos.
- Un convertidor Analógico-Digital con 16 canales de entrada multiplexados.

Algunas de las funciones que forman parte del programa desarrollado se encuentran disponibles en la página web de Texas Instruments y se han utilizado para realizar operaciones matemáticas necesarias para la implementación del programa de control del compensador activo de desequilibrios.

En los siguientes apartados se van a describir las principales partes del hardware y software realizado para la validación experimental del compensador activo de desequilibrios. En primer lugar se determinan las señales físicas de entrada y salida entre el circuito de control digital y el resto del compensador activo de desequilibrios. Posteriormente se describirá la estructura del programa y que ficheros lo constituyen, para pasar a continuación a describir los principales bloques de los que consta el proyecto. En el anexo IV se pueden encontrar impresos los diversos ficheros que constituyen el proyecto denominado CAD01.prj.

5.2 Sección de potencia del compensador.

La sección de potencia del compensador está constituida por los siguientes elementos:

1. Un módulo de potencia inteligente, SKiiP 342GD120-314CTV, que incluye seis transistores IGBT de potencia y los circuitos de excitación aislados correspondientes.

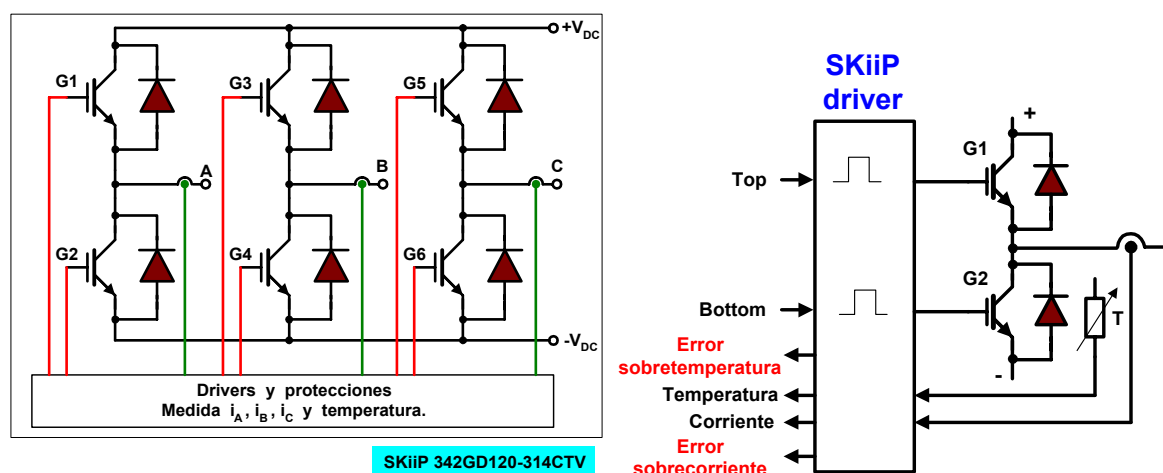


Figura 5.2.- Diagrama de bloques del 342GD120-314CTV y entrada y salidas de cada semipuerta.

2. Un bus de continua formado por la asociación serie / paralelo de condensadores electrolíticos de alta capacidad y alta tensión.
3. Un circuito de protección frente a sobretensiones excesivas en el bus DC.
4. Un transformador de aislamiento entre el compensador y la red de suministro, junto con los contactores necesarios para la puesta en marcha del sistema.
5. Circuitos de adaptación de señales: señales de error del puente inversor y señales de disparo PWM.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- Circuitos de medida y adaptación de señales analógicas para: las corrientes por las salidas del bus AC, temperatura del radiador y tensiones en la parte alta y punto medio del bus DC.

El diagrama de bloques correspondiente a la circuitería incluida en el módulo de potencia SKiiP se muestra en la siguiente figura.

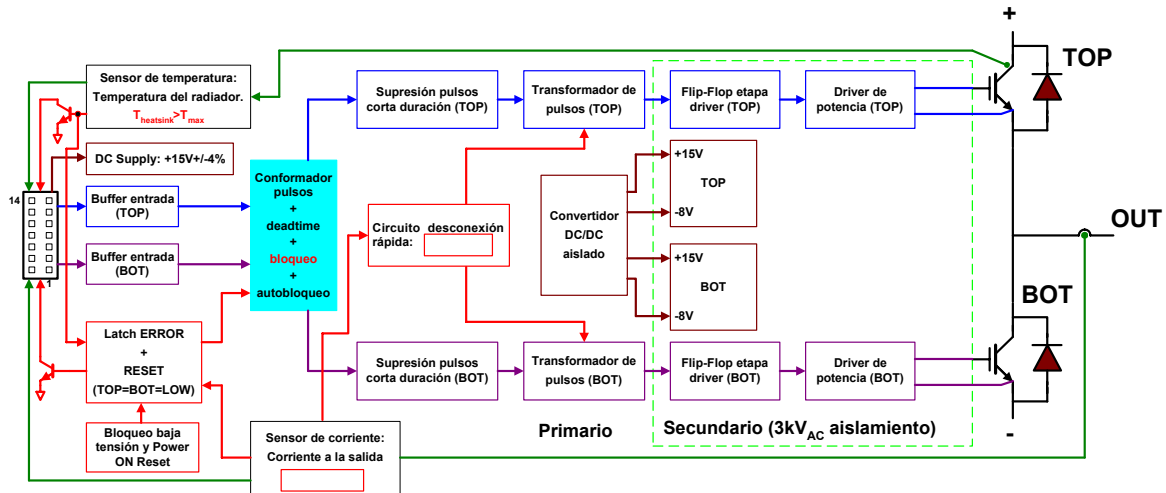


Figura 5.3.- Circuito interno de un módulo inteligente SkiiP.

De entre los bloques mostrados hay que destacar los siguientes subsistemas:

- Sistema de medida aislado de las corrientes de salida en el bus AC.
- Protecciones incorporadas frente a fallos en la alimentación del módulo, sobretensión y sobrecorrientes.
- Entradas de disparo compatibles con lógica CMOS con supresión de solapes en la conducción simultanea de los transistores de una misma rama (dead-time típico de 3µs) y eliminación de pulsos de disparo muy cortos ($t_{pulso} < 750ns$).
- Aislamiento entre el circuito de control y el driver de la etapa de potencia mediante DC/DC aislado.

El conector que suministra la tensión de alimentación al SKiiP, las señales de control de los transistores IGBT y las señales de error del SKiiP al DSP presenta la siguiente distribución:

Pin SKiiP	Señal SKiiP	Pin eZdsp	Nombre pin DSP
1	Malla cable a GND	-	GND
2	BOT HB1 IN (G2)	P2_10	IOPA7 (PWM2)
3	ERROR HB1 OUT	P2_33, 34, 35 y 37 respec.	IOPE[4..6] y PDP_INTA
4	TOP HB1 IN (G1)	P2_9	IOPA6 (PWM1)
5	BOT HB2 IN (G4)	P2_12	IOPB1 (PWM4)
6	ERROR HB2 OUT	P2_33, 34, 35 y 37	IOPE[4..6] y

Descripción del compensador activo de desequilibrios

		respec.	PDP_INTA
7	TOP HB2 IN (G3)	P2_11	IOPB0 (PWM3)
8	BOT HB3 IN (G6)	P2_14	IOPB3 (PWM6)
9	ERROR HB3 OUT	P2_33, 34, 35 y 37 respec.	IOPE[4..6] y PDP_INTA
10	TOP HB3 IN (G5)	P2_13	IOPB2 (PWM5)
11	Sobrettemperatura (TA3R)	P2_33, 34, 35 y 37 respec.	IOPE[4..6] y PDP_INTA
12	Reservado	-	-
13	Reservado	-	V _{DC} analog. out
14	+24V _{DC}	-	20V _{DC} a 30V _{DC}
15	+24V _{DC}	-	
16	+15V _{DC}	-	15V _{DC} ±4%
17	+15V _{DC}	-	
18	GND		GND para fuente de alimentación y señales digitales
19	GND		
20	Salida analógica de temperatura	P7_1	ADCIN8
21	GND para salida analógicas		GND
22	I analógica de salida del HB1	P7_2	ADCIN9
23	GND para salida analógicas		GND
24	I analógica de salida del HB2	P7_3	ADCIN10
25	GND para salida analógicas		GND
26	I analógica de salida del HB3	P7_4	ADCIN11

El siguiente diagrama de bloques muestra de forma resumida todas las señales que se intercambian entre el DSP y el módulo SKiiP.

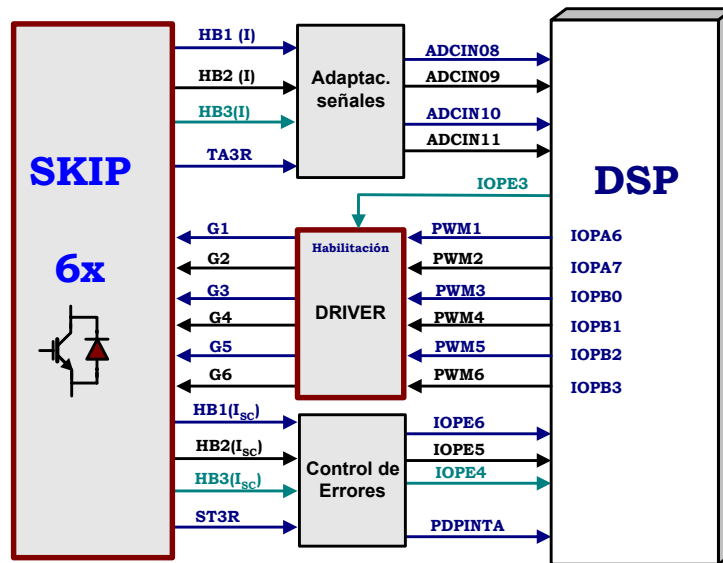


Figura 5.4.- Diagrama de conexionado entre el puente trifásico y el DSP.

5.3 Entradas y salidas del programa.

En el momento de planificar el algoritmo de control del compensador activo de desequilibrios hay que establecer las señales físicas de entradas y salidas entre la placa que incluye el DSP y el resto del sistema a controlar. Se han diferenciado dos grandes bloques, correspondientes a las señales que llegan a la placa del DSP y otro bloque para las señales que salen de la misma. Las señales de entrada son las siguientes:

- PDPINTA: corresponde al pin 7 del DSP y está ubicado en la placa de evaluación en P2_37. Mediante este pin se realizará la detección de errores en la etapa de potencia del inversor (sobretensión y sobreintensidad).
- PDPINTB: corresponde al pin 137 del DSP y está ubicado en la placa de evaluación en P2_38. Mediante este pin se realizará la detección de sobretensiones en el bus de continua y se forzará la activación del IGBT de descarga del bus DC y la consiguiente variación de las corrientes de salida del inversor trifásico.
- XINT2: corresponde al pin 21 del DSP y está ubicado en la placa de evaluación en P8_2. Mediante este pin se realizará la detección del paso por cero de la tensión entre la fase R y el neutro en el punto de conexión común de la carga y el compensador activo de desequilibrios.
- XINT1: corresponde al pin 23 del DSP y está ubicado en la placa de evaluación en P2_5. Este pin se puede utilizar como señal de interrupción externa.
- IOPE4, 5 y 6: corresponden a los pines 59, 46 y 38 del DSP, respectivamente, y están ubicados en la placa de evaluación en el conector P2, terminales 33, 34 y 35 respectivamente. Mediante estos pines se efectúa la detección del código del error producido en la etapa de potencia del inversor.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- Canal-0 del conversor analógico-digital (ADCIN0): corresponde al pin 112 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P1_2. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la tensión de la fase-R respecto al punto neutro (V_R).
- Canal-1 del conversor analógico-digital (ADCIN 1): corresponde al pin 110 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P1_4. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente que circula hacia la carga conectada en la fase R (I_R).
- Canal-2 del conversor analógico-digital (ADCIN 2): corresponde al pin 107 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P1_6. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la tensión de la fase-S respecto al punto neutro (V_S).
- Canal-3 del conversor analógico-digital (ADCIN 3): corresponde al pin 105 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P1_8. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente que circula hacia la carga conectada en la fase S (I_S).
- Canal-4 del conversor analógico-digital (ADCIN4): corresponde al pin 103 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P1_10. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la tensión de la fase-T respecto al punto neutro (V_T).
- Canal-5 del conversor analógico-digital (ADCIN5): corresponde al pin 102 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P1_12. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente que circula hacia la carga conectada en la fase T (I_T).
- Canal-8 del conversor analógico-digital (ADCIN8): corresponde al pin 113 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_1. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la temperatura del módulo de potencia.
- Canal-9 del conversor analógico-digital (ADCIN9): corresponde al pin 111 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_2. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente de la salida 1 del compensador activo de desequilibrios (la salida de alterna de la rama 1 se conecta a la fase R de la red de suministro en el punto de conexión común (pcc) del CAD y la carga).
- Canal-10 del conversor analógico-digital (ADCIN10): corresponde al pin 109 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_3. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente de la salida 2 del compensador activo de desequilibrios (la salida de alterna de la rama 2 se conecta a la fase S de la red de suministro en el pcc del CAD y la carga).
- Canal-11 del conversor analógico-digital (ADCIN11): corresponde al pin 108 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_4. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente de la salida 3 del compensador activo de desequilibrios (la salida de alterna de la rama 3 se conecta a la fase T de la red de suministro en el pcc del CAD y la carga).
- Canal-12 del conversor analógico-digital (ADCIN12): corresponde al pin 106 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_5. Mediante este canal del CAD se

Descripción del compensador activo de desequilibrios

efectúa la medida de la temperatura del módulo de potencia que constituye la cuarta rama del compensador activo de desequilibrios cuando esta se utiliza para conectar el neutro, en lugar de usar condensadores separados en el bus DC y conectar el punto neutro al punto medio del bus DC.

- Canal-13 del conversor analógico-digital (ADCIN13): corresponde al pin 104 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_6. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la corriente de la salida 4 del compensador activo de desequilibrios (la salida de alterna de la rama 4 se conecta al neutro de la red de suministro en el pcc del CAD cuando no se utiliza bus DC partido).
- Canal-14 del conversor analógico-digital (ADCIN14): corresponde al pin 101 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_7. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la tensión en la parte alta del bus DC (V_{DC}) respecto al terminal más negativo del bus.
- Canal-15 del conversor analógico-digital (ADCIN15): corresponde al pin 98 del DSP que está ubicado en la placa de evaluación en P7_8. Mediante este canal del CAD se efectúa la medida de la tensión en la parte media del bus DC $\left(\frac{V_{DC}}{2}\right)$ respecto al terminal más negativo del bus.

Las señales de error procedentes del módulo SKiiP y que se gestionan por el DSP son las siguientes:

- ERROR HB1: salida de error por cortocircuito en el semipunto 1 (Half Bridge 1), cuyo punto central se denomina A y que se conecta mediante una inductancia a la fase R.
- ERROR HB2: salida de error por cortocircuito en el semipunto 2, cuyo punto central se denomina B y que se conecta mediante una inductancia a la fase S.
- ERROR HB3: salida de error por cortocircuito en el semipunto 3, cuyo punto central se denomina C y que se conecta mediante una inductancia a la fase T.
- ERROR HB4: salida de error por cortocircuito en el semipunto 4, cuyo punto central se denomina D y que se conecta mediante una inductancia al neutro cuando se utiliza un puente inversor de cuatro ramas.
- STemp 3R: salida de error correspondiente a sobrettemperatura en el módulo SKiiP con tres semipuntos. La salida estará a nivel bajo (NO hay error) siempre que la temperatura es inferior a $115 \pm 5^{\circ}\text{C}$.

Además de las anteriores señales se ha dispuesto una señal de verificación de las tensiones en la red de suministro y en el bus DC. La asignación realizada por el decodificador de error es la que se muestra en la siguiente tabla:

Origen del error	IOPE4	IOPE5	IOPE6
ERROR HB1	0	0	1
ERROR HB2	0	1	0
ERROR HB3	0	1	1
ERROR HB4	1	0	0
Stemp 3R	1	0	1
Fallo V_{dc}	1	1	0
Fallo V_{ac}	1	1	1

Las señales que salen de la placa del DSP son:

- Salidas PWM para la rama-1 del inversor trifásico. La asignación realizada es:
 - Salida IOPA6 (pin 56 del DSP) a la parte alta del semipunto (PWM1).
 - Salida IOPA7 (pin 54 del DSP) a la parte baja del semipunto (PWM2).
- Salidas PWM para la rama-2 del inversor trifásico. La asignación realizada es:
 - Salida IOPB0 (pin 52 del DSP) a la parte alta del semipunto (PWM3).
 - Salida IOPB1 (pin 47 del DSP) a la parte baja del semipunto (PWM4).
- Salidas PWM para la rama-3 del inversor trifásico. La asignación realizada es:
 - Salida IOPB2 (pin 44 del DSP) a la parte alta del semipunto (PWM5).
 - Salida IOPB3 (pin 40 del DSP) a la parte baja del semipunto (PWM6).
- Salida IOPE3 (pin 59 del DSP) para la habilitación del driver para todas las señales PWM simultáneamente, lo que permite asegurar que todas las señales PWM estarán inactivas durante más de $8\mu s$ durante el tratamiento de la interrupción INT1 debida a una señal de error en el módulo SKiiP.
- Salida IOPE7 (pin 88 del DSP) para cerrar el contactor en paralelo con las bombillas de precarga del bus DC.
- Salida IOPA3 (pin 83 del DSP) para cerrar el contactor que realiza la conexión del compensador activo de desequilibrios a la red de suministro trifásica en el punto de conexión.

Las salidas PWM del TMS320LF2407 son de 3.3V y las señales de gobierno del SKiiP son de tipo CMOS (+15V), por lo que es necesario efectuar una adaptación de señales entre ambos circuitos. La circuitería necesaria para la adaptación de señales se muestra en la siguiente figura.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

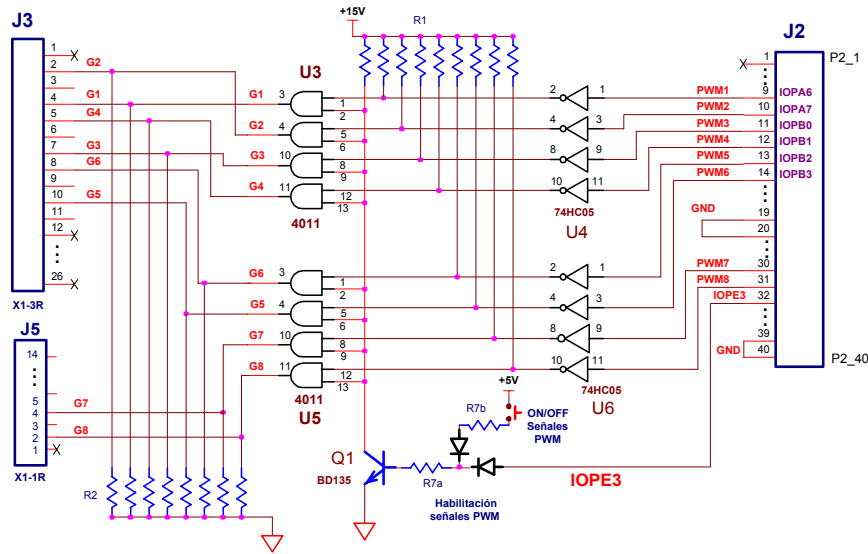


Figura 5.5.- Circuito de excitación del módulo SKiiP.

A partir del circuito anterior, las condiciones que se han de cumplir para las diversas señales son:

Estado IOPE3	Estado transistor	Estado señales G1..G6
IOPE3=0	Q1 OFF	$G[1..6] = \overline{PWM[1..6]}$
IOPE3=1	Q1 ON	Siempre a 0V.

Dada la configuración establecida, las señales PWM[1..6] a la salida del DSP han de configurarse **como activas a nivel bajo**, obteniéndose mediante los pines de entrada / salida digitales correspondientes.

5.4 Estructura del programa.

El proyecto *CAD01.prj* está constituido por una serie de ficheros que se detallan a continuación:

- Ficheros de cabecera: en ellos se realiza la declaración de las variables globales, las constantes y las funciones de programa. Estos ficheros se reconocen por usar todos ellos una extensión en el nombre del fichero del tipo *.h. Esta compuesto de los siguientes ficheros:
 - *Arctan.h*: en él se declaran constantes y variables que permiten obtener la función "atan2x", que proporciona como resultado el arcotangente de un valor.
 - *Qmath.h*: en este fichero se declaran constantes y variables para obtener diversas funciones matemáticas. Este fichero de cabecera está implementado por el propio fabricante del DSP.
 - *Regs2407.h*: en este fichero se incluyen todas las declaraciones correspondientes a los registros mapeados en memoria del TMS240LF2407.

- *Tarjetas.h*: en este fichero se declaran constantes y variables que utiliza el DSP en la fase de inicialización y que dependen del tipo de tarjeta que se esté utilizando.
- Fichero en código "C": el fichero *CAD01.c* incluye el programa principal que controla el compensador activo de desequilibrios.
- Ficheros en código ensamblador: estos ficheros se reconocen por usar todos ellos una extensión en el nombre del fichero del tipo **.asm*. El fichero *vector.asm*, por ejemplo, indica donde se encuentran las rutinas de tratamiento de las interrupciones del DSP.
- Fichero de linkado: el fichero *linker01.cmd* permite efectuar la distribución de la memoria de datos y programa, memoria externa y las librerías utilizadas en el linkado del programa.
- Ficheros de librerías: estos ficheros se reconocen por usar todos ellos una extensión en el nombre del fichero del tipo **.lib*. En estos ficheros se proporcionan funciones ya implementadas por Texas Instruments. El fichero de librería utilizado en el programa es el *cmlib_010.lib*, que contiene funciones básicas matemáticas.

El diseño del compensador activo de desequilibrios se ha realizado para optimizar su funcionamiento en régimen permanente, dado el tipo de cargas utilizadas en la aplicación y el tiempo y tipo de operación que realizan, con tiempos de conexión y desconexión de las cargas largos, comparados con el periodo de la red de suministro, y un control todo-nada de la carga. Es por ello que el algoritmo de control desarrollado se completa en un total de tres ciclos de la red eléctrica (60ms), contados a partir de la señal de sincronismo que se obtiene con el paso por cero de la tensión en la fase R, con la siguiente distribución:

- El primer tramo de 20ms (equivalente al primer periodo de la señal de sincronismo de cada ciclo) se utiliza para la adquisición de las 144 muestras (frecuencia de muestreo de 7.2kHz) de:
 - Las tensiones de las fases R-S-T en el punto de conexión común (pcc) con la carga.
 - Las tres corrientes demandadas por la carga.
 - Las tres corrientes de salida del inversor.
- El segundo tramo, de 40ms (equivalente al segundo y tercer periodo de la señal de sincronismo de cada ciclo) se utiliza para el cálculo de las DFT's de las tensiones de fase a neutro y de las tres corrientes demandadas por las cargas en las fases R-S-T.

En los dos tramos descritos anteriormente, se realiza el control de las corrientes de salida del compensador activo de desequilibrios mediante una banda de histéresis fija, comparando de forma continuada y discreta la corriente a la salida del compensador con la corriente de referencia. En la siguiente figura se muestra las distintas operaciones realizadas por el programa a partir de la señal de sincronismo.

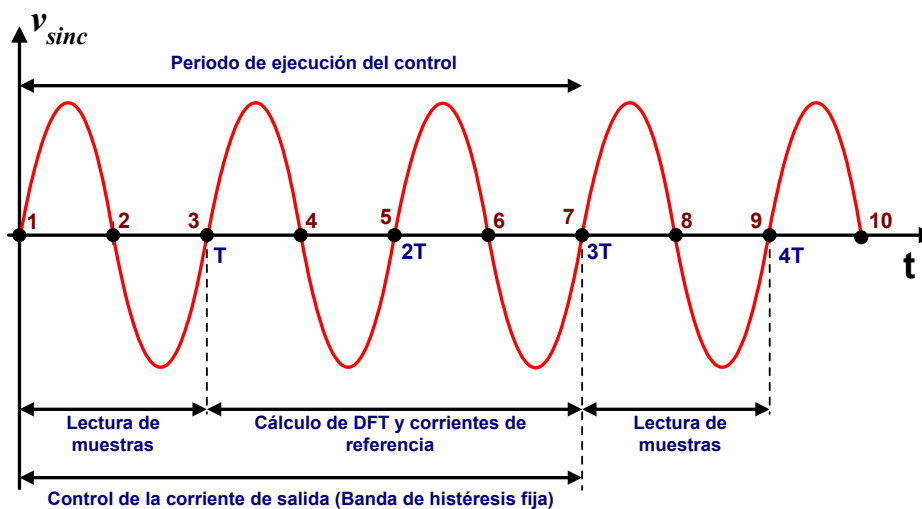


Figura 5.6.- Secuencia temporal del programa y acciones efectuadas.

5.5 Programa principal (main).

En el programa principal (main) del fichero *CAD01.C* se realizan las siguientes acciones:

- Se inicializan los principales parámetros del DSP mediante la función *boot2407()*.
- Se inicializa el hardware desarrollado para la compensación activa de desequilibrios mediante la función *ini_sistema()*.
- Inicialización de los parámetros del convertidor analógico-digital (ADC) con la función *ADC_ini()*.
- Configuración de las interrupciones mediante la función *config_interrupciones()*.
- Inicialización de variables generales del programa mediante la función *valores_iniciales()*.
- Verificación de los niveles de tensión en la red de alterna mediante la función *verificar_red_AC()*.
- Activar relés y funciones de seguridad mediante la función *control_contactores_conexión()*.
- Verificar tensión en el bus DC mediante la función *verificar_bus_DCrect()*.
- Configuración de los temporizadores mediante la función *TIMERS_config_ini()*.
- Activar interrupciones (*enable_interrupts()*) para entrar en el control de la corriente mediante una banda de histéresis que efectuará la precarga del bus DC hasta que la tensión en el bus alcance el valor especificado.

- Verificar tensión en el bus DC mediante la función *verificar_bus_DCref()*. Si la tensión en el bus DC es la deseada se puede iniciar el funcionamiento del compensador activo de desequilibrios.
- Aplicación de la DFT a alguna de las señales adquiridas mediante la función *dftx_funda(int *, int, VECTORXY *)*.
- Obtención de las componentes simétricas de las corrientes con la función *calcula_comp_simetricas_int ()*.
- Cálculo de las nuevas corrientes de referencia con la función *calculo_intensidades_ref()*.

Los parámetros inicializados en el DSP mediante la función *boot2407()* son los que se detallan a continuación:

- Trabajar sin extensión de signo en la ALU (*ALU_NO_EXT_signo()*).
- Trabaja en el acumulador con Overflow (*ACC_con_OVF()*).
- Desactiva las interrupciones del DSP (*disable_interrupts()*) y elimina las interrupciones que pudieran estar pendientes de atender (IFR = 0xFFFF).
- Configuración del banco de memoria B0 como memoria de datos (*banco_B0_a_mem_DATOS ()*).
- Desactivar el temporizador del watchdog.
- Configura los registros EVAIFRx, MCRx, SCSR1, SCSR2 y WSGR, mediante los cuales configura el reloj interno del procesador DSP, establece la función a utilizar de los pines compartidos, elimina flags de interrupciones de los módulos del Event Manager,...

El hardware desarrollado para la compensación activa de desequilibrios se inicializa mediante la función *ini_sistema()*. En dicha función se realizan las siguientes tareas:

- Activar el LED de la placa para verificar que está funcionando correctamente (función *IO_LED_placa_ini()*).
- Configurar los pines de entrada / salida que se utilizaran como salidas PWM (*PWM_outputs_config ()*, *PWM_IOPE3_control ()* y *PWM_outputs_a_cero ()*) y como entradas de error de la etapa de potencia (*IO_entradas_error_SKiiP_config ()*).
- Inicializar diversas variables del sistema como:
 - *si_leer_muestras* sirve para indicar cuando se debe realizar el almacenamiento de las variables de la tensión de la fase-R y de las corrientes de cada una de las fases. Los valores que toma esta variable son: TRUE o FALSE.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- *activar_DFT* indica cuando se debe de realizar las funciones de cálculo de la DFT (*dftx_funda()*), pudiendo tomar los valores que toma esta variable global son: TRUE o FALSE.
- *N_conmutacion* sirve para controlar el número de estado de conmutación donde se encuentra el control de corriente mediante una banda de histéresis fija y el puntero de la tabla del seno. Su valor varia de 0 a 143.
- *npasos_cero_VR* sirve como contador del número de pasos por cero de la tensión de la fase-R. Los posibles valores que puede adoptar en el programa son: 0, 1 y 2. Según el valor que adopte se efectúan ciertas acciones que dependen de variables (*activar_DFT*, *si_leer_muestras*, etc) que adoptan uno u otro valor según el valor de la variable *npasos_cero_VR*.
- *num_muestras_adq* indica el número de adquisición que se ha realizado. Esta variable está directamente relacionada con la variable *N_conmutacion*.
- Inicializar los valores del seno para efectuar el control la corriente mediante una banda de histéresis fija (*tabla_seno_ini ()* y *tabla_seno_DFT()*). Se calculan los valores del seno en pasos de 2.5°, correspondiente a 360 grados en un ciclo completo de la función seno dividido por las 144 muestras que se obtienen con la frecuencia de muestreo elegida.

La inicialización de los registros que controlan el funcionamiento del convertidor analógico-digital (ADC) se realiza mediante la función *ADC_ini()*. En ella se determina el número de canales, de entre los 16 canales disponibles, que se leen de forma secuencial, el orden en que se efectúa la lectura y el tiempo del sample/hold (S/H).

La configuración de las interrupciones se efectúa mediante la función *activa_interrupciones()*. En dicha función se activa XINT2 como detector del paso por cero de VR, se activa la PDPINTA/B para la detección de fallos en la etapa de potencia y se efectúa la habilitación de INT-1, INT-2 e INT-3 asociadas al T1 y T2.

En la función *valores_iniciales()* se efectúan las siguientes tareas:

- Inicialización de algunas variables generales del programa (*num_muestras_adq*, *activar_DFT*, *int_ref_rama_**, *npasos_cero_VR*, etc).
- Verificar que la tensión de la red de suministro está dentro de los límites establecidos para el correcto funcionamiento del compensador activo de desequilibrios mediante la función *Tensiones_Red_AC_OK()*.
- Habilitación de las interrupciones globales del DSP-F2407 mediante la función: *enable_interrupts ()*.

El control de los contactores responsables de la conexión a la red de suministro AC del compensador activo de desequilibrios se efectúa en la función *control_contactores_conexion()*. Mediante las oportunas funciones de retardo se puede ajustar el tiempo de precarga del bus DC, evitando de esta forma los picos de corriente que se producen al conectar una batería de

condensadores descargados a través de un puente rectificador trifásico. Las señales de control de los dos contactores del sistema están optoaisladas mediante los oportunos optotriacs, que son activados mediante los pines de E/S digitales del DSP-F240 que se establecen mediante la función *contactores_config_IO()*.

La configuración de los temporizadores es el último paso previo a entrar en el bucle del programa principal. Este bucle sin fin se estará ejecutando hasta que el DSP reciba una señal de interrupción, lo que provocará la interrupción del programa principal y la atención a dicha interrupción. La estructura del programa es la mostrada en la siguiente figura:

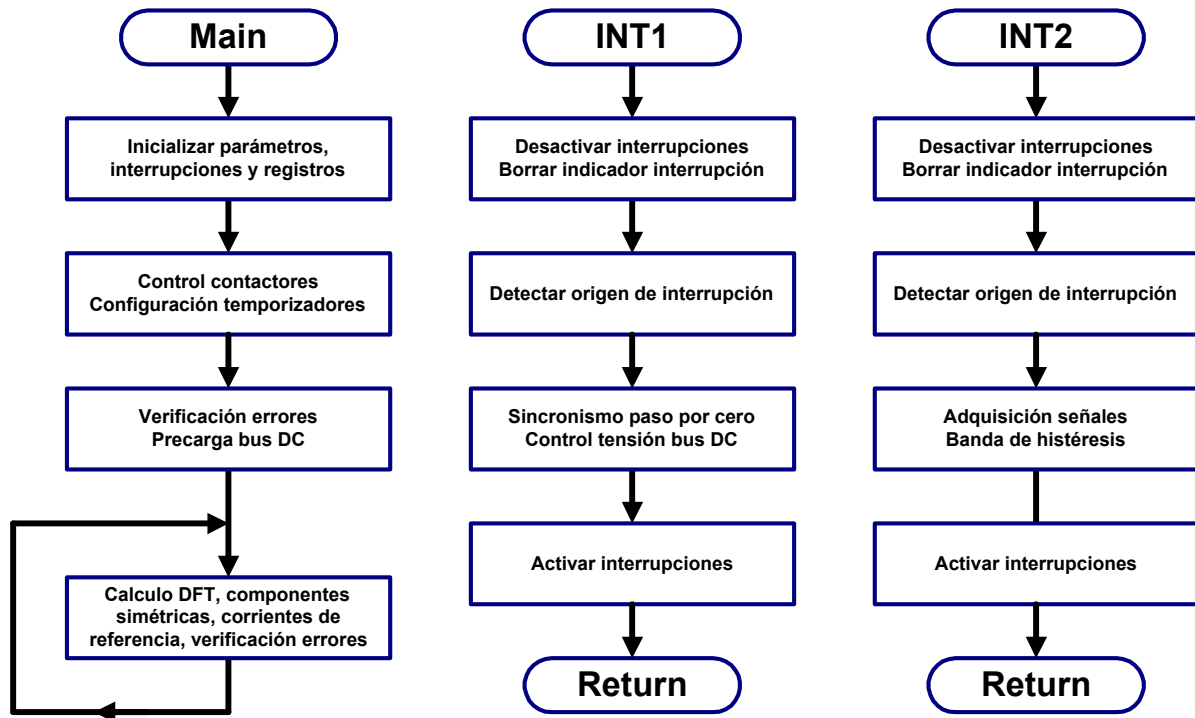


Figura 5.7.- Estructura del programa principal.

Las interrupciones necesarias para el funcionamiento del compensador activo de desequilibrios son:

- La interrupción externa XINT2 del DSP se utiliza principalmente para la detección del paso por cero de la tensión de la fase-R, asociándose a la interrupción INT1 jerarquizada de nivel-1.
- Las interrupciones PDPINTA/B se activan en el caso de que exista un error en el hardware del convertidor de potencia y se asocian a la interrupción INT1 jerarquizada de nivel-1.
- La interrupción provocada por el temporizador 1 (T1) se efectúa cada $139\mu\text{s}$ ($\approx 7,2\text{kHz}$) y está asociada a la interrupción INT2 jerarquizada de nivel-2. A partir de esta interrupción se controlan las siguientes funciones del sistema:

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- Adquisición de 144 muestras en cada ciclo de la red eléctrica (20ms) de todas las señales analógicas multiplexadas sobre el convertidor A/D del DSP.
- Almacenamiento en arrays (de 144 posiciones) de cada uno de los valores adquiridos.
- Algoritmo de control de la banda de histéresis.

El programa principal verifica si aparece alguna señal de error en la etapa de potencia. Mediante la función *IO_entradas_error_SKiiP_lectura* se verifica si existe algún error en el módulo de potencia. Para ello se efectúa la lectura de los pines IOPE4,5,6 que son la salida de una PAL que actúa como decodificador, indicando si existe algún tipo de error provocado por sobreintensidad o sobretensión en cada una de las ramas del SKiiP. Si se detecta la existencia de un error se ponen todas las señales de control (PWM1..6) a nivel bajo durante al menos un tiempo de 8µs y se verifica el error que se ha producido.

Dentro del programa principal se efectúa el cálculo de la DFT mediante la función *dftx_funda(int *Xmuestra, int N_lec, VECTORXY *XR)*, se obtienen las componentes simétricas de las corrientes que circulan por la carga trifásica (*calcula_comp_simetricas_int()*), se efectúa el cálculo de las intensidades de referencia para cada una de las tres ramas de salida AC del inversor trifásico (*calculo_intensidades_ref()*), se inicializan las variables necesarias para realizar una nueva lectura de muestras y se verifican posibles errores en las tensiones de la red alterna y en el bus de continua.

El flujograma del programa principal para el control del compensador activo de desequilibrios es el que se muestra en el flujograma de la figura 5.8. En los siguientes subapartados se describen las características de las principales funciones que constituyen el núcleo del programa principal, que son:

- Configuración de los temporizadores.
- Análisis de señales (DFT).
- Obtención de las componentes simétricas de las corrientes.
- Generación de las corrientes de referencia.

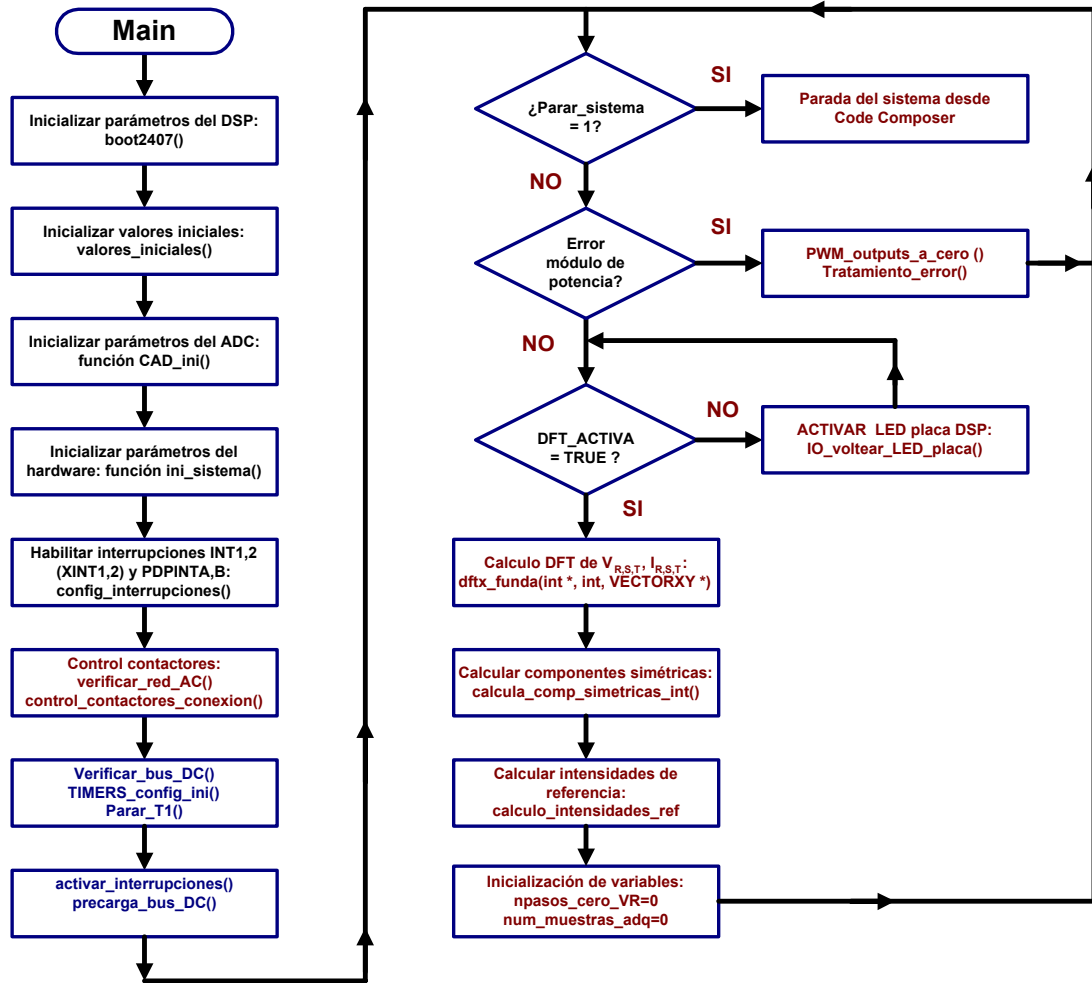


Figura 5.8.- Flujograma del programa principal del CAD.

5.5.1 Configuración de los temporizadores

El temporizador utilizado en este programa es el Timer-1 (T1). Con la señal de interrupción procedente de este temporizador se van a realizar las siguientes acciones:

- Arrancar el ADC y efectuar la lectura de los 16 canales de entrada al ADC, almacenando los datos en memoria.
- Control de las corrientes de salida del compensador activo de desequilibrios mediante la ejecución de un algoritmo que implementa un control de corriente mediante banda de histéresis fija.

La señal de periodo del temporizador 1 provoca la aparición de la señal de interrupción T1PR que actuará, a nivel del núcleo del DSP, sobre la interrupción INT-2. La frecuencia de la señal de interrupción T1PR es de 7.2 kHz. Dicho valor se define en el fichero “tarjetas.h” mediante la definición periodo = 2778, que a una frecuencia de reloj de 20MHz equivale aproximadamente a unos 139µs (≅7,2kHz). La función donde se configura el T1 es *TIMERS_config_ini()*.

5.5.2 Cálculo de la DFT de las señales adquiridas.

Para obtener la componente fundamental de las corrientes por la carga y tensiones simples en el punto de conexión se ha desarrollado la función *dftx_funda(int *Xmuestra, int N_lec, VECTORXY *XR)* para el cálculo de la DFT de una serie de muestras, en formato de número complejo, que no puede sobrepasar de 1024 muestras. Los diversos parámetros que se pasan cuando se llama a esta función tienen el siguiente significado:

- El primer parámetro (**Xmuestra*) indica un puntero al array donde se encuentran almacenadas las muestras adquiridas.
- El segundo parámetro (*N_lec*) indica el número de muestras que se han adquirido (144 muestras).
- El tercer parámetro (**XR*) indica un puntero a un array donde se devuelve el resultado de la DFT, en forma de coordenadas polares (parte real e imaginaria).

A partir de los datos adquiridos se realiza la transformada discreta de Fourier mediante algoritmos DFT, lo que permite obtener la componente armónica fundamental ($n=1$) de cada una de las forma de onda adquiridas de las que se dispone de N muestras, representando por k el número de la muestra. El resultado obteniendo está en formato de número complejo (módulo y fase de cada armónico- n). Tal como se indica en el propio fichero, la expresión implementada es la mostrada a continuación:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad \text{Ec. 5.1}$$

Recordando que:

$$\begin{aligned} e^{jb} &= \cos(b) + j \operatorname{sen}(b) \\ e^{-jb} &= \cos(-b) + j \operatorname{sen}(-b) = \cos(b) - j \operatorname{sen}(b) \end{aligned} \quad \text{Ec. 5.2}$$

se obtiene la parte real e imaginaria de la componente armónica fundamental de la variable sobre cuyas muestras se ha ejecutado la función.

$$\begin{aligned} X(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \\ X(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ [x_r(k) + j \cdot 0] \cdot \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \right\} \\ X(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \{ \operatorname{Re}[X(n)] + j \cdot \operatorname{Im}[X(n)] \} \end{aligned} \quad \text{Ec. 5.3}$$

Operando en dicha expresión se obtiene:

$$\begin{aligned}
 X_r(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[x_r(k) \cdot \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \\
 X_i(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[-x_r(k) \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right]
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 5.4}$$

Los valores de los senos y cosenos de los ángulos correspondientes a las muestras se obtienen con la función *tabla_seno_DFT()*, que contiene los valores calculados mediante la función *tabla_seno_ini()* pero en formato Q15. La estrategia seguida en la función *tabla_seno_ini()* es recorrer el primer cuadrante de un círculo en pasos de 2.5°, por lo que se efectúa un bucle for desde 0 hasta un valor anterior a NPUNTOSBH/4, cuyo valor, para las 144 muestras que tomamos es igual a 35 (35*2.5°=87.5°). La función que calcula el seno es *qsinlt(val_rad)* y está suministrada por Texas Instruments. A la función hay que pasarle el valor de un ángulo en radianes teniendo en cuenta que cuando a dicha función se le pasa el valor 1 es equivalente a calcular el seno de π radianes (180°). Por ejemplo, si se desea calcular el seno de 45° los pasos a seguir son:

```

/*****/
/* Ejemplo de utilizar rutinas de seno(x) ==> qsinlt(x) */
/* Cálculo del seno de 45 grados ≡ pi/4 radianes */
/* pi/4 es equivalente a 1/4 para esta función seno */
/* Pase del valor a formato Q15: 1/4 * 32768 = 0x2000 */
/* valor a pasar a la función: val_rad=0x2000; */
/*****/

```

El paso de 2.5° se consigue al hacer:

$$\text{factor_angulo_seno} = \frac{1}{pp} = \frac{1}{\left(\frac{NPUNTOS_BH}{2}\right)} = \frac{1}{72} \equiv \frac{\pi}{72} = 0.0436 \text{ rad} \equiv \frac{180^\circ}{72} = 2.5^\circ
 \tag{Ec. 5.5}$$

Una vez calculados los primeros NPUNTOSBH/4 puntos menos uno (35 ángulos), ángulos de 2.5° (km=1) a 87.5° (km=35), se fijan los valores del seno y el coseno de 0° y 90°, correspondientes a km=36. Los siguientes pasos aprovechan la simetría de las funciones seno y coseno para construir la tabla a partir de los valores ya calculados:

- En primer lugar se recorre el segundo cuadrante desde km=37 hasta km=71, copiando el valor del seno e invirtiendo el valor del coseno.
- En segundo lugar se fijan los valores del seno y coseno para el ángulo de 180° (km=72).
- El tercer y último lugar se copian los valores de los senos del primer al tercer cuadrante y del segundo al cuarto cuadrante, con los cambios de signos correspondientes en el seno y en el coseno. Se empieza el bucle for con km=73 (182.5°) hasta km=143 (357.5°=0°), ya que los valores correspondientes a km=144 son los mismos ya escritos para el ángulo de 0°.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

En la figura siguiente se pueden observar los distintos pasos seguidos en esta función para obtener la tabla con los valores del seno y coseno de 0° a 360°.

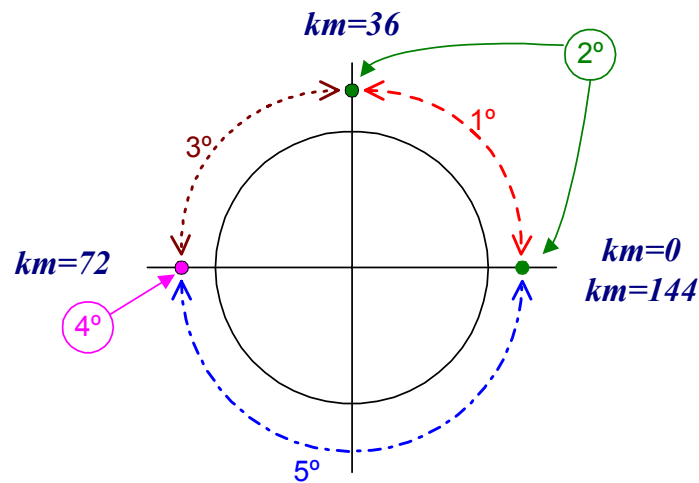


Figura 5.9.- Pasos para creación de tabla con valores de senos y cosenos 0° a 360°.

Todos los valores calculados forman parte de las matrices `seno_ang_BH[N_muestras+2]` y `coseno_ang_BH[N_muestras+2]`, con un total de 144+2 posiciones reservadas. Los valores almacenados en dichos arrays sirven para la función `tabla_seno_DFT()`, que convierte dicho valores al formato Q15 para utilizarlos durante los cálculos efectuados por la función `dftx_funda(int *, int, VECTORXY *)`. Para pasar los valores de los senos y cosenos a formato Q15 se efectúa la siguiente operación:

$$(\text{Valor } Q15) = 2^{15} \cdot (\text{Valor fracción decimal}) = 32767 \cdot (\text{Valor fracción decimal}) \quad \text{Ec. 5.6}$$

Al finalizar el algoritmo de cálculo de la componente armónica fundamental se efectúan varias acciones:

- Se efectúa un desplazamiento de 16 bits a la derecha del resultado para ajustarlo al tamaño de memoria de datos.
- Se eliminan posteriormente los valores muy cercanos al cero.
- Se añade el signo menos a la parte imaginaria del resultado, ya que el signo menos que aparece en la Ec.5.4 no se ha utilizado en el cálculo del sumatorio.
- Se añade un desfase de -90° al resultado para ajustar el resultado obtenido, ya que el resultado de la DFT está referido a una función coseno.

Para verificar la necesidad de reajustar el módulo y fase del resultado se va a considerar una señal senoidal ideal de amplitud 1 V y 50 Hz de frecuencia, con un total de 16 muestras en un ciclo. El periodo de muestreo es $T_s=1.25\text{ms}$, con lo que se obtienen las siguientes muestras:

x(0)	x(1)	x(2)	x(3)	x(4)	x(5)	x(6)	x(7)
0	0.3826	0.7071	0.9238	1	0.9238	0.7071	0.3826
x(8)	x(9)	x(10)	x(11)	x(12)	x(13)	x(14)	x(15)
0	-0.3826	-0.7071	-0.9238	-1	-0.9238	-0.7071	-0.3826

La representación de las siguientes muestras, junto a la ecuación definida en el programa Mathcad para su generación, se puede observar en la figura siguiente.

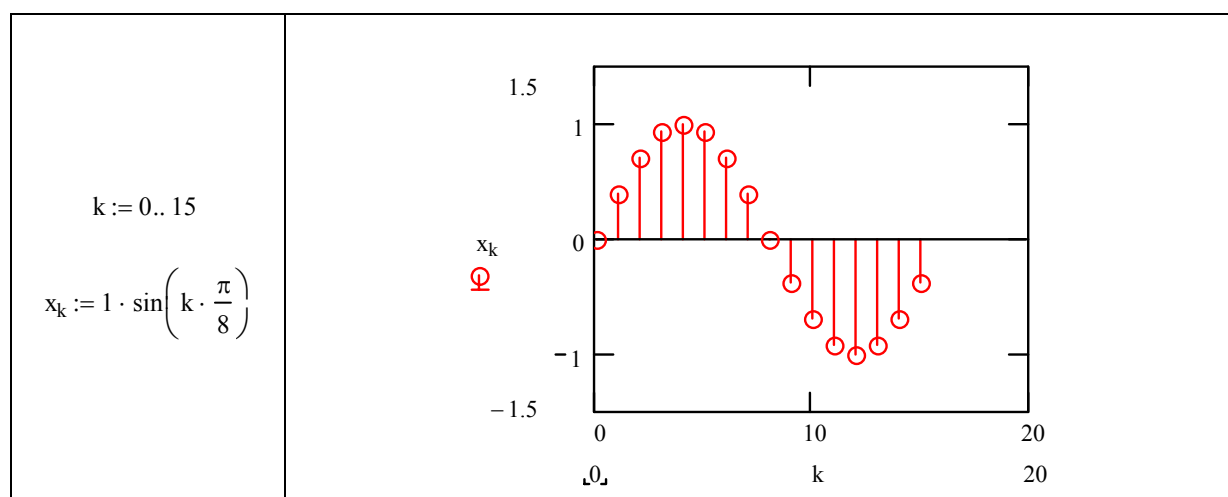


Figura 5.10.- Representación de la señal seno muestreada y ecuación generatriz.

Si se efectúa la DFT enunciada en la Ec.5.1 sobre las 16 muestras indicadas para obtener la componente armónica fundamental, se obtiene el resultado indicado a continuación. En la tabla adjunta se muestran los valores que se obtienen para las 15 primeras componentes armónicas más el término de continua.

$$k := 0..15 \quad N_{\text{muestras}} := 16 \quad x_k := 1 \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{8}\right)$$

$$X_1 := \sum_k 1 \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-i \frac{2\pi \cdot 1 \cdot k}{N_{\text{muestras}}}} \quad X_1 = -8i$$

X(0)	X(1)	X(2)	X(3)	X(4)	X(5)	X(6)	X(7)
0	-8j	0	0	0	0	0	0
X(8)	X(9)	X(10)	X(11)	X(12)	X(13)	X(14)	X(15)
0	0	0	0	0	0	0	+8j

Los diversos términos del sumatorio, junto con el resultado final, para el primer término no nulo son:

Descripción del compensador activo de desequilibrios

$$\begin{aligned} & \sin\left(0 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 0}{16}} + \sin\left(1 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 1}{16}} + \sin\left(2 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 2}{16}} + \sin\left(3 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 3}{16}} \dots = -8i \\ & + \sin\left(4 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 4}{16}} + \sin\left(5 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 5}{16}} + \sin\left(6 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 6}{16}} + \sin\left(7 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 7}{16}} \dots \\ & + \sin\left(8 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 8}{16}} + \sin\left(9 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 9}{16}} + \sin\left(10 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 10}{16}} + \sin\left(11 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 11}{16}} \dots \\ & + \sin\left(12 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 12}{16}} + \sin\left(13 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 13}{16}} + \sin\left(14 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 14}{16}} + \sin\left(15 \cdot \frac{\pi}{8}\right) \cdot e^{-li \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 15}{16}} \end{aligned}$$

Como se puede observar el resultado obtenido directamente por la DFT no es correcto y hay que hacer las siguientes correcciones:

- Dividir el módulo obtenido por el número de muestras partido por dos.
- Corregir el ángulo de desfase sumándole +90 grados.

Esta corrección es debida a que el resultado se obtiene referenciado sobre la función coseno, tal como se deduce al aplicar la transformación inversa que nos permitiría reconstruir la señal original a partir del resultado obtenido por la DFT. La siguiente ecuación representa la expresión que hay que utilizar para obtener la señal original.

$$f(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}} X(n) \cdot e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad \text{Ec. 5.7}$$

Dado que el cálculo realizado se ha basado en una señal senoidal pura de la que solo se ha obtenido su componente armónica fundamental, la anterior expresión se convierte en:

$$f(k) = X(1) \cdot e^{j \frac{2\pi k}{N}} = |X(1)| \cdot e^{j\phi_1} \cdot e^{j \frac{2\pi k}{N}} = |X(1)| \cdot e^{j \left[\frac{2\pi k}{N} + \phi_1 \right]} \quad \text{Ec. 5.8}$$

Desarrollando la expresión anterior se obtiene:

$$f(k) = |X(1)| \cdot \left(\cos\left(\frac{2\pi k}{N} + \phi_1\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi k}{N} + \phi_1\right) \right) \quad \text{Ec. 5.9}$$

Puesto que las muestras adquiridas son reales, la parte imaginaria de la ecuación anterior es nula y por tanto se obtiene:

$$f(k) = |X(1)| \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{N} + \phi_1\right) \quad \text{Ec. 5.10}$$

La expresión anterior debe ser igual a la función original muestreada (Figura 5.10), por lo que se ha de verificar la siguiente igualdad:

$$\begin{aligned}
 f(k) &= |X(1)| \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{N_muestras} + \phi_1\right) = 1 \cdot \text{sen}\left(k \cdot \frac{\pi}{8}\right) \\
 |-j8| \cdot \frac{1}{\frac{N_muestras}{2}} &= 1 \Rightarrow \text{Amplitud} = |X(1)| \cdot \frac{2}{N_muestras} \\
 \cos\left(\frac{2\pi k}{16} + \phi_1\right) &= \text{sen}\left(\frac{\pi k}{8} + \phi_1 + \frac{\pi}{2}\right) = \text{sen}\left(k \cdot \frac{\pi}{8} + \text{fase}_{X(1)}\right) \Rightarrow \text{fase}_{X(1)} = \phi_1 + \frac{\pi}{2}
 \end{aligned} \tag{Ec. 5.11}$$

Con las anteriores expresiones se justifica la necesidad de dividir el módulo obtenido por el número de muestras partido por dos para obtener el valor de la amplitud correcta y la necesidad de sumarle +90 grados al ángulo de desfase resultante de la DFT para obtener el valor correcto de fase, referido a la señal seno en lugar de la coseno.

Dado que la salida de la función de la DFT es mediante números complejos, el ajuste de la amplitud se produce después de pasar los valores correspondientes al formato módulo / argumento. Si el resultado obtenido por la DFT se escribe como parte real e imaginaria se tiene que:

$$\begin{aligned}
 \overline{X(1)}_{DFT} &= |X(1)| \angle \phi_1 = |X(1)| \cdot \cos(\phi_1) + j|X(1)| \cdot \text{sen}(\phi_1) = X_{real_DFT} + jX_{imag_DFT} \\
 \overline{X(1)}_{final} &= |X(1)| \angle \left(\phi_1 + \frac{\pi}{2}\right) = |X(1)| \cdot \cos\left(\phi_1 + \frac{\pi}{2}\right) + j|X(1)| \cdot \text{sen}\left(\phi_1 + \frac{\pi}{2}\right) \\
 \overline{X(1)}_{final} &= |X(1)| \cdot [-\text{sen}(\phi_1)] + j|X(1)| \cdot \cos(\phi_1) = -X_{imag_DFT} + jX_{real_DFT}
 \end{aligned} \tag{Ec. 5.12}$$

Esta última operación de cambio de parte real a imaginaria y viceversa (con los signos correspondientes) es la que proporciona el desfase de 90° y se efectúa antes del fin de la función que calcula la DFT. A la función `calcula_mod_arg` se le pasa el valor real (Xr) e imaginario (Xi) de un fasor y devuelve el valor del módulo y el argumento del citado fasor, donde:

$$\begin{aligned}
 \text{Módulo} &= \sqrt{(\text{parte real})^2 + (\text{parte imaginaria})^2} \\
 \text{fase} &= \text{arctag}\left(\frac{\text{parte imaginaria}}{\text{parte real}}\right)
 \end{aligned} \tag{Ec. 5.13}$$

En el cálculo del módulo se tienen en cuenta varias circunstancias:

- Si la suma de los cuadrados de la parte real e imaginaria del fasor es superior o igual a $16 \cdot 10^6$ se calcula el módulo aplicando la función matemática `qsqrt()` sobre el resultado de dicha suma.
- Si la suma de los cuadrados de la parte real e imaginaria del fasor es inferior a $6 \cdot 10^4$ se multiplica en primer lugar el resultado de la suma por 65536, después se aplica la función matemática `qsqrt()` sobre el resultado de dicha multiplicación y el resultado se divide por 256, obteniéndose de dicha manera el módulo. La división por 256 es un desplazamiento de 8 bits a derechas. Las operaciones implementadas son las siguientes:

$$Mod = \sqrt{X_r^2 + X_i^2} \cdot \frac{2^8}{2^8} = \sqrt{(X_r^2 + X_i^2) \cdot 65536} \cdot \frac{1}{256} \quad \text{Ec. 5.14}$$

- Para valores situados entre los dos anteriores se multiplica en primer lugar el resultado de la suma por 256, después se aplica la función matemática `qsqrt()` sobre el resultado de dicha multiplicación y el resultado se divide por 16, obteniéndose de dicha manera el módulo. La división por 16 es un desplazamiento de 4 bits a derechas. Las operaciones implementadas son las siguientes:

$$Mod = \sqrt{X_r^2 + X_i^2} \cdot \frac{2^4}{2^4} = \sqrt{(X_r^2 + X_i^2) \cdot 256} \cdot \frac{1}{16} \quad \text{Ec. 5.15}$$

Los anteriores ajustes se realizan para mejorar la resolución del resultado que se obtiene al calcular el módulo. Para el cálculo del argumento se utiliza la función `atan2x(Xi, Xr)` suministrada por Texas Instruments. A dicha función se le pasan los valores de la parte real e imaginaria de un vector y devuelve el valor del argumento de dicho vector.

5.5.3 Obtención de las componentes simétricas de las corrientes.

El cálculo de las componentes simétricas de las corrientes se efectúa mediante la función `calcula_comp_simetricas_int()`, que implementa un algoritmo de cálculo desarrollado a partir del existente en [Gimeno:09-02], efectuándose modificaciones que adaptan el sistema a instalaciones a cuatro hilos, donde existe componente homopolar de la corriente, y contempla la posibilidad de tensiones desequilibradas en el punto de conexión del CAD. El diagrama de bloques de la figura 5.11 muestra el funcionamiento del algoritmo de cálculo de las componentes simétricas a partir de las corrientes y tensiones medidas. Los valores obtenidos permitirán calcular las corrientes de referencia que se utilizarán para el control de la corriente de salida del compensador activo de desequilibrios.

Al aplicar la DFT sobre las muestras adquiridas de la tensión y la corriente en la carga se obtienen, en el formato parte real y parte imaginaria, las componentes fundamentales de las tres corrientes y de las tensiones. A partir de dichos fasores se pueden calcular las componentes simétricas de las corrientes y de las tensiones utilizando la Ec.5.16. y la EC.5.17.

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_{d_carga} \\ \vec{I}_{i_carga} \\ \vec{I}_{h_carga} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{I}_{R_carga} \\ \vec{I}_{S_carga} \\ \vec{I}_{T_carga} \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 5.16}$$

$$\begin{pmatrix} \vec{V}_{d_carga} \\ \vec{V}_{i_carga} \\ \vec{V}_{h_carga} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{V}_{R_carga} \\ \vec{V}_{S_carga} \\ \vec{V}_{T_carga} \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 5.17}$$

Donde:

$$a = 1 \cdot e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^2 = 1 \cdot e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Ec. 5.18

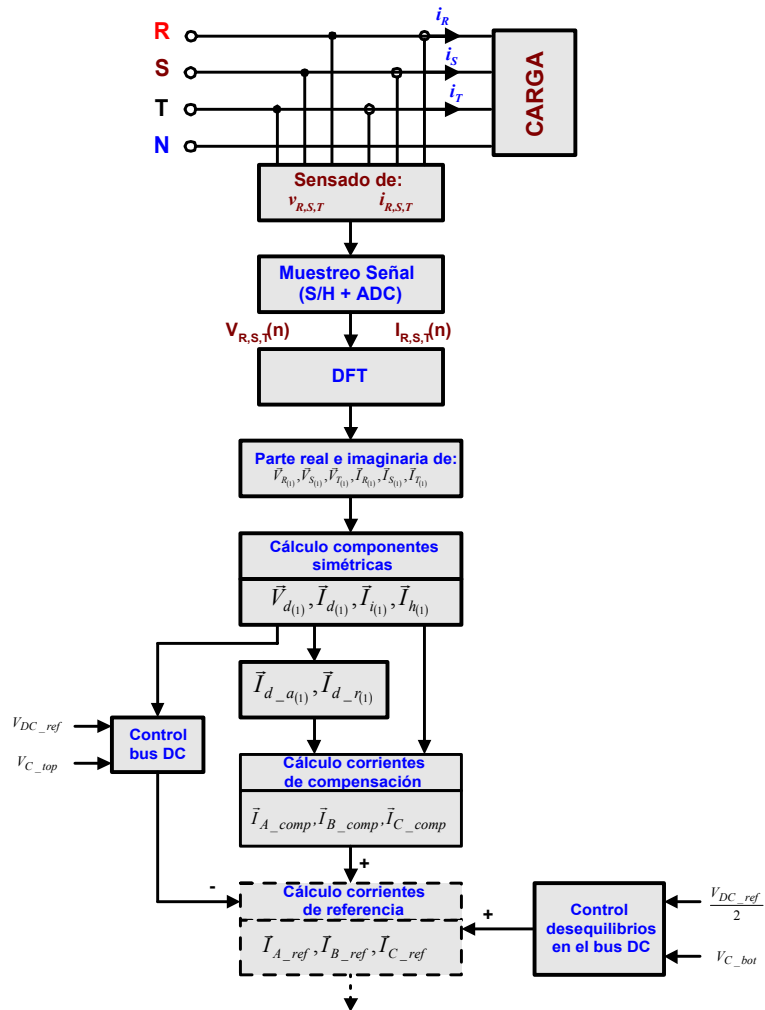


Figura 5.11.- Flujo de cálculo de las corrientes de referencia.

A partir de los valores de las componentes simétricas de las corrientes en la carga se puede escribir la expresión de las corrientes en cada una de las fase en función de las componentes simétricas obtenidas, tal como se muestra a continuación.

$$\begin{aligned} \bar{I}_{R_carga} &= \bar{I}_{R_d} + \bar{I}_{R_i} + \bar{I}_{R_h} = \bar{I}_d + \bar{I}_i + \bar{I}_h \\ \bar{I}_{S_carga} &= \bar{I}_{S_d} + \bar{I}_{S_i} + \bar{I}_{S_h} = a^2 \cdot \bar{I}_d + a \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h \\ \bar{I}_{T_carga} &= \bar{I}_{T_d} + \bar{I}_{T_i} + \bar{I}_{T_h} = a \cdot \bar{I}_d + a^2 \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h \end{aligned}$$

Ec. 5.19

Descripción del compensador activo de desequilibrios

La corriente de secuencia directa se puede descomponer en una parte activa, que representará a la transferencia útil de energía en las mejores condiciones de servicio, y otra reactiva, correspondientes a los desfases de la corriente debido a bobinas y condensadores en la carga:

$$\vec{I}_d = \vec{I}_{d_a} + \vec{I}_{d_r} \quad \text{Ec. 5.20}$$

Para determinar las dos componentes de la corriente de secuencia directa, suponiendo el caso más habitual de que la corriente va en retraso respecto a la tensión debido a la presencia de cargas inductivas, a partir de la figura 5.12 se puede determinar que:

$$\begin{aligned} \vec{I}_{d_a} &= \vec{I}_{dax} + \vec{I}_{day} \\ \vec{I}_{d_r} &= \vec{I}_{drx} + \vec{I}_{dry} \end{aligned} \quad \text{Ec. 5.21}$$

A partir del ángulo de desfase φ_{V_d} entre la tensión de secuencia directa y la referencia (tensión entre la fase R y el neutro) y el ángulo de desfase φ_{I_d} entre la corriente de secuencia directa y la misma referencia, se puede obtener que:

$$\begin{aligned} \varphi_{V_I_d} &= \varphi_{V_d} - \varphi_{I_d} \\ |\vec{I}_{d_a}| &= |\vec{I}_d| \cdot \cos(\varphi_{V_I_d}) \\ \vec{I}_{d_a} &= |\vec{I}_d| \cdot \cos(\varphi_{V_I_d}) \cdot \cos(\varphi_{V_d}) + j \cdot |\vec{I}_d| \cdot \cos(\varphi_{V_I_d}) \cdot \text{sen}(\varphi_{V_d}) \\ |\vec{I}_{d_r}| &= |\vec{I}_d| \cdot \text{sen}(\varphi_{V_I_d}) \\ \vec{I}_{d_r} &= |\vec{I}_d| \cdot \text{sen}(\varphi_{V_I_d}) \cdot \text{sen}(\varphi_{V_d}) - j \cdot |\vec{I}_d| \cdot \text{sen}(\varphi_{V_I_d}) \cdot \cos(\varphi_{V_d}) \end{aligned} \quad \text{Ec. 5.22}$$

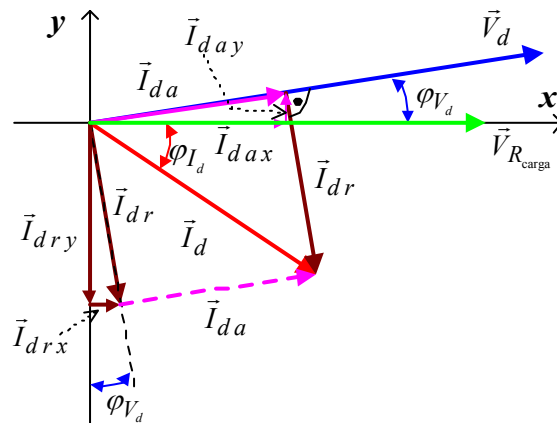


Figura 5.12.- Descomposición del vector correspondiente a la corriente de secuencia directa en sus componentes activa y reactiva.

Con la anterior descomposición las corrientes en cada una de las fases se pueden expresar en función de las componentes simétricas:

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_{R_carga} &= \bar{I}_{d_a} + \bar{I}_{d_r} + \bar{I}_i + \bar{I}_h \\
 \bar{I}_{S_carga} &= a^2 \cdot \bar{I}_{d_a} + a^2 \cdot \bar{I}_{d_r} + a \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h \\
 \bar{I}_{T_carga} &= a \cdot \bar{I}_{d_a} + a \cdot \bar{I}_{d_r} + a^2 \cdot \bar{I}_i + \bar{I}_h
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 5.23}$$

En la función *calcula_comp_simetricas_int()* se obtienen las componentes simétricas de las corrientes por la carga y cada uno de los sumandos que aparecen en la anterior ecuación. Estos valores serán utilizados para la generación de las corrientes de referencia que permitirán realizar el control de la corriente de salida del inversor VSI trifásico.

5.5.4 Generación de las corrientes de referencia.

De todos los valores calculados en la rutina que calcula las componentes simétricas, las únicas componentes de la corriente que representan un trabajo útil son las tres corrientes de secuencia directa activa. Es por ello que las componentes de la corriente que ha de inyectar el compensador activo en cada una de las tres fases son todas aquellas componentes que representan ineficiencias del sistema eléctrico:

- Corrientes de secuencia directa reactiva (ineficiencia por desfases).
- Corrientes de secuencia inversa y homopolar (ineficiencia por asimetría).

Las corrientes de compensación que el compensador CAD ha de suministrar a la carga para la eliminación de las ineficiencias indicadas son:

$$\begin{pmatrix} \bar{I}_{A_comp} \\ \bar{I}_{B_comp} \\ \bar{I}_{C_comp} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \left[\begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} \cdot \bar{I}_{d_r} + \begin{pmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{pmatrix} \cdot \bar{I}_i + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \bar{I}_h \right]
 \tag{Ec. 5.24}$$

Si se tienen en cuenta las pérdidas de potencia en el compensador (semiconductores, condensadores bus DC, ...) será necesaria consumir una corriente de secuencia activa directa que proporcionará al compensador la potencia necesaria para compensar dichas pérdidas de potencia y conseguir mantener el bus DC con un nivel de tensión estable y adecuado para el correcto funcionamiento del inversor. La expresión de la corriente necesaria para cargar el bus DC y mantener la tensión estable dentro de unos valores especificados se ha obtenido en el apartado 4.5. Dado que se adopta como positiva la corriente que sale del compensador, la corriente que mantiene la tensión del bus DC se incluye como una corriente negativa, ya que es proporcionada por el generador trifásico y circula hacia el compensador.

También hay que tener en cuenta los posibles desequilibrios de tensión en los condensadores de la parte alta y baja del bus DC, lo que hace preciso incluir un término más en la expresión de las corrientes de referencia. Dicho término es la salida del lazo de control correspondiente y corresponderá a un valor constante que se añade sobre el resto de componentes senoidales. Teniendo en cuenta lo indicado anteriormente, la corriente de referencia para cada una de las ramas, cuando se desea la compensación total (desfases + asimetría) del sistema es:

Descripción del compensador activo de desequilibrios

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_{A_ref} \\ \vec{I}_{B_ref} \\ \vec{I}_{C_ref} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \left[\begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_{d_r} + \begin{pmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_i + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_h \right] - k_v \cdot \vec{V}_{d_ref} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I_{C_eq} \\ I_{C_eq} \\ I_{C_eq} \end{pmatrix}$$

$$\vec{V}_{d_ref} = \frac{\vec{V}_d}{|\vec{V}_d|}$$

Ec. 5.25

En el caso de desear compensar solo la asimetría del sistema se tiene que utilizar la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} \vec{I}_{A_ref} \\ \vec{I}_{B_ref} \\ \vec{I}_{C_ref} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \left[\begin{pmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_i + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{I}_h \right] - k_v \cdot \vec{V}_{d_ref} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I_{C_eq} \\ I_{C_eq} \\ I_{C_eq} \end{pmatrix}$$

Ec. 5.26

El diagrama de bloques correspondiente a la unidad de cálculo de las corrientes de referencia es el mostrado en la siguiente figura.

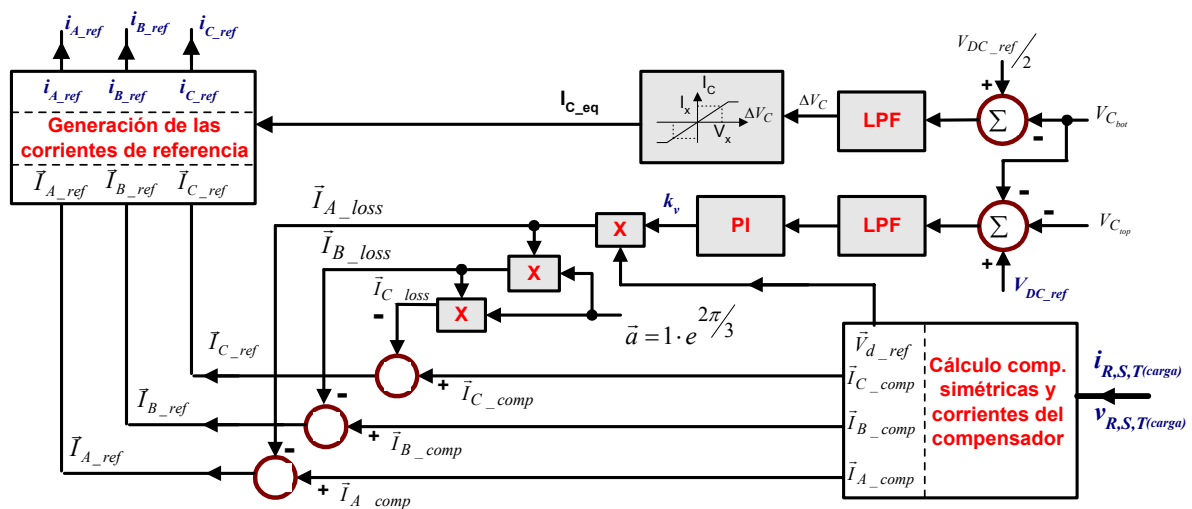


Figura 5.13.- Diagrama de bloques de la generación de las corrientes de referencia.

En el programa todas las sumas se realizan utilizando números complejos para después pasar al formato módulo y argumento (*calcula_mod_arg()*) para el control de la corriente de salida de inversor mediante una banda de histéresis fija. El valor del argumento se utiliza como desplazamiento dentro de una tabla de valores del seno y dicho valor es multiplicado por el módulo de la corriente de referencia, lo que proporciona el valor de la corriente de referencia en dicho instante y permite compararlo con el valor adquirido por el ADC y efectuar el control de la corriente mediante una banda de histéresis fija.

La elección de unas u otras corrientes de referencia depende de la existencia de baterías de condensadores para la compensación de reactiva. Si existen ambos equipos se puede aprovechar toda la capacidad del compensador activo en compensar la asimetría del sistema. Si la batería de condensadores para la compensación de reactiva funciona mediante escalones (modo de funcionamiento más habitual), se podría programar el compensador activo para poder efectuar la

compensación parcial de reactiva, fijando un valor máximo de reactiva a compensar de un valor similar al que provoca el salto del escalón que tenga definido la baterías de condensadores. Trabajando de esta forma, al llegar el compensador activo al valor máximo que provoca el salto de un escalón a otro, se dejaría de compensar la reactiva y se forzaría a la batería de condensadores a saltar al siguiente escalón, consiguiendo de esta manera mejorar la eficiencia del sistema y optimizar los recursos del compensador activo.

Las variables *int_ref_rama_A*, *int_ref_rama_B* e *int_ref_rama_C* nos indican el valor de la corriente de referencia a inyectar en las salidas A, B y C, respectivamente, del compensador activo. Su valor varia entre 0 y 1023. Las variables *angulo_int_ref_rama_A*, *angulo_int_ref_rama_B* y *angulo_int_ref_rama_C* se usan como punteros que se desplazan apuntando a los valores de la tabla almacenada en el array *seno_ang_BH[N_muestras+2]*. El valor del puntero nos indica la fase que debe de tener las corrientes de salida del compensador activo en las salidas A, B y C, pudiendo variar el valor del puntero desde 0 a 143.

5.6 Gestión de las interrupciones.

La ejecución del bucle del programa principal se verá rota por la aparición de las interrupciones que se utilizan en el programa. Se han dispuesto dos interrupciones principales:

- La primera interrupción utilizada se produce cada 140µs (aprox.) y servirá fundamentalmente para efectuar las lecturas de las señales analógicas necesarias para el correcto funcionamiento del compensador activo y para implementar el algoritmo de control de las corrientes de salida del compensador mediante una banda de histéresis fija.
- La segunda interrupción se producirá cada 20ms y está provocada por el paso por cero de la tensión en la fase R. Esta señal se utiliza para la sincronización del sistema con la red de suministro, provocando la inicialización de algunas de las variables utilizadas en el programa y efectuando el control del bus DC.

Además de las dos anteriores también se han dispuesto interrupciones para detectar fallos en la etapa de potencia (interrupción PDPINTA) y sobretensión en el bus DC (interrupción PDPINTB), actuando sobre la INT1. Al tratar dicha interrupción se procederá a la lectura de los pines IOPE4,5,6, configurados como pines de entradas, que indicarán el error acontecido y procederá a efectuar un reset de la etapa de potencia durante un tiempo superior a 8µs.

El circuito analógico que detecta el paso por cero de la tensión en la fase R utiliza la interrupción externa XINT2 del DSP para provocar una interrupción de alto nivel de prioridad que actúa sobre la INT1 de la CPU del DSP. Esta interrupción se provoca cada 20ms y con en ella se efectúa la sincronización del sistema con la red de suministro. Dependiente de esta interrupción se efectúan las siguientes acciones:

- Inhabilitar el acceso de cualquier interrupción al núcleo del DSP mientras se está atendiendo la INT1.
- Borra el indicador de activación de la interrupción INT1 para que pueda indicar nuevas interrupciones que lleguen a la INT1.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- Puesta a cero del indicador de interrupción debida al pin externo XINT2 en el registro de control asociado a dicho pin (XINT2CR).
- Inicialización del registro que almacena la cuenta del temporizador T1 (T1CNT) para que inicie la cuenta ascendente empezando desde 0x0000 coincidiendo con el paso por cero de la tensión en la fase R.
- Inicialización de las variables relacionadas con el número de conmutaciones ($N_{conmutacion}$) y con el contador de pasos por cero ($npasos_cero_VR$). Según el valor de esta última variable se puede arrancar el temporizador T1 e inicializar diversas variables.
- Control del bus DC. A partir del valor medio de la tensión en el bus DC y la tensión de referencia se calcula el error y mediante un regulador proporcional y un limitador se obtiene el valor de la corriente que compensará las pérdidas en la etapa de potencia del sistema.

El flujograma de la rutina de tratamiento de la interrupción INT-1 es el siguiente:

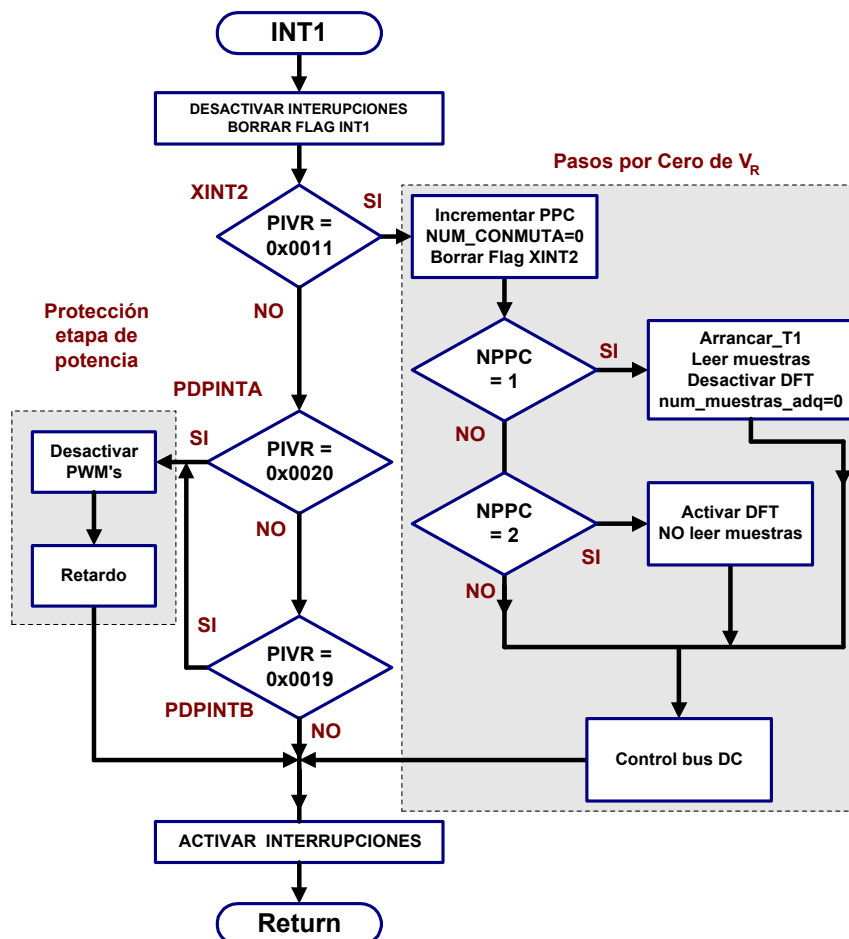


Figura 5.14.- Flujograma del tratamiento de la INT1.

La segunda interrupción principal utilizada actúa sobre la interrupción INT2 de la CPU y está provocada por la señal de periodo procedente del temporizador T1 existente en el Event Manager A. Hay un total de cuatro temporizadores de propósito general o GPT (General-Purpose Timers) en el TMS320LF240x: dos en el EVA (Timer 1 y 2) y otros dos en el EVB (Timer 3 y 4). Estos temporizadores se pueden usar como bases de tiempo independientes en aplicaciones diversas, como son:

- Generación de periodos de muestreo en un sistema de control.
- Generación de señales PWM utilizando las unidades de comparación.

Cada temporizador dispone de una serie de registros que controlan la actuación del temporizador. Los registros implicados en cada temporizador son:

- TxCNT o Timer Counter Register (registro contador del temporizador).
- TxCMPR o Compare Register (registro de comparación). Este registro dispone de un registro auxiliar para la precarga de los datos (shadowed register).
- TxPR o Timer Period Register (registro que establece el periodo del temporizador). Este registro dispone de un registro auxiliar para la precarga de los datos (shadowed register).
- TxCON o Timer Control Register (registro que efectúa el control del temporizador).
- GPTCONA/B o GP Timer Control Register efectúa un control global sobre los temporizadores, especificando las acciones a realizar por los temporizadores para diferentes eventos e indicando las direcciones de conteo de los temporizadores.

El registro TxCNT (con $x=1, 2, 3, 4$) es de 16 bits, en el que se puede leer y escribir, y es donde se efectúa la cuenta Up/Down. Dicho registro almacena el valor actual del contador e incrementa o decrementa dicho valor dependiendo de la dirección de conteo. Los registros de control TxCNT son configurables independientemente.

La posibilidad de habilitar la comparación en cualquiera de los temporizadores se efectúa en el bit 1 del registro TxCON correspondiente (TECMPR o Timer Compare Enable)). Los bits 12 y 11 del registro T1CON (TMODE1 y TMODE0 respectivamente) son los que determinan el tipo de conteo a realizar por el temporizador. De los cuatro posibles modos de operación se ha elegido el modo de cuenta continuo ascendente (Up): el establecimiento de este modo de conteo se efectúa configurando el registro TxCON[12-11]='10'. El temporizador contará de forma ascendente hasta alcanzar el valor indicado en el registro de periodo, utilizando el reloj de entrada preescalado según la configuración de los bits T1CON[10-8] para el preescalado (CPUCLK/1) y los bits T1CON[5-4] para configurar el origen de la señal de reloj procedente de la CPU. En el siguiente flanco ascendente de la señal de reloj, después de alcanzar el periodo, el temporizador se resetea a cero e inicia la cuenta ascendente nuevamente. Para mayor información sobre los registros asociados a los temporizadores y como se efectúa el control del conteo consultar [Gimeno:09-03] y [SPUR357].

La interrupción INT2 se provocará cada 139 μ s (aprox.), lo que permite disponer de un total de 144 estados por cada periodo de la tensión en la fase R. La atención de esta interrupción permite:

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- Efectuar las lecturas de las señales analógicas necesarias para el correcto funcionamiento del compensador activo mediante el control del ADC con cada periodo del Timer-1.
- Calcular los valores temporales de las corrientes de salida a partir del módulo y argumento de cada corriente. El módulo se multiplicará por el valor del seno del ángulo que corresponda en cada instante. El valor del seno viene establecido por el argumento de la corriente de salida y la variable $N_conmutacion$, que al sumarse proporcionan la dirección donde está el valor del seno que corresponda a ese instante:

$$ptero_rama_A_tab_seno = N_conmutacion + angulo_int_ref_rama_A;$$

- Implementar el algoritmo de control de la corriente de salida del compensador mediante una banda de histéresis fija.
- Almacenamiento temporal tensiones y corrientes en la carga, que se utilizan para el cálculo de las corrientes a inyectar por el compensador.

El flujograma de la rutina de tratamiento de la interrupción INT-2 es el siguiente:

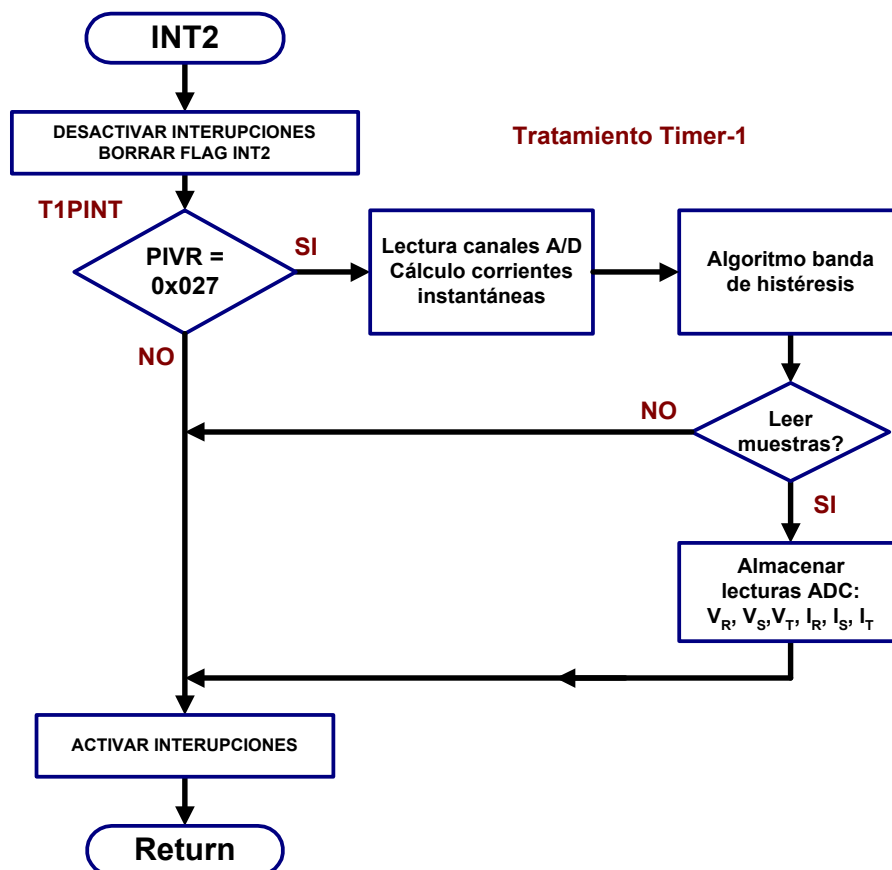


Figura 5.15.- Flujograma del tratamiento de la INT2.

En los siguientes apartados se detallan las principales acciones que se efectúan durante el tratamiento de las interrupciones.

5.6.1 Adquisición de señales analógicas.

La adquisición de las señales analógicas se realiza mediante el conversor analógico-digital existente en el propio DSP. El convertidor analógico-digital (CAD) integrado en el TMS320LF2407 presenta las siguientes características:

- Conversor A/D de 10 bits con Sample&Hold (S/H) incluido.
- Tiempo de conversión mínimo de 500ns (S/H + conversión).
- 16 canales A/D con las entradas multiplexadas.
- 16 registros (RESULT0-RESULT15) para almacenar el resultado de las conversiones A/D.
- El valor del resultado de la conversión viene determinado por:

$$Valor_digital = 1023 \times \left(\frac{Entrada_analógica - V_{REFLO}}{V_{REFHI} - V_{REFLO}} \right) \quad \text{Ec. 5.27}$$

- Múltiples fuentes para el inicio de la conversión A/D.

El convertidor analógico-digital que incorpora utiliza el método de aproximaciones sucesivas para obtener el valor digital correspondiente a la señal retenida en la etapa de muestreo y retención (Sample&Hold o S&H). Las señales asignadas a las entradas del ADC incluido en el DSP son las que se muestran en la siguiente tabla.

Nombre del Pin	Origen de la señal	Descripción
ADCIN00	Señales de la red de suministro.	Tensión en la fase R.
ADCIN01		Corriente por la fase R.
ADCIN02		Tensión en la fase S.
ADCIN03		Corriente por la fase S.
ADCIN04		Tensión en la fase T.
ADCIN05		Corriente por la fase T.
ADCIN06		
ADCIN07		
ADCIN08	Módulo SKiiP de tres ramas.	Temperatura del módulo de 3 ramas.
ADCIN09		Corriente de la rama A.
ADCIN10		Corriente de la rama B
ADCIN11		Corriente de la rama C
ADCIN12	Módulo SKiiP de una rama.	Corriente de la rama D (al neutro)

Descripción del compensador activo de desequilibrios

ADCIN13		Temperatura del módulo de 1 rama.
ADCIN14	Bus DC.	Tensión en el bus DC.
ADCIN15		Tensión punto medio del bus DC.

El módulo trifásico 342GD120-314CTV incorpora circuitería interna que proporciona el valor analógico de la corriente que circula por las tres salidas del bus de alterna y la temperatura del sustrato cerámico sobre el que están los semiconductores de potencia. Los tres sensores de corriente son aislados mediante transformadores en las salidas del bus de alterna, con un circuito de medida que trabaja en lazo cerrado, consiguiéndose un offset despreciable, una alta precisión (<2%) y un rápido tiempo de respuesta (<1 μ s). La linealidad proporcionada por el circuito sensor de corriente es menor al 0.1%. La relación de la tensión de salida aislada de los terminales $I_{\text{analog OUT HBx}}$ es:

- 8V para una corriente del 100% de I_C .
- 10V para una corriente del 125% de I_C .

La constante de conversión que se obtiene es de 0.02666V/A. La dirección de la corriente se determina con el siguiente criterio:

- Si la tensión correspondiente a la corriente AC es positiva, el SKiiP se comporta como una fuente de corriente.
- Si la tensión correspondiente a la corriente AC es negativa, el SKiiP se comporta como un receptor.

El sensor de temperatura es de tipo semiconductor resistivo (PTC). El sensor se encuentra soldado sobre el sustrato cerámico muy cerca de los semiconductores de potencia, por lo que proporciona la medida de la temperatura del radiador con un tiempo de retardo muy corto. La característica del sensor (1V/10°C) es bastante lineal dentro del rango de utilización (de 30°C a 120°C):

- La tensión a 30°C es aproximadamente de 1 voltios
- La tensión a 100°C es aproximadamente de 8 voltios

La constante de conversión que se obtiene es de 0.1V/°C. La tensión que se obtiene a unos 120°C es de 10 voltios, lo que provocaría la actuación del circuito de error, protegiendo a los transistores y diodos de una temperatura de trabajo excesivamente alta al bloquear las señales de entrada a los transistores y colocándolos en el estado de bloqueo hasta que se efectúe un reset del latch de error.

Todas las tensiones analógicas procedentes del sensor de corriente del SkiiP, de la etapa de sensado de corrientes, se adaptan a los 3.3V del DSP mediante circuitos amplificadores diferenciales de ganancia ajustable añadiéndose un offset de 1.65V para acondicionar las señales a los niveles de trabajo del ADC. El diagrama de bloques implementado para todas las señales es el siguiente:

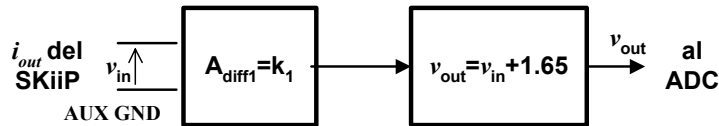


Figura 5.16.- Adaptación de las corrientes AC del SkiiP al ADC del DSP.

En el siguiente gráfico se muestra el rango dinámico del ADC de 10 bits y los valores digitales equivalentes.

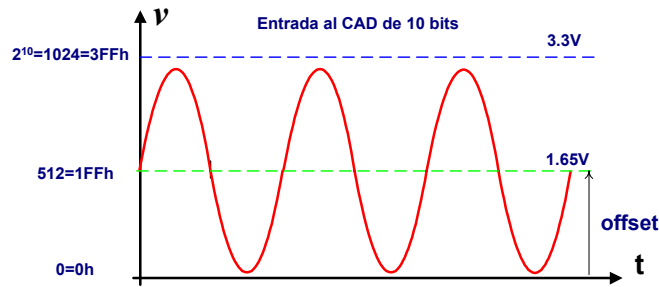


Figura 5.17.- Rango de entrada del ADC.

En el punto común de conexión del compensador y la carga se han de medir las corrientes que circulan por las tres fases, las tensiones de línea (de fase a neutro) en dicho punto y detectar el paso por cero de la tensión en la fase R, señal que actuando sobre el pin XINT2 provocará la activación de la interrupción INT1 y efectuará un sincronismo de todo el programa. Dado que existen diferentes potenciales eléctricos en dichos terminales, se han utilizado sensores de corriente y de tensión aislados. A partir de las señales obtenidas en dichos sensores se efectuará, por parte del DSP, una conversión analógica a digital, procesándose posteriormente los datos adquiridos.

Para la medida de corrientes se ha optado por un sensor LEM modelo LA25_NP con las siguientes características:

- Corriente nominal del primario (I_{pri_i}): 25A.
- Corriente nominal del secundario (I_{sec_i}): 25mA.
- Error relativo a 25°C: $\pm 0.6\%$ de I_{pri_i} .
- Ancho de banda: DC a 150kHz (-1dB).
- Rango dinámico máximo de la salida: $\pm 12V$.
- Consumo: 10mA+corriente del secundario.
- Alimentación: $\pm 12..18V$.
- Resistencia del secundario: 110 Ω .
- Relación de transformación seleccionable entre: 1-2-3-4-5/1000.
- Corriente de offset: $\pm 0.05mA$ (max.)
- Deriva térmica de corriente: $\pm 0.25mA$ (25°C) y $\pm 0.35mA$ (70°C).

Descripción del compensador activo de desequilibrios

- Linealidad: $\pm 0.2\%$.
- Retardo: $1\mu s$.

El diagrama de bloques del circuito utilizado para el sensado de las corrientes que circulan por la carga es el que se muestra a continuación. Todas las tensiones analógicas se adaptan a los 3.3V del DSP mediante circuitos amplificadores diferenciales de ganancia ajustable añadiéndose un offset de 1.65V para acondicionar las señales a los niveles de trabajo del ADC.

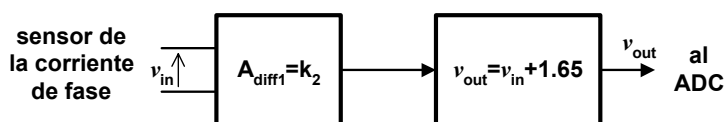


Figura 5.18.- Adaptación de la medida de corrientes alternas al ADC.

Para la medida de las tensiones de línea se ha optado por un circuito de LEM que incorpora el sensor de tensión LV25-P y cuyas características principales se describen en el apartado 5.6.3, por ser el mismo sensor de tensión utilizado para medir la tensión continua del bus DC. El circuito utilizado para adaptar la señal que se obtiene a la salida de la placa de sensado de tensiones al DSP es el mismo que el utilizado para la medida de corrientes. El diagrama de bloques del circuito para la medida de tensiones alternas es el siguiente:

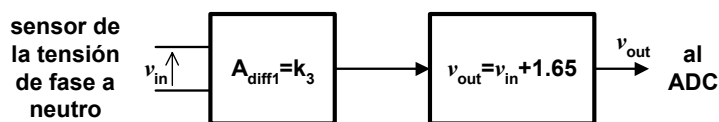


Figura 5.19.- Adaptación de la medida de tensiones alternas al ADC.

A partir de la señal obtenida por el sensor de tensión se ha dispuesto un circuito para detectar el paso por cero de la tensión y otro para verificar que la red de suministro trifásica se encuentra dentro de unos valores de tensión mínima y máxima adecuados. El circuito para detectar el paso por cero de la tensión en la fase R, consta, tal como se observa en el diagrama de bloques adjunto, de un comparador con histéresis y un circuito de adaptación de la señal para que varíe entre 0 y +3.3V.

El circuito responsable de verificar que la tensión máxima existente en cada una de las fases de la red de suministro trifásica se encuentra dentro de unos valores de tensión adecuados, también habilita la señal de paso por cero. Ante cualquier sobretensión o caída de tensión en el punto de conexión que supere los límites establecidos, se eliminará la señal de paso por cero y el programa detendrá el funcionamiento del compensador, además de poder actuar directamente sobre el contactor de conexión del compensador a la red de suministro.

El diagrama de bloques general del circuito que efectúa las medidas de las tensiones y corrientes de la fase R de la red de suministro, así como el circuito de detección/habilitación del paso por cero es el mostrado a continuación. El resto de las fases son iguales que la fase R.

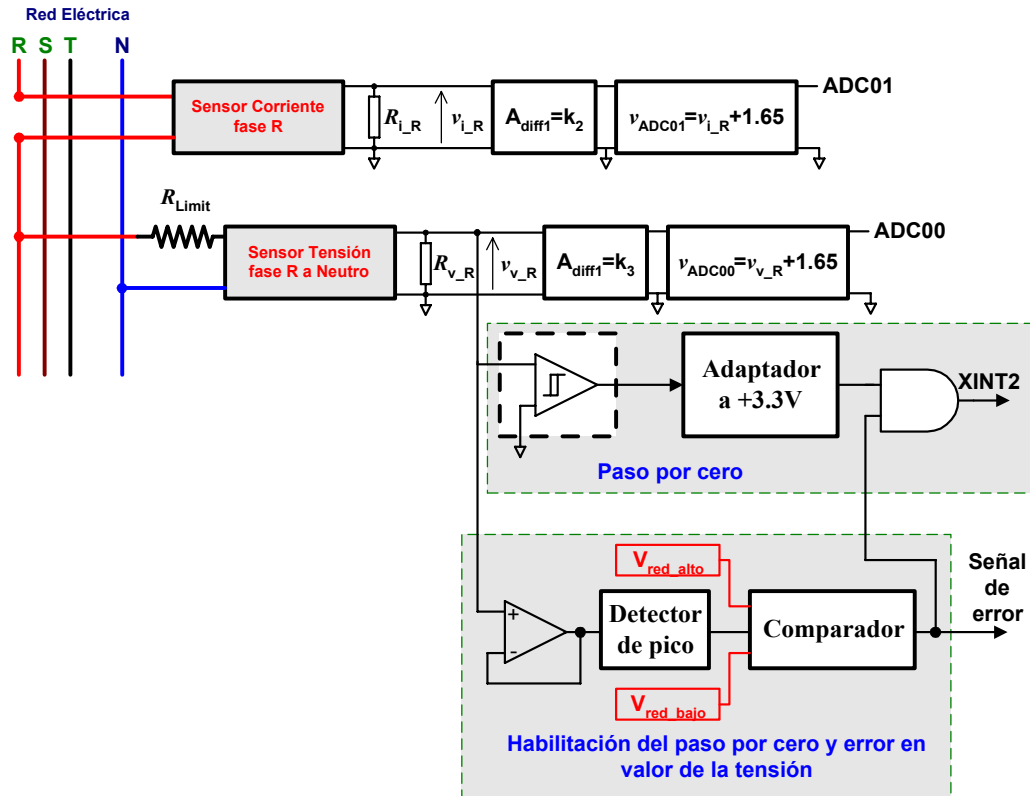


Figura 5.20.- Circuitos de medida y protección en el circuito de alterna.

5.6.2 Control de las corrientes de salida.

A partir de las lecturas de las corrientes por las tres salidas de alterna del inversor se ha implementado con el DSP un control de la corriente utilizando una banda de histéresis constante sobre las corrientes de referencia calculadas con anterioridad. Debido al proceso de digitalización de las señales y al nivel de continua añadido para efectuar la conversión analógica-digital de las magnitudes de alterna, la figura 5.21 muestra como quedan, para una de las fases, la corriente de referencia y las bandas superior e inferior de histéresis límites para la corriente.

Sobre las formas de onda de la figura 5.21 se define el error entre la señal de referencia y la señal leída a la salida como:

$$Error = I_{referencia} - I_{leida}$$

Según el signo y valor de dicho error se pueden obtener los siguientes casos:

- $Error > \Delta BH \rightarrow$ el valor leído está por debajo de $i_{ref} - \Delta BH$ por lo que hay que poner S1 a ON para conseguir una di/dt positiva.
- $Error < -\Delta BH \rightarrow$ el valor leído está por encima de $i_{ref} + \Delta BH$ y hay que esperar a que se salga de la banda inferior de histéresis por lo que no hay que hacer ningún cambio.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

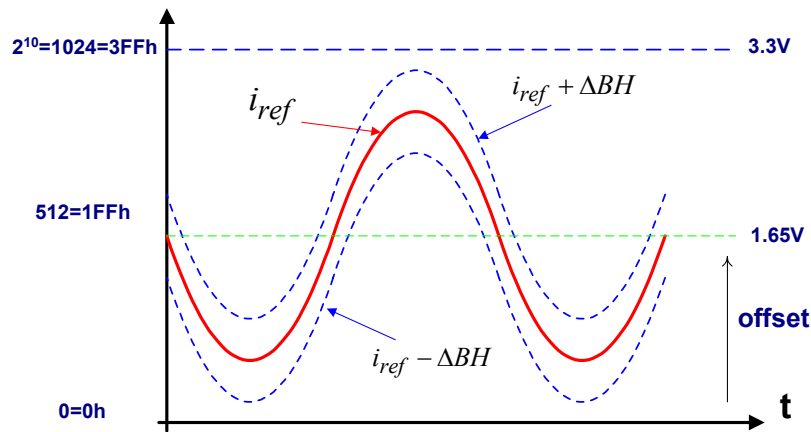


Figura 5.21.- Corriente de referencia y bandas de histéresis en el DSP.

- $Error < -\Delta BH \rightarrow$ el valor leído está por encima de $i_{ref} + \Delta BH$ por lo que hay que poner S2 a ON para conseguir una di/dt negativa.
- $Error > \Delta BH \rightarrow$ el valor leído está por debajo de $i_{ref} - \Delta BH$ y hay que esperar a que la corriente de la salida sobrepase la banda superior de histéresis por lo que no hay que hacer ningún cambio.

El flujograma correspondiente al control de la corriente mediante una banda de histéresis fija con el DSP es, para la salida A, el que se muestra en la figura 5.21. El procedimiento utilizado es el mismo en las salidas B y C. Sobre el valor instantáneo calculado para la corriente de referencia en dicho instante se realiza la resta del valor leído mediante el ADC y se obtiene una señal de error que atendiendo a su signo y valor determina el estado de los semiconductores. El valor de la banda de histéresis añadido sobre las corrientes de referencia calculadas es no nulo en el flujograma de la figura 5.22.

Si el valor de la banda de histéresis añadido sobre las corrientes de referencia calculadas es nulo el flujograma se puede modificar tal como se observa en la figura 5.23, obteniendo una banda de histéresis debida al control digital y a la frecuencia de muestreo utilizados.

El valor de la banda de histéresis se puede determinar a partir de las expresiones obtenidas en el capítulo 4. La banda de histéresis viene determinada por la ecuación 4.56. Para una bobina de 6mH y una frecuencia máxima de conmutación de 7.2kHz que viene impuesta por el control digital que se va a realizar sobre el procesador TMS320LF2407 se obtiene que el valor máximo, para un bus DC de 800V, es:

$$BH|_{max} = \frac{V_{dc}}{8f_C L} \left(1 - \frac{4L^2}{(V_{dc})^2} \left(\frac{v_R}{L} + \frac{di_{ref}}{dt} \right)^2 \right) \Bigg|_{max} = \frac{V_{dc}}{8f_C L} \quad \text{Ec. 5.28.}$$

$$BH|_{max} = \frac{800}{8 \cdot 7200 \cdot 0.006} = 2.3 \text{ A}$$

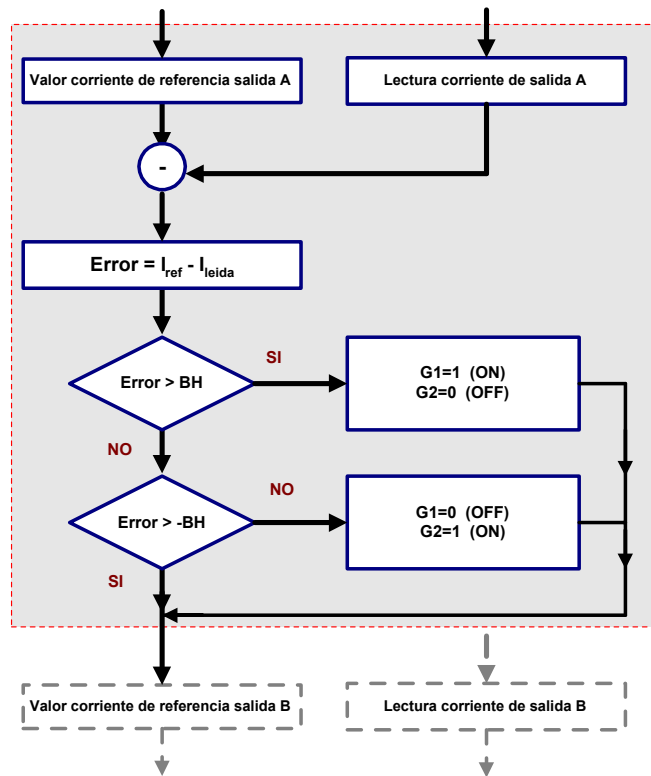


Figura 5.22.- Flujograma del control de histéresis del semipunto de la salida A con $\Delta\text{BH} \neq 0$.

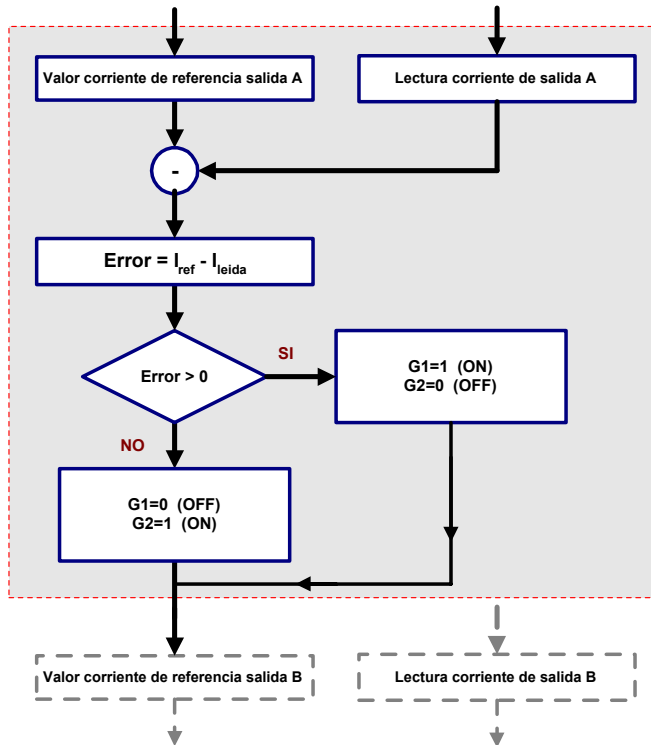


Figura 5.23.- Flujograma del control de histéresis del semipunto de la salida A con $\Delta\text{BH} = 0$.

Descripción del compensador activo de desequilibrios

La corriente máxima por la bobina es de 10 A y viene impuesta por la sección del hilo utilizada, por lo que la banda de histéresis máxima es de un 23% del valor máximo de la corriente, valor similar al obtenido en [Srinivasan:05-98], que es del 20%. El control de la corriente de salida del inversor se efectúa en el programa del DSP al tratar la INT2 y se utilizan las siguientes variables:

- *val_leido_int_rama_A,B,C*: en esta variable se almacena la lectura de las corrientes de salida del inversor trifásico cada 139 μ s.
- *tmp_int_rama_A,B,C*: en esta variable se almacena el valor de la corriente de referencia en cada instante de comparación. Para obtener su valor se precisa disponer de los valores del seno del ángulo correspondiente a dicho instante, para lo que se dispone de un puntero (*ptero_rama_A_tab_seno*) que recorre los valores de los senos que se encuentran almacenados en el array *seno_ang_BH[]*. El valor del seno se multiplica por la amplitud de la corriente (*int_ref_rama_A*) que se desea obtener a la salida. A los valores de la señal seno en cada instante hay que añadir el valor de continua que se ha añadido durante la adquisición de las señales alternas (*offset_int_out_A*). Para cada corriente de la salida hay un desplazamiento independiente de los otros lo que permite generar un sistema desequilibrado de corrientes en la salida.
- *N_conmutacion*: esta variable indica el instante temporal en el que se encuentra el control del compensador activo, referido respecto al paso por cero de la tensión entre la fase R y neutro. Con cada paso por cero se reinicializa este valor.
- *dif_int_rama1,2,3*: el valor de esta variable corresponde a la diferencia entre las corrientes instantáneas de referencia calculadas (*tmp_int_rama_A,B,C*) y las corrientes de salida del inversor trifásico que se han leído (*val_leido_int_rama_A,B,C*).

A partir del valor en *dif_int_rama** se efectúa el control de la corriente de salida mediante una banda de histéresis de valor mínimo. Si el valor obtenido en *dif_int_rama** es mayor o igual que cero entonces quiere decir que la corriente en la salida es inferior a la deseada y se procede a activar el interruptor de la parte alta del semipunto. En el caso contrario, cuando el error es menor que cero, la corriente en la salida es superior a la deseada y por tanto la acción de control es activar la parte baja del semipunto.

En algunas referencias, como en [Singh:00-00], se prefiere implementar el control con banda de histéresis de forma analógica. En [Singh:00-00] se encuentra la descripción del método de control de un inversor trifásico implementado sobre un DSP TMS320C31 en el que utilizan DACs para realizar el control analógico de las corrientes de salida del inversor mediante una banda de histéresis de banda fija. El modelo montado trabaja con una tensión entre 105 V y 125 V en el bus DC y 60 V eficaces en la parte de alterna.

5.6.3 Control bus DC.

El bus de continua utilizado está formado por seis condensadores electrolíticos de 4.7mF, tres condensadores de alta frecuencia de 470nF y seis resistencias de potencia, conectados tal como se indica en la figura adjunta. La capacidad total disponible es de 7mF.

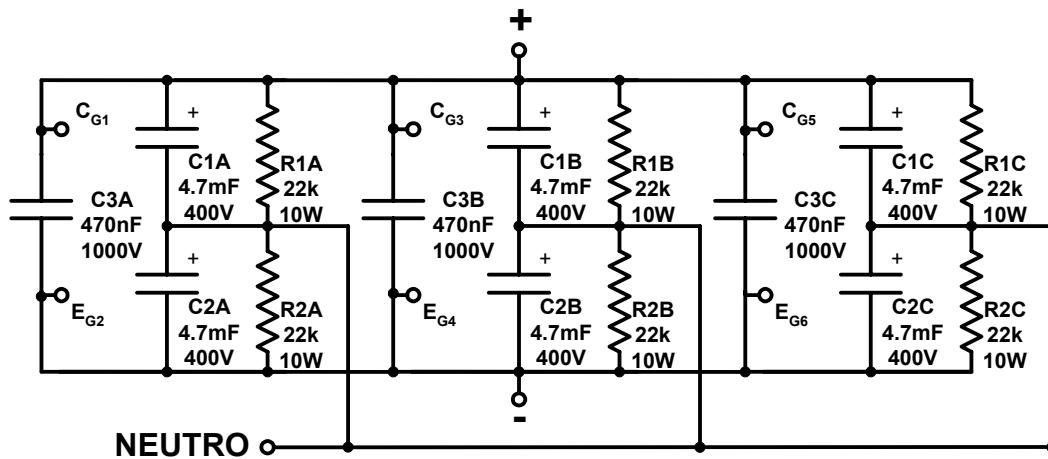


Figura 5.24.- Esquema eléctrico del bus DC.

Las características de los condensadores electrolíticos utilizados son las siguientes:

- Capacidad nominal: $4700\mu\text{F}$ ($\pm 20\%$).
- Tensión nominal: 400V.
- Sobretensión máxima: 440V (durante 30s).
- Resistencia Serie equivalente (ESR): $33\text{m}\Omega$ (max, 100Hz).
- Impedancia (Z): $22\text{m}\Omega$ (max, 10kHz, 20°C).
- Rizado de corriente – valor eficaz (I_{rms}): 13.4A (max, 100Hz, 85°C).
- Corriente de fugas (I_{leakage}): 3.6mA (5min, 400V, 20°C).
- Corriente de pico: 1800A (max, 85°C).
- Vida útil: $>350.000\text{h}$ (I_{rms} , 40°C); $>18.000\text{h}$ (I_{rms} , 85°C)

El condensador MKP de alta frecuencia (C3*) utilizado es de 470nF y 1000VDC y se encuentra conectado en bornes de los contactos de potencia de cada una de los semipuentes del inversor, de forma que mejora la respuesta del conjunto de condensadores frente a los transitorios de corriente que aparecen durante las conmutaciones.

Para el control de la tensión en el bus de continua y evitar tensiones en el bus superiores a las permitidas se ha diseñado un circuito de protección y medida, cuyo diagrama de bloques se adjunta en la figura 5.25.

La tensión en el bus DC se mide mediante el sensor de tensión LEM modelo LV25P, con las siguientes características:

- Corriente nominal del primario (I_{pri_v}): 10mA.
- Corriente nominal del secundario (I_{sec_v}): 25mA.
- Error relativo a 25°C : $\pm 0.6\%$ de I_{pri} .
- Ancho de banda: DC a 150kHz (-1dB).

Descripción del compensador activo de desequilibrios

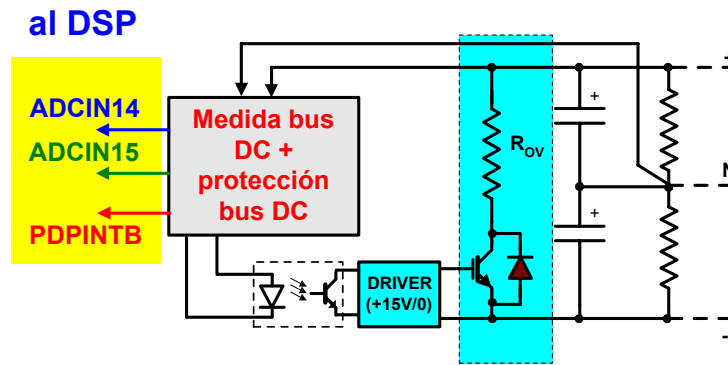


Figura 5.25.- Diagrama de bloques de control y medida del bus DC.

- Rango dinámico máximo de la salida: $\pm 12V$.
- Consumo: $10mA +$ corriente del secundario.
- Alimentación: $\pm 12..15V$.
- Resistencia del secundario: 110Ω .
- Resistencia del primario: 250Ω .
- Relación de transformación: $2500/1000$.
- Corriente de offset: $\pm 0.05mA$ (max.)
- Deriva térmica de corriente: $\pm 0.25mA$ ($25^\circ C$) y $\pm 0.35mA$ ($70^\circ C$).
- Linealidad: $\pm 0.2\%$.
- Retardo: $1\mu s$.

El diagrama de bloques del sistema de sensado del bus de continua utilizado se muestra en la siguiente figura:

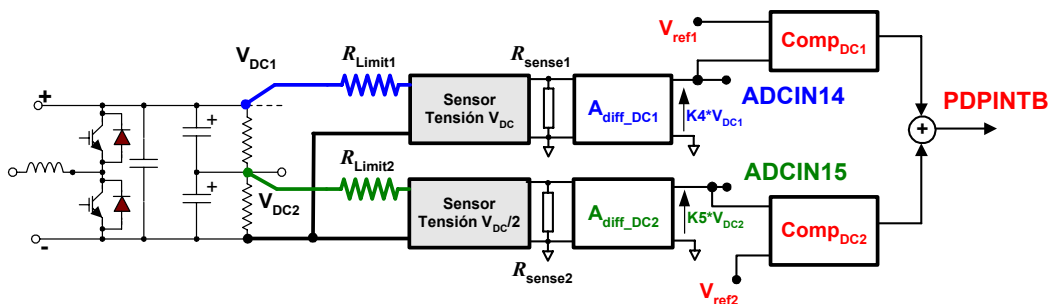


Figura 5.26.- Sensado del bus DC, señales del ADC e interrupciones.

Se han dispuesto de dos sensores de tensión, uno mide la totalidad del bus DC (tensión de V_{DC}) mientras que el otro efectuará la medida del punto medio del bus de continua (tensión de $V_{DC}/2$), de forma que se puedan detectar los desequilibrios de tensión entre la parte alta y baja del bus DC, necesario para generar las pendientes positivas y negativas de las corrientes. Dichas señales se procesan por el DSP (ADCIN14 y ADCIN15) y se utilizan en el algoritmo de control del compensador para la regulación del bus DC.

Se ha dispuesto un circuito de protección analógico que, en caso de detectar una sobretensión que pueda dañar a los condensadores y los semiconductores de potencia, provoque el disparo optoaislado de un IGBT que producirá la descarga del bus DC sobre una resistencia de potencia. Además, se provocará una señal de interrupción del DSP mediante la señal de interrupción externa PDPINTB, lo que provocará que el programa atienda una rutina de tratamiento de sobretensiones en el bus DC.

Para reducir el valor de pico de carga de los condensadores cuando se efectúa la conexión del compensador a la red de suministro se ha dispuesto de un contactor y unas resistencias de precarga de potencia (bombillas de 25W y 220V) conectadas en paralelo con los contactos principales del contactor, de forma que hasta que no se efectúa el cierre del contactor la corriente circula por las lámparas. El diagrama de bloques del circuito de precarga se muestra en la siguiente figura.

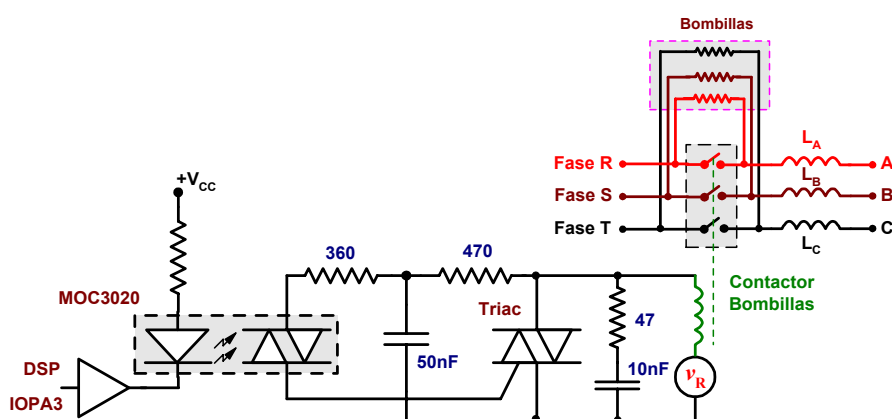


Figura 5.27.- Circuito optoaislado para la precarga del bus DC.

La apertura y cierre del contactor está controlado desde el DSP (señal IOPA3). Mediante un buffer se protege la salida del DSP y se controla la señal del led emisor del opto-triac. El contactor se activa cuando la señal IOPA3 se pone a cero lógico. La configuración de dicha señal se realiza en los registros MCRA y PADATDIR del DSP.

El valor mínimo de la tensión del bus de continua necesario depende del valor máximo de la pendiente (di/dt) de la corriente de salida del inversor y de la tensión continua aplicada. Si tenemos en cuenta que la banda de histéresis es de un valor pequeño y realizamos la aproximación de que la corriente que circula por la bobina de la salida del inversor es senoidal y proporcional a la de referencia, la corriente por la bobina de salida de alterna se puede escribir como:

$$i_L = I_m \text{sen} \omega t \quad \text{Ec. 5.29}$$

Las bobinas utilizadas son de 3mH y la corriente máxima eficaz es de unos 10 amperios. A partir de las anteriores características se puede obtener el valor máximo de la pendiente de la corriente de salida:

Descripción del compensador activo de desequilibrios

$$\frac{di_L}{dt} = I_m \cdot \omega \cdot \cos \omega t$$

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} = I_m \cdot \omega^2 \cdot (-\sin \omega t) = 0 \rightarrow \omega t = 0$$

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{\omega t=0} = I_m \cdot \omega = 10 \cdot \sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 50 = 4442.9 \text{ A/s}$$

Ec. 5.30

Con el valor obtenido en la ecuación anterior se puede calcular el valor de la caída de tensión en bornes de la bobina para una inductancia de 6mH (2*3mH):

$$v_L \Big|_{max} = L \left. \frac{di}{dt} \right|_{max} = 2 \cdot 3mH * 4442.9 \text{ A/s} = 26.65V$$

Ec. 5.31

Valor que permite determinar el valor mínimo de la tensión del bus de continua, para el caso de utilizar transformador reductor 220V/24V o con conexión directa a la red de suministro, para una variación de la corriente en la bobina de salida mínima de valor igual al calculado en la Ec. 5.30:

$$V_{AN1} = V_{RN} + V_L = 24 \cdot \sqrt{2} + 26.65 = 60.6V$$

$$\frac{V_{DCmin}}{2} = V_{CN1} = 60.6V \rightarrow V_{DCmin} = 121.2V$$

para la red de 220V directo:

$$V_{AN1} = V_{RN} + V_L = 220 \cdot \sqrt{2} + 26.65 = 337.8V$$

$$\frac{V_{DCmin}}{2} = V_{AN1} = 337.8V \rightarrow V_{DCmin} = 675.6V$$

Ec. 5.32

Dado el tipo de condensadores con los que se ha implementado el bus DC, se ha optado por los siguientes valores (para el caso de conexión directa a la red de suministro):

- Tensión máxima del bus DC: 800V.
- Tensión de trabajo nominal del bus DC: 775V.
- Tensión mínima del bus DC: 750V.

A partir del análisis del bus DC realizado en el capítulo 4 se obtiene que para una corriente de secuencia inversa de valor igual al máximo soportado por la bobina (10 A eficaces) y suponiendo que la tensión de secuencia directa coincide con la tensión de la red de suministro, el rizado de tensión esperado en el bus DC será igual a:

$$\frac{3V_d \cdot I_i}{\omega} = 2 \cdot C \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc} \Rightarrow \Delta V_{dc} = \frac{3V_d \cdot I_i}{2 \cdot C \cdot \omega \cdot V_{dc}}$$

$$\Delta V_{dc} = \frac{3 \cdot 220 \cdot 10}{2 \cdot 0.007 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 750} = 2 \text{ V}$$

Ec. 5.33

Si se desea trabajar con tensiones de un valor inferior a las indicadas para el bus de continua se puede recurrir a la utilización de un transformador de aislamiento en la salida del compensador. Un contactor trifásico conecta y desconecta el transformador de la red suministro, lo que permite conectar el compensador cuando el programa lo requiere. Por defecto, los contactos están abiertos y cuando el programa que se ejecuta en el DSP ha establecido todos los parámetros necesarios, se procede a la conexión del equipo, el cual iniciará la secuencia de arranque del convertidor de potencia. El contactor de conexión general del sistema se activa a partir de la señal IOPE7, y un circuito optoaislado (optotriac) efectúa el control del contactor general. El diagrama de bloques es el que se muestra en la siguiente figura.

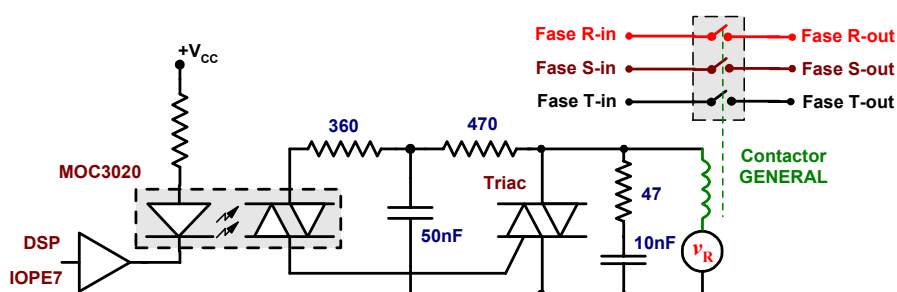


Figura 5.28.- Circuito optoaislado para la conexión del compensador a la red de suministro.

El contactor se activa cuando la señal IOPE7 se pone a cero lógico. La configuración de dicha señal se realiza en los registros MCRC y PEDATDIR del DSP.

En la referencia [Saetieo:09-95] se analiza el funcionamiento de un filtro activo de potencia trifásico en el que también es necesario el uso del transformador. En dicha aplicación se utiliza la inductancia de dispersión del transformador como impedancia serie de salida del inversor, aunque en las conclusiones determinan que el valor de inductancia es tan pequeño que el convertidor no funcionaba como sería deseable. También se indica que las pérdidas en el transformador de aislamiento llegan al 46.7% de las pérdidas totales, lo que influye grandemente en el rendimiento total del sistema cuando es obligatorio la utilización del transformador de conexión a la red de suministro.

Cuando el programa principal efectúa el cierre del contacto que conecta el compensador activo a la red de suministro, el bus DC se cargará, a través de las resistencias limitadoras, al doble de la tensión de línea a neutro máxima de la red: $2 \cdot 311 \text{ V} = 622 \text{ V}$ (aprox.), ya que los diodos de la parte superior del puente inversor trifásico se comportan como un rectificador trifásico de media onda que cargan al C_{top} con la tensión de pico de las tensiones simples durante los semiciclos positivos de las tres fases y los diodos de la parte baja hacen lo mismo con C_{bot} pero durante los semiciclos negativos de las tres fases.

La energía que falta para cargar el bus DC a 800 voltios es:

Descripción del compensador activo de desequilibrios

$$\Delta E_{bus DC} = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} \cdot 7.05mF \cdot (800 - 622)^2 = 111.68 J \tag{Ec. 5.34}$$

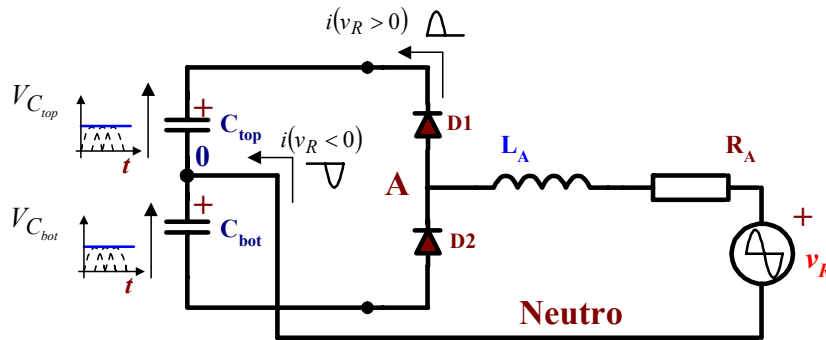


Figura 5.29.- Precarga del bus DC.

Dicha energía se transfiere desde la red mediante tres corrientes senoidales en fase con las tensiones (tensiones y corrientes de secuencia directa o en su defecto con factor de potencia unitario). En dichas condiciones la potencia transferida al bus DC es igual a:

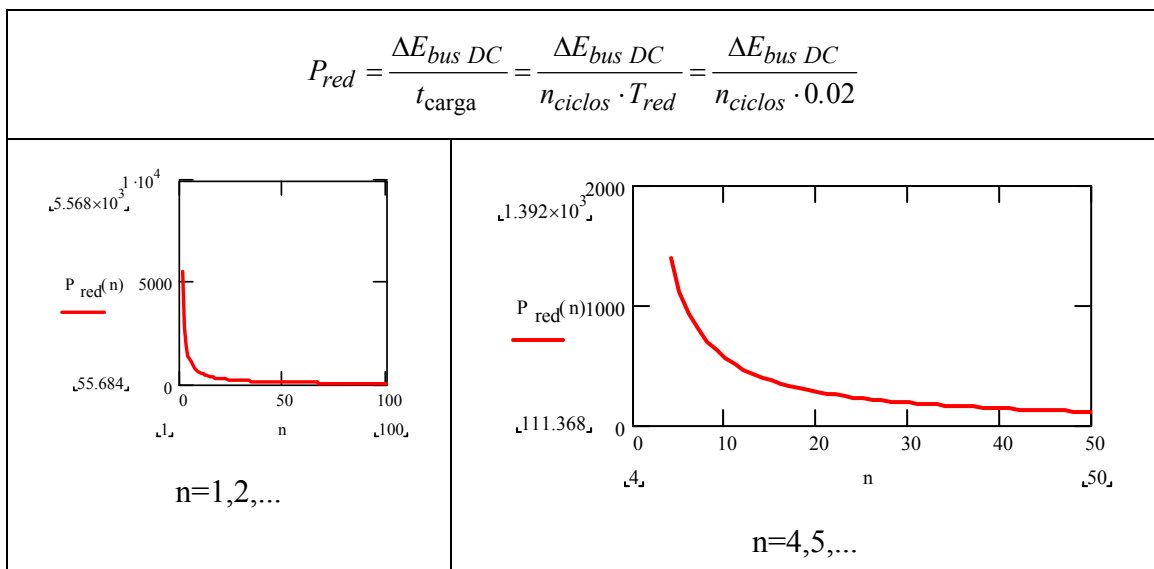
$$P_{ac} = 3 \cdot V \cdot I \tag{Ec. 5.35}$$

La energía almacenada en el bus DC se incrementará dependiendo del tiempo que se esté cargando el bus DC con dicha corriente

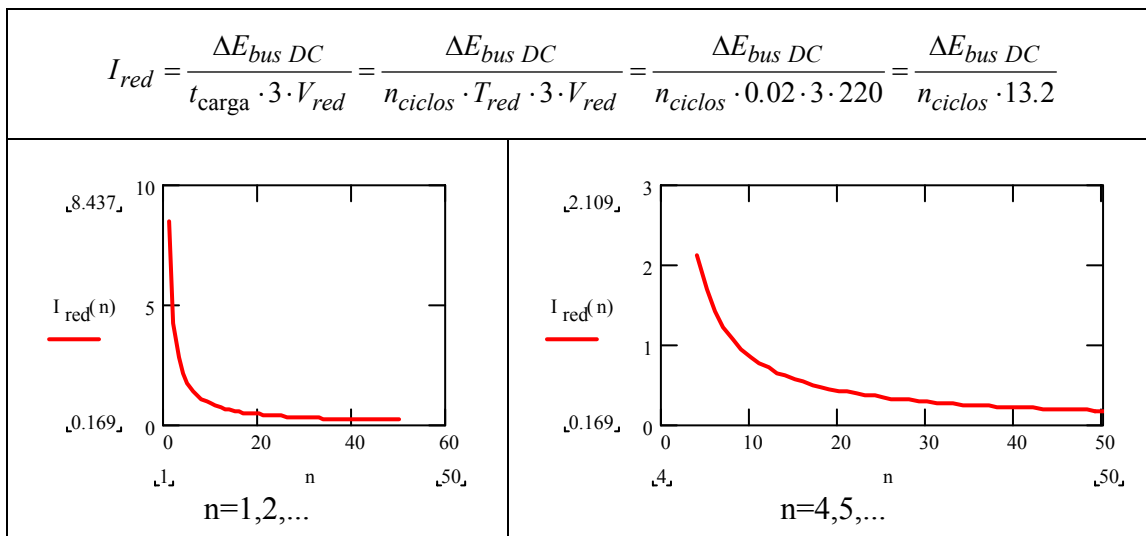
$$\Delta E_{ac} = P_{ac} \cdot t_{carga} = 3 \cdot V \cdot I \cdot t_{carga} \tag{Ec. 5.36}$$

Si el tiempo de carga se construye con ciclos completos de la red de suministro, igualando las expresiones anteriores se obtiene:

- La potencia que ha de transferirse por la red según el número de ciclos completos de la red utilizados para transferir dicha energía.



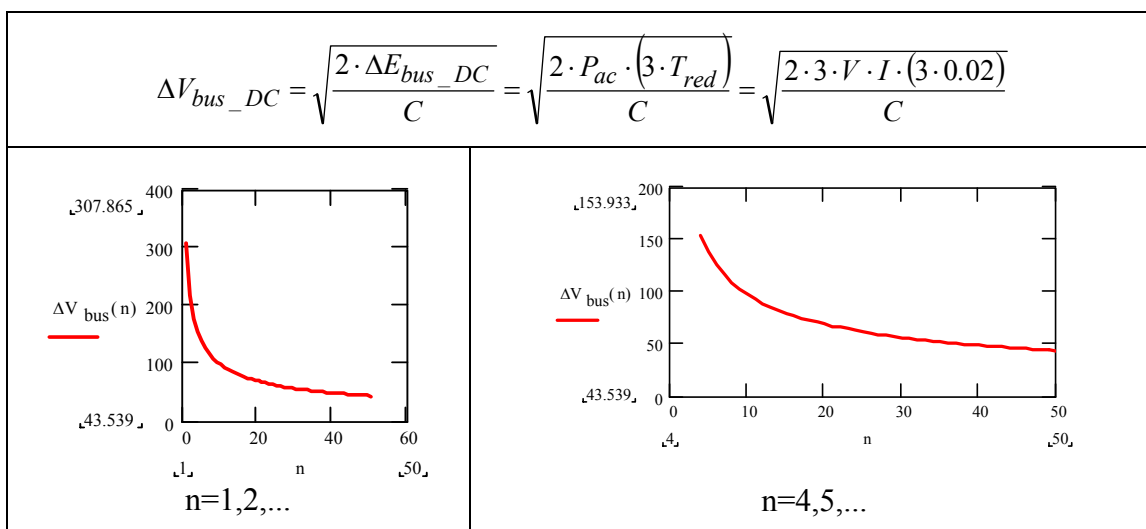
- La corriente que con una tensión nominal de 220V transfiere la energía al condensador para llegar a los 800V de continua.



Según el tiempo de carga establecido obtenemos los siguientes valores.

$\Delta E_{bus\ DC} = 111.86\text{ J}$				
t_{carga}	Nº ciclos red	I_{rms}	Potencia	$\Delta V_{bus\ DC}$ (en 60ms)
60ms=0.06s	3	1.4A	928W	125V
0.18s	9	0.7A	464W	88.8V
0.42s	21	0.35A	232W	62.8V
1.02s	51	0.156A	103W	42V

Si el sistema tarda tres ciclos en cambiar la consigna de la corriente, el exceso de tensión en el bus DC al cargar tres ciclos de más es:



Descripción del compensador activo de desequilibrios

La corriente para la carga ha de ser pequeña si queremos tener pocas variaciones en el bus DC. Por ejemplo, para 10 voltios de incremento de tensión en el bus DC la corriente AC que provoca dicha variación de carga es de 90mA:

$$V1 := 10 \cdot V \quad I1 := 0.009 \text{ A} \quad \frac{1}{2} \cdot C_{\text{Total}} \cdot V1^2 = 0.353 \text{ J} \quad 3 \cdot V_{\text{rms}} \cdot I1 \cdot 3 \cdot T_{\text{red}} = 0.356 \text{ J}$$

Para efectuar la precarga del bus DC a la tensión deseada se va a establecer un corriente de 0.1 A, que permitirá efectuar una carga lenta y controlada con una sobretensión mínima. Hasta que no finalice el proceso de precarga el inversor no puede generar corrientes para compensar ineficiencias, por lo que el algoritmo de control de la corriente mediante banda de histéresis solo controlará las tres corrientes senoidales, equilibradas y de secuencia directa en fase con la respectiva tensión de secuencia directa. Los valores obtenidos anteriormente indican la necesidad de utilizar algún tipo de limitador de la corriente de carga del bus DC durante los transitorios, tal como se demostrará en las simulaciones del capítulo 6.

5.7 Conclusiones.

En el presente capítulo se han descrito las principales características del prototipo experimental que se ha desarrollado y montado en los laboratorios de investigación del Grupo de Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Valencia. La utilización de etapas de sensado galvánicamente aisladas ha evitado problemas de interconexión entre las diversas partes del sistema y la elección realizada en los dispositivos de potencia ha permitido el montaje de una plataforma de ensayos de inversores / rectificadores trifásicos de potencias medias cuyo comportamiento durante el desarrollo y durante las pruebas finales, ha sido francamente bueno, con una alta operatividad y sin problemas al realizar la conexión a la red de suministro trifásico.

Los principales inconvenientes encontrados, además del elevado coste de las etapas de potencia y sensado, se centran básicamente en la elección de los inductores de salida del bus AC, donde es prácticamente imposible encontrar suministradores para dicho tipo de material. En este sentido, desearía agradecer a la compañía ATERSA (Aplicaciones Técnicas de la Energía S.A.), y en particular al responsable de I+D de la división de Electrónica, por ceder al Grupo de Electrónica de Potencia de la U.P.V. un lote de inductores de los que utilizan en las etapas de salida de sus inversores monofásicos, además de algunos muy buenos consejos durante el proceso de conexión a red del compensador activo de desequilibrios: sin todo ello la parte experimental para la validación del sistema propuesto hubiera sufrido considerables retrasos.

La versatilidad de la plataforma desarrollada y la robustez demostrada va a permitir, como se indicará en el apartado de realizaciones futuras, ampliar las prestaciones del sistema desarrollado y ensayar nuevas técnicas de control en el campo de inversores y rectificadores trifásicos, con escasas modificaciones a realizar en el hardware montaje y centrándose en la parte de implementación software y el control y protección del sistema en su conjunto.

6 RESULTADOS DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS

6.1 Introducción.

A partir de los análisis realizados en los capítulos precedentes sobre el funcionamiento y condicionantes de la compensación activa de los desequilibrios provocados por carga lineales monofásicas conectadas a sistemas trifásicos, se ha procedido a validar mediante simulación y mediante un prototipo la idoneidad de todos los conceptos expuestos. Para la simulación del compensador activo de desequilibrios y su circuito de control se ha utilizado el programa Matlab-Simulink mientras que en la parte de validación experimental se ha utilizado la plataforma hardware construida en el Grupo de Electrónica de Potencia (GEP) de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV) y descrita en el capítulo anterior.

Para verificar la validez de la metodología expuesta para la generación de las corrientes de referencia se ha utilizado una tensión en el bus de continua a 120 V, trabajando con transformadores 24V/220V para adaptar los niveles de tensiones entre la red de suministro y la tensión disponible en el bus DC. La reducción en los niveles de tensión viene impuesta por el equipamiento disponible en el laboratorio, en el que solo se dispone de una fuente DC de 124V/25 A. La utilización de la fuente DC permite, cuando no se conecta el lazo de control de la tensión, determinar las pérdidas de potencia en el compensador, ya que dicha energía deberá ser suministrada por la fuente de continua. La utilización de prototipos que trabajan con una escala reducida de tensiones y potencias es bastante habitual en las referencias encontradas sobre el tema ([Mishra:04-03], [Carmeli:06-03], [Chen:10-00],...), aunque también son muy numerosos los artículos en los que solo se validan los métodos expuestos mediante simulaciones. En la referencia [M.Aredes:04-98] se muestran resultados experimentales sobre un prototipo a pequeña escala de un UPLC (Universal Active Power Line Conditioner), controlado mediante la teoría de las potencias instantáneas real e imaginaria y constituido por un compensador serie y otro paralelo que comparten el bus de continua. En las gráficas incluidas se describe que para equilibrar las corrientes por las líneas y lograr que la corriente del neutro sea suprimida, se han de conectar ambos convertidores, el serie y el paralelo. En el desarrollo de la presente tesis se ha podido verificar que con solo la utilización de un convertidor paralelo y el método descrito de generación de corrientes de referencia, es posible compensar el desequilibrio de la carga y anular la corriente que circula por el neutro hacia el generador, mejorando la eficiencia del sistema eléctrico.

En primer lugar, en los apartados que siguen, se adjuntan los resultados de las simulaciones realizadas para el caso de una carga monofásica resistiva conectada entre la fase R y neutro. Para las simulaciones se han utilizado modelos desarrollados en el GEP y cuyos listados se han incluido en el Anexo 3. Posteriormente se pasará a presentar las formas de onda obtenidas en el prototipo con un osciloscopio Yokogawa DL7100, cedido temporalmente por miembros del Departamento de Ingeniería Electrónica de la UPV, y las medidas efectuadas mediante el

Resultados del compensador activo de desequilibrios

analizador de redes CVM-BD-420-4, cedido temporalmente por el Grupo de Investigación GINTEC de la Universidad Politécnica de Valencia, para diversas cargas de tipo resistivo. La presentación de los resultados experimentales se ha realizado con el siguiente orden:

- Resultados teóricos que se obtienen mediante el programa MathCad para dicha carga antes de la conexión del compensador activo de desequilibrios. Se calculan las corrientes por las tres fases, las componentes simétricas para dichas corrientes, las potencias activas, reactivas, de asimetría y aparente.
- Resultados teóricos (MathCad) de las corrientes que ha de entregar el compensador, corrientes por las líneas, potencias activas, reactivas, de asimetría y aparente cuando el compensador activo de desequilibrios está funcionando.
- Medidas efectuadas antes de conectar el CAD con el analizador de redes.
- Medidas efectuadas después de conectar el CAD con el analizador de redes.
- Formas de onda en el sistema compensador / carga.

Los datos que suministra el analizador de redes son:

- Potencias activas de cada fase y potencia activa promedio.
- Potencias reactivas de cada fase y potencia reactiva promedio.
- Potencia aparente.
- Corrientes de línea y valor medio de las corrientes eficaces.
- Tensiones de línea y valor medio de las tensiones de línea eficaces.
- Factor de potencia de cada línea y valor medio de los factores de potencia de las líneas.
- Distorsión armónica de la tensión en cada fase y distorsión armónica de la corriente en cada fase.
- Frecuencia de las tensiones del generador.

A partir de los valores de potencias indicados por el analizador se ha obtenido el valor de la potencia de distorsión, verificándose que:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad \text{Ec. 6.1}$$

Se han analizado tres casos, todos ellos con cargas resistivas:

- Caso 1: Carga en la fase R de 100Ω. Fase S y T en circuito abierto.
- Caso 2: Carga R1=100Ω (fase R) y R2=200Ω (fase S). Fase T en circuito abierto.

- Caso 3: Carga $R_1=100\Omega$ (fase R), $R_2=200\Omega$ (fase S) y $R_3=50\Omega$ (fase T).

Los resultados indicados como “cálculos teóricos” han sido obtenidos con el programa de cálculo MathCad (fichero del Anexo 2), utilizando los valores de cargas indicados para cada caso, con resistencia de línea y neutro despreciable y con tensiones equilibradas y de secuencia directa en el generador.

6.2 Simulación del compensador activo de desequilibrios.

Mediante el programa Matlab se ha simulado el funcionamiento del compensador activo de desequilibrios, lo que ha permitido verificar su comportamiento dinámico y determinar las características de algunos de los bloques del sistema para conseguir un sistema estable y con error nulo en régimen permanente. Las simulaciones se han realizado utilizando y adaptando modelos desarrollados en el Grupo de Electrónica de Potencia de la UPV en anteriores investigaciones, pudiendo encontrarse en el Anexo 3 el listado de los diversos bloques definidos para simular el compensador activo de desequilibrios, los parámetros utilizados en la simulación y los resultados más importantes de las simulaciones. Se ha simulado el sistema para el caso de una carga resistiva conectada entre la fase R y neutro, estudiándose los siguientes casos:

- Compensador activo de desequilibrios con lazo de realimentación para mantener la tensión del bus DC estable pero sin el bloque que regula el equilibrado de las tensiones entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC.
- Análisis del lazo de realimentación que regula el equilibrado de las tensiones entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC cuando se mantiene constante la tensión de referencia del bus DC y se provoca un desequilibrio en la tensión de los condensadores. En las simulaciones adjuntas se ha provocado un escalón de tensión de 25 V en el instante $t=0.4s$, manteniendo la tensión de referencia del bus DC estable en 800 V.
- Análisis del lazo de realimentación para mantener la tensión del bus DC cuando se aplica un escalón en la tensión de referencia. Se ha provocado una variación de la tensión de referencia del bus DC que pasa de 800 V a 850 V en el instante $t=1s$.
- Análisis de las variaciones de tensión en los condensadores cuando se produce una variación en la carga. Se ha provocado una variación en la carga conectada en la fase R, pasando de 10 ohmios a 20 ohmios en el instante $t=1.6s$.

El circuito utilizado en la simulación es el mostrado en la figura 6.1, que se corresponde con el diagrama de bloques de la figura 6.2. En ambas figuras se encuentran todos los bloques que constituyen el compensador activo de desequilibrios y que se han analizado y descrito en los capítulos anteriores. Los principales bloques son:

1. Sistema trifásico de tensiones y carga desequilibrada: como salidas de este bloque se obtienen las corrientes que circulan por la carga y el sistema de tensiones trifásico.

Resultados del compensador activo de desequilibrios

2. Circuito de cálculo de las componentes simétricas de las corrientes y generación de las corrientes de compensación: a partir de las corrientes que circulan por la carga se obtienen las componentes simétricas de las corrientes, las cuales permitirán obtener a la salida de este bloque las corrientes que compensan el desequilibrio de la carga trifásica.
3. Circuito de control de la tensión en el bus de continua: en este bloque se comparan la tensión de referencia del bus de continua establecida para el correcto funcionamiento del compensador activo de desequilibrios y la tensión existente en el bus DC. A partir del error existente se determinan las corrientes trifásicas de secuencia directa activa que permitirán compensar las pérdidas existentes en el compensador.
4. Circuito de control de desequilibrios de tensión en el bus DC: la tensión de la parte baja del bus DC se compara con la mitad de la tensión de referencia y a partir de dicha señal de error se obtiene un valor constante que se ha de añadir a las corrientes senoidales obtenidas en los bloques anteriores.

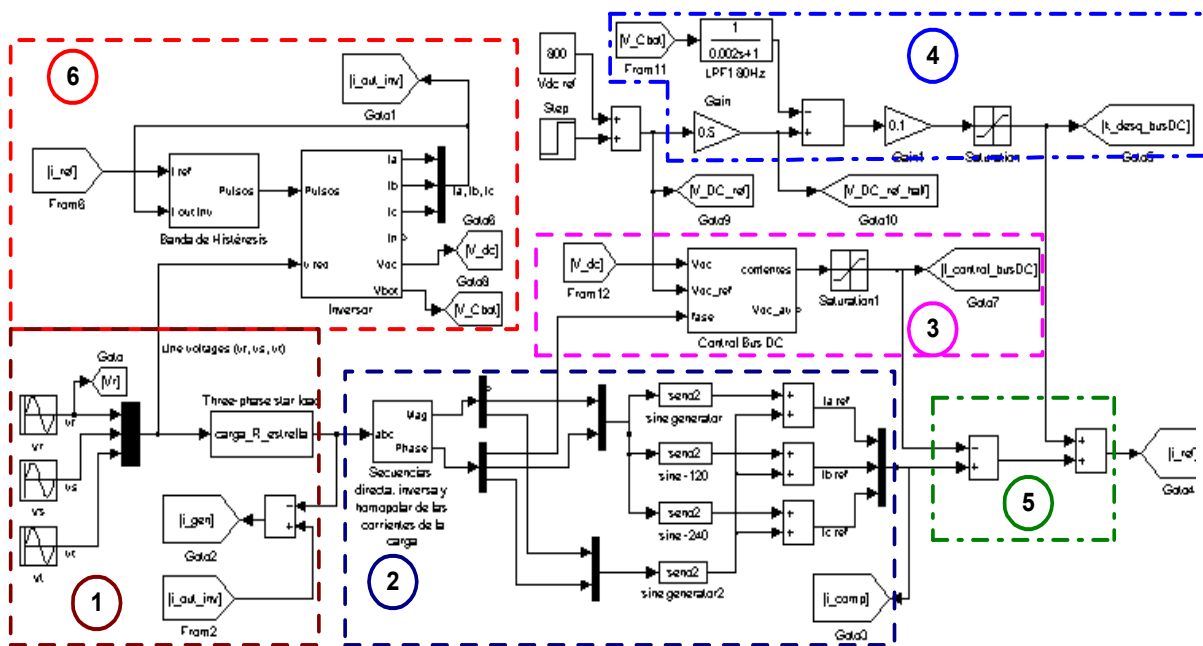


Figura 6.1.- Circuito utilizado en la simulación.

5. Bloque de generación de las corrientes de referencia: en el se procede a sumar las corrientes de compensación más las corrientes que mantienen la tensión del bus DC estable más la salida del bloque que controla los desequilibrios en el bus DC. La suma, con los signos correspondientes según sean corrientes de entrada o de salida al inversor, será la corriente de referencia para efectuar el control de la corriente mediante una banda de histeresis fija.

6. Bloque de control de la corriente de salida del inversor e inversor trifásico: el bloque de control de la corriente implementa una banda de histéresis fija. Resultado de comparar cada una de las corrientes de salida del inversor con su respectiva corriente de referencia se obtienen los pulsos de disparo del inversor trifásico que constituye la etapa de potencia del compensador activo de desequilibrios. En el bloque del inversor trifásico, a partir de las señales de control obtenidas con el comparador por banda de histéresis, se obtienen las corrientes de salida del inversor y la tensión en la parte alta y baja del bus DC. Estas señales son utilizadas por los diversos bloques de control descritos anteriormente para conseguir un comportamiento estable del sistema.

El circuito simulado corresponde al diagrama de bloques de la figura 4.22 que se puede simplificar para obtener el diagrama de bloques de la figura 6.2, donde se encuentran los diversos bloques utilizados en la simulación.

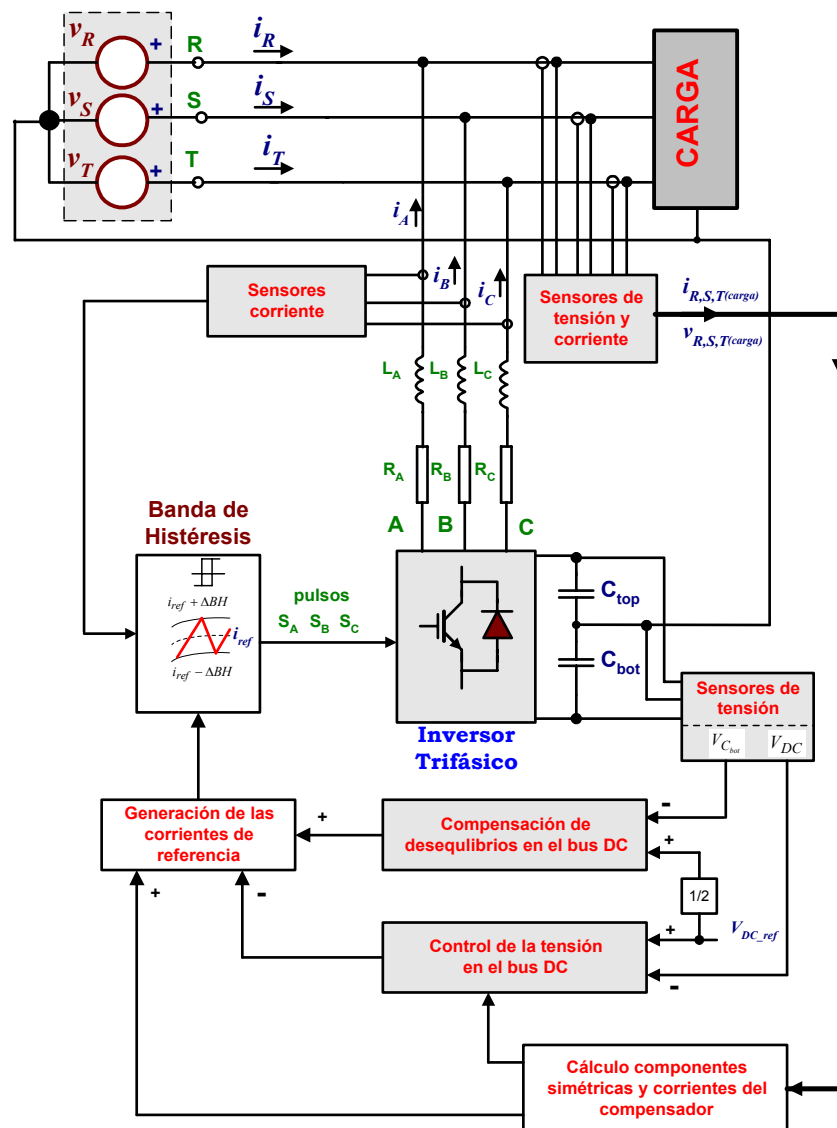


Figura 6.2.- Diagrama de bloques del circuito simulado.

Resultados del compensador activo de desequilibrios

En primer lugar se ha verificado la necesidad de incluir el bloque de control que evite los desequilibrios entre la parte alta y baja del bus de continua. Para ello se ha simulado el compensador activo de desequilibrios con el lazo de realimentación que controla la tensión del bus DC pero sin el bloque que regula el equilibrado de las tensiones entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC. En las formas de onda de la figura 6.3 derecha se pueden observar las tensiones en extremos de los condensadores C_{top} y C_{bot} del bus de continua junto con la señal de referencia, observando que cuando se producen cambios en la referencia ($t=1s$) o se fuerzan los desequilibrios ($t=0.4s$), el sistema no es capaz de compensarlos. Como se puede observar en la simulación de la izquierda, la tensión total en el bus DC (gráfica superior parte izq.) está regulada y estable en los 800V fijados por la referencia, con un rizado debido a las corrientes de compensación entregadas por el compensador.

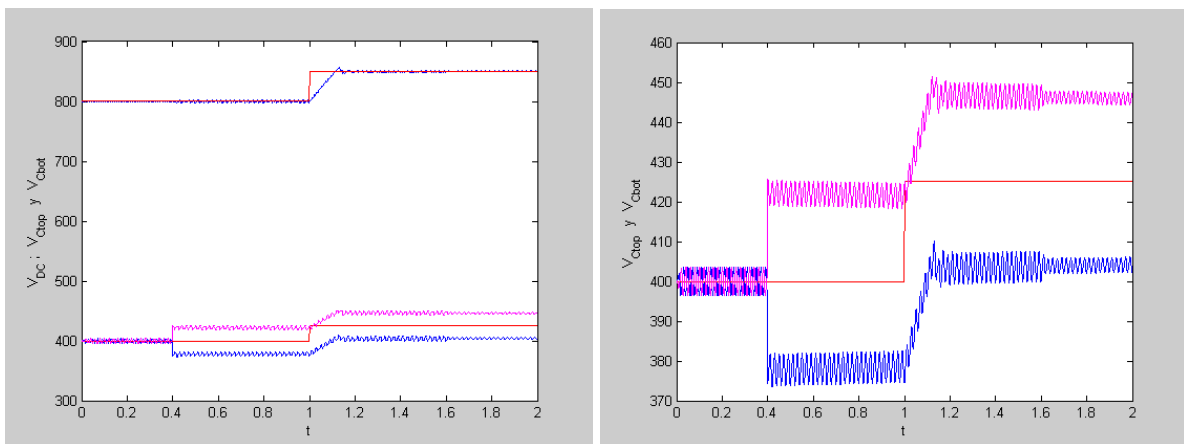


Figura 6.3.- Evolución de las tensiones en los condensadores del bus DC sin control de desequilibrios.

Efectuando el mismo tipo de análisis pero quitando el lazo de control de la tensión en el bus DC se obtienen los resultados mostrados en la figura 6.4.

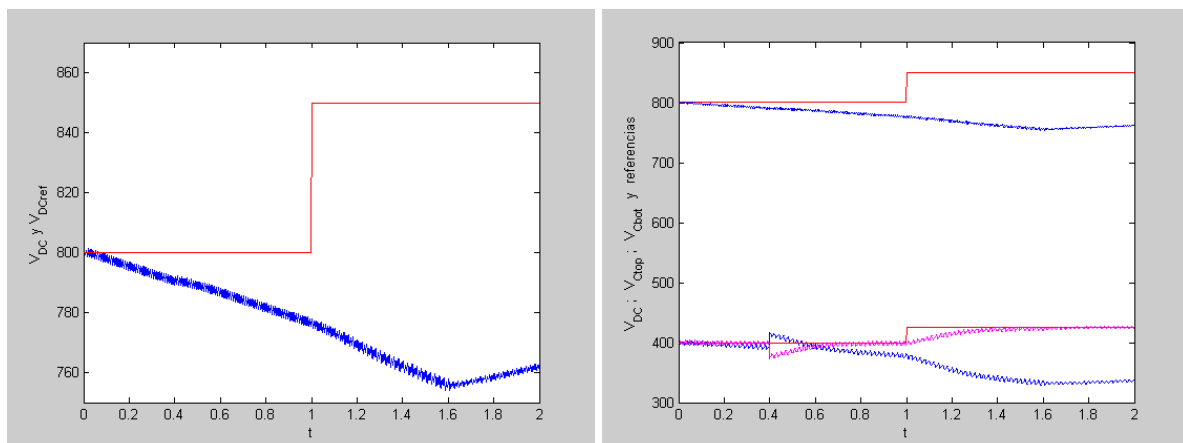


Figura 6.4.- Evolución de las tensiones en el bus DC sin realimentación y sin fuente de continua.

En la parte izquierda de la figura 6.4 se observa como la tensión del bus DC no consigue estabilizarse cercana al valor de la referencia. En la parte derecha se han incluido además la evolución de la tensión en los condensadores C_{top} y C_{bot} del bus DC, observando que la tensión en el condensador C_{bot} si que sigue a la referencia, dado que el bucle de control de

desequilibrios está activo y actúa comparando la tensión en bornas de dicho condensador y la referencia (apartado 4.5).

A partir de los resultados obtenidos en la simulación se determina la necesidad de incluir un lazo de realimentación que controle los desequilibrios de la tensión en la parte alta y baja del bus DC y evitar los problemas descritos en el apartado 4.5 de la tesis. Con la inclusión de dicho bloque se ha procedido a efectuar nuevas simulaciones del sistema, pudiendo observar en la figura 6.5 como actúa el lazo de realimentación que regula el equilibrado de las tensiones entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC al utilizar las siguientes condiciones de análisis:

$t_{\text{variación}}$	ΔV_{C_top}	ΔV_{C_bot}	V_{DC_ref}	ΔV_{DC_ref}	Carga fase R
0.4 s	+25V	-25V	800V	0V	10 Ω

En la parte izquierda de la figura 6.5 se muestra la evolución de la tensión en el condensador de la parte alta del bus DC, mientras que en la parte derecha se muestra la evolución de la tensión del condensador de la parte baja (o tensión en el punto medio del bus DC). Se observa que el sistema es de primer orden y que se estabiliza en un tiempo inferior a 0.5 segundos.

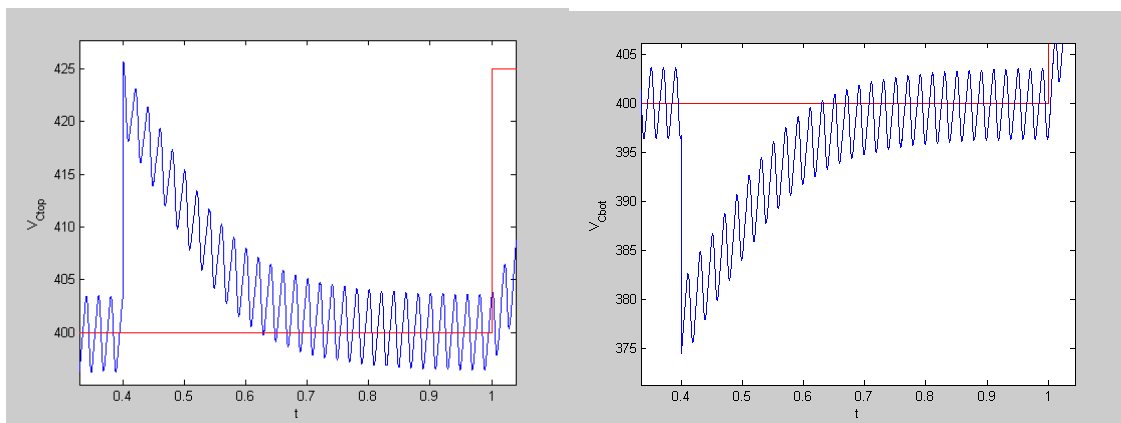


Figura 6.5.- Evolución de la tensión en Ctop (izq.) y Cbot (drch.) ante un desequilibrio de tensión en el bus DC.

En la parte izquierda de la figura 6.6 se muestra conjuntamente la evolución de las tensiones en el condensador de la parte alta y de la parte baja del bus DC después de provocar el desequilibrio de tensión. En la parte derecha se muestra la tensión en el bus DC, presentando una pequeña oscilación de alrededor de 1 V sobre el valor que tenía antes del desequilibrio provocado y desapareciendo dicha oscilación en unos 0.3 segundos.

Resultados del compensador activo de desequilibrios

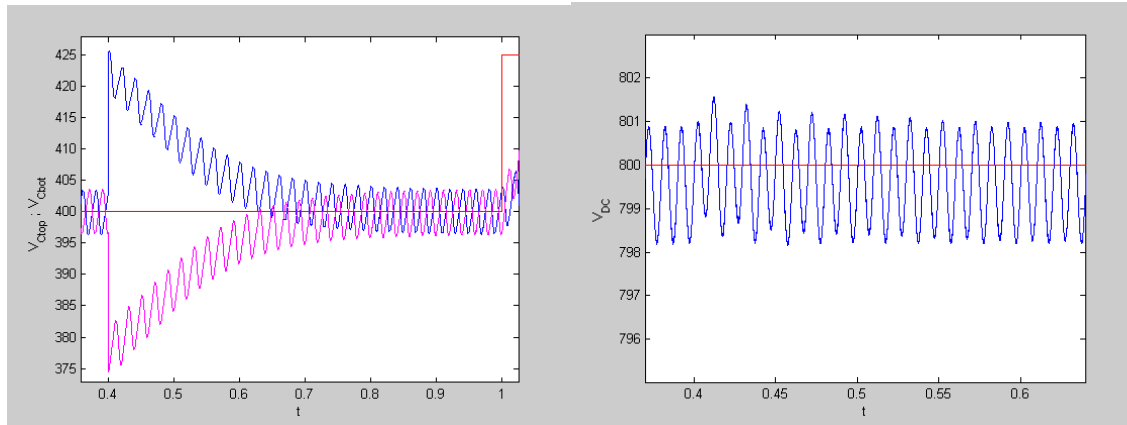


Figura 6.6.- Evolución de la tensión en Ctop y Cbot (izq.) y en la tensión del bus DC (drch.) ante un desequilibrio de tensión en el bus DC.

En la figura 6.7 se observa el desplazamiento de la corriente de referencia (izq.) y la variación en la corriente entregada por el inversor trifásico (drcha.) para efectuar el equilibrado de las tensiones en el bus DC.

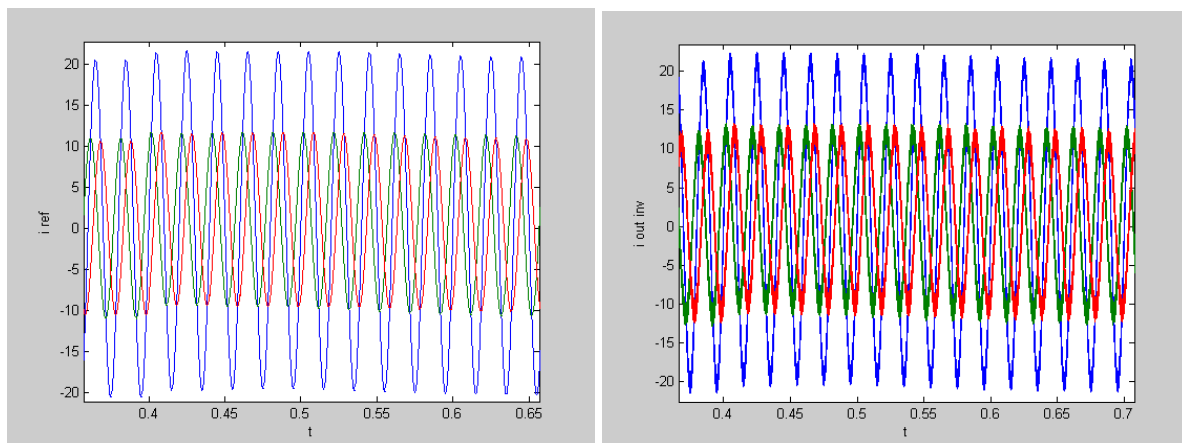


Figura 6.7.- Corrientes del compensador activo de desequilibrios cuando se desequilibra el bus DC.

En la figura 6.8 se observa el valor de la constante que se añade a las corrientes de referencia para poder compensar los desequilibrios que se pueden producir en el reparto de la tensión entre los condensadores del bus DC. Se observa que tanto cuando se provoca el desequilibrio de tensiones ($t=0.4s$) como cuando se cambia el valor de referencia de la tensión del bus DC ($t=1s$) actúa el limitador que ralentiza la respuesta pero evita una acción de control excesiva.

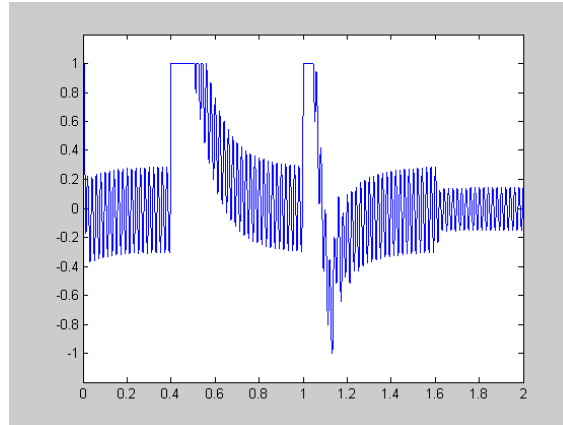


Figura 6.8.- Valor de la constante que compensa los desequilibrios en el bus DC.

Para verificar el correcto funcionamiento del lazo de control de la tensión en el bus de continua se ha provocado un escalón en el valor que se utiliza con tensión de referencia del bus DC. Las condiciones de análisis utilizadas son:

$t_{\text{transición}}$	ΔV_{C_top}	ΔV_{C_bot}	V_{DC_ref}	ΔV_{DC_ref}	Carga fase R
1 s	+0V	+0V	800V	50V	10 Ω

En la figura 6.9 se muestra la evolución de la tensión en el bus DC para distintas condiciones en el circuito de control. En la parte izquierda de la figura 6.9 se ha efectuado la simulación sin limitación en la corriente que carga el bus de continua obteniéndose:

- Un sobreimpulso que alcanza los 890 V, lo que representa un sobreimpulso del 80% del valor del escalón provocado en la referencia de tensión.
- La evolución del sistema corresponde a la de un sistema de segundo orden con un tiempo de establecimiento alrededor de 0.2 segundos.
- La ausencia de saturación en el lazo de control provoca que aparezcan picos de corriente en el inversor de hasta 60 A (Anexo 3).

En la figura 6.9 derecha se ha incluido una limitación de ± 5 A en la corriente que mantiene la tensión del bus DC estable en un valor cercano al de referencia. La adición del bloque limitador presenta las siguientes ventajas:

- El sobreimpulso se reduce a menos de 860 V.
- La evolución del sistema es similar con un tiempo de establecimiento alrededor de 0.2 segundos.
- La corriente en el inversor se limita a los ± 5 A fijados lo que garantiza que las corrientes que circulan por los transistores de la etapa de potencia está limitada.

Resultados del compensador activo de desequilibrios

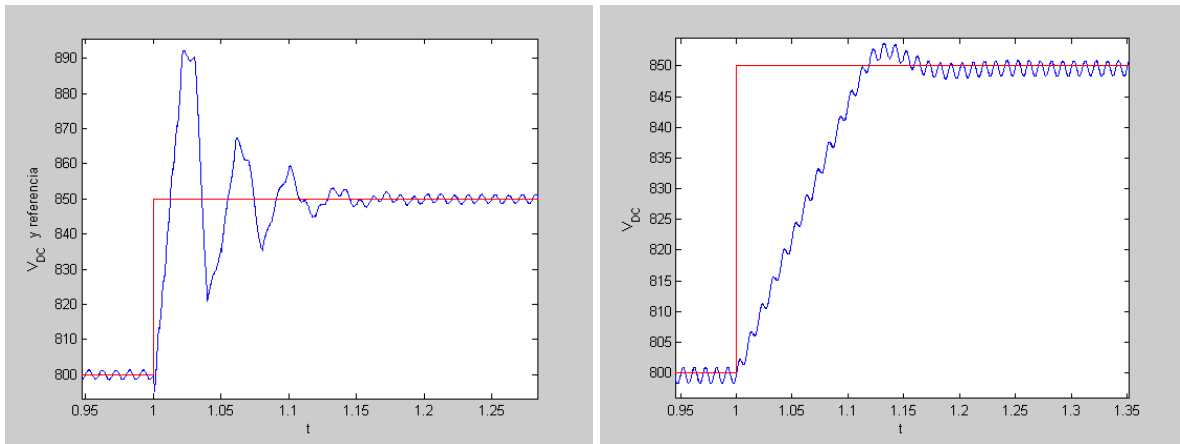


Figura 6.9.- Tensión en el bus DC.

En la figura 6.10 izquierda se observa la evolución de la tensión en el bus DC cuando se provoca una variación de la carga, que pasa de 10 ohmios a 20 ohmios, en el instante $t=1.6s$, observándose la reducción de la amplitud de la oscilación de doble frecuencia de la frecuencia de la red de suministro debida a la disminución de las corrientes de secuencia inversa. En la figura 6.10 derecha se han incluido las corrientes de compensación (corrientes inversas más homopolares) y la tensión de la fase R atenuada por 10, ya que es la referencia de ángulos del sistema. Se puede observar que prácticamente en dos ciclos el valor de las corrientes se estabiliza en su valor final.

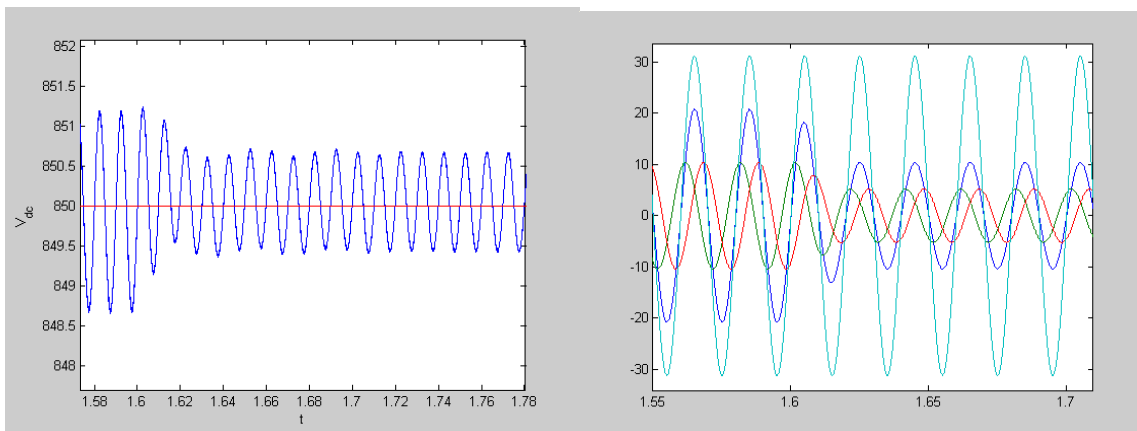


Figura 6.10.- Evolución de la tensión en el bus DC y corrientes de compensación cuando varía la carga.

Como resumen de los anteriores resultados se pueden observar en la figura 6.11 derecha la evolución de las tensiones de los condensadores que constituyen el bus DC junto con la señal de referencia utilizada durante la simulación. En la parte izquierda se reproducen esas mismas señales junto con la tensión del bus DC y la referencia del bus DC.

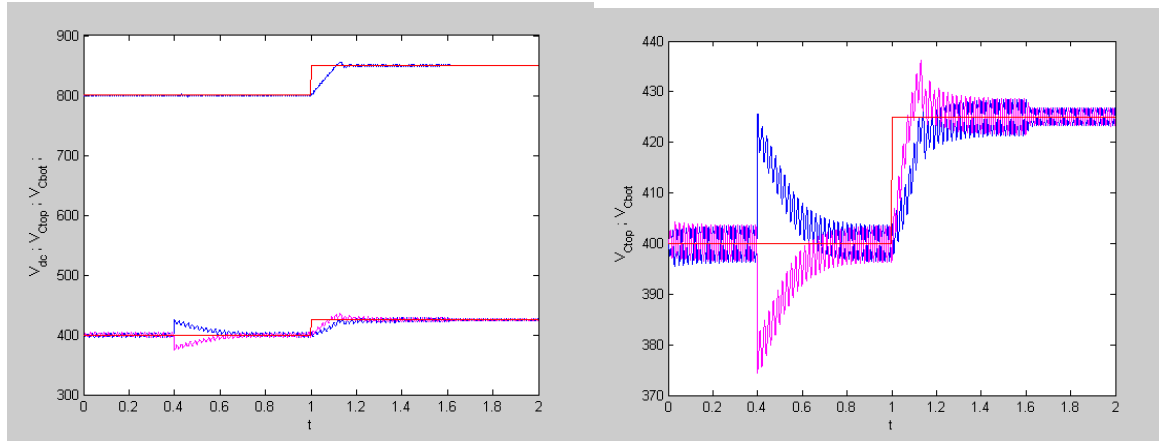


Figura 6.11.- Tensiones en el bus DC durante la simulación.

En el Anexo 3 se incluyen los resultados completos de las simulaciones, mostrando los diversos resultados obtenidos. Los resultados obtenidos mediante técnicas de simulación con el programa Matlab muestran la idoneidad del diagrama de bloques planteado a partir del análisis realizado en los capítulos previos y la estabilidad del circuito de control ante las posibles variaciones que pueden aparecer en el sistema.

6.3 Caso 1: receptor monofásico en fase R.

El caso analizado corresponde a una carga en la fase R de 100Ω . Las fases S y T se encuentran ambas en circuito abierto. Para este ejemplo el grado de desequilibrio y el grado de asimetría son iguales a 1.

6.3.1 Cálculos teóricos sin conectar el CAD.

Para la obtención de los valores aquí indicados se ha utilizado Mathcad 2000 Profesional.

Componentes de las corrientes en las líneas (amperios eficaces).					
Fase R		Fase S		Fase T	
I_R	$2.2+j0$ $2.2\angle 0^\circ$	I_S	0	I_T	0
I_{Rd}	$0.733+j0$ $0.733\angle 0^\circ$	I_{Sd}	$-0.367-j0.635$ $0.733\angle -120^\circ$	I_{Td}	$-0.367+j0.635$ $0.733\angle 120^\circ$
I_{Ri}	$0.733+j0$ $0.733\angle 0^\circ$	I_{Si}	$-0.367+j0.635$ $0.733\angle 120^\circ$	I_{Ti}	$-0.367-j0.635$ $0.733\angle -120^\circ$

Resultados del compensador activo de desequilibrios

I_{Rh}	$0.733+j0$ $0.733\angle 0^\circ$	I_{Sh}	$0.733+j0$ $0.733\angle 0^\circ$	I_{Th}	$0.733+j0$ $0.733\angle 0^\circ$
Potencias en el sistema.					
$P_R = 484W$		$P_S = 0$		$P_T = 0$	$P_{Total} = 484W$
$Q_R = 0$		$Q_S = 0$		$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 0$
$A_u = 684.5 \text{ VAa}$			$S_u = 838.3 \text{ VA}$		

6.3.2 Cálculos teóricos con el CAD conectado.

Corrientes a suministrar por el CAD (amperios eficaces).					
I_A	$1.467+j0$ $1.467\angle 0^\circ$	I_B	$0.367+j0.635$ $0.733\angle 60^\circ$	I_C	$0.367-j0.635$ $0.733\angle -60^\circ$
Corrientes en las líneas (amperios eficaces).					
$I_R = I_{Rd}$	$0.733+j0$ $0.733\angle 0^\circ$	$I_S = I_{Sd}$	$-0.367-j0.635$ $0.733\angle -120^\circ$	$I_T = I_{Td}$	$-0.367+j0.635$ $0.733\angle 120^\circ$
Potencias en el sistema.					
$P_R = 161.3W$		$P_S = 161.3W$		$P_T = 161.3W$	$P_{Total} = 484W$
$Q_R = 0$		$Q_S = 0$		$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 0$
$A_u = 0 \text{ VAR}$			$S_u = 484 \text{ VA}$		

6.3.3 Medidas efectuadas antes de conectar el CAD.

Las siguientes medidas han sido obtenidas con el analizador de redes para la carga indicada, antes de conectar el compensador activo de desequilibrios y sin los transformadores de 24V/220V conectados en la salida del CAD.

Medidas de tensiones de línea.			
$V_R = 228V$	$V_S = 227V$	$V_T = 231V$	$V_{Promedio} = 228V$
Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 2.3$	$I_S = 0$	$I_T = 0$	$I_{AVIII} = 0.77$

Resultados del compensador activo de desequilibrios

Potencias en el sistema.			
$P_R = 525W$	$P_S = 0W$	$P_T = 0W$	$P_{Total} = 525W$
$Q_R = 37VARC$	$Q_S = 0$	$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 37VARC$
$D = 42.3VAd$		$S = 528VA$	
Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = 1$	$FP_S = 0$	$FP_T = 0$	$FP_{Promedio} = -0.89$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.5\%$	$THD_{S-V} = 3.5\%$	$THD_{T-V} = 3.9\%$	
$THD_{R-I} = 3.3\%$	$THD_{S-I} = 0\%$	$THD_{T-I} = 0\%$	

Las siguientes medidas han sido obtenidas con el analizador de redes con las cargas conectadas y con los transformadores 24V/220V. Con las siguientes medidas se pueden apreciar los efectos que producen la inclusión de los transformadores en el circuito: aumento de las pérdidas en el sistema, aumento de las potencias reactiva y aparente, distorsiones en las corrientes, etc. Los efectos son más apreciables en las fases donde no hay carga conectada.

Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 2.43$	$I_S = 0.3$	$I_T = 0.3$	$I_{AVIII} = 1$
Potencias en el sistema.			
$P_R = 550W$	$P_S = 24W$	$P_T = 24W$	$P_{Total} = 596W$
$Q_R = 42VARL$	$Q_S = 50VARL$	$Q_T = 48VARL$	$Q_{Total} = 137VARL$
$D = 321.7 VAd$		$S = 691VA$	
Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = 1$	$FP_S = 0.37$	$FP_T = 0.36$	$FP_{Promedio} = 0.87$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.7\%$	$THD_{S-V} = 3.6\%$	$THD_{T-V} = 3.8\%$	
$THD_{R-I} = 5.7\%$	$THD_{S-I} = 66.2\%$	$THD_{T-I} = 69.7\%$	

6.3.4 Medidas efectuadas después de conectar el CAD.

Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 1.02$	$I_S = 1.1$	$I_T = 1.04$	$I_{AVIII} = 1.06$
Potencias en el sistema.			
$P_R = 230W$	$P_S = 235W$	$P_T = 228W$	$P_{Total} = 695W$
$Q_R = 8VARL$	$Q_S = 68VARL$	$Q_T = 55VARL$	$Q_{Total} = 140VARL$
$D = 902.9 VAd$		$S = 1148VA$	
Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = 0.98$	$FP_S = 0.94$	$FP_T = 0.95$	$FP_{Promedio} = 0.95$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.8\%$	$THD_{S-V} = 3.8\%$	$THD_{T-V} = 3.8\%$	
$THD_{R-I} = 26\%$	$THD_{S-I} = 16\%$	$THD_{T-I} = 16\%$	

6.3.5 Formas de onda adquiridas.

Para las formas de onda mostradas a continuación se ha utilizado una tensión en el bus DC de 124V, con un consumo de corriente continua de 0.6A que representa las pérdidas de energía en el CAD y en los transformadores de 24V/220V. Las sondas de corriente presentan una relación 10mV/A.

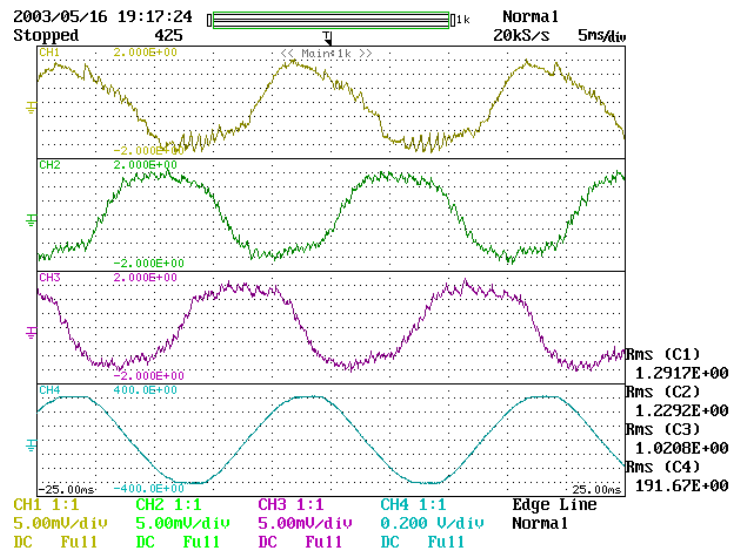
Corrientes fases R-S-T.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R



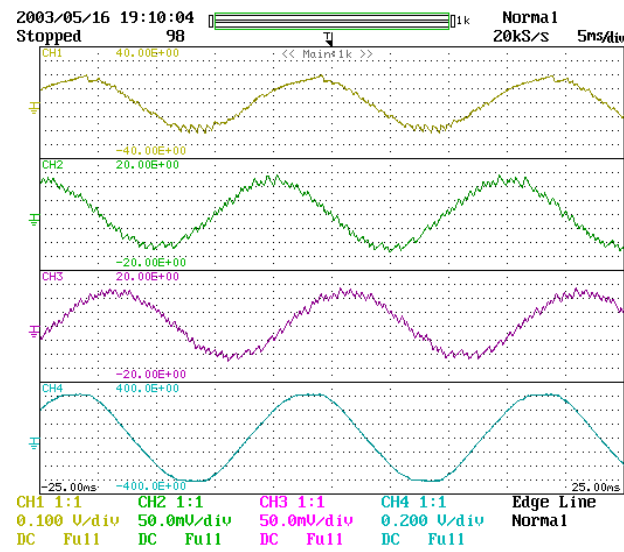
Corrientes salida del inversor A-B-C.

CH1: Corriente en la salida del inversor (transa. 230V) en la fase A.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase B.

CH3: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase C.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



Resultados del compensador activo de desequilibrios

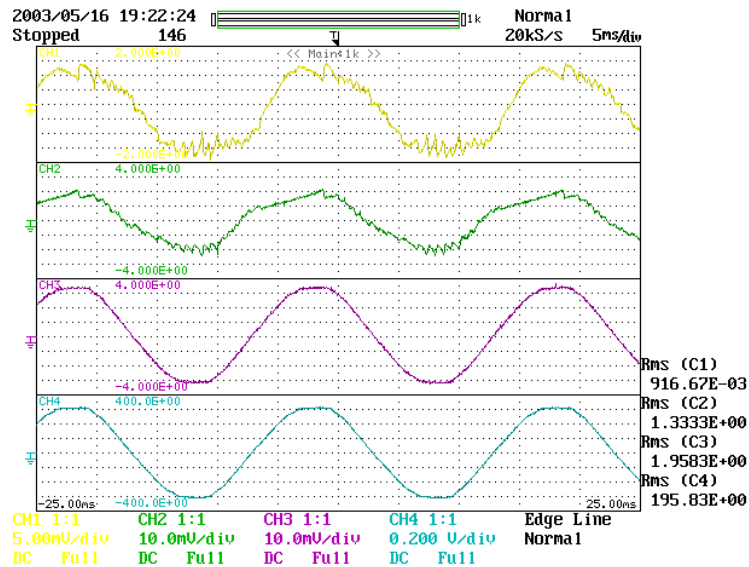
Corrientes de: fase R, inversor R y carga R.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase R.

CH3: Corriente en la carga de la fase R.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



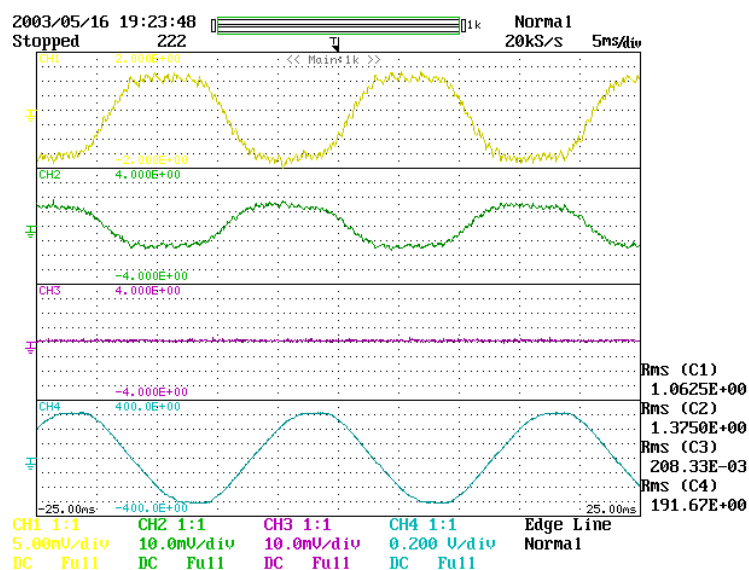
Corrientes de: fase S, inversor S y carga S.

CH1: Corriente en la fase S.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase S.

CH3: Corriente en la carga de la fase S.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



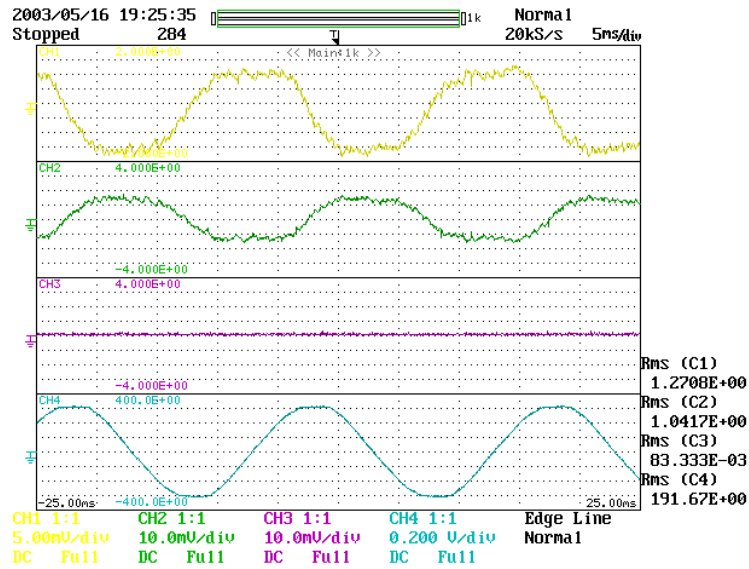
Corrientes de: fase T, inversor T y carga T.

CH1: Corriente en la fase T.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase T.

CH3: Corriente en la carga de la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase T.



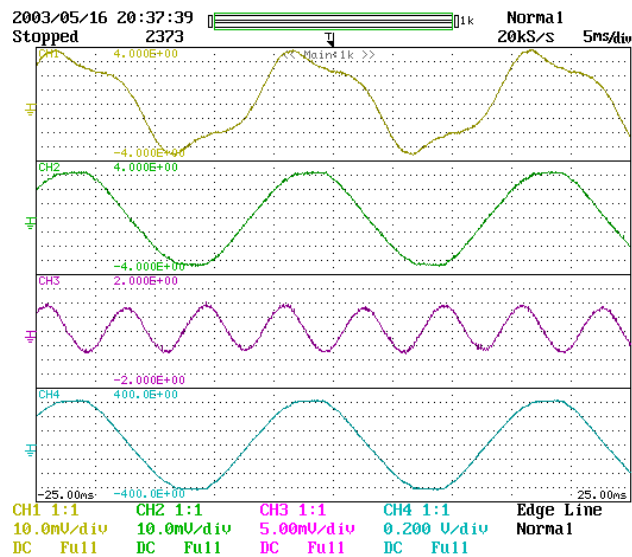
Corrientes de neutro: red, carga y transformadores sin conectar CAD.

CH1: Corriente en el neutro de la red de suministro.

CH2: Corriente en el neutro de la carga en fase R.

CH3: Corriente en el neutro de los tres transformadores.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase T.



Resultados del compensador activo de desequilibrios

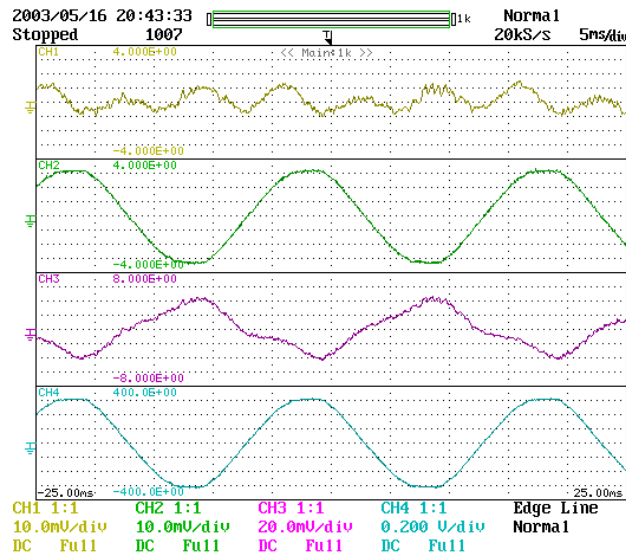
Corrientes de neutro: red, carga y transformadores conectando CAD.

CH1: Corriente en el neutro de la red de suministro.

CH2: Corriente en el neutro de la carga en fase R.

CH3: Corriente en el neutro de los tres transformadores (frecuencia triple que la de la red)+corriente proporcionada por el CAD (de frecuencia fundamental).

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase T.



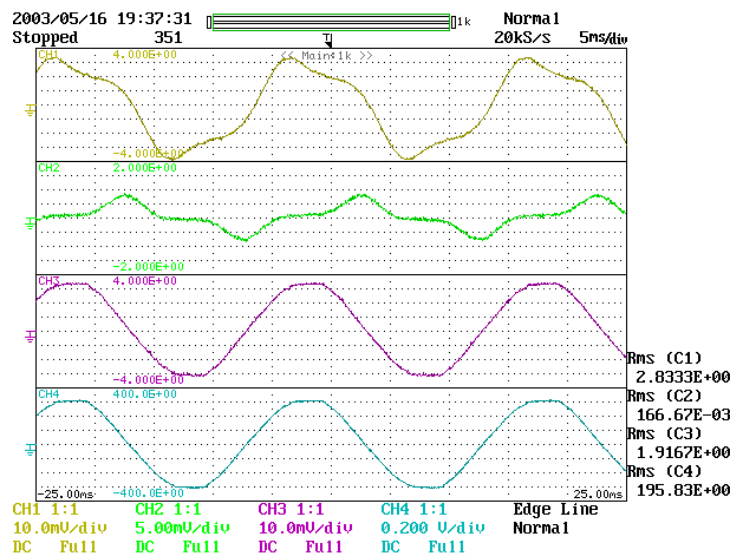
Corrientes de neutro sin conectar CAD: red, inversor y carga.

CH1: Corriente en el neutro de la red de suministro: se ven la corriente de la carga más las corrientes de los transformadores 24/220 (fases R-S-T)

CH2: Corriente en el neutro del transf. de la fase R de 230V.

CH3: Corriente en el neutro carga de la fase R.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase T.



Corrientes de neutro de los transformadores sin conectar CAD.

CH1: Corriente en el neutro (igual que la de la fase) del transformador de la fase R de 230V

CH2: Corriente en el neutro (igual que la de la fase) del transf. de la fase S de 230V

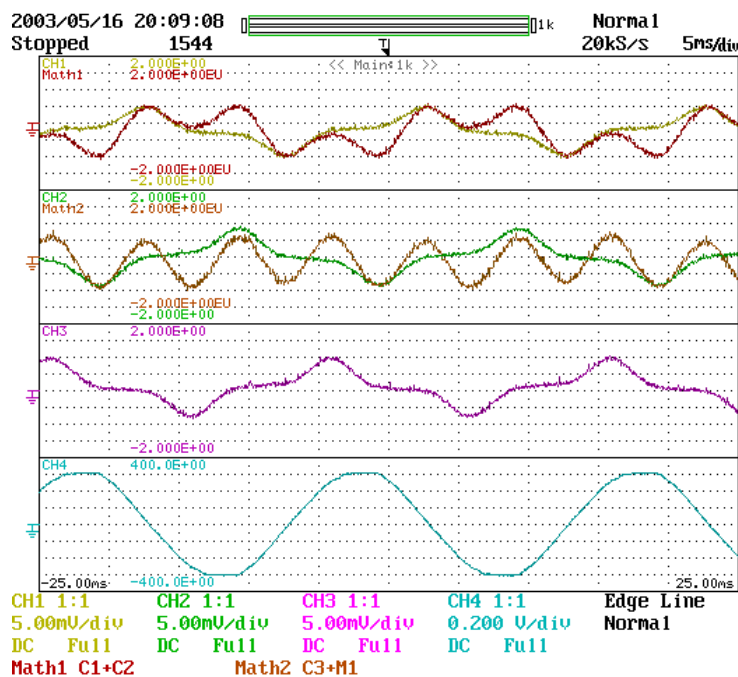
CH3: Corriente en el neutro (igual que la de la fase) del transf. de la fase T de 230V

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase T.

Math1: CH1+CH2.

Math2: Math1+CH3=CH1+CH2+CH3

En math2 se puede ver la suma de las corrientes que circula por el neutro de la instalación debido a los tres transformadores. Dicha corriente, al sumarse con la que circula por la carga nos produce la corriente del CH1 visualizada en el apartado anterior.

**6.4 Caso 2: receptores monofásicos en las fases R y S.**

El caso analizado responde a una carga en la fase R de 100Ω , una carga en la fase S de 200Ω y la fase T en circuito abierto. Para este ejemplo el grado de desequilibrio y el grado de asimetría son iguales a 0.58. La carga conectada en la fase S coincide con la carga equilibrada equivalente por lo que el compensador no ha de suministrar ninguna corriente en dicha fase.

6.4.1 Cálculos teóricos sin conectar el CAD.

Para la obtención de los valores aquí indicados se ha utilizado Mathcad 2000 Profesional.

Componentes de las corrientes en las líneas (amperios eficaces).					
Fase R		Fase S		Fase T	
I_R	$2.2+j0$ $2.2\angle 0^\circ$	I_S	$-0.55-j0.953$ $1.1\angle -120^\circ$	I_T	0
I_{Rd}	$1.1+j0$ $1.1\angle 0^\circ$	I_{Sd}	$-0.55-j0.953$ $1.1\angle -120^\circ$	I_{Td}	$-0.55+j0.953$ $1.1\angle 120^\circ$
I_{Ri}	$0.55+j0.318$ $0.635\angle 30^\circ$	I_{Si}	$-0.55+j0.318$ $0.635\angle 150^\circ$	I_{Ti}	$0-j0.635$ $0.635\angle -90^\circ$
I_{Rh}	$0.55-j0.318$ $0.635\angle -30^\circ$	I_{Sh}	$0.55-j0.318$ $0.635\angle -30^\circ$	I_{Th}	$0.55-j0.318$ $0.635\angle -30^\circ$
Potencias en el sistema.					
$P_R = 484W$	$P_S = 242W$	$P_T = 0$	$P_{Total} = 726W$		
$Q_R = 0$	$Q_S = 0$	$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 0$		
$A_u = 592.7 VAa$			$S_u = 937.24 VA$		

6.4.2 Cálculos teóricos con el CAD conectado.

Corrientes a suministrar por el CAD (amperios eficaces).					
I_A	$1.1+j0$ $1.1\angle 0^\circ$	I_B	$0+j0$ $0\angle 0^\circ$	I_C	$-0.55-j0.953$ $1.1\angle -60^\circ$
Corrientes en la líneas (amperios eficaces).					
$I_R = I_{Rd}$	$1.1+j0$ $1.1\angle 0^\circ$	$I_S = I_{Sd}$	$-0.55-j0.953$ $1.1\angle -120^\circ$	$I_T = I_{Td}$	$-0.55+j0.953$ $1.1\angle 120^\circ$
Potencias en el sistema.					

$P_R = 242W$	$P_S = 242W$	$P_T = 242W$	$P_{Total} = 726W$
$Q_R = 0$	$Q_S = 0$	$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 0$
$A_u = 0 \text{ VAR}$		$S = 726VA$	

6.4.3 Medidas efectuadas antes de conectar el CAD.

Medidas de tensiones de línea.			
$V_R = 229V$	$V_S = 228V$	$V_T = 232V$	$V_{Promedio} = 229V$
Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 2.36$	$I_S = 1.16$	$I_T = 0$	$I_{AVIII} = 1.17$
Potencias en el sistema.			
$P_R = 540W$	$P_S = 263W$	$P_T = 0W$	$P_{Total} = 800W$
$Q_R = 37VARC$	$Q_S = 37VARC$	$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 68VARC$
$D = 42.3 \text{ VAd}$		$S = 804VA$	
Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = -0.99$	$FP_S = -0.99$	$FP_T = 0$	$FP_{Promedio} = -0.95$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.7\%$	$THD_{S-V} = 3.5\%$	$THD_{T-V} = 3.7\%$	
$THD_{R-I} = 3.3\%$	$THD_{S-I} = 4.2\%$	$THD_{T-I} = 0\%$	

6.4.4 Medidas efectuadas después de conectar el CAD.

Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 1.39$	$I_S = 1.26$	$I_T = 1.42$	$I_{AVIII} = 1.35$
Potencias en el sistema.			
$P_R = 315W$	$P_S = 279W$	$P_T = 319W$	$P_{Total} = 905W$
$Q_R = 22VARL$	$Q_S = 52VARL$	$Q_T = 59VARL$	$Q_{Total} = 127VARL$
$D = 177.78 \text{ VAd}$		$S = 931VA$	

Resultados del compensador activo de desequilibrios

Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = 0.99$	$FP_S = 0.97$	$FP_T = 0.97$	$FP_{Promedio} = 0.98$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.7\%$	$THD_{S-V} = 3.6\%$	$THD_{T-V} = 3.8\%$	
$THD_{R-I} = 14.7\%$	$THD_{S-I} = 14.6\%$	$THD_{T-I} = 15.9\%$	

6.4.5 Formas de onda adquiridas.

Como en el caso anterior se ha utilizado una tensión en el bus DC de 124V, con un consumo de corriente continua que pasa de los 0.6A en el caso 1 a 0.65A para este segundo caso, variación debida al incremento de la potencia manejada en el sistema.

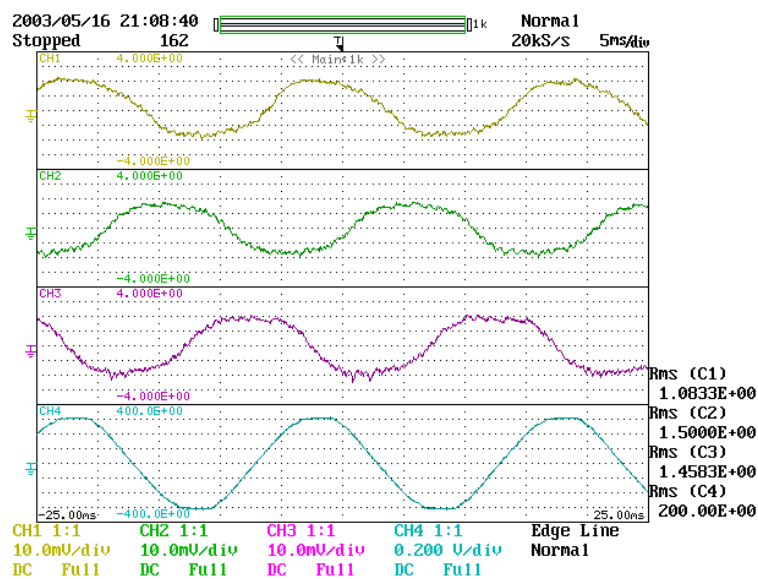
Corrientes fases R-S-T.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



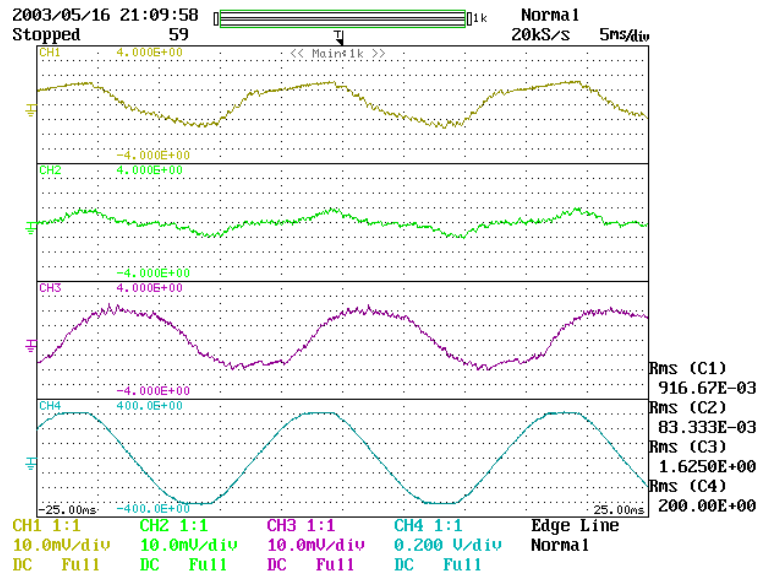
Corrientes salida del inversor A-B-C.

CH1: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase R.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase S.

CH3: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



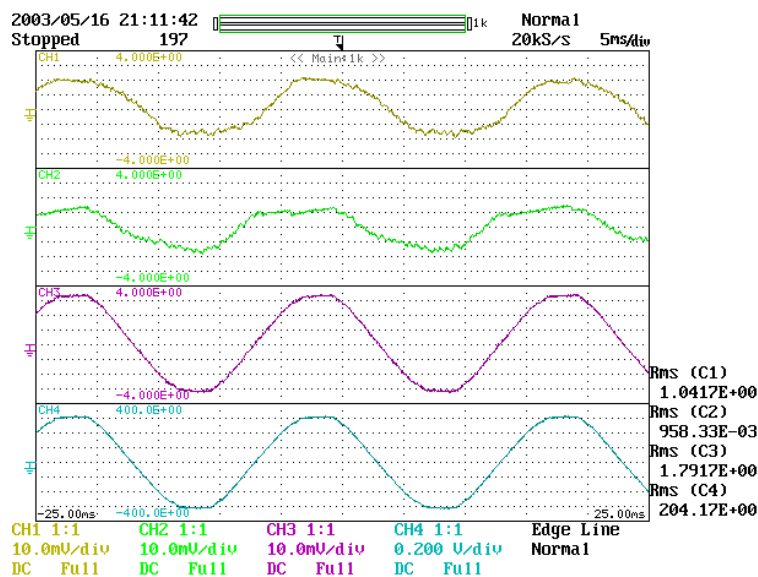
Corrientes de: fase R, inversor R y carga R.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase R.

CH3: Corriente en la carga de la fase R.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



Resultados del compensador activo de desequilibrios

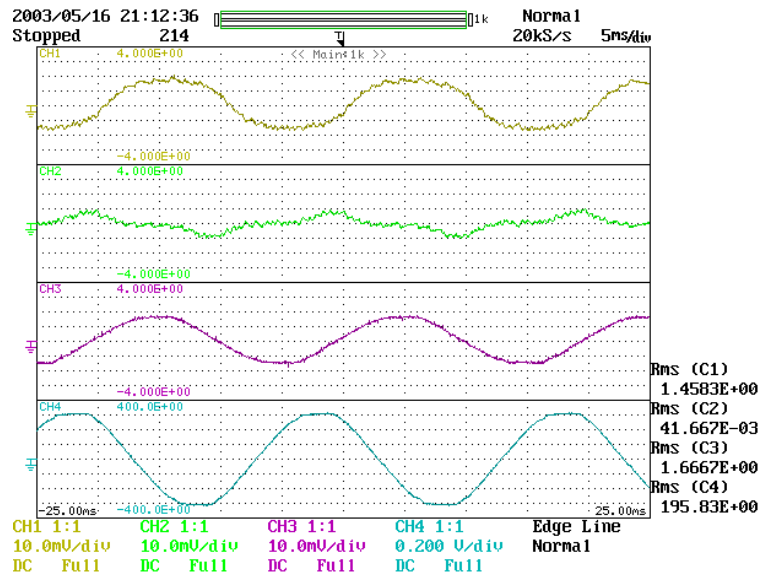
Corrientes de: fase S, inversor S y carga S.

CH1: Corriente en la fase S.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase S.

CH3: Corriente en la carga de la fase S.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



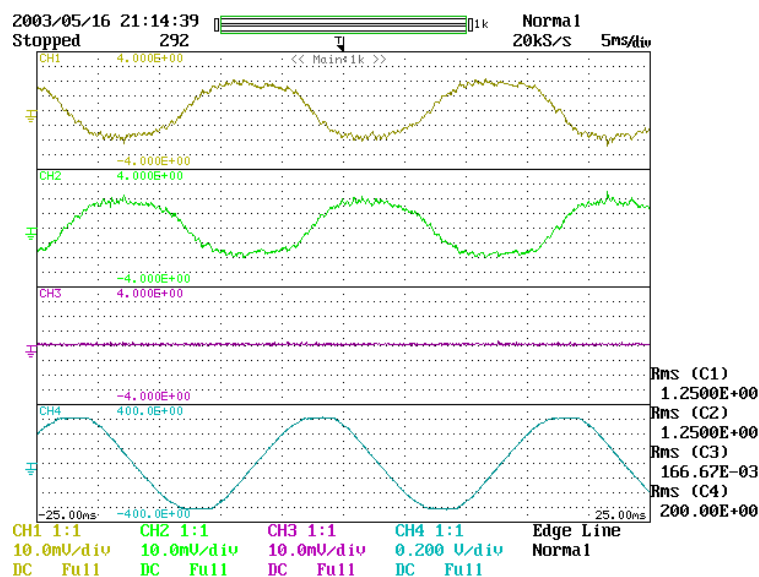
Corrientes de: fase T, inversor T y carga T.

CH1: Corriente en la fase T.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase T.

CH3: Corriente en la carga de la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase T.



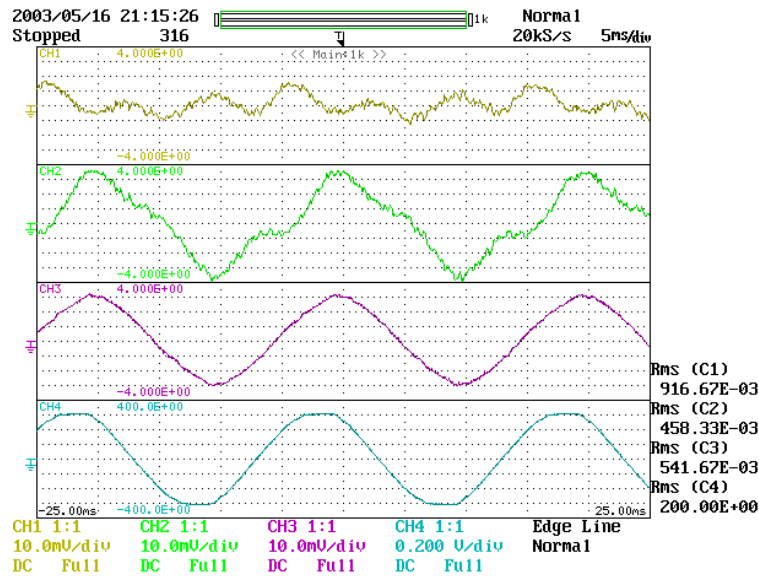
Corrientes de neutro en la red, inversor y carga.

CH1: Corriente en el neutro de la red.

CH2: Corriente en el neutro del inversor.

CH3: Corriente en el neutro de la carga.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500 de la fase T.



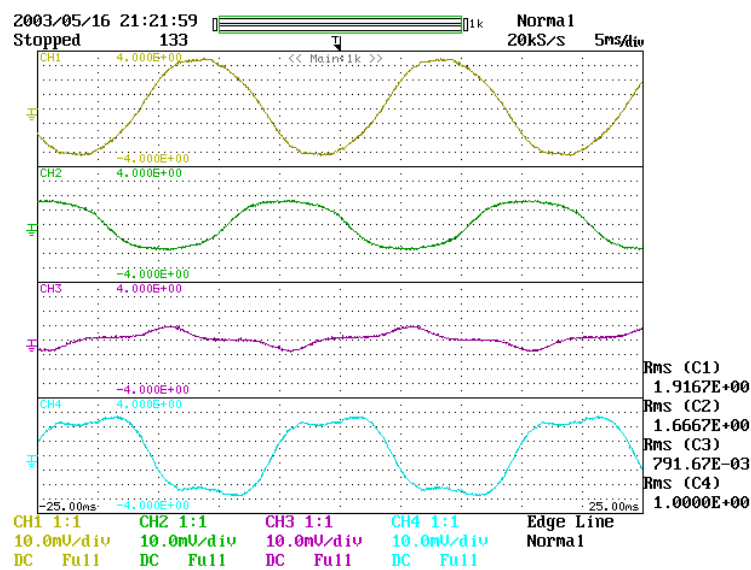
Corrientes fases R-S-T y Neutro con los transformadores y sin conectar el CAD.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Corriente en el neutro.



Resultados del compensador activo de desequilibrios

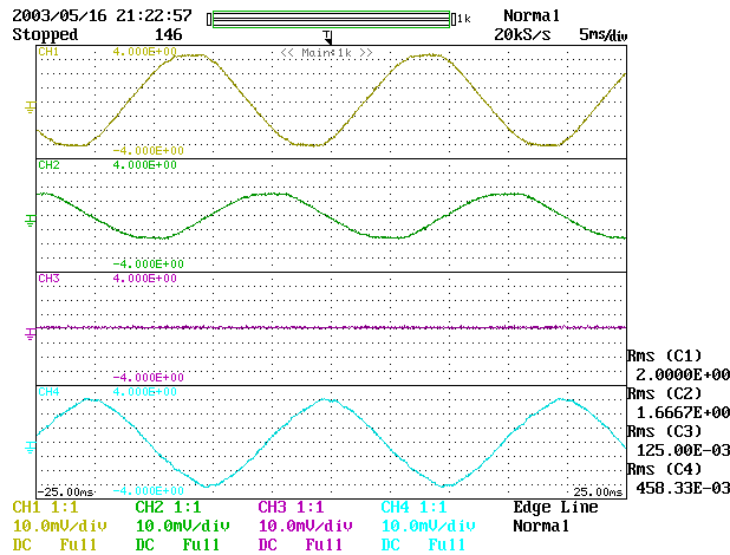
Corrientes fases R-S-T y neutro sin los transformadores y sin conectar el CAD.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Corriente en el neutro.



6.5 Caso 3: receptores monofásicos en las fases R, S y T.

El caso analizado responde a una carga en la fase R de 100Ω , una carga en la fase S de 200Ω y una carga en la fase T de 50Ω . Para este ejemplo el grado de desequilibrio y el grado de asimetría son iguales a 0.37.

6.5.1 Cálculos teóricos sin conectar el CAD.

Para la obtención de los valores aquí indicados se ha utilizado Mathcad 2000 Profesional.

Componentes de las corrientes en las líneas (amperios eficaces).					
Fase R		Fase S		Fase T	
I_R	$2.2+j0$ $2.2\angle 0^\circ$	I_S	$-0.55-j0.953$ $1.1\angle -120^\circ$	I_T	$-2.2+j3.81$ $4.4\angle +120^\circ$
I_{Rd}	$2.567-j0$ $2.567\angle 0^\circ$	I_{Sd}	$-1.283-j2.2$ $2.567\angle -120^\circ$	I_{Td}	$-1.283+j2.2$ $2.567\angle 120^\circ$

I_{Ri}	$-0.183-j0.953$ $0.97 \angle -100.9^\circ$	I_{Si}	$0.917+j0.318$ $0.97 \angle 19.1^\circ$	I_{Ti}	$-0.733+j0.635$ $0.97 \angle 139.1^\circ$
I_{Rh}	$-0.183+j0.953$ $0.97 \angle 100.9^\circ$	I_{Sh}	$-0.183+j0.953$ $0.97 \angle 100.9^\circ$	I_{Th}	$-0.183+j0.953$ $0.97 \angle 100.9^\circ$
Potencias en el sistema.					
$P_R = 484W$	$P_S = 242W$	$P_T = 968W$	$P_{Total} = 1694W$		
$Q_R = 0$	$Q_S = 0$	$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 0$		
$A_u = 905.4 VAa$			$S_u = 1920.7 VA$		

6.5.2 Cálculos teóricos con el CAD conectado.

Corrientes a suministrar por el CAD (amperios eficaces).					
I_A	$-0.367+j0$ $0.367 \angle 180^\circ$	I_B	$0.733+j1.27$ $1.467 \angle 60^\circ$	I_C	$-0.917+j1.588$ $1.833 \angle 120^\circ$
Corrientes en las líneas (amperios eficaces).					
$I_R = I_{Rd}$	$2.567-j0$ $2.567 \angle 0^\circ$	$I_S = I_{Sd}$	$-1.283-j2.2$ $2.567 \angle -120^\circ$	$I_T = I_{Td}$	$-1.283+j2.2$ $2.567 \angle 120^\circ$
Potencias en el sistema.					
$P_R = 564.6W$	$P_S = 564.6W$	$P_T = 564.6W$	$P_{Total} = 1694W$		
$Q_R = 0$	$Q_S = 0$	$Q_T = 0$	$Q_{Total} = 0$		
$A_u = 0 VAR$			$S = 1694VA$		

6.5.3 Medidas efectuadas antes de conectar el CAD.

Medidas de tensiones de línea.			
$V_R = 230V$	$V_S = 227V$	$V_T = 232V$	$V_{Promedio} = 229V$
Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 2.35$	$I_S = 1.15$	$I_T = 4.64$	$I_{AVIII} = 2.72$

Resultados del compensador activo de desequilibrios

Potencias en el sistema.			
$P_R = 536W$	$P_S = 260W$	$P_T = 1066W$	$P_{Total} = 1860W$
$Q_R = 32VARC$	$Q_S = 32VARC$	$Q_T = 32VARC$	$Q_{Total} = 96VARC$
$D = 167.58 VAd$		$S = 1870VA$	
Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = 1$	$FP_S = 1$	$FP_T = 1$	$FP_{Promedio} = 1$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.8\%$	$THD_{S-V} = 3.7\%$	$THD_{T-V} = 3.7\%$	
$THD_{R-I} = 3.3\%$	$THD_{S-I} = 4.4\%$	$THD_{T-I} = 3.7\%$	

6.5.4 Medidas efectuadas después de conectar el CAD.

Corrientes en las líneas (amperios eficaces).			
$I_R = 2.92$	$I_S = 3.11$	$I_T = 3.06$	$I_{AVIII} = 3.05$
Potencias en el sistema.			
$P_R = 664W$	$P_S = 702W$	$P_T = 704W$	$P_{Total} = 2074W$
$Q_R = 50VARL$	$Q_S = 77VARL$	$Q_T = 20VARL$	$Q_{Total} = 142VARL$
$D = 68.99 VAd$		$S = 2080VA$	
Factor de potencia (FP) medido.			
$FP_R = 0.99$	$FP_S = 0.99$	$FP_T = 0.99$	$FP_{Promedio} = 0.99$
Distorsión armónica medida.			
$THD_{R-V} = 2.6\%$	$THD_{S-V} = 3.4\%$	$THD_{T-V} = 3.5\%$	
$THD_{R-I} = 5.4\%$	$THD_{S-I} = 6.8\%$	$THD_{T-I} = 8.2\%$	

6.5.5 Formas de onda adquiridas.

Como en los casos anteriores se ha utilizado una tensión en el bus DC de 124V, con un consumo de corriente continua que pasa a 1A, debida al incremento de las ineficiencias a compensar.

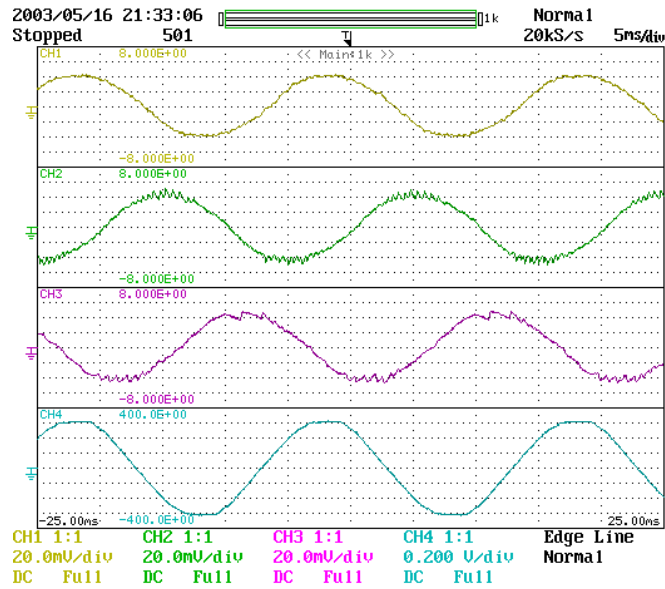
Corrientes fases R-S-T.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R



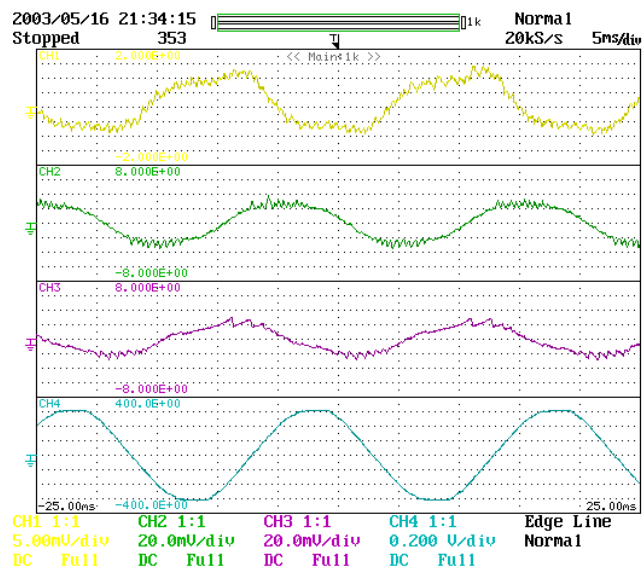
Corrientes salida del inversor A-B-C.

CH1: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase R.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase S.

CH3: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



Resultados del compensador activo de desequilibrios

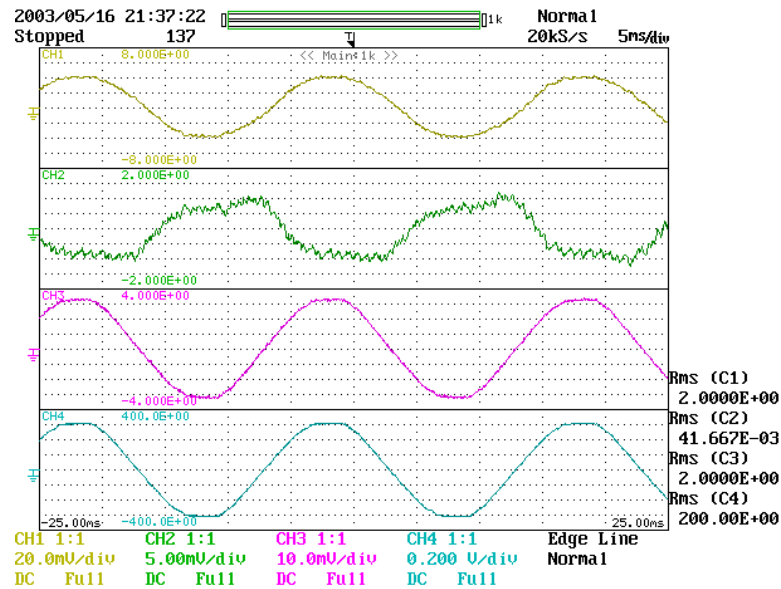
Corrientes de: fase R, inversor R y carga R.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase R.

CH3: Corriente en la carga de la fase R.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



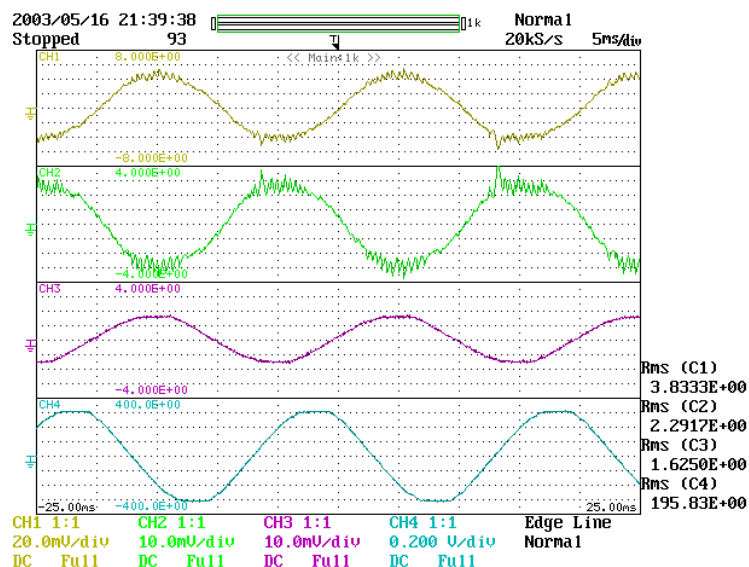
Corrientes de: fase S, inversor S y carga S.

CH1: Corriente en la fase S.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase S.

CH3: Corriente en la carga de la fase S.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R.



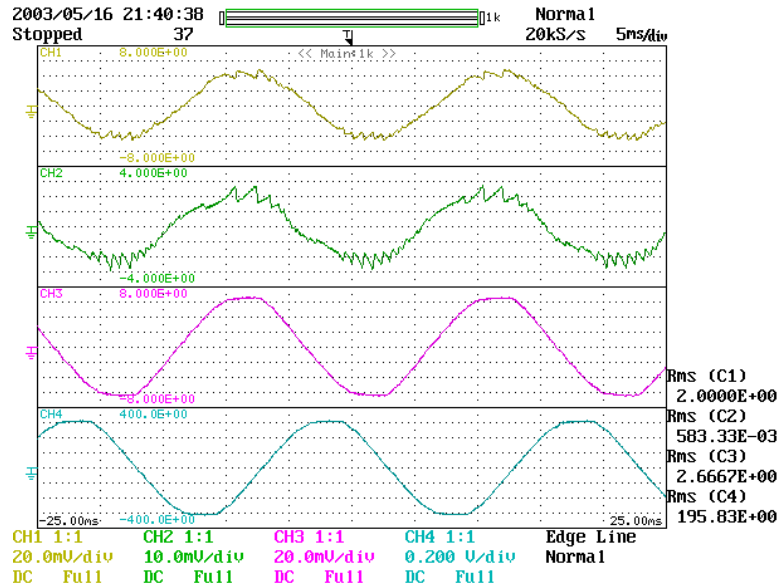
Corrientes de: fase T, inversor T y carga T.

CH1: Corriente en la fase T.

CH2: Corriente en la salida del inversor (transf. 230V) en la fase T.

CH3: Corriente en la carga de la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500 de la fase T.



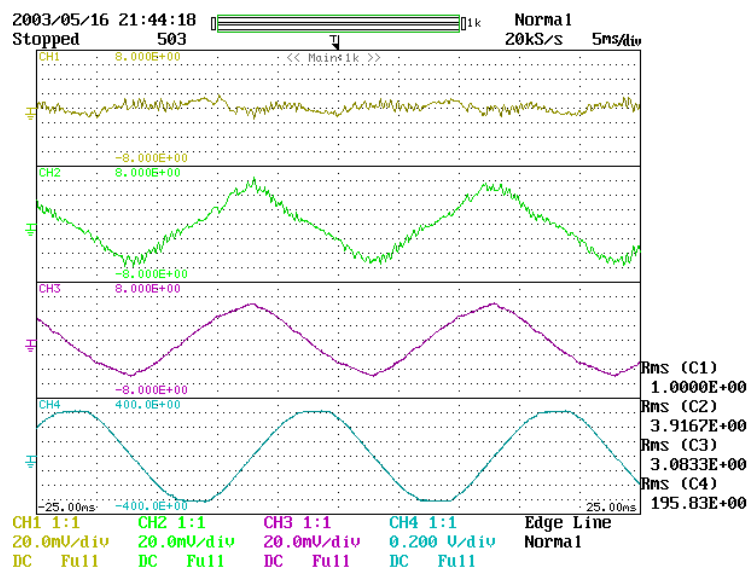
Corrientes de neutro en la red, inversor y carga.

CH1: Corriente en el neutro de la red.

CH2: Corriente en el neutro del inversor.

CH3: Corriente en el neutro de la carga.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500 de la fase T.



Resultados del compensador activo de desequilibrios

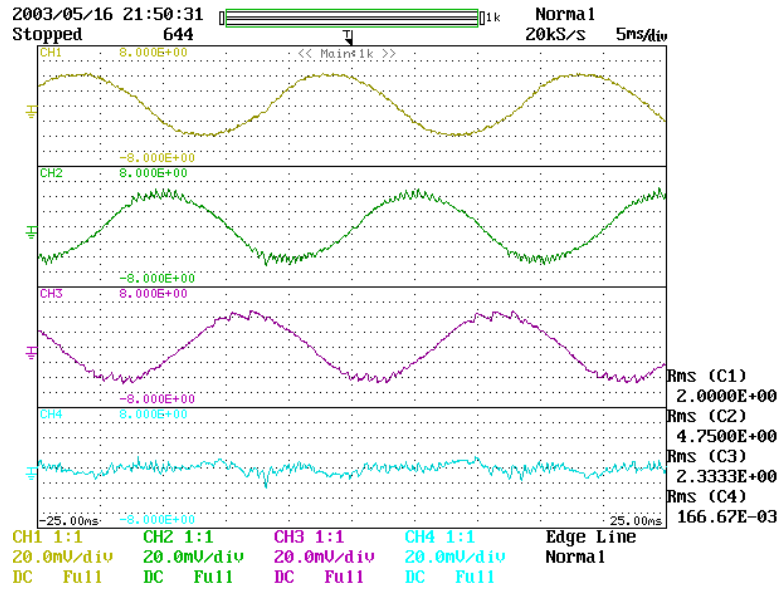
Corrientes fases R-S-T y neutro con el CAD.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Corriente en el neutro con el CAD.



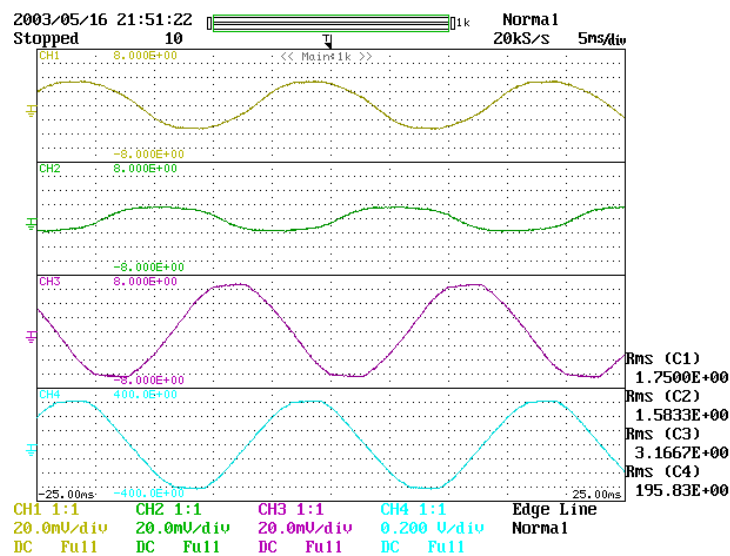
Corrientes fases R-S-T y Neutro con los transformadores y sin conectar el CAD.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500 de la fase T.



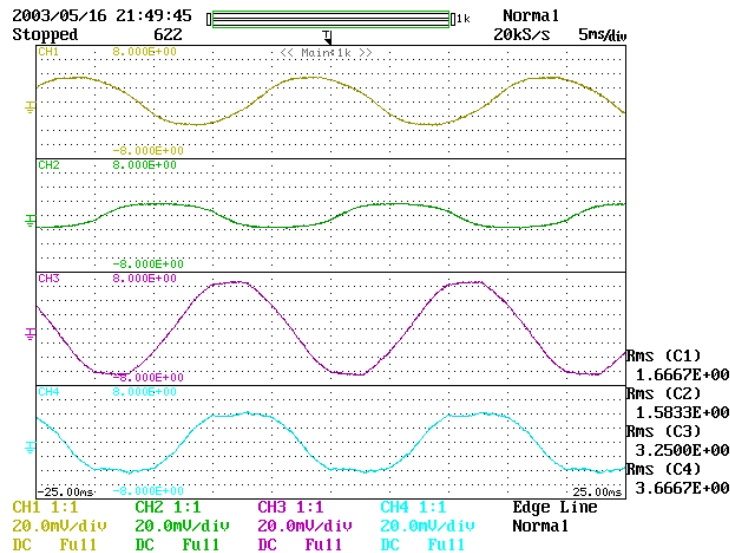
Corrientes fases R-S-T y Neutro SIN los transformadores y SIN conectar el CAD.

CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Corriente en el neutro sin el CAD.

**6.6 Conclusiones.**

Analizando los resultados obtenidos con el analizador de redes CVM-BD-420-4 se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- El sistema propuesto consigue equilibrar las corrientes por las tres fases procedentes del generador, consumiendo todas ellas unas corrientes de igual valor.
- Consecuencia de lo anterior es que las potencias activas por las tres fases son prácticamente iguales, lo que representa un flujo de energía unidireccional y constante entre generador y carga.
- La escasa potencia reactiva que aparece en las medidas realizadas es debida principalmente a la utilización de los transformadores que adaptan los niveles de tensión entre las red de suministro y el bus de continua utilizado. También hay que tener en cuenta que las corrientes en las fases pueden estar algo desfasadas respecto a las tensiones presentes en el punto de conexión, ya que el control está diseñado para que las corrientes del generador estén en fase con las respectivas tensiones de secuencia directa.
- La distorsión armónica de la tensión no se ve modificada por la conexión del compensador.
- La distorsión armónica de la corriente si que se ve alterada por la conexión del compensador, pasando de un valor medio del 4% a valores máximos del 16%. A pesar de

Resultados del compensador activo de desequilibrios

lo anterior, el resultado obtenido en el caso de mayor potencia (caso 3), con una potencia total medida en la carga de 1860W y una distorsión de corriente máxima del 8.2%, parece indicar que el sistema funcionará mejor con potencias más elevadas, dadas las características de los semiconductores y sensores utilizados en la etapa de potencia.

- La potencia aparente medida al conectar el CAD aumenta en todos los casos analizados. Parte de dicho aumento es debido al incremento de la potencia activa, que varía entre el 16% de incremento en el caso-1 y el 11% de incremento en el caso-3. El resto del aumento de la potencia aparente es debido a un pequeño incremento de la potencia reactiva y al incremento en la potencia de distorsión que se reflejan en el factor de potencia promedio.

	Sin el CAD (solo la carga)				Con el CAD			
	P_{Total} (W)	Q_{Total} (VAr)	D (VAd)	S (VA)	P_{Total} (W)	Q_{Total} (VAr)	D (VAd)	S (VA)
Caso-1	525	-37	42.3	528	695	+140	902.9	1148
Caso-2	800	-68	42.3	804	905	+127	177.78	931
Caso-3	1860	-96	167.58	1870	2074	+142	68.99	2080

- El factor de potencia que se consigue en la instalación del conjunto carga más compensador está cercano al valor 1, lo que se considera una instalación eficiente.

	Sin el CAD (solo la carga)				Con el CAD			
	FP_R	FP_S	FP_T	$FP_{Promedio}$	FP_R	FP_S	FP_T	$FP_{Promedio}$
Caso-1	1	0	0	-0.89	0.98	0.94	0.95	0.95
Caso-2	-0.99	-0.99	0	-0.95	0.99	0.97	0.97	0.98
Caso-3	1	1	1	1	0.99	0.99	0.99	0.99

Respecto a las formas de onda incluidas en los anteriores casos se puede concluir lo siguiente:

- Cuando el compensador está funcionando la corriente por el neutro se reduce, apareciendo una corriente en la que se observan las conmutaciones de alta frecuencia del puente inversor trifásico.
- Las formas de ondas de las corrientes presentan una distorsión armónica algo mayor cuando las corrientes a generar son de pequeño valor. Cuando las corrientes a generar son elevadas el rizado de corriente es relativamente pequeño, conformándose una onda senoidal con poca distorsión.
- A pesar de contar con una fuente de continua en el bus DC se han apreciado desequilibrios en el reparto de tensiones entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC, lo

que confirma la necesidad de añadir el lazo de realimentación que controle dicho desequilibrio de tensiones.

- Debido al desequilibrio de las tensiones entre los condensadores de la parte alta y baja del bus DC, en algunas formas de onda se observa una mayor distorsión armónica de la que podría obtenerse, sobre todo cuando las corrientes están cercanas a su valor máximo.

Respecto a los resultados obtenidos con las simulaciones realizadas se puede concluir:

- El correcto funcionamiento del lazo de realimentación que mantiene la tensión estable en el valor especificado, incluso ante desequilibrios en los condensadores del bus DC y ante variaciones en la carga. La inclusión de una limitación en la corriente máxima consumida por el compensador para asegurar una tensión continua estable es necesaria durante el proceso de precarga, habiéndose incluido en el programa desarrollado.
- La necesidad de incluir el lazo de control de equilibrado de las tensiones en los condensadores para evitar desequilibrios fuertes que podrían provocar el mal funcionamiento del compensador. El limitador incluido permite garantizar el correcto funcionamiento del compensador evitando las corrientes elevadas que dificultarían el diseño de los elementos que forman la sección de potencia del compensador (transistores, diodos, bobinas,...).
- A partir de las respuestas dinámicas observadas es posible realizar la implementación de los algoritmos de control de la tensión en el bus DC y de los desequilibrios en el bus DC con el DSP. La estabilidad mostrada por el sistema propuesto ante las diversas transiciones programadas durante la simulación muestra la bondad del control propuesto en el capítulo 4.

Además de los anteriores puntos, se comprueba también que el rizado de tensión en el condensador es debido a las componentes de corriente de secuencia inversa y tiene una frecuencia doble del de la red de suministro; que la corriente demandada al generador trifásico es senoidal, equilibrada y desfasada 120° entre si, en fase con las respectivas tensiones, y que la corriente entregada por el compensador activo de desequilibrios es también senoidal, de frecuencia 50 Hz, y depende de la carga conectada en el sistema.

Resultados del compensador activo de desequilibrios

7 CONCLUSIONES

7.1 Resultados y discusión de las aportaciones de la presente tesis.

A continuación se enumeran y describen las aportaciones de la presente tesis, las cuales responden a los objetivos planteados en la introducción.

Respecto de la teoría de la potencia eléctrica elegida.

A partir de los estudios realizados y de los resultados obtenidos, se ha demostrado en la presente tesis que la Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica constituye una poderosa y novedosa herramienta que ha sido aplicada con éxito en el control de convertidores estáticos para la mejora de la calidad de la red de suministro cuando hay presentes desequilibrios en las tensiones y corrientes en el sistema. La posibilidad de identificar los diversos fenómenos presentes en las redes de suministro y la interpretación física del significado de los términos que se obtienen, permite diseñar sistemas de compensación específicos y optimizados para cada una de las ineficiencias presentes, tal como se ha demostrado en la presente tesis con la compensación de las asimetrías debidas a cargas lineales desequilibradas en redes trifásicas con neutro.

Respecto a la transformada de Fortescue-Stokvis.

El desarrollo realizado en esta tesis aplica la transformada de Fortescue-Stokvis en el control de un compensador activo de desequilibrios. Los resultados obtenidos confirman la idoneidad de esta transformación para la mejora de la calidad de suministro en régimen permanente, incluso ante situaciones de cargas desequilibradas y tensiones desequilibradas. El nuevo procedimiento desarrollado en la presente tesis para la generación de las corrientes de referencia que efectúan el control de un compensador activo de desequilibrios, aplicado a un inversor trifásico VSI convencional, ha obtenido en la práctica unos resultados experimentales que se corresponden con los resultados previstos mediante programas de cálculo convencional y mediante simuladores de circuitos electrónicos.

Respecto al método de generación de las corrientes de referencia.

El novedoso método propuesto para la obtención de las corrientes de referencia es sistemático y de aplicación directa en cualquier sistema eléctrico, equilibrado o desequilibrado, posibilitando la adaptación a sistemas eléctricos donde hay presentes otros dispositivos de mejora de la calidad de la red (compensación de reactiva mediante baterías de condensadores y/o filtros activos para armónicos), gestionando de forma eficiente las capacidades energéticas máximas impuestas por la sección de potencia del inversor trifásico VSI y por la capacidad disponible en el bus de continua. El procedimiento propuesto se basa en el principio de superposición lineal y consiste en eliminar las componentes de las corrientes que no son útiles, de forma que el generador proporcione las componentes activas de la corriente de secuencia directa.

Respecto al procedimiento de generación de las corrientes de control de la tensión en el bus DC.

El sistema de corrientes establecido para compensar las pérdidas en el bus DC no se ha definido, como en la mayoría de los casos, utilizando el concepto de factor de potencia unitario, en el que las corrientes en cada fase van sincronizadas con sus respectivas tensiones. Para conseguir la máxima eficiencia en la recarga del bus DC se ha propuesto la utilización de las tensiones de secuencia directa como origen de la referencia de las corrientes, de forma que toda la energía transferida desde el generador al bus DC se efectúa de forma eficiente mediante tres corrientes equilibradas en fase con las correspondientes tensiones de secuencia directa.

Respecto al procedimiento de compensación de los desequilibrios de tensión en los condensadores del bus DC.

A partir de los resultados obtenidos en el desarrollo experimental se ha confirmado la necesidad de incluir un lazo de control que elimine los desequilibrios de tensión en los condensadores del bus DC. Se ha diseñado un regulador proporcional que asegura el equilibrado de las tensiones en los condensadores que constituyen el bus DC, garantizando un reparto equilibrado de las tensiones en los semiconductores y la posibilidad de conformar la corriente de salida deseada. A diferencia de otros métodos que actúan modificando la banda de histéresis, en el sistema propuesto la señal de salida del control actúa directamente sobre la unidad de generación de las corrientes de referencia.

Respecto a la mejora de la eficiencia del sistema eléctrico.

Mediante los cálculos efectuados y los resultados experimentales obtenidos se han valorado los beneficios que se pueden aportar a cualquier sistema trifásico en el que estén presentes los fenómenos de asimetría y desfases cuando se conecta un compensador activo con un control de la corriente de salida como el propuesto en la presente tesis.

La utilización del compensador activo de desequilibrios propuesto permite aumentar la eficiencia del sistema eléctrico, ya que el compensador consigue descargar al generador de la necesidad de inyectar corrientes no deseadas de secuencia distinta a la del generador, de una forma simple y con un bajo consumo de potencia útil, lo que permite mejorar el factor de eficiencia del sistema eléctrico. Las mediciones realizadas y las formas de onda incluidas permiten concluir que el procedimiento propuesto sirve para mejorar la eficiencia del sistema y aumentar la calidad del suministro eléctrico.

Respecto a la utilización del compensador propuesto junto a otros medios de compensación.

La utilización conjunta de los diversos métodos de mejora del suministro eléctrico existentes en la actualidad junto al compensador activo de desequilibrios propuesto, permitiría asegurar un suministro continuo, sin cortes de luz provocados no por una falta de capacidad de generación sino por una falta de eficiencia en el sistema eléctrico. En el transcurso de la tesis se han obtenido las ecuaciones correspondientes a las corrientes de referencia cuando el compensador activo actúa solo compensando desequilibrios y cuando actúa compensando desequilibrios y reactiva. Tal como se ha indicado, el compensador propuesto puede actuar en combinación con otros tipos de compensadores con diferentes características de compensación que ya se

encuentren previamente conectados a la instalación, pudiendo incluso mejorar sus condiciones de trabajo.

La utilización conjunta de baterías de condensadores para la compensación de reactiva y del compensador activo integral (asimetría + reactiva) permite aumentar la capacidad del compensador de ineficiencias para compensar las asimetrías debidas a cargas lineales desequilibradas, ajustando la compensación de reactiva dependiendo del valor de los escalones dispuestos en la batería de condensadores.

7.2 Evolución deseable.

Dada la imposibilidad técnica de que todos los receptores del sistema eléctrico tengan un comportamiento eficiente, con corrientes perfectamente senoidales, trifásicas, de secuencia directa equilibradas y en fase con las correspondientes tensiones de secuencia directa, es de esperar que en un futuro no muy lejano se tomen algunas de las siguientes medidas:

- Cambio en el método de medida de la energía consumida: paso a contabilizar la energía mediante las componentes simétricas de la corriente y tensión, a partir de las cuales se puede obtener la energía consumida por el usuario más las pérdidas que provoca en el sistema por un consumo no eficiente.
- Cambio en la tarificación, a partir de las medidas de la energía propuestas, se podrá penalizar en la factura eléctrica por consumos ineficientes, lo que aumentará el interés de los consumidores en la adquisición de electrodomésticos y equipos eléctricos de mayor eficiencia energética.
- Cambios en los dispositivos de mejora del suministro eléctrico utilizados por las compañías de distribución eléctrica, donde la utilización de convertidores activos de ajuste continuo permitirá asegurar un suministro continuo y de calidad.

7.3 Futuros trabajos y continuidad de la línea de investigación.

Conforme lo expuesto, las líneas de trabajo principales a desarrollar en futuras investigaciones deben contemplar:

- Estudio de nuevos algoritmos para la obtención instantánea de las corrientes de referencia, permitiendo un mejor ajuste del convertidor a las variaciones de la carga.
- Adaptación de los algoritmos de obtención de las corrientes de referencia y utilización de procesadores digitales de señal en paralelo para conseguir un compensador activo integral que permita eliminar de forma selectiva cualquier ineficiencia presente en el sistema eléctrico, incluyendo las debidas a cargas no lineales.
- Implementación de controles predictivos y modulación SVPWM que permitan aprovechar las potentes herramientas software y hardware que proporcionan los actuales procesadores digitales de señal.

Conclusiones

- Análisis de la integración del compensador propuesto con fuentes de energía renovables, con la posibilidad de disponer generación/compensación distribuida. La posibilidad de disponer de una fuente de energía de continua en el bus DC permitiría la utilización de estos sistemas híbridos en la distribución de energía en lugares remotos, alejados de los grandes centros de producción y consumo.
- Estudios de campo que permitan evaluar los beneficios obtenibles con la implantación de este tipo de compensadores activos en las actuales líneas de distribución.
- Estudios de la estabilidad del sistema propuesto antes fallas importantes en el punto de conexión: cortes y microcortes, sobretensiones,...
- Realización de ensayos sobre diversas líneas de distribución y determinación de los parámetros que permitan asegurar el correcto funcionamiento del compensador en distintas condiciones de trabajo.
- Análisis económico de la solución híbrida generador/compensador propuesta mediante los estudios de campo correspondientes. Necesidades/Posibilidades de utilización de un sistema de telecontrol remoto que pueda gobernar y variar el modo de trabajo del sistema híbrido de generación/compensación.
- Adaptación del sistema propuesto a sistemas eléctricos en media tensión.

7.4 Resultados de la tesis.

Además de las aportaciones indicadas anteriormente, resultado directo del trabajo realizado para la conclusión de la tesis, se pueden citar otros resultados relacionados de una forma más indirecta con el trabajo realizado durante el transcurso de la tesis. Los resultados se pueden agrupar en dos grandes bloques: resultados docentes y resultados de I+D+I.

Dentro de los resultados docentes, se ha publicado un libro sobre el procesador digital de señal utilizado en la parte de implementación práctica de la tesis, y se ha puesto en marcha un curso de 20 horas sobre dicho DSP, del cual ya se han impartido dos ediciones, y que tiene su continuidad en diversos talleres (workshop) que se están planificando para el año 2004, alguno de ellos en colaboración con Texas Instruments. Los datos de dichos resultados docentes se adjuntan a continuación.

TÍTULO: PROCESADOR DIGITAL DE SEÑAL DSP: TMS320LF240x: ARQUITECTURA Y APLICACIONES		
AUTORES: Francisco J. Gimeno Sales, Salvador Seguí Chilet.		
EDITORIAL: Servicio de Publicaciones de la U.P.V.	CLAVE SPUPV: 2003-4010	
REF. REVISTA/LIBRO (ISBN, ISSN,...): 84-9705-451-2		CLAVE: L
VOLUMEN:	PÁGINAS: 539	AÑO: 2003

CENTRO: Esc. Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial de Valencia
ORGANISMO: U.P.V.
TÍTULO: Procesador DSP TMS320LF2407. Arquitectura y aplicaciones.
MATERIA IMPARTIDA: Arquitectura DSP, Ensamblador, ADC, Event Manager.
Nº HORAS IMPARTIDAS: 10
FECHA: Octubre de 2002

CENTRO: Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño
 ORGANISMO: U.P.V.
 TÍTULO: Procesador DSP TMS320LF2407. Aplicaciones electrónicas.
 MATERIA IMPARTIDA: Arquitectura DSP, Ensamblador, ADC, Event Manager.
 Nº HORAS IMPARTIDAS: 10
 FECHA: Octubre de 2003

CENTRO: Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño
 ORGANISMO: U.P.V. – TAEE2004
 TÍTULO: Procesador DSP TMS320F2812.
 MATERIA IMPARTIDA: Arquitectura DSP, Ensamblador, ADC, Event Manager.
 Nº HORAS A IMPARTIR: 4
 FECHA: 13 Julio de 2004

Respecto a los resultados de I+D+I se pueden citar los últimos contratos firmados con empresas y que guardan relación con el trabajo realizado en la tesis doctoral.

TÍTULO DEL CONTRATO: CARGADOR DE BATERÍAS
 TIPO DEL CONTRATO: Desarrollo e innovación tecnológica
 EMPRESA/ADMINISTRACIÓN FINANCIADORA: Aplicaciones Técnicas de la Energía (ATERSA)
 ENTIDADES PARTICIPANTES: ATERSA y Dept. Ing. Electrónica de la UPV
 DURACIÓN DESDE: 9 MARZO 1999 HASTA: 9 SEPTIEMBRE 1999
 INVESTIGADOR RESPONSABLE: Francisco J. Gimeno Sales
 IMPORTE DEL CONTRATO: 4507,6 euros (centro de coste: 19990135) Nº TOTAL DE PARTICIPANTES: 2

TÍTULO DEL CONTRATO: ASESORAMIENTO Y ASISTENCIA TÉCNICA EN EL AREA DE OPTIMIZACIÓN DE LAS REDES DE DISTRIBUCIÓN
 TIPO DEL CONTRATO: Desarrollo e innovación tecnológica
 EMPRESA/ADMINISTRACIÓN FINANCIADORA: SUMINISTROS ESPECIALES ALGINETENSES, S. COOP. V.
 DURACIÓN DESDE: 27 MARZO 2002 HASTA: 27 SEPTIEMBRE 2002
 INVESTIGADOR RESPONSABLE: Joaquín Montañana Romeú
 IMPORTE DEL CONTRATO: 2404 euros Nº TOTAL DE PARTICIPANTES: 5

Resultado de dichos contratos de I+D+I se desprenden las siguientes publicaciones en congresos:

AUTORES (p.o. de firma): Francisco J. Gimeno Sales; Salvador Seguí Chilet; Fernando Ibáñez Escobar; Carlos Sánchez Díaz; Miguel Alcañiz Fillol Salvador Orts Grau; Santiago Alegre Sosa.
 TÍTULO: Control digital de un cargador de baterías de 1kW con un solo interruptor IGBT conmutando sobre la red eléctrica.
 NOMBRE DEL CONGRESO: Seminario Anual de Electrónica Industrial e Instrumentación 2001.
 ORGANIZADOR: Dept. de Ing. Electrónica de la Univ. Politécnica de Cataluña.
 EDITORIAL: Universidad Politécnica de Cataluña – Universidad de Matanzas Camilo Cienfuegos
 LUGAR Y FECHA: Matanzas (Cuba) 17 al 19 de Septiembre de 2001
 REF. REVISTA/LIBRO: Actas (ISBN 84-669-5676-0)
 VOLUMEN: PÁGINAS: 1 - 4 AÑO 2001

AUTORES: Francisco J. Gimeno, Salvador Seguí, Salvador Orts, Rafael Masot, Fernando Ibáñez.
 TÍTULO: Digital control of a 1kw battery charger with a single IGBT switch in the grid
 NOMBRE DEL CONGRESO: EPE- PEMC2002
 ORGANIZADOR: European Power Electronics Association
 EDITORIAL:
 LUGAR Y FECHA: 9-11 Septiembre de 2002 – Cavtat & Dubrovnik (Croacia)
 REF. REVISTA/LIBRO: ISBN 953-184-046-6
 VOLUMEN: PÁGINAS: 322-327 AÑO 2002

Conclusiones

AUTORES: Francisco J. Gimeno, Salvador Seguí, Salvador Orts, Rafael Masot.
TÍTULO: Optimización de un cargador de baterías en un sistema generador de energía eléctrica aprovechando el funcionamiento bidireccional del puente inversor
NOMBRE DEL CONGRESO: Seminario Anual de Electrónica Industrial e Instrumentación 2002.
ORGANIZADOR: Dept. de Ing. Electrónica de la Univ. Politécnica de Cataluña.
EDITORIAL:
LUGAR Y FECHA: 18-20 Septiembre de 2002 Alcalá de Henares, (España)
REF. REVISTA/LIBRO: ISBN 84-813-8514-X
VOLUMEN: PAGINAS:II-95 a II-98 AÑO: 2002

AUTORES: Francisco J. Gimeno, Rafael Masot, Salvador Orts, Salvador Seguí
TÍTULO: Digital control of a 1kw battery charger with a single IGBT switch in the grid.
NOMBRE DEL CONGRESO: IECON 2002
ORGANIZADOR: IEEE
EDITORIAL:
LUGAR Y FECHA: Noviembre de 2002 - Sevilla
REF. REVISTA/LIBRO: ISBN 0-7803-7475-4
VOLUMEN: PAGINAS:4 AÑO: 2002

AUTORES (p.o. de firma): Francisco J. Gimeno Sales; Salvador Seguí Chilet; Fernando Ibáñez Escobar; Carlos Sánchez Díaz; Miguel Alcañiz Fillol; Josep Soler
TÍTULO: Troceador AC con un único IGBT aplicado a carga de baterías en sistemas solares autónomos.
NOMBRE DEL CONGRESO: Seminario Anual de Electrónica Industrial e Instrumentación 2000.
ORGANIZADOR: Dept. de Ing. Electrónica de la Univ. Politécnica de Cataluña.
EDITORIAL: Universidad Politécnica de Cataluña
LUGAR Y FECHA: Terrassa, 13 al 15 de Septiembre de 2000
REF. REVISTA/LIBRO: Libro de Actas del SAAEI 00 (ISBN 84-669-2994-1)
VOLUMEN: PÁGINAS: 581-584 AÑO 2000

Resultados obtenidos en la tesis se han publicado en los siguientes artículos:

AUTORES (p.o. de firma): Francisco J. Gimeno, Salvador Seguí, Vicente León Martínez, Joaquín Montañana Romeú.
TÍTULO: Simulación de un filtro de secuencia activo para carga monofásica, resistiva y lineal alimentada por redes trifásicas equilibradas y sinusoidales, a tres hilos.
NOMBRE DEL CONGRESO: XII Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica
ORGANIZADO POR: Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica
LUGAR Y FECHA: Córdoba, 20 al 22 de Marzo de 2002.
EDITORIAL:
REF. REVISTA/LIBRO: ISBN 84-699-7609-5
VOLUMEN: PAGINAS:6 AÑO:2002

AUTORES: Salvador Seguí, Francisco J. Gimeno, Vicente León Martínez, Joaquín Montañana Romeú.
TÍTULO: Unbalanced Power Active Compensator (UPAC) with Efficiency Control (UEC) for improving electrical quality in four-wire systems with photovoltaic panels in the DC bus.
NOMBRE DEL CONGRESO: IECON 2002
ORGANIZADOR: IEEE
EDITORIAL:
LUGAR Y FECHA: Noviembre de 2002 - Sevilla
REF. REVISTA/LIBRO: ISBN 0-7803-7475-4
VOLUMEN: PAGINAS:6 AÑO: 2002

AUTORES: Salvador Seguí, Francisco Gimeno, Salvador Orts, Rafael Masot, Miguel Alcañiz.
TÍTULO: Control of Shunt Unbalanced Power Active Compensators for Reactive and Asymmetry Elimination in Four Wire Electrical Systems Using Symmetrical Components
NOMBRE DEL CONGRESO: PESC 2004
ORGANIZADOR: IEEE
EDITORIAL:

LUGAR Y FECHA: Junio de 2004 – Aachen (Alemania)

REF. REVISTA/LIBRO: ISBN -----

VOLUMEN:

PAGINAS:7

AÑO: 2004

AUTORES: Salvador Orts, Salvador Segui, Francisco J. Gimeno, Miguel Alcañiz, Rafael Masot.

TÍTULO: Modelling and simulation of three phase power active compensator with Matlab / Simulink

NOMBRE DEL CONGRESO: PESC 2004

ORGANIZADOR: IEEE

EDITORIAL:

LUGAR Y FECHA: Junio de 2004 – Aachen (Alemania)

REF. REVISTA/LIBRO: ISBN ---

VOLUMEN:

PAGINAS:7

AÑO: 2004

Conclusiones

8 BIBLIOGRAFÍA

[Akagi:05-84] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae; “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components”; IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-20, n° 3, May/June 1994, pp. 625-630.

[Akagi:05-94] H. Akagi; “Trends in active power line conditioners”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, n° 3, May 1994, pp. 263-268.

[Akagi:09-95] H. Akagi; “New trends in active filters”; European Power Electronics Conference, 1995, Sevilla; pp. 17-26.

[Aredes:07-95] M. Aredes, E.H. Watanabe; “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, n° 3, July 1995, pp. 1649-1656.

[Aredes:03-97] M. Aredes; “Three-phase, four-wire shunt active filter control strategies”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, Mar 1997, pp. 311-318.

[Aredes:04-98] M. Aredes, K. Heumann, E.H. Watanabe; “An universal active power line conditioner”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, n° 2, April 1998, pp. 545-551.

[Barbosa:09-98] P.G. Barbosa, L.G.B. Rolim, E.H. Watanabe, R. Hanisch; “Control strategy for grid-connected DC-AC converters with load power factor correction”; IEE Proc- Generation, Transmission, Distribution, Vol. 145, n° 5, September 1998, pp. 487-491.

[Bose:10-90] B.K. Bose; “An adaptative hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, n° 5 October 1990, pp. 402-408.

[Brekken:06-03] T. Brekken, N. Mohan; “A novel doubly-fed induction wind generator control scheme for reactive power control and torque pulsation compensation under unbalanced grid voltage conditions”; IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2003 - PESC 03; 0-7803-7754-0/03.

[Brod:05-85] B.M. Brod, D.W. Novotny; “Current control of VSI-PWM Inverters”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, n°4, May/June 1985, pp. 562-570.

[Broeck-88] K.W. van der Broeck, H.C. Skudelny, G.V. Stanke; “Analysis and realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, n° 1 Jan/Feb 1988, pp. 142-150.

[Carmeli:06-03] M.S. Carmeli, F. Castelli-Dezz, G. Superti-Furga; “Constant frequency current modulation algorithm based on linkage flux”; IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2003 - PESC 03; 0-7803-7754-0/03.

Bibliografía

[Cazorla:05-01] A. Cazorla, J. Montañana, José Giner, V. León; “Medida de Energías asociadas a los desequilibrios en tensiones”; I Conferencia Internacional de la Eficiencia Energética y el Medio Ambiente (CIEEMA 2001); Camagüey (Cuba), 8 al 12 de Mayo de 2001.

[Chakravorti:07-94] A.K. Chakravorti, A.E. Emanuel; “A current regulated switched capacitor static Volt Ampere reactive compensator”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, nº 4, July/August 1994, pp. 986-997.

[Chan:12-01] T.F. Chan, L.L.Lai; “Steady-State analysis and performance of a stand-alone three-phase induction generator with asymmetrically connected load impedances and excitation capacitances”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, nº 4 December 2001, pp. 327-333.

[Chandra:05-00] A. Chandra, B. Singh, B.N. Singh, K. Al-Haddad; “An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power-factor correction, and balancing of nonlinear loads”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, nº 3, May 2000, pp. 495-507.

[Chen:10-00] C.Chen; Y.Hsu; “A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, nº 4, October 2000, pp. 1258-1264.

[Chen: 03-99] Jen-Hung Chen, W. Lee, M.Chen; “Using a static var compensator to balance a distribution system”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, nº 2 March/April 1999, pp. 298-304.

[Chen:04-97] Yiqiang Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, B. Ooi; “Regulating and equalizing dc capacitance voltages in multilevel STATCOM”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, Apr 1997, pp. 901-907.

[Cox:07-91] M.D. Cox; “Harmonic response test on distribution circuit potential transformers”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, nº 3, July 1991, pp. 973-978.

[Cross:11-99] A.M. Cross, P.D. Evans and A.J. Forsyth; “DC link current in PWM inverters with unbalanced and non-linear loads”; IEE Proceedings- Electric Power Applications, Vol. 146, nº 6, November 1999, pp. 620-626

[Czarnecki:09-87] L.S. Czarnecki; “What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned”; IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, nº 3, September 1987, pp. 834-837.

[Czarnecki:07-94] L.S. Czarnecki, S.M. Hsu; “Thyristor controlled susceptances for balancing compensators operated under nonsinusoidal conditions”; IEE Proceedings- Electric Power Applications, Vol. 141, nº 4, July 1994 pp. 177-185.

[Czarnecki:09-94a] L.S. Czarnecki; “Comments on “Apparent and reactive powers in three-phase systems: in search of a physical meaning and a better resolution”; ETEP Vol. 4, nº 5, September/October 1994, pp. 421-426.

[Czarnecki:09-94] L.S. Czarnecki; “Comments on “Apparent power- a misleading quantity in the non-sinusoidal power theory: are all non-sinusoidal power theories doomed to fail?””; ETEP Vol. 4, nº 5, September/October 1994, pp. 427-432.

[Czarnecki:07-95] L.S. Czarnecki, S.M. Hsu, G. Chen; “Adaptive balancing compensator”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, nº 3, July 1995, pp. 1663-1669.

[Czarnecki:07-96] L.S. Czarnecki; “Comments on active power flow and energy accounts in electrical systems with nonsinusoidal waveforms and asymmetry”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, nº 3, July 1996, pp. 1244-1250.

[Czarnecki:09-96] L.S. Czarnecki; “Discussion D3 by L.S. Czarnecki”; ETEP Vol. 6, nº 5, September/October 1996; pp. 313-314.

[Dixon:12-95] J.W. Dixon, J.J. García, L. Morán; “Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, nº 6, December 1995, pp. 636-641.

[Donderis: 05-03] Vicente Donderis, Tesis Doctoral “Procedimiento para la implantación de filtros de secuencia escalonados aplicables a la mejora de la eficiencia en la transferencia de energía en sistemas eléctricos lineales, con hilo neutro y tensiones equilibradas”; Universidad Politécnica de Valencia; Mayo de 2003.

[Eguíluz:00-99] L.I. Eguíluz, M. Mañana, P.Lara; “Revisión crítica de las definiciones de potencia en redes trifásicas. Nueva propuesta que refleja el rendimiento en el transporte”; 6ª Jornada Luso-Españolas de Ingeniería Eléctrica – Lisboa 1999; pp. 385-390.

[Ekanayake:06-96] J.B. Ekanayake, N. Jenkins; “A three-level advanced static Var compensator”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, nº 1, January 1996, pp. 540-545.

[El-Barbari] S. El-Barbari, W. Hofmann; “Digital control of a three phase 4 wire PWM inverter for PV applications”; European Power Electronics Conference 99, Lausanne, September 1999.

[Emanuel:01-93] A.E.Emanuel; “ Apparent and reactive powers in three-phase systems: in search of a physical meaning and a better resolution”; ETEP Vol. 3, nº 1, January/February 1993, pp. 7-14.

[Emanuel:07-93] A.E.Emanuel; “On the definition of power factor and apparent power in unbalanced polyphase circuits with sinusoidal voltage and currents”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, nº 3, July 1993, pp. 841-847.

[Emanuel:04-98] A.E.Emanuel; “The Buchholz-Goodhue apparent power definition: the practical approach for nonsinusoidal and unbalanced systems”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, nº 2, April 1998, pp. 344-350.

[Eupec:01] <http://www.eupec.com>; “Dimensioning program IPOSIM (Igbt Power SIMulation) for loss and thermal calculation of eupec BSM and IHM / IHV modules”.

Bibliografía

[Filipski:07-94] P.S. Filipski, Y. Baghzouz and M.D. Cox; “Discussion of power definitions contained in the IEEE Dictionary”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, nº 3, July 1994, pp. 1237-1244.

[Fraile:12-95] Jesús Fraile Mora; “Electromagnetismo y circuitos eléctricos”; Colegio de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos; ISBN 84-7493-131-2.

[Gimeno:02] Fco. J. Gimeno Sales, Salvador Seguí Chilet, Salvador Orts Grau, “Convertidores electrónicos: energía solar fotovoltaica, aplicaciones y diseño”, Editorial de la U.P.V., ISBN 84-9705-177-7.

[Gimeno:09-03] Fco. J. Gimeno, S. Seguí; “Procesador digital de señal DSP TMS320LF240x. Arquitectura y aplicaciones”; Editorial de la Universidad Politécnica de Valencia; ISBN: 84-9705-451-2.

[Gimeno:09-02] F.J. Gimeno, M. Alcañiz, V. León, J. Montañana; “Nuevo sistema digital de medidas de las potencias, eficiencia aplicado a la mejora de calidad de suministro mediante el DSP TMS320LF2407”; Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial – Septiembre 2002; Alcalá de Henares.

[Ghosh:01-00] A. Ghosh; A. Joshi; “A new approach to load balancing and power factor correction in power distribution system”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, nº 1, January 2000, pp. 417-422.

[Gómez:04-92] A. Gómez, F. González, C. Izquierdo, T. González y Fco. Del Pozo; “Microprocessor control of an SVC for optimal load compensation”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, nº 2, April 1992, pp. 706-712.

[González:10-98] D.González, J.Barcells, D.Naranjo, C.Vega; “Estudio comparativo de estrategias de control para filtros activos”; Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial SAAEI98.

[Grünbaum:05-99] R. Grünbaum, M. Norrozan, B. Thorvaldsson; “FACTS, poderosos sistemas para una transmisión flexible de la energía”; Revista ABB, Mayo de 1999, pp. 4-17.

[Hochgraf:04-97] C. Hochgraf, R.H. Lasseter; “A transformer-less static synchronous compensator employing a multi-level inverter”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, Apr 1997, pp. 881-887.

[Holtz:12-92] J. Holtz; “Pulsewidth Modulation – A Survey”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-39, nº 5 December 1992, pp. 410-420

[Hsu:09-99] S. Hsu; “Discussion of “Using a static Var compensator to balance a distribution system””; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, nº 5, September/October 1999, pp. 1174-1177.

[IEEE.Dic] IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms (ANSI/IEEE Std 100-1988).

[IEEE.WG:01-96] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: effects on meter performance and definitions of power; “Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, nº 1, January 1996, pp. 79-87.

[Jain:09-02] S.K. Jain, P. Agrawal and H.O. Gupta; “Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement”; IEE Proceedings – Electrical Power Applications, Vol. 149, nº 5, September 2002, pp. 317-328.

[Jiang:94] Y. Jiang, H. Mao, F.C. Lee, D. Borojevic; “Single High Performance Three-Phase Boost Rectifiers”; IEEE PESC Proc 1994, pp. 1158 –1163.

[Jin:11-01] T. Jin, C. Qiao, K.M. Smedley; “ Operation of unified constant-frequency integration controlled three-phase active power filter in unbalanced system”; IECON`01; 0-7803-7108-9/01.

[Karady: 07-92] George G. Karady; “Continuous regulation of capacitive reactive power”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, nº 3, July 1992, pp. 1466-1473.

[Kitano:11-01] T. Kitano, M. Matsui, D. Xu; “Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link – systems design to ensure stability and response”; The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON`01; 0-7803-7108-9/01, pp. 1309-1314.

[Kojovic: 00-01] Lj. A. Kojovic, J.F. Witte; “Improved Protection Systems using Symmetrical Components”, 0-7803-7285-9/01, 2001 IEEE.

[Lafoz:09-00] M. Lafoz, I.J. Iglesias, C. Veganzones, M. Visiers; “A novel double hysteresis-band current control for a three-level voltage source inverter”; Power Electronics Specialists Conference, 2000 - PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual , Volume: 1, pp. 21 –26.

[León:07-97] V. León, J. Giner; “Método integral para la mejora de la eficiencia en las instalaciones eléctricas”; 5^{as} Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, Julio 1997, Salamanca (España).

[León:TD-97] Tesis Doctoral de D. Vicente León titulada “Metodo integral para la mejora de la eficiencia y la calidad en el suministro de la energía eléctrica en baja tensión” (1997). Director José Giner García. Universidad Politécnica de Valencia. 23-Septiembre-1997.

[León:01-98] V. León Martínez, J. Giner García, J. Montañana Romeu, A. Cazorla Navarro; “Medida de la eficiencia en sistemas lineales en B.T. con tensiones desequilibradas”; 8^a Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, Enero 1998.

[León:01-99] V. León, J. Giner, J. Montañana, A. Cazorla; “Revisión de los conocimientos de la Potencia Eléctrica en la docencia universitaria”; 9^a Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, Enero 1999, Terrassa-Barcelona (España).

Bibliografía

[León:07a-00] V. León, J. Giner, J. Montañana, A. Cazorla, E. Ibáñez; “Efectos de los desequilibrios de tensiones sobre receptores lineales, en redes eléctricas trifásicas a tres hilos”. Electrica’2000 International Conference,. Santiago de Cuba (Cuba), Julio 2000.

[León:07b-00] V. León, J. Montañana, J. Giner, A. Cazorla, R. Sabater, V. Donderis; “Medida de la eficiencia y de la calidad en el suministro en los sistemas eléctricos”; Electrica’2000 International Conference, Santiago de Cuba (Cuba), Julio 2000.

[León:02-01] V. León, J. Giner, J. Montañana, A. Cazorla; “Compensación de reactiva en instalaciones desequilibradas: Optimización de prestaciones de los equipos de compensación”; Mundo Electrónico, Febrero 2001, nº 317, pp. 54-57.

[León:07-01] V. León, J. Giner, J. Montañana, A. Cazorla; “Eficiencia en las instalaciones eléctricas: nuevas definiciones de potencia”; Mundo Electrónico, Julio 2001, nº 322, pp. 28-32.

[León: 2001-4292] V. León Martínez, José Giner García, Joaquín Montañana Romeu y Antonio Cazorla Navarro; “Ineficiencias de los sistemas eléctricos: efectos, cuantificación y dispositivos de mejora de la eficiencia”; Editorial Universidad Politécnica de Valencia. Ref:2001-4292.; I.S.B.N. 84-9705-121-1.

[León:01-02] V. León, J. Giner, J. Montañana y A. Cazorla; “Cortes en el suministro de energía eléctrica: una solución a la sobrecarga de los transformadores de CT.”; Mundo Electrónico, Enero 2002, nº 327, pp. 34-38.

[Machmoum:05-96] M.Machmoum, B. Richier, P. Chevrel and S. Siala; “Discrete-time control of a single-phase active power filter”; Proceedings Power Conversion`96- May, pp. 221-232.

[Malesani:01-90] L. Malesani and P. Tenti; “A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, nº 1, January/February 1990, pp. 88-92.

[Martínez:00-81] P.M. Martínez, J. Uceda y J. Peire; “Compensación estática de potencia reactiva. Ahorro energético en las redes de distribución”; Mundo Electrónico, nº 112, pp. 143-150.

[Mishra:12-00] M.K. Mishra, A. Ghosh, A. Joshi; “A new STATCOM topology to compensate loads containing AC and DC components”; Power Engineering Society Winter Meeting 2000 IEEE, Vol. 4 , pp. 2636 -2641.

[Mishra:02-01] M.K. Mishra, A. Joshi, A. Ghosh; “Control strategies for capacitor voltage equalization in neutral clamped shunt compensator”; Power Engineering Society Winter Meeting 2001 IEEE, Vol. 1, 28 Jan-1 Feb 2001; pp. 132 -137.

[Mishra:04-03] M.K. Mishra, A. Joshi, A. Ghosh; “Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, nº 2, April 2003, pp. 538-544.

[Mohan:95] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins; “Power Electronics, Converters, Applications and Design”, John Wiley&Sons, Inc., 1995.

[Montañana:07-99] J. Montañana, V. León, J. Giner, A. Cazorla; “Medida de la potencia eléctrica en sistemas trifásicos asimétricos no lineales con tensiones desequilibradas no senoidales”; 6ª Jornadas Luso-Españolas de Ingeniería Eléctrica, Julio 1999, Lisboa (Portugal).

[Montañana:08-99] J. Montañana, V. León, J. Giner, A. Cazorla; “Instrumento de medida de la eficiencia en el suministro de la energía eléctrica en Baja Tensión”; VI Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y de Sistemas (INTERCON'99), Agosto 1999, Lima (Perú).

[Montañana:09-01] J. Montañana Romeu, V. León Martínez, José Giner García, A. Cazorla Navarro; “Medida de las Potencias, Eficiencia y calidad en el suministro en los sistemas eléctricos de potencia con tensiones desequilibradas”; SAAEI2001 Matanzas (Cuba), 17 al 19 de Septiembre de 2001.

[Montaño:06-93] J.C. Montaño, J. Gutierrez, A. López, M. Castilla; “Effects of voltage-waveform distortion in TCR-type compensators”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, nº 3, June 1993, pp. 373-383.

[Montaño:10-98] J.C. Montaño, P. Salmerón; “Instantaneous and full compensation in three-phase systems”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, nº 4, October 1998, pp. 1342-1347.

[Montaño:05-00] J.C. Montaño, P. Salmerón, Jaime Prieto; “Principles of instantaneous compensation in three-phase circuits with active power filters”; PCIM 2000.

[Monteiro:06-03] L. Monteiro, M. Aredes, J. Moor; “A control strategy for unified power quality conditioner”; IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro (Brasil) 9-11 June 2003.

[Prieto:01-00] J. Prieto, P. Salmerón; “Combinación de filtros activos serie-paralelo para la compensación de cargas trifásicas”; X Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica; Enero 2000; Santander (España).

[Rahman:11-97] K.M. Rahman, M. R. Khan, M.A. Choudhury, M.A. Rahman; “Variable-band hysteresis current controllers for PWM voltage source inverters”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, nº 6, November 1997, pp. 964-970.

[Rahmani:06-03] S. Rahmani, K. Al-Haddad, F. Fnaiech; “Bipolar reference for PWM control of a single-phase shunt hybrid power filter”; IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro (Brasil) 9-11 June 2003.

[Rashidi:06-95] N.H. Rashidi; “Improved and less load dependent three-phase current-controlled inverter with hysteretic current controllers”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, nº3, June 1995, pp. 325-330.

[Rodríguez: 06-02] P. Rodríguez, R. Pindado, J. Bergas; “Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter”; 0-7803-7474-6/02 2002 IEEE.

Bibliografía

[Roux:09-98] W. Le Rox, J.D. Van Wyk; "Evaluation of residual network distortion during compensation according to the "Instantaneous Power Theory""; ETEP, Vol. 8, n° 5, September/October 1998, pp. 329-336.

[Rubio:12-03] Manuel C. Rubio; "Eficiencia energética en edificios"; Técnica Industrial 25 – Diciembre 2003; pp. 18-23.

[Saetieo:09-95] S. Saetieo, R. Devaraj and D.A. Torrey; "The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, n° 5, September/October 1995, pp. 993-1000.

[Sagredo: 01-00] J. Sagredo, J. González, V. Abad; "Comparativa de filtros pasivos para la eliminación de armónicos en instalaciones industriales y resultados prácticos"; X Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, Enero 2000, Santander (España).

[Salama:91] S. Salama, S. Lennon; "Overshoot and limit cycle free current control method for PWM inverters"; EPE'91, Firenze, pp. 247-251.

[Sedraoui:00-01] K. Sedraoui, K. Al-haddad, G. Olivier; "A new approach for the Dynamic Control of unified power flow controllers (UPFC)"; Power Engineering Society Summer Meeting, 2001, Vol. 2, 0-7803-7173-9/01 IEEE; pp. 955-960.

[Sezi:05-00] T. Sezi, N.H. Woodley; "Static power quality improvements methods"; Power Control and Intelligent Motion Conference 2000; 5-7 May 2000.

[Sharma: 07-03] N.K. Sharma, A. Ghosh, R.K. Varma; "A novel placement strategy for FACTS controllers"; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18 n° 3, July 2003, pp. 982-987.

[Singh:00-00] B.N. Singh, A. Chandra, P. Rastgoufard, K. Al-Haddad; " DSP based control method of active filter: elimination of switching ripples"; 0-7803-5864-3/00, 2000 IEEE.

[SPUR357] "TMS320LF/LC240xA DSP controllers reference guide.: system and peripheral"; www.ti.com.

[Srajber:00-92] D. Srajber, W. Lukasch; "The Calculation of Power Dissipation for the IGBT and the Inverse Diode in Circuits with Sinusoidal Output Voltage"; Electronica'92, München, Conf.-Proc., pp.51-58.

[Srinivasan:05-98] R. Srinivasan, R. Oruganti; "A unity power factor converter using half-bridge boost topology"; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, May 1998, pp. 487-500.

[Tripathi:02-92] Tripathi, Paresh C.Sen; "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters"; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39 n° 1, February 1992, pp. 63-73.

[Trzynadlowski-94] A.M. Trzynadlowski, S. Legowski; "Minimum-Loss Vector PWM Strategy for Three phase Inverters"; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, n° 1, January 1994, pp. 26-34.

[Venkataramanan:01-02] G. Venkataramanan, B.K. Johnson; “Pulse width modulated series compensator”; IEE Proceedings- Generation, Transmission and Distribution, Volume: 149 Issue: 1, Jan 2002, pp. 71 –75.

[Wlee: 09-02] W. Lee, T. Lee, D. Hyun; “A three-phase parallel active power filter operating with PCC voltage compensation with consideration for an unbalanced load”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, n° 5, September 2002, pp. 807-814.

[Watanabe:04-93] E.H. Watanabe, R.M. Stephan, M. Aredes; New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, n° 2, April 1993, pp. 697-703.

[Xu:06-03] Y. Xu, L.M. Tolbert, F.Z. Peng, J.N. Chiasson, J. Chen; “Compensation-based non-active power definition”; IEEE Power Electronics Letters, Vol. 1, n° 2, June 2003, pp.1-6.

Bibliografia

APÉNDICE I : ÍNDICE DE TÉRMINOS Y NOTACIONES

A continuación se enumeran y describen las variables más utilizadas a lo largo de la tesis doctoral. El criterio de orden utilizado es:

- 1° Subíndices más habituales.
- 2° Términos ordenados por orden alfabético (minúsculas y mayúsculas).
- 3° Símbolos del alfabeto griego.
- 4° Términos usados en el programa.

\square	Símbolo que indica que en su lugar puede aparecer cualquier letra representativa de una magnitud.
$\square_1, \square_2, \square_3$	Subíndices utilizados para diferenciar las variables asociadas a cada una de las tres fases correspondientes a un circuito trifásico ($1 \rightarrow R$; $2 \rightarrow S$; $3 \rightarrow T$).
$\square_a, \square_b, \square_c$	Subíndices utilizados para diferenciar las magnitudes eléctricas de las diferentes ramas del puente inversor trifásico.
$\square_d, \square_i, \square_h$	Subíndices utilizados para diferenciar las componentes simétricas de secuencia directa (d), inversa (i) y homopolar (h) de una magnitud eléctrica.
$\square_{j\square}$	Subíndice que hace referencia a las ramas de interruptores que constituyen el inversor trifásico de tres ramas y a los terminales de salida situados en el punto central de la rama: $j=a, b, c$.
$\square_{\square k}$	Subíndice que hace referencia al punto de conexión de los interruptores del inversor trifásico y el bus de continua: p indica que está conectado al positivo y n indica que está conectado al negativo ($k=p, n$).
$\square_m, \square_{\max}$	Valor máximo o amplitud de la magnitud \square .

Apéndice I. Índice de símbolos y notaciones.

\square_{pk}	Valor de pico o amplitud de la magnitud \square .
$\square_R, \square_S, \square_T$	Subíndices utilizados para diferenciar las variables asociadas a cada una de las tres fases correspondientes a un generador trifásico.
$\square_{R_load},$ $\square_{S_load},$ \square_{T_load}	Subíndices utilizados para identificar las variables asociadas a las cargas conectadas a cada una de las tres fases de un generador trifásico.
$\square_{RMS}, \square_{rms}$	Valor eficaz de una magnitud \square .
\square_z	Subíndice que puede representar a cualquiera de las fases de un sistema trifásico ($z=R, S$ y T ó $1, 2$ y 3).
a, b, c	Terminales de potencia del puente inversor trifásico que se conectan a las fases R-S-T, respectivamente, a través de una inductancia.
A, A_u	Potencia de asimetría (Teoría Unificadora de la potencia eléctrica)
A, B, C	Señales PWM generadas por el DSP para disparar los IGBT de la parte superior de las ramas del puente inversor trifásico.
$\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$	Señales PWM complementarias a las A, B, C generadas por el DSP para disparar los IGBT de la parte inferior de las ramas del puente inversor trifásico.
BH	Banda de histéresis.
C_{dc}	Capacidad colocada en el bus de continua del inversor trifásico.
E_r	Valor eficaz del armónico de orden r de la tensión.
E_z	Valor eficaz de la tensión e_z .
f_c, f_s	Frecuencia de conmutación (switching frequency).

f_{red}	Frecuencia de la red de suministro eléctrico (50Hz en Europa).
i_{\square}^+	Corriente en \square creciente. Por ejemplo, i_a^+ es el valor temporal de la corriente creciente en la salida A del inversor
i_{\square}^-	Corriente en \square decreciente. Por ejemplo, i_a^- es el valor temporal de la corriente decreciente en la salida A del inversor
i_{A_1}	Corriente de la componente armónica fundamental en la bobina L de la salida A.
$i_{C_{dc}}$	Expresión temporal de la corriente de carga del condensador situado en el bus de continua (es igual a i_{dc}).
$i_{C_{top}}, i_{C_{bot}}$	Expresión temporal de la corriente del condensador situado en la parte alta y baja, respectivamente, del bus de continua.
i_{dc}	Expresión temporal de la corriente en el bus de continua.
I_{dc_AV}	Valor medio de la corriente por el bus de continua.
i_N	Expresión temporal de la corriente del neutro en un sistema trifásico a cuatro hilos.
i_R, i_S, i_T	Expresión temporal de las corrientes del generador trifásico.
i_{Rd}, i_{Sd}, i_{Td}	Expresión temporal de la corriente de secuencia directa de las fases R, S y T.
$\dot{i}_{Rd \text{ activa}}$	Expresión temporal de la componente activa de la corriente de secuencia directa de la fase R
$\dot{i}_{Rd \text{ reactiva}}$	Expresión temporal de la componente reactiva de la corriente de secuencia directa de la fase R
i_{Rh}, i_{Sh}, i_{Th}	Expresión temporal de la corriente de secuencia homopolar de las fases R, S y T.

Apéndice I. Índice de símbolos y notaciones.

i_{Ri}, i_{Si}, i_{Ti}	Expresión temporal de la corriente de secuencia inversa de las fases R, S y T.
I	Valor eficaz de la corriente. I_z es el valor eficaz de la corriente i_z .
$I_{a_ini}^+$	Valor inicial de la corriente creciente en la salida A del inversor al comienzo de la conmutación.
$I_{a_ini}^-$	Valor inicial de la corriente decreciente en la salida A del inversor al comienzo de la conmutación.
I_q	Valor eficaz del armónico de orden q de la corriente
I_{Rd}, I_{Sd}, I_{Td}	Corriente eficaz de secuencia directa de las fases R, S y T.
I_{Rd} activa	Componente activa de la corriente eficaz de secuencia directa de la fase R
I_{Rd} reactiva	Componente reactiva de la corriente eficaz de secuencia directa de la fase R
I_{Rh}, I_{Sh}, I_{Th}	Corriente eficaz de secuencia homopolar de las fases R, S y T.
I_{Ri}, I_{Si}, I_{Ti}	Corriente eficaz de secuencia inversa de las fases R, S y T.
\bar{I}_{A_1}	Fasor que representa la corriente eficaz de la componente armónica fundamental en la bobina L de la salida A.
\bar{I}_N	Fasor que representa la corriente eficaz del neutro en un sistema trifásico a cuatro hilos.
$\bar{I}_R, \bar{I}_S, \bar{I}_T$	Fasores que representan las corrientes eficaces del generador trifásico.
j	Símbolo utilizado para representar la parte imaginaria de un número complejo.
L_j	Inductancias que se conectan entre las salidas del puente inversor y la red de alterna trifásica ($j= a, b, c$).

n	Indica el orden de la componente armónica de una señal ($n= 1, 2, 3, \dots$).
N	Punto neutro de un sistema trifásico.
N', N'', \dots	Diversos puntos neutros en un sistema trifásico.
$p_{A_nn_z}(t)$ $p_{A_nm_z}(t)$	Potencia de asimetría instantánea debida a la tensión n (primer subíndice) y a la corriente n o m (segundo subíndice) en la fase z .
$p_{d_z}(t)$	Potencia de desfase instantánea en la fase z .
$p_{e_z}(t)$	Potencia efectiva instantánea en la fase z .
P	Potencia activa o potencia media suministrada por la red de suministro eléctrico (Teoría clásica de la potencia eléctrica).
P_e, P_u	Potencia efectiva (Teoría Unificadora de la potencia eléctrica).
PF	Factor de potencia.
P_{on}	Potencia de pérdidas durante la conducción del interruptor (ON).
P_{sw}	Potencia de pérdidas durante la conmutación del interruptor (switching).
Q	Potencia reactiva (Teoría clásica de la potencia eléctrica).
Q_d, Q_u	Potencia de desfase (Teoría Unificadora de la potencia eléctrica).
r_T	Resistencia en conducción del IGBT o del diodo (forward slope resistance).
R, S, T	Letras asignadas a los conductores de fase en un sistema trifásico.
$R-S-T$	Secuencia directa de las fases de un sistema trifásico.
$R-T-S$	Secuencia inversa de las fases de un sistema trifásico.
R^*	Resistencia de carga ($*=1,2,3, \dots$).

Apéndice I. Índice de símbolos y notaciones.

R_{LOAD*}	Resistencia de carga (*=1,2,3,...).
S	Potencia aparente.
S_k	Función de conmutación. Si se refiere a un interruptor $S_k='1'$ indica que el interruptor está cerrado y $S_k='0'$ indica que el interruptor está abierto. Cuando se utiliza como función de conmutación de un semipunto $S_k='1'$ indica que el interruptor de la parte superior del semipunto está cerrado y $S_k='-1'$ indica que el interruptor de la parte inferior del semipunto está cerrado.
S_u	Potencia aparente (Teoría Unificadora de la potencia eléctrica).
$t_{H\Box}$	Intervalo de conducción del interruptor $H\Box$.
T_s	Periodo de conmutación.
v_{AN_1}	Tensión de la componente armónica fundamental entre la salida A del inversor y neutro.
v_{LA_1}	Tensión de la componente armónica fundamental en la bobina L de la salida A.
v_R, v_S, v_T	Tensiones simples de un sistema trifásico.
v_{RS}, v_{ST}, v_{TR}	Tensiones compuestas de un sistema trifásico.
V_{dc}	Tensión del bus de continua.
V_{dr}	Valor eficaz de la tensión de secuencia directa reactiva. Habitualmente este valor es nulo. En la práctica industrial no es frecuente la presencia de componentes reactivas de la tensión de excitación. Únicamente en el caso de utilizar generadores bifásicos para alimentar a uno o varios receptores monofásicos conectados en paralelo y en sistemas eléctricos cuyas

	excitaciones son fuentes de intensidad (pag. 63 del libro SPUPV:2001-4292)
V_{L-rms}	Tensión eficaz entre fase y neutro (220 V en España).
V_{LL-rms}	Tensión eficaz entre fases (380 V en España).
V_{L-pk}	Tensión de pico entre fase y neutro ($220\sqrt{2}$ V en España).
V_{LL-pk}	Tensión de pico entre fases ($380\sqrt{2}$ V en España).
$V_{zd}; V_d$	Valor eficaz de la tensión de secuencia directa.
\vec{V}_{AN_1}	Fasor que representa la componente armónica fundamental, valor eficaz, entre la salida A del inversor y neutro.
\vec{V}_{L_1}	Fasor que representa la componente armónica fundamental, valor eficaz, en la bobina L .
$\vec{V}_R, \vec{V}_S, \vec{V}_T$	Fasores que representan las tres tensiones simples, valor eficaz, de un sistema trifásico.
$\vec{V}_{RS}, \vec{V}_{ST}, \vec{V}_{TR}$	Fasores que representan las tres tensiones compuestas de un sistema trifásico.
V_{TO}	Tensión umbral de conducción del IGBT o diodo (Thereshold voltage)
α	Ángulo de desfase entre la tensión y la corriente.
β	Ángulo de desfase deseado entre la tensión y corriente.
δ	Ángulo de conducción de un interruptor.
ε	Eficiencia.
λ	Factor de potencia o f.d.p.
ΔV_{dc}	Rizado de la tensión de continua.

Apéndice I. Índice de símbolos y notaciones.

Δi_{dc}	Rizado de corriente en el bus de continua.
ΔI_L ΔI_{L_filtro}	Rizado de corriente en la inductancia de conexión del puente inversor con la red trifásica de suministro.
$\varphi_{v\Box}$	Ángulo de desfase entre la tensión y la referencia de ángulos elegida.
$\varphi_{i\Box}$	Ángulo de desfase entre la corriente y la referencia de ángulos elegida.
φ_n	Desfase entre la corriente y la tensión del armónico n.
η	Rendimiento.
ω	Frecuencia angular de red.

Glosario de términos usados en el programa.

&	AND lógica
~	NOT lógica
!	NOT relacional
	OR lógica (bit a bit)
	OR relacional (se cumple condición A o B)
^	XOR o OR-Exclusiva
$A C$	$A = A C \rightarrow (A) = (A) \text{ OR } (C)$
$B=A\&\sim(C)$	$B = A \text{ AND } (\text{NOT } C) \rightarrow (B) = (A) \text{ AND } (\bar{C})$
<code>void func1(int *, int, VECTORXY *);</code>	Con int* se dice que dicho valor es un puntero de tipo entero. Con int se dice que dicho valor es un dato de tipo entero.

	Con VECTORXY* se dice que dicho valor es un puntero de tipo VECTORXY.
<<n	Desplazamiento lógico a izquierdas n veces
>>n	Desplazamiento lógico a derechas n veces
if ((r & 0x0070) != 0)	se ejecuta si es distinto de cero la condición
if (!(r & SEQ1_BSY))	se ejecuta si es igual a cero la condición

Apéndice I. Índice de símbolos y notaciones.

APÉNDICE II : FICHERO DEL PROGRAMA MATHCAD2000

En este apéndice se muestra el programa desarrollado en Mathcad2000 para el cálculo de las potencias, tensiones y corrientes de una carga lineal trifásica conectada en triángulo. De los resultados obtenidos con este programa se ha generado las tablas incluidas en el capítulo 2 de la presente tesis, reproduciéndose a continuación solo el caso de carga R-L desequilibrada con batería de condensadores trifásica para la compensación de la reactiva.

Cálculo de los diferentes términos de la potencia para carga en estrella según diferentes teorías:

- 1. Teoría Unificadora**
- 2. Teoría IEEE (Dudeanu)**
- 3. Akagi**
- 4. Resumen general de las tres teorías.**

Fecha:20/06/03

Autor: ssegui@eln.upv.es

Fichero:Calculo_potencias_dif_teorias.mcd

Definiciones de constantes:

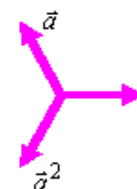
Valor Infinito. Circuito Abierto $R_{\text{INFINITA}} := 1000000000 \cdot \text{ohm}$ $\text{valto} := 1000000000$

$$f := 50 \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad \omega = 314.159 \text{ Hz}$$

Definiciones de constantes para el cálculo de las componentes simétricas:

$$a := 1 \cdot e^{i \frac{2\pi}{3}}$$

$$a = -0.5 + 0.866i \quad a^2 = -0.5 - 0.866i$$



ENTRADA DE DATOS:

TENSIÓN NOMINAL EN EL GENERADOR

$$V_{R_nominal} := 220 \cdot e^{i0} \cdot \text{V}$$

Tensión de la Fase R al Neutro. Se utiliza como referencia: ángulo 0

$$V_{R_nominal} = 220 \text{ V}$$

$$V_{R_gen} := 1 \cdot V_{R_nominal}$$

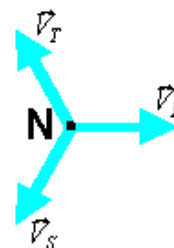
$$V_{R_gen} = 220 \text{ V}$$

$$V_{S_gen} := a^2 \cdot V_{R_nominal}$$

$$V_{S_gen} = -110 - 190.526i \text{ V}$$

$$V_{T_gen} := a \cdot V_{R_nominal}$$

$$V_{T_gen} = -110 + 190.526i \text{ V}$$



VALORES DE LAS CARGAS LINEALES EN LAS FASES R-S-T.

Cargas conectadas a las Fases:

Fase R: R1//X1

Fase S: R2//X2

Fase T: R3//X3

$$R1 := 48.4 \cdot 1 \cdot \text{ohm}$$

$$X1 := [(0.154) \cdot 1 \cdot (100 \cdot \pi)] \cdot i \cdot \text{ohm}$$

$$R2 := (\text{valto}) \cdot \text{ohm}$$

$$X2 := (\text{valto} + 2) \cdot (100 \cdot \pi) \cdot i \cdot \text{ohm}$$

$$R3 := (\text{valto} + 1) \cdot \text{ohm}$$

$$X3 := (\text{valto} + 3) \cdot (100 \cdot \pi) \cdot i \cdot \text{ohm}$$

La carga resistiva de 1kW se obtiene para el caso desequilibrado con una R1=48.4 ohms entre fase R y neutro. Para el caso equilibrado se obtiene haciendo R1=R2=R3=3x48.4 ohms.

La carga inductiva de 1kVAr se obtiene para el caso desequilibrado con una L1=0.154H entre fase R y neutro. Para el caso equilibrado se obtiene haciendo L1=L2=L3=3x0.154H.

VALORES DE LAS IMPEDANCIAS DE LÍNEA (FASES R-S-T) Y NEUTRO .

$$z_{\text{linea}} := (1 + 0i) \cdot \text{ohm}$$

$$z_{\text{neutro}} := (1 + 0i) \cdot \text{ohm}$$

CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS DE CADA FASE:

Carga en la Fase R: R1 //X1	$Z_{R_carga} := \frac{R1 \cdot X1}{R1 + X1}$	$Z_{R_carga} = 24.19 + 24.2i \Omega$
Carga en la Fase S: R2 //X2	$Z_{S_carga} := \frac{R2 \cdot X2}{R2 + X2}$	$Z_{S_carga} = 10 \times 10^8 + 3.183i \times 10^6 \Omega$
Carga en la Fase T: R3 //X3	$Z_{T_carga} := \frac{R3 \cdot X3}{R3 + X3}$	$Z_{T_carga} = 10 \times 10^8 + 3.183i \times 10^6 \Omega$

BATERÍA DE CONDENSADORES PARA COMPENSACIÓN DE REACTIVA ENTRE FASE Y NEUTRO:

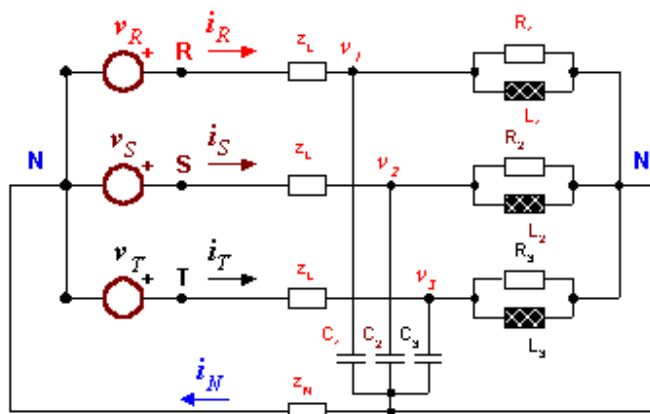
$X_{C1} := \frac{-1}{(21.9 \cdot 10^{-6}) \cdot (100 \cdot \pi)} \cdot i \cdot \text{ohm}$	$X_{C1} = -145.347i \Omega$
$X_{C2} := \frac{-1}{(21.9 \cdot 10^{-6}) \cdot (100 \cdot \pi)} \cdot i \cdot \text{ohm}$	$X_{C2} = -145.347i \Omega$
$X_{C3} := \frac{-1}{(21.9 \cdot 10^{-6}) \cdot (100 \cdot \pi)} \cdot i \cdot \text{ohm}$	$X_{C3} = -145.347i \Omega$

Para equilibrar la carga inductiva de 1kVAr se utiliza C1=C2=C3=21.9 uF entre cada fase y neutro.
 Corresponde a un escalón de 1kVAr de la batería de compensación de reactiva.
 Sin condensadores de compensación de reactiva se puede utilizar un C1=C2=C3=21.9 nF

CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS DE CADA FASE (INCLUIDOS CONDENSADORES DE MEJORA REACTIVA):

Carga en la Fase R: R1 //X1	$Z_R := \frac{Z_{R_carga} \cdot X_{C1}}{Z_{R_carga} + X_{C1}}$	$Z_R = 33.485 + 22.348i \Omega$
Carga en la Fase S: R2 //X2	$Z_S := \frac{Z_{S_carga} \cdot X_{C2}}{Z_{S_carga} + X_{C2}}$	$Z_S = -145.347i \Omega$
Carga en la Fase T: R3 //X3	$Z_T := \frac{Z_{T_carga} \cdot X_{C3}}{Z_{T_carga} + X_{C3}}$	$Z_T = -145.347i \Omega$

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO ANALIZADO.



$v_{R_gen} = v_R$
 $v_{S_gen} = v_S$
 $v_{T_gen} = v_T$
 $v_{R_carga} = v_1$
 $v_{S_carga} = v_2$
 $v_{T_carga} = v_3$

CÁLCULO DE LA TENSIÓN DE DESPLAZAMIENTO DEL NEUTRO:

$$V_{N'N} := \frac{\frac{V_{R_gen}}{Z_R + z_{línea}} + \frac{V_{S_gen}}{Z_S + z_{línea}} + \frac{V_{T_gen}}{Z_T + z_{línea}}}{\frac{1}{Z_R + z_{línea}} + \frac{1}{Z_S + z_{línea}} + \frac{1}{Z_T + z_{línea}} + \frac{1}{z_{neutro}}} \quad V_{N'N} = 4.39 - 4.338i \text{ V}$$

$$|V_{N'N}| = 6.172 \text{ V} \quad \arg(V_{N'N}) = -0.779 \quad \arg(V_{N'N}) \cdot \frac{180}{\pi} = -44.661$$

CÁLCULO DE LAS CORRIENTES DE LÍNEA:

Corriente de la fase R:

$$I_R := \frac{V_{R_gen} - V_{N'N}}{z_{línea} + Z_R}$$

$$I_R = 4.461 - 2.765i \text{ A}$$

$$|I_R| = 5.248 \text{ A}$$

$$\arg(I_R) = -0.555$$

$$\arg(I_R) \cdot \frac{180}{\pi} = -31.793$$

Corriente de la fase S:

$$I_S := \frac{V_{S_gen} - V_{N'N}}{z_{línea} + Z_S}$$

$$I_S = 1.276 - 0.796i \text{ A}$$

$$|I_S| = 1.503 \text{ A}$$

$$\arg(I_S) = -0.558$$

$$\arg(I_S) \cdot \frac{180}{\pi} = -31.96$$

Corriente de la fase T:

$$I_T := \frac{V_{T_gen} - V_{N'N}}{z_{línea} + Z_T}$$

$$I_T = -1.346 - 0.778i \text{ A}$$

$$|I_T| = 1.555 \text{ A}$$

$$\arg(I_T) = -2.618$$

$$\arg(I_T) \cdot \frac{180}{\pi} = -149.98$$

Corriente por el neutro:

$$I_N := I_R + I_S + I_T$$

$$I_N = 4.39 - 4.338i \text{ A}$$

Cálculo de las pérdidas en la parte resistiva de la línea.

$$\operatorname{Re}(z_{línea}) = 1 \Omega$$

$$\operatorname{Re}(z_{neutro}) = 1 \Omega$$

Fase R:

$$\Delta P_R := \operatorname{Re}(z_{línea}) \cdot (|I_R|)^2$$

$$\Delta P_R = 27.541 \text{ W}$$

Fase S:

$$\Delta P_S := \operatorname{Re}(z_{línea}) \cdot (|I_S|)^2$$

$$\Delta P_S = 2.26 \text{ W}$$

Fase T:

$$\Delta P_T := \operatorname{Re}(z_{línea}) \cdot (|I_T|)^2$$

$$\Delta P_T = 2.417 \text{ W}$$

Neutro:

$$\Delta P_N := \operatorname{Re}(z_{neutro}) \cdot (|I_N|)^2$$

$$\Delta P_N = 38.094 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Total} := \Delta P_R + \Delta P_S + \Delta P_T + \Delta P_N$$

$$\Delta P_{Total} = 70.312 \text{ W}$$

Intensidades del sistema trifásico obtenidas:

$$I_{FASE} := \begin{pmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{pmatrix}$$

$$I_{FASE} = \begin{pmatrix} 4.461 - 2.765i \\ 1.276 - 0.796i \\ -1.346 - 0.778i \end{pmatrix} \text{ A}$$

Intensidades del sistema trifásico establecidas para el cálculo de las potencias y de las tensiones en bornes de la carga. Se puede establecer cualquier valor: en caso de querer corriente nula utilizar las siguientes expresiones:

$$\text{fase R: } I_{0_R} := \left(\frac{V_{R_gen}}{R_{INFINITA}} \right)$$

$$\text{fase S: } I_{0_S} := \left(\frac{V_{S_gen}}{R_{INFINITA}} \right)$$

$$\text{Fase T: } I_{0_T} := \left(\frac{V_{T_gen}}{R_{INFINITA}} \right)$$

$$I_R := I_R$$

$$I_S := I_S$$

$$I_T := I_T$$

$$I_{Neutro} := I_R + I_S + I_T$$

$$I_{Neutro} = 4.39 - 4.338i \text{ A}$$

$$I_{FASE} := \begin{pmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{pmatrix}$$

$$I_{FASE} = \begin{pmatrix} 4.461 - 2.765i \\ 1.276 - 0.796i \\ -1.346 - 0.778i \end{pmatrix} \text{ A}$$

$$|I_{Neutro}| = 6.172 \text{ A}$$

$$\arg(I_{Neutro}) = -0.779$$

$$\arg(I_{Neutro}) \cdot \frac{180}{\pi} = -44.661$$

Cálculo de las tensiones del sistema trifásico en bornes de la carga

Fase R:	$V_{R_carga} := V_{R_gen} - z_{linea} \cdot I_R - V_{N'N}$	$V_{R_carga} = 211.149 + 7.103i \text{ V}$
	$ V_{R_carga} = 211.269 \text{ V} \quad \arg(V_{R_carga}) = 0.034$	$\arg(V_{R_carga}) \cdot \frac{180}{\pi} = 1.927$
Fase S:	$V_{S_carga} := V_{S_gen} - z_{linea} \cdot I_S - V_{N'N}$	$V_{S_carga} = -115.666 - 185.391i \text{ V}$
	$ V_{S_carga} = 218.514 \text{ V} \quad \arg(V_{S_carga}) = -2.129$	$\arg(V_{S_carga}) \cdot \frac{180}{\pi} = -121.96$
Fase T:	$V_{T_carga} := V_{T_gen} - z_{linea} \cdot I_T - V_{N'N}$	$V_{T_carga} = -113.044 + 195.642i \text{ V}$
	$ V_{T_carga} = 225.953 \text{ V} \quad \arg(V_{T_carga}) = 2.095$	$\arg(V_{T_carga}) \cdot \frac{180}{\pi} = 120.02$

Desviación de las tensiones del sistema trifásico (%).

$$V_{RMS_AV} := \frac{(|V_{R_carga}| + |V_{S_carga}| + |V_{T_carga}|)}{3} \quad V_{RMS_AV} = 218.579 \text{ V}$$

$$\% \Delta V_R := \frac{|V_{R_carga}| - V_{RMS_AV}}{V_{RMS_AV}} \cdot 100 \quad \% \Delta V_R = -3.344$$

$$\% \Delta V_S := \frac{|V_{S_carga}| - V_{RMS_AV}}{V_{RMS_AV}} \cdot 100 \quad \% \Delta V_S = -0.029$$

$$\% \Delta V_T := \frac{|V_{T_carga}| - V_{RMS_AV}}{V_{RMS_AV}} \cdot 100 \quad \% \Delta V_T = 3.374$$

Tensiones del sistema trifásico establecidas para el cálculo de las potencias

$$V_{FASE} = \begin{pmatrix} V_{R_carga} \\ V_{S_carga} \\ V_{T_carga} \end{pmatrix} \quad V_{FASE} = \begin{pmatrix} 211.149 + 7.103i \\ -115.666 - 185.391i \\ -113.044 + 195.642i \end{pmatrix} \text{ V}$$

Cálculo de los términos de la potencia para carga en estrella siguiendo la teoría Unificadora:

- 1. Cálculo componentes simétricas de la corriente y de la tensión.**
- 2. Tensión y corriente en las fases R, S y T en función de las componentes simétricas.**
- 3. Corriente a inyectar por el Compensador Activo de Desequilibrios (CAD) en cada una de las fases.**
- 4. Cálculo de potencias.**

Matriz de intensidades simétricas:

$$M_{\text{Stokvis}} := \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad M_{\text{Stokvis}} = \begin{pmatrix} 0.333 & -0.167 + 0.289i & -0.167 - 0.289i \\ 0.333 & -0.167 - 0.289i & -0.167 + 0.289i \\ 0.333 & 0.333 & 0.333 \end{pmatrix}$$

1.- Cálculo componentes simétricas de la corriente y de la tensión.

$$I_{\text{SIM}} := M_{\text{Stokvis}} \cdot I_{\text{FASE}} \quad V_{\text{SIM}} := M_{\text{Stokvis}} \cdot V_{\text{FASE}}$$

$$I_{\text{SIM}} = \begin{pmatrix} 1.504 + 0.097i \\ 1.493 - 1.416i \\ 1.463 - 1.446i \end{pmatrix} \text{ A} \quad V_{\text{SIM}} = \begin{pmatrix} 218.496 \\ -1.493 + 1.416i \\ -5.853 + 5.785i \end{pmatrix} \text{ V}$$

$$V_d := V_{\text{SIM}_0} \quad V_i := V_{\text{SIM}_1} \quad V_h := V_{\text{SIM}_2}$$

$$I_d := I_{\text{SIM}_0} \quad I_i := I_{\text{SIM}_1} \quad I_h := I_{\text{SIM}_2}$$

Grados de desequilibrio: $G_{D_V} := \frac{|V_i|}{|V_d|} \quad G_{D_V} = 0.009 \quad G_{D_I} := \frac{|I_i|}{|I_d|} \quad G_{D_I} = 1.366$

Grados de asimetría: $G_{A_V} := \frac{|V_h|}{|V_d|} \quad G_{A_V} = 0.038 \quad G_{A_I} := \frac{|I_h|}{|I_d|} \quad G_{A_I} = 1.365$

2.- Tensión y corriente en las fases R, S y T en función de las componentes simétricas.

Componentes simétricas de la corriente y tensión en la fase R:

Tensión en la fase R:

Sec. directa: $V_{Rd} := V_d \quad V_{Rd} = 218.496 \text{ V}$

$$|V_{Rd}| = 218.496 \text{ V} \quad \arg(V_{Rd}) = -0 \quad \arg(V_{Rd}) \cdot \frac{180}{\pi} = -0.026$$

Sec. Inversa: $V_{Ri} := V_i \quad V_{Ri} = -1.493 + 1.416i \text{ V}$

$$|V_{Ri}| = 2.058 \text{ V} \quad \arg(V_{Ri}) = 2.383 \quad \arg(V_{Ri}) \cdot \frac{180}{\pi} = 136.521$$

Sec. Homopolar: $V_{Rh} := V_h \quad V_{Rh} = -5.853 + 5.785i \text{ V}$

$$|V_{Rh}| = 8.229 \text{ V} \quad \arg(V_{Rh}) = 2.362 \quad \arg(V_{Rh}) \cdot \frac{180}{\pi} = 135.339$$

Verificación descomposición: $V_{Rd} + V_{Ri} + V_{Rh} = 211.149 + 7.103i \text{ V} \quad V_{R_{\text{carga}}} = 211.149 + 7.103i \text{ V}$

Corriente en la fase R:

Sec. directa: $IR_d := I_d$ $IR_d = 1.504 + 0.097i A$

$$|IR_d| = 1.507 A \quad \arg(IR_d) = 0.065 \quad \arg(IR_d) \cdot \frac{180}{\pi} = 3.706$$

**Componente activa y reactiva de la corriente de secuencia directa en la fase R:
(se efectúan considerando que la corriente directa va en retraso sobre la tensión directa
- caso más habitual debido a las cargas inductivas)**

$$\phi_{v_i_d} := \arg(V_{Rd}) - \arg(IR_d)$$

$$IR_{da_mod} := |IR_d| \cdot \cos(\phi_{v_i_d}) \quad IR_{da_mod} = 1.504 A$$

$$IR_{da} := IR_{da_mod} \cdot \cos(\arg(V_{Rd})) + i \cdot (IR_{da_mod} \cdot \sin(\arg(V_{Rd})))$$

$$IR_{dr_mod} := |IR_d| \cdot \sin(\phi_{v_i_d}) \quad IR_{dr_mod} = -0.098 A$$

$$IR_{dr} := IR_{dr_mod} \cdot \sin(\arg(V_{Rd})) - i \cdot (IR_{dr_mod} \cdot \cos(\arg(V_{Rd})))$$

$$IR_{da} = 1.504 A$$

$$IR_{dr} = 0.098i A$$

$$|IR_{da}| = 1.504 A$$

$$|IR_{dr}| = 0.098 A$$

$$\arg(IR_{da}) = -0$$

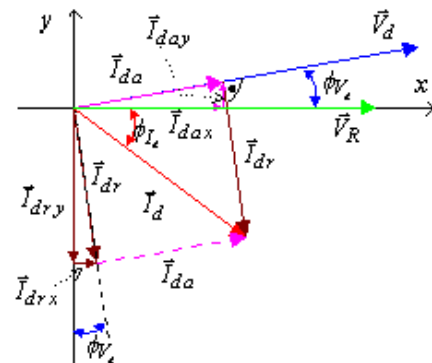
$$\arg(IR_{dr}) = 1.57$$

$$\arg(IR_{da}) \cdot \frac{180}{\pi} = -0.026$$

$$\arg(IR_{dr}) \cdot \frac{180}{\pi} = 89.974$$

$$IR_{da} + IR_{dr} = 1.504 + 0.097i A$$

$$IR_d = 1.504 + 0.097i A$$



En caso de que la corriente directa esté adelantada respecto a la tensión tan solo hay que intercambiar los ángulos de la corriente y de la tensión en la primera expresión: $\arg(IR_d) - \arg(V_{rd})$

Sec. Inversa: $IR_i := I_i$ $IR_i = 1.493 - 1.416i A$

$$|IR_i| = 2.058 A \quad \arg(IR_i) = -0.759 \quad \arg(IR_i) \cdot \frac{180}{\pi} = -43.479$$

Sec. Homopolar: $IR_h := I_h$ $IR_h = 1.463 - 1.446i A$

$$|IR_h| = 2.057 A \quad \arg(IR_h) = -0.779 \quad \arg(IR_h) \cdot \frac{180}{\pi} = -44.661$$

Verificación descomposición: $IR_d + IR_i + IR_h = 4.461 - 2.765i A \quad IR = 4.461 - 2.765i A$

Componentes simétricas de la corriente y tensión en la fase S:

Tensión en la fase S:

Sec. directa: $V_{sd} := a^2 \cdot V_d$ $V_{sd} = -109.332 - 189.175i V$

$$|V_{sd}| = 218.496 V \quad \arg(V_{sd}) = -2.095 \quad \arg(V_{sd}) \cdot \frac{180}{\pi} = -120.026$$

Sec. Inversa: $V_{si} := a \cdot V_i$ $V_{si} = -0.48 - 2.001i V$

$$|V_{si}| = 2.058 V \quad \arg(V_{si}) = -1.806 \quad \arg(V_{si}) \cdot \frac{180}{\pi} = -103.479$$

Sec. Homopolar: $V_{sh} := V_h$ $V_{sh} = -5.853 + 5.785i V$

$$|V_{sh}| = 8.229 V \quad \arg(V_{sh}) = 2.362 \quad \arg(V_{sh}) \cdot \frac{180}{\pi} = 135.339$$

Verificación descomposición: $V_{sd} + V_{si} + V_{sh} = -115.666 - 185.391i V \quad V_{S_carga} = -115.666 - 185.391i V$

Componentes simétricas de la corriente en la fase S:

Sec. directa: $IS_d := I_d \cdot a^2$ $IS_d = -0.668 - 1.351i A$
 $|IS_d| = 1.507 A$ $\arg(IS_d) = -2.03$ $\arg(IS_d) \cdot \frac{180}{\pi} = -116.294$

Componente activa y reactiva de la corriente de secuencia directa en la fase S:

$IS_{da} := IR_{da} \cdot a^2$ $IS_{dr} := IR_{dr} \cdot a^2$
 $IS_{da} = -0.752 - 1.302i A$ $IS_{dr} = 0.085 - 0.049i A$
 $|IS_{da}| = 1.504 A$ $|IS_{dr}| = 0.098 A$ $IS_{da} + IS_{dr} = -0.668 - 1.351i A$
 $\arg(IS_{da}) = -2.095$ $\arg(IS_{dr}) = -0.524$
 $\arg(IS_{da}) \cdot \frac{180}{\pi} = -120.026$ $\arg(IS_{dr}) \cdot \frac{180}{\pi} = -30.026$

Sec. Inversa: $IS_i := I_i \cdot a$ $IS_i = 0.48 + 2.001i A$
 $|IS_i| = 2.058 A$ $\arg(IS_i) = 1.336$ $\arg(IS_i) \cdot \frac{180}{\pi} = 76.521$

Sec. Homopolar: $IS_h := I_h$ $IS_h = 1.463 - 1.446i A$
 $|IS_h| = 2.057 A$ $\arg(IS_h) = -0.779$ $\arg(IS_h) \cdot \frac{180}{\pi} = -44.661$

Verificación descomposición: $IS_d + IS_i + IS_h = 1.276 - 0.796i A$ $IS = 1.276 - 0.796i A$

Componentes simétricas de la corriente y tensión en la fase T:

Tensión en la fase T:

Sec. directa: $V_{Td} := a \cdot V_d$ $V_{Td} = -109.164 + 189.272i V$
 $|V_{Td}| = 218.496 V$ $\arg(V_{Td}) = 2.094$ $\arg(V_{Td}) \cdot \frac{180}{\pi} = 119.974$

Sec. Inversa: $V_{Ti} := a^2 \cdot V_i$ $V_{Ti} = 1.973 + 0.585i V$
 $|V_{Ti}| = 2.058 V$ $\arg(V_{Ti}) = 0.288$ $\arg(V_{Ti}) \cdot \frac{180}{\pi} = 16.521$

Sec. Homopolar: $V_{Th} := V_h$ $V_{Th} = -5.853 + 5.785i V$
 $|V_{Th}| = 8.229 V$ $\arg(V_{Th}) = 2.362$ $\arg(V_{Th}) \cdot \frac{180}{\pi} = 135.339$

Verificación descomposición: $V_{Td} + V_{Ti} + V_{Th} = -113.044 + 195.642i V$ $V_{T_carga} = -113.044 + 195.642i V$

Componentes simétricas de la corriente en la fase T:

Sec. directa: $IT_d := I_d \cdot a$ $IT_d = -0.836 + 1.254i A$
 $|IT_d| = 1.507 A$ $\arg(IT_d) = 2.159$ $\arg(IT_d) \cdot \frac{180}{\pi} = 123.706$

Componente activa y reactiva de la corriente de secuencia directa en la fase T:

$$\begin{aligned}
 IT_{da} &:= IR_{da} \cdot a & IT_{dr} &:= IR_{dr} \cdot a & IT_{da} + IT_{dr} &= -0.836 + 1.254i \text{ A} \\
 IT_{da} &= -0.751 + 1.303i \text{ A} & IT_{dr} &= -0.085 - 0.049i \text{ A} & & \\
 |IT_{da}| &= 1.504 \text{ A} & |IT_{dr}| &= 0.098 \text{ A} & & \\
 \arg(IT_{da}) &= 2.094 & \arg(IT_{dr}) &= -2.618 & & \\
 \arg(IT_{da}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 119.974 & \arg(IT_{dr}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -150.026 & &
 \end{aligned}$$

Sec. Inversa: $IT_i := I_i \cdot a^2$ $IT_i = -1.973 - 0.585i \text{ A}$

$$|IT_i| = 2.058 \text{ A} \quad \arg(IT_i) = -2.853 \quad \arg(IT_i) \cdot \frac{180}{\pi} = -163.479$$

Sec. Homopolar: $IT_h := I_h$ $IT_h = 1.463 - 1.446i \text{ A}$

$$|IT_h| = 2.057 \text{ A} \quad \arg(IT_h) = -0.779 \quad \arg(IT_h) \cdot \frac{180}{\pi} = -44.661$$

Verificación descomposición: $IT_d + IT_i + IT_h = -1.346 - 0.778i \text{ A} \quad T = -1.346 - 0.778i \text{ A}$

3.- Corriente a inyectar por el Compensador Activo de Desequilibrios (CAD) en cada una de las fases.

Componente a inyectar por el CAD en la fase R (salida A del inversor): COMPENSACIÓN ASIMETRÍAS

$$\begin{aligned}
 I_{A_CAD_a} &:= (IR_i + IR_h) & I_{A_CAD_a} &= 2.957 - 2.862i \text{ A} \\
 |I_{A_CAD_a}| &= 4.115 \text{ A} & \arg(I_{A_CAD_a}) &= -0.769 & \arg(I_{A_CAD_a}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -44.07
 \end{aligned}$$

Componente a inyectar por el CAD en la fase S (salida B del inversor): COMPENSACIÓN ASIMETRÍAS

$$\begin{aligned}
 I_{B_CAD_a} &:= (IS_i + IS_h) & I_{B_CAD_a} &= 1.943 + 0.555i \text{ A} \\
 |I_{B_CAD_a}| &= 2.021 \text{ A} & \arg(I_{B_CAD_a}) &= 0.278 & \arg(I_{B_CAD_a}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 15.948
 \end{aligned}$$

Componente a inyectar por el CAD en la fase T (salida C del inversor): COMPENSACIÓN ASIMETRÍAS

$$\begin{aligned}
 I_{C_CAD_a} &:= (IT_i + IT_h) & I_{C_CAD_a} &= -0.51 - 2.031i \text{ A} \\
 |I_{C_CAD_a}| &= 2.094 \text{ A} & \arg(I_{C_CAD_a}) &= -1.817 & \arg(I_{C_CAD_a}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -104.087
 \end{aligned}$$

Si se desea realizar la compensación integral de ineficiencias (asimetría y reactiva) hay que inyectar las componentes de la corriente inversa, homopolar y la directa reactiva.

Componente a inyectar por el CAD en la fase R (salida A del inversor) - COMPENSADOR INTEGRAL

$$\begin{aligned}
 I_{A_CAD_i} &:= (IR_{dr} + IR_i + IR_h) & I_{A_CAD_i} &= 2.957 - 2.764i \text{ A} \\
 |I_{A_CAD_i}| &= 4.048 \text{ A} & \arg(I_{A_CAD_i}) &= -0.752 & \arg(I_{A_CAD_i}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -43.072
 \end{aligned}$$

Componente a inyectar por el CAD en la fase S (salida B del inversor) - COMPENSADOR INTEGRAL:

$$\begin{aligned}
 I_{B_CAD_i} &:= (IS_{dr} + IS_i + IS_h) & I_{B_CAD_i} &= 2.028 + 0.506i \text{ A} \\
 |I_{B_CAD_i}| &= 2.09 \text{ A} & \arg(I_{B_CAD_i}) &= 0.245 & \arg(I_{B_CAD_i}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 14.014
 \end{aligned}$$

Componente a inyectar por el CAD en la fase T (salida C del inversor) - COMPENSADOR INTEGRAL:

$$\begin{aligned}
 I_{C_CAD_i} &:= (IT_{dr} + IT_i + IT_h) & I_{C_CAD_i} &= -0.595 - 2.08i \text{ A} \\
 |I_{C_CAD_i}| &= 2.164 \text{ A} & \arg(I_{C_CAD_i}) &= -1.849 & \arg(I_{C_CAD_i}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -105.954
 \end{aligned}$$

4.- Potencias según Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica.

$$\begin{aligned}
 V_d &= 218.496 \text{ V} & V_i &= -1.493 + 1.416i \text{ V} & V_h &= -5.853 + 5.785i \text{ V} \\
 I_d &= 1.504 + 0.097i \text{ A} & I_i &= 1.493 - 1.416i \text{ A} & I_h &= 1.463 - 1.446i \text{ A} \\
 P_u &:= 3 \cdot |V_d| \cdot |I_d| \cdot \cos(\arg(V_d) - \arg(I_d)) & P_u &= 985.7 \text{ W} \\
 Q_u &:= 3 \cdot |V_d| \cdot |I_d| \cdot \sin(\arg(V_d) - \arg(I_d)) & Q_u &= -64.291 \text{ W} \\
 A_u &:= 3 \cdot \sqrt{\left[(|V_d|)^2 \cdot \left[(|I_i|)^2 + (|I_h|)^2 \right] \dots \right.} \\
 &\quad \left. + (|V_i|)^2 \cdot \left[(|I_d|)^2 + (|I_i|)^2 + (|I_h|)^2 \right] \dots \right.} \\
 &\quad \left. + (|V_h|)^2 \cdot \left[(|I_d|)^2 + (|I_i|)^2 + (|I_h|)^2 \right] \right.} & A_u &= 1909.321 \text{ W} \\
 S_u &:= 3 \cdot \sqrt{\left[(|V_d|)^2 + (|V_i|)^2 + (|V_h|)^2 \right] \cdot \left[(|I_d|)^2 + (|I_i|)^2 + (|I_h|)^2 \right]} & S_u &= 2149.708 \text{ W} \\
 S_{u,2} &:= \sqrt{P_u^2 + Q_u^2 + A_u^2} & S_{u,2} &= 2149.708 \text{ W} & \varepsilon &:= \frac{P_u}{S_u} & \varepsilon &= 0.459
 \end{aligned}$$

Fin cálculos según Teoría Unificadora de la Potencia Eléctrica.

Potencia activa residual debida a las componentes de secuencia inversa:

$$\Delta P_{sec,i} := 3 \cdot |V_i| \cdot |I_i| \cdot \cos(\arg(V_i) - \arg(I_i)) \quad \Delta P_{sec,i} = -12.707 \text{ W}$$

Potencia activa residual debida a las componentes de secuencia homopolar:

$$\Delta P_{sec,h} := 3 \cdot |V_h| \cdot |I_h| \cdot \cos(\arg(V_h) - \arg(I_h)) \quad \Delta P_{sec,h} = -50.792 \text{ W}$$

Pérdidas en la línea debidas a las componentes de secuencia directa, inversa y homopolar de la corriente

$$\Delta P_{Total} = 70.312 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Id} := 3 \cdot \text{Re}(z_{línea}) \cdot (|I_d|)^2 \quad \Delta P_{Ii} := 3 \cdot \text{Re}(z_{línea}) \cdot (|I_i|)^2 \quad \Delta P_{Ih} := 3 \cdot \text{Re}(z_{línea}) \cdot (|I_h|)^2 + \text{Re}(z_{neutro}) \cdot (3 \cdot |I_h|)^2$$

$$\Delta P_{Id} = 6.813 \text{ W} \quad \Delta P_{Ii} = 12.707 \text{ W} \quad \Delta P_{Ih} = 50.792 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Total,2} := \Delta P_{Id} + \Delta P_{Ii} + \Delta P_{Ih} \quad \Delta P_{Total,2} = 70.312 \text{ W}$$

Pérdidas en la línea debidas a las diversas potencias presentes en el sistema:

$$\Delta P_p := 3 \cdot \text{Re}(z_{línea}) \cdot (|IRda|)^2 \quad \Delta P_Q := 3 \cdot \text{Re}(z_{línea}) \cdot (|IRdr|)^2 \quad \Delta P_A := \Delta P_{Ii} + \Delta P_{Ih}$$

$$\Delta P_p = 6.784 \text{ W} \quad \Delta P_Q = 0.029 \text{ W} \quad \Delta P_A = 63.499 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Total,3} := \Delta P_p + \Delta P_Q + \Delta P_A \quad \Delta P_{Total,3} = 70.312 \text{ W}$$

Las pérdidas asociadas a la asimetría de la carga son las debidas a las corrientes de secuencia inversa y homopolar. Las pérdidas asociadas al desfase (reactiva) son debidas a la corriente de secuencia directa reactiva. En el caso de un sistema eficiente su valor será nulo.

Cálculos de los términos de la potencia según Teoría de la Potencia Instantánea de Akagi.

Transformada de Park utilizada

$$M_{\text{Park}} := \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad M_{\text{Park}} = \begin{pmatrix} 0.816 & -0.408 & -0.408 \\ 0 & 0.707 & -0.707 \\ 0.577 & 0.577 & 0.577 \end{pmatrix}$$

Matriz de componentes a-b-0 de la tensión y de la corriente:

$$V_{a_b_0} := M_{\text{Park}} \cdot V_{\text{FASE}} \quad I_{a_b_0} := M_{\text{Park}} \cdot I_{\text{FASE}}$$

$$V_{a_b_0} = \begin{pmatrix} 265.773 + 1.615i \\ -1.854 - 269.431i \\ -10.138 + 10.019i \end{pmatrix} \text{ V} \quad I_{a_b_0} = \begin{pmatrix} 3.671 - 1.615i \\ 1.854 - 0.013i \\ 2.535 - 2.505i \end{pmatrix} \text{ A}$$

Componentes de la tensión:

$$V_a := V_{a_b_0_0} \quad V_a = 265.773 + 1.615i \text{ V}$$

$$|V_a| = 265.778 \text{ V} \quad \arg(V_a) = 0.006 \quad \arg(V_a) \cdot \frac{180}{\pi} = 0.348$$

$$V_b := V_{a_b_0_1} \quad V_b = -1.854 - 269.431i \text{ V}$$

$$|V_b| = 269.437 \text{ V} \quad \arg(V_b) = -1.578 \quad \arg(V_b) \cdot \frac{180}{\pi} = -90.394$$

$$V_o := V_{a_b_0_2} \quad V_o = -10.138 + 10.019i \text{ V}$$

$$|V_o| = 14.254 \text{ V} \quad \arg(V_o) = 2.362 \quad \arg(V_o) \cdot \frac{180}{\pi} = 135.339$$

Componentes de la corriente:

$$I_a := I_{a_b_0_0} \quad I_a = 3.671 - 1.615i \text{ A}$$

$$|I_a| = 4.01 \text{ A} \quad \arg(I_a) = -0.414 \quad \arg(I_a) \cdot \frac{180}{\pi} = -23.749$$

$$I_b := I_{a_b_0_1} \quad I_b = 1.854 - 0.013i \text{ A}$$

$$|I_b| = 1.854 \text{ A} \quad \arg(I_b) = -0.007 \quad \arg(I_b) \cdot \frac{180}{\pi} = -0.394$$

$$I_o := I_{a_b_0_2} \quad I_o = 2.535 - 2.505i \text{ A}$$

$$|I_o| = 3.563 \text{ A} \quad \arg(I_o) = -0.779 \quad \arg(I_o) \cdot \frac{180}{\pi} = -44.661$$

Cálculo de las potencias instantáneas según Akagi: $p(t)=v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_o \cdot i_o$

Cálculo de la potencia instantáneas $p_a(t)=v_a \cdot i_a$

$$S_A := |V_a| \cdot |I_a| \quad S_A = 1065.879 \text{ W}$$

$$\beta_a := \arg(I_a) - \arg(V_a) \quad \beta_a = -0.421$$

$$p_a(t) := S_A \cdot \cos(\beta_a) - S_A \cdot \cos(\beta_a) \cdot \cos\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_a) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \dots \\ + (-1) S_A \cdot \sin(\beta_a) \cdot \sin\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_a) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right]$$

Cálculo de la potencia instantáneas $p_b(t)=v_b \cdot i_b$

$$S_B := |V_b| \cdot |I_b| \quad \beta_b := \arg(I_b) - \arg(V_b)$$

$$S_B = 499.471 \text{ W} \quad \beta_b = 1.571$$

$$p_b(t) := S_B \cdot \cos(\beta_b) - S_B \cdot \cos(\beta_b) \cdot \cos\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_b) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \dots \\ + (-1) \cdot S_B \cdot \sin(\beta_b) \cdot \sin\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_b) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right]$$

Cálculo de la potencia instantáneas $p_o(t)=v_o \cdot i_o$

$$S_o := |V_o| \cdot |I_o| \quad \beta_o := \arg(I_o) - \arg(V_o)$$

$$S_o = 50.792 \text{ W} \quad \beta_o = -3.142$$

$$p_o(t) := S_o \cdot \cos(\beta_o) - S_o \cdot \cos(\beta_o) \cdot \cos\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_o) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \dots \\ + (-1) \cdot S_o \cdot \sin(\beta_o) \cdot \sin\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_o) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right]$$

Cálculo de la potencia imaginaria instantánea según Akagi: $q(t)=v_a \cdot i_b - v_b \cdot i_a$

Cálculo de la potencia instantáneas $p_{ab}(t)=v_a \cdot i_b$

$$S_{AB} := |V_a| \cdot |I_b| \quad \beta_{ab} := \arg(I_b) - \arg(V_a)$$

$$S_{AB} = 492.687 \text{ W} \quad \beta_{ab} = -0.013$$

$$p_{ab}(t) := S_{AB} \cdot \cos(\beta_{ab}) - S_{AB} \cdot \cos(\beta_{ab}) \cdot \cos\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_a) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \dots \\ + (-1) \cdot S_{AB} \cdot \sin(\beta_{ab}) \cdot \sin\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_a) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right]$$

Cálculo de la potencia instantáneas $p_{ba}(t)=v_b \cdot i_a$

$$S_{BA} := |V_b| \cdot |I_a| \quad \beta_{ba} := \arg(I_a) - \arg(V_b)$$

$$S_{BA} = 1080.555 \text{ W} \quad \beta_{ba} = 1.163$$

$$p_{ba}(t) := S_{BA} \cdot \cos(\beta_{ba}) - S_{BA} \cdot \cos(\beta_{ba}) \cdot \cos\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_b) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \dots \\ + (-1) \cdot S_{BA} \cdot \sin(\beta_{ba}) \cdot \sin\left[2 \cdot \left(100 \cdot \pi \cdot t - \arg(V_b) \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right]$$

$$S_{AB} \cdot \cos(\beta_{ab}) - S_{BA} \cdot \cos(\beta_{ba}) = 64.291 \text{ W}$$

Potencias según Teoría de la Potencia Eléctrica de Akagi.

$$P_{Akagi} := S_A \cdot \cos(\beta_a) + S_B \cdot \cos(\beta_b) \quad P_{Akagi} = 972.993 \text{ W}$$

$$Q_{Akagi} := |S_{AB} \cdot \cos(\beta_{ab}) - S_{BA} \cdot \cos(\beta_{ba})| \quad Q_{Akagi} = 64.291 \text{ W}$$

$$H := \sqrt{\left(S_o \cdot \cos(\beta_o) \right)^2 + \frac{1}{2} \cdot \left[\begin{array}{l} (S_A \cdot \cos(\beta_a))^2 + (S_A \cdot \sin(\beta_a))^2 \dots \\ + (S_B \cdot \cos(\beta_b))^2 + (S_B \cdot \sin(\beta_b))^2 \dots \\ + \left[(S_o \cdot \cos(\beta_o))^2 + (S_o \cdot \sin(\beta_o))^2 \right] \dots \\ + \left[(S_{AB} \cdot \cos(\beta_{ab}))^2 + (S_{AB} \cdot \sin(\beta_{ab}))^2 \right] \dots \\ + \left[(S_{BA} \cdot \cos(\beta_{ba}))^2 + (S_{BA} \cdot \sin(\beta_{ba}))^2 \right] \dots \end{array} \right]} \quad H = 1183.986 \text{ W}$$

$$S_{Akagi} := \sqrt{P_{Akagi}^2 + Q_{Akagi}^2 + (H)^2} \quad S_{Akagi} = 1533.842 \text{ W}$$

$$\lambda := \frac{P_{Akagi}}{S_{Akagi}} \quad \lambda = 0.634$$

Potencias según Teoría Clásica - IEEE.

$$\phi_R := \arg(V_{R_carga}) - \arg(I_R) \quad \phi_S := \arg(V_{S_carga}) - \arg(I_S) \quad \phi_T := \arg(V_{T_carga}) - \arg(I_T)$$

$$\phi_R \cdot \frac{180}{\pi} = 33.719 \quad \phi_S \cdot \frac{180}{\pi} = -90 \quad \phi_T \cdot \frac{180}{\pi} = 270$$

Potencia activa:

$$P_R := |V_{R_carga}| \cdot |I_R| \cdot \cos(\phi_R) \quad P_S := |V_{S_carga}| \cdot |I_S| \cdot \cos(\phi_S) \quad P_T := |V_{T_carga}| \cdot |I_T| \cdot \cos(\phi_T)$$

$$P_R = 922.201 \text{ W} \quad P_S = 0 \text{ W} \quad P_T = 0 \text{ W}$$

$$P = P_R + P_S + P_T \quad P = 922.201 \text{ W}$$

Potencia reactiva:

$$Q_R := |V_{R_carga}| \cdot |I_R| \cdot \sin(\phi_R) \quad Q_S := |V_{S_carga}| \cdot |I_S| \cdot \sin(\phi_S) \quad Q_T := |V_{T_carga}| \cdot |I_T| \cdot \sin(\phi_T)$$

$$Q_R = 615.483 \text{ W} \quad Q_S = -328.514 \text{ W} \quad Q_T = -351.26 \text{ W}$$

$$Q := Q_R + Q_S + Q_T \quad Q = -64.291 \text{ W}$$

Factor de potencia de cada fase:

$$FDP_R := \frac{P_R}{\sqrt{P_R^2 + Q_R^2}} \quad FDP_S := \frac{P_S}{\sqrt{P_S^2 + Q_S^2}} \quad FDP_T := \frac{P_T}{\sqrt{P_T^2 + Q_T^2}}$$

$$FDP_R = 0.832 \quad FDP_S = 0 \quad FDP_T = 0$$

Potencia de distorsión - equivalente a la de asimetría:

$$A_{R_S} := \sqrt{|V_{R_carga}| \cdot |I_S| \cdot (|V_{R_carga}| \cdot |I_S| - |V_{S_carga}| \cdot |I_R| \cdot \cos(\phi_R - \phi_S))} \quad A_{R_S} = 550.525 \text{ W}$$

$$A_{R_T} := \sqrt{|V_{R_carga}| \cdot |I_T| \cdot (|V_{R_carga}| \cdot |I_T| - |V_{T_carga}| \cdot |I_R| \cdot \cos(\phi_R - \phi_T))} \quad A_{R_T} = 569.265 \text{ W}$$

$$A_{S_R} := \sqrt{|V_{S_carga}| \cdot |I_R| \cdot (|V_{S_carga}| \cdot |I_R| - |V_{R_carga}| \cdot |I_S| \cdot \cos(\phi_S - \phi_R))} \quad A_{S_R} = 1231.759 \text{ W}$$

$$A_{S_T} := \sqrt{|V_{S_carga}| \cdot |I_T| \cdot (|V_{S_carga}| \cdot |I_T| - |V_{T_carga}| \cdot |I_S| \cdot \cos(\phi_S - \phi_T))} \quad A_{S_T} = 4.394i \times 10^{-6} \text{ W}$$

Apéndice II. Fichero del programa Mathcad2000

$$A_{T_R} := \sqrt{|V_{T_carga}| \cdot |I_R| \cdot (|V_{T_carga}| \cdot |I_R| - |V_{R_carga}| \cdot |I_T| \cdot \cos(\phi_T - \phi_R))} \quad A_{T_R} = 1273.689 \text{ W}$$

$$A_{T_S} := \sqrt{|V_{T_carga}| \cdot |I_S| \cdot (|V_{T_carga}| \cdot |I_S| - |V_{S_carga}| \cdot |I_T| \cdot \cos(\phi_T - \phi_S))} \quad A_{T_S} = 4.394 \times 10^{-6} \text{ W}$$

$$A := \sqrt{(A_{R_S})^2 + (A_{R_T})^2 + (A_{S_R})^2 + (A_{S_T})^2 + (A_{T_R})^2 + (A_{T_S})^2} \quad A = 1940.787 \text{ W}$$

Potencia aparente

$$S := \sqrt{(|V_{R_carga}|)^2 + (|V_{S_carga}|)^2 + (|V_{T_carga}|)^2} \cdot \sqrt{(|I_R|)^2 + (|I_S|)^2 + (|I_T|)^2} \quad S = 2149.708 \text{ W}$$

$$S_2 := \sqrt{P^2 + Q^2 + A^2} \quad S_2 = 2149.708 \text{ W}$$

Factor de potencia:

$$FDP := \frac{P}{S} \quad FDP = 0.429$$

Resumen general de las tres teorías.

T. Unificadora:

$$P_u = 985.7 \text{ W}$$

$$Q_u = -64.291 \text{ W}$$

$$A_u = 1909.321 \text{ W}$$

$$S_u = 2149.708 \text{ W}$$

$$\varepsilon = 0.459$$

Akagi:

$$P_{Akagi} = 972.993 \text{ W}$$

$$Q_{Akagi} = 64.291 \text{ W}$$

$$H = 1183.986 \text{ W}$$

$$S_{Akagi} = 1533.842 \text{ W}$$

$$\lambda = 0.634$$

IEEE:

$$P = 922.201 \text{ W}$$

$$Q = -64.291 \text{ W}$$

$$A = 1940.787 \text{ W}$$

$$S = 2149.708 \text{ W}$$

$$FDP = 0.429$$

Relaciones existentes entre las potencias activas/efectivas de las diversas teorías:

$$P_{IEEE} := P_u + \Delta P_{sec_i} + \Delta P_{sec_h} \quad P_{IEEE} = 922.201 \text{ W}$$

$$P_{AKAGI} := P_u + \Delta P_{sec_i} \quad P_{AKAGI} = 972.993 \text{ W}$$

Potencias activas residuales debidas a las componentes de secuencia inversa y homopolar:

$$\Delta P_{sec_i} = -12.707 \text{ W} \quad \Delta P_{sec_h} = -50.792 \text{ W}$$

Pérdidas efecto Joule en la línea resistiva debido a las componentes de secuencia directa, inversa y homopolar de las corrientes.

$$\Delta P_{Id} = 6.813 \text{ W} \quad \Delta P_{Ii} = 12.707 \text{ W} \quad \Delta P_{Ih} = 50.792 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Id} + \Delta P_{Ii} + \Delta P_{Ih} = 70.312 \text{ W}$$

Se puede observar que las potencias activas residuales se transforman en pérdidas de efecto Joule en la línea.

Pérdidas efecto Joule en la línea resistiva debido a las diversas potencias presentes en el sistema.

$$\Delta P_p = 6.784 \text{ W} \quad \Delta P_Q = 0.029 \text{ W} \quad \Delta P_A = 63.499 \text{ W}$$

$$\Delta P_p + \Delta P_Q + \Delta P_A = 70.312 \text{ W}$$

Representación gráfica de formas de onda.

FASE R:

$$t := 0 \cdot s, 0.0002 \cdot s .. 0.06 \cdot s$$

Definición de las ecuaciones de las corrientes: en la línea, directa, inversa y homopolar:

$$\text{angIRd}(t) := \omega \cdot t + \arg(\text{IRd}) \quad i_{Rd}(t) := \sqrt{2} \cdot |\text{IRd}| \cdot \sin(\text{angIRd}(t))$$

$$\text{angIRda}(t) := \omega \cdot t + \arg(\text{IRda}) \quad i_{Rda}(t) := \sqrt{2} \cdot |\text{IRda}| \cdot \sin(\text{angIRda}(t))$$

$$\text{angIRdr}(t) := \omega \cdot t + \arg(\text{IRdr}) \quad i_{Rdr}(t) := \sqrt{2} \cdot |\text{IRdr}| \cdot \sin(\text{angIRdr}(t))$$

$$\text{angIRi}(t) := \omega \cdot t + \arg(\text{IRi}) \quad i_{Ri}(t) := \sqrt{2} \cdot |\text{IRi}| \cdot \sin(\text{angIRi}(t))$$

$$\text{angIRh}(t) := \omega \cdot t + \arg(\text{IRh}) \quad i_{Rh}(t) := \sqrt{2} \cdot |\text{IRh}| \cdot \sin(\text{angIRh}(t))$$

$$\text{angIR}(t) := \omega \cdot t + \arg(\text{IR}) \quad i_R(t) := \sqrt{2} \cdot |\text{IR}| \cdot \sin(\text{angIR}(t))$$

Definición de las ecuaciones de las tensiones en la fase R:

$$\text{angvR}(t) := (\omega \cdot t + 0) \quad v_{R_gen}(t) := \sqrt{2} \cdot |v_{R_gen}| \cdot \sin(\text{angvR}(t))$$

$$\text{angvR_carga}(t) := \omega \cdot t + \arg(v_{R_carga}) \quad v_{R_carga}(t) := \sqrt{2} \cdot |v_{R_carga}| \cdot \sin(\text{angvR_carga}(t))$$

$$\text{angvR_d}(t) := \omega \cdot t + \arg(v_{Rd}) \quad v_{R_d}(t) := \sqrt{2} \cdot |v_{Rd}| \cdot \sin(\text{angvR_d}(t))$$

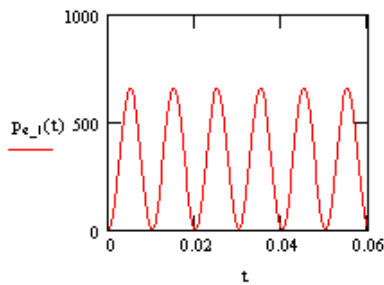
$$\text{angvR_i}(t) := \omega \cdot t + \arg(v_{Ri}) \quad v_{R_i}(t) := \sqrt{2} \cdot |v_{Ri}| \cdot \sin(\text{angvR_i}(t))$$

$$\text{angvR_h}(t) := \omega \cdot t + \arg(v_{Rh}) \quad v_{R_h}(t) := \sqrt{2} \cdot |v_{Rh}| \cdot \sin(\text{angvR_h}(t))$$

Componentes de la potencia instantánea en la fase R:

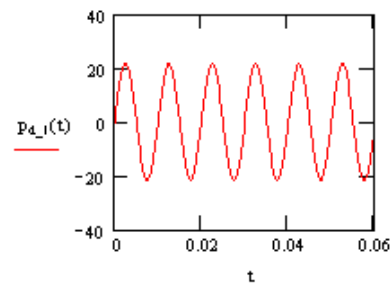
Potencia efectiva fase R:

$$P_{e_1}(t) := v_{R_d}(t) \cdot i_{Rda}(t)$$



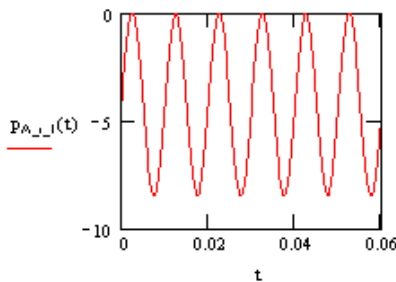
Potencia de desfase fase R:

$$P_{d_1}(t) := v_{R_d}(t) \cdot i_{Rdr}(t)$$



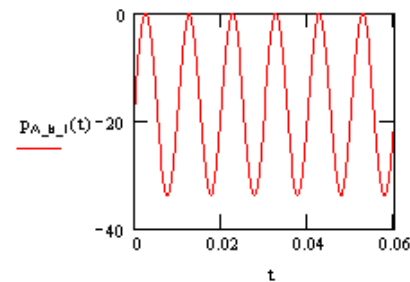
Potencia activa residual debida a componentes inversas de tensión y corrientes en la fase R.
Forma parte de la potencia de asimetría.

$$P_{A_i_1}(t) := v_{R_i}(t) \cdot i_{Ri}(t)$$

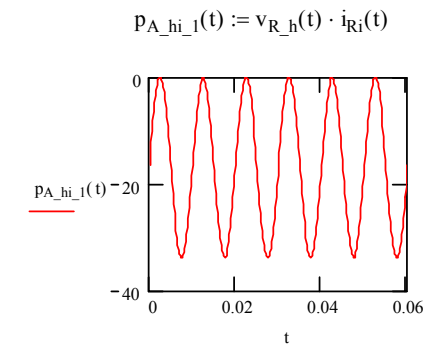
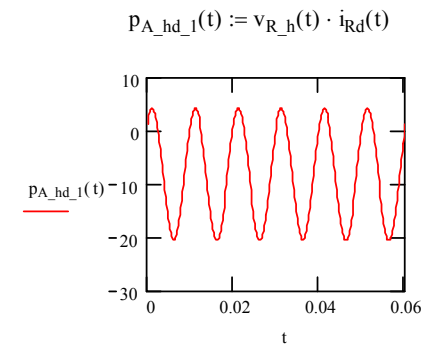
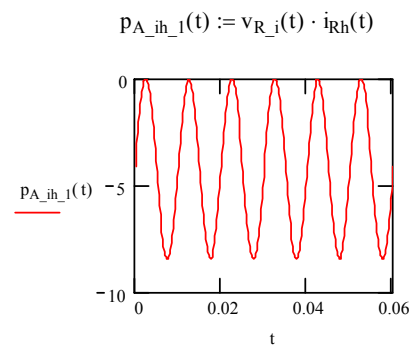
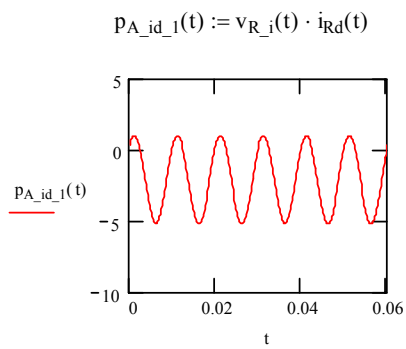
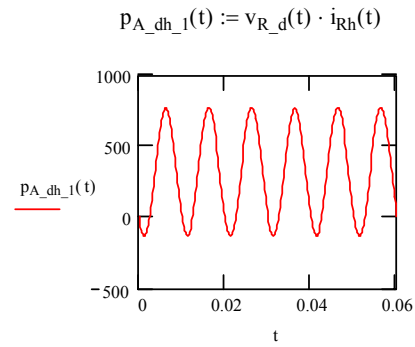
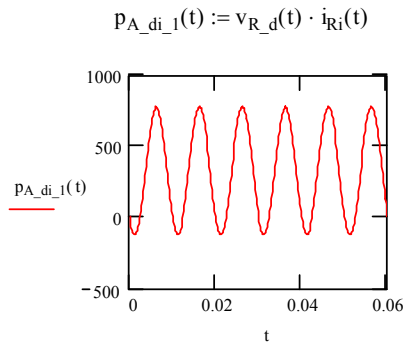


Potencia activa residual debida a componentes homopolares de tensión y corrientes en la fase R.
Forma parte de la potencia de asimetría.

$$P_{A_h_1}(t) := v_{R_h}(t) \cdot i_{Rh}(t)$$



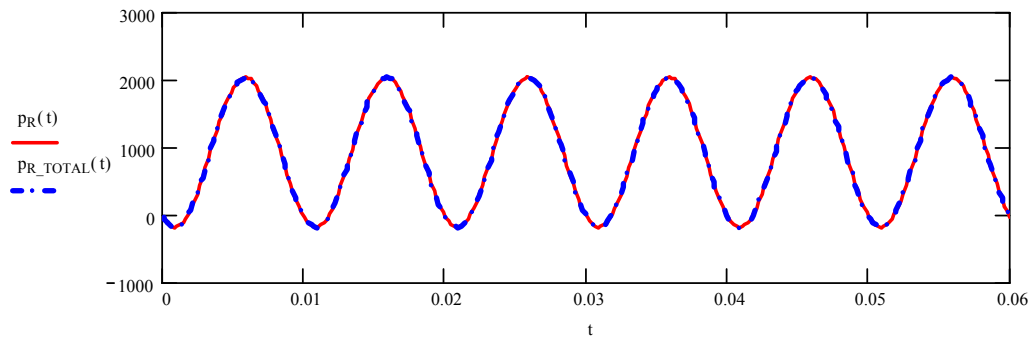
Productos cruzados de tensiones y corrientes de secuencias directa, inversa y homopolar. Forman parte de la potencia de asimetría.



Potencia instantánea en la fase R:

$P_R(t) := v_{R_carga}(t) \cdot i_R(t)$

$P_{R_TOTAL}(t) := p_{e_1}(t) + p_{d_1}(t) \dots$
 $+ p_{A_i_1}(t) + p_{A_h_1}(t) + p_{A_di_1}(t) + p_{A_dh_1}(t) \dots$
 $+ p_{A_id_1}(t) + p_{A_ih_1}(t) + p_{A_hd_1}(t) + p_{A_hi_1}(t)$



FASE S:

Definición de las ecuaciones de las corrientes: en la línea, directa, inversa y homopolar:

$$\begin{aligned} \text{angISd}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(\text{ISd}) & i_{Sd}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |\text{ISd}| \cdot \sin(\text{angISd}(t)) \\ \text{angISda}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(\text{ISda}) & i_{Sda}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |\text{ISda}| \cdot \sin(\text{angISda}(t)) \\ \text{angISdr}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(\text{ISdr}) & i_{Sdr}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |\text{ISdr}| \cdot \sin(\text{angISdr}(t)) \\ \text{angISi}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(\text{ISi}) & i_{Si}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |\text{ISi}| \cdot \sin(\text{angISi}(t)) \\ \text{angISh}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(\text{ISh}) & i_{Sh}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |\text{ISh}| \cdot \sin(\text{angISh}(t)) \\ \text{angIS}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(\text{IS}) & i_S(t) &:= \sqrt{2} \cdot |\text{IS}| \cdot \sin(\text{angIS}(t)) \end{aligned}$$

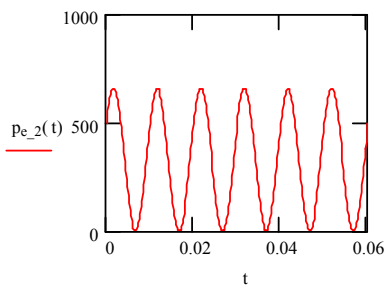
Definición de las ecuaciones de las tensiones en la fase S:

$$\begin{aligned} \text{angvS}(t) &:= (\omega \cdot t + 0) & v_{S_gen}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |V_{S_gen}| \cdot \sin(\text{angvS}(t)) \\ \text{angv}_{S_carga}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(V_{S_carga}) & v_{S_carga}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |V_{S_carga}| \cdot \sin(\text{angv}_{S_carga}(t)) \\ \text{angv}_{S_d}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(V_{Sd}) & v_{S_d}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |V_{Sd}| \cdot \sin(\text{angv}_{S_d}(t)) \\ \text{angv}_{S_i}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(V_{Si}) & v_{S_i}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |V_{Si}| \cdot \sin(\text{angv}_{S_i}(t)) \\ \text{angv}_{S_h}(t) &:= \omega \cdot t + \arg(V_{Sh}) & v_{S_h}(t) &:= \sqrt{2} \cdot |V_{Sh}| \cdot \sin(\text{angv}_{S_h}(t)) \end{aligned}$$

Componentes de la potencia instantánea en la fase S:

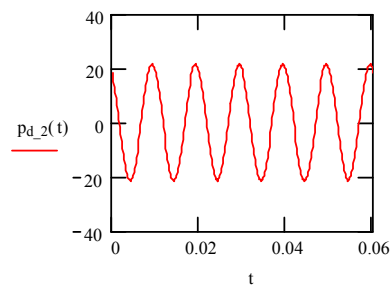
Potencia efectiva fase S:

$$p_{e_2}(t) := v_{S_d}(t) \cdot i_{Sda}(t)$$



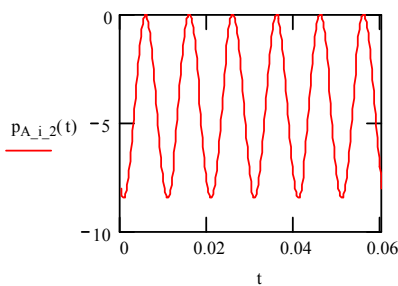
Potencia de desfase fase S:

$$p_{d_2}(t) := v_{S_d}(t) \cdot i_{Sdr}(t)$$



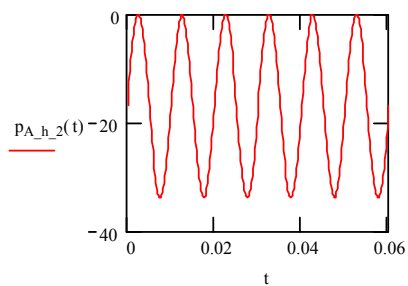
Potencia activa residual debida a componentes inversas de tensión y corrientes en la fase S. Forma parte de la potencia de asimetría.

$$p_{A_i_2}(t) := v_{S_i}(t) \cdot i_{Si}(t)$$

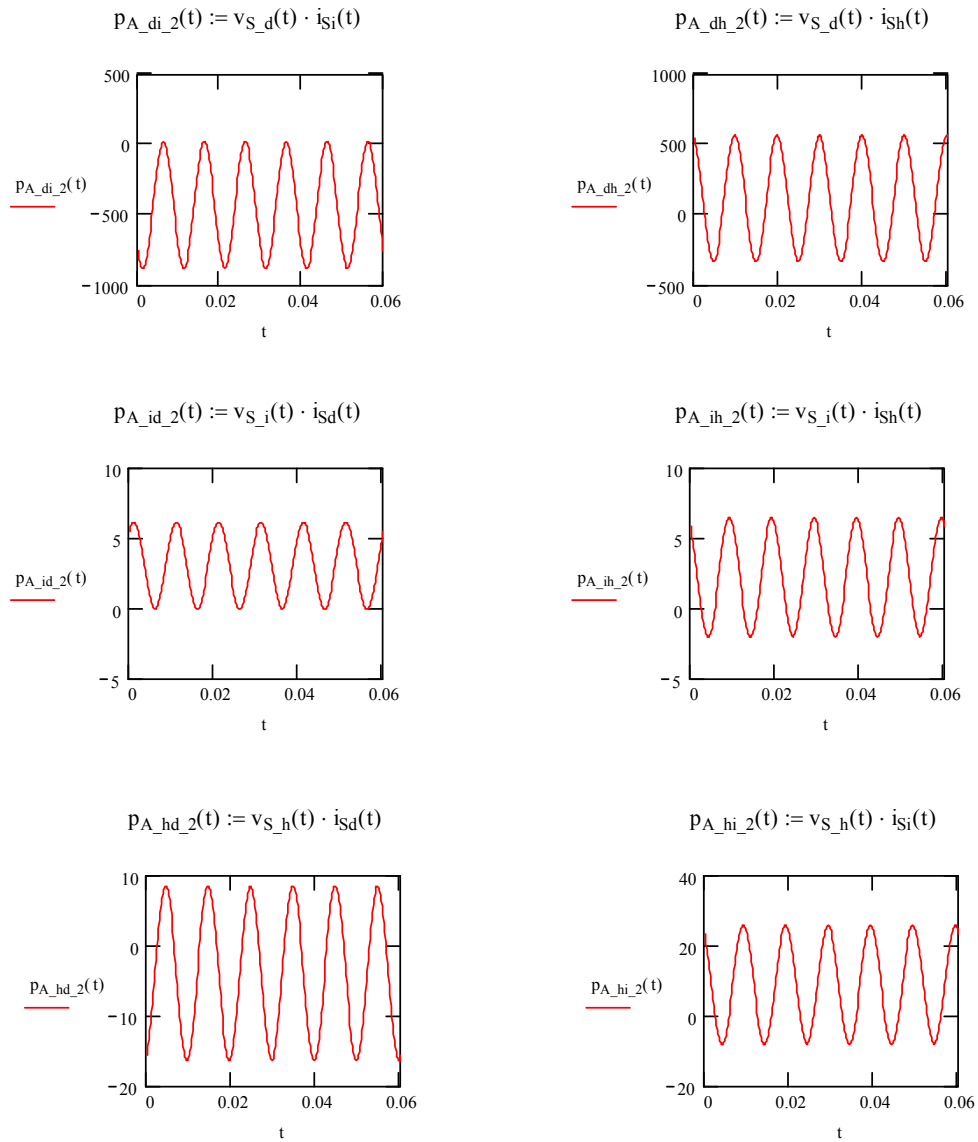


Potencia activa residual debida a componentes homopolares de tensión y corrientes en la fase S. Forma parte de la potencia de asimetría.

$$p_{A_h_2}(t) := v_{S_h}(t) \cdot i_{Sh}(t)$$



Productos cruzados de tensiones y corrientes de secuencias directa, inversa y homopolar. Forman parte de la potencia de asimetría.



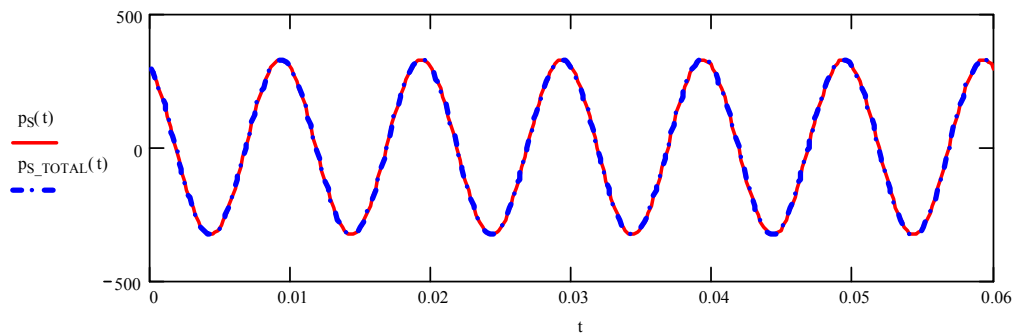
Potencia instantánea en la fase S:

$$p_S(t) := v_{S_carga}(t) \cdot i_S(t)$$

$$p_{S_TOTAL}(t) := p_{e_2}(t) + p_{d_2}(t) \dots$$

$$+ p_{A_i_2}(t) + p_{A_h_2}(t) + p_{A_di_2}(t) + p_{A_dh_2}(t) \dots$$

$$+ p_{A_id_2}(t) + p_{A_ih_2}(t) + p_{A_hd_2}(t) + p_{A_hi_2}(t)$$



FASE T:

Definición de las ecuaciones de las corrientes: en la línea, directa, inversa y homopolar:

$$\text{angITd}(t) := \omega \cdot t + \arg(ITd) \quad i_{Td}(t) := \sqrt{2} \cdot |ITd| \cdot \sin(\text{angITd}(t))$$

$$\text{angITda}(t) := \omega \cdot t + \arg(ITda) \quad i_{Tda}(t) := \sqrt{2} \cdot |ITda| \cdot \sin(\text{angITda}(t))$$

$$\text{angITdr}(t) := \omega \cdot t + \arg(ITdr) \quad i_{Tdr}(t) := \sqrt{2} \cdot |ITdr| \cdot \sin(\text{angITdr}(t))$$

$$\text{angITi}(t) := \omega \cdot t + \arg(ITi) \quad i_{Ti}(t) := \sqrt{2} \cdot |ITi| \cdot \sin(\text{angITi}(t))$$

$$\text{angITh}(t) := \omega \cdot t + \arg(ITh) \quad i_{Th}(t) := \sqrt{2} \cdot |ITh| \cdot \sin(\text{angITh}(t))$$

$$\text{angIT}(t) := \omega \cdot t + \arg(IT) \quad i_T(t) := \sqrt{2} \cdot |IT| \cdot \sin(\text{angIT}(t))$$

Definición de las ecuaciones de las tensiones en la fase T:

$$\text{angvT}(t) := (\omega \cdot t + 0) \quad v_{T_gen}(t) := \sqrt{2} \cdot |V_{T_gen}| \cdot \sin(\text{angvT}(t))$$

$$\text{angvT_carga}(t) := \omega \cdot t + \arg(V_{T_carga}) \quad v_{T_carga}(t) := \sqrt{2} \cdot |V_{T_carga}| \cdot \sin(\text{angvT_carga}(t))$$

$$\text{angvT_d}(t) := \omega \cdot t + \arg(V_{Td}) \quad v_{T_d}(t) := \sqrt{2} \cdot |V_{Td}| \cdot \sin(\text{angvT_d}(t))$$

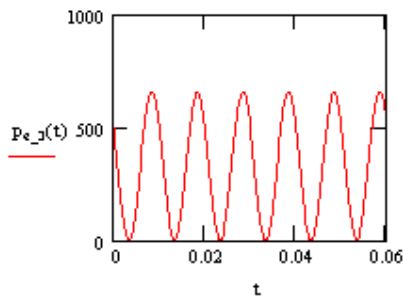
$$\text{angvT_i}(t) := \omega \cdot t + \arg(V_{Ti}) \quad v_{T_i}(t) := \sqrt{2} \cdot |V_{Ti}| \cdot \sin(\text{angvT_i}(t))$$

$$\text{angvT_h}(t) := \omega \cdot t + \arg(V_{Th}) \quad v_{T_h}(t) := \sqrt{2} \cdot |V_{Th}| \cdot \sin(\text{angvT_h}(t))$$

Componentes de la potencia instantánea en la fase T:

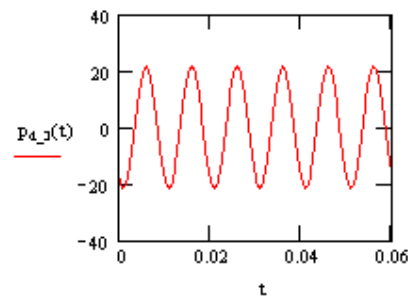
Potencia efectiva fase T:

$$P_{e_3}(t) := v_{T_d}(t) \cdot i_{Tda}(t)$$



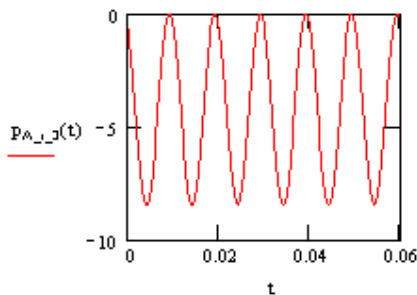
Potencia de desfase fase T:

$$P_{d_3}(t) := v_{T_d}(t) \cdot i_{Tdr}(t)$$



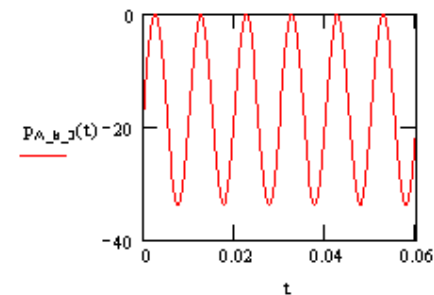
Potencia activa residual debida a componentes inversas de tensión y corrientes en la fase T. Forma parte de la potencia de asimetría.

$$P_{A_i_3}(t) := v_{T_i}(t) \cdot i_{Ti}(t)$$

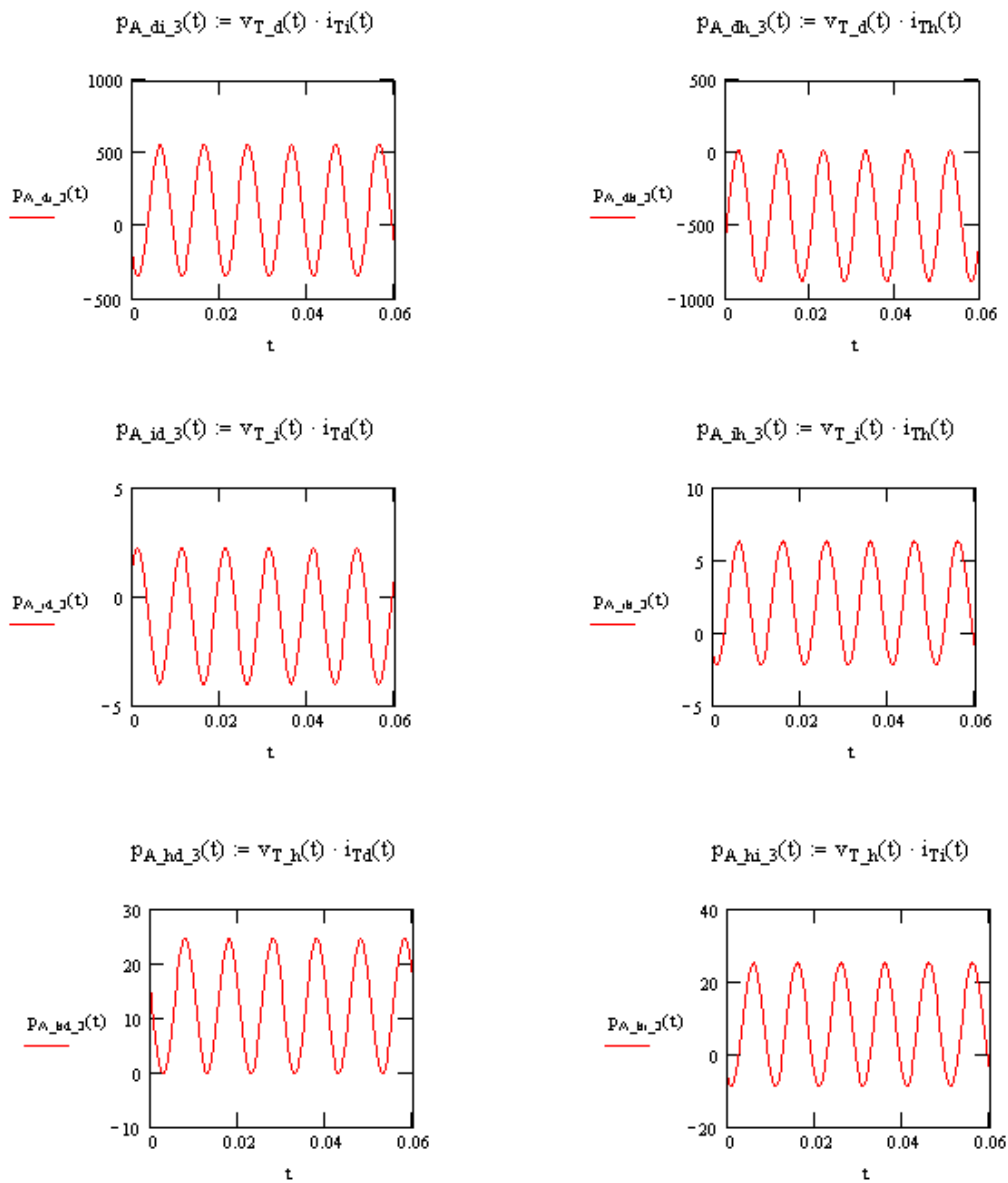


Potencia activa residual debida a componentes homopolares de tensión y corrientes en la fase T. Forma parte de la potencia de asimetría.

$$P_{A_h_3}(t) := v_{T_h}(t) \cdot i_{Th}(t)$$



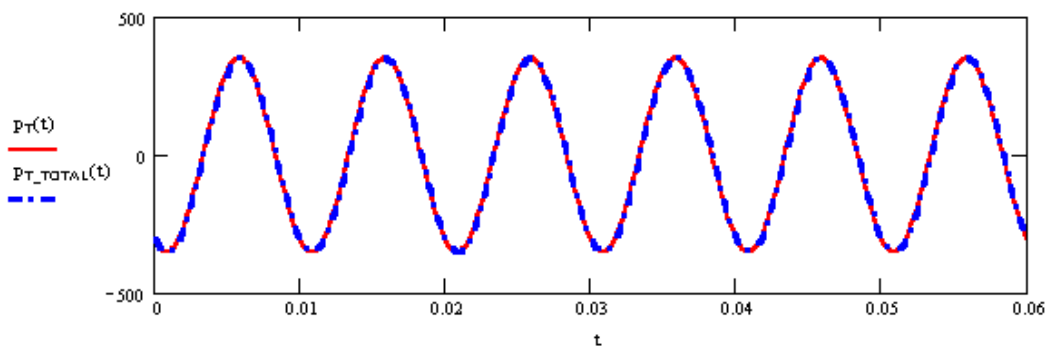
Productos cruzados de tensiones y corrientes de secuencias directa, inversa y homopolar. Forman parte de la potencia de asimetría.



Potencia instantánea en la fase T:

$$P_T(t) := v_{T_carga}(t) \cdot i_T(t)$$

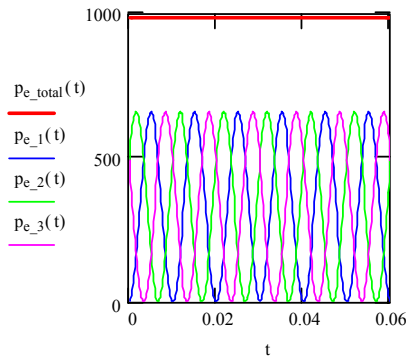
$$P_{T_TOTAL}(t) := p_{e_3}(t) + p_{d_3}(t) \dots + p_{A_i_3}(t) + p_{A_h_3}(t) + p_{A_di_3}(t) + p_{A_dh_3}(t) \dots + p_{A_id_3}(t) + p_{A_ih_3}(t) + p_{A_hd_3}(t) + p_{A_hi_3}(t)$$



Potencias instantáneas totales.

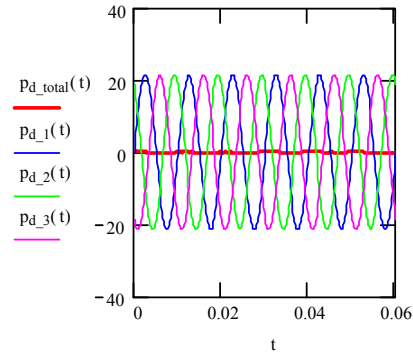
Potencia efectiva total:

$$P_{e_total}(t) := p_{e_1}(t) + p_{e_2}(t) + p_{e_3}(t)$$



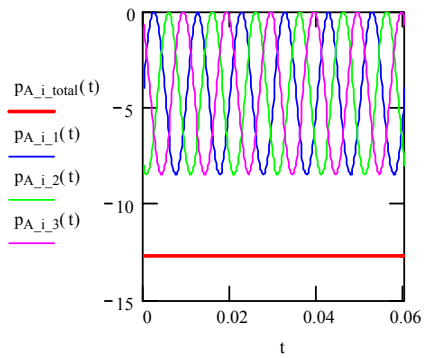
Potencia de desfase total:

$$P_{d_total}(t) := p_{d_1}(t) + p_{d_2}(t) + p_{d_3}(t)$$

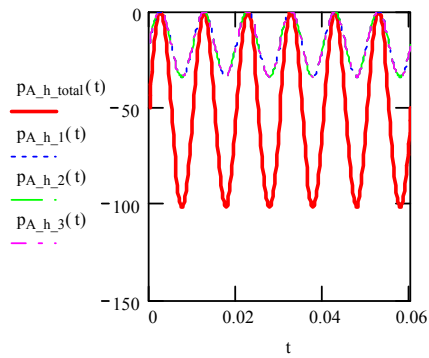


Potencia activa residual total debida a componentes inversas y homopolares de tensión y corrientes. Forman parte de la potencia de asimetría.

$$P_{A_i_total}(t) := p_{A_i_1}(t) + p_{A_i_2}(t) + p_{A_i_3}(t)$$

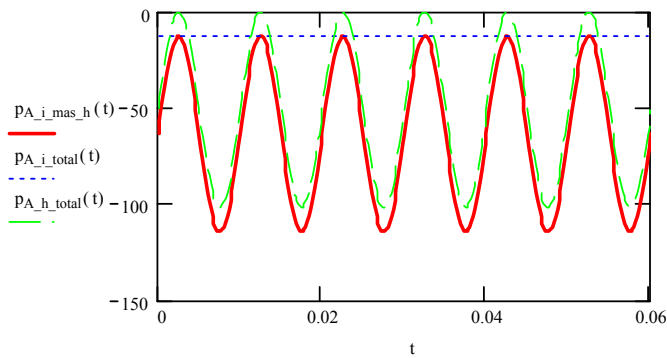


$$P_{A_h_total}(t) := p_{A_h_1}(t) + p_{A_h_2}(t) + p_{A_h_3}(t)$$



$$P_{A_i_mas_h}(t) := P_{A_i_total}(t) + P_{A_h_total}(t)$$

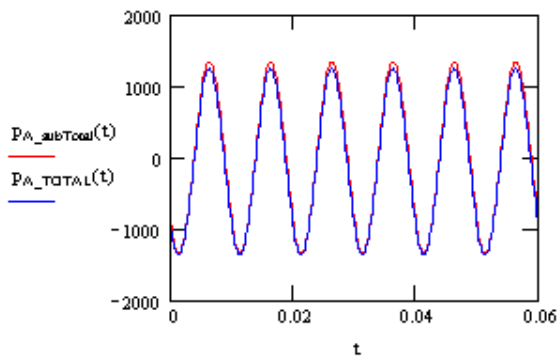
$$\frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} P_{A_i_mas_h}(t) dt = -63.499W$$



Apéndice II. Fichero del programa Mathcad2000

$$\begin{aligned}
 PA_{subTotal}(t) := & PA_{di_1}(t) + PA_{di_2}(t) + PA_{di_3}(t) \dots \\
 & + PA_{dh_1}(t) + PA_{dh_2}(t) + PA_{dh_3}(t) \dots \\
 & + PA_{id_1}(t) + PA_{id_2}(t) + PA_{id_3}(t) \dots \\
 & + PA_{ih_1}(t) + PA_{ih_2}(t) + PA_{ih_3}(t) \dots \\
 & + PA_{hd_1}(t) + PA_{hd_2}(t) + PA_{hd_3}(t) \dots \\
 & + PA_{hi_1}(t) + PA_{hi_2}(t) + PA_{hi_3}(t)
 \end{aligned}$$

$$PA_{TOTAL}(t) := PA_{i_total}(t) + PA_{h_total}(t) + PA_{subTotal}(t)$$



$$\frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} PA_{TOTAL}(t) dt = -63.499 W$$

$$\frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} PA_{subTotal}(t) dt = 0 W$$

Potencias activas residuales debidas a las componentes de secuencia inversa y homopolar:

$$\Delta P_{sec_i} = -12.707 W \quad \Delta P_{sec_h} = -50.792 W$$

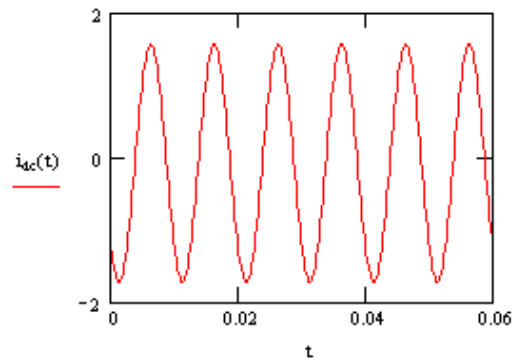
$$\Delta P_{sec_i} + \Delta P_{sec_h} = -63.499 W$$

Formas de onda del bus de continua:

$$V_{dc} := 800 \cdot V \quad C := 0.01 \cdot F$$

$$i_{dc}(t) := \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left[\begin{aligned} & v_{R_carga}(t) \cdot (i_{Rdr}(t) + i_{Ri}(t) + i_{Rh}(t)) \dots \\ & + v_{S_carga}(t) \cdot (i_{Sdr}(t) + i_{Si}(t) + i_{Sh}(t)) \dots \\ & + v_{T_carga}(t) \cdot (i_{Tdr}(t) + i_{Ti}(t) + i_{Th}(t)) \end{aligned} \right]$$

$$\frac{1}{0.02s} \cdot \int_{0s}^{0.02s} i_{dc}(t) dt = -0.079 A$$



APÉNDICE III : RESULTADOS DEL COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS

III.1 Introducción.

En el presente apéndice se incluyen los modelos utilizados en la simulación para los diversos bloques funcionales y los resultados de las simulaciones realizadas del compensador activo de desequilibrios mediante el programa MATLAB-Simulink. Los principales parámetros de la simulación son:

Parámetros de la simulación		
Start time:0.0	Stop time: 2s	Step size: 5us.
Mode auto	Solver option: fixed-step	ode3 (Bogacki-...)

Los principales parámetros del inversor se corresponden a los disponibles a nivel físico en el laboratorio, exceptuando la resistencia serie de la inductancia que es mayor que la real y que es donde se reflejan todas las pérdidas de energía del compensador activo de desequilibrios. El bus de continua está formado por una asociación serie de dos condensadores: el condensador de la parte alta (C_{top}) y el de la parte baja (C_{bot})

Parámetros del inversor		
Capacidad: 15mF	Resistencia serie: 1 ohm	Inductancia serie: 6mH
Tensión inicial: 400 V	Incremento de tensión: 50 V	Tiempo del escalón: 0.4 s

Otros parámetros de los diversos bloques que aparecen en la simulación son:

- Carga $R=10$ ohmios; $S=$ infinito; $T=$ infinito. La carga varía en $t=1.6s$ a un valor de 20 ohmios.
- Control bus DC: frecuencia de muestreo del bloque de control del bus DC: 100Hz.
- Ganancia del bloque de control del bus DC igual a 0.8, obtenida a partir de la Ec. 4.115.
- Saturación de la salida del bloque de control de la tensión en el bus DC de +5 y -5.

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

- Ganancia del bloque de control de los desequilibrios en el bus DC igual a 0.1, obtenida a partir de la Ec. 4.120 con un condensador de 15mF y un tiempo de carga de diez ciclos de la red de suministro.
- Saturación de la salida del bloque de control de los desequilibrios en el bus DC de +1 y -1.
- Banda de histéresis: superior=0.8; inferior=0.8. Se ha utilizado un valor inferior al que se obtiene con el control digital desarrollado para mayor claridad de las formas de onda de corriente.

Para efectuar el análisis de la respuesta dinámica del sistema se han efectuado los siguientes cambios en el sistema:

- Escalón de tensión de 25 V en el instante $t=0.4s$, manteniendo la tensión de referencia del bus DC estable en 800 V.
- Escalón de la tensión de referencia del bus DC que pasa de 800 V a 850 V en el instante $t=1s$.
- Variación en la carga conectada en la fase R, pasando de 10 ohmios a 20 ohmios en el instante $t=1.6s$.

El circuito simulado es el mostrado en la figura III.1.

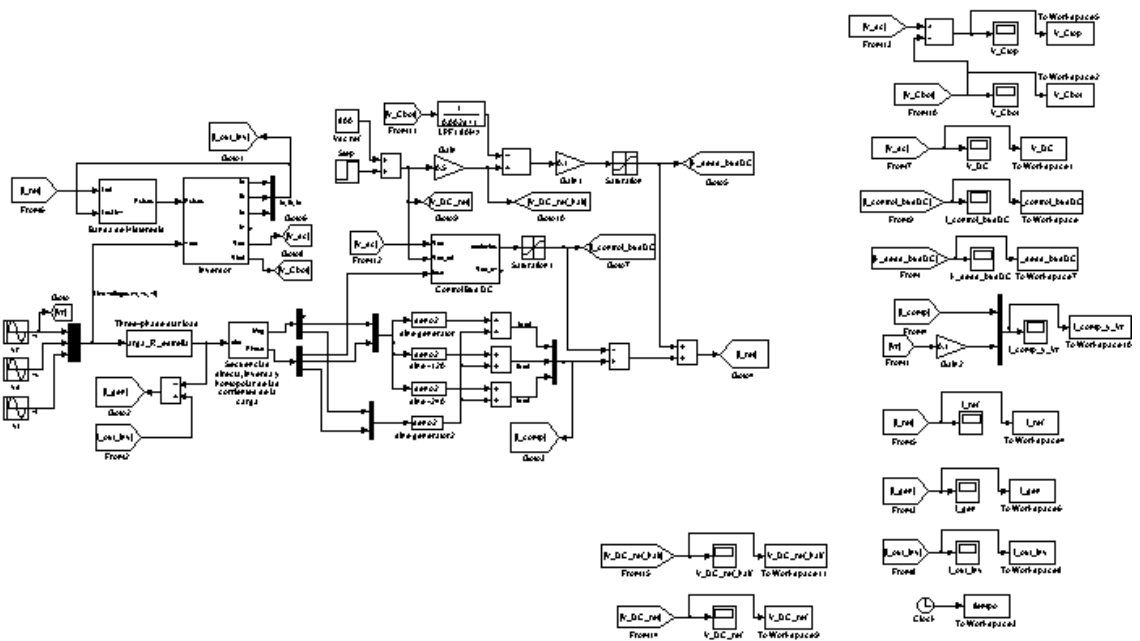


Figura III.1.- Circuito utilizado en la simulación.

En los siguientes apartados se incluyen los modelos utilizados en la simulación para los diversos bloques funcionales:

- **Banda de histéresis trifásica:** implementa un control de corriente mediante una banda de histéresis fija cuyo valor es definible desde Simulink. Como entradas del bloque están las tres corrientes de referencia y las tres corrientes de salida del inversor. Como salida del bloque hay tres señales PWM, una por cada rama del inversor, que proporcionan las señales de control PWM del inversor trifásico.
- **Carga en estrella:** en este bloque se definen los valores de las resistencias que forman la carga trifásica.
- **Control del bus DC:** a partir de la tensión en la parte alta del bus de continua, obtenida en el bloque inversor, y de la tensión de referencia del bus de continua se obtiene el error que mediante un regulador proporcional, tal como se ha analizado en el capítulo 4, permite calcular las corrientes que compensarán las pérdidas de potencia en el sistema compensador. Las corrientes son senoidales y de secuencia directa, por lo que, además de las dos tensiones citadas, la tercera entrada al bloque es la fase de la corriente de secuencia directa activa, que coincide con la fase de la tensión de secuencia directa en los casos que se han analizado.
- **Inversor trifásico:** como entradas tiene tres señales de pulsos que servirán para controlar los seis interruptores ideales que forman el inversor trifásico. Como salidas del bloque están las tres corrientes de alterna a la salida del inversor y dos salidas que corresponden a la tensión en la parte alta del bus de continua y en el punto medio del bus.
- **Función seno:** a partir de una amplitud y una fase se calcula la señal seno correspondiente, utilizándose en la generación de las corrientes de compensación a partir de las componentes simétricas (amplitud y fase) obtenidos mediante el bloque de Simulink analizador de secuencia trifásico.

En los últimos apartados se muestran las diversas señales que caracterizan el funcionamiento del compensador activo de desequilibrios, incluyéndose también las medidas efectuadas con los transformadores de 24V/220V conectados a la red de suministro.

III.2 Ficheros de Matlab.

III.2.1 Función banda de histéresis trifásica.

```
function [sys,x0,str,ts] = banda_histeresis(t,x,u,flag,Lim_sup,Lim_inf)
```

```
estat=0;
```

```
%=====
```

```
% BANDA DE HISTERESIS TRIFASICA
```

```
%=====
```

```
if flag == 0
```

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

```
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 3;
sizes.NumOutputs = 3;
sizes.NumInputs = 6;
sizes.DirFeedthrough = 0;
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed
sys = simsizes(sizes);
% sys=[1,0,1,1,0,0];
x0 = [0 0 0];
str = [];
ts = [0];
elseif flag==2
ref_ir=u(1);
ref_is=u(2);
ref_it=u(3);
medida_ir=u(4);
medida_is=u(5);
medida_it=u(6);
ref_sup_r=ref_ir+Lim_sup;
ref_inf_r=ref_ir-Lim_inf;
ref_sup_s=ref_is+Lim_sup;
ref_inf_s=ref_is-Lim_inf;
ref_sup_t=ref_it+Lim_sup;
ref_inf_t=ref_it-Lim_inf;
    if medida_ir>ref_sup_r
        estat_r=1;

    elseif medida_ir<ref_inf_r
        estat_r=2;

    else
        estat_r=x(1);
```

```
end

if medida_is>ref_sup_s
    estat_s=1;

elseif medida_is<ref_inf_s
    estat_s=2;

else
    estat_s=x(2);
end

if medida_it>ref_sup_t
    estat_t=1;

elseif medida_it<ref_inf_t
    estat_t=2;

else
    estat_t=x(3);
end

sys = [estat_r estat_s estat_t];

elseif flag==3
    if x(1)==1
        Sa=0;
    else %if x==2
        Sa=1;
    end

    if x(2)==1
        Sb=0;
    else %if x==2
```

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

```
Sb=1;
end

if x(3)==1
    Sc=0;
else %if x==2
    Sc=1;
end

sys =[Sa Sb Sc];
elseif flag==4
sys = [];
else
sys = [];
end
% end mdlTerminate
```

III.2.2 Función carga en estrella.

```
function [sys,x0,str,ts] = carga_R_estrella(t,x,u,flag,R1,R2,R3)
```

```
%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function.
%=====
%
if flag == 0
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 3;
sizes.NumInputs = 3;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed
sys = simsizes(sizes);
% sys=[1,0,1,1,0,0];
x0 = [];
```

```

str = [];
ts = [0];
elseif flag==1
sys = [];
elseif flag==3
Vr=u(1);
Vs=u(2);
Vt=u(3);
ir=Vr/R1;
is=Vs/R2;
it=Vt/R3;
in=ir+is+it;
sys=[ir is it];
elseif flag==4
sys = [];
else
sys = [];
end
% end mdlTerminate

```

III.2.3 Función control bus DC.

```
function [sys,x0,str,ts] = control_bus_DC(t,x,u,flag,fm,kp)
```

```
%=====
```

```
% Control del bus de continua
```

```
% =====
```

```
global corriente T T1 Vdcav;
```

```
if flag == 0
```

```
Vdcav=800;
```

```
sizes = simsizes;
```

```
sizes.NumContStates = 0;
```

```
sizes.NumDiscStates = 0;
```

```
sizes.NumOutputs = 4;
```

```
sizes.NumInputs = 3;
```

```
sizes.DirFeedthrough = 1; % Para ver la idc hay que activar la transferencia directa
```

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

```
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed
sys = simsizes(sizes);
corriente=0;
T=1/fm;
T1=0;
x0 = []; % Los valores de tension inicial en el condensador se los pasamos como parametros
str = [];
ts = [0];
elseif flag==1
sys = [];
elseif flag==3
Vdc=u(1);
Vdc_ref=u(2);
fase=u(3);
% Definimos cada cuanto se calcula dependiendo de la frecuencia de muestreo fm
if t>T1
    T1=T1+T;
    Vdcav=(Vdc+Vdcav)/2;
    corriente=kp*(Vdc_ref-Vdcav);
end
    ia=corriente*sin((314.15*t)+((fase*pi)/180)-0);
    ib=corriente*sin((314.15*t)+((fase*pi)/180)-(2.0940));
    ic=corriente*sin((314.15*t)+((fase*pi)/180)+(2.0940));
sys=[ia ib ic Vdcav];
elseif flag==4
sys = [];
else
sys = [];
end
% end mdlTerminate
```

III.2.4 Función inversor trifásico.

```
function [sys,x0,str,ts] = inversor_trifasico3R_red(t,x,u,flag,R,L,C,vci,incV,Tinc)
```

```

%=====
%
% Inversor trifasico con dos condensadores en el bus DC con toma media
% conectada al neutro.
%
%=====

global Ra Rb Rc La Lb Lc vc1i vc2i t1 Tint;
if flag == 0
Ra=R(1)
Rb=R(2)
Rc=R(3)
La=L(1)
Lb=L(2)
Lc=L(3)
vc1i=vc(1)
vc2i=vc(2)
t1=-1;
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 5;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 6;
sizes.NumInputs = 6;
sizes.DirFeedthrough = 1; % Para ver la idc hay que activar la transferencia directa
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed
sys = simsizes(sizes);
x0 = [0 0 0 vc1i vc2i]; % Los valores de tension inicial en el condensador se los pasamos
como parametros
str = [];
ts = [0];
elseif flag==1
Sa=u(1);
Sb=u(2);
Sc=u(3);
Vr=u(4);

```

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

```
Vs=u(5);
Vt=u(6);
vc1=x(4);
vc2=x(5);
San=1-Sa;
Sbn=1-Sb;
Scn=1-Sc;
Tint=t-t1;
t1=t;
% Ecuaciones del inversor trifasico de tres ramas con bus DC formado por
% condensadores y con toma media al neutro de la red de alterna
A=[-Ra/La 0 0 Sa/La -San/La; 0 -Rb/Lb 0 Sb/Lb -Sbn/Lb; 0 0 -Rc/Lc Sc/Lc -Scn/Lc; -Sa/C -
Sb/C -Sc/C 0 0; San/C Sbn/C Scn/C 0 0];
if t==Tinc
    incrementa=1;
else
    incrementa=0;
end
B=[-1/La 0 0 0; 0 -1/Lb 0 0; 0 0 -1/Lc 0; 0 0 0 incrementa; 0 0 0 -incrementa];
u=[Vr Vs Vt ((incV/2)/Tint)]';
derivada=A*x+B*u;
sys = [derivada];
elseif flag==3
Sa=u(1);
Sb=u(2);
Sc=u(3);
San=1-Sa;
Sbn=1-Sb;
Scn=1-Sc;
ia=x(1); % ir=(irs-itr)/3;
ib=x(2); % is=(ist-irs)/3;
ic=x(3); % it=(itr-ist)/3;
in=-ia-ib-ic;
Vdc=x(4)+x(5);
```



```
%ic1=ia*Sa+ib*Sb+ic*Sc;
%ic2=-ia*San-ib*Sbn-ic*Scn;
sys=[ia ib ic in Vdc x(5)];
elseif flag==4
sys = [];
else
sys = [];
end
% end mdlTerminate
```

III.2.5 Función seno.

```
function [sys,x0,str,ts] = seno(t,x,u,flag,desfase)
%=====
%
% CALCULA EL SENO DE LA SEÑAL A PARTIR DE SU FASE Y MODULO
%=====
%
if flag == 0
sizes = simsizes;

sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 1;
sizes.NumInputs = 2;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed
sys = simsizes(sizes);
% sys=[1,0,1,1,0,0];
x0 = [];
str = [];
ts = [0];
elseif flag==1
elseif flag==3
amplitud=u(1);
fase=u(2);
```

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

```
sys=amplitud*sin((314.15*t)+((fase*pi)/180)-desfase);  
elseif flag==4  
sys = [];  
else  
sys = [];  
end  
% end mdlTerminate
```

III.3 Resultados de la simulación.

En los apartados que siguen se muestran los resultados de la simulación. Se han incluido las siguientes señales:

- Corrientes del generador trifásico.
- Corrientes de salida del inversor.
- Corrientes de referencia.
- Corrientes de compensación de las asimetrías.
- Corrientes de carga del bus de continua.
- Tensión en el bus de continua.
- Tensión en el condensador de la parte alta del bus de continua.
- Tensión en el condensador de la parte baja del bus de continua.
- Tensiones en los condensadores.
- Salida del circuito de control de los desequilibrios.
- Tensión en los condensadores cuando falla alguno de los bloques de realimentación de tensión.

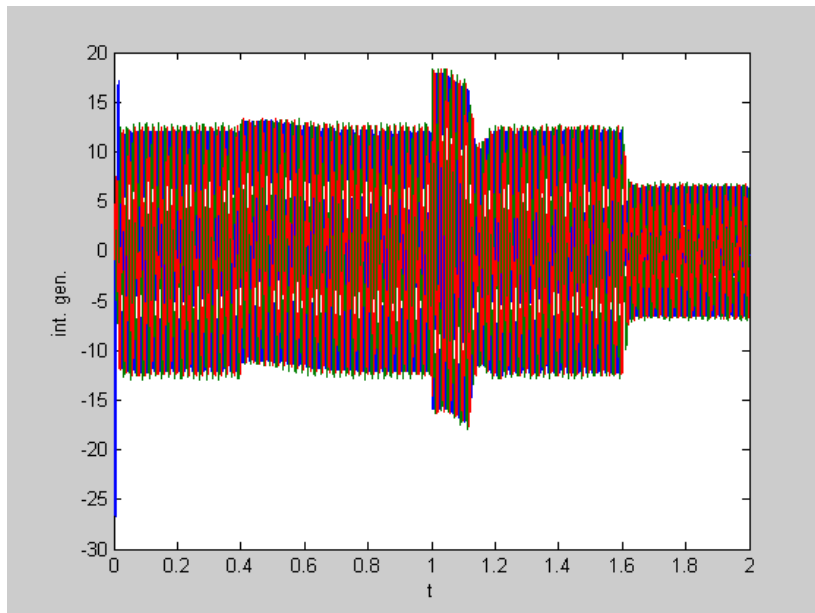
Las simulaciones se han efectuado para una duración de 2 segundos y se han incluido los siguientes resultados:

- Señal durante los 2 segundos de la simulación.
- Señal durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \Delta 25V$ en $t = 0.4s$).
- Señal durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref} = +50V$ en $t = 1s$).
- Señal durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t = 1.6s$).

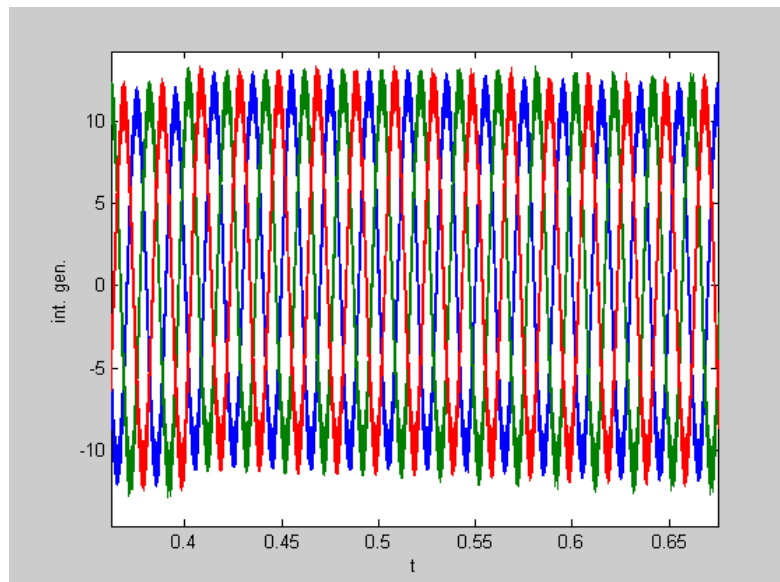
En algunas de las figuras, para clarificar los resultados ha sido posible añadir la señal de referencia, lo que permite visualizar mejor la respuesta del sistema a las perturbaciones indicadas.

III.3.1 Corrientes del generador trifásico.

Los siguientes gráficos corresponden a las corrientes de las tres fases del generador trifásico (*plot (tiempo, i_gen)*) para los diversos eventos de la simulación.

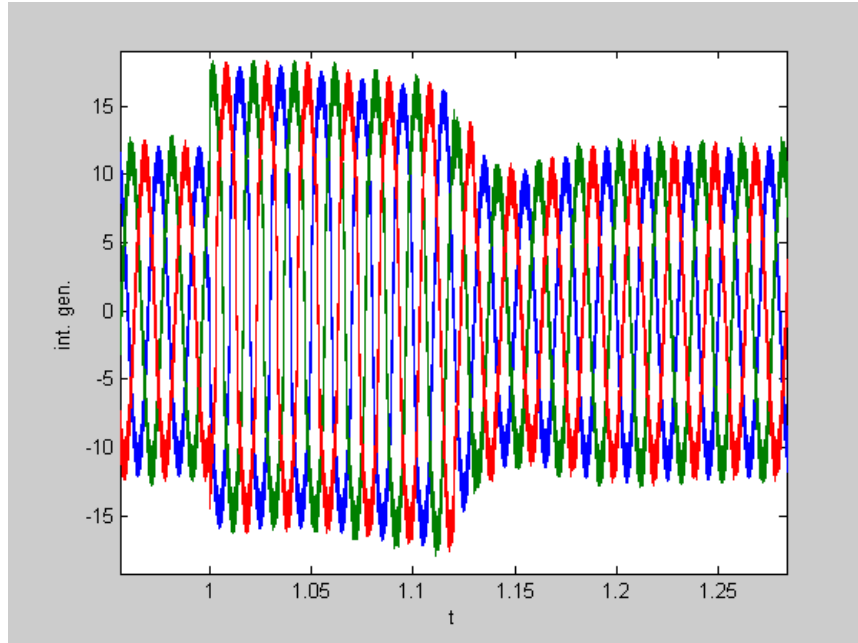


Sim 1.- Formas de onda de la corriente del generador trifásico durante los 2 segundos de la simulación.

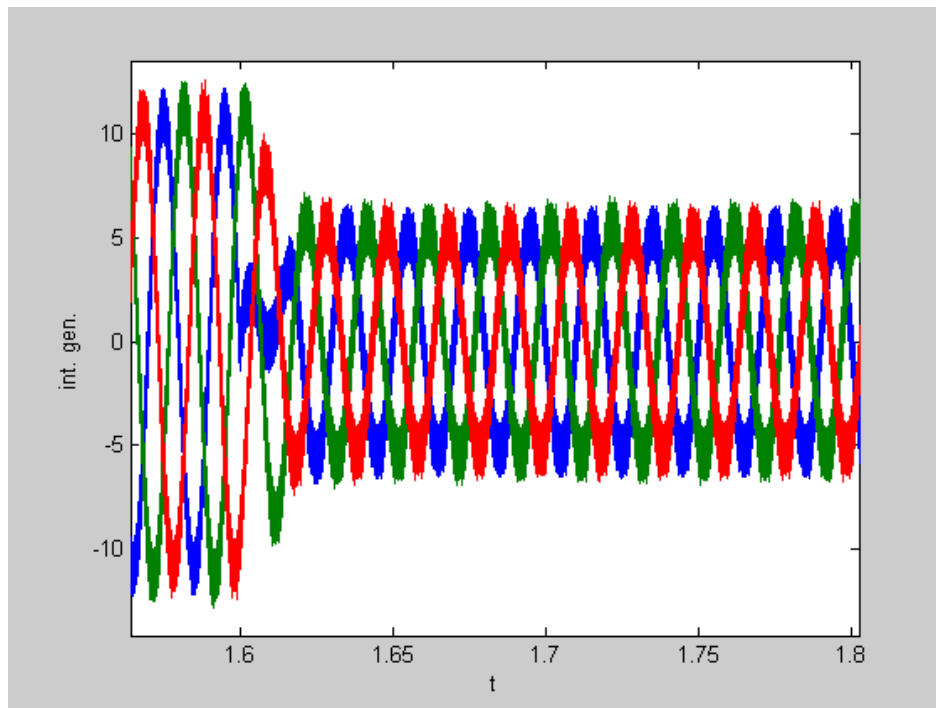


Sim 2.- Formas de onda de la corriente del generador trifásico durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t=0.4s$).

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



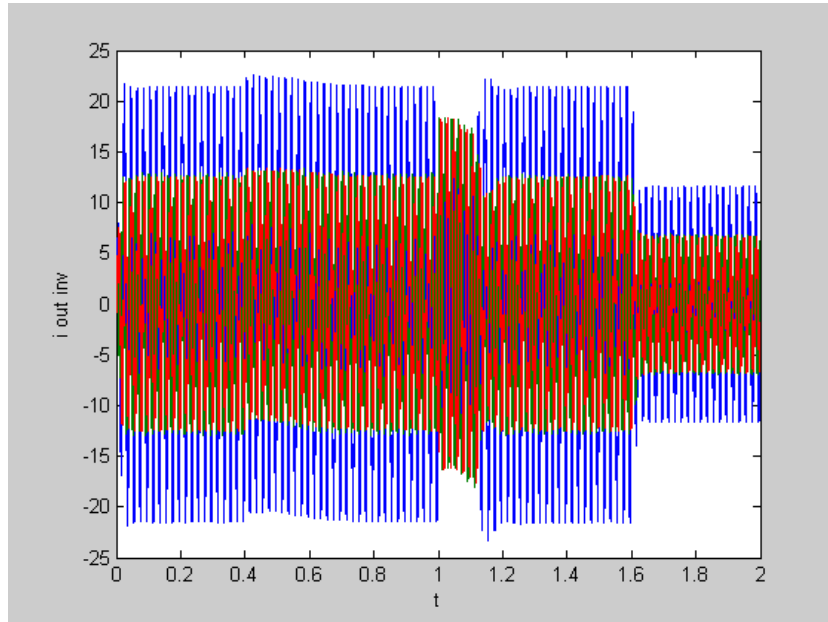
Sim 3.- Formas de onda de la corriente del generador trifásico durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



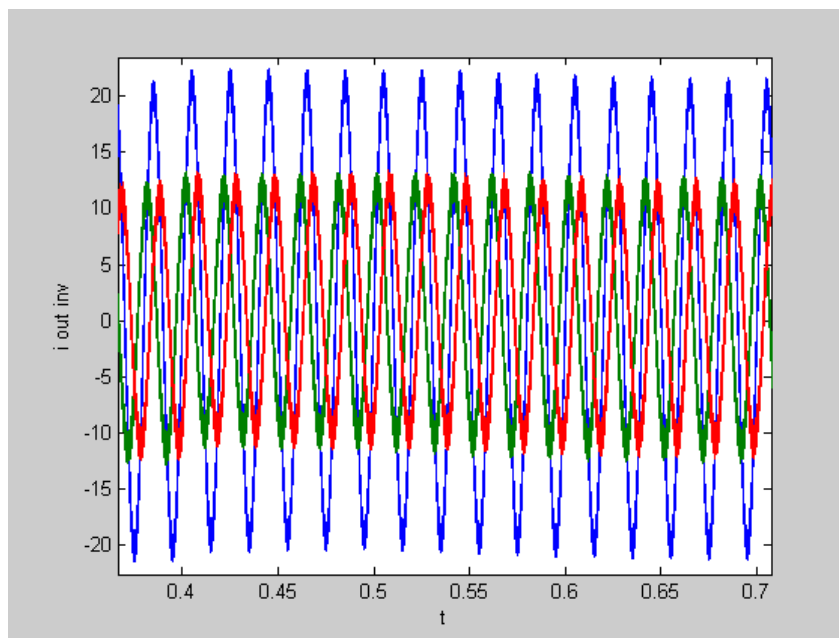
Sim 4.- Formas de onda de la corriente del generador trifásico durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.2 Corrientes de salida del inversor.

Los siguientes gráficos corresponden a las corrientes de salida del inversor trifásico (*plot* (*tiempo, i_out_inv*)) para los diversos eventos de la simulación.

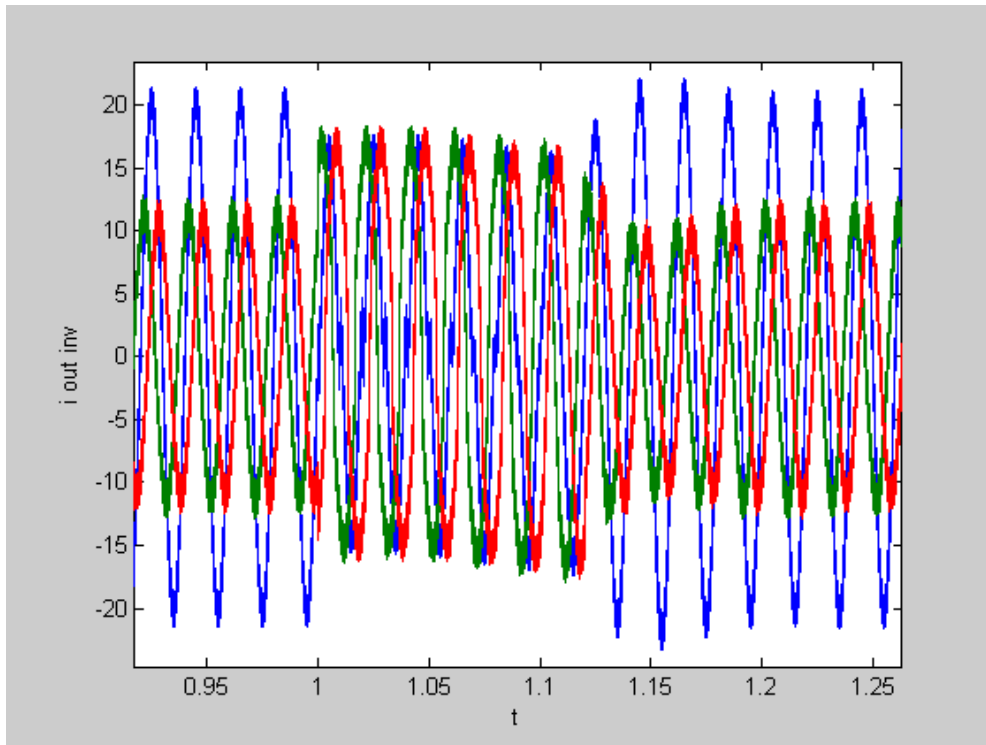


Sim 5.- Formas de onda de la corriente de salida del inversor trifásico durante los 2 segundos de la simulación.

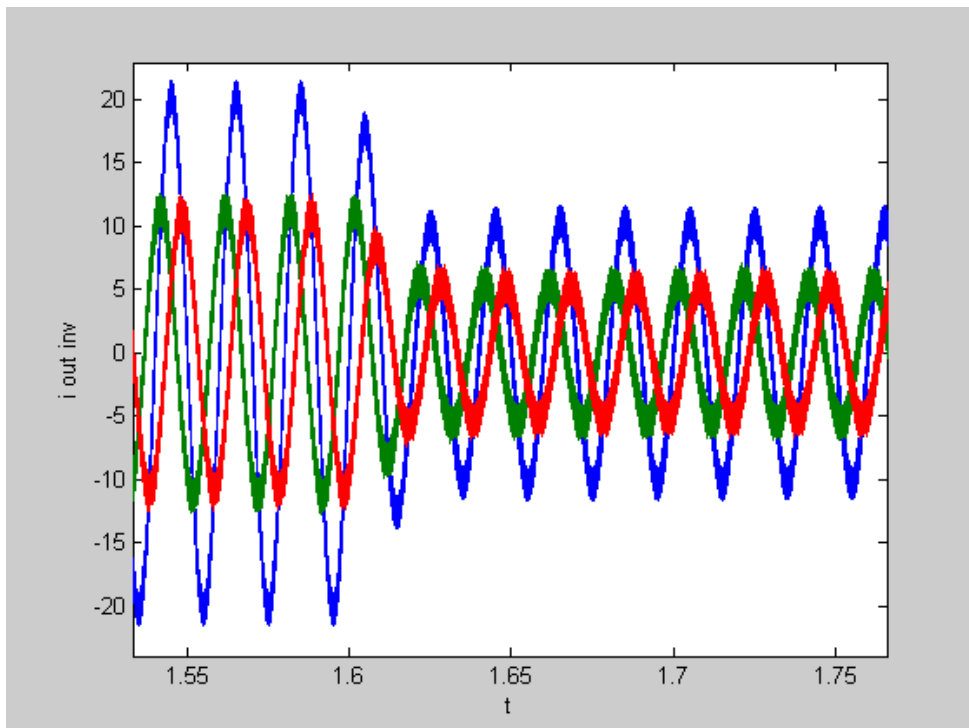


Sim 6.- Formas de onda de la corriente de salida del inversor trifásico durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t=0.4s$).

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



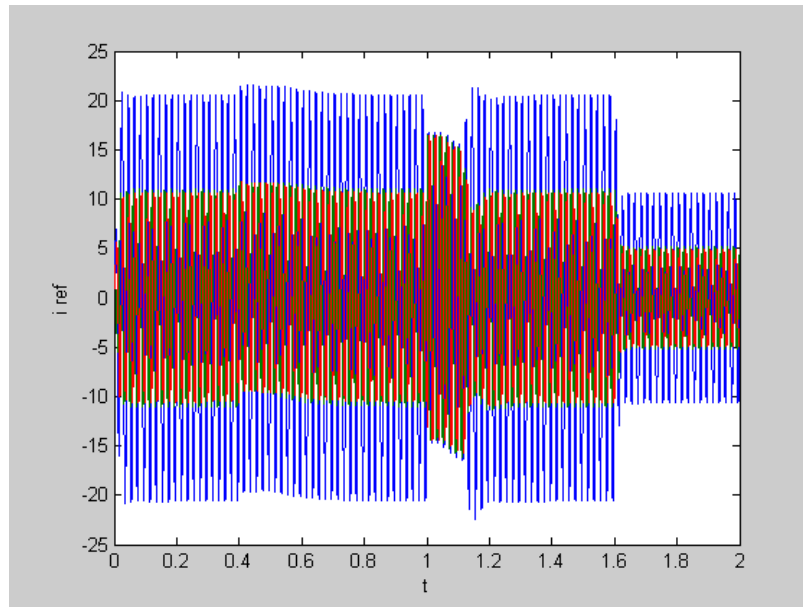
Sim 7.- Formas de onda de la corriente de salida del inversor trifásico durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



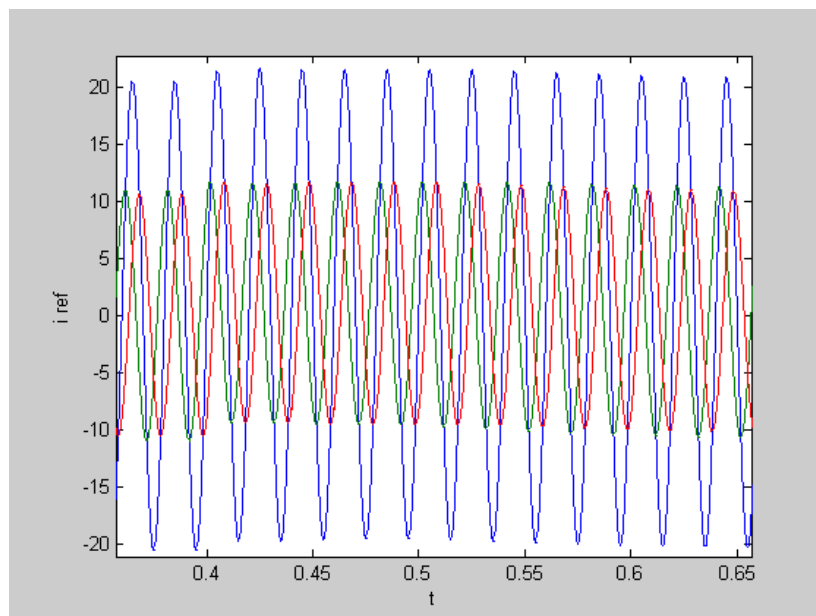
Sim 8.- Formas de onda de la corriente de salida del inversor trifásico durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.3 Corrientes de referencia.

Los siguientes gráficos corresponden a las corrientes de referencia (*plot (tiempo, i_ref)*) que sirven para, mediante un control con banda de histéresis fija, controlar las corrientes de salida del inversor trifásico.

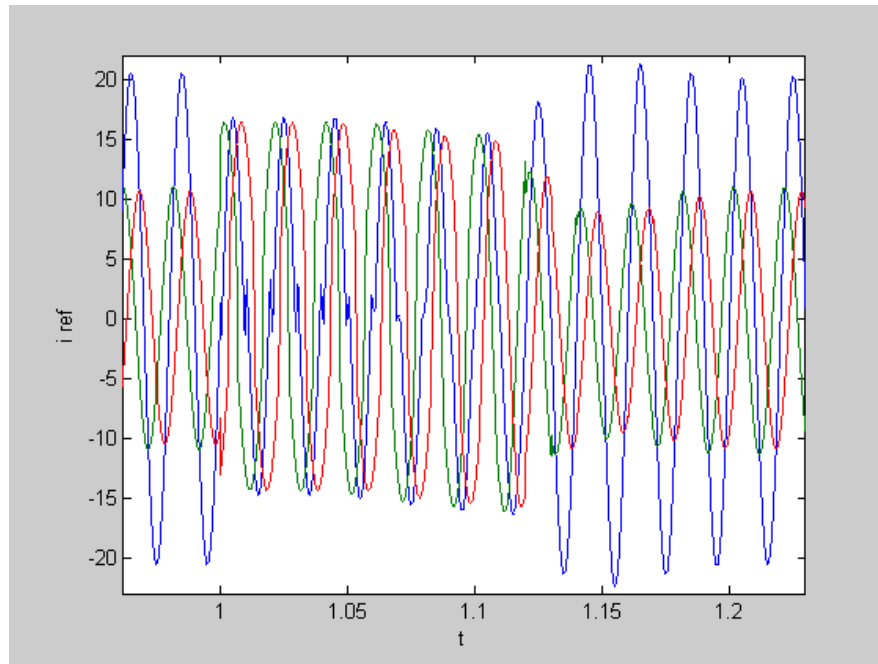


Sim 9.- Formas de onda de las corrientes de referencia durante los 2 segundos de la simulación.

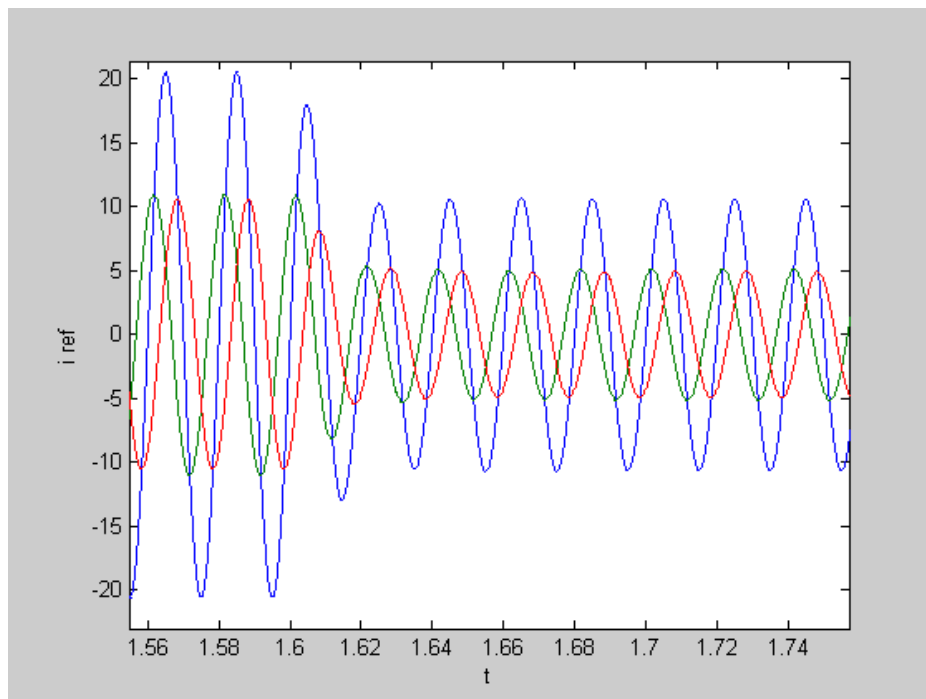


Sim 10.- Formas de onda de las corrientes de referencia durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t = 0.4s$).

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



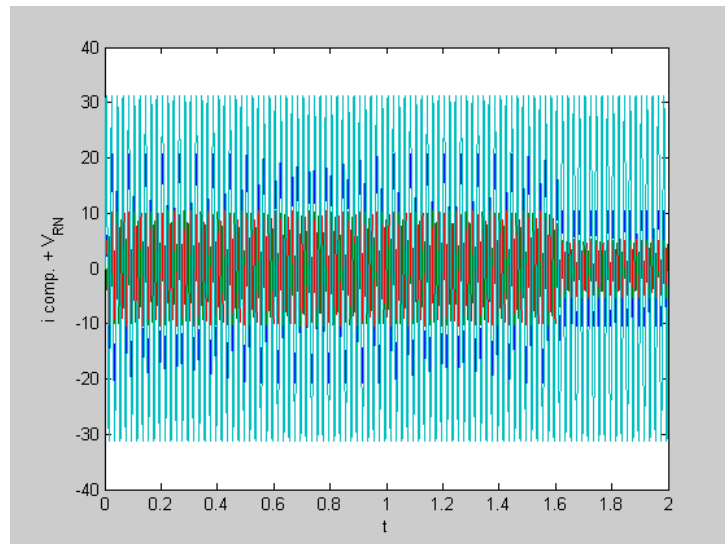
Sim 11.- Formas de onda de las corrientes de referencia durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



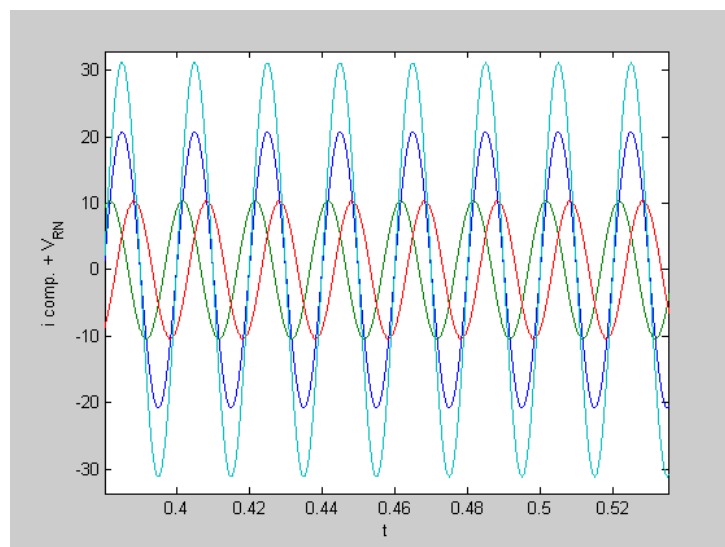
Sim 12.- Formas de onda de las corrientes de referencia durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.4 Corrientes de compensación de las asimetrías.

Los siguientes gráficos corresponden a las corrientes de compensación de las asimetrías más la tensión de la fase R atenuada (*plot (tiempo, i_comp_y_Vr)*) para observar el sincronismo entre las señales. Las corrientes de compensación en cada una de las fases corresponden a las corrientes de secuencia inversa y homopolar, tal como se muestra en las ecuaciones 5.25 y 5.26 de la presente tesis.

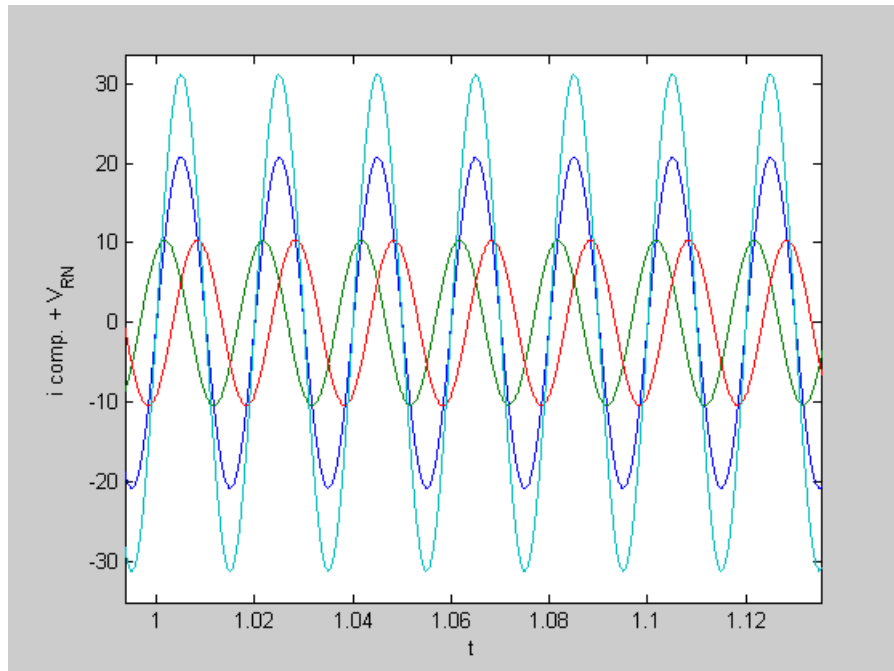


Sim 13.- Formas de onda de las corrientes de compensación durante los 2 segundos de la simulación.

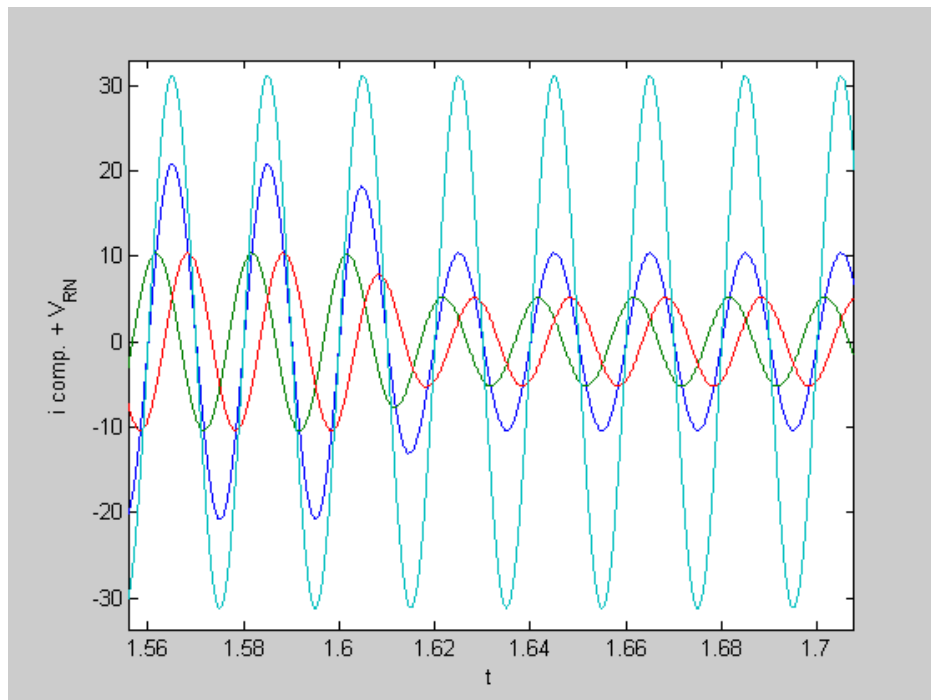


Sim 14.- Formas de onda de las corrientes de compensación durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t = 0.4s$).

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



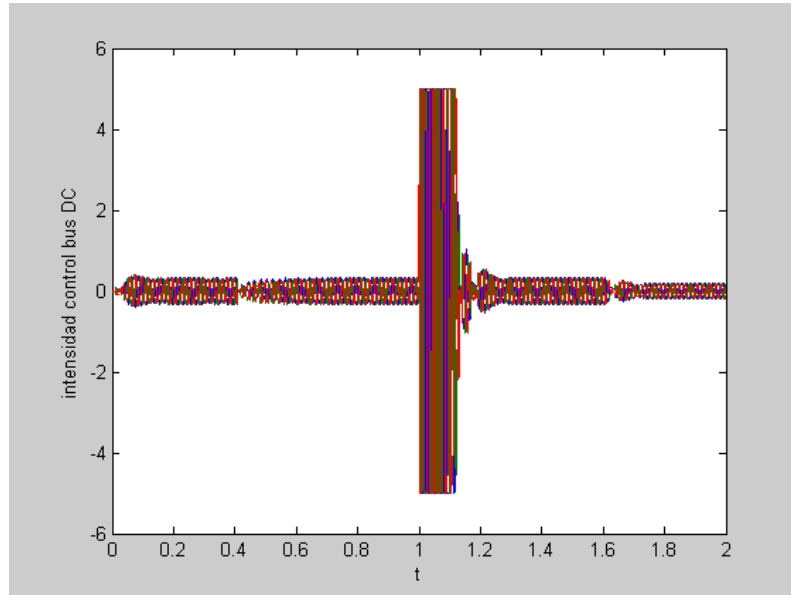
Sim 15.- Formas de onda de las corrientes de compensación durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



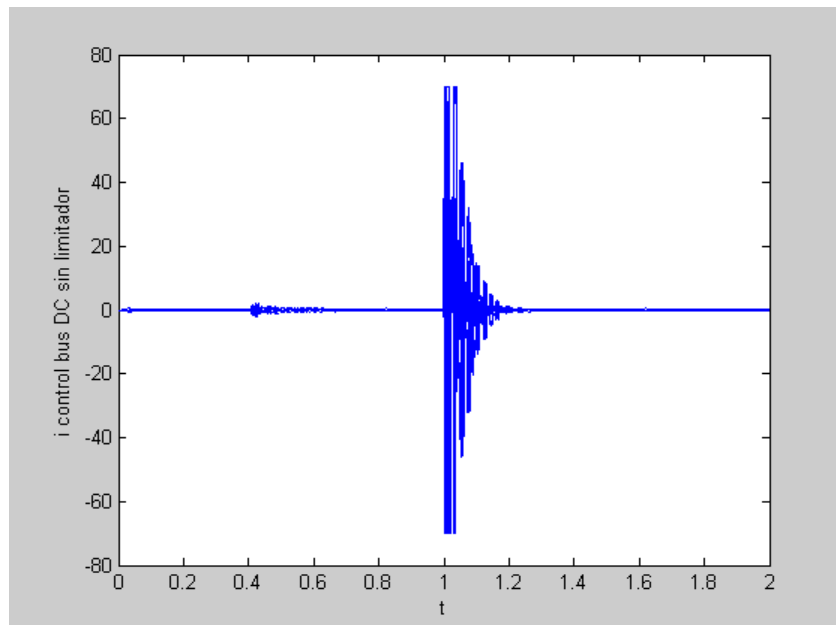
Sim 16.- Formas de onda de las corrientes de compensación durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.5 Corriente de carga del bus DC.

Esta corriente es la responsable de mantener el bus DC cargado a una tensión cercana a la determinada por la referencia. Las señales obtenidas a continuación mediante el comando *plot* (*tiempo,i_control_busDC*) muestran el valor de dicha corriente para los diversos eventos de la simulación.

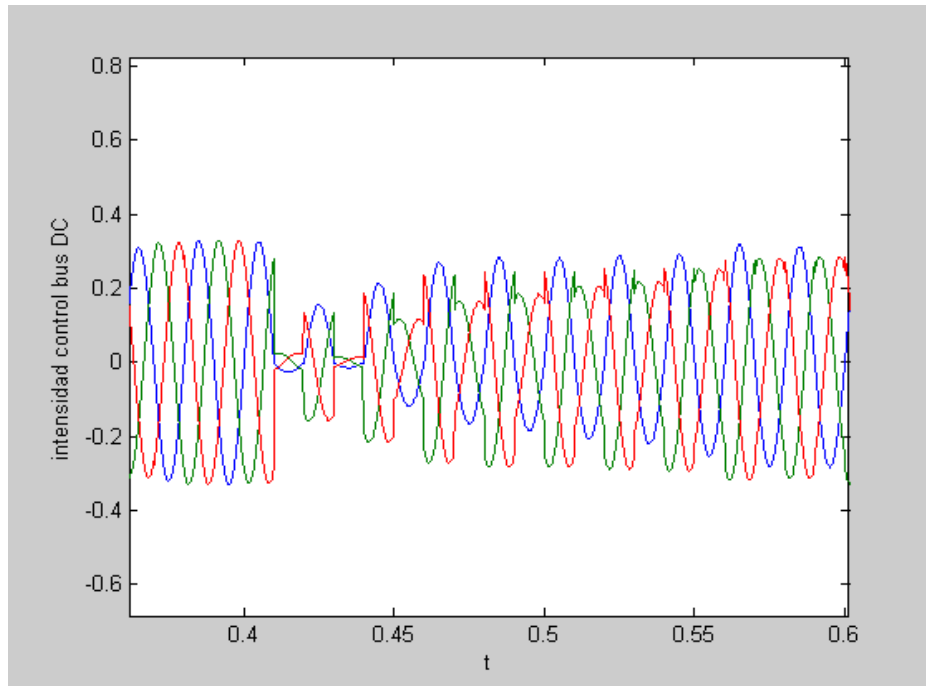


Sim 17.- Formas de onda de las corrientes de carga del bus DC durante los 2 segundos de la simulación con limitador a ± 5 amperios.

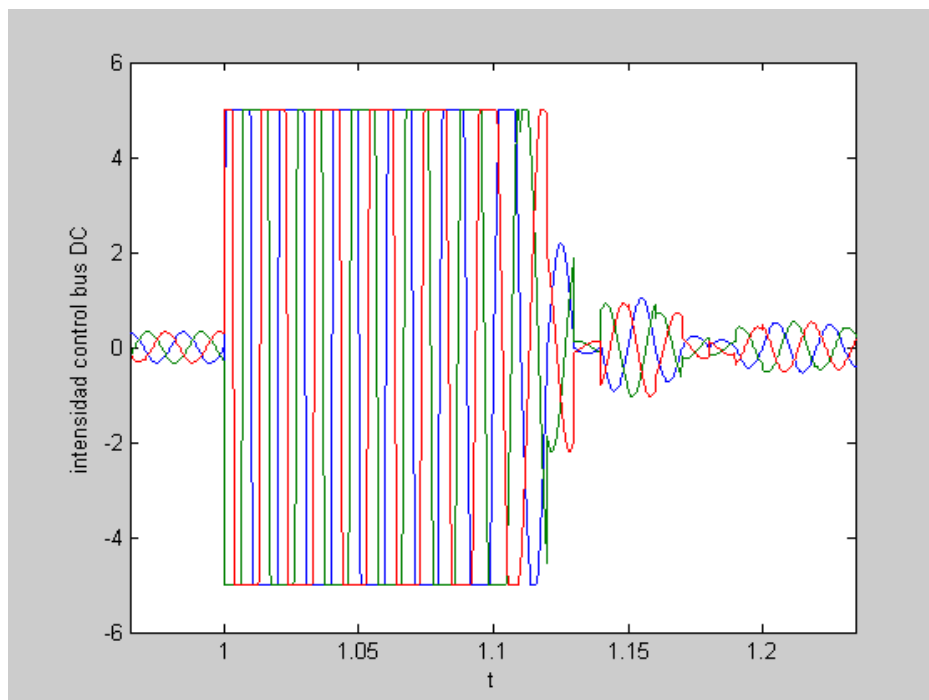


Sim 18.- Formas de onda de las corrientes de carga del bus DC durante los 2 segundos de la simulación con limitador a ± 70 amperios y ganancia de 5.

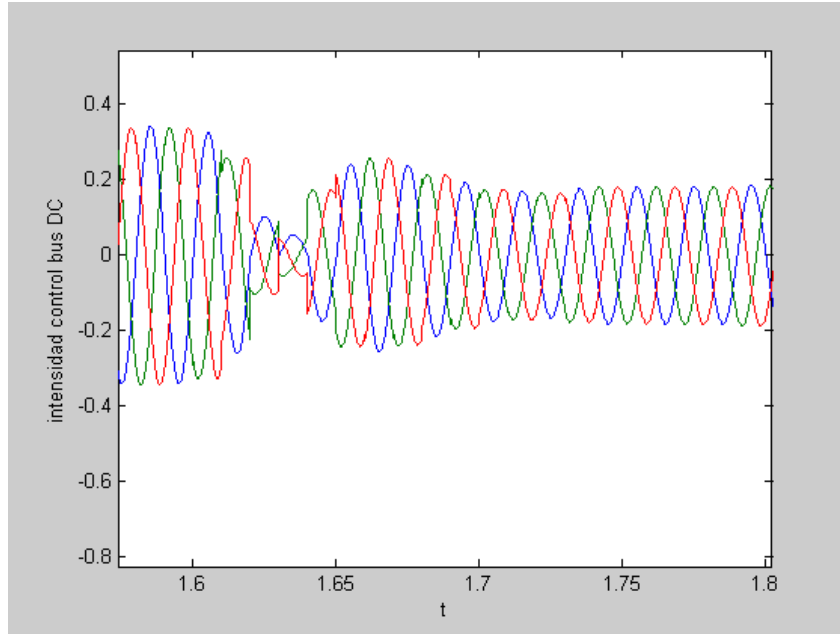
Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



Sim 19.- Formas de onda de las corrientes de carga del bus DC durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t=0.4s$).



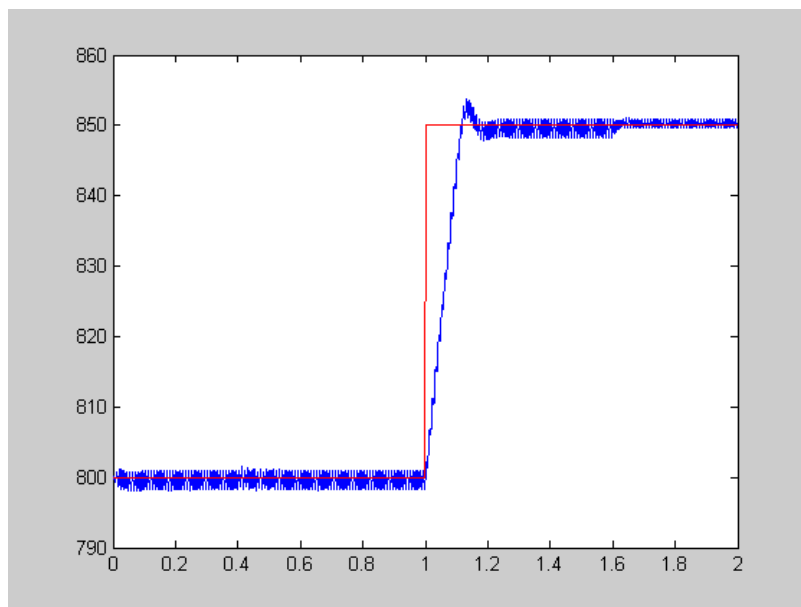
Sim 20.- Formas de onda de las corrientes de carga del bus DC durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref} = +50V$ en $t=1s$).



Sim 21.- Formas de onda de las corrientes de carga del bus DC durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

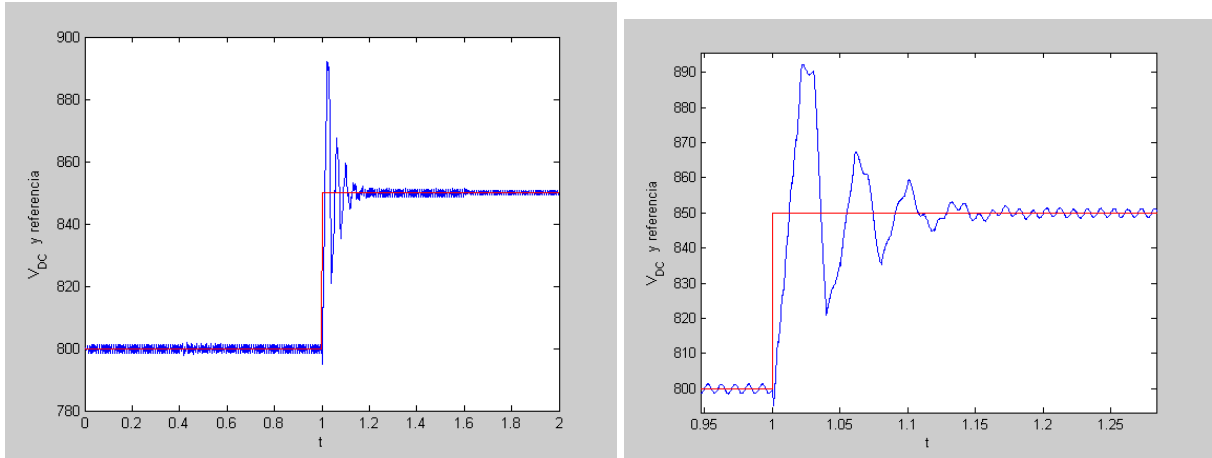
III.3.6 Tensión en el bus de continua.

Los siguientes gráficos corresponden a la tensión en el bus de continua (*plot (tiempo, V_{DC})*) junto con la tensión de referencia utilizada.

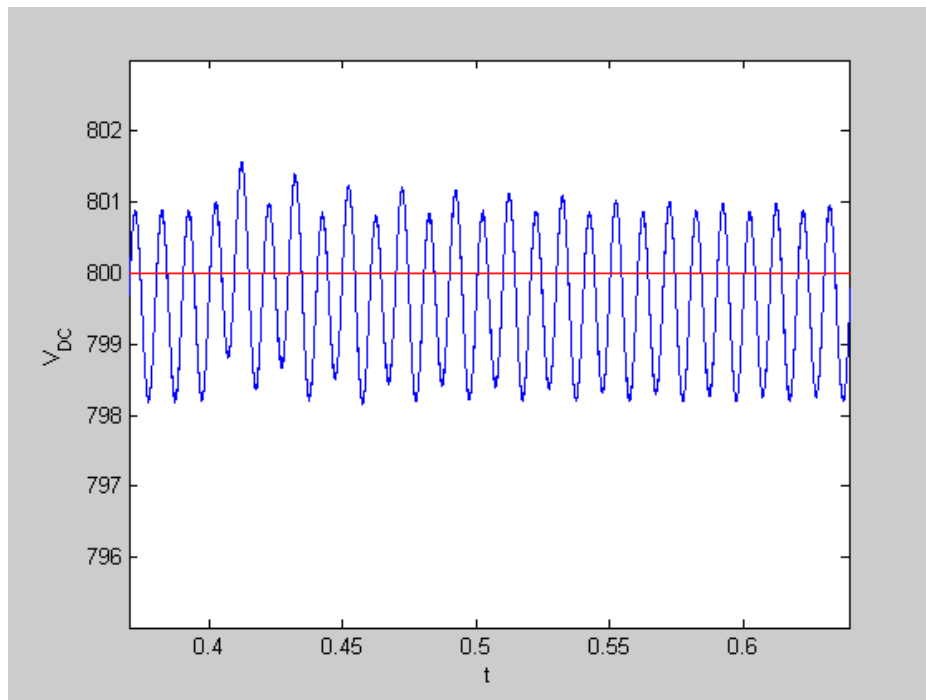


Sim 22.- Formas de onda de la tensión en el bus DC durante los 2 segundos de la simulación.

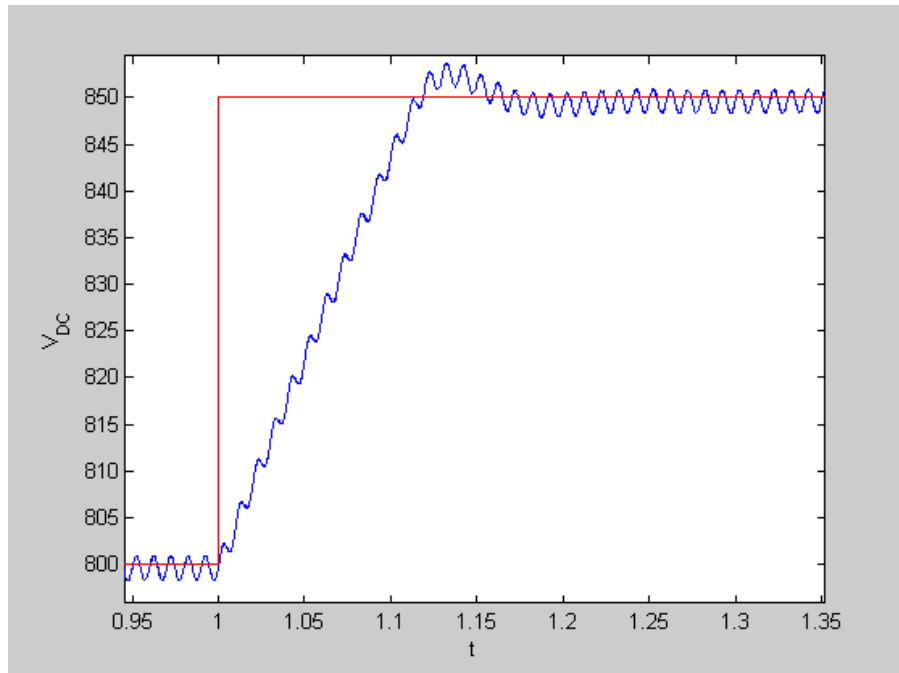
Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



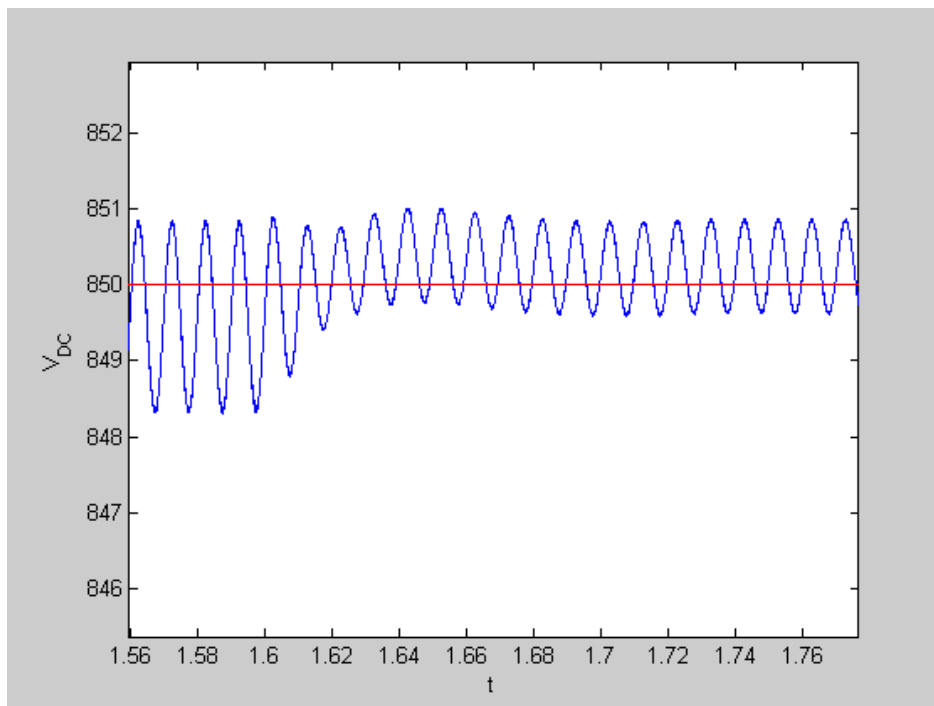
Sim 23.- Formas de onda de la tensión en el bus DC durante los 2 segundos de la simulación sin limitador en el bucle de control y detalle de la misma.



Sim 24.- Formas de onda de la tensión en el bus DC durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t=0.4s$).



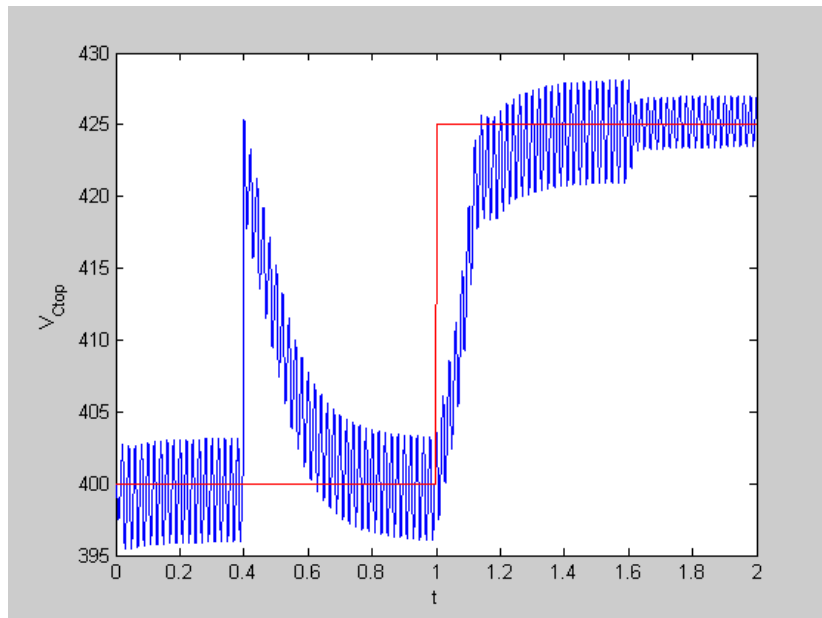
Sim 25.- Formas de onda de la tensión en el bus DC durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



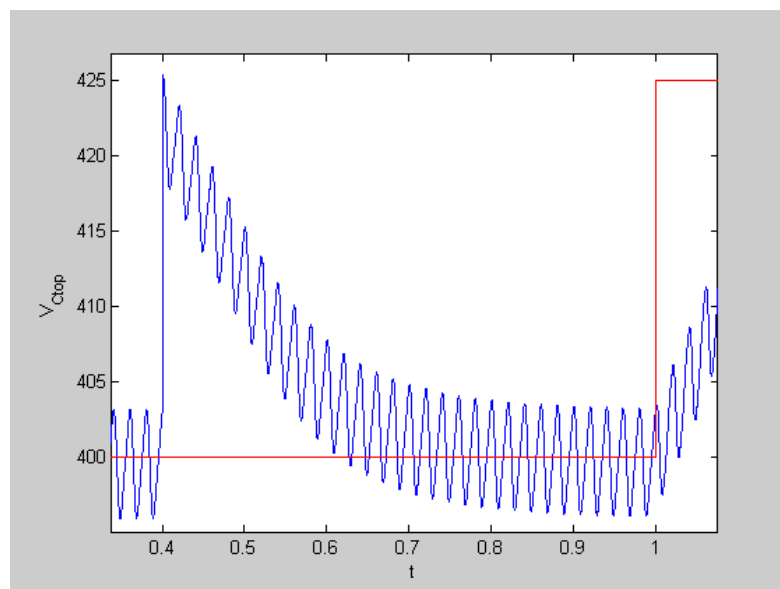
Sim 26.- Formas de onda de la tensión en el bus DC durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.7 Tensión en el condensador C_{top} .

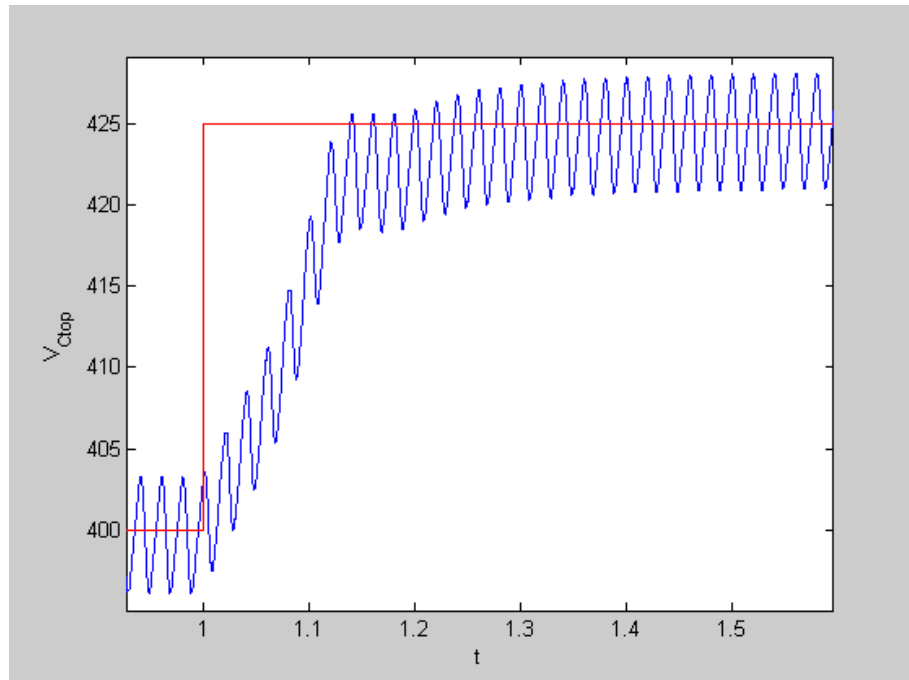
Los siguientes gráficos corresponden a la tensión en el condensador de la parte alta del bus de continua (*plot (tiempo, V_{Ctop})*) junto con la tensión de referencia utilizada.



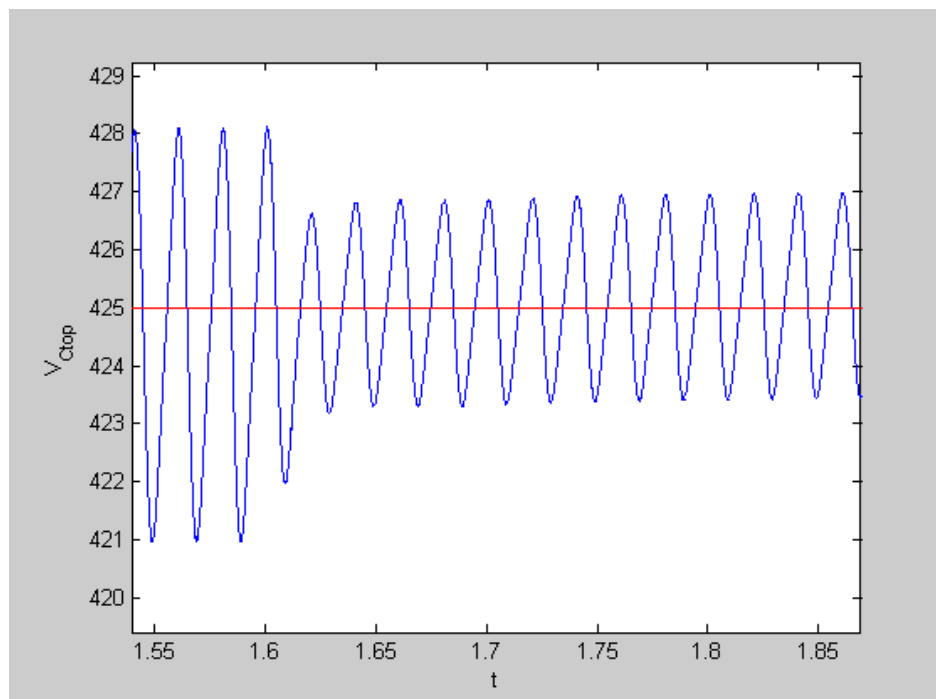
Sim 27.- Formas de onda de la tensión en el C_{top} durante los 2 segundos de la simulación.



Sim 28.- Formas de onda de la tensión en el C_{top} durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t = 0.4s$).



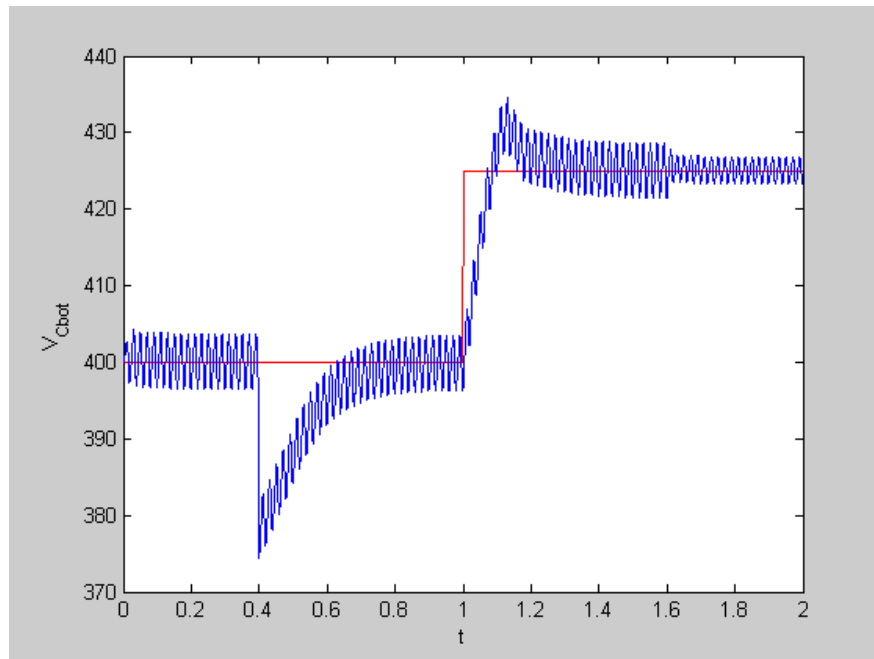
Sim 29.- Formas de onda de la tensión en el C_{top} durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



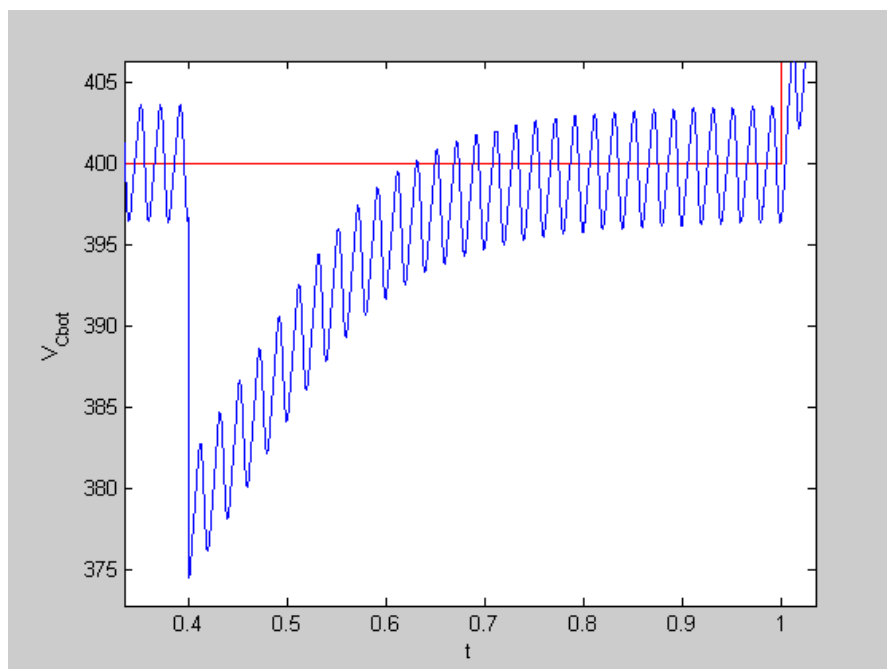
Sim 30.- Formas de onda de la tensión en el C_{top} durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.8 Tensión en el condensador C_{bot} .

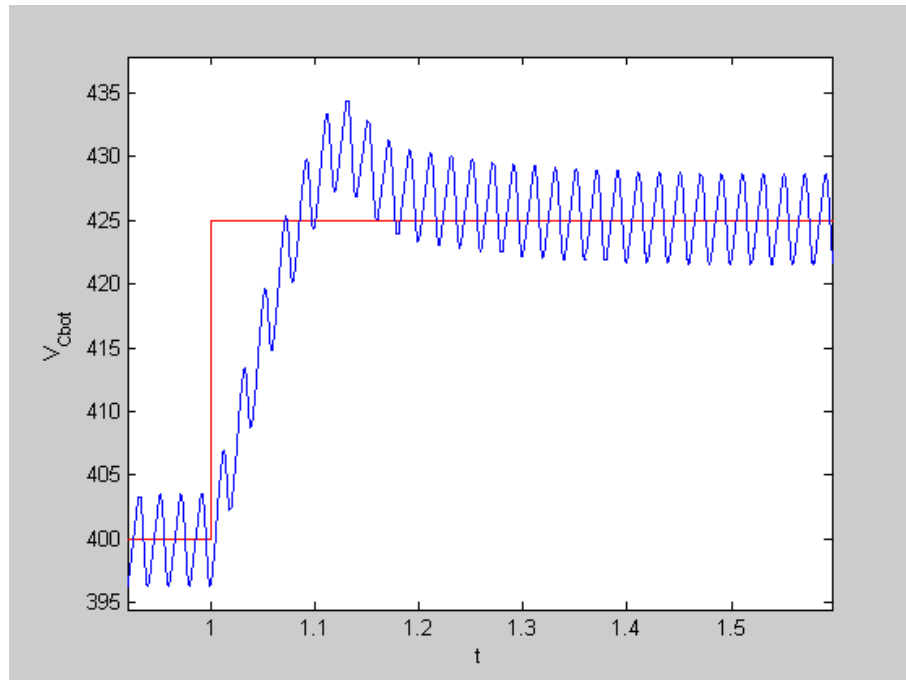
Los siguientes gráficos corresponden a la tensión en el condensador de la parte baja del bus de continua (*plot (tiempo, V_{Cbot})*) junto con la tensión de referencia utilizada.



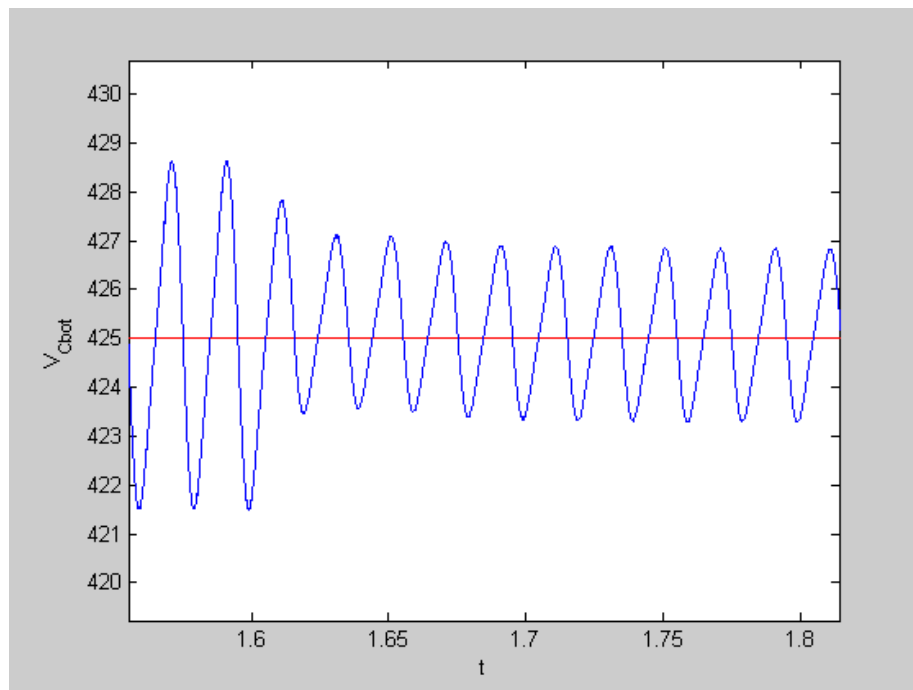
Sim 31.- Formas de onda de la tensión en el C_{bot} durante los 2 segundos de la simulación.



Sim 32.- Formas de onda de la tensión en el C_{bot} durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25V$ en $t = 0.4s$).



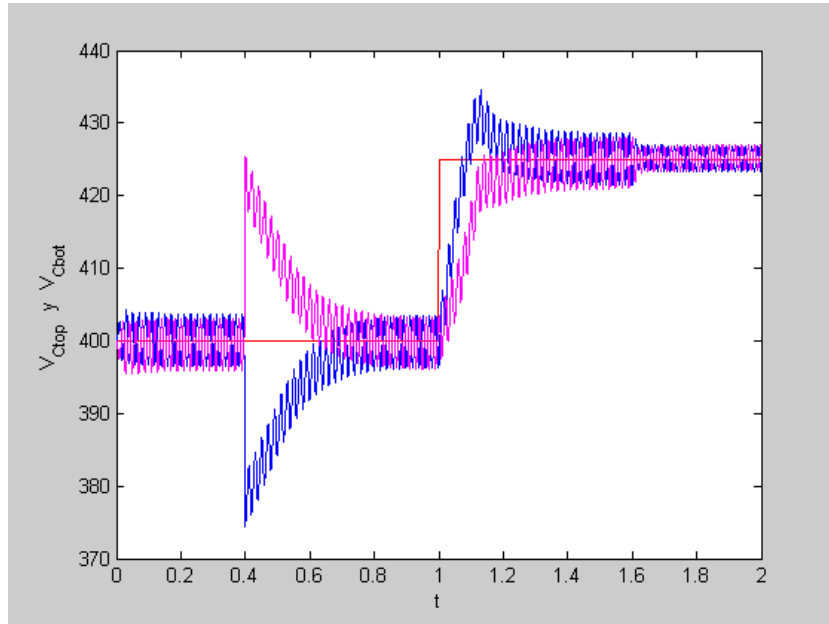
Sim 33.- Formas de onda de la tensión en el C_{bot} durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



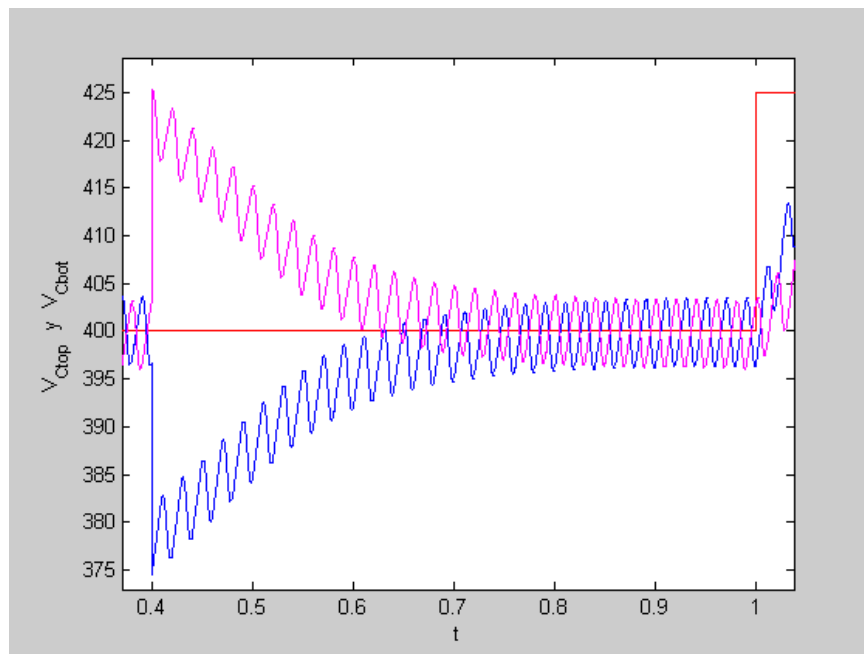
Sim 34.- Formas de onda de la tensión en el C_{bot} durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.9 Tensiones en los condensadores.

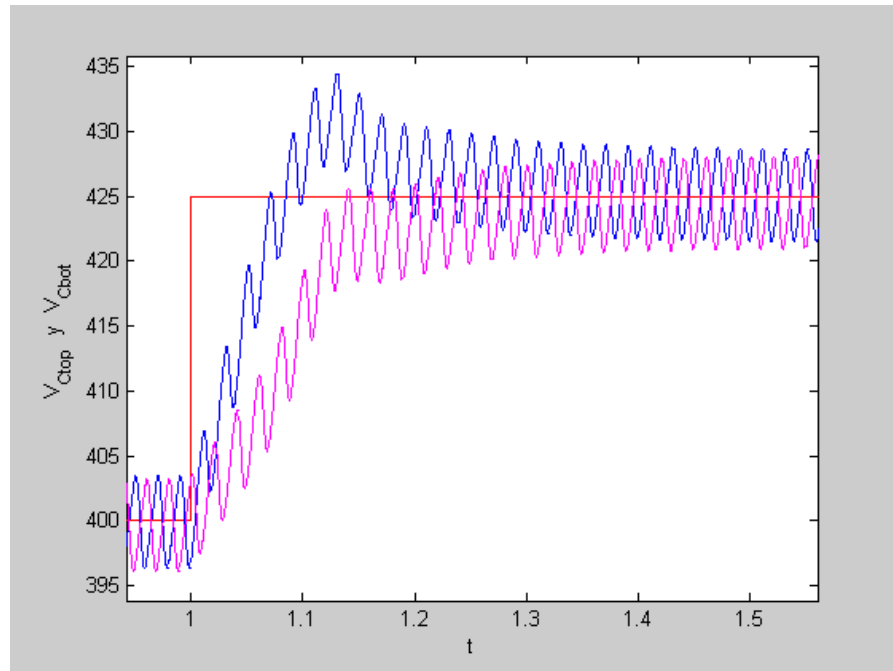
Los siguientes gráficos corresponden a las tensiones de los condensadores de la parte alta y baja del bus de continua junto con la tensión de referencia utilizada.



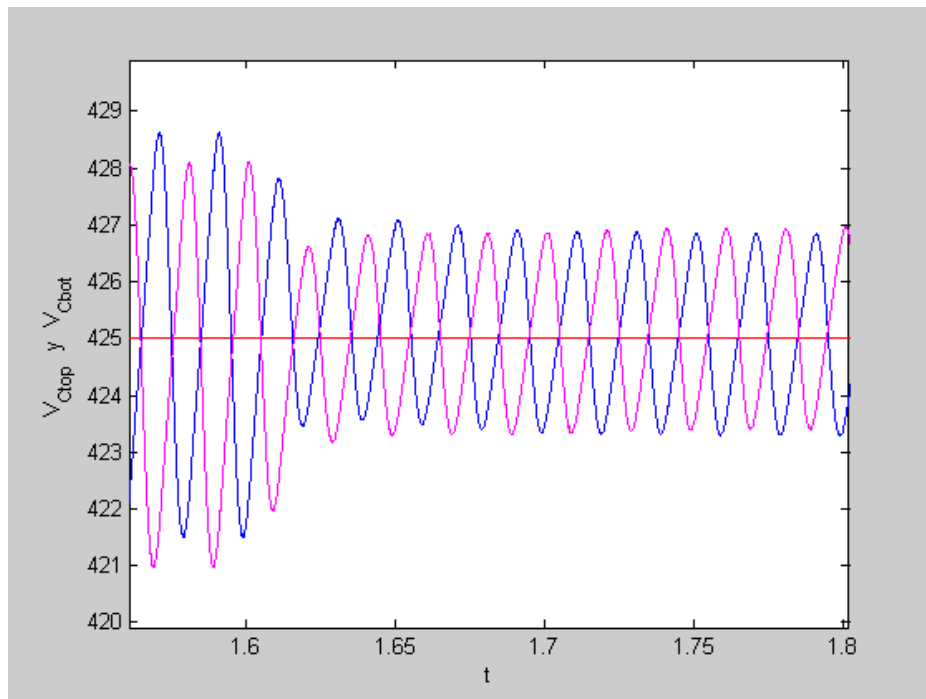
Sim 35.- Formas de onda de la tensión en los condensadores durante los 2 segundos de la simulación.



Sim 36.- Formas de onda de la tensión en los condensadores durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25$ V en $t = 0.4$ s).

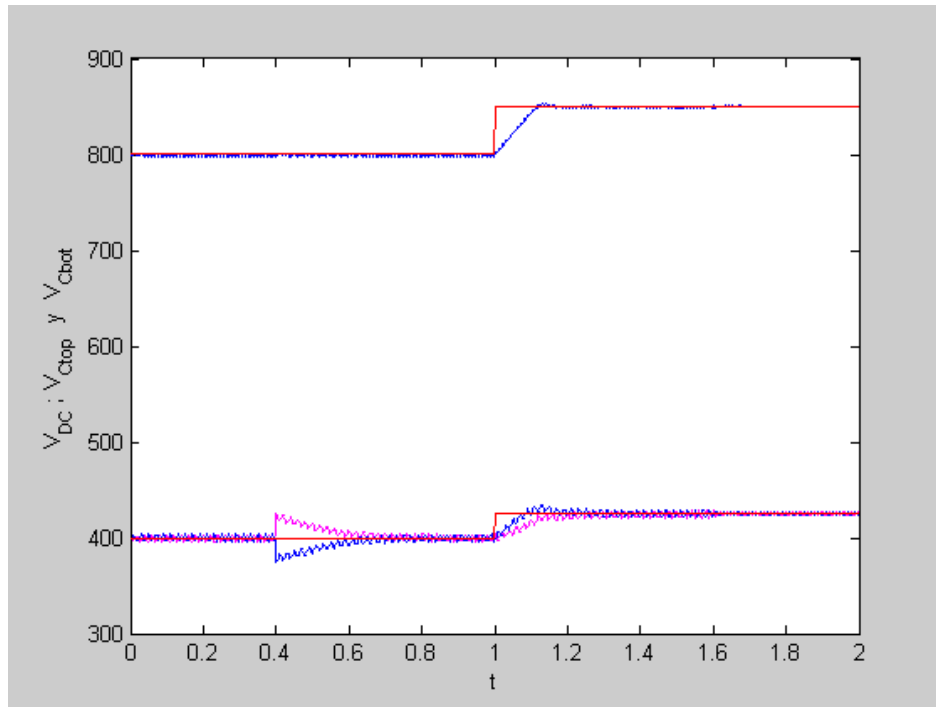


Sim 37.- Formas de onda de la tensión en los condensadores durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).

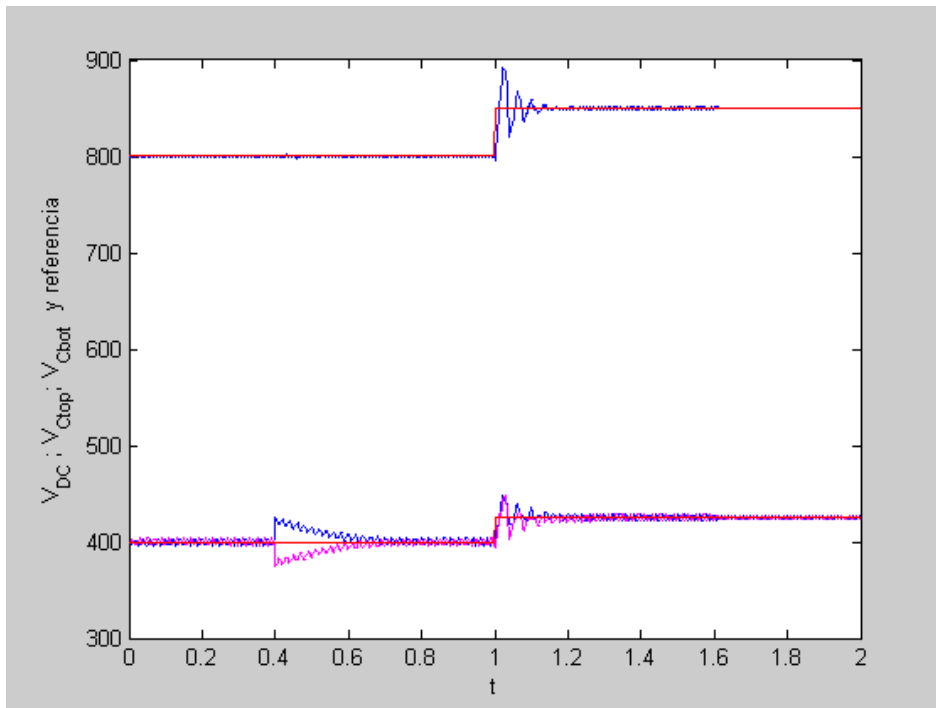


Sim 38.- Formas de onda de la tensión en los condensadores durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



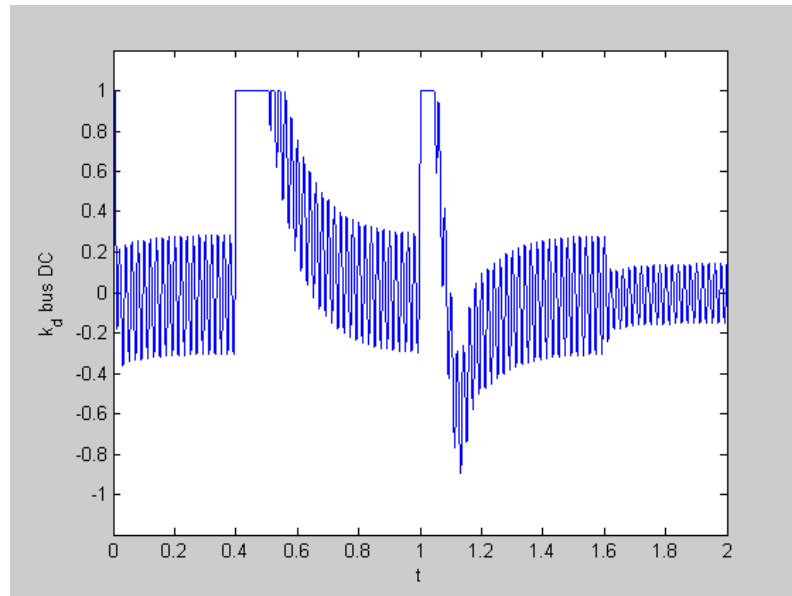
Sim 39.- tensiones de los condensadores de la parte alta y baja del bus de continua (parte inferior), tensión en el bus DC y tensiones de referencia (con limitador a $\pm 5A$).



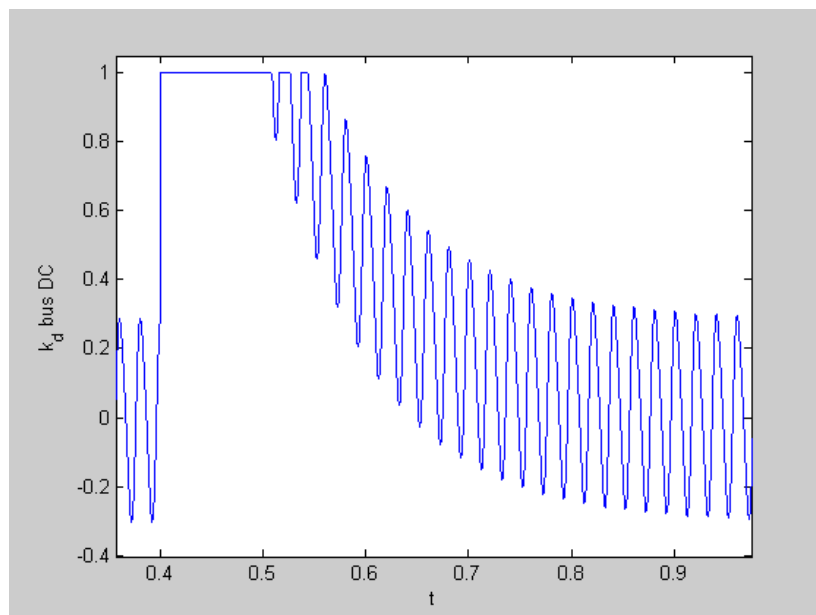
Sim 40.- tensiones de los condensadores de la parte alta y baja del bus de continua (parte inferior), tensión en el bus DC y tensiones de referencia (sin limitador).

III.3.10 Control de los desequilibrios en el bus DC.

Los siguientes gráficos corresponden al valor de la constante que compensa los desequilibrios en las tensiones de los condensadores de la parte alta y baja del bus de continua (*plot (tiempo, K_{desq_busDC})*).

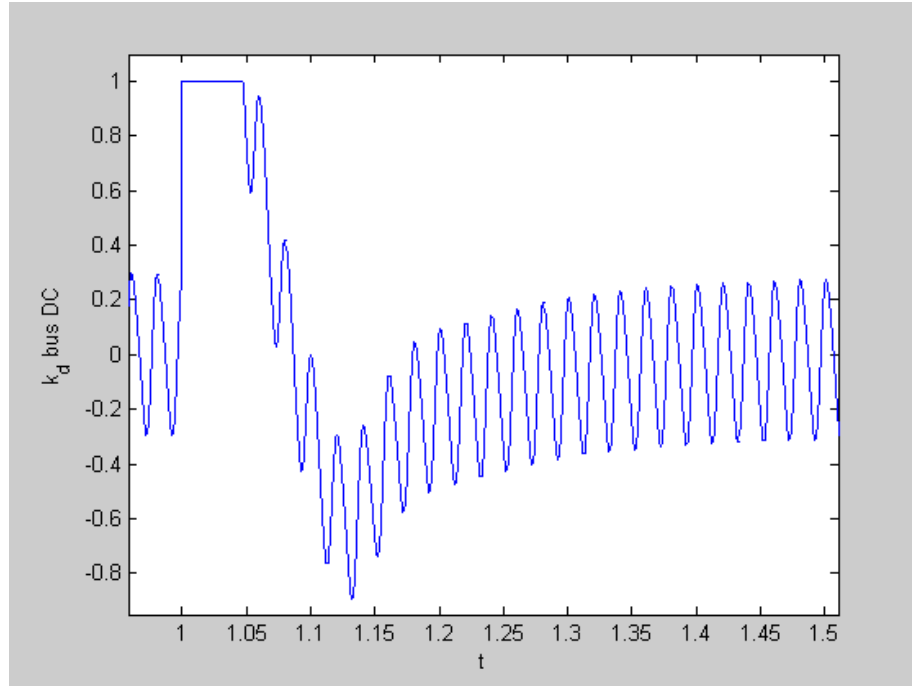


Sim 41.- Formas de onda de la salida del circuito de compensación de desequilibrios del bus DC durante los 2 segundos de la simulación.

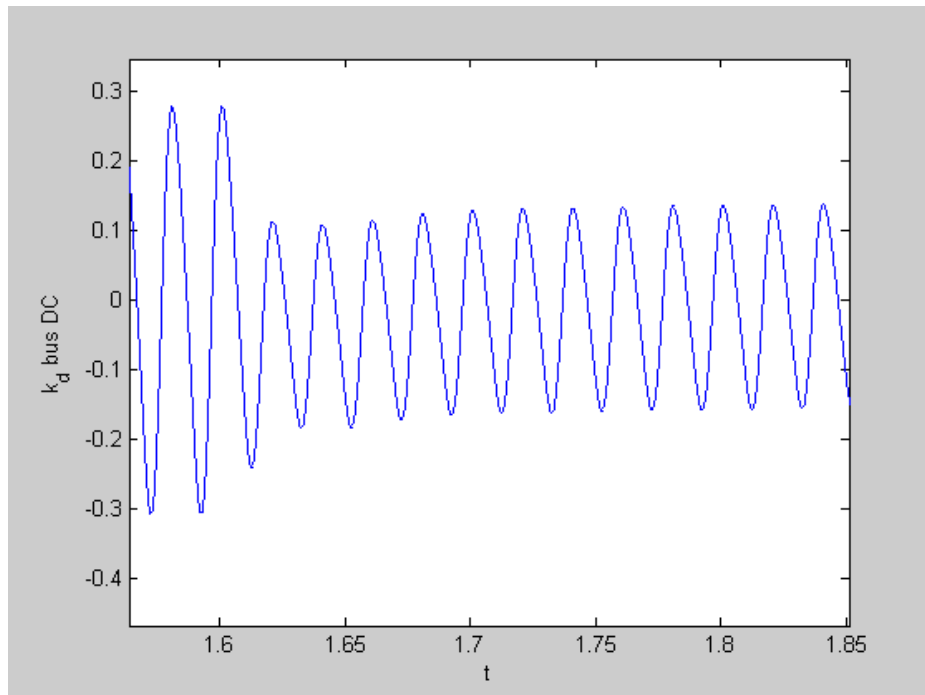


Sim 42.- Formas de onda de la salida del circuito de compensación de desequilibrios del bus DC durante el desequilibrio de tensión en los condensadores ($\Delta V = \pm 25$ V en $t = 0.4$ s).

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



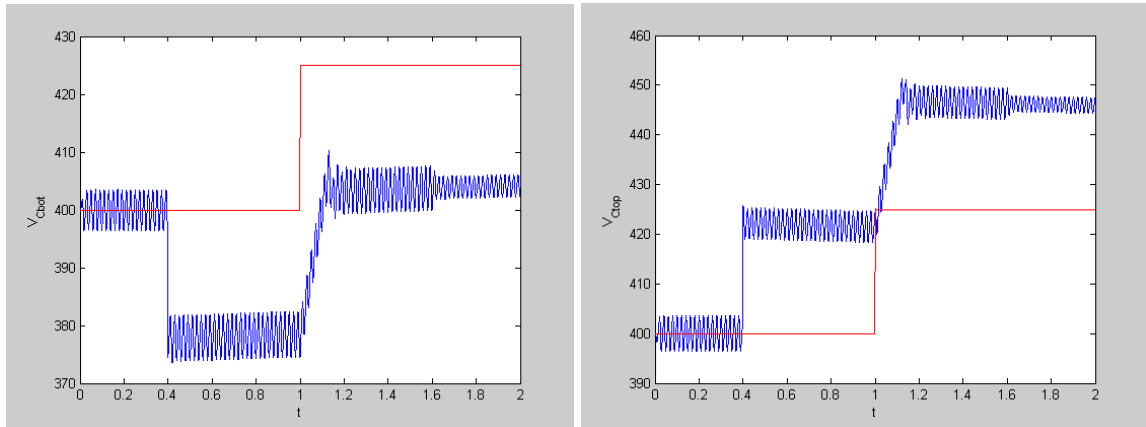
Sim 43.- Formas de onda de la salida del circuito de compensación de desequilibrios del bus DC durante el escalón en la tensión de referencia del bus DC ($\Delta V_{ref}=+50V$ en $t=1s$).



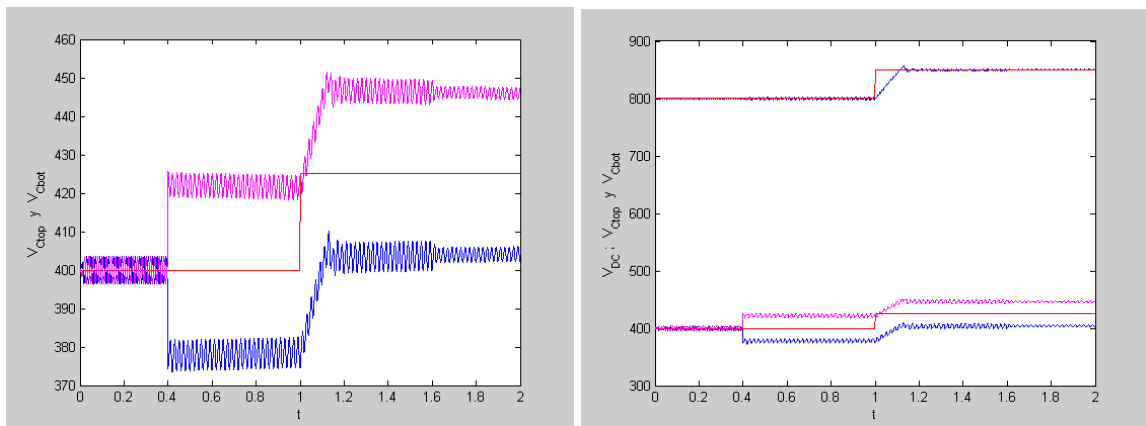
Sim 44.- Formas de onda de la salida del circuito de compensación de desequilibrios del bus DC durante la variación de la carga (de 10Ω a 20Ω en $t=1.6s$).

III.3.11 Formas de onda sin realimentación.

Si se elimina el lazo de control de los disequilibrios en el bus DC se obtienen los resultados mostrados en las siguientes figuras.



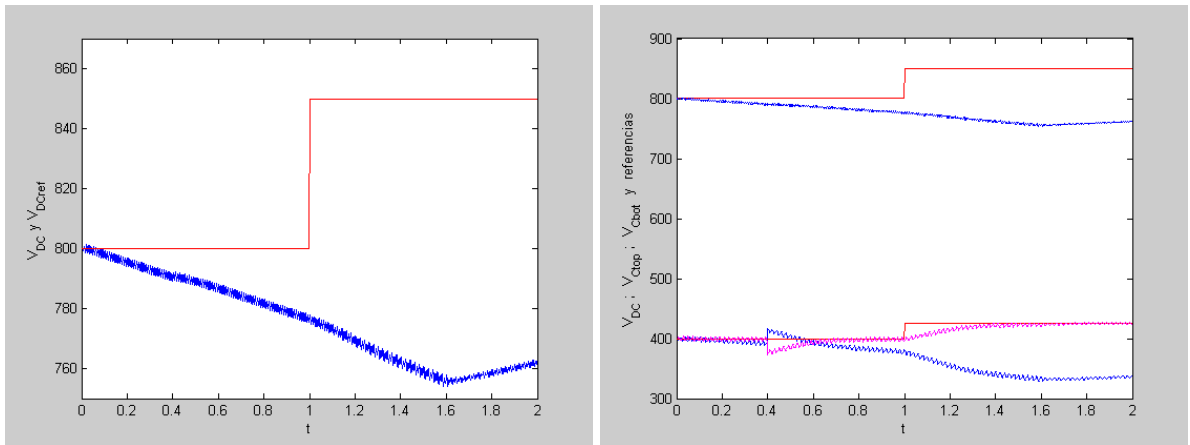
Sim 45.- Formas de onda de la tensión en los condensadores del bus DC y referencia.



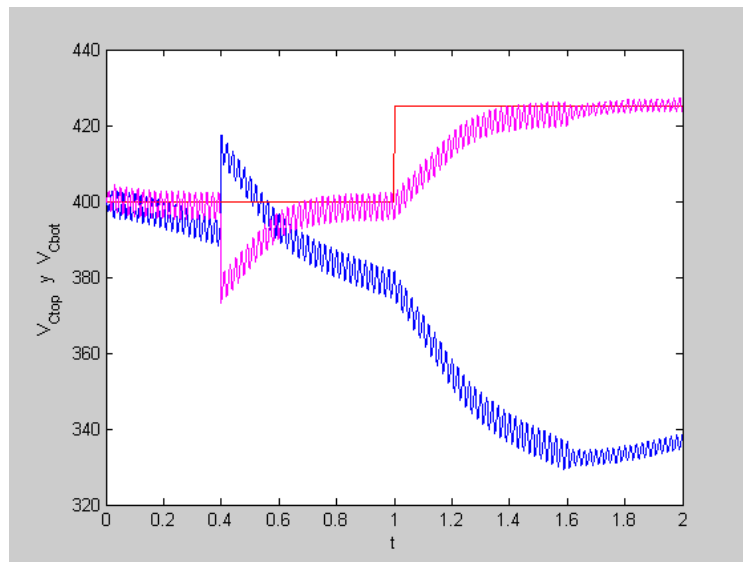
Sim 46.- Formas de onda de la tensión en el bus DC y en los condensadores del bus DC.

Si se elimina el lazo de control de la tensión en el bus DC se obtienen los resultados mostrados en las siguientes figuras.

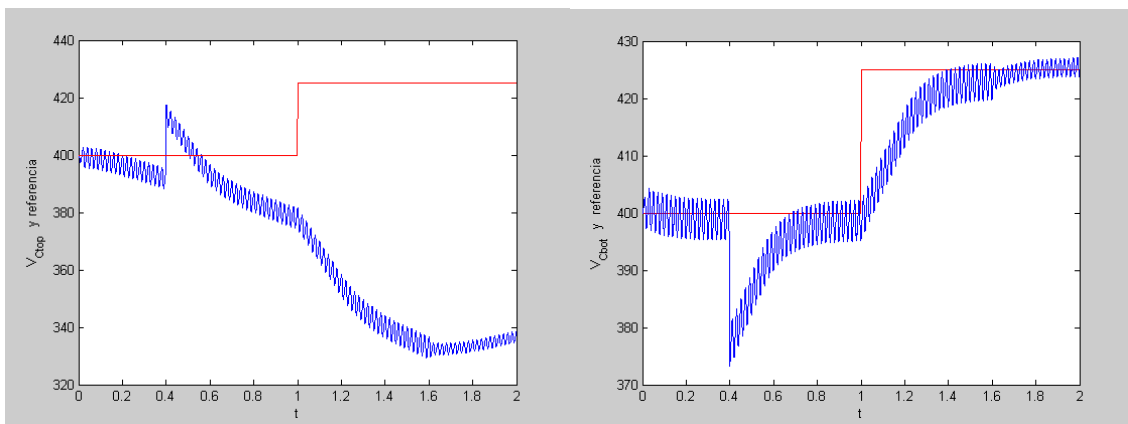
Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



Sim 47.- Formas de onda de la tensión en el bus DC y en los condensadores del bus DC.



Sim 48.- Formas de onda de la tensión en los condensadores del bus DC.



Sim 49.- Formas de onda de la tensión en los condensadores del bus DC y referencia de tensión.

III.4 Medidas efectuadas a los transformadores de 24V/220V.

En las siguientes páginas se muestran las medidas efectuadas con el analizador de redes y las formas de onda de las corrientes de los tres transformadores de 24V/220V utilizados para trabajar con una tensión del bus DC de 120V.

III.4.1 Medidas obtenidas con el analizador de redes.

Equipo medidas Circuitur : Analizador de Redes CVM-BD-420-4

Medidas de tensiones de linea			
V_R	V_S	V_T	$V_{Promedio}$
230V	229V	232V	230V

Corrientes en la lineas IAVIII=0.30A		
I_R	I_S	I_T
0.27	0.33	0.31

Medidas de potencias activas.			
P_R	P_S	P_T	P_{Total}
22W	27W	26W	72W

Medidas de potencias reactivas.			
Q_R	Q_S	Q_T	Q_{Total}
44VARL	56VARL	52VARL	156VARL

Potencias en el sistema.			
P	Q	A	D

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

72W	156VARL	*****	
(Potencia aparente) S =210VA			

Factor de potencia (FP) medido.			
FP _R	FP _S	FP _T	FP _{Promedio}
0.36	0.35	0.35	0.36

Distorsión armónica medida.			
THD _{R-V}	THD _{S-V}	THD _{T-V}	THD _{Total-V} (calculado)
2.7%	3.6%	3.6%	
THD _{R-I}	THD _{S-I}	THD _{T-I}	THD _{Total-I} (calculado)
74.5%	64.8%	68.9%	

III.4.2 Formas de onda adquiridas.

Corrientes fases R-S-T.

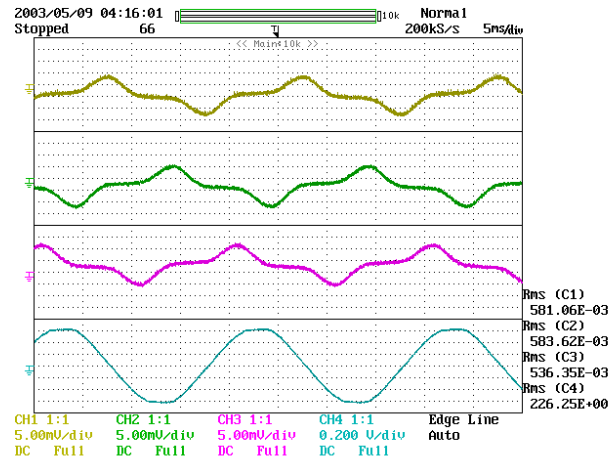
CH1: Corriente en la fase R.

CH2: Corriente en la fase S.

CH3: Corriente en la fase T.

CH4: Tensión de la red medida con sonda diferencial 1/500.de la fase R

Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.



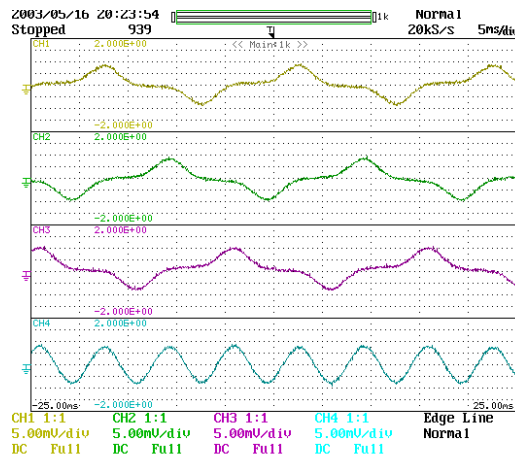
Corrientes de NEUTRO de los transformadores sin conectar SUPAC.

CH1: Corriente en el neutro del transformador de la fase R de 230V

CH2: Corriente en el neutro del trafo de la fase S de 230V

CH3: Corriente en el neutro del trafo de la fase T de 230V

CH4: suma de las corrientes que circulan por el neutro de la instalación debido a los tres transformadores. De 24/220



Apéndice III. Simulación del compensador activo de desequilibrios.

APÉNDICE IV : LISTADO DE PROGRAMA DEL DSP

A continuación se adjunta el listado del código fuente del fichero "CAD01.c", en cual se han definido todas las funciones que controlan el funcionamiento del compenador activo de desequilibrios implementado para validar parte de los objetivos planteados para la presente tesis.

Fichero Cad01.C

```

/*****
/* COMPENSADOR ACTIVO DE DESEQUILIBRIOS (C.A.D.) */
/* Programa para la Tesis Doctoral de Salvador Segui Chilet */
/* Contribución a la mejora de la eficiencia y al ahorro */
/* energético en instalaciones eléctricas desequilibradas */
/* y lineales, con neutro. */
/* Fecha: Junio 2003 */
/* Grupo de Electronica de Potencia */
/* Nombre Fichero: CAD01.c */
*****/

/* Recordar colocar tipo de tarjeta utilizada en TARJETAS.H */

/*****
/* Software de control del C.A.D. */
/* Salidas del inversor trifásico: */
/* - Salida A se conecta a fase R en el pcc1 */
/* - Salida B se conecta a fase S en el pcc2 */
/* - Salida C se conecta a fase T en el pcc3 */
/* pcc= punto de conexión común (point of common connection) */
/* Fases R-S-T de secuencia directa */
*****/
/* Índice del programa: (buscar con Ctrl+F) */
/* cap. 1: listado ficheros include */
/* cap. 2: definiciones globales */
/* cap. 3: definición de variables globales */
/* cap. 3.1 definición de estructuras para la DFT */
/* cap. 4: definición de funciones */
/* cap. 5: programa principal */
/* cap. 6: programas de tratamiento de interrupciones */
/* cap. 6.1.- RUTINA de Tratamiento de la INT1 */
/* cap. 6.2.- RUTINA de Tratamiento de la INT2 */
/* cap. 6.3.- RUTINA de Tratamiento de la INT3 */
/* cap. 6.4.- RUTINA de Tratamiento de la INT5 */
/* cap. 7: código de las funciones */
/* cap. 7.1: configuración de las interrupciones */
/* cap. 7.2: boot2407 */
/* cap. 7.3: ADC_ini */
/* cap. 7.4: cálculo componentes simétricas */
/* cap. 7.5: cálculo intensidades de referencia */
/* cap. 7.6: cálculo módulo y argumento de un vector */
/* cap. 7.7: control de contactores */
/* cap. 7.8: cálculo de la DFT */
/* cap. 7.9: setup del DSP */
/* cap. 7.10: inicialización del sistema */
/* cap. 7.11: Input/Output del DSP */
/* cap. 7.12: señales PWM */
/* cap. 7.13: retardos */
/* cap. 7.14: tabla del seno y de la DFT */
/* cap. 7.15: verificación tensión bus AS y DC */
/* cap. 7.16: configuración TIMERS */
/* cap. 7.17: configuración valores iniciales */
*****/

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/*****
/*      cap. 1: listado ficheros include      */
/*****
/* LISTA DE FICHEROS INCLUDE DEL PROYECTO C.A.D.      */
#include "arctan.h"
#include "qmath.h"
#include "regs2407.h"
#include "TARJETAS.H"
/* FIN DE LISTA DE FICHEROS INCLUDE DEL PROYECTO C.A.D.      */
/*****

/*****
/*      cap. 2: definiciones globales      */
/*****
/*****
/*=====*/
/*      DEFINICIONES GLOBALES      */
/*=====*/
/*****
/*****

#define TRUE      1
#define FALSE     0
#define FRECUENCIA_BH 7200 /* Frecuencia de Banda de Histéresis */
/* 7200 Hz = 50Hz*144; T=138.88us */
#define num_pi      3.1416
#define dos_pi_tercios  2.0944
#define cuatro_pi_tercios 4.1888

#define REACTIVA FALSE /* seleccionar si queremos compensar reactiva */
#define FUENTE_DC FALSE /* seleccionar si usamos fuente DC para la carga del bus
DC */
#define Vdc_ref 1FFF /* tensión de referencia parte alta bus DC */
#define Vdc_ref_medios FFF /* tensión de referencia parte baja bus DC */
#define kreg1 2F5 /* control bus DC*/
#define kreg2 8F5 /* control bus DC*/

#define disable_interrupts() asm(" SETC INTM") /* Desactivar todas las interrupciones
del DSP */
#define enable_interrupts() asm(" CLRC INTM") /* Permiso de Activar todas las
interrupciones del DSP */
#define ALU_NO_EXT_signo() asm(" CLRC SXM") /* Trabajar SIN extension de Signo */
#define ALU_SI_EXT_signo() asm(" SETC SXM") /* Trabajar CON extension de Signo */
#define ACC_con_OVF() asm(" CLRC OVM") /* Trabajar con OverFlow del ACC */
#define banco_B0_a_mem_DATOS() asm(" CLRC CNF") /* Configura B0 a Data_MEM */

/*****
/***** Temporizadores *****/
/*****
#define Arrancar_T1() T1CON = T1CON | 0x0040 /* T1CON[6]=1 ==> habilita el Timer-1 */
#define Parar_T1() T1CON = T1CON & 0xFFBF /* T1CON[6]=0 ==> parar el Timer-1 */
#define Arrancar_T2() T2CON = T2CON | 0x0040 /* T2CON[6]=1 ==> habilita el Timer-2 */
#define Parar_T2() T2CON = T2CON & 0xFFBF /* T2CON[6]=0 ==> parar el Timer-2 */

/*****
/***** Frecuencia del Reloj *****/
/*****
#define PS2 0x0800
#define PS1 0x0400
#define PS0 0x0200
#define PS_MASK 0x0E00

/** PLL Clock Prescale Select: SCSR1[11-9]=CLKPS2..CLKPS0 *****/
#define FREQIN4 ( 0 ) /* 4*Fin */
#define FREQIN2 ( ( PS0 ) ) /* 2*Fin */
#define FREQIN1_33 ( ( PS1 ) ) /* 1.33*Fin */
#define FREQIN1 ( ( PS1 ) | ( PS0 ) ) /* 1*Fin */
#define FREQIN_8 ( ( PS2 ) ) /* 0.8*Fin */
#define FREQIN_66 ( ( PS2 ) | ( PS0 ) ) /* 0.66*Fin */
#define FREQIN_57 ( ( PS2 ) | ( PS1 ) ) /* 0.57*Fin */
#define FREQIN_50 ( ( PS2 ) | ( PS1 ) | ( PS0 ) ) /* 0.5*Fin */

/*****
/***** Bits de Estado de Espera (Wait State) *****/
/*****
/***** Bits del registro WSGR[8..0] *****/
/*****

```



```

/* PSWS: Program space wait-state bits */
#define PSWSB0 0x0001 /* PSWS[0] */
#define PSWSB1 0x0002 /* PSWS[1] */
#define PSWSB2 0x0004 /* PSWS[2] */
/* DSWS: Data space wait-state bits */
#define DSWSB0 0x0008 /* DSWS[0] */
#define DSWSB1 0x0010 /* DSWS[1] */
#define DSWSB2 0x0020 /* DSWS[2] */
/* ISWS: Input/Output space wait-state bits */
#define IOWSB0 0x0048 /* ISWS[0] */
#define IOWSB1 0x0080 /* ISWS[1] */
#define IOWSB2 0x0100 /* ISWS[2] */

/**** Definiciones para habilitar el reloj de los módulos *****/
/***** Bits del registro SCSR1[7..2] *****/
/***** Definiciones de bits *****/
#define ADC_CLKEN 0x0080 /* SCSR1[7] */
#define SCI_CLKEN 0x0040 /* SCSR1[6] */
#define SPI_CLKEN 0x0020 /* SCSR1[5] */
#define CAN_CLKEN 0x0010 /* SCSR1[4] */
#define EVB_CLKEN 0x0008 /* SCSR1[3] */
#define EVA_CLKEN 0x0004 /* SCSR1[2] */
/***** Fin definiciones relacionadas con la frecuencia del Reloj ***/

/**** Definiciones relacionadas con el ADC *****/
/***** Definiciones de bits *****/
#define CH0 0x0000
#define CH1 0x0001
#define CH2 0x0002
#define CH3 0x0003
#define CH4 0x0004
#define CH5 0x0005
#define CH6 0x0006
#define CH7 0x0007
#define CH8 0x0008
#define CH9 0x0009
#define CH10 0x000A
#define CH11 0x000B
#define CH12 0x000C
#define CH13 0x000D
#define CH14 0x000E
#define CH15 0x000F

#define ADC_SELFTEST_ENA 0x0001 /*ADCTRL1[0]: 1=autotest del ADC*/
#define ADC_HI_LO 0x0002 /*ADCTRL1[1]: tensiones de calibración */
#define ADC_BRG_ENA 0x0004 /*ADCTRL1[2]: tensiones de calibración */
#define ADC_CAL_ENA 0x0008 /*ADCTRL1[3]: habilita calibración ADC*/
#define ADC_SEQ_CASC 0x0010 /*ADCTRL1[4]: 0=SEQ1+SEQ2 (dual) */
#define ADC_INT_PRI 0x0020 /*ADCTRL1[5]: 0=alta prioridad en la int */
#define ADC_CONT_RUN 0x0040 /*ADCTRL1[6]: 1=conversión continua */
#define ADC_CPS 0x0080 /*ADCTRL1[7]: clock preescaler */
#define ADC_ACQ_PS0 0x0100 /*ADCTRL1[8]: tiempo de adquisición */
#define ADC_ACQ_PS1 0x0200 /*ADCTRL1[9]: tiempo de adquisición */
#define ADC_ACQ_PS2 0x0400 /*ADCTRL1[10]: tiempo de adquisición*/
#define ADC_ACQ_PS3 0x0800 /*ADCTRL1[11]: tiempo de adquisición*/
#define ADC_FREE 0x1000 /*ADCTRL1[12]: 1= funciona libremente */
#define ADC_SOFT 0x2000 /*ADCTRL1[13]: 0=parada inmediata */
#define ADC_RESET 0x4000 /*ADCTRL1[14]: reset del ADC*/
#define ADC_RESVD 0x8000 /*ADCTRL1[15]: reservado */

#define RST_SEQ1 0x4000 /*ADCTRL2[14] = Reset/ Start Calibration */
#define SOC_SEQ1 0x2000 /*ADCTRL2[13]= 1 inicio conversión por soft */
#define SEQ1_BSY 0x1000 /*ADCTRL2[12]= 1 conversión en progreso */

#define ADC_INT_FLAG_SEQ1 0x0200 /*ADCTRL2[9]= 1=int flag bit for SEQ1 */
#define ADC_INT_FLAG_SEQ2 0x0002 /*ADCTRL2[1]= 1=int flag bit for SEQ2 */

/**** Fin definiciones del ADC *****/

/**** Valores de OFFSET y GANANCIAS *****/

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/*****
/* OFFSET del Amplificador de Corriente de Salida del INVERSOR */
#define offset_int_out_A 535 /* OFFSET de la Iout_A */
#define offset_int_out_B 550 /* OFFSET de la Iout_B */
#define offset_int_out_C 540 /* OFFSET de la Iout_C */
/* OFFSET del Amplificador de Corriente de las CARGAS */
#define offset_int_cargaR 600 /* OFFSET de la I carga fase-R */
#define offset_int_cargaS 400 /* OFFSET de la I carga fase-S */
#define offset_int_cargaT 500 /* OFFSET de la I carga fase-T */
/* Factor entre Ipri e Isec del trafo de red: experimental */
#define k_trafo_fase_R 2 /* Para multiplicar la K del trafo... */
#define k_trafo_fase_S 2 /* Para multiplicar la K del trafo... */
#define k_trafo_fase_T 2 /* Para multiplicar la K del trafo... */

/*****
/***** Definiciones para el cálculo de la DFT *****/
/*****
#define N_muestras 144 /* N° de muestras de la DFT */
#define mitad_N_muestras 72 /* MITAD de N° de muestras de la DFT */
#define cuarto_N_muestras 36 /* CUARTO de N° de muestras de la DFT */

/*****
/* cap. 3: definición de variables globales */
/*****
/*****
/***** Definición de variables GLOBALES *****/
/*****

float int_ref_rama_A;
float int_ref_rama_B;
float int_ref_rama_C;

float seno_V_I_d;
float coseno_V_I_d;
float seno_V_d;
float coseno_V_d;

float factor_angulo_seno;

/* Precisión en cálculo de ángulos ==> paso de conmutación: 360°/144 = 2,5° **/
float seno_ang_BH[N_muestras+2]; /* array de 144+2 posiciones para el seno*/
float coseno_ang_BH[N_muestras+2]; /* array de 144+2 posiciones para el coseno*/
float medi_pru[N_muestras+2]; /* array para test dentro del programa */

/* Se definen 4 arrays de 145 posiciones: 144 +1 de guarda */
int VRtmp[N_muestras+1]; /* Almacena datos del A/D de VR */
int VStmp[N_muestras+1]; /* Almacena datos del A/D de VS */
int VTtmp[N_muestras+1]; /* Almacena datos del A/D de VT */
int IRtmp[N_muestras+1]; /* Almacena datos del A/D de IR */
int IStmp[N_muestras+1]; /* Almacena datos del A/D de IS */
int ITtmp[N_muestras+1]; /* Almacena datos del A/D de IT */

/* Se definen 4 arrays de 9 posiciones: 8+1 de guarda */
int VRmag[cuarto_N_muestras/4]; /* Almacena resultado de la DFT de VR */
int VSmag[cuarto_N_muestras/4]; /* Almacena resultado de la DFT de VS */
int VTmag[cuarto_N_muestras/4]; /* Almacena resultado de la DFT de VT */
int IRmag[cuarto_N_muestras/4]; /* Almacena resultado de la DFT de IR */
int ISmag[cuarto_N_muestras/4]; /* Almacena resultado de la DFT de IS */
int ITmag[cuarto_N_muestras/4]; /* Almacena resultado de la DFT de IT */

int angulo_int_ref_rama_A;
int angulo_int_ref_rama_B;
int angulo_int_ref_rama_C;

int seno_angulo_DFT[N_muestras+2];
int coseno_angulo_DFT[N_muestras+2];

int ptero_rama_A_tab_seno;
int ptero_rama_B_tab_seno;
int ptero_rama_C_tab_seno;

/* Definiciones para el control del Bus DC: */
int CARGA_CONDENSADORES; /* decidir carga de bus DC: TRUE o FALSE */
int Kv_eq; /* constante para el equilibrado del bus DC*/
int Kv_carga; /* constante para la carga del bus DC*/

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

int dif_Vdc_top; /* diferencia de tensión en parte alta del bus DC entre dos Tred */
int dif_Vdc_medio; /* diferencia de tensión en punto medio del bus DC entre dos Tred */
int Vdc_top[5]; /* Almacena datos del A/D de parte alta del bus DC */
int Vdc_medio[5]; /* Almacena datos del A/D del punto medio del bus DC */

/* Vdc_top[] y Vdc_medio[] | */
/* ----- */
/* 0 | valor leído (k) | */
/* ----- */
/* 1 | muestra (k-1) | */
/* ----- */
/* 2 |valor medio T(k) | */
/* ----- */
/* 3 |valor medio T(k-1) | */
/* ----- */
/* 4 | free | */
/* ----- */

/* Definiciones relacionadas con las conmutaciones de los semipuentes */
int nuevo_ciclo_rama_A; /* para implementar frecuencia fija de conmutación */
int nuevo_ciclo_rama_B; /* para implementar frecuencia fija de conmutación */
int nuevo_ciclo_rama_C; /* para implementar frecuencia fija de conmutación */
int N_conmutación; /* indica el n° de conmutación (entre 0 y 143)*/

/* variable a modificar en ventana de variables para efectuar la */
/* parada del sistema desde Code Composer --> parada software */
int parar_sistema; /* parada del sistema desde Code Composer */
/* parar_sistema=0 funciona CAD */
/* parar_sistema=1 NO funciona CAD */

int activar_DFT; /* Activar bucle de cálculo DFT */
int leer_muestras; /* Hay que esperar a tener las N_muestras */
int num_muestras_adq; /* Indica el número de muestras adquiridas **/
int npasos_cero_VR; /* N° de pasos por cero de la VR */
int desfase_VR_IR; /* Cuentas desfase VR e IR */
int desfase_Vd_Id; /* Cuentas desfase VR e IR */
int desfase_Vd_Ii; /* Cuentas desfase VR e IR */
int desfase_Vd_Ih; /* Cuentas desfase VR e IR */

unsigned int NPUNTOS_BH;
unsigned int ANCHO_BH=0; /* Ancho de la Banda de Histeresis */

/*****
/* cap. 3.1 definición de estructuras para la DFT */
/*****
/*****
/* Se crea la estructura de nombre "VECTORXY" que contendrá */
/* (o podrá contener) dos floats designados como imagx y realx. */
/* El acceso se hará de la forma: */
/* VECTORXY.imagx=----; */
/* VECTORXY.realx=----; */
/* El acceso se hace en dos instrucciones independientes */
/* La estructura MODARG contendrá el módulo y argumento de los */
/* diversos fasores que se utilizan */
/*****
typedef struct {
float imagx;
float realx;
} VECTORXY;

typedef struct {
float modulo;
float argumento;
} MODARG;

/***** Definición VARIABLES Complejas para la DFT *****/
VECTORXY X_Y[4]; /* Matriz de 4 elementos del tipo VECTORXY */
MODARG Mod_Arg[4]; /* Matriz de 4 elementos del tipo MODARG */

/***** son matrices de 4 filas [0,1,2,3] y 2 columnas *****/
/* ----- */
/* 0 | X_Y[0].realx | X_Y[0].imagx | */
/* ----- */
/* 1 | X_Y[1].realx | X_Y[1].imagx | */
/* ----- */
/* 2 | X_Y[2].realx | X_Y[2].imagx | */
/* ----- */
/* 3 | X_Y[3].realx | X_Y[3].imagx | */
/* ----- */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/*****
/***** Variables del tipo MODARG *****/
/** Componentes simétricas en forma polar: módulo y argumento **/
/** Definición de variables en la forma de módulo y argumento **/
/** Ejemplo: IVRd.modulo=...; IVRd.argumento=... **/
/*****
MODARG VRd; /* Componente Directa de VR */
MODARG IRd; /* Componente Directa de IR en la carga */
MODARG IRda; /* Componente activa de IRd en la carga */
MODARG IRdr; /* Componente reactiva de IRd en la carga */
MODARG IRI; /* Componente Inversa de IR en la carga */
MODARG IRh; /* Componente Homopolar de la IR en la carga */
/* Recordar que IRh=ISh=ITh */

/* Corrientes de carga del bus DC cuando no se usa fuente DC*/
MODARG I_DC_A; /* Corriente para la carga del bus DC fase A */
/* MODARG I_DC_B; /* Corriente para la carga del bus DC fase B */
/* MODARG I_DC_C; /* Corriente para la carga del bus DC fase C */

/*****
/***** Variables del tipo VECTORXY *****/
/*****
VECTORXY C_VRd; /* parte real e imaginaria del vector de VR-directa */
VECTORXY C_IRd; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa */
VECTORXY C_IRda; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa-activa */
VECTORXY C_IRdr; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa-reativa */
VECTORXY C_IRi; /* parte real e imaginaria del vector de IR-inversa */
VECTORXY C_IRh; /* parte real e imaginaria del vector de IR-homopolar */
VECTORXY C_ISi; /* parte real e imaginaria del vector de IS-inversa */
VECTORXY C-ISda; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa-activa */
VECTORXY C-ISdr; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa-reativa */
VECTORXY C-ITi; /* parte real e imaginaria del vector de IT-inversa */
VECTORXY C-ITda; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa-activa */
VECTORXY C-ITdr; /* parte real e imaginaria del vector de IR-directa-reativa */

VECTORXY I_CARGA_DC_A; /* parte real e imaginaria del vector de CARGA BUS_DC */
VECTORXY I_CARGA_DC_B; /* parte real e imaginaria del vector de CARGA BUS_DC */
VECTORXY I_CARGA_DC_C; /* parte real e imaginaria del vector de CARGA BUS_DC */

VECTORXY V_R_vect; /* parte real e imaginaria del vector de VR */
VECTORXY V_S_vect; /* parte real e imaginaria del vector de VS */
VECTORXY V_T_vect; /* parte real e imaginaria del vector de VT */
VECTORXY I_R_vect; /* parte real e imaginaria del vector de IR */
VECTORXY I_S_vect; /* parte real e imaginaria del vector de IS */
VECTORXY I_T_vect; /* parte real e imaginaria del vector de IT */

VECTORXY a_1; /* Vector unitario "a" */
VECTORXY a_2; /* Vector unitario "a*a=a2" */

/*****
/* cap. 4: definición de funciones */
/*****
/*****Funciones de inicialización del DSP *****/
/*****

void boot2407(void);
void dsp_setup(void);

/*****
/*Funciones configuración y manejo de E/S digitales del DSP *****/
/*****

void ini_sistema(void);
void control_contactores_conexion(void);
void contactores_config_IO(void);
void Contactor_conexion_red_cerrado(void);
void Contactor_conexion_red_abierto(void);
void Contactor_precarga_busDC_cerrado(void);
void Contactor_precarga_busDC_abierto(void);

void XINT1_config(void);
void XINT2_config(void);
void IO_LED_placa_ini(void);
void IO_voltrear_LED_placa(void);
void IO_entradas_error_SKiiP_config(void);
unsigned int IO_entradas_error_SKiiP_lectura(void);

```

```

void PWM_IOPE3_control (void);
void PWM_outputs_config (void);

/*****Funciones varias *****/
/*****Funciones varias *****/
int Tensiones_Red_AC_OK(void);
int Tension_bus_DC_OK(int );

void bad_trap(void);
void ADC_ini(void);          /** Configura conversor A/D **/
void calcula_comp_simetricas_int (void);
void calcula_mod_arg(void);
void calculo_intensidades_ref(void);  /** Funciones de control **/
void dftx_funda(int *, int, VECTORXY *); /*
calcula_(N_Componentes_armonicas,Entrada_datos,resultado*/
      /* cálcula módulo y argumento*/
void PWM_outputs_a_cero (void);
void tabla_seno_ini (void);
void tabla_seno_DFT (void);
void TIMERS_config_ini(void);      /** Configura Timers **/
void config_interrupciones(void);
void valores_iniciales(void);

/***** Funciones de retardo generales *****/
/***** Funciones de retardo generales *****/
unsigned int retardo_ms(volatile unsigned int);
void retardo_nops(unsigned int );

/*****
FINAL DEFINICIONES GLOBALES
*****/

/*****
cap. 5: programa principal
*****/

/*****
INICIO PROGRAMA PRINCIPAL
*****/

void main(void) {
unsigned int i,km,rc;
float pp,a,b;
float radians;

/***** INICIALIZAR PARAMETROS DEL EVMDSP-2407 *****/
boot2407(); /* inicialización de parámetros del DSP */
ADC_ini(); /* Inicializa Conversor A-D */
config_interrupciones(); /* configura interrupciones */
ini_sistema(); /* inicialización de parámetros del sistema*/
valores_iniciales(); /*Inicializar valores para proceder a la lectura de muestras */

/* Control de los contactores de conexión del compensador a la red de */
/* suministro y precarga del bus DC a traves de las bombillas */
control_contactores_conexion();

/***** Configurar Temporizadores *****/
/***** Configurar Temporizadores *****/
TIMERS_config_ini();
Parar_T1(); /* parar el timer-1 configurando T1CONT*/

/***** Precarga del bus DC *****/
/* Hay Vac: si==>precarga; NO==>esperar*/
/* if(Tension_bus_DC_OK(1)== FALSE){
/* PWM_outputs_a_cero ();
/* } */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* Para modificar la parte anterior*/

/*****
/***** INICIO DEL BUCLE SIN FIN DEL PROGRAMA PRINCIPAL*****/
/*****
/**** bucle que se ejecuta cuando no está atendiendo interrupciones ****/
while (1) {

    if (parar_sistema) { /* Caso de parar ejecución desde Code-Composer */
        PWM_outputs_a_cero ();
        Contactor_precarga_busDC_abierto();
        PWM_outputs_a_cero ();
        Contactor_conexion_red_abierto();
        while(1); /* Bucle sin fin */
    }

    /* Verificación de ERROR en Skiip: */
    /* Leer pines IOPE4,5,6 y determinar si hay señal de error */
    /* si hay error: salidas PWM a cero e inhabilitar el driver */
    /* de las señales PWM con el pin IOPE3 (XOR) */
    /** (rc = PEDATDIR AND (0x00FF) /* != 0 ¿rc es distinto de cero*/
rc = IO_entradas_error_SKiIP_lectura();
if ((rc & 0x0070) != 0) { /* si es distinto de cero*/
    PWM_outputs_a_cero ();
    /*retardo_ms(30000); */
    PEDATDIR = PEDATDIR ^ 0x0008; /*PEDATDIR XOR 0x0008 = cambia bit 3*/
    /* se inhabilita el driver de las señales PWM con el pin IOPE3 */
}

/*****
/**** Efectuar la DFT si se ha completado la adquisición de los 144 datos **/
/*****
if (activar_DFT==TRUE) {

    activar_DFT=FALSE;

    /*****
    /***** Efectuar cálculos de la DFT *****/
    /***** DFT de VR, datos muestreados en VRtmp() *****/
    dftx_funda(VRtmp,N_muestras,X_Y); /* Calcula DFT de los Datos */
    V_R_vect.realx = X_Y[1].realx; /* Almacena parte real de V_R_1 */
    V_R_vect.imagx = X_Y[1].imagx; /* Almacena parte imag de V_R_1*/

    /***** DFT de VS, datos muestreados en VStmp() *****/
    dftx_funda(VStmp,N_muestras,X_Y); /* Calcula DFT de los Datos */
    V_S_vect.realx = X_Y[1].realx; /* Almacena parte real de V_S_1 */
    V_S_vect.imagx = X_Y[1].imagx; /* Almacena parte imag de V_S_1*/

    /***** DFT de VT, datos muestreados en VTtmp() *****/
    dftx_funda(VTtmp,N_muestras,X_Y); /* Calcula DFT de los Datos */
    V_T_vect.realx = X_Y[1].realx; /* Almacena parte real de V_T_1 */
    V_T_vect.imagx = X_Y[1].imagx; /* Almacena parte imag de V_T_1 */

    /***** DFT de IR, datos muestreados en IRtmp() *****/
    dftx_funda(IRtmp,N_muestras, X_Y); /* Calcula DFT de los Datos */
    I_R_vect.realx = X_Y[1].realx; /* Almacena parte real de I_R_1 */
    I_R_vect.imagx = X_Y[1].imagx; /* Almacena parte imag de I_R_1 */

    /***** DFT de IS, datos muestreados en IStmp() *****/
    dftx_funda(IStmp,N_muestras, X_Y); /* Calcula DFT de los Datos */
    I_S_vect.realx = X_Y[1].realx; /* Almacena parte real de I_S_1 */
    I_S_vect.imagx = X_Y[1].imagx; /* Almacena parte imag de I_S_1 */

    /***** DFT de IT, datos muestreados en ITtmp() *****/
    dftx_funda(ITtmp,N_muestras, X_Y); /* Calcula DFT de los Datos */
    I_T_vect.realx = X_Y[1].realx; /* Almacena parte real de I_T_1 */
    I_T_vect.imagx = X_Y[1].imagx; /* Almacena parte imag de I_T_1 */

    /*****
    /* Cálculo de las componentes simétricas de las corrientes que*/
    /* circulan por la carga trifásica a partir de la parte real e */
    /* imaginaria de cada corriente (Teorema de Stokvis) */
    /*****
    calcula_comp_simetricas_int();

    /*****

```


Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* XINT1CR[15]=1 para poner a cero el flag de XINT1 */
/* XINT1CR[2]=0 se activa XINT1 por un flanco de bajada */
/* XINT1CR[1]=0 alta prioridad para la XINT1 */
/* XINT1CR[0]=1 se habilita la XINT1 */
/*****/
break;
/* Interrupcion producida por XINT2 */
case 0x0011: /* Paso por Cero de VR, Flanco de Bajada */
XINT2CR = XINT2CR | 0x8000; /* XINT2CR[15]=1 ==> Borra Flag XINT2 */
T1CNT = 0x0000; /* Poner a cero el contador del T1 */
N_conmutacion=0;
npasos_cero_VR++;
/* La diferencia entre Vdc_top[2] y Vdc_top[3] es la variación del */
/* la tensión en el bus DC en un ciclo de red==> para determinar */
/* el valor de Kv a usar en el control del bus DC */

/*****/
/* Bus DC(top=Vdc y medio=Vdc/2): guardar lecturas y valor medio */
/*****/

/*****/
/* Canales de entrada al ADC de tensiones en el bus DC: */
/* ADCIN14=Vdc; ADCIN15=Vdc/2; */
/* Orden de lectura de los canales: CHSELSEQ1 = 0x3210; */
/* CHSELSEQ2 = 0xA954; CHSELSEQ3 = 0x0FEB; CHSELSEQ4 = 0x0000; */
/* Vdc en RESULT9; Vdc/2 en RESULT10; */
/*****/
/* Vdc_top[0] y Vdc_medio[0] ==> última lectura realizada del ADC */
/* Vdc_top[1] y Vdc_medio[1] ==> penúltima lectura realizada del ADC */
/* Vdc_top[2] y Vdc_medio[2] ==> valor medio de la lecturas anteriores */
/* Vdc_top[3] y Vdc_medio[3] ==> anterior valor medio ppc VR */
/*****/

Vdc_top[1] = Vdc_top[0] ;
Vdc_medio[1] = Vdc_medio[0] ;
Vdc_top[0] = RESULT9 >> 6 ;
Vdc_medio[0] = RESULT10 >> 6 ;
Vdc_top[3] = Vdc_top[2] ;
Vdc_medio[3] = Vdc_medio[2] ;
Vdc_top[2] = Vdc_top[0] + Vdc_top[1] ;
Vdc_medio[2] = Vdc_medio[0] + Vdc_medio[1];
Vdc_top[2] = Vdc_top[2]>>1; /* valor medio parte alta bus DC*/
Vdc_medio[2] = Vdc_medio[2]>>1; /* valor medio parte central bus DC*/
dif_Vdc_top = Vdc_top[3] - Vdc_top[2];
dif_Vdc_medio = Vdc_medio[3] - Vdc_medio[2];
kv_eq = kreg1*(Vdc_ref_medios - dif_Vdc_medio);
kv_carga = kreg2*(Vdc_ref - dif_Vdc);
/* usar dif_Vdc_top y dif_Vdc_medio para los cálculos de Kv*/

if(npasos_cero_VR==1) { /* Para primer paso por cero de VR **/
Arrancar_T1(); /* T1CON[6]=1 ==> habilita timer T1*/
num_muestras_adq=0;
leer_muestras=TRUE;
activar_DFT=FALSE; /* No se realiza la DFT en el primer periodo */
VRtmp[0]=0; /* Inicializar el valor por cero */
IRtmp[0]=offset_int_cargaR;
ISTmp[0]=offset_int_cargaS;
ITtmp[0]=offset_int_cargaT;
}

if(npasos_cero_VR==2) { /* Para segundo paso por cero de VR **/
activar_DFT=TRUE; /* SI se realiza la DFT en el segundo periodo */
leer_muestras=FALSE;
}
break;
case 0x0019: /* Fallo de Potencia: Interrupcion PDPINTB Sobre-Tensión en BUS del
CONTINUA... */
EVBIFRA = 0x0001; /* pone a cero el Interrupt Flag de PDPINTB */
break;
case 0x0020: /* Interrupcion PDPINTA: Fallo de etapa de potencia */
/* Leer pines IOPE4,5,6 como entradas */

r = IO_entradas_error_SKiiP_lectura();
if ((r & 0x0070) != 0) { /* si es distinto de cero se ejecuta: */
PWM_outputs_a_cero ();
retardo_ms(30000);
PEDATDIR = PEDATDIR ^ 0x0008; /*PEDATDIR XOR 0x0008 = cambia bit 3*/

```


Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

        /* se inhabilita el driver de las señales PWM con el pin IOPE3 */
    }
    EVAIFRA = 0x0001; /* interrupt flag clear de PDPINTA */
    break;
} /* Fin del Switch que determina el evento que provoca la INT1 */

/*enable_interrupts(); /* Ya incluido por Code Composer */
}

/*****
**          FINAL RUTINA de Tratamiento de la INT1          **
*****/

/*****
/*          cap. 6.2.- RUTINA de Tratamiento de la INT2          */
*****/

interrupt void c_int2(void){
    int r ;
    unsigned int xvar;
    int tmp_int_ramal;
    int tmp_int_rama2;
    int tmp_int_rama3;
    unsigned int val_leido_int_ramal;
    unsigned int val_leido_int_rama2;
    unsigned int val_leido_int_rama3;
    register int dif_int_ramal;
    register int dif_int_rama2;
    register int dif_int_rama3;
    float val_seno_ramax;

/*****
/* Al etiquetar la función con "interrupt" el Code Composer reconoce que se */
/* trata de una función para el tratamiento de una interrupción y entonces */
/* desactiva todas las interrupciones del DSP al iniciar la función y las */
/* vuelve a activar al final. Puede provocar un conflicto el dar dichas */
/* instrucciones dentro del tratamiento de la interrupción, por lo que se */
/* incluyen como comentarios dentro de la función. */
/* disable_interrupts(); /* Desactivar todas las interrupciones del DSP */
*****/

    IFR = 0x0002; /* BORRAR flag de INT2 register */
    if(PIVR == 0x0027) {
/*****
/* PIVR = 0x0027==> T1PINT: Timer 1 Period Interrupt */
/* Interrupcion Timer-1 cada 140us para: */
/* 1°.- Inicialización del ADC y disparo software con cada periodo del Timer-1 */
/* 2°.- Cálculo de valores temporales de las corrientes de salida */
/* 3°.- Control de la corriente de salida mediante banda de histéresis fija */
/* 4°.- Bus DC(top=Vdc y medio=Vdc/2): guardar lecturas y valor medio */
/* 5°.- Almacenamiento de otras señales muestreadas antes de salir de INT2 */
*****/

/*****
/* Inicialización del ADC y disparo software con cada periodo del Timer-1 */
*****/
        ADCCTRL2 = ADCCTRL2 | ADC_INT_FLAG_SEQ1; /* ADCCTRL2[9]=1 */
        ADCCTRL2 = ADCCTRL2 | RST_SEQ1; /* ADCCTRL2[14]=1 */
        ADCCTRL2 = ADCCTRL2 | SOC_SEQ1; /* ADCCTRL2[13]=1 SOC por soft*/
/***** Bits del Registro ADCTRL2 utilizados *****/
        /* ADCCTRL2[14]=1==> RESET del Secuenciador= SEQ1==> CONV00 */
        /* ADCCTRL2[13]: 1=software trigger */
        /* ADCCTRL2[12]: SEQ1 BSY==>ADC en conversion=1 (Solo Lectura) */
        /* ADCCTRL2[9]=INT FLAG SEQ1=1==>borra flag interrupción pendiente SEQ1*/
/*****

/*****
/* Cálculo de valores temporales de las corrientes de salida */
/* mientras el ADC efectua las conversiones */
*****/
        /* Cada una de las corrientes de salida lleva su propio puntero */
        /* que apunta a una posición de la tabla donde están los senos. */
        /* No hay ninguna relación entre las fases de las corrientes de */
        /* salida del inversor VSI */
/*****

/***** Cálculo de valor temporal de la I en la salida A *****/
        ptero_rama_A_tab_seno = N_conmutacion + angulo_int_ref_rama_A;

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

    if (ptero_rama_A_tab_seno >= NPUNTOS_BH) ptero_rama_A_tab_seno=ptero_rama_A_tab_seno-
NPUNTOS_BH;
    val_seno_ramax=seno_ang_BH[ptero_rama_A_tab_seno];
    /* Ia(N_conmutacion) = Amplitud_Ia*sen(fase_Ia+N_conmutacion)+OFFSET (1,65v=512) */
    tmp_int_rama1=(int)(int_ref_rama_A * val_seno_ramax)+ offset_int_out_A;

    /****** Cálculo de valor temporal de la I en la salida B *****/
    ptero_rama_B_tab_seno = N_conmutacion + angulo_int_ref_rama_B;
    if (ptero_rama_B_tab_seno >= NPUNTOS_BH) ptero_rama_B_tab_seno=ptero_rama_B_tab_seno-
NPUNTOS_BH;
    val_seno_ramax = seno_ang_BH[ptero_rama_B_tab_seno];
    /* Ib(N_conmutacion) = Amplitud_Ib*sen(fase_Ib+N_conmutacion)+OFFSET (1,65v=512) */
    tmp_int_rama2=(int)(int_ref_rama_B * val_seno_ramax)+ offset_int_out_B;

    /****** Cálculo de valor temporal de la I en la salida C *****/
    ptero_rama_C_tab_seno = N_conmutacion + angulo_int_ref_rama_C;
    if (ptero_rama_C_tab_seno >= NPUNTOS_BH) ptero_rama_C_tab_seno=ptero_rama_C_tab_seno-
NPUNTOS_BH;
    val_seno_ramax = seno_ang_BH[ptero_rama_C_tab_seno];
    /* Ic(N_conmutacion) = Amplitud_Ic*sen(fase_Ic+N_conmutacion)+OFFSET (1,65v=512) */
    tmp_int_rama3=(int)(int_ref_rama_C * val_seno_ramax)+ offset_int_out_C;

    /****** Final cálculo de valores temporales de las corrientes de salida *****/
    /****** Final cálculo de valores temporales de las corrientes de salida *****/

    N_conmutacion++; /* Numero de conmutaciones máximo = NPUNTOS_BH */
    if(N_conmutacion >= NPUNTOS_BH) N_conmutacion=0;

    /* Bucle sin fin para esperar al End of Conversion del ADC */
    xvar=0;
    while (TRUE) {
        r=ADCCTRL2; /* ADCCTRL2[12]=SEQ1_BSY=0==> EOC*/
        xvar++;
        if(!(r & SEQ1_BSY)) break; /* EOC del ADC */
    }

    /****** Control de la corriente de salida mediante banda de histéresis fija *****/
    /****** Control de la corriente de salida mediante banda de histéresis fija *****/

    /* Lectura de la corrientes en la salida del inversor VSI */
    /****** Canales de entrada al ADC de corrientes en la salida del inversor: *****/
    /* ADCIN9=IA; ADCIN10=IB; ADCIN11=IC; */
    /* Orden de lectura de los canales: CHSELSEQ1 = 0x3210; */
    /* CHSELSEQ2 = 0xA954; CHSELSEQ3 = 0x0FEB; CHSELSEQ4 = 0x0000; */
    /* IA en RESULT6; IB en RESULT7; IC en RESULT8; */
    /****** val_leido_int_rama1 = RESULT6 >> 6 ;
    val_leido_int_rama2 = RESULT7 >> 6 ;
    val_leido_int_rama3 = RESULT8 >> 6 ;

    /* Cálculo de diferencias entre el valor leído y el valor calculado */
    /* de la corriente en la salida del inversor */
    /****** dif_int_rama1=(int)tmp_int_rama1 - val_leido_int_rama1;
    dif_int_rama2=(int)tmp_int_rama2 - val_leido_int_rama2;
    dif_int_rama3=(int)tmp_int_rama3 - val_leido_int_rama3;

    /* Activación de interruptores del inversor VSI: SI se está fuera de la */
    /* BANDA de HISTERESIS se cambian interruptores. */
    /* Antes de efectuar cualquier conmutación se abren los dos switches */
    /****** Para el semipunte-1 del SKiiP: PWM1(top)=IOPA6; PWM2(bot)=IOPA7 */
    if(dif_int_rama1 >= 0) {
        /* 1°==> poner salidas==> IOPA6 = '0'; IOPA7 = '0' */
        /* 2°==> poner salidas==> IOPA6 = '1'; IOPA7 = '0' */
        PADATDIR = PADATDIR & (0xFF3F);/*IOPA6 = IOPA7 = '0'*/
        asm(" nop" );
        PADATDIR = PADATDIR | (0xC040);/*IOPA6='1' y IOPA7='0'*/
    }
    else {
        /* 1°==> poner salidas==> IOPA6 = '0'; IOPA7 = '0' */
        /* 2°==> poner salidas==> IOPA6 = '0'; IOPA7 = '1' */
        PADATDIR = PADATDIR & (0xFF3F);/*IOPA6 = IOPA7 = '0'*/
    }

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

asm("    nop" );
PADATDIR = PADATDIR | (0xC080); /*IOPA6='0' y IOPA7='1'*/
}
/* Para el semipuerto-2 del SKiiP: PWM3(top)=IOPB0; PWM4(bot)=IOPB1 */
if(dif_int_rama2 >= 0) {
/* 1°==> poner salidas==> IOPB0 = '0'; IOPB1 = '0' */
/* 2°==> poner salidas==> IOPB0 = '1'; IOPB1 = '0' */
PBDATDIR = PBDATDIR & (0xFFFFC); /*IOPB0 = IOPB1 = '0'*/
asm("    nop" );
PBDATDIR = PBDATDIR | (0x0301); /*IOPB0='1' y IOPB1='0'*/
}
else {
/* 1°==> poner salidas==> IOPB0 = '0'; IOPB1 = '0' */
/* 2°==> poner salidas==> IOPB0 = '1'; IOPB1 = '0' */
PBDATDIR = PBDATDIR & (0xFFFFC); /*IOPB0 = IOPB1 = '0'*/
asm("    nop" );
PBDATDIR = PBDATDIR | (0x0302); /*IOPB0='0' y IOPB1='1'*/
}
}
/* Para el semipuerto-3 del SKiiP: PWM5(top)=IOPB2; PWM6(bot)=IOPB3 */
if(dif_int_rama3 >= 0) {
/* 1°==> poner salidas==> IOPB2 = '0'; IOPB3 = '0' */
/* 2°==> poner salidas==> IOPB2 = '1'; IOPB3 = '0' */
PBDATDIR = PBDATDIR & (0xFFFF3); /*IOPB2 = IOPB3 = '0'*/
asm("    nop" );
PBDATDIR = PBDATDIR | (0x0C04); /*IOPB2='1' y IOPB3='0'*/
}
else {
/* 1°==> poner salidas==> IOPB2 = '0'; IOPB3 = '0' */
/* 2°==> poner salidas==> IOPB2 = '1'; IOPB3 = '0' */
PBDATDIR = PBDATDIR & (0xFFFF3); /*IOPB2 = IOPB3 = '0'*/
asm("    nop" );
PBDATDIR = PBDATDIR | (0x0C08); /*IOPB2='0' y IOPB3='1'*/
}
}

/*****
/* FIN del algoritmo de control de la corriente de salida del */
/* inversor VSI mediante banda de histéresis fija */
*****/

/*****
/* Almacenamiento de las señales muestreadas antes de salir de INT2 */
*****/

/* Lectura de muestras solo durante el primer periodo de la red. Enel */
/* segundo y tercer periodo se efectuan cálculos DFT y corrientes de */
/* salida del inversor */
/*****
/* Canales de entrada al ADC utilizados: */
/* ADCIN0=VR; ADCIN1=IR; ADCIN2=VS; ADCIN3=IS; ADCIN4=VT; ADCIN5=IT; */
/* Orden de lectura de los canales: CHSELSEQ1 = 0x3210; */
/* CHSELSEQ2 = 0xA954; CHSELSEQ3 = 0x0FEB; CHSELSEQ4 = 0x0000; */
/* VR en RESULT00; IR en RESULT01; VS en RESULT02; IS en RESULT03; */
/* VT en RESULT04; IT en RESULT05; */
*****/
if (leer_muestras==TRUE) {
    num_muestras_adq++;
    VRtmp[num_muestras_adq]=(RESULT0 >> 6);
    VStmp[num_muestras_adq]=(RESULT2 >> 6);
    VTtmp[num_muestras_adq]=(RESULT4 >> 6);
    IRtmp[num_muestras_adq]=(RESULT1 >> 6);
    IStmp[num_muestras_adq]=(RESULT3 >> 6);
    ITtmp[num_muestras_adq]=(RESULT5 >> 6);
}
EVAIFRA = EVAIFRA | 0x0080; /* EVAIFRA[7]=1 BORRAR T1 Period Int Flag */

} /* Fin if (PIVR==0x27) ==> T1PINT: Timer 1 Period Interrupt*/

/* enable_interrupts(); /*NO ES NECESARIO cuando se pone "interrup void ..."*/
}
/*****
/**
FINAL RUTINA de Tratamiento de la INT2
**
*****/

/*****
/*
cap. 6.3.- RUTINA de Tratamiento de la INT3
*/
*****/

interrupt void c_int3(void) {

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

IFR = IFR | 0x0004; /* BORRA flag de INT3 en IFR */
/* Averiguar que tipo de interrupción ha producido la INT-3 */

if(PIVR == 0x002B){
    /* Periodo del Timer-2 (de 1ms)==> PIVR=0x002B*/
    /*BORRAR Flag de Interrupcion del Timer-2*/
    EVAIFRB = 0x0001;
    /* código para implementar frecuencia fija a 1kHz*/
    /* hacer una OR-exclusiva de todas IO usadas como */
    /* PWM1..PWM6 y cambiar valor de variable global */
    /* que indique nuevo ciclo de conmutación */
    nuevo_ciclo_rama_A = TRUE;
    nuevo_ciclo_rama_B = TRUE;
    nuevo_ciclo_rama_C = TRUE;
}
}
/*****
**          FINAL RUTINA de Tratamiento de la INT3          **
*****/

/*****
**          cap. 6.4.- RUTINA de Tratamiento de la INT5          **
*****/
interrupt void c_int5(void){

    /* Para activar el Puerto serie (SCI): no usado */
    IFR = IFR | 0x0010; /* BORRA flag de INT5 en IFR */
}
/*****
**          FINAL RUTINA de Tratamiento de la INT5          **
*****/

/*****
**          FIN DE TRATAMIENTO DE LAS INTERRUPCIONES DEL DSP          **
*****/

/*****
**          cap. 7: código de las funciones          **
*****/
/*****
**          CODIGO DE LAS FUNCIONES          **
*****/

/*****
**          cap. 7.1: configuración de las interrupciones          **
*****/

void config_interrupciones(void)  {

/*****
**          Se activan los pines XINT1 y XINT2 como pines de entrada y          **
**          origen de señales para la INT1 de la CPU del LF2407          **
**          XINT1 se utilizará para señales de sincronismo múltiples          **
**          XINT2 se utilizará para sincronismo con paso por cero de VR          **
**          En ambos csos se pone a cero el flag de XINTx, ambas son de          **
**          alta prioridad y se activan por flanco de bajada, quedando          **
**          habilitadas para su uso posterior          **
*****/
    XINT1_config();
    XINT2_config();

    IFR = 0x3F; /* Borrar todos los flags de interrupciones */
/***** SETUP del IFR *****/
/***** Interrupt Flag Register *****/
/***** Reset flags de interrupciones *****/
/* IFR[15-6]: reservados */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* IFR[5]==> INT6 flag */
/* IFR[4]==> INT5 flag */
/* IFR[3]==> INT4 flag */
/* IFR[2]==> INT3 flag */
/* IFR[1]==> INT2 flag */
/* IFR[0]==> INT1 flag */
/* Bits de solo lectura. 0 despues de una reset */
/* Al escribir un 1 se borra (pasa a cero) */
/*****/

IMR = IMR | 0x07; /* Habilita INT-1, INT-2 e INT-3 */
/* INT1: pines externos XINT1, XINT2, PDPINTA y PDPINTB */
/* INT2: periodo del Timer-1 (140us)==> Banda de */
/* histéresis y conversor AD */
/* INT3: periodo del Timer-2 (1ms)==> frec de conmutación */
/*****/
/***** SETUP del IMR *****/
/***** Interrupt Mask Register *****/
/* IMR[15-6]: reservados */
/* IMR[5]: 0=INT6 No habilitada; 1=INT6 habilitada */
/* IMR[4]: 0=INT5 No habilitada; 1=INT5 habilitada */
/* IMR[3]: 0=INT4 No habilitada; 1=INT4 habilitada */
/* IMR[2]: 0=INT3 No habilitada; 1=INT3 habilitada */
/* IMR[1]: 0=INT2 No habilitada; 1=INT2 habilitada */
/* IMR[0]: 0=INT1 No habilitada; 1=INT1 habilitada */
/*****/

/* Se inhabilitan todas las posibles interrupciones que */
/* pueden proceder del EVA y el EVB */
EVAIMRA = 0x0000;
EVAIMRB = 0x0000;
EVAIMRC = 0x0000;
EVBIMRA = 0x0000;
EVBIMRB = 0x0000;
EVBIMRC = 0x0000;

/* Activar PDPINTA como detector de errores en la etapa de */
/* potencia y PDPINTB para sobretensión en el bus DC */
/* Actúan sobre la INT-1 */
EVAIMRA = EVAIMRA | 0x0001; /* interrupt enable PDPINTA*/
EVBIMRA = EVBIMRA | 0x0001; /* interrupt enable PDPINTB*/

/*****/
/* EVA y EVB Interrupt Flag Register A, B y C: configuración.*/
/* Al escribir un 1 se resetea el flag de las interrupciones */
EVAIFRA = 0xFFFF;
EVAIFRB = 0xFFFF;
EVAIFRC = 0xFFFF;
EVAIFRA = 0xFFFF;
EVAIFRB = 0xFFFF;
EVAIFRC = 0xFFFF;
/*****/
/* EVAIFRA[15-11]: reservados */
/* EVAIFRA[10]: T1OFINT==>T1 overflow */
/* EVAIFRA[9]: T1UFINT==>T1 underflow */
/* EVAIFRA[8]: T1CINT==>T1 comparación */
/* EVAIFRA[7]: T1PFINT==>T1 periodo */
/* EVAIFRA[6-4]: reservados */
/* EVAIFRA[3]: CMP3INT==> comparación unidad de comparación 3 */
/* EVAIFRA[2]: CMP2INT==> comparación unidad de comparación 2 */
/* EVAIFRA[1]: CMP1INT==> comparación unidad de comparación 1 */
/* EVAIFRA[0]: PDPINTA==> Power Drive Protection */
/*****/
/* EVAIFRB[15-4]: reservados */
/* EVAIFRB[3]: T2OFINT==>T2 overflow */
/* EVAIFRB[2]: T2UFINT==>T2 underflow */
/* EVAIFRB[1]: T2CINT==>T2 comparación */
/* EVAIFRB[0]: T2PFINT==>T2 periodo */
/*****/
/* EVAIFRA[15-3]: reservados */
/* EVAIFRC[2]: CAP3INT==> captura en la unidad de captura 3 */
/* EVAIFRC[1]: CAP2INT==> captura en la unidad de captura 2 */
/* EVAIFRC[0]: CAP1INT==> captura en la unidad de captura 1 */
/*****/
EVBIFRA = 0xFFFF;
EVBIFRB = 0xFFFF;
EVBIFRC = 0xFFFF;
EVBIFRA = 0xFFFF;

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

EVBIFRB = 0xFFFF;
EVBIFRC = 0xFFFF;
/*****
/* EVBIFRA[15-11]: reservados */
/* EVBIFRA[10]: T3OFINT==>T3 overflow */
/* EVBIFRA[9]: T3UFINT==>T3 underflow */
/* EVBIFRA[8]: T3CINT==>T3 comparación */
/* EVBIFRA[7]: T3PFINT==>T3 periodo */
/* EVBIFRA[6-4]: reservados */
/* EVBIFRA[3]: CMP6INT==> comparación unidad de comparación 6 */
/* EVBIFRA[2]: CMP5INT==> comparación unidad de comparación 5 */
/* EVBIFRA[1]: CMP4INT==> comparación unidad de comparación 4 */
/* EVBIFRA[0]: PDPINTB==> Power Drive Protection */
/*****
/* EVBIFRB[15-4]: reservados */
/* EVBIFRB[3]: T4OFINT==>T4 overflow */
/* EVBIFRB[2]: T4UFINT==>T4 underflow */
/* EVBIFRB[1]: T4CINT==>T4 comparación */
/* EVBIFRB[0]: T4PFINT==>T4 periodo */
/*****
/* EVBIFRA[15-3]: reservados */
/* EVBIFRC[2]: CAP6INT==> captura en la unidad de captura 6 */
/* EVBIFRC[1]: CAP5INT==> captura en la unidad de captura 5 */
/* EVBIFRC[0]: CAP4INT==> captura en la unidad de captura 4 */
/*****

/* PONER SOLO PARA EVM2407 CON COMUNICACIONES SERIE */
if ( TARJETA==F2407EVM ) {
    /** Activar el Puerto serie (SCI) **/
    IFR = IFR | 0x10; /* Borrar Flag de Int-5 */
    IMR = IMR | 0x10; /* Habilita la Int-5 */
}

/*=====*/
/*****
/*****
/*****
/* cap. 7.2: boot2407 */
/*****
/*****
void boot2407(void) { /* Configura inicio del 2407 */
    /* Inicializar memoria y otros del DSP */

    WDCR=0x006F; /* Write Control Register to Disable Watchdog */
/***** SETUP del WDCR *****/
/***** Registro de control del Watchdog-timer (8bits) *****/
/* WDCR[7]:WDFLAG se puede leer o hacerle */
/* un clear escribiendo un '1' */
/* WDCR[6]=WDDIS=0 0: Watchdog enabled 1: disabled */
/* WDCR[5]=WDCHK2=1 0: System reset 1: Normal Operat */
/* WDCR[4]=WDCHK1=0 0: Normal Oper. 1: system reset */
/* WDCR[3]=WDCHK0=1 0: System reset 1: Normal Operat */
/* WDCR[2-0]=111 Watchdog prescaler (WDPS) */
/* selec bits=7 : div 64 CPUCLK */
/*****

dsp_setup(); /* ==> Inicializar estados del DSP-F2407 */

/*****
/* Seleccionar pines compartidos mediante la configuración */
/* de los registros MCRA, MCRB y MCRC */
/*****
MCRA=0x0000; /* selecciona puerto A (IOPA0..7) y B (IOPB0..7) */
/***** SETUP del Master Control Register A *****/
/*****
/* bit15 0 : IOPB7 1 : TCLKINA */
/* bit14 0 : IOPB6 1 : TDIRA */
/* bit13 0 : IOPB5 1 : T2PWM/T2CMP */
/* bit12 0 : IOPB4 1 : T1PWM/T1CMP */
/* bit11 0 : IOPB3 1 : PWM6 */
/* bit10 0 : IOPB2 1 : PWM5 */
/* bit9 0 : IOPB1 1 : PWM4 */
/* bit8 0 : IOPB0 1 : PWM3 */
/* bit7 0 : IOPA7 1 : PWM2 */
/* bit6 0 : IOPA6 1 : PWM1 */
/* bit5 0 : IOPA5 1 : CAP3 */
/* bit4 0 : IOPA4 1 : CAP2/QEP2 */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* bit3      0 : IOPA3      1 : CAP1/QEP1  */
/* bit2      0 : IOPA2      1 : XINT1     */
/* bit1      0 : IOPA1      1 : SCIRXD    */
/* bit0      0 : IOPA0      1 : SCITXD    */
/******/

MCRB=0xFE00; /* selecciona puerto C (IOPC0..7) y el IOPD0*/
/***** SETUP del MCRB *****/
/***** Master Control Register B *****/
/******/
/* bit15     0 : reservado  1 : TMS2     */
/* bit14     0 : reservado  1 : TMS       */
/* bit13     0 : reservado  1 : TD0      */
/* bit12     0 : reservado  1 : TDI      */
/* bit11     0 : reservado  1 : TCK      */
/* bit10     0 : reservado  1 : EMU1     */
/* bit9      0 : reservado  1 : EMU0     */
/* bit8      0 : IOPD0     1 : XINT2/ADCSOC*/
/* bit7      0 : IOPC7     1 : CANRX     */
/* bit6      0 : IOPC6     1 : CANTX     */
/* bit5      0 : IOPC5     1 : SPISTE\   */
/* bit4      0 : IOPC4     1 : SPICLK    */
/* bit3      0 : IOPC3     1 : SPISOMI   */
/* bit2      0 : IOPC2     1 : SPISIMO   */
/* bit1      0 : IOPC1     1 : BIO\      */
/* bit0      0 : IOPC0     1 : W/R\      */
/******/

MCRC=0x0000; /* selecciona puerto E (IOPE0..7) y F (IOPF0..5)*/
/***** SETUP del MCRC *****/
/***** Master Control Register C *****/
/******/
/* bit 15-14 : reservados */
/* bit 13     0 : IOPF5     1 : TCLKIN2  */
/* bit 12     0 : IOPF4     1 : TDIR2    */
/* bit 11     0 : IOPF3     1 : T4PWM/T4CMP */
/* bit 10     0 : IOPF2     1 : T3PWM/T3CMP */
/* bit 9      0 : IOPF1     1 : CAP6     */
/* bit 8      0 : IOPF0     1 : CAP5/QEP3 */
/* bit 7      0 : IOPE7     1 : CAP4/QEP2 */
/* bit 6      0 : IOPE6     1 : PWM12    */
/* bit 5      0 : IOPE5     1 : PWM11    */
/* bit 4      0 : IOPE4     1 : PWM10    */
/* bit 3      0 : IOPE3     1 : PWM9     */
/* bit 2      0 : IOPE2     1 : PWM8     */
/* bit 1      0 : IOPE1     1 : PWM7     */
/* bit 0      0 : IOPE0     1 : CLKOUT   */
/******/

/* 1 Wait States para I/O Space ==> WAIT_STATES= 0x0040*/
/* Número de estados de espera que se aplican en la */
/* lectura/escritura del espacio externo de la memoria E/S */
WSGR = WAIT_STATES;
/***** SETUP del WSGR - Register *****/
/***** (Wait State Generator Register) *****/
/* bit 15-11: Reservados */
/* bit 10-9=00 Bus visibilidad a OFF */
/* bit 8-6=001 1 Wait-states para R/W en memoria I/O */
/* bit 5-3=000 0 Wait-states para R/W en mem de datos */
/* bit 2-0=000 0 Wait-states para R/W en mem de progr.*/
/******/

SCSR2 = 0x004F;
/***** SETUP del SCSR2 *****/
/***** System Control and Status Register 2 *****/
/* bit15-7=0 : Reservados */
/* bit6=1 : Input Qualifier Clock de 11 ciclos de reloj */
/* bit5=0 : No Borrar el bit WD OVERRIDE */
/* bit4=0 : el pin XMIF 0: Normal 1: Alta Impedancia */
/* bit3=1 : 1: desactiva el BOOT ROM */
/* bit2=1 : MP/MC 1: la FLASH es mapeada externamente */
/* bit1-0=11 : 11: SARAM se mapearán programa y datos */
/******/

SCSR1 = 0x0285;
/***** SETUP del SCSR1 *****/
/***** System Control and Status Register 1 *****/
/* Configuración del reloj utilizado por la CPU y módulos como: */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* ADC, Event Manager, comunicaciones, ... */
/***** */
/* SCSR1[15] : reservado */
/* SCSR1[14]=0 : pin de salida con reloj de la CPU (40MHz) */
/* SCSR1[13-12]=00 : Low power mode 0 if idle */
/* SCSR1[11-9]=001 : el PLL multiplica por 2 el reloj de entrada */
/* SCSR1[8] : reservado */
/* SCSR1[1]=1 : Reloj habilitado para el módulo ADC */
/* SCSR1[6]=0 : No SCI-service in this test */
/* SCSR1[5]=0 : No SPI-service in this test */
/* SCSR1[4]=0 : No CAN-service in this test */
/* SCSR1[3]=0 : No EVB-Service in this test */
/* SCSR1[2]=1 : Reloj habilitado para el Event Manager A */
/* SCSR1[1] : reservado */
/* SCSR1[0]=1 : Clear ILLADR during startup */
/***** */

retardo_ms(10);
}

/*===== */
/***** */
/***** */
/* cap. 7.3: ADC ini */
/***** */
/***** */
void ADC_ini(void) {

/***** SETUP del Registro de control del ADC: ADCTRL1 *****/
/* ADCTRL1[15]=RESERVADO */
/* ADCTRL1[14]=RESET; 1 = reset completo del Módulo ADC */
/* ADCTRL1[13-12]=SOFT-FREE; actuación del ADC con los break points */
/* ADCTRL1[11..8]=ACQ_PS3..0; ventana de adquisición del Sample&Hold */
/* ADCTRL1[7]=CPS; Preescalador del reloj del ADC */
/* ADCTRL1[6]=CONT_RUN; conversión continua (1) o marcha/paro (0) */
/* ADCTRL1[5]=INT_PRI; Prioridad ADCint: 1==>baja; 0==>alta */
/* ADCTRL1[4]=SEQ_CASC; 0= Secuenciador Dual; 1= modo cascada */
/* ADCTRL1[3]=CAL_ENA; 0 = Calibration mode disabled */
/* ADCTRL1[2]=BRG_ENA; 0 = Full reference Volt. to ADC */
/* ADCTRL1[1]=HI/LO; Tensionesde referencia entrada del ADC */
/* ADCTRL1[0]=STEST_ENA; 0 = Self-Test mode disabled */
/***** */
ADCCTRL1 = ADC_RESET; /* ADCCTRL1[14]=1 ==> RESET del módulo ADC*/
retardo_ms(5);
CALIBRATION = 0; /* Set Calibration Register to 0 */
ADCCTRL1 = 0x2F90;

/***** SETUP del Registro de control del ADC: ADCCTRL1 *****/
/* ADCCTRL1[15]: RESERVADO */
/* ADCCTRL1[14]=0 ==> NO RESET del ADC */
/* ADCCTRL1[13-12]=10; completa la conversión en curso antes de parar */
/* ADCCTRL1[11..8]=1111; ventana de adquisición del S&H de 32xCLK */
/* ADCCTRL1[7]=1; TCLK(ADC)=1/2*TCLK(CPU) */
/* ADCCTRL1[6]=0; modo de conversión marcha/paro */
/* ADCCTRL1[5]=0; alta prioridad de la interrupción del ADC (INT1) */
/* ADCCTRL1[4]=1; modo cascada */
/* ADCCTRL1[3..0]= 0 = No se usan */
/***** */

ADCCTRL2 = 0x0000;
/***** SETUP del Registro ADCTRL2 *****/
/* ADCCTRL2[15]: 0=No acción; 1=EVB comienza Secuenciador en Cascada */
/* ADCCTRL2[14]: RESET del Secuenciador= SEQ1==> CONV00 */
/* ADCCTRL2[13]: 0=Borrar SOC pendientes del Secuenciador1 */
/* 1=software trigger */
/* ADCCTRL2[12]: SEQ1 BSY==>ADC en conversion=1 (Solo Lectura) */
/* ADCCTRL2[11-10]=00 Interrupción deshabilitada */
/* ADCCTRL2[9]: INT FLAG SEQ1 - Read + Clear - Est. Ini.: 0 */
/* ADCCTRL2[8]: 1=EVA arranca el SEQ1; 0=EVA NO arranca el SEQ1 */
/* ADCCTRL2[7]: 1= pin externo ADCSOC arranca al SEQ1; 0=sin efecto */
/* ADCCTRL2[6]: 1= Reset del Secuenciador 2; 0= sin efecto */
/* ADCCTRL2[5]: 0= Borrar SOC pendientes del Secuenciador2 */
/* 1= SOC del Secuenciador2 */
/* ADCCTRL2[4]=0 SEQ2 BSY- (ADC en conversion=1) Solo Lectura */
/* ADCCTRL2[3-2]=0 Interrupcion inhabilitada para SEQ2 */
/* ADCCTRL2[1]: Borrar INT FLAG SEQ2 escribiendo un '1' */
/* ADCCTRL2[0]: 1=Arrancar el SEQ2 por EVB (EVB_SOC_SEQ2) */
/***** */

```


Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

MAXCONV = 0x0A; /* número de conversiones:10+1 canales... */

/*****
/* Control del orden en que se efectua la lectura de los 16 canales: */
/* ADCIN0=VR; ADCIN1=IR; ADCIN2=VS; ADCIN3=IS; ADCIN4=VT; ADCIN5=IT; */
/* ADCIN6=free; ADCIN7=free; ADCIN8=Ta_SKiiP_3; */
/* ADCIN9=IA; ADCIN10=IB; ADCIN11=IC; ADCIN12=ID; ADCIN13=Ta_SKiiP_1 */
/* ADCIN14=Vdc; ADCIN15=Vdc/2 */
/* Los canales ADCIN 8 y 13 no se leen en el programa actual */
/* Los canales ADCIN 6 y 7 están libres en el programa actual */
*****/
CHSELSEQ1 = 0x3210;
CHSELSEQ2 = 0xA954;
CHSELSEQ3 = 0x0FEB;
CHSELSEQ4 = 0x0000;
}

/*=====*/
/*****
*****/
/* cap. 7.4: cálculo componentes simétricas */
/*****
*****/

/*****
/* Índice de la rutina de cálculo de las componentes simétricas de las */
/* corrientes que circulan por la carga trifásica: */
*****/
/* 1.- Calculo de la componente Directa IRd */
/* 2.- Cálculo de la componente inversa IRI */
/* 3.- Cálculo de la componente homopolar IRh */
/* 4.- Cálculo de las componentes INVERSAS en la Fase S y T */
/* 5.- Calculo de la componente Directa de las tensiones: VRd */
/* 6.- Cálculo de la componente directa ACTIVA de las corrientes: IRda */
/* 7.- Cálculo de Ida e Idr */
/* 8.- Cálculo de las componentes de Ida e Idr en las Fases S y T */
/* 9.- Cálculo de las componentes de carga del bus DC= kv*Vd */
*****/

void calcula_comp_simetricas_int (void) {
register float tmp_realIS;
register float tmp_realIT;
register float tmp_imagIS;
register float tmp_imagIT;
register float tmp_realVS;
register float tmp_realVT;
register float tmp_imagVS;
register float tmp_imagVT;
float radians;
signed int ang_rad_V_I_d, ang_rad_V_d, result_sen, result_cos;

/*****
/* 1.- Calculo de la componente Directa IRd *****/
*****/
/* 1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria de: IS*a + IT*a2 *****/
/* 1.1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria del producto vectorial: IS*a */
tmp_realIS = ((I_S_vect.realx)*(a_1.realx))-((I_S_vect.imagx)*(a_1.imagx));
tmp_imagIS = ((I_S_vect.realx)*(a_1.imagx))+((I_S_vect.imagx)*(a_1.realx));

/* 1.1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria del producto vectorial: IT*a2 */
tmp_realIT=((I_T_vect.realx)*(a_2.realx))-((I_T_vect.imagx)*(a_2.imagx));
tmp_imagIT=((I_T_vect.realx)*(a_2.imagx))+((I_T_vect.imagx)*(a_2.realx));

/* 1.2.- Suma partes reales e imaginaria de: IRd = 1/3 ( IR + IS*a + IT*a2 ) */
C_IRd.realx=(I_R_vect.realx)+(tmp_realIS)+(tmp_realIT);
C_IRd.realx=(C_IRd.realx)*0.333;

C_IRd.imagx=(I_R_vect.imagx)+(tmp_imagIS)+(tmp_imagIT);
C_IRd.imagx=(C_IRd.imagx)*0.333;

/* 1.3.- Cálculo módulo y argumento de IRd *****/
/* Se divide por mitad_N_muestras para ajustar el valor obtenido con la DFT */
C_IRd.realx= C_IRd.realx / mitad_N_muestras;
C_IRd.imagx= C_IRd.imagx / mitad_N_muestras;
X_Y[1].realx= C_IRd.realx;
X_Y[1].imagx= C_IRd.imagx;
calcula_mod_arg();
IRd.modulo=Mod_Arg[1].modulo ;

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

IRd.argumento = Mod_Arg[1].argumento ;
if ( IRd.argumento >= 359) IRd.argumento = IRd.argumento - 359;

/*****
/* 2.- Cálculo de la componente inversa IRi *****/
/*****
/* 2.1.- Cálculo de parte real e imaginaria de: IS*a2 + IT*a *****/
/* 2.1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria del producto vectorial: IS*a2 */
tmp_realIS=((I_S_vect.realx)*(a_2.realx))-((I_S_vect.imagx)*(a_2.imagx));
tmp_imagIS=((I_S_vect.realx)*(a_2.imagx))+((I_S_vect.imagx)*(a_2.realx));

/* 2.1.1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria del producto vectorial: IT*a **/
tmp_realIT=((I_T_vect.realx)*(a_1.realx))-((I_T_vect.imagx)*(a_1.imagx));
tmp_imagIT=((I_T_vect.realx)*(a_1.imagx))+((I_T_vect.imagx)*(a_1.realx));

/* 2.2.- Suma partes reales e imaginarias de: IRi = 1/3 ( IR + IS*a2 + IT*a ) **/
C_IRi.realx=(I_R_vect.realx)+(tmp_realIS)+(tmp_realIT);
C_IRi.realx=(C_IRi.realx)*0.333;

C_IRi.imagx=(I_R_vect.imagx)+(tmp_imagIS)+(tmp_imagIT);
C_IRi.imagx=(C_IRi.imagx)*0.333;

/* 2.3.- Calcula módulo y argumento de Iri *****/
C_IRi.realx= C_IRi.realx / mitad_N_muestras;
C_IRi.imagx= C_IRi.imagx / mitad_N_muestras;
X_Y[1].realx= C_IRi.realx;
X_Y[1].imagx= C_IRi.imagx;
calcula_mod_arg();
IRi.modulo=Mod_Arg[1].modulo;
IRi.argumento=Mod_Arg[1].argumento ;
if ( IRi.argumento >= 359) IRi.argumento = IRi.argumento - 359;

/*****
/* 3.- Cálculo de la componente homopolar IRh *****/
/*****
/* 3.1.- Suma partes reales e imaginarias de: IRh = 1/3 ( IR + IS + IT ) **/
C_IRh.realx=(I_R_vect.realx)+(I_S_vect.realx)+(I_T_vect.realx);
C_IRh.realx=(C_IRh.realx)*0.333;

C_IRh.imagx=(I_R_vect.imagx)+(I_S_vect.imagx)+(I_T_vect.imagx);
C_IRh.imagx=(C_IRh.imagx)*0.333;

/* 3.2.- Calcula módulo y argumento de IRh *****/
C_IRh.realx= C_IRh.realx / mitad_N_muestras;
C_IRh.imagx= C_IRh.imagx / mitad_N_muestras;
X_Y[1].realx= C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= C_IRh.imagx;
calcula_mod_arg();
IRh.modulo=Mod_Arg[1].modulo;
IRh.argumento=Mod_Arg[1].argumento;
if ( IRh.argumento >= 359) IRh.argumento = IRh.argumento - 359;

/*****
/* 4.- Cálculo de las componentes INVERSAS en la Fase S y T *****/
/*****
/**** ISi = IRi * a *****/
C_ISi.realx=((C_IRi.realx)*(a_1.realx))-((C_IRi.imagx)*(a_1.imagx));
C_ISi.imagx=((C_IRi.realx)*(a_1.imagx))+((C_IRi.imagx)*(a_1.realx));

/**** ITi = IRi * a2 *****/
C_ITi.realx=((C_IRi.realx)*(a_2.realx))-((C_IRi.imagx)*(a_2.imagx));
C_ITi.imagx=((C_IRi.realx)*(a_2.imagx))+((C_IRi.imagx)*(a_2.realx));

/*****
/* 5.- Calculo de la componente Directa de las tensiones: VRd *****/
/*****
/* 5.1.- Cálculo de parte real e imaginaria de: VS*a + VT*a2 *****/
/* 5.1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria del producto vectorial: VS*a **/
tmp_realVS=((V_S_vect.realx)*(a_1.realx))-((V_S_vect.imagx)*(a_1.imagx));
tmp_imagVS=((V_S_vect.realx)*(a_1.imagx))+((V_S_vect.imagx)*(a_1.realx));

/* 5.1.1.1.- Cálculo de parte real e imaginaria del producto vectorial: VT*a2 */
tmp_realVT=((V_T_vect.realx)*(a_2.realx))-((V_T_vect.imagx)*(a_2.imagx));
tmp_imagVT=((V_T_vect.realx)*(a_2.imagx))+((V_T_vect.imagx)*(a_2.realx));

/* 5.2.- Suma partes reales e imaginaria de: VRd = 1/3 ( VR + VS*a + VT*a2 ) **/
C_VRd.realx=(V_R_vect.realx)+(tmp_realVS)+(tmp_realVT);
C_VRd.realx=(C_VRd.realx)*0.333;

```

```

C_VRd.imagx=(V_R_vect.imagx)+(tmp_imagVS)+(tmp_imagVT);
C_VRd.imagx=(C_VRd.imagx)*0.333;

/* 5.3.- Calcula módulo y argumento de VRd *****/
C_VRd.realx= C_VRd.realx / mitad_N_muestras;
C_VRd.imagx= C_VRd.imagx / mitad_N_muestras;
X_Y[1].realx= C_VRd.realx;
X_Y[1].imagx= C_VRd.imagx;
calcula_mod_arg();
VRd.modulo=Mod_Arg[1].modulo ;
VRd.argumento = Mod_Arg[1].argumento ;
if ( VRd.argumento >= 359) VRd.argumento = VRd.argumento - 359;

/*****
/* 6.- Cálculo de la componente directa ACTIVA de las corrientes: IRda *****/
/*****
/* 6.1.- Cálculo diferencia de ángulos entre V e I de secuencia directa */

ang_rad_V_I_d= ((VRd.argumento - IRd.argumento) / num_pi ) * 32768;

/* 6.1.1.- Cálculo del seno y el coseno de dicho ángulo */
result_sen = qsinlt(ang_rad_V_I_d);
radians=result_sen; /* adaptación de tipos de números*/
seno_V_I_d= radians / 32768;
/*****/
result_cos = qcoslt(ang_rad_V_I_d);
radians=result_cos;
coseno_V_I_d =radians / 32768;

/* 6.2.- Cálculo del seno y el coseno del ángulo de desfase de Vd */
ang_rad_V_d = ( VRd.argumento / num_pi ) *32768;

result_sen = qsinlt(ang_rad_V_d);
radians=result_sen;
seno_V_d= radians / 32768;
/*****/
result_cos = qcoslt(ang_rad_V_d);
radians=result_cos;
coseno_V_d= radians / 32768;

/*****
/* 7.- Cálculo de Ida e Idr *****/
/*****
/* 7.1.-Cálculos de IRda*/
/* 7.1.1.-Partes real e imaginaria de IRda */
C_IRda.realx=IRd.modulo*coseno_V_I_d*coseno_V_d;
C_IRda.imagx=IRd.modulo*coseno_V_I_d*seno_V_d;

/* 7.1.2.- Módulo y argumento de IRda *****/
C_IRda.realx= C_IRda.realx / mitad_N_muestras;
C_IRda.imagx= C_IRda.imagx / mitad_N_muestras;
X_Y[1].realx= C_IRda.realx;
X_Y[1].imagx= C_IRda.imagx;
calcula_mod_arg();
IRda.modulo=Mod_Arg[1].modulo ;
IRda.argumento = Mod_Arg[1].argumento ;
if ( IRda.argumento >= 359) IRda.argumento = IRda.argumento - 359;

/* 7.2.-Cálculos de IRdr*/
/* 7.2.1.-Partes real e imaginaria de IRdr */
C_IRdr.realx=IRd.modulo*seno_V_I_d*seno_V_d;
C_IRdr.imagx=(-1)* (IRd.modulo*seno_V_I_d*coseno_V_d);

/* 7.2.2.- Módulo y argumento de IRdr *****/
C_IRdr.realx= C_IRdr.realx / mitad_N_muestras;
C_IRdr.imagx= C_IRdr.imagx / mitad_N_muestras;
X_Y[1].realx= C_IRdr.realx;
X_Y[1].imagx= C_IRdr.imagx;
calcula_mod_arg();
IRdr.modulo=Mod_Arg[1].modulo ;
IRdr.argumento = Mod_Arg[1].argumento ;
if ( IRdr.argumento >= 359) IRdr.argumento = IRdr.argumento - 359;

/*****
/* 8.- Cálculo de las componentes de Ida e Idr en las Fases S y T *****/
/*****
/**** ISda = IRda * a2 *****/

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

C_ISda.realx=((C_IRda.realx)*(a_2.realx))-((C_IRda.imagx)*(a_2.imagx));
C_ISda.imagx=((C_IRda.realx)*(a_2.imagx))+((C_IRda.imagx)*(a_2.realx));

/** ITda = IRda * a *****/
C_ITda.realx=((C_IRda.realx)*(a_1.realx))-((C_IRda.imagx)*(a_1.imagx));
C_ITda.imagx=((C_IRda.realx)*(a_1.imagx))+((C_IRda.imagx)*(a_1.realx));

/** ISdr = IRdr * a2 *****/
C_ISdr.realx=((C_IRdr.realx)*(a_2.realx))-((C_IRdr.imagx)*(a_2.imagx));
C_ISdr.imagx=((C_IRdr.realx)*(a_2.imagx))+((C_IRdr.imagx)*(a_2.realx));

/** ITdr = IRdr * a *****/
C_ITdr.realx=((C_IRdr.realx)*(a_1.realx))-((C_IRdr.imagx)*(a_1.imagx));
C_ITdr.imagx=((C_IRdr.realx)*(a_1.imagx))+((C_IRdr.imagx)*(a_1.realx));

/*****
/* 9.- Cálculo de las componentes de carga del bus DC= kv*Ida *****/
/*****
/* Kv se obtiene del PI de control del bus DC*/

/* 9.1.- Corriente de carga bus DC */
/* La corriente de carga del bus DC que representa una flujo de potencia*/
/* eficiente se obtiene como una corriente proporcional a la tensión Vd y */
/* en fase con ella, para que represente un flujo de energía útil. */
I_DC_A.modulo = Kv ;
I_DC_A.argumento = VRd.argumento;

/* 9.2.- Corriente de carga bus DC por la salida A: kv*Vd_A */
I_CARGA_DC_A.realx = I_DC_A.modulo * seno_V_d ;
I_CARGA_DC_A.imagx = I_DC_A.modulo * coseno_V_d ;

/* 9.3.- Corriente de carga bus DC por la salida B: kv*Vd_B */
I_CARGA_DC_B.realx = I_CARGA_DC_A.realx * a_2.realx ;
I_CARGA_DC_B.imagx = I_CARGA_DC_A.imagx * a_2.realx ;

/* 9.4.- Corriente de carga bus DC por la salida C: kv*Vd_C */
I_CARGA_DC_C.realx = I_CARGA_DC_A.realx * a_1.realx ;
I_CARGA_DC_C.imagx = I_CARGA_DC_A.imagx * a_1.realx ;

/* Fin de cálculo de corrientes de carga del bus DC */

if (FUENTE_DC){
/* Se usa la fuente de continua para la carga del bus DC */
I_CARGA_DC_A.realx=I_CARGA_DC_B.realx=I_CARGA_DC_C.realx=0;
I_CARGA_DC_A.imagx=I_CARGA_DC_B.imagx=I_CARGA_DC_C.imagx=0;
}

/*****
/* Final de la rutina de cálculo de componentes simétricas */
/*****
}

/*=====*/
/*****
/*****
/*****
/* cap. 7.5: cálculo intensidades de referencia */
/*****
/*****

void calculo_intensidades_ref(void){
int val_rad, result;
int ref_out_A,ref_out_B,ref_out_C;
int fase_out_A,fase_out_B,fase_out_C;

/***** Corriente de Ref. salida A (FASE-R) *****/
if (REACTIVA){
/** I_out A = Kv*I_R_d_a (Bus_DC) + I_R_d_r + I_R_i + I_h **/
/* Se realiza la compensación de reactiva y asimetría*/
X_Y[1].realx= I_CARGA_DC_A.realx + C_IRdr.realx + C_IRi.realx + C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= I_CARGA_DC_A.imagx + C_IRdr.imagx + C_IRi.imagx + C_IRh.imagx;
}
else {
/** I_out A = Kv*I_R_d_a (Bus_DC) + I_R_d_r + I_R_i + I_h **/
/* Se realiza la compensación de asimetría*/
X_Y[1].realx= I_CARGA_DC_A.realx + C_IRi.realx + C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= I_CARGA_DC_A.imagx + C_IRi.imagx + C_IRh.imagx;
}
calcula_mod_arg(); /* Calcula Modulo-Argumento */

```

```

/* Relación de transformación del trafo de red= k_trafo_fase_R*/
/* Cálculo del módulo y fase de la corriente de salida en la fase A*/
ref_out_A = (int)(Mod_Arg[1].modulo * k_trafo_fase_R);
fase_out_A = (int)(Mod_Arg[1].argumento);
if (fase_out_A >= 359) fase_out_A = fase_out_A - 359;
fase_out_A = (fase_out_A * 13) ; /* fase_out_A/2.5 ==> fase_out_A* (13/32) */

/***** Corriente de Ref. salida B (FASE-S) *****/
if (REACTIVA){
/** I_out_B = Kv*I_R_d_a (Bus_DC) + I_S_d_r + I_S_i + I_h **/
/* Se realiza la compensación de reactiva y asimetría*/
X_Y[1].realx= I_CARGA_DC_B.realx + C_ISdr.realx + C_ISi.realx + C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= I_CARGA_DC_B.imagx + C_ISdr.imagx + C_ISi.imagx + C_IRh.imagx;
}
else {
/** I_out_B = Kv*I_R_d_a (Bus_DC) + I_S_d_r + I_S_i + I_h **/
/* Se realiza la compensación de asimetría*/
X_Y[1].realx= I_CARGA_DC_B.realx + C_ISi.realx + C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= I_CARGA_DC_B.imagx + C_ISi.imagx + C_IRh.imagx;
}
calcula_mod_arg(); /* Calcula Modulo-Argumento DFT */
/* Relación de transformación del trafo de red= k_trafo_fase_S*/
ref_out_B = (int)(Mod_Arg[1].modulo * k_trafo_fase_S);
fase_out_B = (int)(Mod_Arg[1].argumento);
if (fase_out_B >= 359) fase_out_B = fase_out_B - 359;
fase_out_B = (fase_out_B * 13) ;

/***** Corriente de Ref. salida V (FASE-T) *****/
if (REACTIVA){
/** I_out_C = Kv*I_R_d_a (Bus_DC) + I_T_d_r + I_T_i + I_h **/
/* Se realiza la compensación de reactiva y asimetría*/
X_Y[1].realx= I_CARGA_DC_B.realx + C_ITdr.realx + C_ITi.realx + C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= I_CARGA_DC_B.imagx + C_ITdr.imagx + C_ITi.imagx + C_IRh.imagx;
}
else {
/** I_out_A = Kv*I_R_d_a (Bus_DC) + I_R_d_r + I_R_i + I_h **/
/* Se realiza la compensación de asimetría*/
X_Y[1].realx= I_CARGA_DC_B.realx + C_ITi.realx + C_IRh.realx;
X_Y[1].imagx= I_CARGA_DC_B.imagx + C_ITi.imagx + C_IRh.imagx;
}
calcula_mod_arg(); /* Calcula Modulo-Argumento DFT */
/* Relación de transformación del trafo de red= k_trafo_fase_T*/
ref_out_C = (int)(Mod_Arg[1].modulo * k_trafo_fase_T);
fase_out_C = (int)(Mod_Arg[1].argumento);
if (fase_out_C >= 359) fase_out_C = fase_out_C - 359;
fase_out_C = (fase_out_C * 13) ;

/* Módulo de la corriente a inyectar en las salidas A, B y C del compensador */
int_ref_rama_A = ref_out_A;
int_ref_rama_B = ref_out_B;
int_ref_rama_C = ref_out_C;
/* Argumento de la corriente a inyectar en las salidas A, B y C del compensador*/
/* Valores para entrar a la tabla de senos*/
angulo_int_ref_rama_A = fase_out_A >> 5 ;
angulo_int_ref_rama_B = fase_out_B >> 5 ;
angulo_int_ref_rama_C = fase_out_C >> 5 ;

/*****
/** Valores de Tarjeta Amplificación de salida INVERSOR ***/
/** Una AMPLITUD de 10 = 0,0322V = 0,4A de Pico *****/
/** Una AMPLITUD de 50 = 0,1612V = 2,0A de Pico *****/
/** Una AMPLITUD de 100 = 0,322V = 4A de Pico *****/
/** Una AMPLITUD de 500 = 1,61V = 20A de Pico *****/
/*****
/** Una AMPLITUD de 100 = 3A Eficaces *****/
/** Una AMPLITUD de 200 = 4,8A Eficaces *****/
/** Una AMPLITUD de 300 = 7A Eficaces *****/
/** Una AMPLITUD de 400 = 9A Eficaces *****/
/** Una AMPLITUD de 475 = 10.5A Eficaces *****/
/*****

/** Limitación de corriente máxima, para un BUS DC de 124V .... **/
/* Limitación impuesta por la I máxima en la bobina de salida */
if (int_ref_rama_A >= 470) int_ref_rama_A=470;
if (int_ref_rama_B >= 470) int_ref_rama_B=470;
if (int_ref_rama_C >= 470) int_ref_rama_C=470;

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* Pruebas de corrientes de referencia FIJAS .. */
/*int_ref_rama_A=200.0 * k_trafo_fase_R;
int_ref_rama_B=200.0 * k_trafo_fase_S;
int_ref_rama_C=200.0 * k_trafo_fase_T;
angulo_int_ref_rama_A=0;
angulo_int_ref_rama_B=95;
angulo_int_ref_rama_C=47;*/
return;
}

/*=====*/
/*****
/*****
/*****
/*      cap. 7.6: cálculo módulo y argumento de un vector */
/*****
/*****

void calcula_mod_arg(void) {
float Xr, Xi, Xr2, Xi2;
float Mod;
float Argx;
unsigned long val_raiz_2;
unsigned int result,factor;

Xr=X_Y[1].realx;
Xr2=Xr*Xr;
Xi=X_Y[1].imagx;
Xi2=Xi*Xi;

/* el valor raiz_2 NO debe ser mayor de 65536*65536=4294 millones */
val_raiz_2= (Xr2+Xi2);
if (val_raiz_2 >= 16000000 ) {
    val_raiz_2= (Xr2+Xi2);
    result = qsqrt(val_raiz_2);
    Mod=(float)result ;
}
else {
    if (val_raiz_2 < 60000 ) {
        val_raiz_2= (Xr2+Xi2)*65536;
        result = qsqrt(val_raiz_2);
        Mod=(float)result/256.0 ;
    }
    else {
        val_raiz_2= (Xr2+Xi2)*256;
        result = qsqrt(val_raiz_2);
        Mod=(float)result/16.0 ;
    }
}

Mod_Arg[1].modulo = Mod; /* valor del módulo */

/* Cálculo del Argumento **/
if (Xi <= 0.0) Xi=-Xi;
if (Xr <= 0.0) Xr=-Xr;

/* habrá que tenerlo en cuenta para variar los signos según el cuadrante */
/* Xr>0 y Xi>0 resultado correcto - 1º cuadrante*/
/* Xr<0 y Xi<0 resultado correcto - 3º cuadrante*/
/* Cambios de signo en el resultado */
/* Xr>0 y Xi<0 resultado correcto - 4º cuadrante*/
/* Xr<0 y Xi>0 resultado correcto - 2º cuadrante*/
Argx = atan2x(Xi, Xr); /* Argx da resultado en radianes */
Mod_Arg[1].argumento = Argx *R180divPI; /* Pasar a grados los radianes */
/*definición en arctan.h==> #define R180divPI 57.29577 */

/** Casos Extremos!!! del Argumento **/
/* Para el calculo de la fase hay que considerar los casos
en los que la parte real o la parte imaginaria sean o esten cerca de cero*/
if((X_Y[1].realx <= 0.005) && (X_Y[1].realx >= -0.005)) {
    if((X_Y[1].imagx <= 0.005) && (X_Y[1].imagx >= -0.005)) Mod_Arg[1].argumento =
0.0;
    else {
        if (X_Y[1].imagx >= 0.005) Mod_Arg[1].argumento = 90.0;
        else if ((X_Y[1].imagx == 0.0) && (X_Y[1].imagx >= 0.005))
Mod_Arg[1].argumento = 180.0;
        else Mod_Arg[1].argumento = 270.0;
    }
}

```

```

    }
    else {
        if ((X_Y[1].realx > 0.005)&& (X_Y[1].imagx <= 0.005)) Mod_Arg[1].argumento =
360-Mod_Arg[1].argumento;
        else {
            if ((X_Y[1].realx < 0.005)&& (X_Y[1].imagx < 0.005)) Mod_Arg[1].argumento =
Mod_Arg[1].argumento+180;
            else if((X_Y[1].realx < 0.005)&& (X_Y[1].imagx > 0.005))
Mod_Arg[1].argumento = 180-Mod_Arg[1].argumento;
        }
    }

    return;
} /* Fin de cálculo del módulo y argumento */

/*=====*/
/*******/
/*******/
/*      cap. 7.7: control de contactores      */
/*******/
/*******/
void control_contactores_conexion(void) {
    contactores_config_IO(); /* todos los contactos abiertos */
    Contactor_precarga_busDC_abierto();
    retardo_ms(30000);
    retardo_ms(30000);
    Contactor_conexion_red_cerrado(); /* conexión a red para precarga bus DC*/
    retardo_ms(30000);
    retardo_ms(30000);
    retardo_ms(30000);
    Contactor_precarga_busDC_cerrado(); /* conexión directa CAD a la red */
    retardo_ms(30000);
}

/*******/
void Contactor_precarga_busDC_abierto (void){
    /* El bus DC se está cargando a traves de las resistencias */
    PADATDIR = PADATDIR | (0x0808); /* IOPA3=1 --> contactor abierto*/
}

/*******/
void Contactor_precarga_busDC_cerrado (void){
    /* Se cortocircuitan las resistencias de las bombillas */
    PADATDIR = PADATDIR & (0xFFF7); /* IOPE3=0 --> contactor cerrado */
    PADATDIR = PADATDIR | (0x0800); /* IOPE3 como salida */
}

/*******/
void Contactor_conexion_red_abierto (void){
    /* El compensador no está conectado a la red de suministro*/
    PEDATDIR = PEDATDIR | (0x8080); /* IOPE7= 1 --> contactor abierto */
}

/*******/
void Contactor_conexion_red_cerrado (void){
    /* Se conecta a la red de suministro el compensador */
    PEDATDIR = PEDATDIR & (0xFF7F); /* IOPE7=0 --> contactor cerrado */
    PEDATDIR = PEDATDIR | (0x8000); /* IOPE7=0 como salida */
}

/*******/
void contactores_config_IO (void){
    /* Control de los contactores: */
    /* IOPE*=0 --> contactor cerrado */
    /* IOPE*=1 --> contactor abierto */

    /** El Contactor de Conexion de BOMBILLAS lo controla pin IOPA3 */
    MCRA = MCRA & (0xFFF7); /* selecciona pin I/O IOPA3 */
    PADATDIR = PADATDIR | (0x0808); /* IOPA3 = 1 --> contactor abierto */

    /** El Contactor de Conexion de RED lo controla pin IOPE7 */
    MCRC = MCRC & (0xFF7F); /* selecciona pin I/O IOPE7 */
    PEDATDIR = PEDATDIR | (0x8080); /* IOPE7= 1 --> contactor abierto */
}

/*=====*/
/*******/
/*******/

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/*          cap. 7.8: cálculo de la DFT          */
/*****
/*****
/*****
/* Funcion:dft - This is the C source code for the direct implementation */
/* of the Discrete Fourier Transform (DFT) algorithm.          */
/*****
/* DESCRIPTION
This function computes the DFT of a N length complex-valued sequence.
Note, N cannot exceed 1024 without modification to this code.
The N point DFT of a finite-duration sequence x(n) of length L<=N is
defined as
    N-1
    X(k) = SUM x(n) * exp(-j2pi*kn/N) k = 0,1,2, ..., N-1
    n=0
It is always helpful to express the above equation in its real and
imaginary terms for implementation:
exp(-j2*pi*n*k/N) = cos(2*pi*n*k/N) - jsin(2*pi*n*k/N)
Several identities used here:
    e(jb) = cos(b) + j sin(b)
    e(-jb) = cos(-b) + j sin(-b)
    cos(-b) = cos(b) and sin(-b) = -sin(b)
    e(-jb) = cos(b) - j sin(b)

    N-1
    X(k) = SUM {[xr(n) + j xi(n)][cos(2*pi*n*k/N) - jsin(2*pi*n*k/N)]}
    n=0
con k=0,1,2, ...,N-1

OR

    N-1
    Xr(k) = SUM {[xr(n) * cos(2*pi*n*k/N)] + [xi(n) * sin(2*pi*n*k/N)]}
    n=0
con k=0,1,2, ...,N-1

    N-1
    Xi(k) = SUM {[xi(n) * cos(2*pi*n*k/N)] - [xr(n) * sin(2*pi*n*k/N)]}
    n=0
*/
/*****
/* COMENTARIOS DE ESTA FUNCIÓN:          */
/* *Xmuestra es de 144 muestras          */
/* N_lec es igual a N_muestras=144          */
/* VECTORXY es un tipo de variable con parte real e imaginaria */
/* Solo se calcula la componente fundamental de las magnitudes */
/* Las muestras solo tienen parte real: xi(n)=0          */
/*****
void dftx_funda(int *Xmuestra, int N_lec, VECTORXY *XR) {
register int n;
register long Preal, Pimag;
float Xr, Xi;
register int RM;

/* Inicialización de variables de la DFT */
Preal = 0;
Pimag = 0;
n=0;

/* Bucle para efectuar sumatorio de la DFT de la parte real e imaginaria */
while (n < N_lec) {
/* Cálculo de la parte real==> Xr = Xr + (medidas[n] * cos()) */
/*          N-1          */
/* Xr(k) = SUM {[xr(n) * cos(2*pi*n*k/N)]}          */
/*          n=0          */
/* con k=0,1,2, ...,N-1          */
RM = coseno_angulo_DFT[n]; /* array de 144+2 posiciones valores cosenos */
Preal = Preal + (Xmuestra[n] * RM) ;
/* Cálculo de la parte imaginaria==> Xi = Xi + (medidas[n] * sen()) */
/*          N-1          */
/* Xi(k) = SUM { - [xr(n) * sin(2*pi*n*k/N)]}          */
/*          n=0          */
/* con k=0,1,2, ...,N-1          */
/* el menos se añadirá después de efectuar el sumatorio          */
RM = seno_angulo_DFT[n] ;
Pimag = Pimag + (Xmuestra[n] * RM) ;
n++;
}
}

```



```

    } /* Fin de los sumatorios para obtener la DFT */
/* Desplazamiento del resultado para ajustar a los 16 bits */
Xr=Preal >>15;
Xi=Pimag >>15;
/* Redondeo de los valores muy próximos al cero */
if((Xr <= 0.002) && (Xr >= -0.002)) Xr=0.0;
if((Xi <= 0.002) && (Xi >= -0.002)) Xi=0.0;
/** Almacenamiento del resultado de la DFT en variables globales */
X_Y[1].realx = (Xr);
X_Y[1].imagx = -(Xi); /* se añade el menos por haberse calculado sin signo */
/* El valor obtenido con la DFT da un desfase de 90° respecto al coseno de */
/* la fundamental, por lo que hay que sumar +90° al resultado obtenido */
/* Relaciones utilizadas: */
/*          sen(alfa+90°)=cos(alfa)          */
/*          cos(alfa+90°)=-sen(alfa)        */
Xr = -(X_Y[1].imagx);
Xi = (X_Y[1].realx);
X_Y[1].realx = Xr;
X_Y[1].imagx = Xi;
} /* Fin de DFT **/

/*=====*/
/******/
/******/
/*          cap. 7.9: setup del DSP          */
/******/
/******/
void dsp_setup() {

    /* ==> Inicializar estados del DSP-F2407 */

    disable_interrupts(); /* Desactivar todas las interrupciones del DSP */
    IFR = 0xffff; /* Clear pending interrupts */
    ALU_NO_EXT signo(); /* Trabajar SIN extension de Signo */
    ACC_con_OVF(); /* Trabajar con OverFlow del ACC */
    banco_B0_a_mem_DATOS(); /* Configura B0 a Data_MEM */

}

/*=====*/
/******/
/******/
/*          cap. 7.10: inicialización del sistema          */
/******/
/******/
void ini_sistema(void) {
    unsigned int rd_error;
    IO_LED_placa_ini();
    PWM_outputs_config ();
    PWM_IOPE3_control (); /* desactiva todas las salidas PWM*/
    IO_entradas_error_SKiiP_config ();
    PWM_outputs_a_cero ();
    retardo_ms(30000);

    /* Verificación de errores en etapa de potencia */
    rd_error = IO_entradas_error_SKiiP_lectura();
    if ((rd_error & 0x0070) != 0) {
        PWM_outputs_a_cero ();
        retardo_ms(30000);
    }

    enable_interrupts();
}

/*=====*/
/******/
/******/
/*          cap. 7.11: Input/Output del DSP          */
/******/
/******/
void IO_entradas_error_SKiiP_config (void){
    /** Configurar pines IOPE4,5,6 como I/O y entradas */

    MCRC = MCRC & (0xFF8F); /*MCRC[6,5,4]=000) elige IOPE4..6*/
    PEDATDIR = PEDATDIR & (0x8FFF); /* PEDATDIR[14..12]=000; IOPE4,5,6 son entradas*/

}

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/*****/
unsigned int IO_entradas_error_SKiIP_lectura (void){
    return(PEDATDIR & (0x00FF));
/*****/
/* Se lee toda la parte baja del puerto E */
/* Leer pines IOPE4,5,6 como entradas */
/*****/
/* Códigos del origen del error en la tabla siguiente: */
/*****/
/* Error_____IOPE4_____IOPE5_____IOPE6_____ */
/* HB1 | 0 | 0 | 1 | */
/* HB2 | 0 | 1 | 0 | */
/* HB3 | 0 | 1 | 1 | */
/* HB4 | 1 | 0 | 0 | */
/* Temp3R| 1 | 0 | 1 | */
/* Temp1R| 1 | 1 | 0 | */
/*
}

/*****/
void XINT1_config(void ){

    MCRA = MCRA | (0x0004); /*MCRA[2]=1==>pin externo como XINT1 */
    XINT1CR = 0x8001;
/*****/
/* XINT1CR[15]=1 para poner a cero el flag de XINT1 */
/* XINT1CR[2]=0 se activa XINT1 por un flanco de bajada */
/* XINT1CR[1]=0 alta prioridad para la XINT1 */
/* XINT1CR[0]=1 se habilita la XINT1 */
/*****/
}

/*****/
void XINT2_config(void ){

    MCRB = MCRB | (0x0100); /*MCRB[8]=1==>pin externo como XINT2 */
    XINT2CR = 0x8001;
/*****/
/* XINT2CR[15]=1 para poner a cero el flag de XINT2 */
/* XINT2CR[2]=0 se activa XINT2 por un flanco de bajada */
/* XINT2CR[1]=0 alta prioridad para la XINT2 */
/* XINT2CR[0]=1 se habilita la XINT2 */
/*****/
}

/*****/
void IO_LED_placa_ini (void){
    unsigned int PCDataDir;
    unsigned int MCRBData;

/* El LED de la placa del DSP esta en el pin IOPC0 */
/* El LED tiene el ánodo conectado a +5V */
MCRB= MCRB & (0xFFFE); /* Se activa IOPC0 con MCRB[0]=0*/
/* Se configura como salida */
/* PCDATDIR[7]= 0 (IOPC0 entrada) ó 1 (IOPC0 salida); */
/* PCDATDIR[0]= 0 ó 1 nivel bajo ó alto de Entrada/Salida */
PCDATDIR = PCDATDIR | (0x0101); /* Activa como salida IOPC0 */
}

/*****/
void IO_voltear_LED_placa(void ){

/* Poner el valor ON/OFF del pin IOPC0 (LED placa DSP) */
PCDATDIR= PCDATDIR ^ 0x0001; /* OR-E voltea el dato*/
}

/*****=*/
/*****/
/*****/
/* cap. 7.12: señales PWM */
/*****/
/*****/

```


Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

}

/*=====*/
/******/
/******/
/*      cap. 7.14: tabla del seno y de la DFT      */
/******/
/******/

/** Inicializar valores del seno para control de la DFT      **/
void tabla_seno_DFT (void) {
    unsigned int km;

    NPUNTOS_BH = FRECUENCIA_BH / 50; /* Frecuencia de Banda de Histeresis / Fred */

    /* paso de los valores de los senos y cosenos a formato Q15      */
    /* (Valor Q15)= 2E15x(Valor Fracción Decimal) donde 2E15=32768      */
    /* bit 16 se reserva para signo: 0=nº positivo; 1=nº negativo      */
    /******/
    /* Q15 más positivo: 3FFFh = 32767d      ==>0.999969482422      */
    /* Q15 menos positivo: 0001h = 1d      ==>0.00003051758125      */
    /* Cero en Q15: 0000h = 0000d      ==>0      */
    /* Q15 menos negativo: FFFFh = 65535d=-1d      ==>-0.00003051758125      */
    /* Q15 más negativo: 8000h = 32768d=-32768      ==>-1      */
    /******/

    for( km = 0; km < NPUNTOS_BH; km++ ) {
        seno_angulo_DFT[km]=(int) (seno_ang_BH[km] * 32767.0);
        coseno_angulo_DFT[km]=(int) (coseno_ang_BH[km] * 32767.0);
    }
}

/******/
/**Inicializar valores del seno para control de Histeresis *****/
/* con esta función se rellenan dos arrays de 144+2 posiciones      */
/* con los valores del seno y del coseno cada 2.5 grados      */
void tabla_seno_ini (void) {
    unsigned int i,km,mm,ss;
    float pp,a,b;
    float radians;
    signed int val_rad, result;

    NPUNTOS_BH = FRECUENCIA_BH / 50; /* Frecuencia de Banda de Histeresis / f_red */

    i= (NPUNTOS_BH/4); /* con FRECUENCIA_BH=7200 i=36; 36x2.5º=90º */
    mm=(NPUNTOS_BH/4);
    pp=(NPUNTOS_BH/2);

    /******/
    /* consideraciones sobre la función qsinlt(val_rad)      */
    /* pi radianes equivale a 180 grados que es igual a 72 muestras      */
    /* la resolución de 2.5 grados en medida de ángulos      */
    /* la función del seno al pasarle 1 es como si se pasara pi      */
    /* Ejemplo de utilizar rutinas de seno(x) ==> qsinlt(x)      */
    /* Cálculo del seno de 45 grados = pi/4 radianes      */
    /* pi/4 es equivalente a 1/4 para esta función seno      */
    /* Pase del valor a formato Q15: 1/4 * 32768 = 0x2000      */
    /* valor a pasar a la función: val_rad=0x2000;      */
    /******/

    /* Cálculo de sen() y cos() para ángulos de 0--> 87.5º=35x2.5º */
    /* (km=0-->35)      */
    for( km = 0; km < i; km++ ) {
        factor_angulo_seno= 1 / pp ;
        factor_angulo_seno= factor_angulo_seno * km;
        val_rad= factor_angulo_seno *32767;
        /* cálculo del seno */
        result = qsinlt(val_rad);
        radians=result;
        seno_ang_BH[km]= radians / 32767;
        /* cálculo del coseno */
        result = qcoslt(val_rad);
        radians=result;
        coseno_ang_BH[km]= radians / 32767;
    }

    /* se fijan los valores correspondientes a 0º y a 90º(km=36) */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

seno_ang_BH[0]= 0.00; /* seno(0°)= 0 */
coseno_ang_BH[0]= 1.0; /* coseno(0°)= 1 */
seno_ang_BH[i]= 1.00; /* seno(90°)= 1 */
coseno_ang_BH[i]= 0.0; /* coseno(90°)= 0 */

/* dado que sen(a+90°)=sen(a) y que cos(a+90°)=-cos(a) */
/* se rellena la matriz de los sen y cos para ángulos */
/* entre 92.5° y 177.5° con los valores ya calculados */
/* para el primer cuadrante (km=37-->71) */
ss=(NPUNTOS_BH/2); /* ss=72 para FRECUENCIA_BH=7200 */
i= (NPUNTOS_BH/4)+1; /* i=36+1 para FRECUENCIA_BH=7200; 37x2.5=92.5° */
for( km = i; km < ss ; km++ ) {
    b = seno_ang_BH[mm-1];
    seno_ang_BH[km] = b;
    /***7
    b = coseno_ang_BH[mm-1];
    coseno_ang_BH[km] = b*(-1);
    mm=mm-1;
}
/* se fijan los valores correspondientes a 180° (km=72) */
seno_ang_BH[(NPUNTOS_BH/2)]= 0.00; /* seno(180°)= 0 */
coseno_ang_BH[(NPUNTOS_BH/2)]= -1.00; /* coseno(180°)= -1 */

/* se rellena la matriz de los sen y cos para ángulos */
/* entre 182.5° y 360° con los valores ya calculados */
/* para el primer cuadrante y segundo cuadrante (km=73-->143) */
/* valores del primer cuadrante al tercero y valores del */
/* segundo cuadrante al cuarto, por lo que cambian de signo el */
/* seno y el coseno */

ss=NPUNTOS_BH ;
i=NPUNTOS_BH / 2;
for( km = i+1; km < ss; km++ ) {
    b = seno_ang_BH[km-i]*(-1.00);
    seno_ang_BH[km] = b;

    b = coseno_ang_BH[km-i]*(-1.00);
    coseno_ang_BH[km] = b;
}
}

/*=====*/
/*****
/*****
/*****
/*          cap. 7.15: verificación tensión bus AS y DC          */
/*****
/*****
int Tensiones_Red_AC_OK(void) { /** Hay RED Correcta, dentro de un Limites **/
register int r, xvar;
int val_FR,val_FS,val_FT;

    /** El BUS de CONTINUA tiene suficiente tensión */
    /** Arrancar conversor ADC **/
    ADCCTRL2 |= 0x2000;
    MAXCONV = 0x0A; /* Numero de conversiones = 10+1 */
    xvar=0;
    /* Conversion del ADC Finalizada !!! */
    while (TRUE) {
        r=ADCCTRL2;
        xvar++;
        /* Conversion Finalizada !!! */
        if(!(r & SEQ1_BSY)) break;
    }

    /* Lectura del ADC-0 de la Fase-R **/
    val_FR = RESULT0 >> 6 ;
    /* Lectura del ADC-2 de la Fase-S **/
    val_FS = RESULT2 >> 6 ;
    /* Lectura del ADC-4 de la Fase-T **/
    val_FT = RESULT4 >> 6 ;

    /* Si el valor es menor de 800, el Bus de continua no llega a 120V */
    /* 100V ==> ADC14= 740, 110V ==> ADC14= 770,120V ==> ADC14= 800, */
    if ((val_FR >= 10) || (val_FS >= 10)) return(TRUE);
    else return (TRUE);
}

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/*****
/* Función para verificación que la tensión en el bus de continua está dentro */
/* de los límites para el adecuado funcionamiento del compensador. */
/*****
int Tension_bus_DC_OK(int opc) {
    register int r, xvar;

    if (opc == 1) {
        ADCCTRL2 = ADCCTRL2 | SOC_SEQ1; /* ADCCTRL2[13]=1 Star of Conversion SEQ1*/
        xvar=0;
        while (TRUE) { /* Bucle para esperar a fin de conversión del ADC */
            r=ADCCTRL2;
            xvar++;
            if(!(r & SEQ1_BSY )) break; /* Conversion finalizada */
        }
        /* Lectura ADCIN14= parte alta bus DC; Se desplazan los 10 bits a parte baja */
        /* Lectura ADCIN15= punto medio bus DC; Se desplazan los 10 bits a parte baja */
        /* val_DC = RESULT10 >> 6 ; */
        Vdc_top[0] = RESULT9 >> 6 ;
        Vdc_medio[0] = RESULT10 >> 6 ;
        /*****
        /* TABLA DE VALORES LEIDOS */
        /* Tensión: Lectura del ADC: */
        /* 100V ==> ADCIN14= 740 */
        /* 110V ==> ADCIN14= 770 */
        /* 120V ==> ADCIN14= 800 */
        /* Si el valor es menor de 800, el Bus de continua no llega a 120V */
        /*****
        if (Vdc_top[0] < 770 | Vdc_medio[0] < 385 ) return(FALSE);
        else return (TRUE);
    }

    /*****
    /*****
    /*****
    /* cap. 7.16: configuración TIMERS */
    /*****
    void TIMERS_config_ini(void) {
        unsigned int per;
        /***** Configuración TIMER-1 *****/
        /* Generación de una interrupción periodica con Timer-1 */
        /* utilizando la señal de final de periodo del Timer-1. */
        /* El valor del periodo se establece según la tarjeta en tarjetas.h */
        /* : para 20MHZ=> periodo=2778 => equivalente a unos 139us (7.2kHz) */
        /*****
        /* Inicializar Parametros del Timer-1 */
        per=periodo;
        T1PR = per; /* Periodo del Timer-1 cada 139us*/
        T1CNT = 0x0000; /* Poner a cero el contador */

        T1CON = 0x1000; /* Configurar el Timer-1 */
        /***** SETUP T1CON *****/
        /***** Timer 1 Control Register *****/
        /* T1CON[15-14]=00 stop si se suspende emulación */
        /* T1CON[13]= reservado */
        /* T1CON[12-11]=10 Modo Continuous up counting */
        /* T1CON[10-8]=000 CPUCLK/1 */
        /* T1CON[7]=0 use propio enable bit */
        /* T1CON[6]=0 Timer1 parado */
        /* T1CON[5-4]=00 Fuente del Clock: interna */
        /* T1CON[3-2]=00 recarga del T1CMPR al llegar la cuenta a 0 */
        /* T1CON[1]=0 No se utiliza la operación de comparación */
        /* T1CON[0]=0 usa su propio registro de periodo T1PR */
        /*****

        GPTCONA = 0x0000;
        /***** SETUP del GPTCONA *****/
        /***** General Purpose Timer Control Register A *****/
        /* GPTCONA[15]: reservado */
        /* GPTCONA[14-13]: T2STAT - T1STAT (solo de lectura) */
        /* GPTCONA[12-11]: reservados */
        /* GPTCONA[10-9]=00 Ningún evento inicia conversión ADC */
        /* GPTCONA[8-7]=0 Ningún evento inicia conversión ADC */
        /* GPTCONA[6]=0 salidas de comparacion NO activas */
        /* GPTCONA[5-4]: reservados */
        /* GPTCONA[3-2]=0 Salida de comparación del T2 a nivel bajo */

```

Apéndice IV Listado del programa del DSP.

```

/* GPTCONA[1-0]=0 Salida de comparación del T1 a nivel bajo */
/*****/

/* Configuración de las interrupciones dependientes del Timer-1*/
EVAIMRA = EVAIMRA | 0x0080; /* EVA Interrupt Mask Register */
/* EVAIMRA[7]=T1PINT ENABLE=1==> */
/* ==> se genera interrupción al final del periodo del T1*/
EVAIFRA = 0xFFFF; /* EVA Interrupt Flag Register se pone a cero */
/* al escribir todos los bits a 1 se provoca un reset de todos los flag */
}
/*=====*/
/*****/
/*****/
/*          cap. 7.17: configuración valores iniciales          */
/*****/
/*****/
void valores_iniciales(void){
    num_muestras_adq=0;
    N_conmutacion=0;
    npasos_cero_VR=1;

    /* Corriente de referencia salida alterna = 0 */
    int ref_rama_A=int_ref_rama_B=int_ref_rama_C=0.0;
    /* Corriente de carga del bus DC=0 ==> No se carga bus DC */
    I_CARGA_DC_A.realx=I_CARGA_DC_B.realx=I_CARGA_DC_C.realx=0;
    I_CARGA_DC_A.imagx=I_CARGA_DC_B.imagx=I_CARGA_DC_C.imagx=0;

    activar_DFT=FALSE;
    parar_sistema=FALSE;
    CARGA_CONDENSADORES=FALSE;
    leer_muestras=FALSE;
    nuevo_ciclo_rama_A=FALSE;
    nuevo_ciclo_rama_B=FALSE;
    nuevo_ciclo_rama_C=FALSE;
    /***** Valor de los Vectores unitarios *****/
    /* e(jb) = cos(b) + j sin(b) */
    a_1.realx=-0.5;          /* 1 * cos(120°) = -0.5 */
    a_1.imagx=0.866;        /* 1 * sen(120°) = +0.866 */
    a_2.realx=-0.5;          /* 1 * cos(240°) = -0.5 */
    a_2.imagx=-0.866;        /* 1 * sen(240°) = -0.866 */
    /** Tensiones_Red_AC_OK ==> Existe pasos por cero de la VR **/
    /* Se puede utilizar esta función junto a las señales de error del SKiiP*/
    /* y a través de la PAL para saber si el circuito analógico dice que la */
    /* tensión en las tres fases está bien */
    while(Tensiones_Red_AC_OK() == FALSE) { }
    while(npasos_cero_VR == 1) {
        IO_voltrear_LED_placa();
        retardo_ms(10000);
    }
    npasos_cero_VR=0;

    /**Inicializar valores del seno para control de Histéresis **/
    tabla_seno_ini ();
    tabla_seno_DFT ();
}
/*=====*/
/*****/

```