



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Departamento de Ingeniería de Procesos

TESIS DOCTORAL

Acondicionador de cargas contaminantes y
desequilibradas para su integración en
redes eléctricas de baja tensión

Autor: José Juan Quintana Hernández

Febrero 2011

Las Palmas de Gran Canaria



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS
DE GRAN CANARIA

Programa de Doctorado de
Ingeniería Ambiental y
Desalinización

Departamento de Ingeniería de Procesos

Acondicionador de cargas contaminantes y
desequilibradas para su integración en
redes eléctricas de baja tensión

Autor

Director

Fdo: José Juan Quintana Hernández Fdo: Dr. D. Ignacio de la Nuez Pestana

Las Palmas de Gran Canaria, a 27 de diciembre de 2010

Agradecimientos

Manifiesto mi agradecimiento a todas aquellas personas que de diferentes maneras han contribuido para hacer realidad el trabajo que aquí presento.

A mi Director de Tesis, Ignacio de la Nuez Pestana por su labor de dirección sin cuya ayuda me hubiese sido imposible el realizar este trabajo.

A mis compañeros del Laboratorio y del grupo de trabajo, por sus ánimos y alientos durante la elaboración de esta tesis. Y en especial a José Antonio Santana Segura por sus consejos y trabajo para el desarrollo del prototipo de laboratorio.

Y para terminar a mi familia y amigos por su apoyo y comprensión.

Gracias.

Resumen

En esta tesis se ha desarrollado un compensador de corrientes para cargas trifásicas desequilibradas y sin conductor de neutro. Su fin es convertir cualquier carga trifásica en una carga trifásica equilibrada y resistiva. Para ello el dispositivo debe compensar el factor de potencia, redistribuir las corrientes entre las fases y generar unas corrientes para obtener como resultado unas intensidades de red senoidales con bajo contenido en armónicos.

Con este fin se ha seleccionado una topología para la implementación física del compensador de corrientes propuesto. Se ha deducido su modelo matemático y se han encontrado unas soluciones linealizadas en el dominio del tiempo que han sido la base para el desarrollo de tres técnicas de control novedosas, muy sencillas y de fácil aplicación a controladores con salidas moduladas en ancho de pulso.

Se ha definido conceptualmente el diagrama de bloques del compensador y se ha modelado en un programa de simulación. En la simulación se ha comprobado el comportamiento de las tres técnicas de control propuestas y el correcto funcionamiento del compensador en sus funciones de equilibrado de las corrientes en las tres fases, corrección del factor de potencia y generación de unas corrientes para que las corrientes de red tengan un bajo contenido en armónicos.

Se ha creado un prototipo y se han confirmado los resultados obtenidos en las simulaciones.

Se ha comprobado que en ciertas aplicaciones, la técnica de control propuesta de tres modos por periodo es más adecuada que las tradicionales basadas en la modulación por vectores espaciales, ya que simplifica enormemente el programa a implementar en el controlador sin pérdida de prestaciones.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Objetivos	4
1.3. Estructura de la tesis	4
2. Modelado del compensador activo de corrientes	7
2.1. Introducción	7
2.2. Análisis de topologías	7
2.3. Modelo matemático	9
2.4. Solución de las ecuaciones de estado	14
2.4.1. Solución en tiempo continuo	14
2.4.2. Solución en tiempo discreto	16
3. Análisis en el plano fase	17
3.1. Introducción	17
3.2. Definiciones	17
3.2.1. Definición del plano fase	17
3.2.2. Intensidad de consigna modificada	19

3.2.3.	Intensidad de control	19
3.3.	Análisis de la intensidad de control	20
3.3.1.	Análisis utilizando un solo modo (puntos equitemporales)	20
3.3.2.	Análisis utilizando dos modos (lineas equitemporales)	22
3.3.3.	Análisis utilizando tres modos (superficies equitemporales)	23
3.3.4.	Análisis utilizando n modos	25
3.3.5.	Conclusiones	26
3.4.	Análisis de la intensidad de consigna	27
3.4.1.	Lugar geométrico con consigna constante	27
3.4.2.	Lugar geométrico con consigna senoidal	29
3.4.3.	Simulaciones	31
3.4.4.	Conclusiones	37
4.	Técnicas de control	39
4.1.	Introducción	39
4.2.	Técnicas convencionales de control	39
4.2.1.	Control de la intensidad por banda de histéresis	40
4.2.2.	Control vectorial por orientación a la tensión de red	41
4.3.	Técnicas de control propuestas	44
4.3.1.	Objetivos de los algoritmos de control	44
4.3.2.	Sectorización del plano fase	45
4.3.3.	Control utilizando un modo por periodo (control 1M)	46
4.3.4.	Control utilizando dos modos por periodo (control 2M)	47
4.3.5.	Control utilizando tres modos por periodo (control 3M)	49

4.3.6.	Comparación de las técnicas de control propuestas	50
4.4.	Comparación de la técnica de control SVM y la 3M	52
4.5.	Análisis de distintos patrones de conmutación	54
4.6.	Análisis del rizado en corrientes	57
4.6.1.	Análisis del hexágono de control	58
4.6.2.	Máximo rizado utilizando el control 1M	59
4.6.3.	Máximo rizado utilizando el control 2M	60
4.6.4.	Máximo rizado utilizando el control 3M	61
4.6.5.	Comparativa de rizados	63
5.	Sistema de control	65
5.1.	Introducción	65
5.2.	Diagrama de bloques del compensador de corrientes	65
5.3.	Descripción de la etapa de potencia	66
5.4.	Circuitos acondicionadores	67
5.5.	Rutinas implementadas en el controlador	67
5.5.1.	Cálculo de referencias	68
5.5.2.	Rutina de control	70
6.	Simulaciones	73
6.1.	Introducción	73
6.2.	Software de simulación	73
6.3.	Datos simulación	74
6.4.	Tipos de carga	74
6.5.	Modelado del sistema	75

6.6. Simulación como carga activa	76
6.7. Simulación del sistema como compensador	79
6.7.1. Simulación con carga resistiva desequilibrada	80
6.7.2. Simulación con carga desequilibrada y con desfase	82
6.7.3. Simulación con carga desequilibrada no lineal	82
6.8. Conclusiones	84
7. Prototipo	87
7.1. Introducción	87
7.2. Topología del prototipo	87
7.3. Parámetros de funcionamiento	88
7.3.1. Red eléctrica	88
7.3.2. Frecuencia de muestreo	88
7.3.3. Corrientes máximas	89
7.3.4. Tensión en el condensador	89
7.4. Etapa de potencia	90
7.4.1. Cuadro eléctrico para la conexión del compensador	90
7.4.2. Cargas	90
7.4.3. Puente de IGBT	92
7.4.4. Bobinas	92
7.5. Circuitos acondicionadores	93
7.5.1. Sensores de corriente de efecto Hall	93
7.5.2. Sensores de corriente magnetoresistivos	93
7.5.3. Sensores de tensión	94

7.5.4. Detector de paso por cero	95
7.5.5. Aislador PWM	95
7.5.6. Salidas tipo relé	97
7.6. Equipo auxiliar	97
7.6.1. Fuentes de alimentación	99
7.6.2. Osciloscopios	99
7.6.3. Analizador de redes	99
7.7. Controlador	99
7.8. Programación	100
7.8.1. Configuración del hardware	102
7.8.2. Lectura de entradas analógicas	102
7.8.3. Tensión en el condensador	103
7.8.4. Generador de fase (PLL)	103
7.8.5. Transformada de Fourier	104
7.8.6. Energía y potencia	105
7.8.7. Intensidad de red	105
7.8.8. Corrección de intensidad de red por tensión en condensador	106
7.8.9. Consigna de intensidad del compensador	107
7.8.10. Parada sistema de control	107
7.8.11. Control de la tensión en el condensador	107
7.8.12. Cálculo Sector	108
7.8.13. Control 1M	108
7.8.14. Control 2M	108
7.8.15. Control 3M	109

7.8.16. Control en saturación	109
7.8.17. Control interruptores	109
7.9. Ejecución del programa	110
7.10. Arranque y parada del compensador	111
7.11. Fotos del prototipo	113
8. Resultados experimentales	117
8.1. Introducción	117
8.2. Datos tomados del prototipo	117
8.3. Resultados con carga resistiva desequilibrada	119
8.4. Resultados con carga desequilibrada con desfase	119
8.5. Resultados con carga desequilibrada no lineal	121
8.6. Tensión en el condensador	124
8.7. Conclusiones	125
9. Conclusiones y líneas futuras	127
9.1. Introducción	127
9.2. Conclusiones	127
9.3. Líneas futuras	129

Índice de figuras

1.1. Esquema compensador de corriente	3
2.1. Topologías de dos y tres ramas	8
2.2. Implementación de los interruptores	9
2.3. Inversores con fuente de tensión y de corriente	10
2.4. Esquema del compensador	10
2.5. Circuito equivalente del modo 1	12
3.1. Lugar geométrico utilizando un modo	21
3.2. Lugar geométrico utilizando dos modos	23
3.3. Utilizando los modos 1, 6 y 7	25
3.4. Límite de zona de control con consigna constante	28
3.5. Simulación con consigna constante y $v_C=60$ V	33
3.6. Simulación con consigna constante y $v_C=68$ V	33
3.7. Simulación con consigna constante y $v_C=80$ V	34
3.8. Simulación con consigna senoidal y $v_C=80$ V	35
3.9. Simulación con consigna senoidal y $v_C=90$ V	36
3.10. Simulación con consigna senoidal y $v_C=100$ V	36

3.11. Simulación con consigna senoidal sin desfase y $v_C=80$ V	36
4.1. Principio de funcionamiento del control por banda de histéresis . . .	40
4.2. Diagrama de bloques de un control por banda de histéresis	41
4.3. Diagrama del control de intensidad orientado a la tensión de red . .	42
4.4. Vectores espaciales	43
4.5. Cálculo de tiempos	43
4.6. Sectores del plano fase	46
4.7. Distancias a puntos equitemporales	47
4.8. Distancias a rectas equitemporales	49
4.9. Control usando tres modos	51
4.10. Esquema clásico de control SVM	53
4.11. Esquema de control 3M	53
4.12. Distintas técnicas de conmutación	56
4.13. Centro de la circunferencia circunscrita	60
4.14. Centro de la circunferencia inscrita	61
4.15. Influencia en el rizado	62
4.16. Cálculo del rizado en el control 3M	63
5.1. Diagrama del sistema de control	66
5.2. Diagrama para cálculo consigna filtro	68
5.3. Diagrama de la rutina de control	71
6.1. Cargas utilizadas en la tesis	75
6.2. Modelo en Simulink como carga activa	76
6.3. Modelo en Simulink como compensador	77

6.5. Simulaciones con carga resistiva desequilibrada	81
6.6. Tensión en el condensador durante la simulación	82
6.7. Simulaciones con carga desequilibrada y con desfases	83
6.8. Simulaciones con carga desequilibrada no lineal	85
7.1. Control eléctrico del puente	91
7.2. Sensor de corriente de efecto Hall	94
7.3. Sensor de corriente magnetoresistivo	94
7.4. Sensor de tensión	96
7.5. Detector paso por cero	96
7.6. ADuM 1234	97
7.7. Relé optoacoplado	98
7.8. Ejecución de rutinas en el periodo de muestreo	101
7.9. Algoritmo cuando la consigna está fuera fuera del hexágono	110
7.10. Diagrama de flujo del programa principal	112
7.11. Diagrama interrupción paso por cero	112
7.12. Diagrama de flujo de la interrupción de periodo	112
7.13. Diagrama de flujo de la interrupción de control	113
7.14. Foto general del prototipo	114
7.15. Foto del cuadro eléctrico	115
7.16. Foto del puente y las cargas	115
7.17. Otra vista del prototipo	116
8.1. Datos reales tomados por los osciloscopios	118
8.2. Datos reales con carga resistiva desequilibrada	120

8.3. Datos analizador para carga resistiva desequilibrada	120
8.4. Datos reales con carga desequilibrada y con desfases	122
8.5. Datos analizador para carga desequilibrada y con desfases	122
8.6. Datos reales con carga desequilibrada no lineal	123
8.7. Datos analizador para carga desequilibrada no lineal	123
8.8. Tensión en el condensador	124

Índice de tablas

2.1. Relación entre modos de operación e interruptores	11
2.2. Relación entre las constantes y los modos de operación	13
2.3. Relación entre las constantes y los modos de operación	13
4.1. Tensiones de salida para los vectores espaciales	43
4.2. Comparativa del rizado en función del control	63

Nomenclatura

Las variables en **negrita**, representan magnitudes vectoriales, en las que la primera componente es el valor de la fase R y la segunda la de la fase S.

Las letras utilizadas para definición de variables y constantes son las siguientes:

C: Capacidad del condensador.

d: Factor de troceo.

f: Frecuencia.

i: Intensidad .

\hat{i} : Intensidad modificada.

k: Constantes relacionadas con los modos de operación.

L: Inductancia de una bobina.

t: Tiempo en forma genérica y tomado como una variable.

T: Tiempo de muestreo o tiempo tomado como un valor constante.

v: Tensión.

Los subíndices indican valores relacionados con alguna magnitud o variable, y su significado es el siguiente:

C: Condensador.

F: Valor final o que se alcanza al final de un tiempo determinado.

i: Corrientes.

L: Bobina.

p: Valor pico de una variable senoidal.

R, S, T: valores relacionados con cada una de las fases.

v: Tensión.

0: Estados iniciales.

1, 2, ...: Valores relacionados con estados.

El significado de las letras usadas como superíndices es el siguiente:

c: Indica el valor alcanzado mediante control.

*****: Indica un valor de consigna.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

Los convertidores electrónicos de potencia son unos elementos cada vez más importantes en las fases de generación, transporte y distribución de los sistemas eléctricos. Su auge se debe, por una parte, a la disminución de precios y aumento de prestaciones de la electrónica de potencia y de los equipos de control, y por otra, al gran número de líneas de investigación que ofrecen los sistemas eléctricos [1, 2], tanto en aumento de la eficiencia del sistema como de la integración de energías renovables en la red.

En las fases de generación se ha hecho posible la integración de las energías renovables en la red eléctrica de una forma eficiente:

- En los grandes aerogeneradores, los códigos de red (grid codes) los han obligado a aportar estabilidad a la red eléctrica [3, 4], algo impensable hace algunos años.
- Los paneles fotovoltaicos y pequeños aerogeneradores necesitan de convertidores para su integración en la red eléctrica [5].
- La integración de elementos para el almacenamiento energético, que generalmente operan en corriente continua, también necesitan de convertidores electrónicos bidireccionales [6].

En la fase de transporte, los convertidores aportan también una serie de ventajas:

- En los aerogeneradores off-shore debido a las grandes longitudes de cable subterráneo y a su capacidad, se hace obligado transportar la energía eléctrica en corriente continua, con lo que los dispositivos electrónicos son imprescindibles [7, 8].
- El uso de sistemas de transmisión flexibles en corriente alterna (FACTS) aporta estabilidad a las redes y permite un mejor aprovechamiento de estas [9, 10, 11].
- En la compensación de reactiva, los equipos electrónicos van tomando cada vez mayor peso [12, 13].

Por último, en la fase de distribución, los convertidores aumentan la calidad de la energía en varios aspectos:

- La gran proliferación de cargas no lineales tanto en los entornos domésticos como industriales, hace que las ondas de tensión e intensidad se deformen introduciendo una gran cantidad de armónicos en la red. Esto implica un aumento del calentamiento en equipos y que estos no puedan trabajar a plena carga disminuyendo la eficiencia del sistema [14, 15]. El uso de compensadores activos reduce estos efectos de una manera eficaz.
 - La transferencia de energía óptima desde un generador a una carga en corriente alterna, se produce cuando el factor de potencia es la unidad. La compensación de las cargas en este sentido aumenta la eficiencia del sistema y la capacidad de transporte de las líneas actuales [16].
 - En redes trifásicas fuertes (en que las tres tensiones tienen el mismo valor eficaz), la transferencia de energía óptima entre un generador y la carga se produce cuando las tres fases transportan la misma corriente y con factor de potencia unidad [17]. La utilización de equipos que compensen las corrientes de las cargas, hace que la eficiencia del sistema aumente y que los cables de acometida a las instalaciones puedan ser utilizados de una manera óptima.
-

En esta fase los principales problemas relacionados con la calidad de la energía en media tensión, suelen estar relacionados con el factor de potencia, ya sea por cargas inductivas o por las altas capacidades de los cables subterráneos.

En baja tensión por contra, los problemas son una combinación aleatoria de los tres descritos anteriormente. Es decir, puede haber grandes desequilibrios entre las corrientes de las fases, el factor de potencia de la instalación puede ser muy bajo y además las cargas pueden ser no lineales y provocar una gran cantidad de armónicos. Las cargas con alguna de estas características se denominan cargas no eficientes.

Los filtros, compensadores o acondicionadores activos son equipos electrónicos basados en convertidores de potencia conmutados. Estos equipos son utilizados para corregir los fenómenos no eficientes presentes en las instalaciones para que, visto desde el punto de conexión del compensador, el sistema formado por el propio compensador y la instalación se comporte como un sistema eficiente.

Los compensadores utilizados en baja tensión pueden ser de corriente, de tensión [18] o una combinación de ambos. De ellos los más utilizados son los de corriente [19], que se dividen en monofásicos, que pueden compensar los armónicos y el factor de potencia [20, 21, 22, 23, 24], y los trifásicos, que pueden compensar además los desequilibrios entre las fases [25, 26].

El compensador de corrientes, es un dispositivo que genera las corrientes no eficientes, que demandan los equipos o instalaciones, evitando así los problemas derivados de la circulación de dichas corrientes por el resto del sistema eléctrico de distribución. Su esquema de conexión a la red se muestra en la figura 1.1.

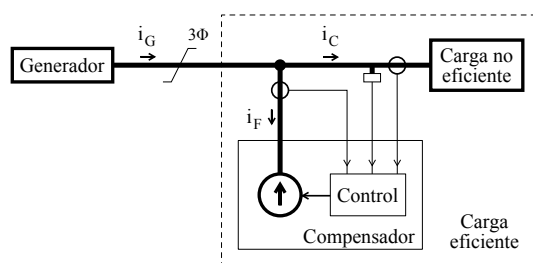


Figura 1.1: Esquema compensador de corriente

Esencialmente consta de los sensores y transductores necesarios para medir las

variables del sistema, de la etapa de potencia (por lo general un inversor trifásico actuando como fuente de corriente) y de un controlador digital.

1.2. Objetivos

Este trabajo se enmarca en el ámbito de aumento de eficiencia de las instalaciones eléctricas.

El objetivo de esta tesis es diseñar un compensador de corrientes electrónico en baja tensión, para cargas trifásicas sin neutro. Su fin es equilibrar las corrientes entre fases, corregir el factor de potencia y atenuar los armónicos de corriente.

Para ello se propondrá un modulador (integrado en el compensador), que convierta directamente las consignas de corriente del filtro (en coordenadas RST), en salidas PWM en el controlador.

Para ver el comportamiento del modulador propuesto, se analizará el comportamiento del compensador ante distintas cargas, tanto en simulación como en un prototipo.

1.3. Estructura de la tesis

Esta tesis se ha estructurado en nueve capítulos. En el primer capítulo se describen sus objetivos.

En el segundo capítulo se elige una topología para el compensador y se deducen sus ecuaciones de estado y soluciones en el dominio del tiempo.

En el tercer y cuarto capítulo se analiza el comportamiento del sistema en el plano fase y se proponen tres técnicas de control.

En el quinto capítulo se diseña un sistema de control en el que se han integrado los controles propuestos. Tomando como base este sistema, en el capítulo sexto se ha simulado el comportamiento del compensador, en el séptimo se ha diseñado un prototipo, que se ha utilizado para la toma de datos mostrados en el capítulo

octavo.

Por último en el capítulo noveno, se describen las conclusiones de la tesis y las líneas futuras de investigación.

Capítulo 2

Modelado del compensador activo de corrientes

2.1. Introducción

En este capítulo se hará en primer lugar, una breve comparación de las distintas topologías utilizadas normalmente en los compensadores de corriente. Con la topología seleccionada, se deducirán las ecuaciones de estado que lo definen, y la solución de dichas ecuaciones en el dominio del tiempo, tanto en forma continua como en forma discreta.

2.2. Análisis de topologías

Para la implementación de un compensador es necesaria la utilización de un convertidor electrónico de potencia que permita la conversión cc/ca. Este tipo de convertidores de potencia se conocen con el nombre de inversores [27, 28, 29]. En el diseño de un compensador para sistemas trifásicos existen diferentes configuraciones de la etapa de potencia que pueden ser utilizadas. En una primera clasificación, es posible distinguir entre etapas de potencia según los niveles de tensión que son capaces de obtener en el lado de alterna. De esta forma se distingue entre convertidores de dos niveles y los convertidores multinivel [30, 31, 32]. Entre las posibles

configuraciones de dos niveles sin conductor de neutro, los convertidores más comúnmente utilizados a nivel industrial son los inversores de tres ramas [33, 34], y en menor medida las configuraciones con dos [35, 36]. Cada rama de estos inversores está formada por dos semiconductores de potencia controlados, normalmente IGBT de potencia [37, 38], que llevan asociados diodos de potencia en antiparalelo, formando una célula de conducción bidireccional. Los convertidores de dos ramas utilizan cuatro interruptores, mientras que los de tres ramas utilizan seis. Los inversores multinivel presentan matrices de interruptores más complejas, que incluyen un mayor número de semiconductores de potencia. Este hecho, les otorga la característica de poder obtener varios niveles de tensión en la parte de alterna; sin embargo, aumenta con ello la dificultad y complejidad del control del inversor. En general, todas estas topologías suelen ser controladas mediante la modulación PWM, habiéndose hecho usual referirse a ellas con el nombre de convertidores PWM [39].

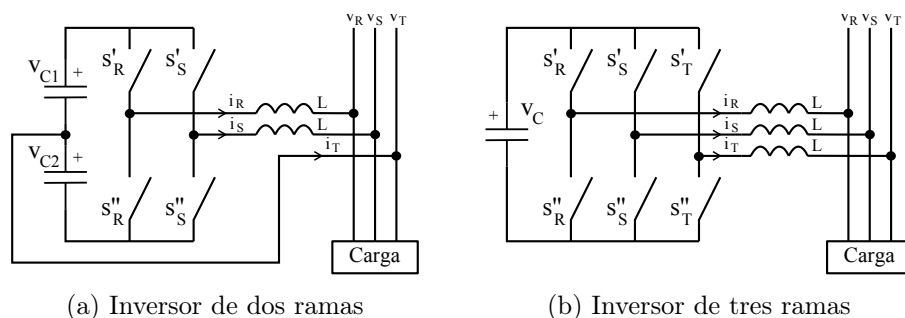


Figura 2.1: Topologías de dos y tres ramas

El inversor de dos niveles y tres ramas, que se muestra en la figura 2.1b, es uno de los convertidores de potencia más extendidos y utilizados, gracias a su aplicación en el control de motores trifásicos [40] y en compensadores de corriente en redes trifásicas de tres hilos. Existe una configuración con dos ramas y bus de continua partido, que se muestra en la figura 2.1a.

La principal ventaja del inversor de dos ramas es su menor número de semiconductores. Pese a ello, su uso es muy escaso debido a que el inversor de tres ramas aprovecha mejor el bus de continua, ofrece mejores opciones de control y está muy extendido.

Los interruptores del puente trifásico S_x de las figuras anteriores, representan

una asociación IGBT - Diodo como la que se muestra en la figura 2.2. Esta asociación permite la conducción bidireccional de corriente, siendo unidireccional en tensión [27, 29], es decir, fuerza la tensión en el condensador a valores positivos, mientras que permite valores alternos en el lado de red.

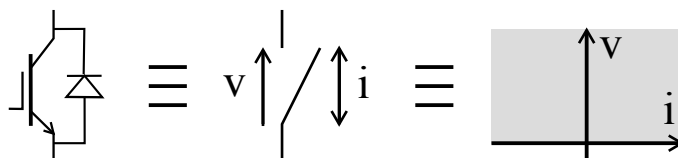


Figura 2.2: Implementación de los interruptores

Dependiendo del elemento utilizado para el almacenamiento energético, las topologías anteriores se pueden clasificar en: convertidores con fuente de tensión en los que la energía se almacena en un condensador o en un supercondensador [41, 42, 43, 44, 45] (figura 2.3a) y convertidores con fuente de corriente [46, 47, 48, 49] en los que la energía se almacena en una bobina (figura 2.3b). Los módulos IGBT disponibles en el mercado son más adecuados para los convertidores con fuente de tensión, debido al diodo en antiparalelo conectado a cada uno de los IGBT, que hace que éste no necesite la capacidad de bloqueo inverso, lo que simplifica considerablemente el diseño [50]. Por otra parte, los convertidores con fuente de corriente necesitan conectar en serie con el IGBT el diodo de bloqueo, lo que hace que empeore ligeramente su rendimiento. Aparte de lo comentado, se prefieren los convertidores con fuente de tensión, debido a que tienen mayor rendimiento y a que los condensadores tienen menor coste, tamaño y peso que las bobinas.

Teniendo en cuenta todo lo comentado anteriormente, la solución adoptada para la topología del compensador activo, ha sido la configuración en puente trifásico de tres ramas y con fuente de tensión.

2.3. Modelo matemático

El sistema a modelar es el puente trifásico de tres ramas y con fuente de tensión que se muestra en la figura 2.4. Se deducirá su modelado en variables de estado, en

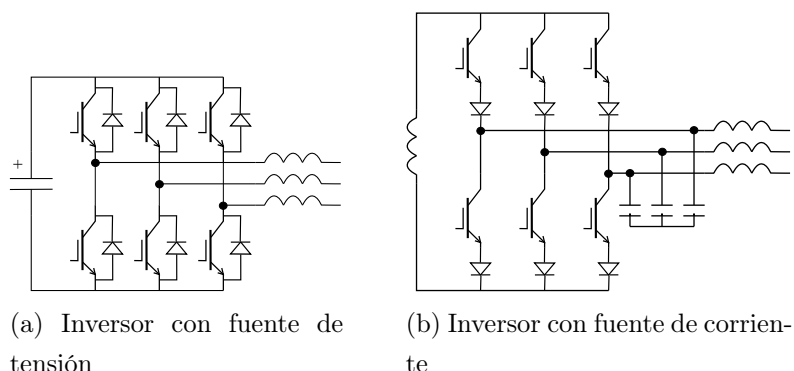


Figura 2.3: Inversores con fuente de tensión y de corriente

el que las variables serán las intensidades en cada una de las fases y la tensión en el condensador. La red se modela como una fuente de tensión trifásica. El modelo del compensador puede llegar a ser muy complejo, pues se trata de un sistema no lineal cuyos componentes tienen también respuestas no lineales. No obstante, no es objetivo de esta tesis modelar el sistema con un alto grado de precisión, sino desarrollar nuevas estrategias de control que mejoren el funcionamiento del compensador, por lo que se utilizará un modelo clásico y simplificado del mismo.

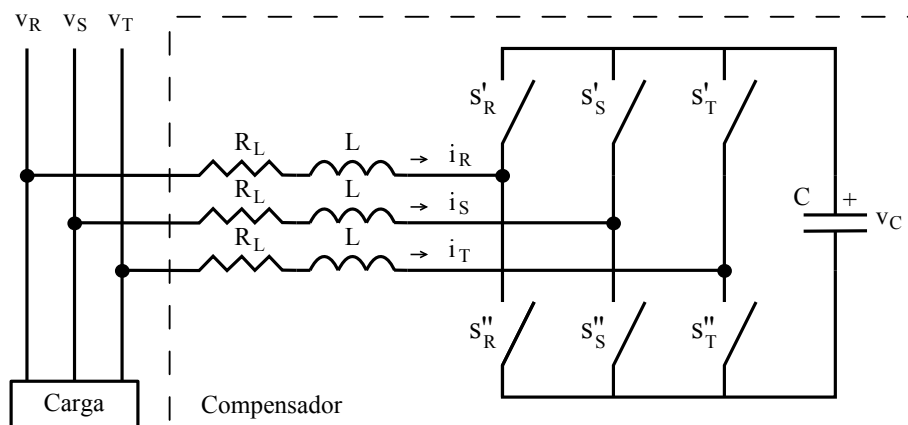


Figura 2.4: Esquema del compensador

La obtención del modelo matemático del compensador utiliza en casi la totalidad de los artículos consultados las transformaciones de Park y Clarke [51, 52, 53]. En esta tesis se obtendrá el modelo sin aplicar estas transformaciones [54].

Con el fin de obtener el modelo matemático del compensador se partirá del

esquema de la figura 2.4 y se harán las siguientes suposiciones:

- Las bobinas se modelan como una inductancia L en serie con una resistencia R_L .
- El condensador tiene una capacidad C y no tiene resistencia interna.
- Los interruptores son ideales y bidireccionales.
- Los estados permitidos de los interruptores son los que hacen que ninguna bobina quede abierta, ni el condensador en cortocircuito. Estos marcan los modos de operación y vienen dados por la tabla 2.1, donde un uno representa que el interruptor correspondiente se encuentra en estado de conducción y un cero en el de bloqueo.

Modo	S'_R	S'_S	S'_T	S''_R	S''_S	S''_T
0	0	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1
2	1	1	0	0	0	1
3	0	1	0	1	0	1
4	0	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	0
6	1	0	1	0	1	0
7	1	1	1	0	0	0

Tabla 2.1: Relación entre modos de operación e interruptores

Se observa que existen seis modos de operación activos en los que actúa el condensador (modos del 1 al 6), y dos inactivos en los que el condensador queda aislado del sistema (modos 0 y 7). Salvo que se especifique lo contrario, no se hará diferencia entre los modos inactivos y se hará referencia a ellos como modo 0.

Para obtener las ecuaciones de estado que definen el sistema, se deducirán las ecuaciones para todos los modos, se compararán y se obtendrá una ecuación genérica.

Partiendo de la figura 2.4 y utilizando la configuración de interruptores dada por la tabla 2.1 para el modo 1, se obtiene el circuito de la figura 2.5.

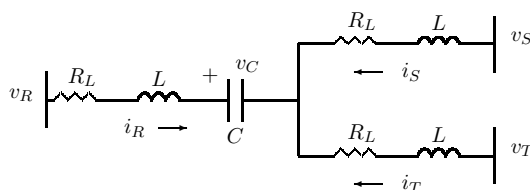


Figura 2.5: Circuito equivalente del modo 1

Aplicando las reglas electrotécnicas para resolución de circuitos, y teniendo en cuenta la ecuación diferencial de la bobina y del condensador, se obtiene

$$\begin{aligned}
 v_R &= L\dot{i}_R + R_L i_R + v_C - L\dot{i}_S - R_L i_S + v_S \\
 v_R &= L\dot{i}_R + R_L i_R + v_C - L\dot{i}_T - R_L i_T + v_T \\
 v_S &= L\dot{i}_S + R_L i_S - L\dot{i}_T - R_L i_T + v_T \\
 i_R &= C\dot{v}_C
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Poniendo en forma matricial y simplificando, se llega a

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_R \\ \dot{i}_S \\ \dot{i}_T \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \overbrace{\begin{pmatrix} \frac{-R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{-2}{3L} \\ 0 & \frac{-R_L}{L} & 0 & \frac{1}{3L} \\ 0 & 0 & \frac{-R_L}{L} & \frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}^A \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \\ v_C \end{pmatrix} + \frac{1}{3L} \overbrace{\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}^P \begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} \tag{2.2}$$

En esta ecuación se distinguen claramente, la matriz del sistema A que fija la respuesta natural del sistema, y la matriz de perturbaciones P que marca el comportamiento del sistema ante las variaciones de las tensiones de red. Se observa que no existe la matriz de entradas B debido a que no hay una señal de control.

Operando de forma análoga con el resto de modos, la ecuación 2.2 se puede generalizar según,

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_R \\ \dot{i}_S \\ \dot{i}_T \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{k_R}{3L} \\ 0 & \frac{-R_L}{L} & 0 & \frac{k_S}{3L} \\ 0 & 0 & \frac{-R_L}{L} & \frac{k_T}{3L} \\ \frac{k'_{Rv}}{C} & \frac{k'_{Sv}}{C} & \frac{k'_{Tv}}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \\ v_C \end{pmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} \tag{2.3}$$

Donde la ecuación de estado correspondiente a cada modo se obtiene sustituyendo las constantes k dadas por la tabla 2.2 en la ecuación 2.3.

Modo	k_R	k_S	k_T	k'_{Rv}	k'_{Sv}	k'_{Tv}
0	0	0	0	0	0	0
1	-2	1	1	1	0	0
2	-1	-1	2	0	0	-1
3	1	-2	1	0	1	0
4	2	-1	-1	-1	0	0
5	1	1	-2	0	0	1
6	-1	2	-1	0	-1	0
7	0	0	0	0	0	0

Tabla 2.2: Relación entre las constantes y los modos de operación

Analizando la topología del compensador en la figura 2.4, se observa que la suma de las corrientes de las tres fases es igual a cero ($i_R + i_S + i_T = 0$), por lo que se puede prescindir de la intensidad i_T como variable de estado. Además, como se trabaja con un sistema con neutro aislado, la suma de las tensiones de red es igual a cero ($v_R + v_S + v_T = 0$), con lo que la ecuación 2.3 queda de la forma,

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_R \\ \dot{i}_S \\ \dot{i}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_L}{L} & 0 & \frac{k_R}{3L} \\ 0 & \frac{-R_L}{L} & \frac{k_S}{3L} \\ \frac{k_{Rv}}{C} & \frac{k_{Sv}}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ v_C \end{pmatrix} + \frac{1}{L} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Donde la relación entre los modos de operación, y los valores de k vienen dados por la tabla 2.3.

Modo	0	1	2	3	4	5	6	7
k_R	0	-2	-1	1	2	1	-1	0
k_S	0	1	-1	-2	-1	1	2	0
k_{Rv}	0	1	1	0	-1	-1	0	0
k_{Sv}	0	0	1	1	0	-1	-1	0

Tabla 2.3: Relación entre las constantes y los modos de operación

Por tanto, la ecuación que describe la dinámica del compensador, para cada modo de operación, es la ecuación diferencial 2.4 junto con las constantes dadas en la tabla 2.3.

2.4. Solución de las ecuaciones de estado

En el apartado anterior se dedujo la ecuación diferencial que define la dinámica del compensador analizado en esta tesis. En esta sección se deducirá su solución en el dominio del tiempo. La solución se deducirá suponiendo que solo se usa un modo de operación en todo el periodo de tiempo analizado, lo que, como se verá más adelante, no resta generalidad.

La solución exacta ha sido calculada para todos los modos de operación, y se ha comprobado la invariabilidad de los valores propios de la matriz A para todos los modos de operación activos. Esta solución es muy precisa para el análisis en periodos grandes de tiempo, del orden de un periodo de la frecuencia de red o superior. Pero a medida que el periodo de tiempo del análisis va disminuyendo, la linealización de la solución exacta va convergiendo a dicha solución [55, 56, 57]. De hecho, para los periodos de tiempo analizados, la solución linealizada es totalmente válida para los análisis realizados en este trabajo[51].

En los siguientes apartados se deducirá la solución temporal linealizada, y también la solución temporal en tiempo discreto.

2.4.1. Solución en tiempo continuo

La solución de una ecuación en variables de estado relaciona los valores de las variables de estado en el instante de tiempo t , con el instante de tiempo inicial t_0 . Para una ecuación en variables de estado de la forma,

$$\dot{x} = Ax + Pv \quad (2.5)$$

Su solución en el dominio del tiempo viene dada por [58],

$$x(t) = e^{At}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Pvd\tau \quad (2.6)$$

Resolviendo la ecuación 2.4 se llega a una solución bastante compleja, en la que se interrelacionan las funciones trigonométricas de la frecuencia natural del sistema, con la caída exponencial debida a la constante R_L/L . Debido a que estas constantes de tiempo son de al menos dos ordenes de magnitud superiores al periodo de tiempo analizado, las funciones exponenciales y senoidales se pueden linealizar y las tensiones de red se pueden considerar constantes [57, 55] sin perdida apreciable de precisión, quedando la solución de la ecuación anterior de la forma,

$$\begin{pmatrix} i_R(t) \\ i_S(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{R_L t}{L} & 0 & \frac{k_R t}{3L} \\ 0 & 1 - \frac{R_L t}{L} & \frac{k_S t}{3L} \\ \frac{k_{Rv} t}{C} & \frac{k_{Sv} t}{C} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_R(t_0) \\ i_S(t_0) \\ v_C(t_0) \end{pmatrix} + \frac{t}{L} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

De la que se extraen las siguientes ecuaciones,

$$\left. \begin{aligned} i_R(t) &= i_R(t_0) + \frac{1}{L} \left(\frac{k_R}{3} v_C(t_0) - R_L i_R(t_0) + v_R \right) t \\ i_S(t) &= i_S(t_0) + \frac{1}{L} \left(\frac{k_S}{3} v_C(t_0) - R_L i_S(t_0) + v_S \right) t \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

$$v_C(t) = v_C(t_0) + \frac{1}{C} (k_{Rv} i_R(t_0) + k_{Sv} i_S(t_0)) t \quad (2.9)$$

Analizando las ecuaciones 2.8 se observa que la intensidad i_R sólo depende de v_R y la i_S de v_S . Además, si de estas ecuaciones se elimina el término dependiente de la resistencia [51, 59, 60], debido al pequeño valor del sumando $R_L i(t_0)$ en comparación con los otros dos términos, queda,

$$i_R(t) = i_R(t_0) + \frac{v_R}{L} t + \frac{v_C}{3L} k_R t \quad (2.10)$$

$$i_S(t) = i_S(t_0) + \frac{v_S}{L} t + \frac{v_C}{3L} k_S t$$

La ecuación calcula la corriente que genera el compensador activo tras un tiempo t en función de: la corriente inicial, la tensión de red y del condensador, los modos de operación utilizados y la inductancia de la bobina. Esta ecuación será utilizada más adelante para analizar el comportamiento de las corrientes durante un periodo de tiempo T .

2.4.2. Solución en tiempo discreto

El objetivo de este apartado es obtener, a partir de la solución en tiempo continuo, su modelo discreto con un periodo de discretización T .

La ecuación 2.7 deducida en el apartado anterior calcula, partiendo de un estado inicial t_0 , los valores de las variables de estado en un tiempo t posterior al anterior. Si en dicha ecuación se particulariza el instante inicial t_0 como KT , y el final t como $(K + 1)T$ (donde K es un número entero y T es el periodo de muestreo), se obtiene la ecuación 2.11

$$\begin{pmatrix} i_R(K+1) \\ i_S(K+1) \\ v_C(K+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{R_L T}{L} & 0 & \frac{k_R T}{3L} \\ 0 & 1 - \frac{R_L T}{L} & \frac{k_S T}{3L} \\ \frac{k_{Rv} T}{C} & \frac{k_{Sv} T}{C} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_R(K) \\ i_S(K) \\ v_C(K) \end{pmatrix} + \frac{T}{L} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_R(K) \\ v_S(K) \\ v_T(K) \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Que es la ecuación de estado discreta en forma matricial, con periodo de discretización T , de la que se obtienen las siguientes ecuaciones,

$$\left. \begin{aligned} i_R(K+1) &= i_R(K) + \frac{T}{L} \left(\frac{k_R}{3} v_C(K) - R_L i_R(K) + v_R(K) \right) \\ i_S(K+1) &= i_S(K) + \frac{T}{L} \left(\frac{k_S}{3} v_C(K) - R_L i_S(K) + v_S(K) \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

$$v_C(K+1) = v_C(K) + \frac{T}{C} (k_{Rv} i_R(K) + k_{Sv} i_S(K)) \quad (2.13)$$

En las que se muestra la solución discreta, con un periodo de discretización T , para las intensidades en el compensador y la tensión en el condensador.

Capítulo 3

Análisis en el plano fase

3.1. Introducción

En esta sección se definirá la intensidad de control y la intensidad de consigna modificada y a partir de ellas se definirá un plano fase. Se analizará en dicho plano el comportamiento de la intensidad de control en función de los modos de operación utilizados, y de la intensidad de consigna modificada utilizando varias consignas estándares.

3.2. Definiciones

En esta sección se definirá la intensidad de control y la de consigna modificada y a partir de ellas se definirá el plano fase.

3.2.1. Definición del plano fase

Las ecuaciones 2.4 definen la dinámica del compensador con tres variables de estado, las intensidades en las fases R y S y la tensión en el condensador. Por razones de diseño, la dinámica de las intensidades es mucho más rápida que la de la tensión del condensador [61, 62]. Por tanto, para el análisis de las intensidades,

se puede tomar dicha tensión como constante sin pérdida apreciable de precisión. Esto hace que el sistema quede totalmente definido con dos variables de estado, por lo que podrá ser analizado en un plano fase.

Para los análisis del sistema en el plano fase se supondrá que, tanto la tensión en el condensador, como las tensiones de red son constantes durante un periodo de tiempo T .

Con el objetivo de analizar el comportamiento del vector intensidad \mathbf{i} durante un periodo de tiempo T , se partirá de la ecuación 2.10 particularizada para $t_0 = 0$ y $t = T$,

$$i_R(T) = i_R(0) + \frac{v_R}{L} T + \frac{v_C}{3L} k_R T \quad (3.1)$$

$$i_S(T) = i_S(0) + \frac{v_S}{L} T + \frac{v_C}{3L} k_S T$$

Esta ecuación proporciona el valor que tendrán las corrientes tras un tiempo $t = T$. Si se desea que el sistema alcance unas intensidades \mathbf{i}^* al final de dicho periodo de tiempo, el error vendrá dado por,

$$e_R(T) = i_R^* - i_R(T) = i_R^* - \left(i_R(0) + \frac{v_R}{L} T + \frac{v_C}{3L} k_R T \right) \quad (3.2)$$

$$e_S(T) = i_S^* - i_S(T) = i_S^* - \left(i_S(0) + \frac{v_S}{L} T + \frac{v_C}{3L} k_S T \right)$$

Analizando la ecuación anterior se observa que hay elementos sobre los que no se tiene ningún tipo de control, y elementos sobre los que se puede actuar. Agrupando los primeros en la nueva variable $\hat{\mathbf{i}}^*$, denominada intensidad de consigna modificada, y los segundos en la nueva variable $\hat{\mathbf{i}}^c$, denominada intensidad de control, se tiene,

$$\hat{i}_R^*(T) = i_R^* - i_R(0) - \frac{v_R}{L} T \quad ; \quad \hat{i}_S^*(T) = i_S^* - i_S(0) - \frac{v_S}{L} T \quad (3.3)$$

$$\hat{i}_R^c(T) = \frac{v_C}{3L} k_R T \quad ; \quad \hat{i}_S^c(T) = \frac{v_C}{3L} k_S T \quad (3.4)$$

Se comprueba que el error también se puede representar por,

$$e_R(T) = \hat{i}_R^*(T) - \hat{i}_R^c(T) \quad e_S(T) = \hat{i}_S^*(T) - \hat{i}_S^c(T) \quad (3.5)$$

Donde $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ representa el punto al que se desea que llegue el sistema tras un tiempo T y depende de la intensidad de consigna, la intensidad inicial y la perturbación debida a las tensiones de red. Por otra parte, $\hat{\mathbf{i}}^c$ representa los estados que puede alcanzar el sistema en función de los modos de operación.

Si se define el plano fase, como el plano en el que se representa en el eje de abscisas \hat{i}_R y en el de ordenadas \hat{i}_S . $\hat{\mathbf{i}}^*$ representa el punto al que se desea que llegue el sistema tras un tiempo T , e $\hat{\mathbf{i}}^c$ los puntos alcanzados por el sistema en función de los modos de operación utilizados en dicho periodo de tiempo.

El objetivo del plano fase no es analizar el comportamiento de las variables anteriores en grandes periodos de tiempo, sino analizarlo en un periodo muy pequeño T comparable con un periodo de muestreo.

3.2.2. Intensidad de consigna modificada

La intensidad de consigna modificada $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$, definida por la ecuación 3.3, engloba a todos los sumandos no dependientes del sistema de control: la intensidad de consigna, la intensidad inicial y la perturbación debida a las tensiones de red.

La variable define el objetivo a alcanzar por la intensidad de control al final del periodo T . Se observa que si $t = 0$ la intensidad de consigna es la intensidad inicial, e $\hat{\mathbf{i}}^*(0)$ se encuentra en el origen de coordenadas. En la figura 3.1 se muestra un punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ genérico.

3.2.3. Intensidad de control

La intensidad de control $\hat{\mathbf{i}}^c$, representa en el plano fase los estados alcanzados por el compensador en función de los modos de operación utilizados.

La ecuación 3.4 se obtuvo a partir de la ecuación 2.10 particularizada para $t = T$. Eliminando tal restricción, se obtiene,

$$\hat{i}_R^c(t) = \frac{v_C}{3L} k_R t \quad ; \quad \hat{i}_S^c(t) = \frac{v_C}{3L} k_S t \quad ; \quad \forall t \in [0, T] \quad (3.6)$$

El valor de $\hat{\mathbf{i}}^c$ permite analizar las trayectorias y puntos alcanzados por el sis-

tema en un intervalo de tiempo T .

3.3. Análisis de la intensidad de control

En los siguientes apartados, tomando como base la ecuación 3.6, se deducirán y analizarán las ecuaciones que describen el comportamiento de la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$, cuando se usan desde uno hasta n modos de operación en un intervalo de tiempo T .

También, se analizarán gráficamente los estados alcanzables por el sistema en el plano fase, se deducirán las condiciones necesarias para que un punto pueda ser alcanzado y se harán una serie de definiciones.

Por último, cuando se utiliza más de un modo de operación: el primer modo se representa con el subíndice 1 y las constantes asociadas dadas por la tabla 2.3 con k_{x1} ; el segundo con el subíndice 2 y k_{x2} ; y así sucesivamente.

3.3.1. Análisis utilizando un solo modo (puntos equitemporales)

En esta sección se analizarán las trayectorias y puntos alcanzados por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$, cuando se usa un solo modo de operación en el intervalo dado por la ecuación 3.6.

Partiendo de dicha ecuación y utilizando la tabla 2.3, que relaciona las constantes k_R y k_S con los modos de operación, se observa lo siguiente:

- Las trayectorias seguidas por $\hat{\mathbf{i}}^c$ desde $t = 0$ hasta $t = T$ son líneas rectas que parten del origen de coordenadas.
- Los modos no activos (modos 0 y 7) no provocan alteración en la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$, por lo que ésta siempre se encuentra en el origen de coordenadas.
- Los puntos alcanzados por el sistema tras un tiempo $t = T$ utilizando los modos activos, se encuentran en los vértices de un hexágono.

La figura 3.1 muestra las trayectorias seguidas por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ utilizando un solo modo de operación. Se han numerado los estados alcanzados, tras un tiempo T , de acuerdo con el modo utilizado.

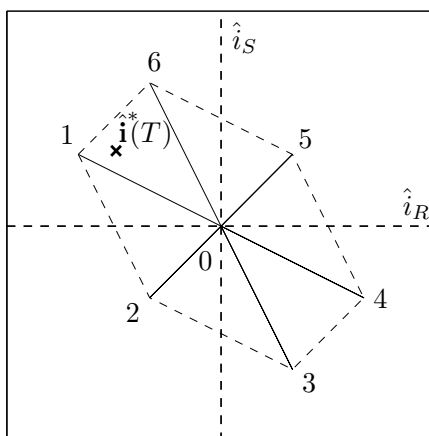


Figura 3.1: Lugar geométrico utilizando un modo

Teniendo en cuenta lo anterior, y debido a que los conceptos serán utilizados en siguientes secciones, se harán las siguientes definiciones:

- **Punto equitemporal:** es el punto alcanzado por el sistema tras un tiempo T utilizando un solo modo de operación. Dicho punto está ubicado en uno de los vértices o en el centro de un hexágono.
- **Hexágono de control:** es el lugar geométrico delimitado por los puntos equitemporales de los modos activos.

Los estados alcanzables por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ tras un tiempo T , son los puntos equitemporales que se encuentran en los vértices y centro del hexágono de control. Con el fin de poder comparar el hexágono de control, con el hexágono regular que aparece en la bibliografía en coordenadas $\alpha\beta$, se ha hecho coincidir la numeración de los modos de operación con la que normalmente se utiliza en dichas coordenadas [60, 63].

3.3.2. Análisis utilizando dos modos (líneas equitemporales)

En esta sección se analizarán las trayectorias y puntos alcanzados por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$, cuando se usan dos modos de operación en un periodo de tiempo T .

Se supondrá que en el tiempo T el primer modo actúa un tiempo $T_1 = dT$ y el segundo un tiempo $T_2 = (1 - d)T$, donde $0 \leq d \leq 1$. Partiendo de la ecuación 3.6, y tomando el valor final de la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ del primer modo, como el inicial para el segundo modo, se llega a,

$$\hat{i}_R^c(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{R2} + (k_{R1} - k_{R2}) d) T \quad (3.7)$$

$$\hat{i}_S^c(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{S2} + (k_{S1} - k_{S2}) d) T$$

Esta ecuación representa la ecuación paramétrica de una recta de parámetro d . Analizándola se pueden sacar una serie de conclusiones:

- Si $d = 1$ entonces el punto final se encuentra en el punto equitemporal del primer modo utilizado.
- Si $d = 0$ entonces el punto final se encuentra en el punto equitemporal del segundo modo utilizado.
- Si $0 < d < 1$ entonces el punto final se encuentra en algún lugar de la recta que une los puntos equitemporales del segundo y primer modo.

En la figura 3.2 se muestra la trayectoria cuando se usan los modos 1 y 6. Se observa que el punto final $\hat{\mathbf{i}}^c(T)$ pertenece a la recta que une los puntos equitemporales 1 y 6.

La figura 3.2 también muestra la trayectoria cuando se usan los modos 1 y 0. Se observa que el punto final $\hat{\mathbf{i}}^c$ se encuentra en la recta que une los puntos equitemporales 0 y 1.

Teniendo en cuenta lo anterior, se define:

- **Línea equitemporal:** es el lugar geométrico de los puntos que pueden ser alcanzados por el sistema cuando se usan dos modos de operación en un

cuenta lo anterior y usando la ecuación 3.6 se llega a,

$$\begin{aligned}\hat{i}_R^c(T) &= \frac{v_C}{3L} (k_{R3} + (k_{R1} - k_{R3}) d_1 + (k_{R2} - k_{R3}) d_2) T \\ \hat{i}_S^c(T) &= \frac{v_C}{3L} (k_{S3} + (k_{S1} - k_{S3}) d_1 + (k_{S2} - k_{S3}) d_2) T\end{aligned}\tag{3.8}$$

Estas ecuaciones representan la ecuación paramétrica de una superficie de parámetros d_1 y d_2 . Analizándola se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- Si $d_1 = 1$ entonces el punto final se encuentra en el punto equitemporal del primer modo utilizado.
- Si $d_2 = 1$ entonces el punto final se encuentra en el punto equitemporal del segundo modo utilizado.
- Si $d_1 = d_2 = 0$ entonces el punto final se encuentra en el punto equitemporal del tercer modo utilizado.
- Para cualquier combinación de d_1 y d_2 , el punto final se encuentra en algún lugar de la superficie del triángulo delimitada por los puntos equitemporales de los tres modos utilizados.

La figura 3.3 muestra una trayectoria genérica en el plano fase usando los modos 1, 6 y 0. Se observa que el punto final se encuentra en el interior del triángulo delimitado por dichos puntos equitemporales.

Teniendo en cuenta lo anterior, se define:

- **Superficie equitemporal:** es el lugar geométrico de los puntos que pueden ser alcanzados por el sistema, cuando se usan tres modos de operación en un tiempo T . Este lugar geométrico es la superficie del triángulo delimitada por sus respectivos puntos equitemporales.

Los modos de operación pueden ser tomados en cualquier combinación, pero si se toman los modos de dos vértices consecutivos y el del centro, se observa que el hexágono queda dividido en seis sectores, mostrados en la Fig. 3.3 como 012, 023, 034, 045, 056 y 061, y que ocupan la totalidad del hexágono.

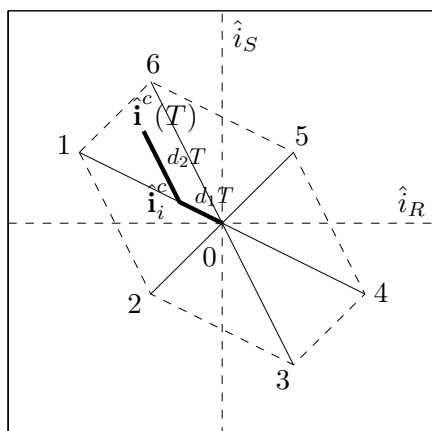


Figura 3.3: Utilizando los modos 1, 6 y 7

Por tanto, queda demostrado que utilizando tres modos de operación en un tiempo T , se podrá alcanzar cualquier punto del interior del hexágono de control.

3.3.4. Análisis utilizando n modos

En este apartado se analizarán las trayectorias y puntos alcanzados por el vector $\hat{\mathbf{i}}^c$, cuando se utilizan n modos de operación en un tiempo T .

Para el análisis se hará que los modos desde el uno hasta el n actúen unos tiempos:

$$T_1 = d_1 T, \quad T_2 = d_2 T, \quad \dots, \quad T_n = (1 - d_1 - d_2 - \dots - d_{n-1}) T$$

Donde los factores de troceo deben cumplir:

$$(0 \leq d_1 \leq 1), \quad (0 \leq d_2 \leq 1), \quad \dots, \quad (0 \leq d_1 + d_2 + \dots + d_{n-1} \leq 1)$$

Tomando como base la ecuación 3.6 y operando de forma análoga a los apar-

tados anteriores se llega a,

$$\hat{i}_R^c(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{Rn} + (k_{R1} - k_{Rn}) d_1 + (k_{R2} - k_{Rn}) d_2 + \dots + (k_{R(n-1)} - k_{Rn}) d_{n-1}) T \quad (3.9)$$

$$\hat{i}_S^c(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{Sn} + (k_{S1} - k_{Sn}) d_1 + (k_{S2} - k_{Sn}) d_2 + \dots + (k_{S(n-1)} - k_{Sn}) d_{n-1}) T$$

Estas ecuaciones representan en función de los d_i la superficie encerrada por los puntos equitemporales utilizados.

El lugar geométrico de los puntos que pueden ser alcanzados por el sistema, cuando se usan n modos en un tiempo T , es la superficie delimitada por los puntos equitemporales utilizados. Se puede comprobar que el área encerrada por cualquier combinación de puntos equitemporales, siempre estará dentro del hexágono de control.

3.3.5. Conclusiones

En este apartado se ha hecho un análisis de los estados alcanzables en el plano fase por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ tras un tiempo T .

Se demostró que los estados alcanzables por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ bajo cualquier combinación de modos se encuentra en el interior y en el perímetro del hexágono de control. Es decir, cualquier punto que se encuentre en el exterior del hexágono de control no podrá ser alcanzado en un tiempo T .

Se definieron los puntos equitemporales como los puntos del plano fase alcanzables utilizando un solo modo de operación en un tiempo T , y las líneas equitemporales como los lugares geométricos alcanzados por el sistema cuando se usan dos modos de operación.

Se dedujo que cualquier punto que se encuentre en el interior del hexágono de control, se podrá alcanzar si se usan tres o más modos de operación en un tiempo T .

3.4. Análisis de la intensidad de consigna

En la sección anterior se analizó el comportamiento de la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ durante un periodo de tiempo T . Se dedujo que los estados alcanzables por el sistema se encontraban en el interior del hexágono de control.

En la sección 3.2 se definió la variable $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ como la consigna que debe alcanzar la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ al final del siguiente periodo de muestreo. Dicha variable dependía de tres sumandos:

- La intensidad de consigna (\mathbf{i}^*): es la intensidad que se desea que alcance cada fase del compensador al final del siguiente periodo de muestreo.
- La intensidad inicial $\mathbf{i}(0)$: sobre la que no se tiene ningún tipo de control.
- Un factor dependiente de la tensión de red $\mathbf{v}T/L$: como las tensiones de red tienen un comportamiento senoidal, el análisis del sistema en un periodo de dicha tensión, puede aportar información para el cálculo de alguno de sus parámetros.

Se analizará el comportamiento de la variable $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ utilizando algunas consignas estándares en las corrientes del compensador \mathbf{i}^* . El análisis se llevará a cabo durante un periodo de la tensión de red, y permitirá deducir relaciones entre parámetros y variables de funcionamiento, útiles para el dimensionamiento del sistema.

3.4.1. Lugar geométrico con consigna constante

En esta sección se hará un estudio del lugar geométrico descrito por el vector $\hat{\mathbf{i}}^*$, cuando las consignas de intensidad del compensador se mantienen constantes.

Partiendo de la ecuación 3.3, si la consigna de intensidad se mantiene constante y el sistema llega a dicho valor al final del periodo de muestreo, entonces los valores de intensidad inicial y de consigna coinciden, por lo que se anulan. Las tensiones de red tienen un comportamiento senoidal con un valor de pico v_p , una frecuencia f y desfasadas 120° . Suponiendo un periodo de muestreo constante T , la consigna en el instante KT viene dada por la ecuación,

$$\hat{i}_R^*(KT) = -\frac{Tv_p}{L} \text{sen}(2\pi fKT) \quad (3.10)$$

$$\hat{i}_S^*(KT) = -\frac{Tv_p}{L} \text{sen}\left(2\pi fKT - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Esta ecuación representa una elipse en el plano (\hat{i}_R, \hat{i}_S) . La condición necesaria para que la consigna se pueda alcanzar en todo momento, es que la elipse se encuentre en el interior del hexágono de control. Como la elipse y el hexágono son concéntricos, el caso límite ocurre cuando la elipse es tangente al interior del hexágono. Dicho caso se muestra en la figura 3.4.

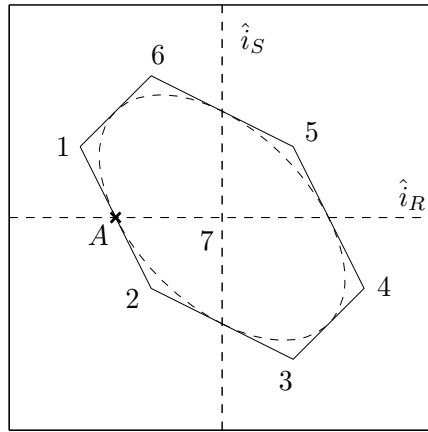


Figura 3.4: Límite de zona de control con consigna constante

Se observa que la elipse y el hexágono de control tienen seis puntos de tangencia. Introduciendo el punto de tangencia A en la ecuación 3.10 y resolviendo se llega a

$$2\pi fKT = 2\pi/3 \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{RA}^* = -\frac{Tv_p}{L} \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \hat{i}_{SA}^* = 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Por otra parte la ecuación de la recta r_{12} , viene dada por la ecuación 3.7, que particularizada para los modos 1 y 2 queda,

$$\hat{i}_R^c = \frac{v_c T}{3L} (-1 - d) \quad (3.12)$$

$$\hat{i}_S^c = \frac{v_c T}{3L} (-1 + 2d)$$

Haciendo pasar la recta 3.12 por el punto $\hat{\mathbf{i}}_A^*$, se tiene que

$$v_c = \sqrt{3}v_p \quad (3.13)$$

La tensión de red suele venir dada como el valor eficaz de la tensión compuesta v_{ff} . Por tanto, para que el sistema pueda seguir una consigna constante, la tensión en el condensador debe cumplir

$$v_c \geq \sqrt{2}v_{ff} \quad (3.14)$$

Se observa que para que el compensador pueda alcanzar una consigna constante al final de cada periodo de muestreo, sólo hace falta tener en cuenta la relación entre la tensión en el condensador y la tensión de red. Aunque el valor de la inductancia de la bobina no afecta a lo anterior, su valor afecta al rizado, pudiendo llegar este a valores superiores a los de la consigna. Esto es debido a que el valor de la inductancia y la tensión en el condensador fijan al tamaño del hexágono de control, y por tanto a la corriente que puede ser inyectada por el compensador en un periodo de tiempo T .

3.4.2. Lugar geométrico con consigna senoidal

En esta sección se hará un estudio del lugar geométrico descrito por el vector $\hat{\mathbf{i}}^*$, cuando la consigna de intensidad del compensador es senoidal.

La consigna i_R^* es una función senoidal, de valor pico i_p , decaída un ángulo θ con respecto a la tensión v_R . Esta señal va adelantada respecto a $i_R(t_0)$ un ángulo wT , por lo que

$$\begin{aligned} i_R^* - i_R(t_0) &= i_p (\text{sen}(wt + wT + \theta) - \text{sen}(wt + \theta)) \\ i_S^* - i_S(t_0) &= i_p (\text{sen}(wt - \frac{2\pi}{3} + wT + \theta) - \text{sen}(wt - \frac{2\pi}{3} + \theta)) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Haciendo uso de igualdades trigonométricas y simplificando, se llega a

$$i_R^* - i_R(t_0) = i_p w T \operatorname{sen} \left(wt + \frac{\pi}{2} + \theta \right) \quad (3.16)$$

$$i_S^* - i_S(t_0) = i_p w T \operatorname{sen} \left(wt - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2} + \theta \right)$$

Las tensiones de red tienen un comportamiento senoidal con una tensión de pico v_p . Teniendo esto en cuenta y combinando la ecuación anterior con la ecuación 3.3 se tiene,

$$\hat{i}_R^*(KT) = i_p w T \operatorname{sen} \left(wKT + \frac{\pi}{2} + \theta \right) - \frac{v_p T}{L} \operatorname{sen} (wKT) \quad (3.17)$$

$$\hat{i}_S^*(KT) = i_p w T \operatorname{sen} \left(wKT - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2} + \theta \right) - \frac{v_p T}{L} \operatorname{sen} \left(wKT - \frac{2\pi}{3} \right)$$

Para que el sistema pueda seguir la consigna, la elipse de la ecuación anterior, debe quedar, en todo momento, en el interior del hexágono de control. Siendo el caso límite cuando la elipse es tangente al interior del hexágono. Dicho caso se muestra en la figura 3.4.

Analizando la ecuación 3.17, el caso más desfavorable ocurre cuando $\theta = \pi/2$, ya que es ese caso los dos sumandos del segundo término están en fase. Teniendo esto en cuenta e introduciendo el punto de tangencia A en la ecuación 3.17 se llega a

$$\left. \begin{aligned} \hat{i}_R^* &= - \left(i_p w + \frac{v_p}{L} \right) T \operatorname{sen} (wt) < 0 \\ \hat{i}_S^* &= - \left(i_p w + \frac{v_p}{L} \right) T \operatorname{sen} \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow wt = \frac{2\pi}{3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{RA}^* = -\frac{\sqrt{3}}{2} \left(i_p w + \frac{v_p}{L} \right) T \\ \hat{i}_{SA}^* = 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

Haciendo pasar la recta 3.12 por el punto $\hat{\mathbf{i}}_A^*$, y sustituyendo $w = 2\pi f$ donde f es la frecuencia de la red, se tiene que

$$\frac{v_C}{\sqrt{3}} = 2\pi f L i_p + v_p \Rightarrow \begin{cases} v_C \geq \sqrt{3} (2\pi f L i_p + v_p) \\ i_p \leq \frac{v_C - \sqrt{3} v_p}{2\pi \sqrt{3} L f} \end{cases} \quad (3.19)$$

Reemplazando el valor de pico de la tensión por el valor eficaz de su tensión compuesta y el de la intensidad por el de su valor eficaz, se llega a

$$v_C \geq \sqrt{6} \left(2\pi f L i_f + \frac{v_{ff}}{\sqrt{3}} \right)$$

$$i_f \leq \frac{v_C - \sqrt{2} v_{ff}}{2\sqrt{6}\pi f L}$$
(3.20)

Para unos valores dados de inductancia, frecuencia y tensión de red, se ha deducido la tensión mínima en el condensador, para garantizar inyectar una intensidad senoidal con cualquier desfase, y la intensidad máxima para inyectar en la red, dada una tensión del condensador [64, 65].

3.4.3. Simulaciones

La simulación pretende comprobar que, si se cumplen las condiciones dadas en las secciones anteriores, el sistema podrá seguir su consigna en cualquier estado de la tensión de red, para ello, el sistema se simulará como carga activa.

Se realizarán tres simulaciones, la primera en un estado en el que no se cumplen las condiciones deducidas en los apartados anteriores, otra en el valor límite y la última en un estado totalmente controlable.

En cada simulación se mostrará:

- El plano fase: en el que se muestra el hexágono de control y el lugar geométrico del vector $\hat{\mathbf{i}}^*$. Su análisis aporta información acerca de la controlabilidad del sistema.
- La respuesta temporal: se representa en línea continua el valor de las variables simuladas, en línea discontinua las consignas que deben seguir las variables y en línea de puntos la señal de saturación, que cuando esta a nivel alto indica que el sistema no puede alcanzar su consigna en el siguiente periodo de muestreo, es decir, que el vector $\hat{\mathbf{i}}^*$ se encuentra fuera del hexágono de control.

Simulación con consigna constante

La simulación con consigna constante va a permitir analizar el comportamiento del sistema en función de la tensión del condensador.

Para la realización de esta simulación se fijarán las consignas de intensidad $i_R = 2 A$ e $i_S = -2 A$. Como la tensión compuesta de la red $v_{ff} = 48 V$, entonces según la ecuación 3.14 se tiene que

$$v_C \geq \sqrt{2} 48 \approx 68 V \quad (3.21)$$

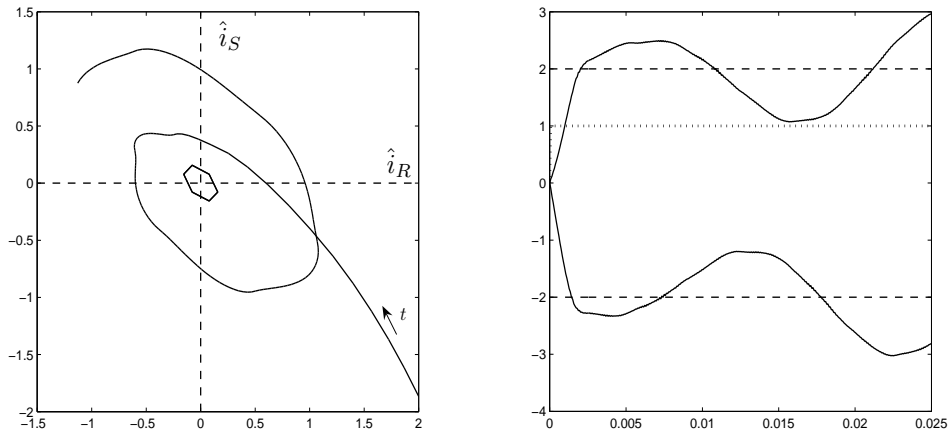
Para analizar la influencia de la tensión del condensador en la controlabilidad del sistema, se hará una simulación a una tensión inferior a la deducida $v_C = 60 V$, otra a la tensión límite $v_C = 68 V$ y finalmente otra a una tensión superior $v_C = 80 V$.

En la figura 3.5 se muestra el comportamiento del sistema cuando la tensión en el condensador es inferior a la calculada. En el plano fase se observa que ningún punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*$ se encuentra en el interior del hexágono, por lo que en ningún momento ha habido control en las intensidades. Esto queda patente en la gráfica temporal, en la que se observa que el algoritmo de control no puede mantener el sistema bajo control; así mismo que la señal de saturación está permanentemente activa.

La figura 3.6 muestra el comportamiento del sistema cuando la tensión del condensador tiene el valor límite. En el plano fase, se observa la trayectoria de $\hat{\mathbf{i}}^*$, desde los valores no controlables del régimen transitorio hasta los valores controlables del régimen permanente, también que la elipse descrita por $\hat{\mathbf{i}}^*$ es tangente al hexágono de control, tal como se dedujo en las secciones anteriores. El análisis temporal muestra que el sistema sigue las consignas y que la señal de saturación se activa en algunos momentos puntuales.

En la figura 3.7 se aprecia en el plano fase que la trayectoria de $\hat{\mathbf{i}}^*$ en el régimen permanente se encuentra en el interior del hexágono. El gráfico temporal muestra que el sistema sigue perfectamente la consigna y además, la señal de saturación sólo se activa en el régimen transitorio de los primeros momentos.

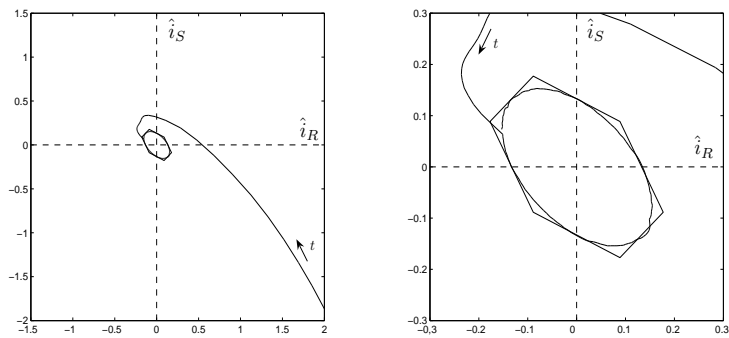
Cuando el valor eficaz de la tensión de red es constante y las consignas de



(a) Plano fase

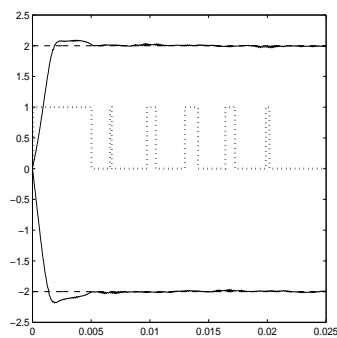
(b) Respuesta temporal

Figura 3.5: Simulación con consigna constante y $v_C=60$ V



(a) Plano fase

(b) Plano fase en detalle



(c) Respuesta temporal

Figura 3.6: Simulación con consigna constante y $v_C=68$ V

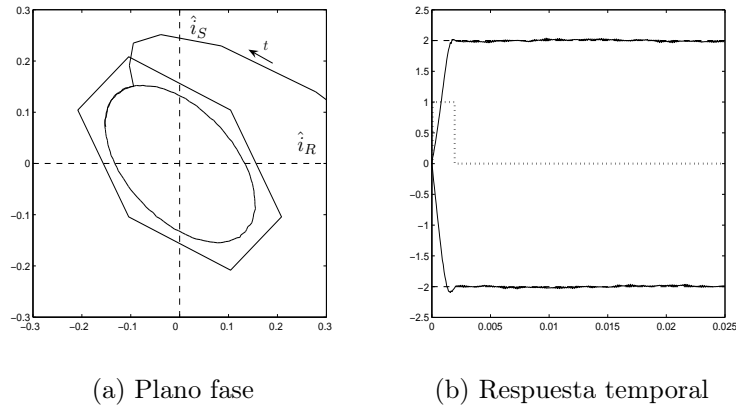


Figura 3.7: Simulación con consigna constante y $v_C=80$ V

intensidad son constantes. El único factor que influye en la controlabilidad del sistema es la tensión en el condensador.

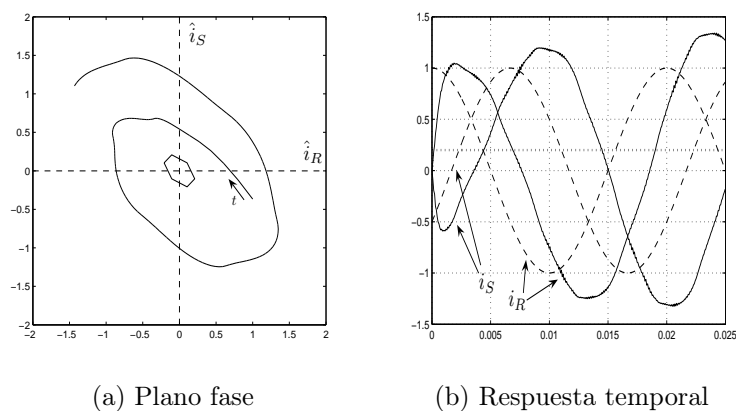
Simulación con consigna senoidal

Cuando el compensador genera una corriente senoidal adelantada 90° respecto a su correspondiente tensión de red, se demostró que el valor máximo de intensidad que podía generar sin distorsión, y la tensión mínima necesaria para que esto ocurriera, venían dadas por las ecuaciones 3.19 y 3.20.

Tomando los valores de simulación dados en 6.3 y fijando la intensidad de pico $i_p = 1A$, se obtiene por la ecuación 3.19 una tensión en el condensador de $v_C = 90V$.

Para estudiar la influencia de esta tensión en la generación de las consignas, se simulará el sistema con tensiones en el condensador de $v_C = 80$ V, 90 V y 100 V, y se analizará el comportamiento del sistema en el plano fase y en el dominio del tiempo.

Simulando el sistema con una tensión en el condensador inferior a la calculada $v_C = 80$ V, se observa que en el plano fase de la figura 3.8 no hay ningún punto $\hat{\mathbf{i}}^*$ en el interior del hexágono de control, por lo que ningún punto podrá ser alcanzado mediante control. Esto queda patente viendo la gráfica temporal, en la que los valores de las variable en línea continua no siguen sus consignas en línea discontinua. Se observa que la señal de saturación del sistema de control está activa durante

Figura 3.8: Simulación con consigna senoidal y $v_C=80$ V

todo el periodo analizado.

La figura 3.9 muestra el comportamiento del sistema cuando la tensión del condensador tiene el valor límite. En el plano fase, se observa la trayectoria de $\hat{\mathbf{i}}$ desde los valores no controlables del régimen transitorio, hasta los valores controlables del régimen permanente, y que la elipse descrita por $\hat{\mathbf{i}}$ es tangente al hexágono de control, tal como se dedujo en las secciones anteriores. El análisis temporal muestra que el sistema sigue las consignas con bastante precisión y que la señal de saturación se activa en algunos momentos puntuales.

En la figura 3.10 se aprecia en el plano fase que la trayectoria de $\hat{\mathbf{i}}$ en el régimen permanente, se encuentra en el interior del hexágono. El gráfico temporal muestra que el sistema sigue perfectamente la consigna y además, la señal de saturación sólo se activa en el régimen transitorio de los primeros momentos.

En la figura 3.11 se observa que el sistema puede generar una corriente senoidal con una tensión en el condensador de sólo 80 V, y además en todo momento, el régimen permanente el vector $\hat{\mathbf{i}}$ se encuentra dentro del hexágono de control. La explicación está en que la fórmula anterior se dedujo para el caso más desfavorable, que era un desfase con la tensión de 90° , pero si el desfase es distinto el sistema puede ser controlable con una tensión en el condensador menor. En la simulación que se muestra, la corriente está en fase con la tensión de red.

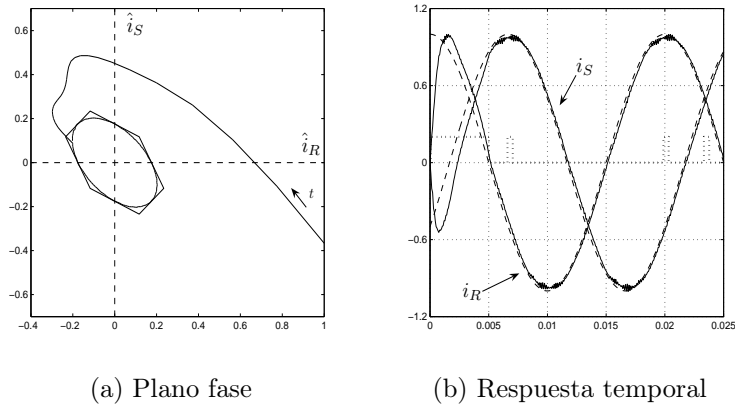


Figura 3.9: Simulación con consigna senoidal y $v_C=90$ V

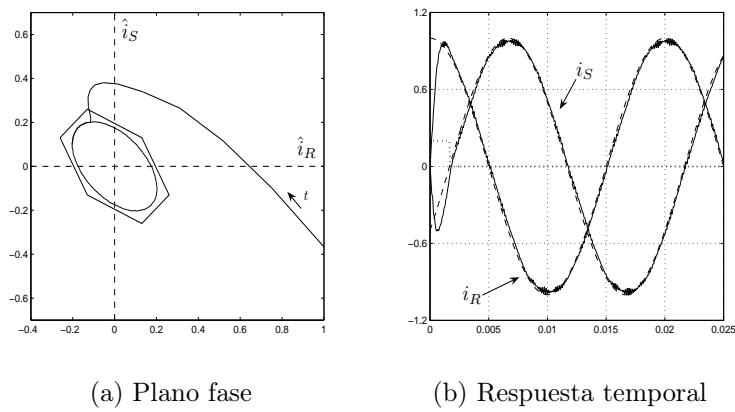


Figura 3.10: Simulación con consigna senoidal y $v_C=100$ V

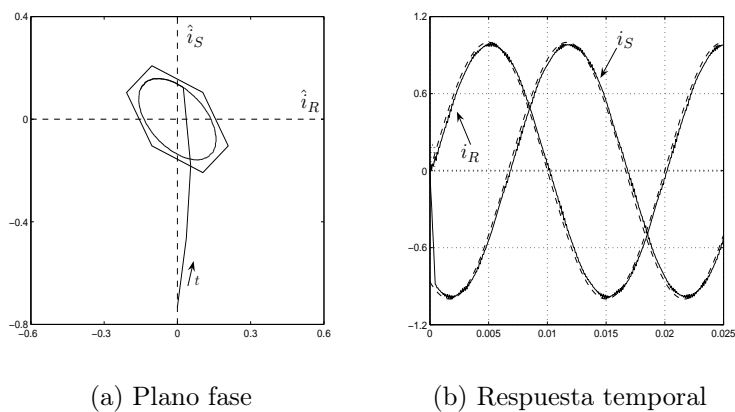


Figura 3.11: Simulación con consigna senoidal sin desfase con la tensión de red y $v_C=80$ V

3.4.4. Conclusiones

En este apartado se ha analizado el vector $\hat{\mathbf{i}}^*$ durante un periodo de la tensión de red. Se ha comprobado que si se analiza la trayectoria de este vector con consignas determinadas, se pueden deducir ecuaciones útiles para el dimensionamiento y funcionamiento del compensador.

Se comprobó que el único parámetro necesario para que el compensador siga una consigna constante, es que la tensión en el condensador sea superior a un valor proporcional a la tensión de red.

También se dedujo una ecuación que relacionaba la tensión en el condensador y la máxima consigna de corriente generada por el compensador, para unos valores dados de inductancia, frecuencia y tensión de red.

El punto $\hat{\mathbf{i}}^*$ representa el valor que debe alcanzar el sistema de control al final del siguiente periodo de muestreo. La representación en tiempo real de dicho punto y del hexágono de control, aporta información sobre el comportamiento del compensador, en los siguientes aspectos:

- Si los puntos $\hat{\mathbf{i}}^*$ se encuentran dentro del hexágono de control pero alejados de su contorno, el compensador está trabajando con un margen de corrientes aceptable.
- Si algunos puntos se encuentran fuera del hexágono, puede ocurrir que la carga a compensar provoque grandes variaciones de intensidad en el compensador de manera puntual, o que se esté trabajando por encima de su valor nominal en algunos momentos.
- Si la mayor parte de los puntos se encuentra en el exterior del hexágono de control, el compensador no está trabajando correctamente por estar saturado. Si la carga a compensar es fija hay que plantearse cambiarlo por otro de mayor potencia.

Por tanto, a la hora de diseñar un compensador, el disponer de un elemento que monitorice el hexágono de control y el vector $\hat{\mathbf{i}}^*$ en tiempo real, aporta un valor añadido a tener en cuenta.

Capítulo 4

Técnicas de control

4.1. Introducción

En este capítulo se hará una breve descripción de algunas técnicas comunes de control. A continuación, basadas en el análisis del plano fase hecho en el capítulo anterior, se propondrán tres técnicas de control digital, se hará una comparación entre las distintas técnicas y finalmente se hará un estudio del rizado producido por las técnicas propuestas.

4.2. Técnicas convencionales de control

Las técnicas de control aplicables al puente trifásico de tres ramas utilizado en esta tesis, se dividen en dos categorías [66, 63]: en el dominio del tiempo, que serán las analizadas en esta tesis, y que son idóneas para corregir distorsiones sin un patrón definido, y en el dominio de la frecuencia cuando existe dicho patrón.

En las técnicas en el dominio del tiempo, las más usuales, que serán descritas brevemente, son el control por banda de histéresis [59, 60, 67] y por modulación con vectores espaciales (SVM) [60, 68, 69, 70]. Otras técnicas menos extendidas son el control por deslizamiento (sliding) [33, 71], el control por lógica difusa [72, 73], el control predictivo [74] y el control tomando como base los convertidores Buck y

Boost [75, 76].

4.2.1. Control de la intensidad por banda de histéresis

El principio de funcionamiento del control de la intensidad por banda de histéresis se muestra en la figura 4.1. Se basa en la comparación de una referencia para la intensidad con la medida de dicha intensidad a la salida del filtro. Si el error entre la referencia y la medida supera un cierto umbral $\pm h$, llamado banda de histéresis, la rama correspondiente del inversor cambia su estado de conmutación para que, cambiando la polaridad de la tensión aplicada, se modifique la trayectoria de la intensidad y así hacer que el error entre dentro de la banda h [77, 40].

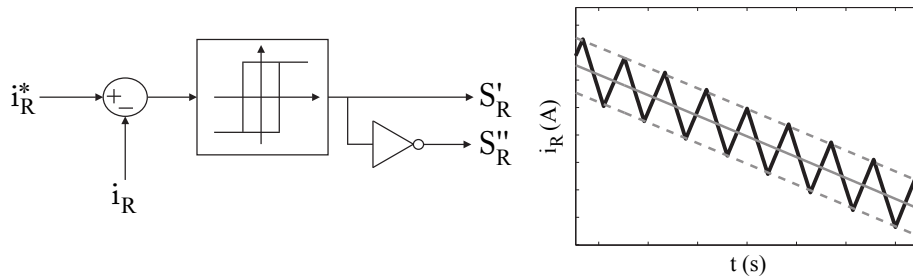


Figura 4.1: Principio de funcionamiento del control por banda de histéresis

La principal ventaja de este método es su simplicidad. El inconveniente mayor que presenta es que el rizado en la intensidad depende tanto de la banda h como de la frecuencia de trabajo. Cuanto mayor sea esta frecuencia y menor la banda de histéresis, más sinusoidales serán las intensidades obtenidas. Esto, no obstante, vendrá limitado en la práctica por la capacidad de procesamiento del equipo, así como de los interruptores utilizados. Además, la frecuencia de conmutación no es constante.

Su aplicación a un puente trifásico conectado a la red se muestra en la figura 4.2. La referencia de i_d proviene del regulador de la tensión del condensador, mientras que la consigna para i_q se fija arbitrariamente. Las componentes dq son transformadas a señales trifásicas i_{RST} mediante las transformaciones inversas de Park y Clarke.

Las referencias de intensidad i_R^* , i_S^* e i_T^* se comparan con los valores reales y se

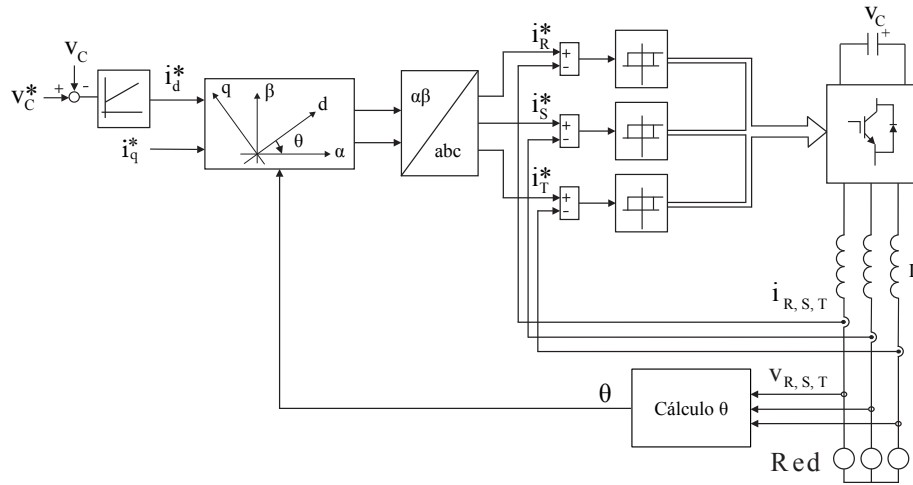


Figura 4.2: Diagrama de bloques de un control por banda de histéresis

llevan a comparadores de histéresis, cuyas salidas serán los estados de conmutación de los interruptores superiores del inversor. El estado de los interruptores inferiores será el opuesto.

4.2.2. Control vectorial de la intensidad mediante orientación a la tensión de red

En el control de la intensidad con orientación al fasor de la tensión de la red, las variables del sistema, mediante las transformaciones de Clarke y Park, se expresan en un sistema de referencia solidario a la tensión de red v_R . Cada una de las componentes de la intensidad, i_d e i_q , son controladas mediante un regulador. Las salidas de estos reguladores serán, respectivamente, las componentes d y q de la tensión de referencia para el convertidor. Este vector de tensión de referencia es procesado por el bloque modulador, que calcula los ciclos de trabajo de los interruptores del convertidor, de forma que la componente fundamental de la tensión de salida del convertidor coincida con dicha tensión de referencia. Un diagrama de bloques típico [59] se puede observar en la figura 4.3.

La referencia para la componente d proviene de un lazo externo de regulación de la tensión del condensador, al igual que ocurría en el control por banda de histéresis de la sección anterior. La referencia para la componente q se puede fijar

libremente, dentro de los límites de funcionamiento del convertidor.

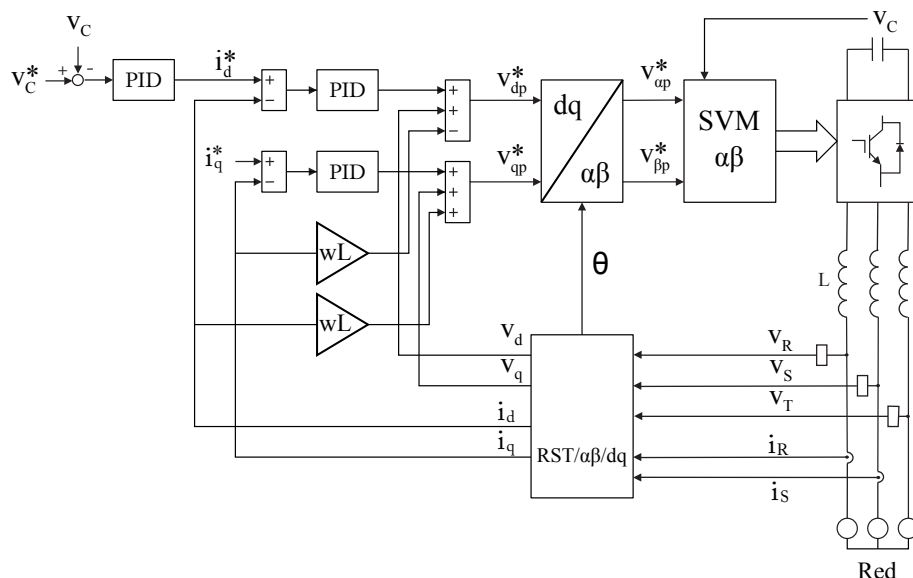


Figura 4.3: Diagrama de bloques de un control de intensidad orientado a la tensión de red con SVM

Modulación por vectores espaciales (SVM)

Como se ha visto, el control de la intensidad orientado a la tensión de la red regula las componentes dq de la intensidad. Las salidas de estos reguladores son convertidas a tensiones en coordenadas (α, β) que son las referencias para el sistema modulador.

La modulación por vectores espaciales (SVM, del inglés Space Vector Modulation), trabaja directamente con las componentes (α, β) de la tensión de referencia. El principio del SVM se basa en el hecho de que hay sólo ocho posibles vectores de tensión en un inversor trifásico de dos niveles, como se comprobó en la sección 2.3. La figura 4.4 muestra la representación de esos ocho vectores en el plano (α, β) en la que 1 representa que la rama del convertidor está conectada a la parte superior del condensador y 0 a la parte inferior. Así, cada vector de tensión del convertidor vendrá dado por el estado de conmutación de los interruptores S_R , S_S y S_T según,

$$\mathbf{v}_p = v_C \left(S_R + S_S e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_T e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (4.1)$$

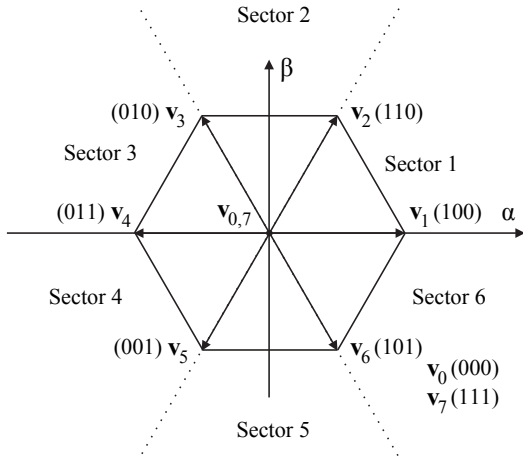


Figura 4.4: Vectores espaciales

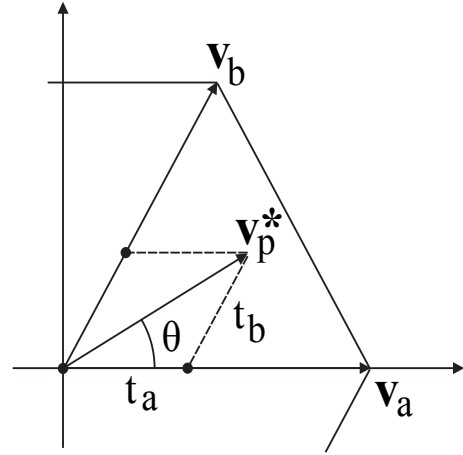


Figura 4.5: Cálculo de tiempos

A partir de la cual se pueden determinar las tensiones $\alpha\beta$ correspondientes a cada vector, que se muestran en la tabla 4.1.

vector	(v_α, v_β)
\mathbf{v}_0	$(0, 0)$
\mathbf{v}_1	$v_C(1, 0)$
\mathbf{v}_2	$v_C(\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2})$
\mathbf{v}_3	$v_C(-\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2})$
\mathbf{v}_4	$v_C(-1, 0)$
\mathbf{v}_5	$v_C(-\frac{1}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{2})$
\mathbf{v}_6	$v_C(\frac{1}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{2})$
\mathbf{v}_7	$(0, 0)$

Tabla 4.1: Tensiones de salida para los vectores espaciales

El vector de tensión de referencia se puede obtener promediando algunos de los vectores del inversor en un semiperiodo $T/2$. La figura 4.5 muestra un ejemplo para un vector de referencia genérico \mathbf{v}_p^* en el sector 1, aunque la deducción que se hará de los tiempos de aplicación de cada vector es general. Para ello, se denominará \mathbf{v}_a y \mathbf{v}_b a los vectores que delimitan cada uno de los sectores del plano $\alpha\beta$, tal y como se muestra en la figura 4.5.

El cálculo de los tiempos de aplicación de los vectores activos del sector viene

dado por,

$$\mathbf{v}_p^* = \frac{2}{T} (t_a \mathbf{v}_a + t_b \mathbf{v}_b) \quad (4.2)$$

En la que t_a y t_b son los tiempos de aplicación de cada vector activo. Operando con las componentes $\alpha\beta$ y haciendo uso de la tabla 4.1, se tiene que,

$$t_a = \frac{T}{2} \frac{v_\alpha^* v_{\beta b} - v_\beta^* v_{\alpha b}}{v_{\alpha a} v_{\beta b} - v_{\beta a} v_{\alpha b}} \quad t_b = \frac{T}{2} \frac{v_\alpha^* v_{\beta a} - v_\beta^* v_{\alpha a}}{v_{\alpha b} v_{\beta a} - v_{\beta b} v_{\alpha a}} \quad (4.3)$$

Siendo el tiempo de aplicación de los vectores nulos el tiempo restante del semiperiodo,

$$t_0 + t_7 = \frac{T}{2} - t_a - t_b \quad (4.4)$$

Normalmente se escoge $t_0 = t_7$ porque supone un coste computacional mínimo y sólo requiere tres conmutaciones por semiperiodo. La elección del instante de aplicación de los vectores se analizará en el apartado 4.5.

4.3. Técnicas de control propuestas

En esta sección se describirán las tres técnicas de control propuestas en esta tesis. Para ello en primer lugar se describirá brevemente cuales son los objetivos que se persiguen con estos algoritmos. A continuación se hará una sectorización del plano fase, se describirán los algoritmos propuestos y finalmente se hará una comparación entre ellos.

4.3.1. Objetivos de los algoritmos de control

En este apartado, se expondrán los objetivos que se persiguen en los algoritmos de control propuestos. Para ello se recordará la definición de las variables $\hat{\mathbf{i}}^*$ e $\hat{\mathbf{i}}^c$.

La ecuación 3.3, definió el valor de consigna de intensidad transformada $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$. Este valor representa en el plano (\hat{i}_R, \hat{i}_S) el punto al que se desea que llegue el sistema tras un tiempo T y contempla la intensidad de consigna, la intensidad inicial y la perturbación debida a las tensiones de red.

Por otra parte, la ecuación 3.9 define los estados que alcanza la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ cuando se aplican n modos de operación en un tiempo T . Esta ecuación define las trayectorias y estados alcanzables por dicha variable en función de los modos aplicados. Su análisis [78] es la base para los algoritmos de control propuestos.

Por tanto, para los análisis posteriores, en primer lugar partiendo de la intensidad de consigna $\mathbf{i}^*(T)$, y mediante la ecuación 3.3 se calcula el punto de consigna en el plano fase $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$. Las técnicas que se van a proponer van a hacer que la variable $\hat{\mathbf{i}}^c(T)$, se encuentre lo más próxima a la consigna anterior utilizando uno, dos y tres modos de operación en un periodo de muestreo.

4.3.2. Sectorización del plano fase

Los algoritmos de control, se pueden optimizar si de antemano se conoce el sector del plano fase en el que se encuentra el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$. Para ello en esta sección se sectorizará el plano fase y se deducirá una algoritmo para determinar el sector del punto de consigna.

Las rectas que unen el origen del plano fase (\hat{i}_R, \hat{i}_S) con cada uno de los puntos equitemporales dividen este plano en seis sectores, que se muestran en la figura 4.6.

Con el fin de identificar en que sector se encuentra un punto genérico $\hat{\mathbf{i}}^*$, se hará uso de las ecuaciones 3.7 en las que se han sustituido $T_a = dT$ y $T_b = (1 - d)T$. En esta ecuación los modos a y b son los modos relacionados con los puntos equitemporales que determinan el sector.

$$\hat{i}_R^c(T_a + T_b) = \frac{v_C}{3L} (k_{Ra}T_a + k_{Rb}T_b) \quad (4.5)$$

$$\hat{i}_S^c(T_a + T_b) = \frac{v_C}{3L} (k_{Sa}T_a + k_{Sb}T_b)$$

Sustituyendo el punto final por el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*$, se tiene,

$$\hat{i}_R^* = \frac{v_C}{3L} (k_{Ra}T_a + k_{Rb}T_b) \quad (4.6)$$

$$\hat{i}_S^* = \frac{v_C}{3L} (k_{Sa}T_a + k_{Sb}T_b)$$

Despejando T_a y T_b se llega a,

$$T_a = \frac{3L}{v_C} \frac{\hat{i}_R^* k_{Sb} - \hat{i}_S^* k_{Rb}}{k_{Ra} k_{Sb} - k_{Rb} k_{Sa}} \quad (4.7)$$

$$T_b = \frac{3L}{v_C} \frac{\hat{i}_S^* k_{Ra} - \hat{i}_R^* k_{Sa}}{k_{Ra} k_{Sb} - k_{Rb} k_{Sa}}$$

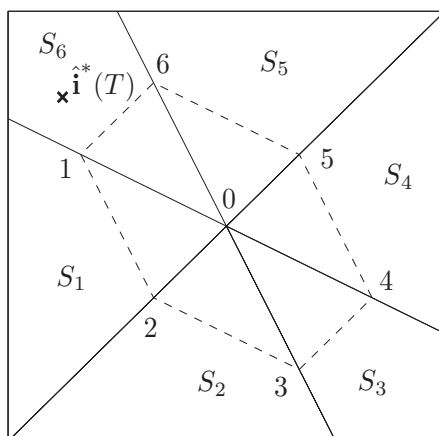


Figura 4.6: Sectores del plano fase

Aplicando la ecuación 4.7 a todos los modos adyacentes que definen los sectores (12, 23, 34, 45, 56 y 61). El punto \hat{i}^* se encontrará en el sector en que $T_a \geq 0$ y $T_b \geq 0$.

Una vez determinado el sector, el punto \hat{i}^* se encontrará dentro del hexágono de control si $T_a + T_b \leq T$, siendo T el periodo de muestreo.

4.3.3. Control utilizando un modo por periodo (control 1M)

En el apartado 3.3.1 se analizó el comportamiento de la variable \hat{i}^c cuando se usaba un modo de operación en un tiempo T, y se estudiaron los puntos alcanzados por dicha variable. Tomando como base dicho análisis se propone un algoritmo en el que sólo se aplique un modo de operación en cada periodo de muestreo.

Tal como se demostró en el apartado 3.3.1, los estados alcanzados por el sistema tras un tiempo T usando un solo modo de operación, vienen dados por,

$$\hat{i}_R^c(T, m) = \frac{v_C}{3L} k_{Rm} T \quad ; \quad \hat{i}_S^c(T, m) = \frac{v_C}{3L} k_{Sm} T$$

El algoritmo de control propuesto consiste en calcular la distancia en el plano fase, del punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$, con el punto dado por la ecuación anterior para cada uno de los modos m , según la ecuación,

$$\Delta \hat{i}(m) = \sqrt{\left(\hat{i}_R^*(T) - \hat{i}_R^c(T, m)\right)^2 + \left(\hat{i}_S^*(T) - \hat{i}_S^c(T, m)\right)^2} \quad (4.8)$$

y elegir el modo m que minimice dicha distancia.

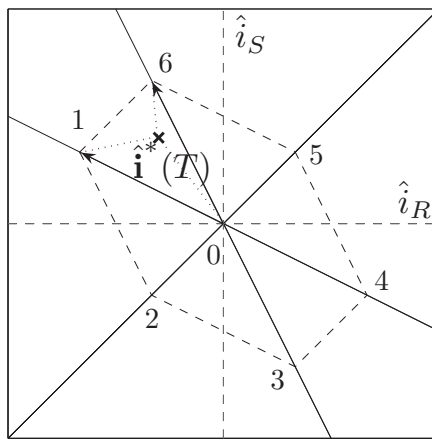


Figura 4.7: Distancias a puntos equitemporales

La figura 4.7 muestra gráficamente el funcionamiento del algoritmo. Teniendo en cuenta el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ y sus distancias a los puntos equitemporales de los modos 0, 1 y 6. El algoritmo de control elegirá el punto equitemporal 6, ya que es el que minimiza la distancia. Dicho modo será el que se aplique al puente en el siguiente periodo de muestreo.

En resumen, este algoritmo analiza en el plano fase, la distancia entre el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ y los puntos equitemporales, eligiendo el modo de operación del punto equitemporal que minimice dicha distancia.

4.3.4. Control utilizando dos modos por periodo (control 2M)

En el apartado 3.3.2 se analizaron los estados alcanzados por la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ cuando se utilizaban dos modos de operación en un tiempo T. Se concluyó que los

estados alcanzados se encontraban en la línea que unía los puntos equitemporales de los modos utilizados. Tomando como base lo anterior, se ha desarrollado un algoritmo que se basa en encontrar la distancia mínima, entre el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ y las rectas equitemporales.

Una vez conocido el sector en que se encuentra el punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$, y si se encuentra dentro del hexágono de control, se calculará la distancia de dicho punto a las correspondientes rectas equitemporales.

Partiendo de las ecuaciones paramétricas de las rectas equitemporales que se dedujeron en el apartado 3.3.2,

$$\hat{i}_R^c(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{R2} + (k_{R1} - k_{R2}) d) T$$

$$\hat{i}_S^c(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{S2} + (k_{S1} - k_{S2}) d) T$$

Se deduce su ecuación reducida eliminando el parámetro d ,

$$\hat{i}_S^c(T) = \frac{k_{S1} - k_{S2}}{k_{R1} - k_{R2}} \hat{i}_R^c(T) + \left(k_{S2} - \frac{k_{S1} - k_{S2}}{k_{R1} - k_{R2}} k_{R2} \right) \frac{v_C T}{3L} = a \hat{i}_R^c(T) + b \quad (4.9)$$

Donde las constantes k vienen dadas por la tabla 2.3, y los subíndices 1 y 2 representan el primer y segundo modo utilizado. Para calcular la distancia del punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ a dicha recta, se utiliza la fórmula de la distancia de un punto a una recta, dada por,

$$\Delta \hat{i}(r) = \frac{|a(r) \hat{i}_R^*(T) - \hat{i}_S^*(T) + b(r)|}{\sqrt{(a(r))^2 + 1}} \quad (4.10)$$

Como todo punto que se encuentre dentro del hexágono de control está rodeado por tres rectas equitemporales, se calculará la distancia a cada una de ellas y se elegirá la que minimice dicha distancia. Calculando el punto de corte de la recta elegida, con la recta perpendicular que pasa por el punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$, se obtiene el factor de troceo, que viene dado por la ecuación,

$$d = \frac{\frac{3L}{v_C T} \hat{i}_S^*(T) - k_{S2} + \frac{k_{R1} - k_{R2}}{k_{S1} - k_{S2}} \left(\frac{3L}{v_C T} \hat{i}_R^*(T) - k_{R2} \right)}{k_{S1} - k_{S2} + \frac{(k_{R1} - k_{R2})^2}{k_{S1} - k_{S2}}} \quad (4.11)$$

La figura 4.8 muestra gráficamente el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ y las distancias a las rectas equitemporales r_{01} , r_{16} y r_{06} . El algoritmo detecta que la recta más

próxima al punto es la r_{06} , por lo que, en el siguiente periodo de muestreo, aplicará el modo 6 un tiempo $t_1 = dT$ y el resto del periodo de muestreo el modo 0. El punto alcanzado por el sistema al final de dicho periodo será $\hat{\mathbf{i}}_b$.

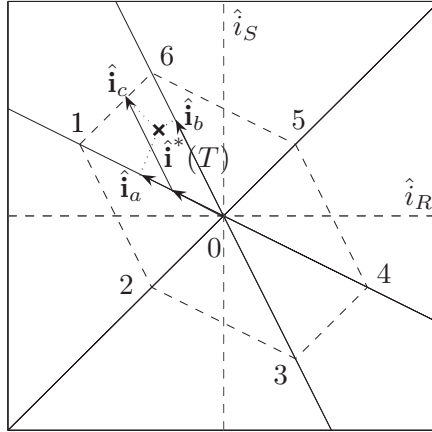


Figura 4.8: Distancias a rectas equitemporales

Conocida la posición del punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ en el plano fase, este algoritmo calcula la distancia de dicho punto a las rectas equitemporales que lo rodean. Elige la recta que minimiza dicha distancia y calcula el factor de troceo de aplicación de los dos modos, que serán los que se apliquen en el siguiente periodo de muestreo.

4.3.5. Control utilizando tres modos por periodo (control 3M)

Tal como se demostró en el apartado 3.3.3, si se aplican tres modos de operación en un tiempo T , se podrá alcanzar cualquier punto del interior y perímetro del hexágono de control. En este apartado se deducirán las ecuaciones para el cálculo de los factores de troceo, con el fin de alcanzar un punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*$ utilizando tres modos de operación.

La ecuación 3.8 permite calcular el valor de la variable $\hat{\mathbf{i}}^c(T)$ en función de los factores de troceo d_1 y d_2 . Si se desea que el punto alcanzado por el sistema sea el punto de consigna, entonces,

$$\hat{\mathbf{i}}^c(T) = \hat{\mathbf{i}}^*(T)$$

Realizando este cambio en la ecuación 3.8 se obtiene,

$$\hat{i}_R^*(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{R3} + (k_{R1} - k_{R3}) d_1 + (k_{R2} - k_{R3}) d_2) T \quad (4.12)$$

$$\hat{i}_S^*(T) = \frac{v_C}{3L} (k_{S3} + (k_{S1} - k_{S3}) d_1 + (k_{S2} - k_{S3}) d_2) T$$

Donde las constantes k vienen dadas por la tabla 2.3, y los subíndices 1, 2 y 3 representan el primer, segundo y tercer modo utilizado. Operando se obtienen los factores de troceo d_1 y d_2 ,

$$d_1 = \frac{\left(\hat{i}_S^* \frac{3L}{v_C T} - k_{S3} \right) (k_{R2} - k_{R3}) - \left(\hat{i}_R^* \frac{3L}{v_C T} - k_{R3} \right) (k_{S2} - k_{S3})}{(k_{R3} - k_{R1}) (k_{S2} - k_{S3}) - (k_{S3} - k_{S1}) (k_{R2} - k_{R3})} \quad (4.13)$$

$$d_2 = \frac{\left(\hat{i}_S^* \frac{3L}{v_C T} - k_{S3} \right) (k_{R1} - k_{R3}) - \left(\hat{i}_R^* \frac{3L}{v_C T} - k_{R3} \right) (k_{S1} - k_{S3})}{(k_{R3} - k_{R2}) (k_{S1} - k_{S3}) - (k_{S3} - k_{S2}) (k_{R1} - k_{R3})}$$

Por tanto, si en el periodo de muestreo T , el primer modo se aplicará un tiempo $T1 = d_1 T$, el segundo un tiempo $T2 = d_2 T$ y el tercero el resto del periodo, el sistema llegará a la consigna deseada, tal como se demostró en el apartado 3.3.3.

La figura 4.9 se muestra gráficamente el funcionamiento del algoritmo. En primer lugar se detecta que el punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ se encuentra en el sector S_6 y dentro del hexágono de control. A continuación con las ecuaciones 4.13 se calcula d_1 y d_2 . Al comienzo del siguiente periodo de muestreo se aplicará el modo 1 un tiempo $d_1 T$ llegando el sistema hasta el punto \hat{i}_a , a continuación se aplica el modo 6 un tiempo $d_2 T$, con lo que el sistema llegará al punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ y aplicando el resto del periodo de muestreo el modo 0, el sistema permanecerá en dicho punto.

Se observa que con este algoritmo de control no se usa función de coste, ya que el sistema llega al punto de consigna al final del periodo de muestreo [79]. Esto supone una carga computacional menor en comparación con los otros dos algoritmos propuestos.

4.3.6. Comparación de las técnicas de control propuestas

En los apartados anteriores se han desarrollado varias técnicas de control digital. Todas ellas son sencillas de implementar en un sistema de control debido a su baja

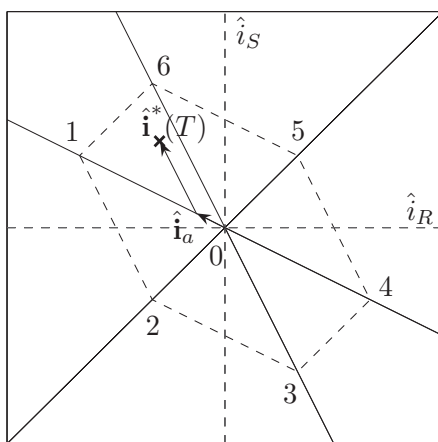


Figura 4.9: Control usando tres modos

complejidad matemática.

La técnica de control de un modo de operación por periodo de muestreo es una técnica sencilla, no necesita sistemas de control con salidas moduladas en ancho de pulso y mejora el rendimiento al aumentar la frecuencia de muestreo.

En cuanto a la segunda técnica con dos modos de operación por periodo de muestreo, es una técnica que necesita un sistema de control con salidas PWM. La complejidad matemática es ligeramente superior a la de las otras dos técnicas analizadas. Pero los resultados son sensiblemente mejores que los de la técnica anterior.

En último lugar la técnica de tres modos de operación por periodo de muestreo, es una técnica similar a la de modulación por vectores espaciales (Space Vector Modulation SVM) ampliamente descrita en la bibliografía. También necesita salidas moduladas en ancho de pulso. Su ventaja principal es que el sistema siempre va a llegar al valor de consigna al final del periodo de muestreo, por lo que no es necesaria función de coste. Debido a ello el algoritmo de control y la complejidad matemática de éste es menor que en los controles anteriores.

En cuanto al criterio de controlabilidad, se demostró que cuando se aplica el control 3M, cualquier punto que se encuentre dentro del hexágono de control puede ser alcanzado. Este criterio es similar al utilizado en los controles SVM [80, 70], pero sin la aplicación de las transformaciones de Park y Clarke.

En capítulos posteriores, se hará una comparación de las tres técnicas anteriores, tanto en simulación como en prototipo.

4.4. Comparación de la técnica de control SVM y la 3M

Las técnicas de control, SVM y la 3M, son dos técnicas de una complejidad matemática similar. Ambas, a partir de unas consignas determinadas, generan una tabla con los tres modos a aplicar en el siguiente periodo de muestreo y el tiempo en que cada uno de ellos debe estar activo. Sus salidas, junto con los patrones de conmutación que se describen en el apartado 4.5, definen las salidas PWM que controlarán los interruptores electrónicos del puente.

La modulación SVM se apoya en las transformaciones de Park y Clarke que se usan ampliamente en los sistemas de control de sistemas trifásicos, ya que al convertir una variable de comportamiento senoidal en otra de comportamiento continuo, permite fácilmente la aplicación de algoritmos de control tanto convencionales como más complejos.

Estas transformaciones son idóneas cuando tanto la tensión como la intensidad de un dispositivo tienen comportamientos senoidales. En el caso del compensador, las corrientes en raras ocasiones tienen un comportamiento senoidal por lo que se suelen utilizar estas transformaciones sólo para la generación de la fase, que se puede generar de una manera más sencilla y robusta con algún algoritmo tipo PLL.

El algoritmo SVM, necesita tensiones en coordenadas $\alpha\beta$, lo que obliga el uso de transformaciones para poder utilizarlo.

Por contra, las consignas del algoritmo de control 3M son las corrientes del compensador sin transformar, lo que reduce considerablemente el sistema de control.

Para analizar las diferencias de los bloques necesarios para crear un compensador de corrientes con control SVM y 3M, se analizarán las figuras 4.10 y 4.11.

En ambos modelos, la intensidad de consigna que debe suministrar la red se

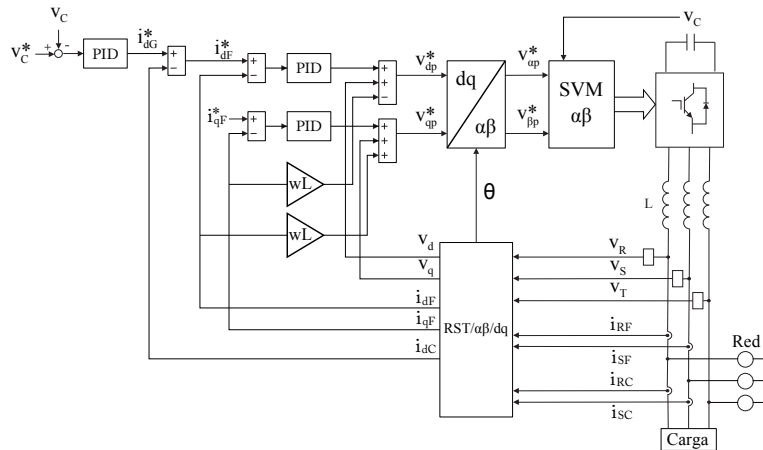


Figura 4.10: Esquema clásico de control SVM

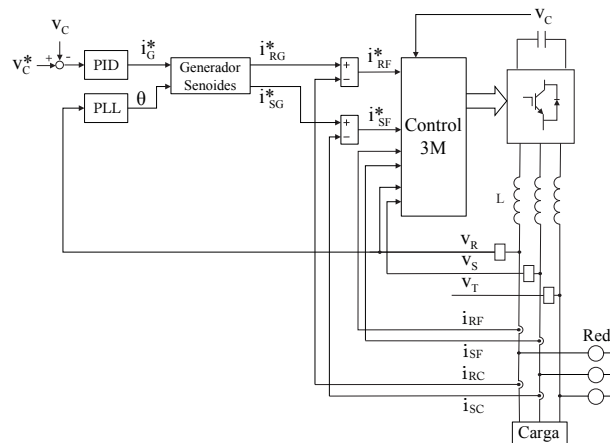


Figura 4.11: Esquema de control 3M

calcula, mediante la señal de error de la tensión en el condensador pasada a través de un filtro PI [81, 73, 82].

La generación de la consigna para el modulador 3M se reduce a unos pocos productos y restas, ya que la consigna de este control es en intensidad. Mientras que la generación de dicha consigna para el modulador $\alpha\beta$ conlleva, aparte de las operaciones anteriores, la aplicación de las transformaciones directas de Clarke y Park, y de la transformación $dq/\alpha\beta$. Por otro lado, como las corrientes del compensador y de la carga no son senoidales, la aplicación de las transformaciones no las convierte en constantes y por tanto no aportan ninguna ventaja.

En resumen, el uso de un sistema de control basado en la técnica de control 3M simplifica su implementación, sin pérdida de prestaciones, en sistemas de control de corrientes en las que éstas no tengan un comportamiento senoidal.

4.5. Análisis de distintos patrones de conmutación

En este apartado se hará una comparación entre diversas formas de aplicar los modos de operación en el periodo de muestreo T .

Tal como se comentó en el apartado 4.4, tanto en el control 3M como en la modulación SVM, se aplican tres modos de operación en un periodo de muestreo. Existe una gran cantidad de trabajos en que se demuestra que la forma en la que se aplican los modos afecta a la calidad de la onda generada y a las pérdidas por conmutación [83, 84, 85, 86, 87, 88]. En este apartado se describirán tres de las formas más comunes de aplicar los modos en el periodo.

Para hacer más clara la comparación, se harán las siguientes definiciones:

- Modos 0 y 7: son los modos inactivos definidos en la tabla 2.1.
- Modo a: primer modo a aplicar, que se aplicará un tiempo $T_a = d_a T$.
- Modo b: segundo modo a aplicar, que se aplicará un tiempo $T_b = d_b T$.
- T_c : es el tiempo en que se aplica cualquiera de los modos inactivos, y su valor es $T_c = T - T_a - T_b$.

En el apartado 4.3.5 se comentó que cuando se aplicaba el control 3M, se debía aplicar un modo inactivo y dos modos activos adyacentes. Para el análisis de los patrones de conmutación, los modos a y b deben tomarse en el siguiente orden 12, 32, 34, 54, 56 y 16, dependiendo del sector en que se encuentren.

En la figura 4.12 se representa en cada columna las modulaciones que se describirán a continuación, y en cada fila la evolución temporal de los interruptores en función del sector seleccionado.

En las subfiguras, se muestra el estado de los interruptores superiores del puente (S_R , S_S y S_T en el esquema de la figura 2.4), siendo el estado de los inferiores el opuesto. Cada subfigura muestra en el eje de abscisas el modo que se aplica en cada instante de tiempo, y en el eje de ordenadas el estado de los interruptores asociados a ese modo, dado por la tabla 2.1. Se han dibujado los tiempos de actuación de los distintos modos iguales por claridad.

Para aclarar el apartado anterior, se parte de un punto de consigna modificado que se encuentra en el sector 2, teniendo en cuenta la figura 4.6 y lo comentado anteriormente se tiene que el modo a es el 3 y el b el 2. Utilizando el patrón de la figura 4.12f, se aplica: el modo 0 en la que los tres interruptores están abiertos; el modo 3 en el que el único interruptor cerrado es el S_S ; el modo 2 en el que los interruptores S_R y S_S están cerrados; el modo 7 en el que los tres interruptores están cerrados y nuevamente los modos 2, 3 y 0.

A continuación se describen brevemente tres tipos de modulación.

Modulación 0ab: En esta modulación, en primer lugar se aplica el modo 0 el tiempo T_c , luego el modo a un tiempo T_a y finalmente el modo b un tiempo T_b . Su aplicación en un periodo de muestreo para cada uno de los sectores, se muestra en la primera columna de la figura 4.12. Se puede comprobar que, en todos los casos, las salidas a los interruptores se pueden generar con salidas PWM estándares.

Modulación 0aba0: Esta es una modulación ampliamente utilizada. En ella, se aplican los modos [0-a-b-a-0] un tiempo $[T_c/2 - T_a/2 - T_b - T_a/2 - T_c/2]$. Su aplicación en un periodo de muestreo se muestra en la segunda columna de la figura 4.12. Se observa que en todos los casos se pueden generar las salidas

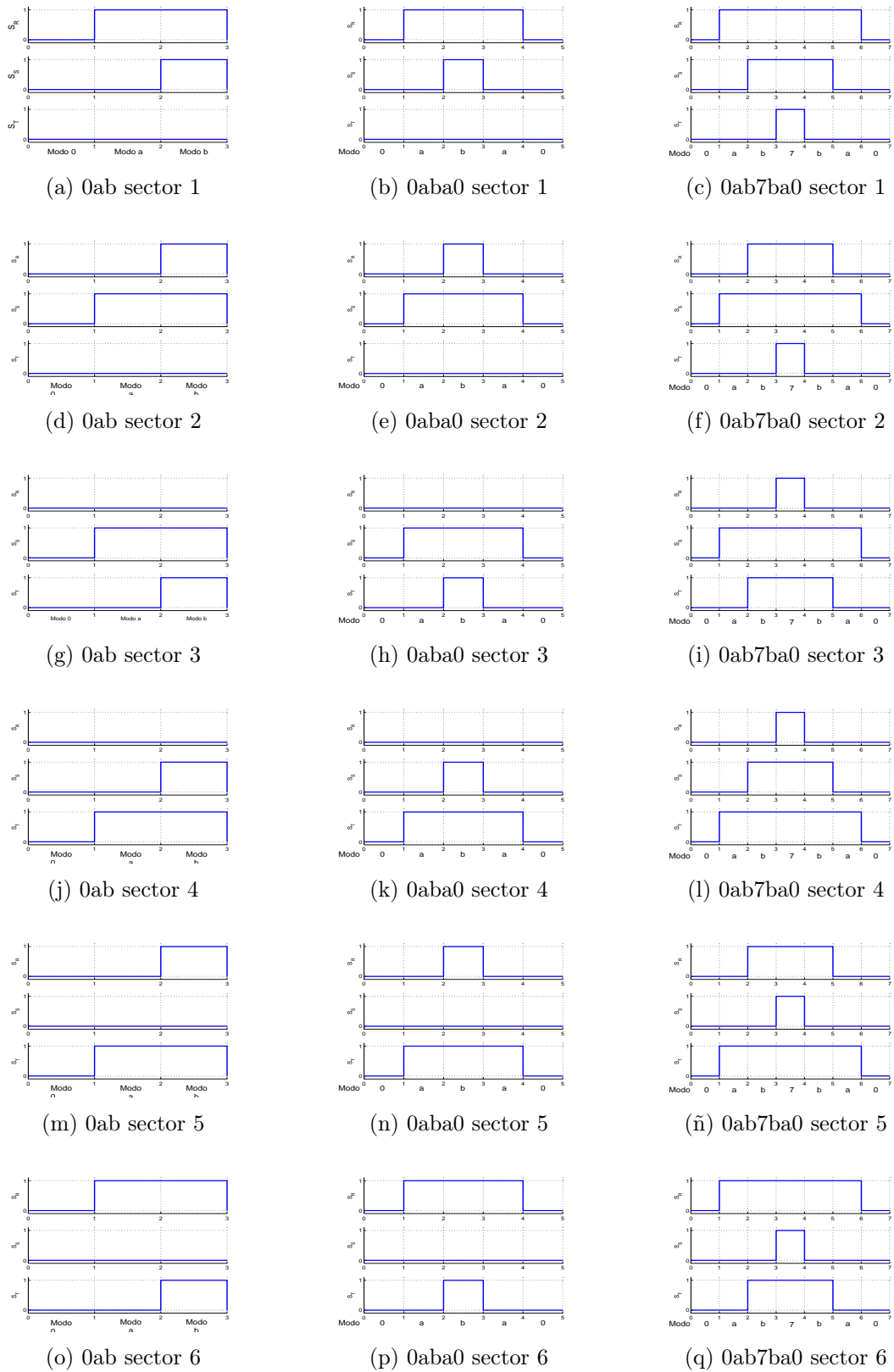


Figura 4.12: Distintas técnicas de conmutación

a todos los interruptores con salidas PWM estándares.

Modulación 0ab7ba0: Esta modulación es similar a la anterior, y se persigue que los dos modos no activos actúen el mismo tiempo. La aplicación de los modos es [0-a-b-7-b-a-0] y cada uno de ellos un tiempo $[T_c/4 - T_a/2 - T_b/2 - T_c/2 - T_b/2 - T_a/2 - T_c/4]$. Su aplicación se muestra en la tercera columna de la figura 4.12. Como en el caso anterior se observa que puede ser implementado con salidas PWM estándares.

Analizando las modulaciones anteriores, cualquiera de ellas es apta para ser implementada en un controlador que disponga de tres salidas PWM sincronizadas. Se observa que la última de las modulaciones provoca en un periodo de muestreo dos conmutaciones más que el resto de las modulaciones, por lo que las pérdidas de conmutación serán más elevadas, aunque es la técnica que genera menor cantidad de armónicos.

En cuanto a las otras dos modulaciones, el número de conmutaciones por periodo de muestreo es igual. El hecho de centrar los modos de operación en la modulación 0aba0, hace que la salida del filtro tenga menos rizado. Pero para analizar las trayectorias en el plano fase y comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo propuesto, ha sido más práctico analizar el sistema con la modulación 0ab. De todos modos, en caso de seguir trabajando con el prototipo para futuros trabajos, se implementará una modulación 0aba0 para mejorar sus prestaciones.

4.6. Análisis del rizado en corrientes

En los siguientes apartados se hará un estudio del máximo rizado en corriente que se obtendrá al aplicar los métodos de control expuestos anteriormente.

El análisis del hexágono de control aporta información acerca las corrientes máximas que puede inyectar el compensador en un tiempo T en función de la inductancia utilizada y de la tensión en el condensador. Su análisis también puede ser utilizado para cuantificar el rizado en función del tipo de control utilizado.

Para analizar el rizado se tendrá en cuenta lo siguiente:

- El análisis de un sector del plano fase es extrapolable al resto, ya que los resultados obtenidos para una fase en un sector, serán los mismos que se obtengan en otro para otra fase.
- La trayectoria de la variable $\hat{\mathbf{i}}^c$ es lineal en todo el periodo $t \in [0, T]$.
- Se supondrá que la trayectoria de la variable $\hat{\mathbf{i}}^*$ también es lineal, esto no resta generalidad, ya que para el control sólo se tiene en cuenta el valor de dicha variable al final del periodo, pero facilitará el análisis del rizado en valores intermedios.
- Los puntos en el plano fase se representarán como vectores con sus dos componentes (\hat{i}_R, \hat{i}_S) .

Como se dedujo anteriormente cuando se utiliza el control 1M o 2M, el sistema no llega a su valor de consigna, por lo que el rizado se estudiará analizando los máximos errores que se comenten al final del periodo de muestreo. Por otra parte, cuando se utiliza el control 3M, el sistema llega al punto de consigna al final del periodo de muestreo, por lo que para analizar el rizado se analizará el punto intermedio en que la corriente de control se haya más alejada de la corriente de consigna.

4.6.1. Análisis del hexágono de control

Para el análisis del rizado se tomará como base el hexágono de control, por ello se repasarán algunos conceptos.

La máxima corriente que puede inyectar el sistema en la red viene marcada por el perímetro del hexágono de control. Sus vértices se definieron como puntos equitemporales, y representan los estados que puede alcanzar el sistema utilizando un modo de operación m en un tiempo T . Estos puntos vienen dados por la ecuación,

$$\hat{\mathbf{i}}^c(m) = \frac{v_C T}{3L} (k_R(m), k_S(m)) \quad (4.14)$$

Por otra parte, se definió la corriente de consigna modificada como el valor que debía alcanzar la variable de control $\hat{\mathbf{i}}^c$ al final del periodo de muestreo T . Su valor

viene dado por la ecuación,

$$\hat{i}_R^*(T) = i_R^* - i_R(0) - \frac{v_R T}{L} \quad ; \quad \hat{i}_S^*(T) = i_S^* - i_S(0) - \frac{v_S T}{L}$$

El objetivo del sistema de control, es que la corriente al final del periodo de muestreo $i_R(T)$, coincida con la consigna de corriente $i_R^*(T)$. Se definió el error como la diferencia entre ambas corrientes, y se demostró en el apartado 3.2.1, que éste coincidía con la resta entre la intensidad de consigna modificada y la intensidad de control,

$$e_R(T) = i_R^*(T) - i_R(T) = \hat{i}_R^*(T) - \hat{i}_R^c(T)$$

$$e_S(T) = i_S^*(T) - i_S(T) = \hat{i}_S^*(T) - \hat{i}_S^c(T)$$

Por tanto, el análisis en el plano fase de los errores en corriente de las variables \hat{i}_R^* e \hat{i}_S^* , dará directamente los errores en corriente reales i_R e i_S .

4.6.2. Máximo rizado utilizando el control 1M

El error máximo que se comete al final del periodo de muestreo, cuando se usa un modo de operación, ocurre cuando la consigna está ubicada en el punto de corte de las mediatrices, es decir, en el centro de la circunferencia circunscrita. En este punto la distancia a los tres puntos equitemporales es la misma.

Se calculará el rizado en la fase R, en la fase S, y a efectos de comparación en su módulo.

Para los cálculos se tomará el triángulo del sector 6 definido por los puntos equitemporales 0, 1 y 6 que se muestra en la figura 4.13.

El centro del triángulo circunscrito es la intersección de las mediatrices, tal como se muestra en la figura 4.13. Operando con las rectas se llega a que el valor del punto c es,

$$\hat{\mathbf{i}}_c = \frac{v_C T}{3L} \left(-\frac{5}{6}, \frac{5}{6} \right) \quad (4.15)$$

De donde se obtiene, restando de los puntos equitemporales el punto c, el máximo rizado por fase en función del punto equitemporal utilizado,

$$\Delta \mathbf{i}_0 = \frac{v_C T}{3L} \left(-\frac{5}{6}, \frac{5}{6} \right); \quad \Delta \mathbf{i}_1 = \frac{v_C T}{3L} \left(-\frac{7}{6}, \frac{1}{6} \right); \quad \Delta \mathbf{i}_6 = \frac{v_C T}{3L} \left(-\frac{1}{6}, \frac{7}{6} \right) \quad (4.16)$$

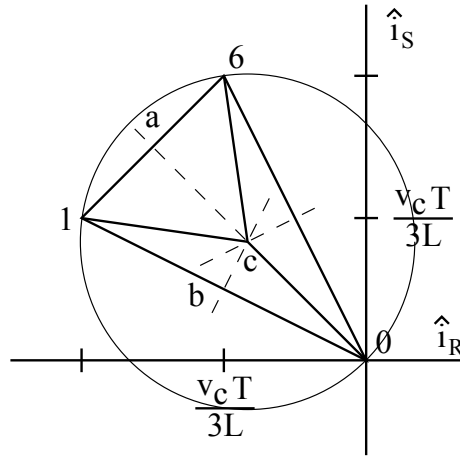


Figura 4.13: Centro de la circunferencia circunscrita

Siendo en todos los casos el módulo del rizado

$$\Delta i_{max} = \frac{\sqrt{50}}{6} \frac{v_c T}{3L} \approx 1,18 \frac{v_c T}{3L} \quad (4.17)$$

4.6.3. Máximo rizado utilizando el control 2M

El error máximo que se comete al final del periodo de muestreo T cuando se usa el control 2M, ocurre cuando la consigna está ubicada en el centro de la circunferencia inscrita en el triángulo, que coincide con el punto de corte de sus bisectrices.

Para los cálculos se tomará el triángulo del sector 6 definido por los puntos equitemporales 0, 1 y 6 que se muestra en la figura 4.14.

Calculando el punto de corte de las bisectrices se obtiene el punto d ,

$$\hat{\mathbf{i}}_d = \frac{v_c T}{3L} \left(\frac{-15}{10 + \sqrt{10}}, \frac{15}{10 + \sqrt{10}} \right) \quad (4.18)$$

A continuación calculando los puntos de tangencia de la circunferencia interior con los tres lados del triángulo, se obtienen los puntos $\hat{\mathbf{i}}_a$, $\hat{\mathbf{i}}_b$ e $\hat{\mathbf{i}}_c$. Las distancias de

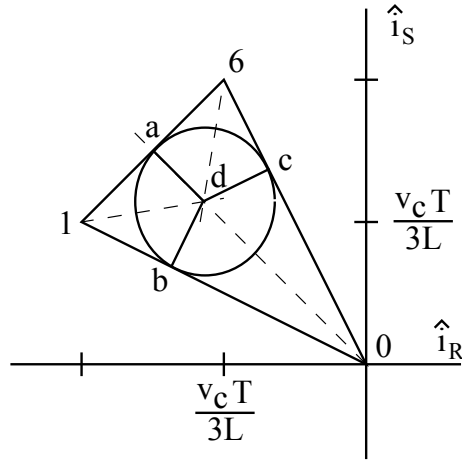


Figura 4.14: Centro de la circunferencia inscrita

estos puntos respecto al punto $\hat{\mathbf{i}}_d$ definen el rizado y vienen dados por,

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{i}_{01} &= \frac{v_c T}{3L} \left(\frac{-3}{10+\sqrt{10}}, \frac{-6}{10+\sqrt{10}} \right) \\ \Delta \mathbf{i}_{06} &= \frac{v_c T}{3L} \left(\frac{6}{10+\sqrt{10}}, \frac{3}{10+\sqrt{10}} \right) \\ \Delta \mathbf{i}_{16} &= \frac{v_c T}{3L} \left(\frac{-3\sqrt{10}}{10+\sqrt{10}}, \frac{3\sqrt{10}}{10+\sqrt{10}} \right) \end{aligned} \quad (4.19)$$

El módulo de la intensidad que es constante en los tres casos viene dado por la ecuación,

$$\Delta i_{max} = \left(\frac{3\sqrt{10}}{10\sqrt{2} + \sqrt{20}} \right) \frac{v_c T}{3L} \approx 0,51 \frac{v_c T}{3L} \quad (4.20)$$

4.6.4. Máximo rizado utilizando el control 3M

En el control 3M, el sistema siempre llega a la intensidad de consigna modificada al final del periodo, por lo que el análisis hecho en los apartados anteriores no se puede aplicar. Por tanto, se analizará el máximo rizado que se produce dentro del periodo de muestreo. Para ello, se supondrá que la intensidad de consigna tiene un comportamiento lineal con el tiempo desde el origen de coordenadas hasta el punto final.

Se analizará gráficamente la intensidad de consigna que va a provocar mayor desviación, para ello se tomará como base la figura 4.15.

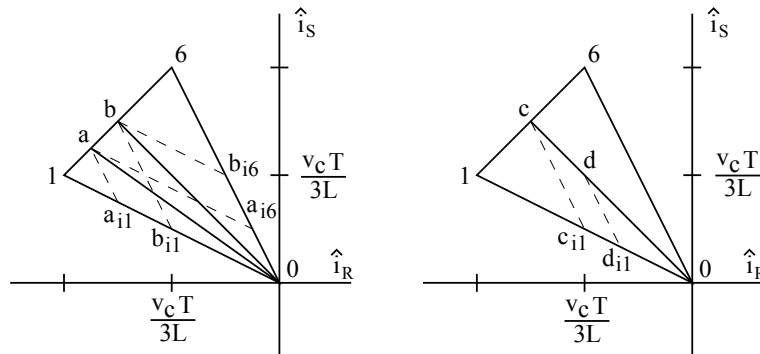


Figura 4.15: Influencia en el rizado

En la figura de la izquierda se aprecia lo siguiente:

- La distancia del punto de cambio de modo a la recta de consigna es independiente del modo que se utilice en primer lugar. Se observa que la distancia a la recta de consigna $0a$ es la misma en el punto intermedio a_{i1} que en el punto a_{i6} .
- Conforme se va acercando la intensidad de consigna al punto medio del segmento 16, el error en intensidad va también aumentando. Se observa que la distancia b_{i1} a la recta $0b$, es mayor que la distancia de a_{i1} a la recta $0a$.

Analizando la figura de la derecha se observa que a medida que el punto de consigna se encuentra más alejado del origen de coordenadas, mayor es su error. Por tanto, a la vista de lo expuesto anteriormente, el error máximo de corrientes se producirá cuando la consigna de corrientes se encuentra en el punto central del segmento 16.

Para el cálculo del rizado se calcularán los puntos a_{i1} , a_{i6} y el punto b como los puntos medios de los segmentos 01, 06 y 0a.

Una vez calculados los puntos anteriores, los incrementos máximos en intensidad

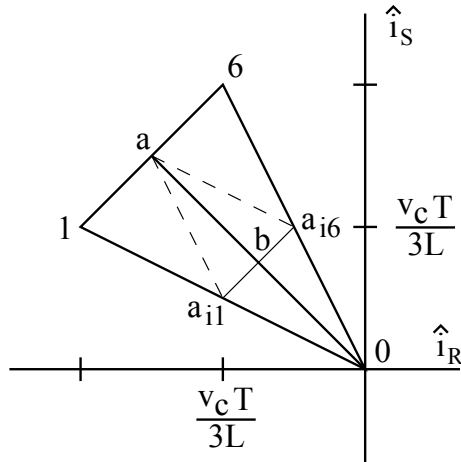


Figura 4.16: Cálculo del rizado en el control 3M

vienen dados por,

$$\Delta \mathbf{i}_{i1} = \hat{\mathbf{i}}_{i1} - \hat{\mathbf{i}}_b = \frac{v_c T}{3L} \left(\frac{-1}{4}, \frac{-1}{4} \right) \tag{4.21}$$

$$\Delta \mathbf{i}_{i6} = \hat{\mathbf{i}}_{i6} - \hat{\mathbf{i}}_b = \frac{v_c T}{3L} \left(\frac{1}{4}, \frac{1}{4} \right)$$

Operando se llega a que el módulo de la intensidad de error viene dado por la ecuación,

$$\Delta i_{max} = \frac{\sqrt{2}}{4} \frac{v_c T}{3L} \approx 0,35 \frac{v_c T}{3L} \tag{4.22}$$

4.6.5. Comparativa de rizados

Para comparar el rizado en corriente utilizando las distintas técnicas de control, se tabularán los resultados obtenidos en las secciones anteriores.

Control	1M	2M	3M
Rizado	$\frac{v_c T}{3L} \frac{\sqrt{50}}{6}$ 1,18	$\frac{v_c T}{3L} \frac{3\sqrt{10}}{10\sqrt{2} + \sqrt{20}}$ 0,51	$\frac{v_c T}{3L} \frac{\sqrt{2}}{4}$ 0,35

Tabla 4.2: Comparativa del rizado en función del control

Se observa que en todos los casos, el rizado aumenta al aumentar la tensión en el condensador y disminuye al aumentar la frecuencia de muestreo (disminuir T)

y la inductancia de la bobina. Por otra parte, se observa que el control que genera mayor rizado es el control 1M, el control 2M disminuye el rizado a más de la mitad con respecto al 1M y el control que genera menor rizado es el control 3M.

Capítulo 5

Sistema de control

5.1. Introducción

En este capítulo se describirá conceptualmente el compensador de corrientes propuesto en esta tesis. Se describirá tanto la parte física como los bloques de programación a implementar en el controlador. Para ello, en primer lugar se mostrará el esquema del compensador y sus distintos componentes. A continuación se analizarán en detalle los bloques de programación que se implementarán en el controlador.

5.2. Diagrama de bloques del compensador de corrientes

El compensador de corrientes propuesto es un dispositivo que, conectado en paralelo con una carga cualquiera, convierte el conjunto carga - compensador en una carga resistiva pura. El compensador está formado por una parte de control y otra de potencia. Para el diseño del sistema de control se ha partido de distintos sistemas de control, teniendo en cuenta que el sistema de control utilizado no emplea las transformaciones de Park y Clarke [82, 89, 90, 91].

La parte de potencia del compensador consta de: un puente trifásico de interrup-

tores electrónicos, bobinas para la conexión del puente a la carga y un condensador de potencia.

La parte de control del compensador está formada por: el controlador, los circuitos acondicionadores para la medida de las distintas magnitudes físicas, y los circuitos actuadores que conectan las salidas PWM del controlador, con las puertas de los interruptores electrónicos.

En el controlador se encuentran las rutinas necesarias para el correcto funcionamiento del compensador. Se distinguen dos bloques bien diferenciados; por una parte un bloque para el cálculo de las referencias del compensador, y por otra, el algoritmo que convierte esas referencias en salidas digitales PWM que ataquen a los distintos interruptores del puente. Sus rutinas serán descritas en detalle en las siguientes secciones.

El sistema de control expuesto anteriormente se muestra en la figura 5.1.

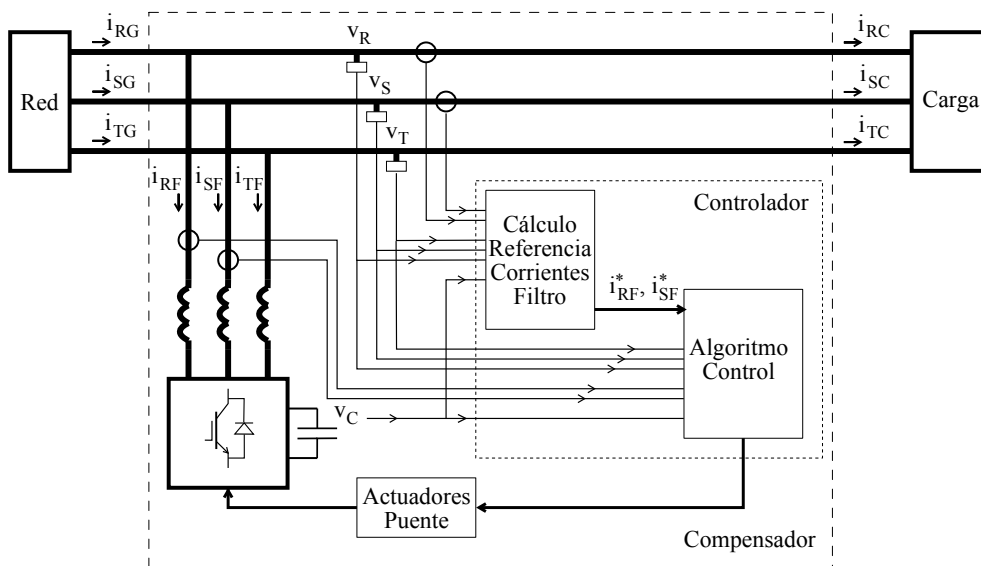


Figura 5.1: Diagrama del sistema de control

5.3. Descripción de la etapa de potencia

La etapa de potencia del compensador está formada por un puente de interruptores como el descrito en la figura 2.4, en la que los interruptores son transistores

IGBT con diodos en antiparalelo. La puerta de cada uno de estos interruptores está conectada a las salidas PWM del controlador a través de un circuito actuador-aislador. El elemento de almacenamiento energético del puente es un condensador electrolítico de potencia. El puente se conecta a la carga a compensar a través de bobinas, para convertir la fuente de tensión del puente en una fuente de corriente regulable.

5.4. Circuitos acondicionadores

Como las variables eléctricas a medir se encuentran en la zona de potencia, y el rango de estas variables no coincide con el de las entradas del controlador, se necesitan circuitos acondicionadores que aislen el sistema de control del de potencia y que escalen dichas variables.

Las variables eléctricas que se deben medir son las tensiones de red, las corrientes de las fases R y S, tanto de la carga como del compensador, y la tensión en el condensador.

Por otra parte, para aislar las salidas PWM del controlador y suministrar la potencia necesaria para atacar las puertas de los transistores de potencia es necesario disponer de actuadores.

5.5. Rutinas implementadas en el controlador

Dentro del controlador se encuentran las rutinas para el funcionamiento del sistema de control. A grandes rasgos existen dos rutinas bien diferenciadas que se muestran en la figura 5.1: por una parte las encargadas de generar las consignas que debe seguir el compensador, y por otra, las rutinas de control que, a partir de las consignas anteriores, generan las salidas PWM que hacen que el compensador siga dichas consignas. En las siguientes secciones se describirán en detalle cada una de ellas.

5.5.1. Cálculo de referencias

El objetivo de esta rutina es fijar las consignas que debe alcanzar el filtro activo para que la corriente suministrada por la red al conjunto carga-compensador sea senoidal y con factor de potencia unidad. Para ello se supondrá que no existe almacenamiento energético en el compensador durante un periodo de la tensión de red.

Para el cálculo de las referencias de corrientes del compensador se hará un balance energético del sistema. Se supondrá que durante un periodo de la frecuencia de la red ($T_{50Hz} = 20ms$), la energía suministrada por la red es igual a la consumida por la carga.

El Diagrama mostrado en la figura 5.2, describe los pasos para la generación de las consignas. Los valores acompañados por una (T) se recalculan a cada paso por cero de la tensión de la fase R, y los acompañados por una (k) se recalculan en cada periodo de muestreo.

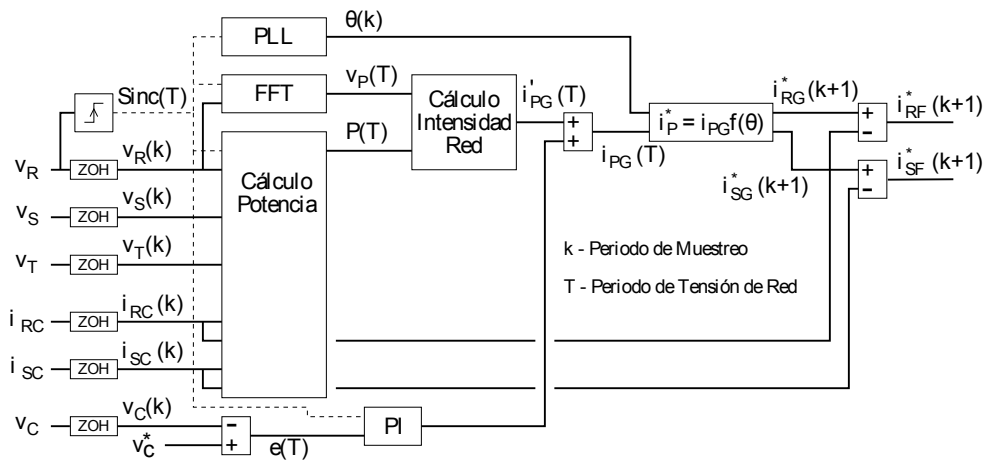


Figura 5.2: Diagrama para cálculo consigna filtro

En el diagrama se distinguen varios módulos que se describen a continuación:

- **Detector de paso por cero:** Este módulo es el encargado de sincronizar varios procesos con la tensión de red. Para ello, a cada paso por cero ascendente de la tensión en la fase R, se genera la señal $Sinc(T)$.

- **Generador de fase (PLL):** Este módulo, también conocido como Phase Lock loop (PLL), sincronizado con la señal $\text{Sinc}(T)$, calcula la frecuencia de la red en el periodo anterior y suponiéndola constante para el periodo siguiente, genera los ángulos para la generación de las consignas senoidales en cada periodo de muestreo.
- **Transformada rápida de Fourier (FFT):** Mediante esta transformada, la rutina calcula el valor de la componente fundamental (tensión de pico) de la tensión en la fase R.
- **Cálculo potencia:** Esta rutina calcula la potencia demandada por la red a partir de la energía consumida por la carga en un periodo de la tensión de red. Para ello en cada periodo de muestreo se va acumulando la energía activa consumida por la carga. Al detectarse la señal $\text{Sinc}(T)$, se calcula la potencia demandada por la carga utilizando la energía acumulada, se resetea el valor de energía activa acumulada a cero y se vuelve a repetir el ciclo.
- **Cálculo de intensidad de red:** Este módulo calcula las corrientes necesarias para que la red suministre la potencia demandada por la carga (calculada en el apartado anterior). Para ello se supone que las tres fases de las corrientes de red tienen todas el mismo valor eficaz, un comportamiento senoidal y están en fase con sus respectivas tensiones. También se supone que las tensiones de red tienen todas el mismo valor eficaz.

Considerando que la potencia que demanda la carga es igual a la que suministra la red y que las corrientes de red compensadas tienen el mismo valor eficaz, se calcula i_{pG}^* como el valor pico de intensidad que debe suministrar la red.

- **PI:** El valor calculado para la intensidad de red es bastante aproximado, pero no es exacto debido a varios factores: pérdidas, errores de medida, etc. Por tanto, es necesario hacer una corrección al valor obtenido.

Un buen indicador de la energía almacenada en el compensador es la tensión en el condensador. Debido a que las tensiones de la red son senoidales con un periodo T_{50} , la tensión en el condensador fluctuará en dicho periodo. Para evitar esto se deben tomar las medidas en el mismo instante del periodo, en este caso coincidiendo con la señal $\text{Sinc}(T)$. Por tanto, si tras dos medidas

consecutivas la tensión en el condensador no varía, la energía del compensador tampoco lo hará.

El compensador fija las corrientes senoidales que suministra la red al conjunto carga-compensador (manteniendo las condiciones de la carga constantes). Se comprueba que un aumento de la corriente de red implica un aumento en la tensión en el condensador, y viceversa. Está bastante extendido corregir esta corriente mediante un control PI [36, 51], en el que la señal de error se obtiene restando la tensión del condensador v_C , de su consigna v_C^* .

- **Generador de consignas:** Este módulo es el encargado de generar las consignas de corriente que suministrará la red al final del siguiente periodo de muestreo. Estas consignas se calculan a partir del valor de la intensidad pico de red corregida i_{PG}^* y del ángulo generado por el módulo PLL.

$$\begin{aligned} i_{RG}^*(k+1) &= i_{PG}^*(T) * \text{sen}(\theta(k+1)) \\ i_{SG}^*(k+1) &= i_{PG}^*(T) * \text{sen}\left(\theta(k+1) - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

- **Consignas filtro activo:** La corriente que debe inyectar el filtro activo al final del siguiente periodo de muestreo, es la diferencia entre la corriente que teóricamente debe suministrar la red en ese instante y la que demanda la carga en el momento actual.

5.5.2. Rutina de control

Esta rutina es la encargada de que el controlador genere las salidas PWM en función de las consignas generadas en el apartado anterior. Dispone de dos modos de funcionamiento; por una parte el funcionamiento normal en el que se aplica uno de los controles propuestos en esta tesis, y otro, excepcional, cuando la tensión del condensador se encuentra lejos de su valor de consigna, o cuando las referencias de corrientes se encuentran muy alejadas de sus valores actuales.

Partiendo de las consignas que debe alcanzar el filtro activo al final del siguiente periodo de muestreo, esta rutina selecciona el tipo de control a aplicar en el siguiente periodo de muestreo y genera la tabla de conmutaciones a aplicar en cada una de las salidas PWM del controlador en dicho periodo. El diagrama de esta rutina se muestra en la figura 5.3.

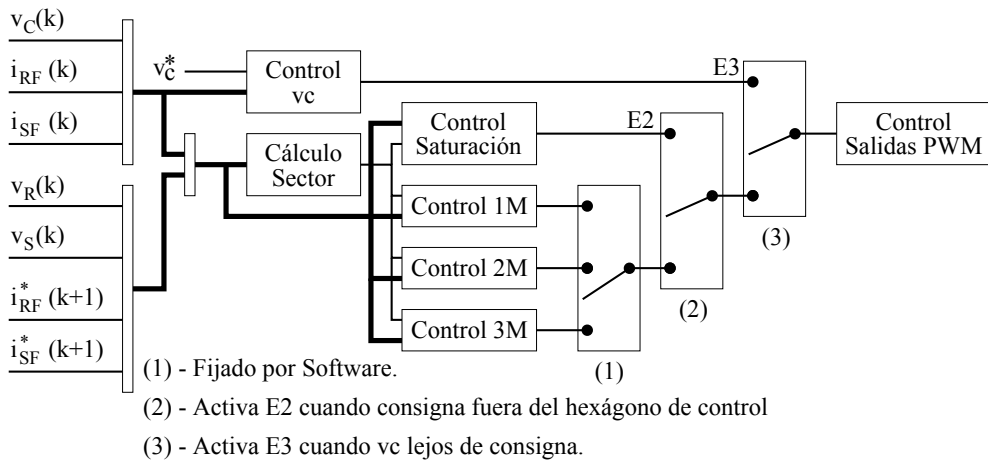


Figura 5.3: Diagrama de la rutina de control

Todas las rutinas de control se ejecutan cada periodo de muestreo. La función de cada una de ellas se describe a continuación:

- **Control Salidas PWM:** todos los algoritmos de control generan una tabla en la que aparecen los modos a utilizar en el siguiente periodo de muestreo y el tiempo que cada uno de ellos debe estar activo. Con esta información este módulo programa las salidas PWM para que, en el siguiente periodo de muestreo, se ejecute dicha tabla en las salidas del controlador.
- **Control v_c :** la dinámica de la tensión en el condensador es mucho más lenta que la de las corrientes del compensador. Para el control de dicha tensión suele ser suficiente el control PI descrito en la rutina de cálculo de referencias. En condiciones excepcionales, tales como al arrancar el compensador, se hace necesario un control específico, que lleve la tensión del condensador a un valor próximo al de consigna. Este control sólo tiene en cuenta la tensión en el condensador y ha sido descrito en la sección 7.8.11.
- **Cálculo de sector:** esta rutina, es la encargada de ubicar la consigna del compensador en el plano fase. Por una parte, calcula si se encuentra dentro o fuera del hexágono de control, para así aplicar los controles propuestos o el control en saturación. Por otra, calcula el sector en el que se encuentra con el fin de optimizar el algoritmo de control a utilizar.

- **Control 1M, 2M y 3M:** antes de arrancar el controlador, se selecciona el tipo de control a aplicar. Estos controles son los que se han propuesto en el capítulo 4, y funcionan correctamente cuando la consigna del compensador se encuentra en el interior del hexágono de control.
 - **Control en saturación:** este control descrito en el apartado 7.8.16, se aplica cuando las consignas de corrientes del compensador se encuentran fuera del hexágono de control.
-

Capítulo 6

Simulaciones

6.1. Introducción

En este capítulo se implementará el compensador y el sistema de control en un programa de simulación. Luego se analizará su comportamiento funcionando como carga activa y como compensador ante distintos tipos de cargas.

6.2. Software de simulación

Para la simulación del sistema se ha usado el programa Matlab 7.1 y el módulo de Simulink: SimPowerSystems Version 4.

Simulink es un entorno de programación visual, que funciona sobre el entorno de programación Matlab. Permite simular sistemas y modelos matemáticos en el dominio del tiempo de una forma sencilla. El uso del módulo SimPowerSystems, permite además disponer de una gran cantidad de librerías para el análisis de sistemas eléctricos de potencia.

6.3. Datos simulación

Los valores usados para la simulación son los que se usaran para el funcionamiento del prototipo. La tensión de red será trifásica y con un valor de tensión entre fases de 48 V eficaces. La tensión en el condensador será de 120 V y su capacidad de 1,1 mF. Las bobinas tendrán una inductancia de 40 mH y con una resistencia serie de 0,6 Ω . Finalmente la frecuencia de muestreo será de 6400 Hz.

6.4. Tipos de carga

La carga es el elemento del sistema que consume la energía eléctrica suministrada por la red. La carga ideal para una red que tenga sus tensiones con el mismo valor eficaz, es la que tiene un consumo de corrientes senoidales en fase con sus respectivas tensiones y con el mismo valor eficaz.

Para las pruebas y simulaciones de los algoritmos de control propuestos se van a utilizar tres tipos de cargas que se muestran en la figura 6.1.

La primera de ellas, que se muestra en la figura 6.1a, es una carga totalmente resistiva y desequilibrada (carga tipo I) y se propone con el fin de analizar el comportamiento del algoritmo de control para el equilibrado de corrientes.

La segunda, que se muestra en la figura 6.1b, es una carga desequilibrada, con desfases entre corrientes y tensiones (carga tipo II) y se propone para analizar el comportamiento del algoritmo de control cuando hay que compensar simultáneamente el desequilibrio de las fases y el factor de potencia.

La tercera, que se muestra en la figura 6.1c, es una carga no lineal (Carga tipo III), en la que no pasa además corriente por la fase S y se propone como caso de compensación global de desequilibrios, de corrección del factor de potencia y de atenuación de armónicos.

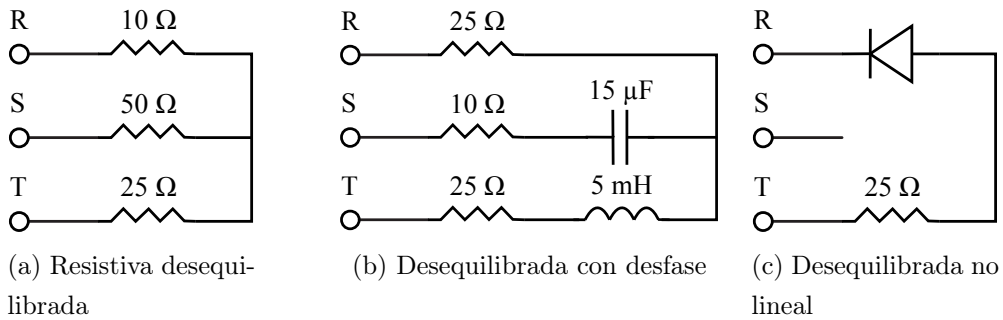


Figura 6.1: Cargas utilizadas en la tesis

6.5. Modelado del sistema

Para analizar el comportamiento de las técnicas de control propuestas en el capítulo 4, se hará trabajar el sistema como carga activa y como compensador. A la hora de implementar los componentes del sistema en el software de simulación, se han creado unos bloques que a continuación se describen:

- **Generador/red:** este bloque modela una red trifásica de potencia infinita. Permite la lectura de las tensiones y de las corrientes de red.
- **Carga Activa / compensador:** este bloque modela el puente trifásico de transistores IGBT con sus diodos en antiparalelo, las bobinas para su conexión a la red y el condensador en el que se fija su valor inicial de tensión a la tensión nominal.
- **Control 1M, 2M, 3M:** representa las rutinas de control descritas en esta tesis, sus parámetros de configuración son: la capacidad del condensador conectado al puente en Faradios, la inductancia de las bobinas en Henrios y la frecuencia de muestreo. Las entradas de control son: las consignas de las corrientes de las fases R y S del compensador, la consigna de la tensión en el condensador, las tensiones de red, las corrientes del compensador y la tensión en el condensador. Las salidas son: las seis salidas digitales para actuar sobre los interruptores del puente, una señal que indica si el sistema de control puede alcanzar la consigna en el siguiente periodo de muestreo y el modo de control utilizado.

La implementación del sistema actuando como carga activa se muestra en la figura 6.2. El perfil de corrientes que debe consumir la carga activa se crea en el bloque generador de consignas. A efectos de simulación sólo se analizará el comportamiento ante una consigna constante.

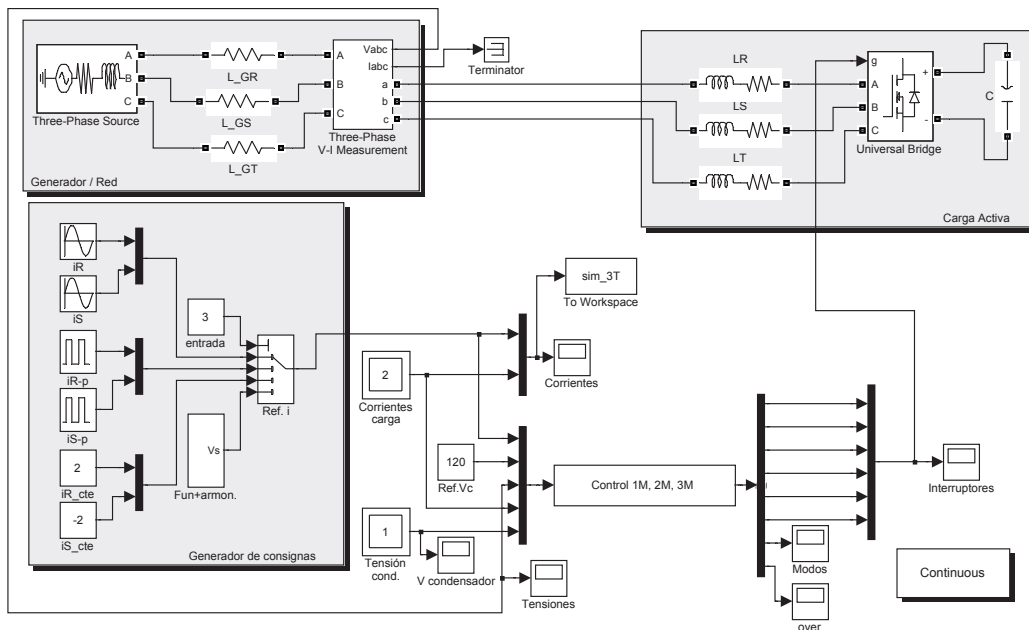


Figura 6.2: Modelo en Simulink como carga activa

La implementación del sistema como compensador se muestra en la figura 6.3. La consigna de la corriente, que debe suministrar la red, se genera en el bloque de consigna de corrientes de red. Esta consigna se ha estimado teniendo en cuenta que la tensión en el condensador tenga el mismo valor en dos instantes separados entre sí 20 ms. La diferencia entre la consigna anterior y la corriente de carga es la corriente que debe suministrar el compensador y es la que se pasa como consigna al módulo de control.

6.6. Simulación como carga activa

El propósito de este tipo de simulación es analizar el comportamiento del sistema de control ante un tipo determinado de consigna. La consigna utilizada ha sido

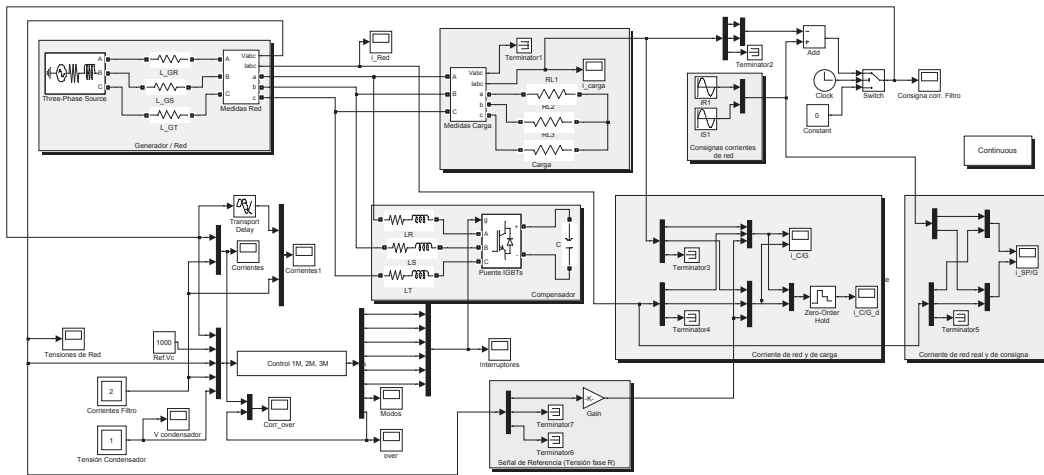


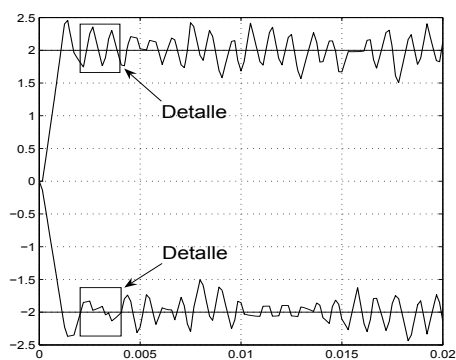
Figura 6.3: Modelo en Simulink como compensador

un escalón de intensidad constante y opuesto entre las fases R y S. Con este tipo de consigna, se pretende analizar el régimen transitorio y el régimen permanente. Debido a que el comportamiento del filtro se ve condicionado por las tensiones de red, se ha tomado un tiempo de simulación superior a dicho periodo.

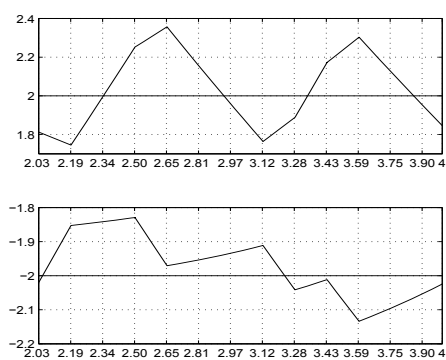
En la figura 6.4 se muestra la respuesta del filtro activo usando las estrategias de control descritas en el capítulo anterior, y en ellas se representa la consigna en corriente para las fases R y S, y los valores realmente inyectados por el filtro activo a la red. En las figuras de la derecha se muestra la respuesta a un escalón durante un periodo de 20ms , mientras que en las figuras de la izquierda se representa dicha respuesta en un periodo de 4ms , y en el que cada división horizontal equivale a un periodo de muestreo de $T = 156,25\text{ms}$.

A la vista de las figuras se observa que para una misma frecuencia de muestreo,

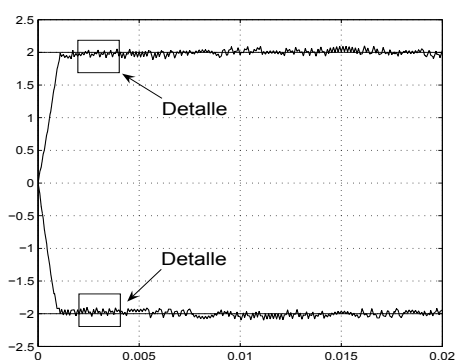
- El tiempo en llegar al régimen permanente es similar, ya que en todos los casos el control empleado ha sido el control en saturación. Este tiempo viene marcado fundamentalmente por el valor de la inductancia de la bobina.
- El control 1M es poco eficiente. En la figura 6.4b, se observa que el hecho de sólo poder aplicar un modo de operación en un periodo de muestreo limita bastante su respuesta, quedando patente en el gran rizado de la corriente.



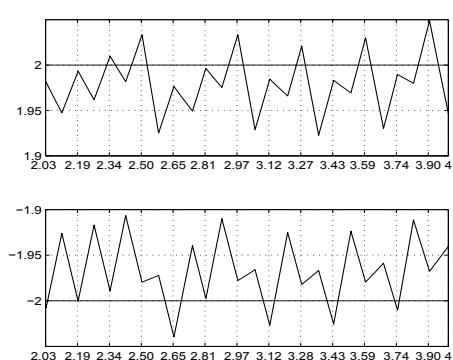
(a) Control 1M



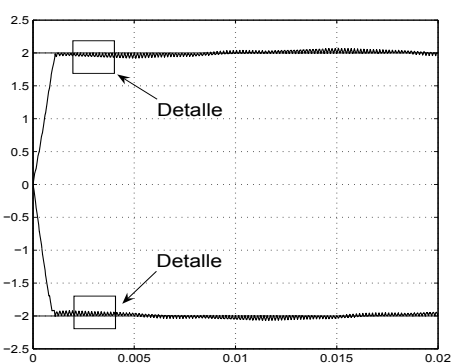
(b) Detalle control 1M



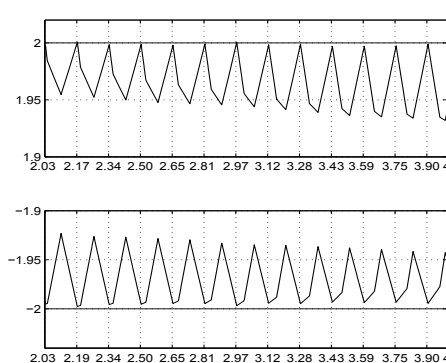
(c) Control 2M



(d) Detalle control 2M



(e) Control 3M



(f) Detalle control 3M

Figura 6.4: Comportamiento ante los distintos tipos de control

- El control 2M reduce drásticamente el rizado con respecto al control 1M, tal como se dedujo en el apartado 4.6. La figura 6.4d muestra que, al aplicar dos modos en un periodo de muestreo, se consigue que el compensador siga la consigna con menor rizado. Se observa que el sistema no alcanza la consigna al final del periodo de muestreo.
- En el control 3M, el rizado es menor que con el control 2M, como se demostró en el apartado 4.6, tal como se muestra en la figura 6.4f. Se observan los tres modos utilizados y que el sistema alcanza la consigna en ambas fases al final de cada periodo de muestreo, tal como se dedujo en el apartado 4.3.5. Como ya se comentó en el apartado 4.5, en esta tesis se ha usado el patrón de conmutación $0ab$, con lo que se observa que las corrientes no quedan centradas respecto a la consigna. Esto se habría corregido en el caso de haber utilizado cualquiera de los otros patrones descritos.

Tras la comparativa anterior, se observa que la mejor técnica de control es la 3M, que además es la que consume menor cantidad de recursos de programación. Por otra parte, el número de conmutaciones entre los controles 2M y 3M es similar, con lo que para la consigna estudiada, la técnica mejor valorada es la 3M.

6.7. Simulación del sistema como compensador

Una vez analizado el comportamiento del sistema como carga activa, en este apartado se realizarán las simulaciones de cada una de las tres técnicas de control descritas en el capítulo 4 para cada una de las cargas descritas en el apartado 6.4.

Como se comentó anteriormente, el objetivo del compensador, es que el conjunto carga - compensador se comporte como una carga equilibrada resistiva pura, es decir, con factor de potencia unidad, con los mismos valores eficaces de corriente en la tres fases y con el mínimo contenido en armónicos posible. Para ello, el compensador inyecta las corrientes necesarias para corregir las de la carga.

Por tanto, se mostrarán para las fases R y S las corrientes de carga a compensar (en línea punto - raya), las corrientes de red compensadas (en línea continua), y como señal de sincronismo la tensión en la fase R escalada (en línea de puntos).

En todas las simulaciones, durante los primeros 5 *ms* no se aplica control, y en ese instante se activa el modo de control analizado.

6.7.1. Simulación con carga resistiva desequilibrada

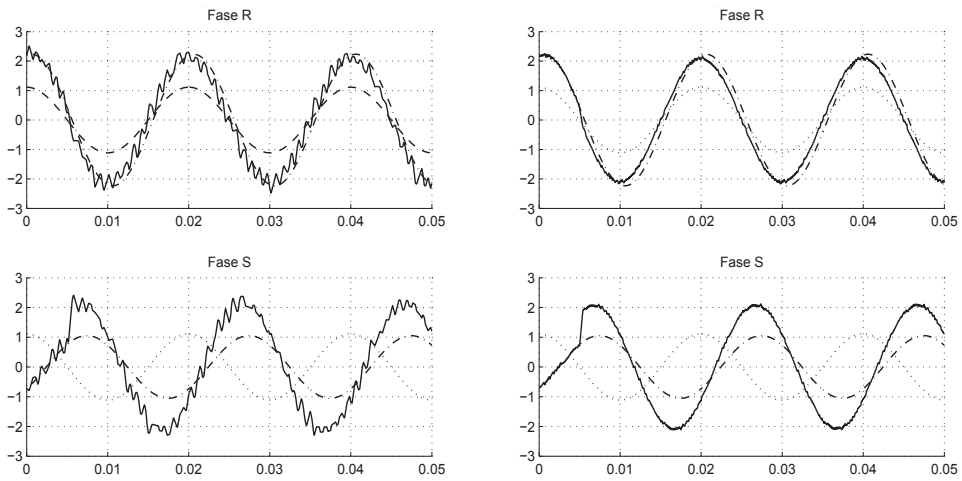
En este apartado se va a simular el comportamiento de los sistemas de control propuestos para una carga resistiva desequilibrada. Con esta carga lo que se pretende es analizar el comportamiento del sistema de control equilibrando las corrientes de las tres fases.

En la figura 6.5 se observa el comportamiento de las corrientes de red al aplicarle los distintos tipos de control propuestos, observándose:

- Al aplicar control en todos los casos, el sistema alcanza muy rápido su consigna, en el peor de los casos en menos de 0,8*ms*. Como se comentó anteriormente en todos los casos el control aplicado en este intervalo de tiempo es el control en saturación.
- Se observa nuevamente que el control 1M es el que genera más rizado.
- Apenas se observa diferencia entre los modos de operación 2M y 3M, generándose en ambos casos unas senoides de muy buena calidad.

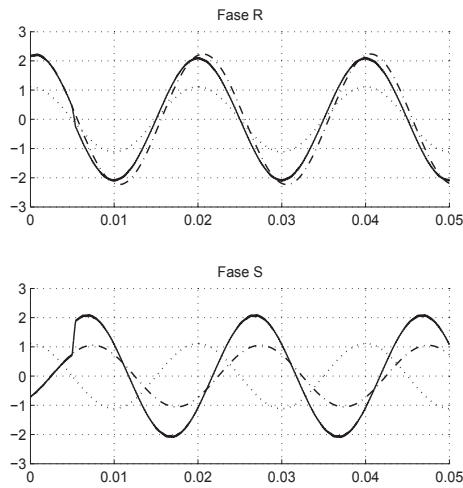
Por tanto, se observa un buen comportamiento de los controles 2M y 3M para la compensación de una carga desequilibrada y resistiva.

En la figura 6.6 se muestra el comportamiento de la tensión del condensador. Se observa que si la consigna de corriente de red se elige adecuadamente, la tensión en el condensador permanece casi constante en un periodo de tensión de red. También se puede apreciar que la hipótesis hecha, para la deducción del modelo matemático del compensador, de que la dinámica de la tensión en el condensador era mucho más lenta que la de las corrientes era correcta.



(a) Control 1M

(b) Control 2M



(c) Control 3M

Figura 6.5: Simulaciones con carga resistiva desequilibrada

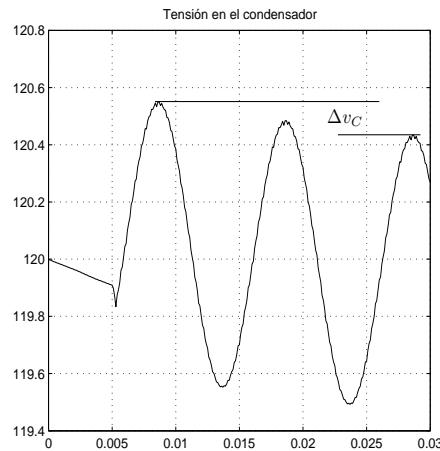


Figura 6.6: Tensión en el condensador durante la simulación

6.7.2. Simulación con carga desequilibrada y con desfase

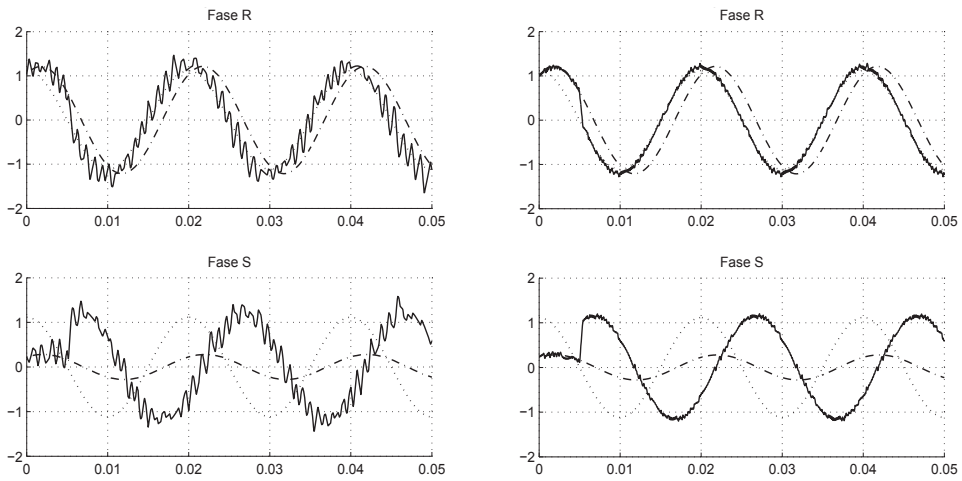
En este apartado se va a simular el comportamiento del sistema de control, con los tres controles propuestos para una carga desequilibrada y con desfase. Se analizará el comportamiento del sistema corrigiendo los desequilibrios y los desfases de las corrientes.

En la figura 6.7 se observa el comportamiento de las corrientes de red al aplicarle los distintos tipos de control propuestos. En todos los casos el sistema de control cumple con los requerimientos de generar un sistema trifásico equilibrado y con factor de potencia unidad en el lado de red.

Como en los casos anteriores, se observa que el control 1M es el control que genera mayor rizado en las corrientes de red. También se observa que el comportamiento del control 3M es ligeramente mejor que el control 2M, pero en ambos casos, se generan unas corrientes senoidales de gran calidad.

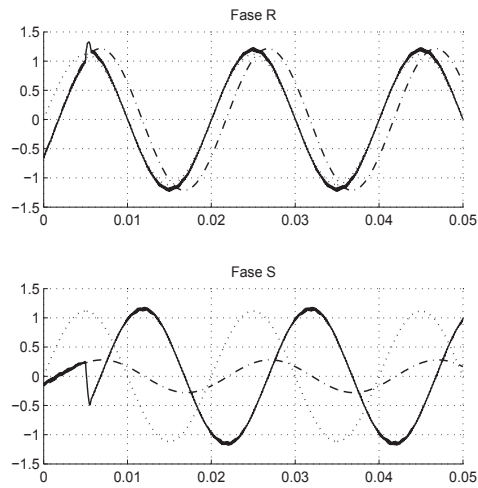
6.7.3. Simulación con carga desequilibrada no lineal

Como caso más extremo se propone la compensación de una carga no lineal y en la que, además, no pasa corriente por la fase S.



(a) Control 1M

(b) Control 2M



(c) Control 3M

Figura 6.7: Simulaciones con carga desequilibrada y con desfases

La simulación de dicha carga para los tres controles propuestos se muestra en la figura 6.8. En todos los casos se observa que los objetivos de compensación de corrientes, corrección del factor de potencia y disminución de armónicos se cumplen.

Al igual que en los casos anteriores, el control 1M es el que genera corrientes con mayor rizado. Se observa que el rizado de las intensidades del control 2M es ligeramente superior al del control 3M. Pero en ambos caso las corrientes de red compensadas tienen un comportamiento senoidal con muy bajo contenido de armónicos, en comparación con las corrientes de la carga.

La figura 6.8d muestra el perfil de corrientes generado por el compensador de corrientes con el control 3M, para la compensación de la carga analizada.

6.8. Conclusiones

La simulación del sistema de control, actuando como carga activa y como compensador, permite sacar una serie de conclusiones.

Cuando el sistema de control actúa como compensador, en todas las simulaciones se cumplen las premisas de generar tres corrientes con el mismo valor eficaz y con factor de potencia unidad.

El control 1M, para una misma frecuencia de muestreo, produce un rizado muy elevado en comparación con los otros tipos de control analizados.

El comportamiento del control 2M y 3M es similar, aunque el control 3M genera unas corrientes con rizado ligeramente menor. Debido a que el algoritmo 3M es menos complejo que el 2M, y teniendo en cuenta las simulaciones, el mejor control es el 3M.

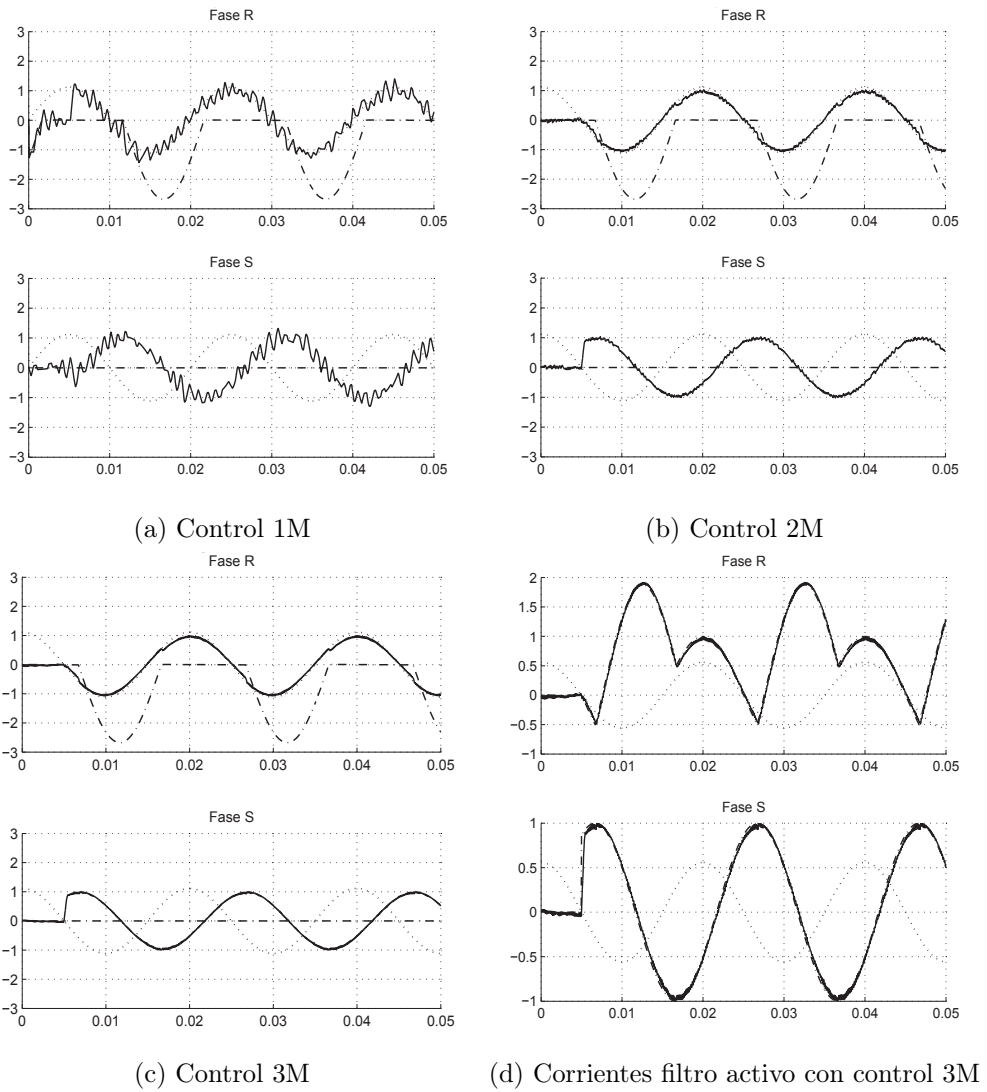


Figura 6.8: Simulaciones con carga desequilibrada no lineal

Capítulo 7

Prototipo

7.1. Introducción

En este capítulo se describirá el prototipo realizado para comprobar el funcionamiento del compensador y de los algoritmos de control propuestos.

7.2. Topología del prototipo

El prototipo, cuyo esquema coincide con el mostrado en la figura 5.1, consta de los siguientes módulos:

- **Módulo de control:** consta del controlador en el que se ha instalado el programa de control, que recibe información de sus entradas y genera las señales de salida para atacar el puente de IGBT.
- **Circuitos acondicionadores:** Todas las señales de entrada - salida se han aislado para proteger al controlador de faltas externas. Para ello se han diseñado: sensores de intensidad, de tensión, el detector de paso por cero, las salidas de ataque a los IGBT y las salidas digitales.
- **Etapa de potencia:** Está formada por: el puente de IGBT, el condensador, las bobinas que lo conectan a la red, las cargas y el circuito eléctrico que

conecta y desconecta el compensador de la red.

- **Equipos auxiliares:** entre ellos están las fuentes de alimentación y los equipos de medida como los polímetros, osciloscopios y el analizador de redes.

7.3. Parámetros de funcionamiento

El primer paso a la hora de definir el sistema de control es fijar los principales parámetros de funcionamiento del sistema, tanto los impuestos por la red eléctrica, como los elegidos para el sistema de control.

7.3.1. Red eléctrica

El prototipo se va a conectar al secundario de un transformador de 380/48 V de 2KVA, que va a suministrar una tensión compuesta, aislada de la red, de 48 V a una frecuencia de 50 Hz.

7.3.2. Frecuencia de muestreo

A la hora de elegir la frecuencia de muestreo se han tenido en cuenta varios factores. Por un lado, si se elige una frecuencia de muestreo elevada se complica bastante la comparación de las técnicas de control, ya que todos los sistemas comparados mejoran sus prestaciones al aumentar la frecuencia. Por otra parte si se elige una frecuencia muy baja puede no apreciarse con claridad la bonanza de los distintos métodos de control aplicados.

Teniendo esto en cuenta se ha optado por una frecuencia de muestreo cercana a los 5 kHz, es decir, 100 muestras por periodo. Como algunas rutinas del programa de control están optimizadas para un número de muestras por periodo potencia de dos, se ha optado por dividir el periodo en 128 muestras, con lo que se obtiene una frecuencia de muestreo de 6400 Hz y un periodo de muestreo de 156,25 μ s.

7.3.3. Corrientes máximas

El objetivo del prototipo es chequear que los métodos de control deducidos y simulados funcionan correctamente. Para ello es importante la elección de la corriente máxima que puede suministrar el compensador.

El uso de corrientes elevadas puede provocar graves desperfectos en el prototipo en caso de cualquier tipo de fallo en el sistema, por otra parte si las corrientes manejadas son muy pequeñas no se podrá apreciar con claridad el comportamiento del sistema de control.

Las simulaciones y cálculos demuestran que manejando corrientes no superiores a $5A$ y con los valores adecuados de las bobinas, es posible mostrar las posibilidades de los sistemas de control propuestos.

7.3.4. Tensión en el condensador

La tensión en el condensador, junto con el valor de las bobinas, fijan el máximo incremento de intensidad que puede generar el compensador en un periodo de muestreo [92, 35, 81].

Según las ecuaciones 2.10, el incremento de corriente en un periodo de muestreo, utilizando un solo modo, viene dado por,

$$\Delta i_R = \frac{T}{L} (v_R + \frac{v_C}{3} k_R) \quad (7.1)$$

$$\Delta i_S = \frac{T}{L} (v_S + \frac{v_C}{3} k_S)$$

En estas ecuaciones, las variables k pueden tomar valores de $[-2, -1, 0, 1, 2]$, por tanto si se analiza la ecuación de la fase R, y suponiendo que la tensión v_R está en su valor máximo v_{Rp} , la única manera de que el sistema pueda inyectar corrientes negativas es que $v_{Rp} < 2v_C/3$, como $v_{Rp} \approx 40V$ se tiene que $v_C > 60V$.

Por otra parte, la ecuación 3.20 relacionó los valores de la tensión en el condensador y la inductancia en la bobina, para que el compensador pudiera generar un sistema trifásico de corrientes senoidales. Suponiendo que la inductancia de la

bobina vale 40 mH (se calculará en el apartado 7.4.4), el valor de la tensión en el condensador para generar una corriente de $1,5\text{ A}$ de valor eficaz, es de $v_C = 120\text{ V}$.

7.4. Etapa de potencia

La etapa de potencia es la parte del compensador encargada de generar las corrientes y de la aparamenta necesaria para su conexión y desconexión de la red.

7.4.1. Cuadro eléctrico para la conexión del compensador

Este elemento es el encargado de conectar y desconectar el compensador de la carga a compensar.

El compensador se conecta a la carga a través de una bobina por fase. Entre estas bobinas y la carga se conectará este cuadro, tal como se muestra en la figura 7.1. En él se observa lo siguiente:

- Dispone de dos bornas por fase para la conexión con la carga, con la red y con el puente de interruptores. Su cometido es la conexión de los sensores de intensidad para la medida de las corrientes necesarias.
- Permite conectar y desconectar el compensador mediante pulsadores. Dispone de una señal conectada a una salida del controlador que, cuando está activa, permite que se cierre el puente con el pulsador correspondiente, y cuando se desactiva, desconecta el compensador en caso de estar conectado.
- Permite la conexión del compensador con la carga. Cuando se desconecta de ésta se cortocircuitan las bobinas para evitar sobretensiones.
- Dispone de una señal para indicar que el compensador está conectado.

7.4.2. Cargas

Las cargas se describieron en el apartado 6.4 y están compuestas por diodos y resistencias de potencia con sus correspondientes disipadores.

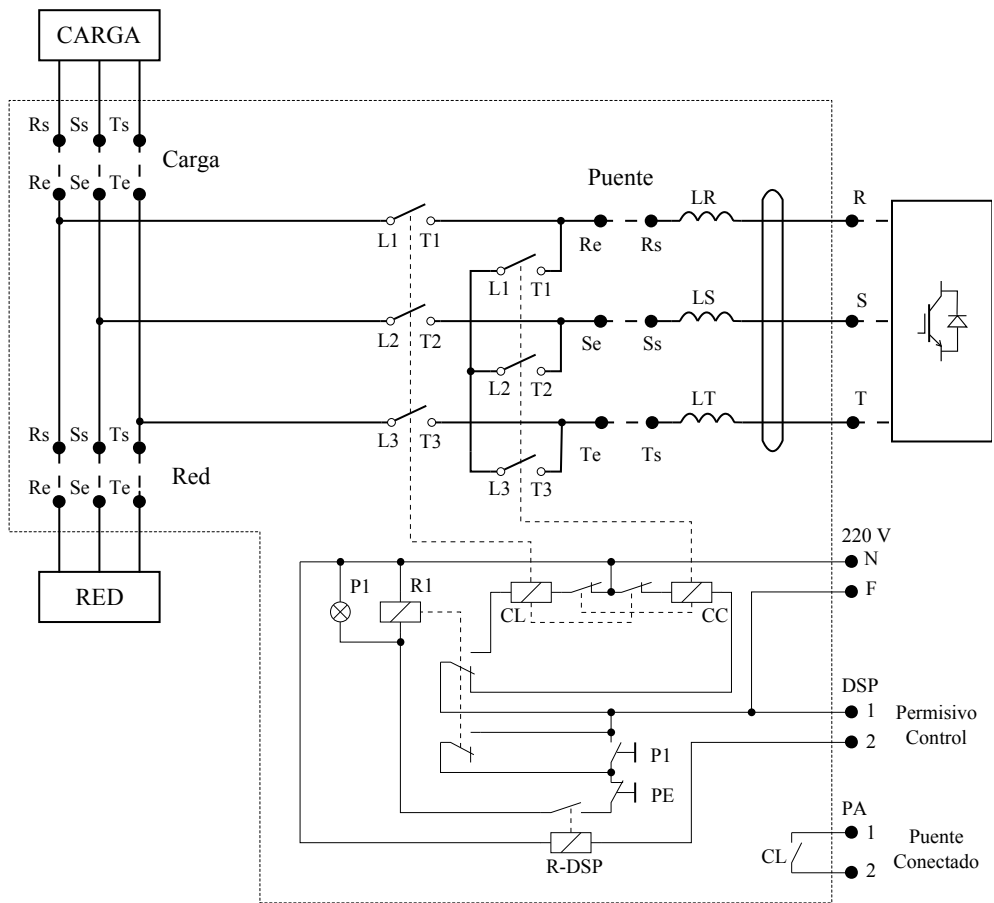


Figura 7.1: Control eléctrico del puente

7.4.3. Puente de IGBT

El puente es similar al descrito en la figura 2.4, en el que los interruptores se han sustituido por IGBT con diodos en antiparalelo. La implementación se ha llevado a cabo mediante el módulo compacto de la marca y modelo Semikron 08753450/197, con las siguientes características:

- **Ramas de IGBT:** cada rama está formada por un módulo Semikron SKM 50 GB 123 D formado por dos IGBT con sus diodos en antiparalelo, cuya tensión y corrientes máximas de trabajo son 1200 V y 40 A respectivamente.
- **Puente de diodos:** realizado con el módulo Semikron SKD 51/14.
- **Actuadores IGBT:** su función es acondicionar y aislar galvánicamente, las ordenes de 15 V de un equipo de control, para que tengan la potencia suficiente para atacar las puertas de los IGBT. Los módulos instalados son los Semikron SKHI 22A.
- **Condensador de potencia:** el módulo dispone de dos condensadores de $2,2\text{ mF}$ en serie y cada uno de ellos con una resistencia en paralelo de $22\text{ k}\Omega$. Esto se traduce en una capacidad equivalente de $1,1\text{ mF}$. Las resistencias en paralelo, se han puesto por seguridad y hacen que los condensadores se descarguen en dos o tres minutos cuando el puente no esté en funcionamiento. Estas resistencias no afectan al modelado del compensador, pero sí empeoran ligeramente su rendimiento.

7.4.4. Bobinas

Tal como se comentó en la sección 7.3.4, el valor de la inductancia de la bobina junto con la tensión en el condensador fijan la máxima variación en la corriente que el compensador es capaz de suministrar en un periodo de muestreo [93].

Partiendo de la ecuación 7.1, tomando la ecuación del incremento de corriente en la fase R y suponiendo que la tensión en la fase R tiene su valor máximo $v_{Rp} \approx 40\text{ V}$, que la tensión en el condensador vale $v_C = 120\text{ V}$, suponiendo el valor de k máximo $k_R = 2$ y fijando el valor del incremento de corriente máximo a $0,5\text{ A}$,

se obtiene un valor de $L = 37 \text{ mH}$ que se aproximará a $L = 40 \text{ mH}$. Con este valor de la bobina, y aplicando los valores de $k = 2$ y $k = -2$ a la ecuación anterior, se obtienen unos valores de incremento de corriente en la fase R acotados entre $[-0,16 \dots 0,47 \text{ A}]$, que ofrecen un buen margen de control. Teniendo en cuenta que las corrientes en el sistema se han diseñado para no sobrepasar los 5 A , y además, al tipo de control a aplicar, se ha optado por instalar bobinas de $L = 40 \text{ mH}$, con una corriente nominal de 7 A y una resistencia en corriente continua de $0,6 \Omega$.

7.5. Circuitos acondicionadores

Son circuitos electrónicos diseñados específicamente para conectar el controlador con la parte de potencia; por ello, todos disponen de separación galvánica, y aparte, realizan las funciones que se describen en los siguientes apartados.

7.5.1. Sensores de corriente de efecto Hall

Su misión es la de convertir la corriente medida con un sensor de efecto Hall (LEM LA 25-NP) en una tensión adaptada a las entradas analógicas del controlador. Permite en un determinado rango el ajuste de la ganancia y offset mediante potenciómetros.

Hay instalados dos sensores para la medida de las corrientes de las fases R y S del compensador, con un tarado de $(-7,5 \dots 7,5 \text{ A}) = (0 \dots 3 \text{ V})$. Su esquema se puede ver en la figura 7.2.

7.5.2. Sensores de corriente magnetoresistivos

Se ha optado por el uso de estos sensores, debido a que se disponía de dos sensores de efecto Hall, y se quiso analizar el comportamiento de otro tipo de sensores de corriente. El resultado de ambos sensores ha sido muy satisfactorio.

Su función y tarado es idéntico a la del sensor anterior, pero utilizando un sensor magnetoresistivo (Bell NT-5). Hay instalados dos sensores para la medida

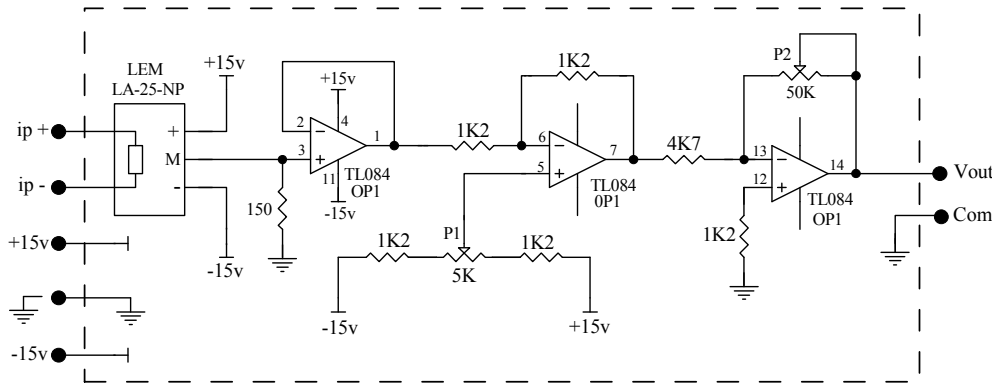


Figura 7.2: Sensor de corriente de efecto Hall

de las corrientes de las fases R y S de la carga. Su esquema se muestra en la figura 7.3.

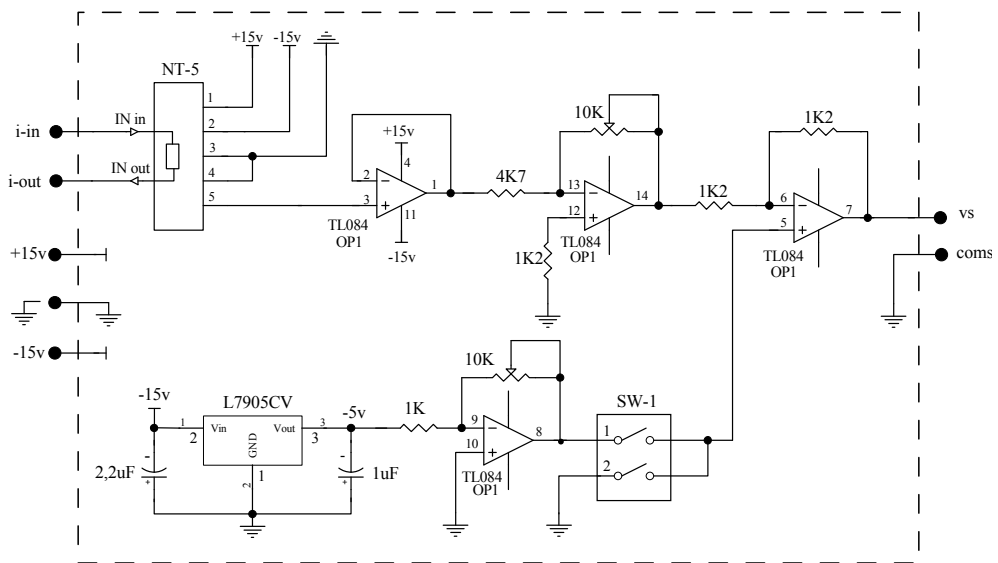


Figura 7.3: Sensor de corriente magnetoresistivo

7.5.3. Sensores de tensión

Su misión es la de adaptar los niveles de tensión de la parte de potencia a una tensión de salida ajustable adaptada a la del controlador.

La placa diseñada tiene una serie de características:

- La alimentación de la placa se toma de la alimentación conectada a la parte de control. Con ella se ha alimentado una fuente cc-cc aislada de 3W para la electrónica de la parte de potencia.
- La señal generada en la zona de potencia es transmitida a la zona de control a través de un optoacoplador lineal IL-300.
- Para tensiones desde 1 V a 1 kV dispone de una entrada (seleccionable mediante microinterruptores) con un divisor de tensión por décadas.
- La entrada para tensiones menores que 1 V es seleccionable mediante microinterruptores, y su ganancia es ajustada mediante potenciómetros.
- El rango de las tensiones de salida es ajustado mediante los potenciómetros de ganancia y offset.

Para el prototipo se ha ajustado el rango de la tensión de salida a ($0 \dots 3 V$) y el rango de las tensiones para las fases R, S y T de ($-150 \dots 150 V$) y para la tensión en el condensador de ($0 \dots 200 V$). Su esquema electrónico se puede ver en la figura 7.4.

7.5.4. Detector de paso por cero

Para la sincronización de algunos algoritmos del controlador, en cada periodo de la tensión de red, es necesario disponer de una señal que se active una vez cada periodo. La señal escogida es el paso por cero ascendente de la tensión en la fase R.

El circuito 7.5 activa su salida cuando la tensión en la fase R se hace positiva y se desactiva cuando se hace negativa. Esta señal ataca a una entrada especial del controlador, que genera una interrupción para fines de sincronización.

7.5.5. Aislador PWM

Las salidas del controlador son salidas de escasa potencia y con una tensión de $0 \dots 3 V$. Estas salidas deben atacar a los actuadores de los IGBT, que necesitan

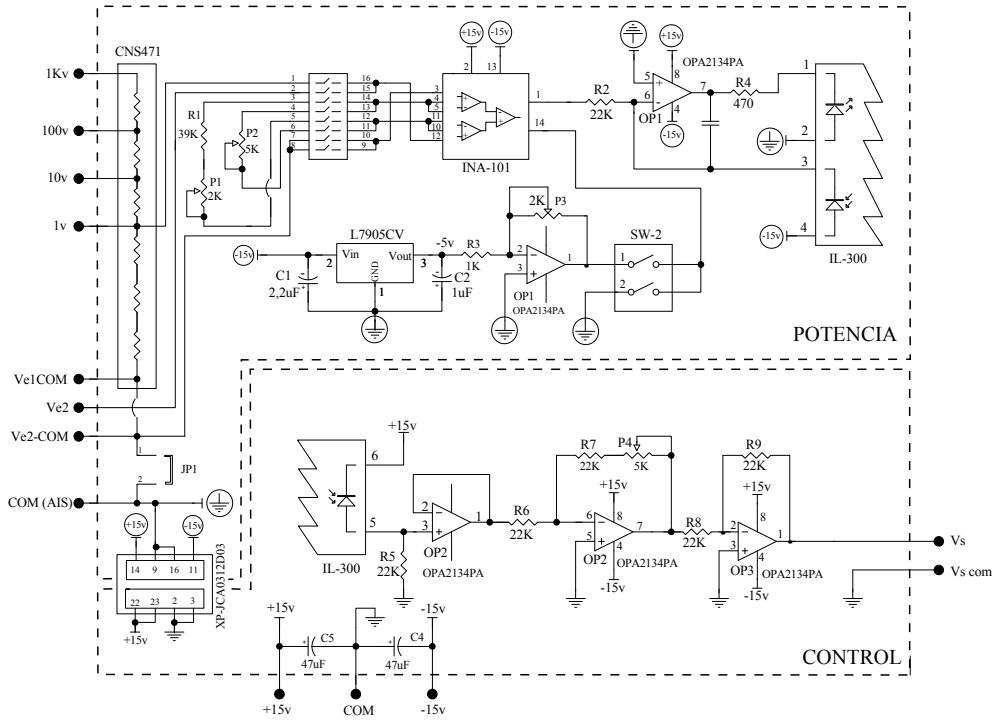


Figura 7.4: Sensor de tensión

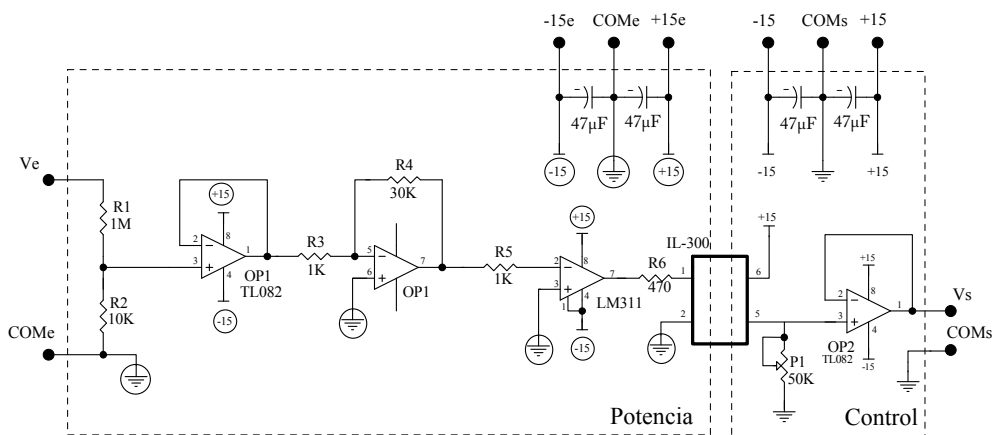


Figura 7.5: Detector paso por cero

tensiones de escasa potencia pero en un rango de $0 \dots 15 V$.

El chip ADuM 1233 de Analog Devices, convierte trenes de pulsos de pequeña potencia de hasta $5 MHz$, desde unos niveles de tensión de $0 \dots 3 V$ a otros de $0 \dots 15 V$. Cada chip puede manejar dos canales y por tanto los actuadores de una rama del puente de IGBT. El esquema electrónico se muestra en la figura 7.6, donde se observan los condensadores para proteger al chip de descargas electrostáticas.

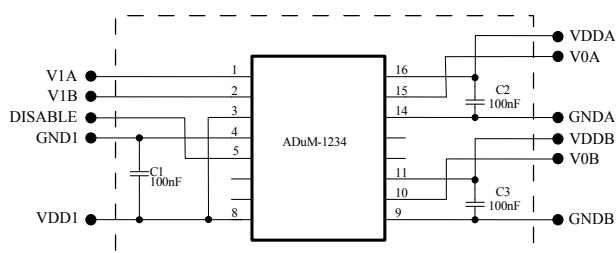


Figura 7.6: ADuM 1234

7.5.6. Salidas tipo relé

Las salidas del controlador son salidas de escasa potencia y con una tensión de $0 \dots 3 V$. Para que estas salidas puedan actuar sobre algún elemento externo, se hace necesario aislarlas galvánicamente.

El circuito 7.7 hace uso de la baja energía necesaria para activar los fotodiodos de un optoacoplador IL-300. Cuando la entrada v_{in1} se activa, se genera una tensión a la salida del IL-300 que, amplificada, activa un relé cuyos contactos tienen ya bastante potencia, como para actuar sobre algún elemento externo.

7.6. Equipo auxiliar

Está formado por las fuentes de alimentación y los equipos para la toma de datos, como son los osciloscopios y el analizador de redes.

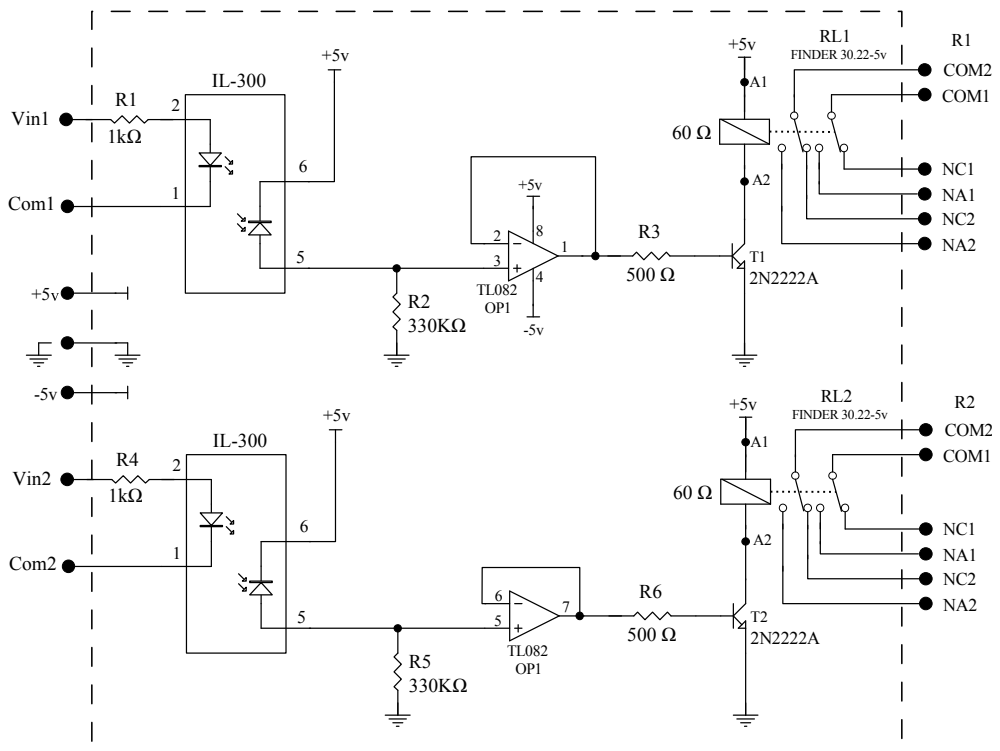


Figura 7.7: Relé optoacoplado

7.6.1. Fuentes de alimentación

Se han usado las siguientes fuentes de alimentación:

- Promax FAC-662B con un rango de tensión de $0 \dots 30 V$ y una corriente máxima de $1 A$.
- Hewlet Packard E3630A con una salida de $0 \dots 6 V$ y una corriente máxima de $2,5 A$, y otras dos salidas de $0 \dots \pm 20 V$ y una corriente máxima de $0,5 A$.

7.6.2. Osciloscopios

Se han utilizado tres osciloscopios Hewlet Packard E3630A con tarjeta de comunicación HP-IB conectada a un PC para almacenar los datos del prototipo. También se ha hecho uso del trigger externo para sincronizar las capturas de datos.

7.6.3. Analizador de redes

Se ha utilizado un analizador de redes Fluke 435 Power Quality Analyzer, para la medida de los parámetros (armónicos, desequilibrio y potencias), de la carga sin compensar y compensada con los distintos algoritmos de control.

7.7. Controlador

El equipo de control utilizado ha sido la tarjeta eZdsp F2812 desarrollada por la compañía Spectrum Digital, Inc, basada en el DSP (Digital Signal Processor) TMS320F2812 de la compañía Texas Instruments. Sus características más destacables se resumen a continuación:

- Tecnología CMOS.
 - Frecuencia de trabajo: 150 MHz ($6,67 \text{ ns}$).
-

- Alimentación: 1,8V @ 135MHz, 1,9V @ 150MHz, 3,3V I/O.
- Estándares de depuración JTAG (IEEE Standard 1149.1-1990, IEEE Standard Test-Access Port).
- CPU: 32 bit, Operaciones MAC 16x16 y 32x32 bit, Operaciones duales MAC 16x16 bit, Arquitectura Harvard, Operaciones atómicas.
- Chip de memoria: Flash (128k x 16), ROM (128k x 16), OTP ROM (1k x 16), L0 y L1 (2 bloques de 4k x 16) (SARAM), H0 (1 bloque de 8k x 16) (SARAM), M0 y M1 (2 bloques de 1k x 16) (SARAM).
- Boot ROM: 4k x 16.
- Interrupciones externas: 3.
- Bloque de interrupciones periféricos: 45.
- Temporizadores: CPU (3 x 32 bit), EVA y EVB (4 x 32 bit).
- Dos gestores de eventos: EVA y EVB (PWM).
- Puertos serie: SPI, 2 x SCI, eCAN, McBSP.
- Canales ADC: 12 bit, 16 canales.
- Entradas y salidas con rangos de (0 ... 3 V).

7.8. Programación

La programación se ha llevado a cabo utilizando el paquete Code Composer Studio v3.1 desarrollado por Texas Instruments para la programación de sus controladores.

El programa ha sido desarrollado en C. Consta de las rutinas de parametrización necesarias para la configuración de las distintas unidades del DSP, y de las rutinas del programa de control.

Dentro de las rutinas del programa de control existen tres tipos:

- **Rutinas de control (R-C):** se ejecutan justo antes del comienzo de un periodo de muestreo y son las encargadas de decidir los modos a aplicar en dicho periodo.
- **Rutinas que se ejecutan cada periodo de muestreo (R-T):** realizan las tareas de rutinas de seguridad, cálculos intermedios de potencias, transformadas de Fourier, cálculo de fases de la señal, generación de la consigna de corrientes, etc.
- **Rutinas que se ejecutan al paso por cero de la tensión (R-PPC):** con los datos recopilados en las rutinas anteriores, se calcula el valor de la transformada de Fourier, potencia consumida por la carga, cálculo de la corriente demandada por la red, frecuencia de la red, cálculo de la corrección en corriente demandada por la red debido al PID de tensión en el condensador. Además se resetean los contadores de fase para generar las consignas senoidales.

En la figura 7.8, se muestra el cronograma de ejecución de los distintos tipos de rutinas. Los instantes marcados con $(k+n)T$ indican el inicio de un periodo de muestreo. Al comienzo de cada periodo de muestreo se ejecutan las rutinas R-T y en caso de que haya habido un paso por cero en el periodo de muestreo anterior, además se ejecutan las rutinas R-PPC. Un tiempo δT antes de terminar el periodo de muestreo, se ejecutan las rutinas R-C, de manera que esté lista la programación de las salidas PWM antes del comienzo del siguiente periodo de muestreo.

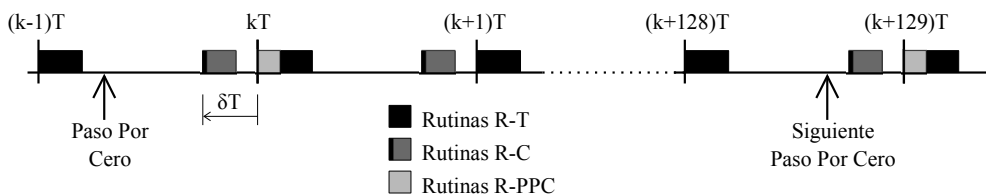


Figura 7.8: Ejecución de rutinas en el periodo de muestreo

En los siguientes apartados, se describirá brevemente cada una de las rutinas, cuyo código fuente se muestra en los anexos.

7.8.1. Configuración del hardware

Las unidades de salida en modulación por ancho de pulso, así como los temporizadores utilizados para la sincronización de las rutinas, son manejadas por la unidad de eventos A, cuya base de tiempos se ha programado a $0,213 \mu s$. El contador de temporización aumenta su cuenta cada vez que se cumple el tiempo anterior, siendo 734 el número de cuentas de un periodo de muestreo de $156,25 \mu s$.

Otra unidad a configurar es la de interrupciones donde se han programado las siguientes:

- **Periodo de muestreo:** cada comienzo del periodo de muestreo se activa una interrupción para la ejecución de las rutinas R-T, se resetea el contador del temporizador y se carga la programación de las salidas PWM en sus unidades correspondientes.
- **Ejecución de la rutina de control:** cuando el contador del temporizador llegue a 650 ($18 \mu s$ antes de acabar el periodo de muestreo de $156,25 \mu s$), se activa esta interrupción para ejecutar las rutinas R-C, de manera que, antes de activarse la interrupción del periodo de muestreo, estén listos para cargarse los parámetros de las salidas PWM.
- **Detección de paso por cero:** cada vez que la entrada digital asociada con la tarjeta electrónica de detección de paso por cero se active, se ejecuta esta interrupción y se memoriza además el estado del contador del temporizador. Esta señal es crucial para la sincronización de las consignas de control.

El conversor analógico digital se ha programado para una conversión secuencial y continua.

7.8.2. Lectura de entradas analógicas

Esta rutina se encarga de la lectura y escalado de las señales analógicas. La calibración de estas entradas se ha realizado inyectando la señal real a medir en el sensor, y haciendo que el valor en el programa coincida con ese valor. Las señales

medidas son: tensiones R, S y T, tensión en el condensador y corrientes de las fases R y S, tanto del compensador como de la carga. Se ejecuta dentro de las rutinas R-C y R-T.

7.8.3. Tensión en el condensador

Esta rutina comprueba que la tensión en el condensador se encuentre dentro de unos límites, en caso contrario activa una señal que inhibe los controles de intensidad y activa el control de tensión del condensador. Esta señal se activa cuando $v_C < 100 V$ o $v_C > 140 V$ y se rearma cuando $110 V < v_C < 130 V$. Se ejecuta dentro de las rutinas R-T.

7.8.4. Generador de fase (PLL)

Esta rutina es la encargada de generar la fase en sincronismo con la tensión de la fase R en cada periodo de muestreo. Para su implementación existen dos tipos de algoritmos:

- Los que calculan la fase en cada periodo de muestreo, en función del valor de las tensiones de red en cada instante, y generalmente aplicando las transformaciones de Park y Clarke [94, 95, 96, 67].
- Los que sincronizan el cero de la fase con el paso por cero de la tensión de red, y la van generando suponiendo que la frecuencia de la red permanece constante [97, 98]. Este método es el utilizado, debido a la buena calidad de la onda de tensión y a la estabilidad de la frecuencia de red.

El algoritmo utilizado realiza, a cada paso por cero ascendente de la tensión de la fase R, las siguientes funciones:

- Recalcula la frecuencia de la red teniendo en cuenta el anterior paso por cero.
 - Resetea el valor de la fase y se calcula el incremento de fase en cada periodo de muestreo.
-

La ejecución como rutina R-T genera la fase para el uso en otras rutinas, mientras que la ejecución como rutina R-PPC sincroniza la fase con la tensión de red y recalcula la frecuencia de red.

7.8.5. Transformada de Fourier

La función de esta rutina es el cálculo del valor pico de la tensión de red. Se han analizado dos tipos de algoritmos para ser implementados en el controlador, cuyas características son las siguientes:

- Máxímetros: estos algoritmos se basan en el análisis de la onda para calcular los valores máximos y mínimos en un periodo de tiempo [99, 100].
- Transformada de Fourier: estos algoritmos realizan un análisis espectral de la onda en un periodo de la onda fundamental y extraen de ella las componentes en la frecuencia fundamental y sus múltiplos [101, 102].

Se ha optado por el cálculo del valor pico de la componente fundamental utilizando la teoría de la transformada de Fourier, debido a que las tensiones leídas por el controlador tienen ruidos que pueden dar falsos máximos y mínimos, y también, debido a que el algoritmo propuesto es muy sencillo y robusto.

Como lo que se pretende es calcular sólo la componente fundamental de la onda, lo que se ha hecho es ponderar la tensión de la fase R, durante cada paso por cero ascendente de la onda de tensión, con una onda senoidal y con este valor calcular el valor pico de la tensión mediante la fórmula,

$$v_p = 2 \frac{\sum_{n=0}^{127} v_R \operatorname{sen} \frac{2\pi}{128} n}{128} \quad (7.2)$$

Esta ecuación se basa en el hecho de que el número de muestras entre dos pasos por cero a 50 Hz es de 128.

La ejecución como rutina R-T calcula los valores acumulados del sumatorio, mientras que la ejecución como rutina R-PPC calcula la componente fundamental.

7.8.6. Energía y potencia

Esta rutina calcula la energía activa consumida por la carga en cada periodo de muestreo, suponiendo constantes las tensiones e intensidades de carga.

La energía consumida por la carga durante un periodo de muestreo T viene dada por la ecuación [103, 104],

$$E = [v_R i_R + v_S i_s + v_T (-i_R - i_S)] T \quad (7.3)$$

La ejecución como rutina R-T calcula la energía consumida por la carga desde el último paso por cero.

La potencia consumida por la carga es la energía consumida por segundo. Por tanto, el valor de energía de un periodo de tensión de red $T_{50} = 1/50 = 20ms$ habrá que multiplicarlo por cincuenta.

La rutina R-PPC, toma el valor acumulado de la energía desde el anterior paso por cero hasta el actual, y lo multiplica por cincuenta para obtener la potencia. Además pone a cero el contador de energía acumulada.

7.8.7. Intensidad de red

Para el cálculo de la intensidad que debe suministrar la red, en primer lugar, se hará un cálculo bastante aproximado haciendo un balance energético entre la energía que consume la carga y la que debe generar la red [105, 106, 107, 108]. Este valor obtenido se corregirá con un control PID aplicado a la diferencia entre la tensión en el condensador y su consigna.

La potencia tomada como base, para el cálculo de la corriente de red, es la consumida por la carga en el periodo de red anterior. Suponiendo un sistema trifásico equilibrado de tensiones, y que las corrientes de red tengan el mismo valor eficaz y desfase nulo. La potencia en valores pico de la tensión y la intensidad vale,

$$P = 3v_{fn}i'$$

Donde v_{fn} es el valor eficaz de la tensión simple de red e i' el valor eficaz de

la corriente. Para mayor comodidad se trabajará en valores pico, con lo que la ecuación anterior queda de la forma.

$$P = 1,5v_p i'_p \Rightarrow i'_p = \frac{P}{1,5v_p} \quad (7.4)$$

Donde el valor i'_p es el valor de pico teórico sin corregir que tendría que suministrar la red para alimentar la carga. Esta rutina es del tipo R-PPC.

7.8.8. Corrección de intensidad de red por tensión en condensador

Un método bastante usual para el cálculo de la intensidad de red consiste en calcularla mediante un balance energético de potencias, y corregirla mediante un control PI con la señal de error entre la tensión del condensador y su consigna [109, 110].

Teniendo en cuenta que aumentando la consigna de corriente de red aumenta la tensión en el condensador y viceversa, el control propuesto tendrá como señal de error la consigna de tensión en el condensador menos su tensión. Dicho error se hará pasar por un filtro PI digital y se sumará a la consigna, calculada en el apartado anterior, para obtener la consigna definitiva.

A la hora de implementar el filtro PI, se han tenido en cuenta los siguientes aspectos:

- Se ha limitado la corrección de intensidad por el filtro PI en los límites $[-0,5A \dots 0,5A]$, con el fin de evitar inestabilidades.
- Con una tensión de error de tres voltios, la parte proporcional del control satura la salida del filtro.
- Con un error de un voltio, la parte integral satura la salida del controlador en cuatro periodos de tensión de red.

Los valores anteriores han sido la base para la sintonización del filtro PI, habiéndose realizado con el compensador en funcionamiento algún ajuste adicional. Esta rutina es una rutina R-PPC.

7.8.9. Consigna de intensidad del compensador

Esta rutina es la encargada de generar la consigna de las corrientes de red en las fases R y S al final del siguiente periodo de muestreo y también las consignas para el compensador.

Para el cálculo de las consignas de corriente que debe suministrar la red, se parte del valor de la intensidad de pico de red calculada en el apartado anterior, del valor de la fase suministrado por la rutina generadora de fase y de la función seno que ha sido tabulada para aumentar la velocidad de cálculo del controlador.

Una vez calculadas las consignas de las corrientes de red, las consignas de las corrientes del compensador se calculan, restando de la consigna anterior, el valor de la corriente de carga en el instante actual. Esta consigna es la que debe seguir el sistema de control. Esta rutina es del tipo R-T.

7.8.10. Parada sistema de control

Como se comentó anteriormente, el controlador dispone de una salida que permite conectar el compensador a la red mediante un pulsador ubicado en el cuadro eléctrico. Dicha salida también permite, en caso de anomalía en el sistema, que el compensador se desconecte de la red.

La única condición que hace que el compensador se desconecte de la red es que la tensión en el condensador supere un valor determinado, que se ha fijado en 190 V; esto se hace mediante una rutina tipo R-T.

7.8.11. Control de la tensión en el condensador

Este control se aplica cuando la tensión en el condensador está fuera del rango marcado en el apartado 7.8.3, y sólo tiene en cuenta mantener la tensión del condensador en su consigna. Es una rutina del tipo R-C.

El control se basa en la solución del modelo en tiempo discreto para la tensión en el condensador dada por la ecuación 2.13. Se observa que como el sistema sólo tiene siete modos de operación, los valores de la tensión en el condensador al final

del periodo de muestreo en función del modo de operación m vienen dados por la ecuación,

$$v_C(K+1, m) = v_C(K) + \frac{T}{C} (k_{Rv}(m) i_R(K) + k_{Sv}(m) i_S(K)) \quad (7.5)$$

Creando una función de error que tome el valor absoluto de la diferencia entre la tensión anterior y el valor de consigna v_C^* , se tiene

$$e_{vc}(K+1, m) = |v_C(K+1, m) - v_C^*| \quad (7.6)$$

El algoritmo de control propuesto consiste en aplicar en el siguiente periodo de muestreo el modo que minimice la función de error anterior.

7.8.12. Cálculo Sector

Con el valor de consigna de la intensidad de compensador y los valores de tensión e intensidad leídos, se calcula la intensidad de consigna modificada según la ecuación 3.3. Utilizando el procedimiento descrito en el apartado 4.3.2, se calcula el sector del plano fase en el que se encuentra la intensidad de consigna modificada, y si está dentro o fuera del hexágono de control. Se trata de una rutina tipo R-C.

7.8.13. Control 1M

Con los valores obtenidos en el apartado 7.8.12 se calcula acorde al algoritmo deducido en el apartado 4.3.3 el modo a aplicar en el siguiente periodo de muestreo. Esta rutina es del tipo R-C.

7.8.14. Control 2M

Con los datos obtenidos en el apartado 7.8.12 se calcula acorde al algoritmo deducido en el apartado 4.3.4 los modos a aplicar en el siguiente periodo de muestreo, así como su factor de troceo. Esta rutina es del tipo R-C.

7.8.15. Control 3M

Con los datos obtenidos en el apartado 7.8.12 se calcula acorde al algoritmo deducido en el apartado 4.3.5 los modos a aplicar en el siguiente periodo de muestreo, así como sus factores de troceo. Esta rutina es del tipo R-C.

7.8.16. Control en saturación

Cuando la corriente de consigna modificada cae fuera del hexágono de control, el punto de consigna no puede ser alcanzado en un periodo de muestreo y los controles anteriores no tienen validez. Por tanto, es necesario aplicar el control en saturación que se describe a continuación.

En la sección 4.3.2 se dedujo el sector en el que se encontraba el punto de consigna y si este se encontraba dentro o fuera del hexágono. Si dicho punto $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ se encuentra fuera del hexágono de control, entonces tomando los tiempos dados por la ecuación 4.7, se aplicará el primer modo un tiempo $T_1 = dT$ y el segundo un tiempo $T_2 = (1 - d)T$, donde T es el periodo de muestreo y d viene dado por la siguiente ecuación,

$$d = \frac{T_a}{T_a + T_b} \quad (7.7)$$

La figura 7.9 muestra el punto de consigna $\hat{\mathbf{i}}^*(T)$ y el punto que realmente alcanza el sistema $\hat{\mathbf{i}}^c(T)$. Se observa que el sistema de control no puede alcanzar nunca el punto de consigna y que el estado alcanzado y el deseado se encuentran alineados con el origen de coordenadas.

Se observa que la aplicación de este método, casi no ocupa recursos de máquina, ya que la información necesaria para el cálculo de sus parámetros ha sido obtenida con anterioridad. Es una rutina del tipo R-C.

7.8.17. Control interruptores

Las rutinas de control descritas anteriormente marcan los modos y factores de troceo a aplicar en el siguiente periodo de muestreo. Con esta información esta

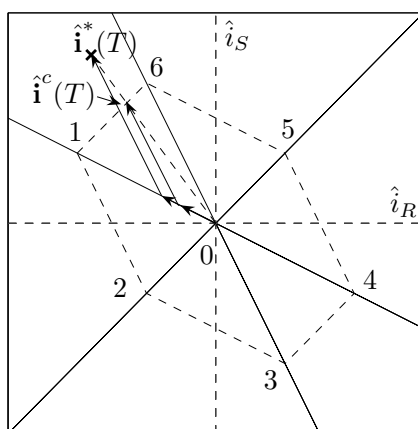


Figura 7.9: Algoritmo cuando la consigna está fuera del hexágono

rutina del tipo R-C precarga los valores de programación de la unidad PWM, para que sean aplicados en el siguiente periodo de muestreo.

7.9. Ejecución del programa

En el apartado anterior se definieron las rutinas de que consta el programa instalado en el controlador. En este apartado, se mostrará mediante diagramas de flujo el funcionamiento de este programa.

El programa consta de cuatro rutinas: el programa principal y las interrupciones de periodo, control y paso por cero.

Cuando el controlador pasa al estado de ejecución, la primera rutina en ejecutarse es el programa principal, cuyo diagrama de flujo se observa en la figura 7.10. Su cometido es configurar el hardware, inicializar variables y configurar y activar las interrupciones. Se ejecuta una sola vez.

Una vez haya pasado el sistema a estado de ejecución, las rutinas se ejecutan mediante interrupciones: dos de ellas temporizadas y otra activada por una entrada externa.

La señal de sincronización con la tensión de red es fundamental para el correcto funcionamiento de las rutinas. Esta señal es generada por una tarjeta electrónica

que detecta el paso por cero ascendente de la tensión en la fase R. Esta señal es cableada a una entrada del controlador que lleva asociada una interrupción, cuyo programa activa un flag y memoriza el estado del contador de tiempo. Su diagrama de flujo se muestra en la figura 7.11.

La interrupción por periodo se ejecuta al comienzo de cada periodo de muestreo, en ese instante la unidad PWM se carga automáticamente con la programación dada por la interrupción de control. Su diagrama de flujo se muestra en la figura 7.12 y se observa que su función es leer las entradas analógicas, generar las consignas para la interrupción de control y chequear que la tensión en el condensador se encuentra dentro de sus límites.

Por último, la interrupción de control se ha programado para que se ejecute un tiempo antes que la interrupción de periodo de manera que en el caso más desfavorable tenga lista la programación de las salidas PWM a aplicar en el siguiente periodo de muestreo. Esta rutina aplica los modos de control propuestos, salvo que la consigna esté fuera del hexágono de control en que se aplica el control en saturación, o que la tensión en el condensador se encuentre fuera de límites en que se aplica el control de la tensión en el condensador. Su diagrama de flujo se muestra en la figura 7.13.

7.10. Arranque y parada del compensador

Para arrancar el compensador, en primer lugar se debe arrancar el controlador y a continuación conectarlo a la red a través del cuadro eléctrico descrito en el apartado 7.4.1. En un primer momento, actuará el control de tensión en el condensador hasta que la tensión en el condensador llegue a su valor correcto, a continuación actuará el control en saturación hasta llevar al sistema a un valor próximo a su consigna y finalmente actuará el modo de operación seleccionado en el arranque del controlador.

El compensador se puede parar manualmente pulsando la parada de emergencia en el cuadro eléctrico, o automáticamente si el controlador detecta que la tensión en el condensador está por encima de un valor de seguridad. Esto hace que se desconecte el compensador de la red y sus bobinas queden cortocircuitadas para

Programa Principal

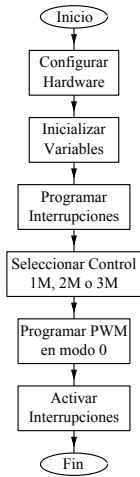


Figura 7.10: Diagrama de flujo del programa principal

Interrupción Paso Por Cero

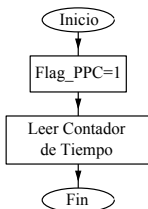


Figura 7.11: Diagrama interrupción paso por cero

Interrupción Periodo

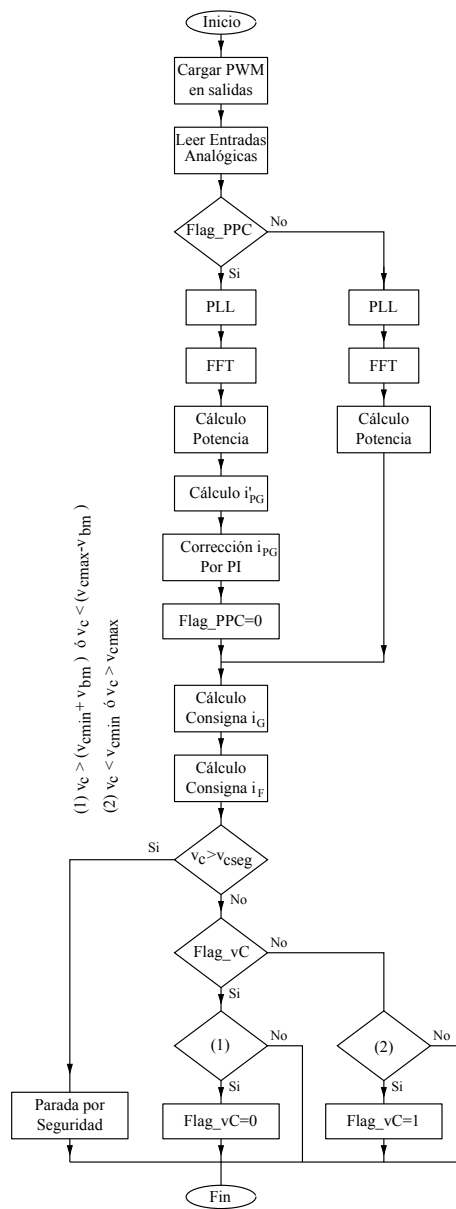


Figura 7.12: Diagrama de flujo de la interrupción de periodo

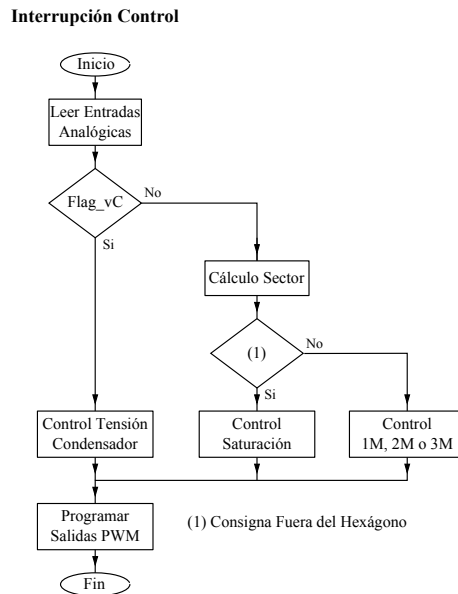


Figura 7.13: Diagrama de flujo de la interrupción de control

evitar sobretensiones.

En este compensador no existen arranques en frío (con el sistema sin tensión en el condensador) o en caliente (con el condensador cargado), ya que al arrancar el programa se detecta el estado del sistema y toma la acción oportuna.

7.11. Fotos del prototipo

En este apartado se presentan unas fotografías de la implementación física del prototipo. En las figuras 7.14, 7.15 y 7.16 se muestran los elementos que componen el compensador y que se detallan:

- (1) - Sensores de corriente de efecto Hall.
- (2) - Sensores de corriente magnetoresistivos.
- (3) - Sensores de tensión.
- (4) - Detector de paso por cero.
- (5) - Aisladores salidas PWM.

- (6) - Tarjetas de salida por relé.
- (7) - Fuentes de alimentación.
- (8) - Osciloscopios.
- (9) - Analizador de redes.
- (10) - Controlador.
- (11) - Ordenador.
- (12) - Cuadro eléctrico de control.
- (13) - Bobinas.
- (14) - Puente de IGBT y condensador de potencia.
- (15) - Cargas.

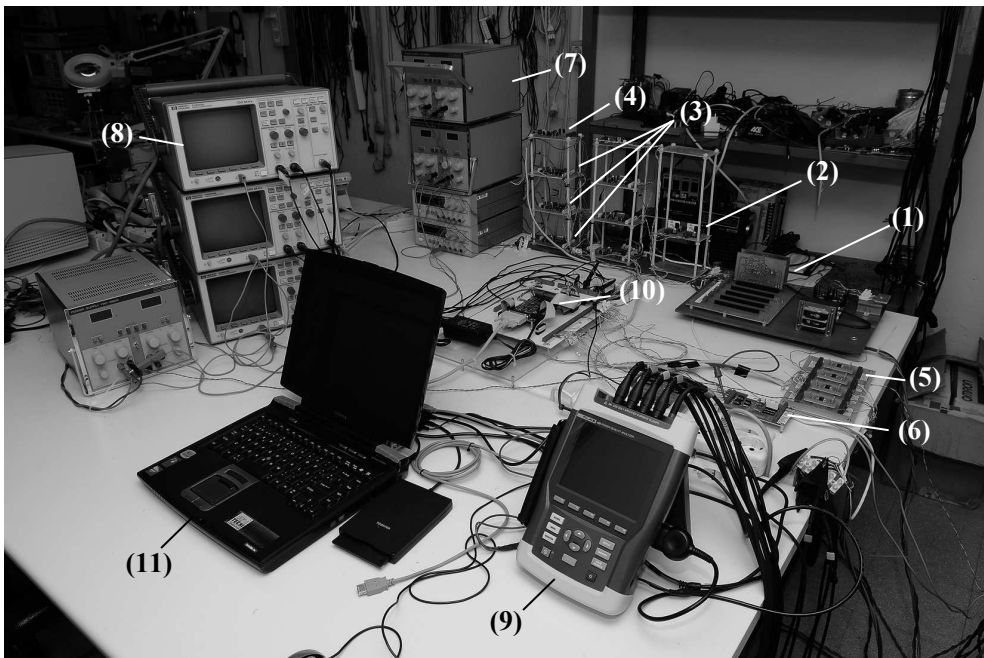


Figura 7.14: Foto general del prototipo

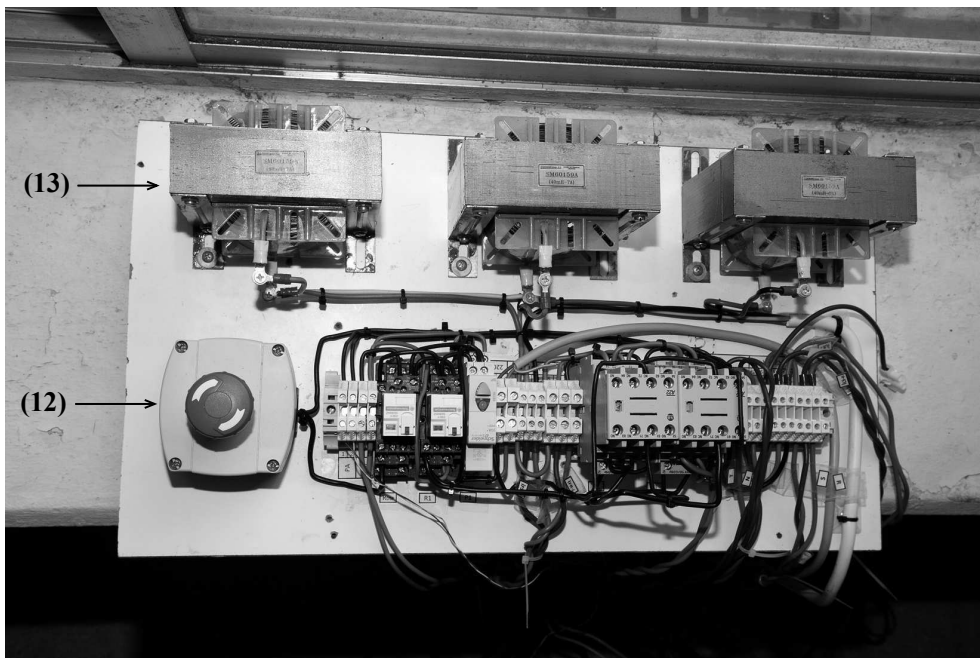


Figura 7.15: Foto del cuadro eléctrico

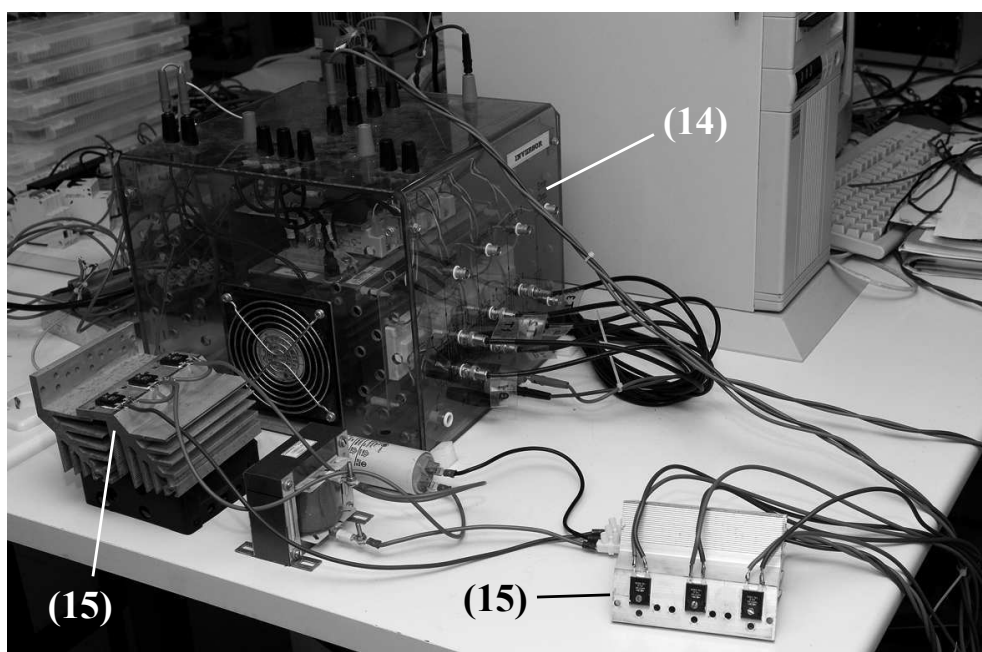


Figura 7.16: Foto del puente y las cargas

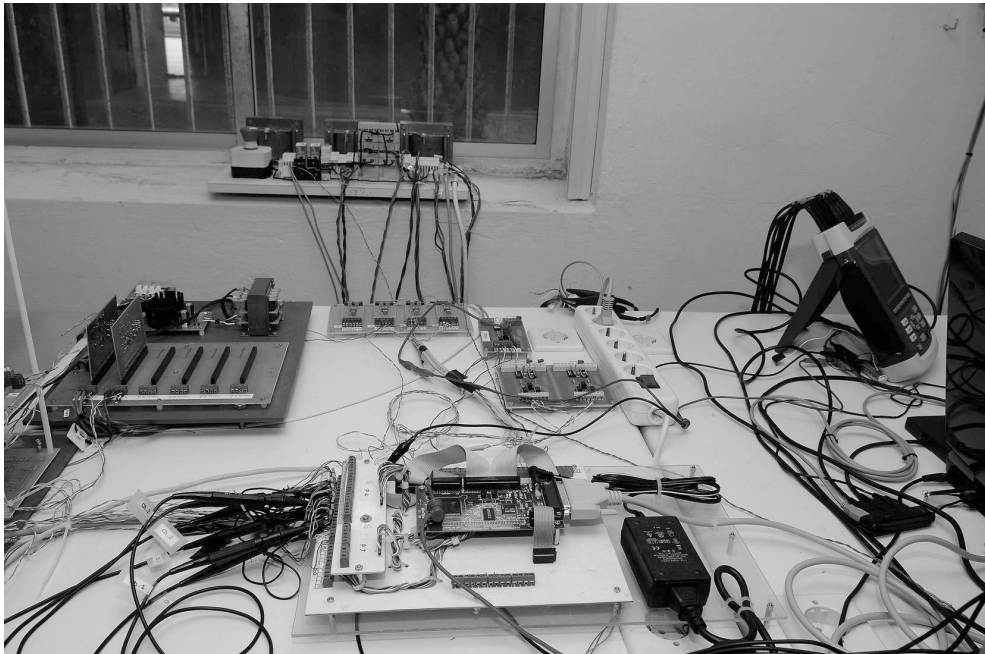


Figura 7.17: Otra vista del prototipo

Capítulo 8

Resultados experimentales

8.1. Introducción

En este capítulo se exponen y analizan los resultados obtenidos del prototipo de compensador ante las cargas descritas con anterioridad.

8.2. Datos tomados del prototipo

La toma de datos se ha realizado mediante tres osciloscopios de dos canales. Para la sincronización de las medidas se ha utilizado una orden de disparo externa. Los datos se han tomado a la salida de los sensores en las bornas del microcontrolador y por tanto todos tienen un rango de $(0 \dots 3 V)$.

Los rangos de las señales medidas son: $(-7,5 \dots 7,5 A)$ para las corrientes de las fases R y S de la carga y del compensador, $(-150 \dots 150 V)$ para la tensión de la fase R y $(0 \dots 200 V)$ para la tensión en el condensador.

Los datos capturados por los osciloscopios han sido los siguientes:

- osciloscopio 1: la corriente de carga y del compensador de la fase R.
- osciloscopio 2: la corriente de carga y del compensador de la fase S.

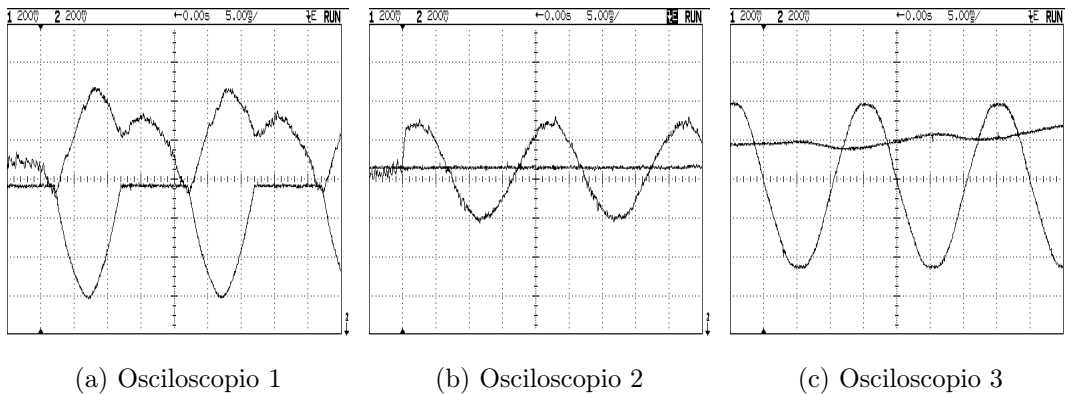


Figura 8.1: Datos reales tomados por los osciloscopios

- osciloscopio 3: la tensión en la fase R y en el condensador.

Una captura de datos para la carga tipo L3 con el control 3M, se muestra en la figura 8.1. Se observa que los datos no son aptos para el análisis por no estar a escala real.

Todos los osciloscopios están conectados entre sí y con un ordenador mediante un bus GP-IB, lo que permite almacenar los datos de las capturas. Los datos procedentes de los osciloscopios son escalados a sus valores reales.

Con el fin de mostrar los datos de una manera más clara, se generará la corriente de red como la suma de la corriente de carga más la del compensador, y no se mostrará la corriente suministrada por el compensador.

Con los datos obtenidos y tratados, se han representado, para cada tipo de carga y control, las corrientes de carga en línea discontinua, las de red compensadas con línea continua y la tensión de la fase R escalada en línea de puntos. Al igual que sucedía con las simulaciones, el control es aplicado en el instante $t = 0$, lo que permite analizar el régimen transitorio y estacionario de los controles propuestos.

El análisis del sistema en régimen permanente se ha realizado con el analizador de redes.

Para cada una de las cargas se han tomado los datos de la carga sin compensar y con los tres tipos de controles propuestos. Se ha hecho un análisis en potencia en la que se muestran por cada fase las potencias, las corrientes y los factores de

potencia.

8.3. Resultados con carga resistiva desequilibrada

En la figura 8.2 se muestra el comportamiento del compensador ante la carga resistiva desequilibrada y con los tres tipos de control propuestos. Las funciones de equilibrado de corrientes, corrección del factor de potencia y generación de una onda senoidal de corrientes se llevan a cabo correctamente. Se observa que la onda con menor rizado es la generada por el control 3M.

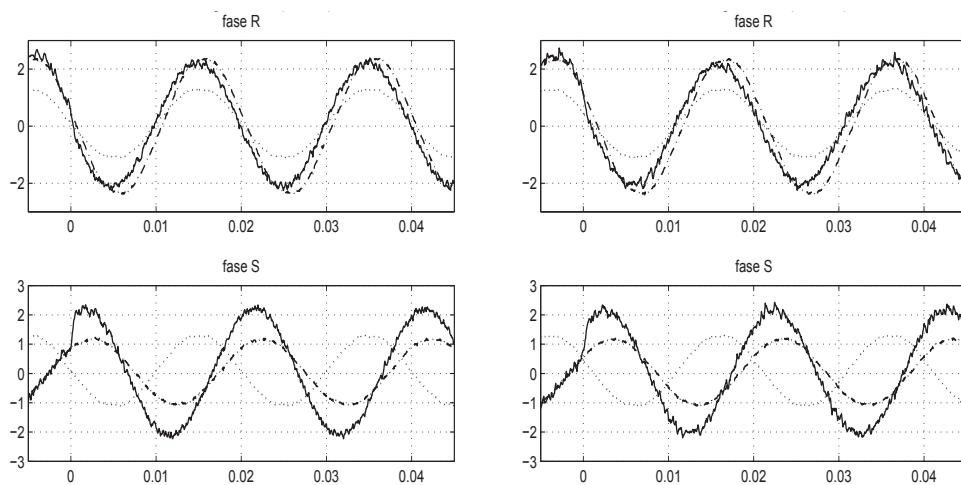
Si se comparan los datos experimentales con los datos simulados expuestos en la figura 6.5, se observa un mejor comportamiento del control 1M en el prototipo, esto condujo a comparar los programas del prototipo y del simulador no detectándose diferencia alguna. También se observa en todos los casos que el control en saturación que se aplica en el régimen transitorio lleva al sistema a su consigna rápidamente.

Analizando los datos generados por el analizador se observa que en las tres fases hay una diferencia apreciable de corrientes en la carga sin compensar. Una vez compensada, las corrientes en las tres fases y utilizando los tres controles son prácticamente iguales. También se observa que en la carga sin compensar el $\cos\varphi$ no es la unidad y una vez compensado el sistema las tres corrientes están en fase con sus respectivas tensiones.

Se observa un buen comportamiento del compensador con los tres controles propuestos para la compensación de una carga desequilibrada. Se ha comprobado que las funciones de equilibrado de corrientes y de corrección del factor de potencia las realiza correctamente.

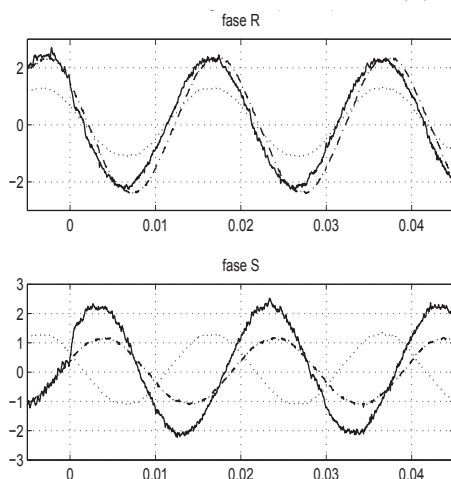
8.4. Resultados con carga desequilibrada con desfase

En la figura 8.4 se muestran los resultados obtenidos con una carga desequilibrada y con desfases. Como con la carga anterior, las funciones de equilibrado de



(a) Control 1M

(b) Control 2M



(c) Control 3M

Figura 8.2: Datos reales con carga resistiva desequilibrada

Potencia y energía					Potencia y energía					Potencia y energía					Potencia y energía				
FUND					FUND					FUND					FUND				
0:00:19					0:00:07					0:00:02					0:00:10				
L1 L2 L3 Total					L1 L2 L3 Total					L1 L2 L3 Total					L1 L2 L3 Total				
kW	2.035	0.978	1.622	4.635	1.648	1.634	1.571	4.853	1.697	1.672	1.614	4.983	1.674	1.621	1.561	4.856			
kVA	2.075	1.007	1.732	4.814	1.653	1.634	1.574	4.861	1.700	1.673	1.616	4.989	1.677	1.621	1.564	4.862			
kVAr	+0.403	+0.242	+0.609	+0.335	+0.120	+0.041	+0.094	+0.256	+0.109	+0.045	+0.090	+0.243	+0.100	+0.010	+0.096	+0.206			
PF	0.98	0.97	0.94	0.96	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	1.00	0.99	0.99			
cosφ	0.98	0.97	0.94		1.00	1.00	1.00		1.00	1.00	1.00		1.00	1.00	1.00				
Arms	68	33	57		54	54	52		56	55	53		55	54	52				
L1 L2 L3					L1 L2 L3					L1 L2 L3					L1 L2 L3				
U _{rms}	30.33	30.41	30.35		30.51	30.40	30.46		30.57	30.42	30.47		30.39	30.29	30.34				
16/05/10 09:59:43 SBU 50Hz 3Ø WVE ENS0160					16/05/10 11:13:42 SBU 50Hz 3Ø WVE ENS0160					16/05/10 10:51:14 SBU 50Hz 3Ø WVE ENS0160					16/05/10 10:12:47 SBU 50Hz 3Ø WVE ENS0160				
VOLTAGE % ENERGY TREND HOLD MIN					VOLTAGE % ENERGY TREND HOLD MIN					VOLTAGE % ENERGY TREND HOLD MIN					VOLTAGE % ENERGY TREND HOLD MIN				

(a) Sólo carga

(b) Control 1M

(c) Control 2M

(d) Control 3M

Figura 8.3: Medidas de potencia del analizador sin y con compensador para la carga resistiva desequilibrada

corrientes y corrección del factor de potencia se consiguen perfectamente con los tres tipos de control. En cuanto a la reducción de la carga armónica de la carga, no aplica en este caso, ya que las corrientes a compensar no generan armónicos y la compensada sí genera armónicos de orden superior debido al control digital.

Se observa nuevamente que la onda de red de mejor calidad se consigue aplicando el control 3M.

Analizando los datos generados por el analizador de redes, se observa que en las tres fases hay una diferencia apreciable de corrientes en la carga sin compensar, y una vez compensada, las corrientes en las tres fases y utilizando los tres controles son prácticamente iguales. También se observa que en la carga sin compensar el $\cos\varphi$ no es la unidad, y una vez compensado el sistema, las tres corrientes están en fase con sus respectivas tensiones.

8.5. Resultados con carga desequilibrada no lineal

Finalmente en la figura 8.6 se muestran los resultados cuando se compensa una carga no lineal. Como en los casos anteriores, la compensación de desequilibrios de corrientes y de factor de potencia se lleva a cabo de manera satisfactoria. En esta prueba se puede observar una reducción significativa de la carga armónica y de la componente de continua en la fase R, ya que en las corrientes de red compensadas se observa un comportamiento senoidal.

De nuevo el control que genera menos rizado vuelve a ser el control 3M.

En la figura 8.6d se observa las corrientes generadas por el filtro, para la compensación de las corrientes de carga, utilizando el control 3M.

Analizando los datos generados por el analizador de redes, se observa que en las tres fases hay una diferencia apreciable de corrientes en la carga sin compensar. Una vez compensada, las corrientes en las tres fases, y utilizando los tres controles, son prácticamente iguales. También se observa que en la carga sin compensar el $\cos\varphi$ no es la unidad y, que una vez compensado el sistema, las tres corrientes están en fase con sus respectivas tensiones.

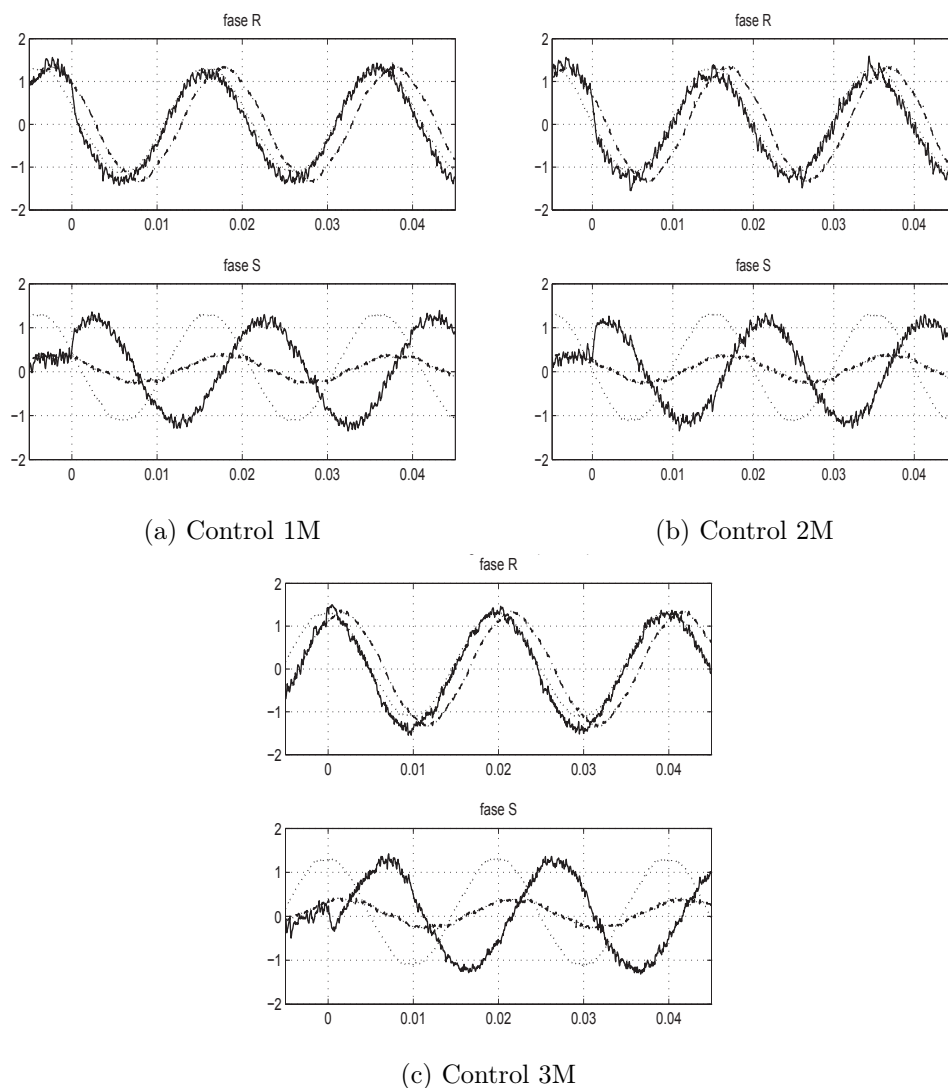


Figura 8.4: Datos reales con carga desequilibrada y con desfases

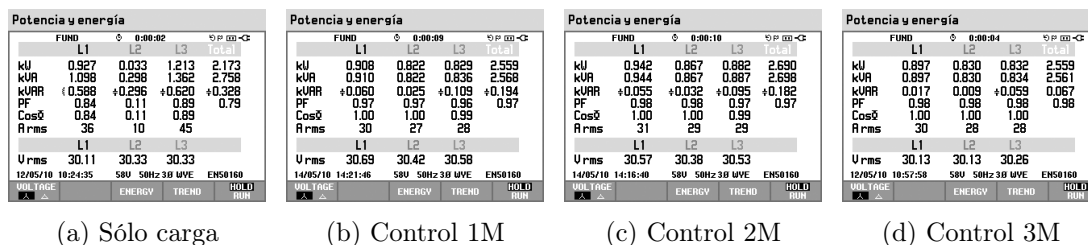


Figura 8.5: Medidas de potencia del analizador sin y con compensador para la carga desequilibrada y con desfases

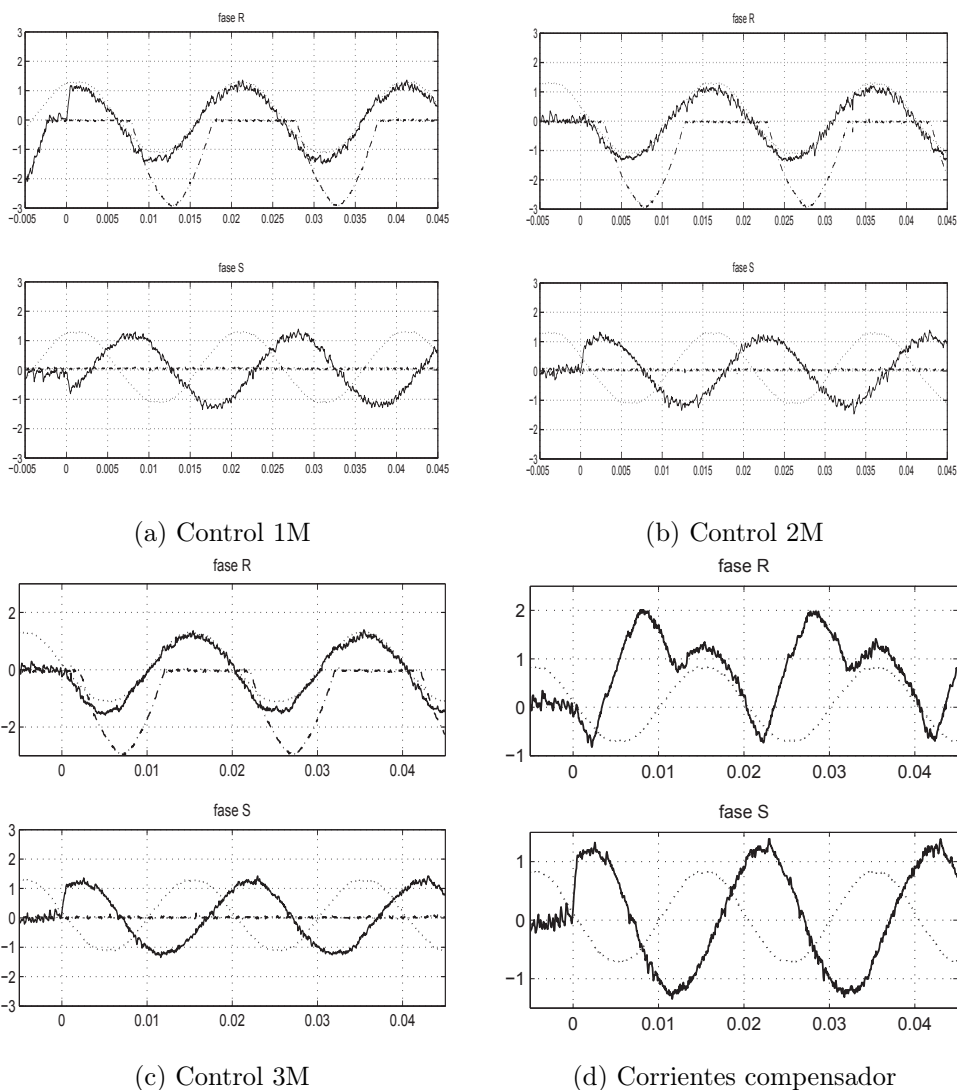


Figura 8.6: Datos reales con carga desequilibrada no lineal

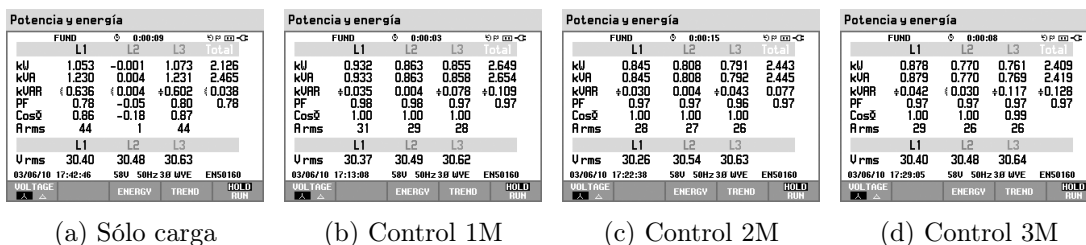


Figura 8.7: Medidas de potencia del analizador sin y con compensador para la carga desequilibrada no lineal

8.6. Tensión en el condensador

En esta sección se mostrará el comportamiento del control de tensión en el condensador.

En el capítulo 7 se explicó que el valor de la tensión en el condensador dependía: por una parte de un balance energético entre la energía que consumía la carga y la que suministraba la red, y por otra del incremento de energía almacenado en el condensador en un periodo de tensión de red.

El incremento de la energía almacenada en el condensador se controla mediante un control PI, alimentado por la señal de error entre la tensión en el condensador y su consigna. Un ajuste correcto de este controlador, hará que la tensión en el condensador esté próxima a su consigna en todo momento.

La figura 8.8, muestra la variación de la tensión en el condensador durante un intervalo de 1 s. Se observa que el periodo de dicha tensión es de más de 100 ms, y que la tensión oscila entre 117 V y 123 V. Por tanto, las premisas hechas de que la tensión en el condensador esté próxima a 120 V, y que sea constante en un periodo de muestreo se cumplen.

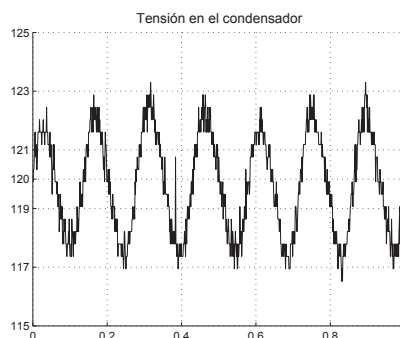


Figura 8.8: Tensión en el condensador

8.7. Conclusiones

En este capítulo se pretendía analizar tanto el comportamiento del compensador en su conjunto como de los algoritmos de control propuestos. En ambos casos los datos experimentales han corroborado las simulaciones y premisas previas.

Los datos experimentales han respaldado las simulaciones del sistema de control. Se ha demostrado que, cualquiera de los tres algoritmos de control propuestos, cumple con el fin planteado al principio de la tesis, de compensación de intensidades y de factor de potencia, así como generar una onda senoidal de calidad.

El análisis de las corrientes mostró que el control en saturación lleva al sistema a su valor de consigna de una manera muy rápida y eficaz. También, que las corrientes generadas, usando cualquiera de los tres controles propuestos, tienen un comportamiento senoidal.

El analizador de redes mostró como el compensador equilibra las corrientes de la carga, y compensa también su factor de potencia de una manera muy eficaz.

Se ha comprobado que, para una misma frecuencia de muestreo, el control que mejor se comporta es el 3M, luego el 2M y finalmente el 1M. Simulando estos controles a frecuencias de muestreo de $15/3 = 5kHz$, $15/2 = 7,5kHz$ y $15kHz$ respectivamente, se ha observado que el control que mejor se comporta sigue siendo el 3M [79].

En cuanto a complejidad matemática, el algoritmo más ligero matemáticamente es el 3M ya que no necesita función de coste; luego con una complejidad similar le sigue el 1M, y finalmente, el más complejo es el control 2M. De todos modos, frente a los $156,25 \mu s$ del periodo de muestreo, todos los algoritmos tardan en ejecutarse menos de $18 \mu s$.

Capítulo 9

Conclusiones y líneas futuras

9.1. Introducción

En este capítulo se describirán las conclusiones más importantes que se desprenden de esta tesis, así como las líneas futuras de investigación que tienen como base este trabajo.

9.2. Conclusiones

En esta tesis se ha seleccionado una topología para la implementación física del compensador de corrientes propuesto. Se ha deducido su modelo matemático, y se han encontrado unas soluciones linealizadas en el dominio del tiempo.

Partiendo de las ecuaciones de las corrientes en el compensador, se ha definido la intensidad de control dependiente del modo de operación utilizado y la intensidad de consigna modificada dependiente de la consigna, de la intensidad inicial y de las tensiones de red. También se ha definido un plano fase en el que se han analizado las trayectorias de las variables anteriores.

Basándose en el análisis de las trayectorias de la intensidad de control se han propuesto tres técnicas de control novedosas, muy sencillas y de fácil aplicación a controladores con salidas moduladas en ancho de pulso PWM.

Se ha definido conceptualmente el diagrama de bloques del compensador y se ha modelado en un programa de simulación. En la simulación se ha comprobado el comportamiento de las tres técnicas de control propuestas y el correcto funcionamiento del compensador en sus funciones de equilibrado de las corrientes en las tres fases, corrección del factor de potencia y generación de unas corrientes para obtener como resultado unas intensidades de red senoidales con bajo contenido en armónicos.

Se ha creado un prototipo y se han confirmado los resultados obtenidos en las simulaciones.

Se ha comprobado que en algunas aplicaciones, la técnica de control propuesta de tres modos por periodo es más adecuada que las tradicionales basadas en la modulación por vectores espaciales, ya que simplifica enormemente el programa a implementar en el controlador sin pérdida de prestaciones. Esto ocurre generalmente cuando las corrientes a compensar no tienen un comportamiento senoidal como es el caso de los compensadores de corriente.

Por otra parte, el análisis del compensador con distintas cargas y con los controles propuestos, tanto en simulación como en el prototipo, ha dado los siguientes resultados:

- Equilibrando las corrientes de red: se comprobó, hasta en los casos más desfavorables, que el dispositivo era capaz de hacer que el valor eficaz de las corrientes en todas las fases fueran similares.
- Corrección del factor de potencia: el análisis con los instrumentos de medida dio como resultado un factor de potencia unitario o cercano a la unidad.
- Corrección de armónicos: Analizando la forma de las ondas de corriente generadas se observó que las corrientes de red tienen un comportamiento senoidal y con bajo contenido en armónicos.

Por tanto, el compensador propuesto ha hecho que el conjunto carga - compensador se comporte como una carga resistiva pura equilibrada, en la que la transferencia de energía entre la red y la carga es óptima.

9.3. Líneas futuras

Las líneas futuras de investigación tomando como base esta tesis son las siguientes:

1. Generalización del acondicionador para cargas trifásicas con conductor de neutro, utilizando las mismas técnicas de control y los algoritmos desarrollados en esta tesis.
2. Realización de un prototipo con niveles industriales de tensión e intensidad. Se debe abordar la problemática del dimensionamiento de componentes en el acondicionador, los elementos pasivos, activos y la frecuencia de trabajo, al ser elementos muy importantes para su correcto funcionamiento.
3. Realización de un acondicionador total (de tensión e intensidad), para que la red vea una carga resistiva pura y equilibrada y la carga vea una red con un sistema trifásico de tensiones equilibrado.

A nivel de pequeñas líneas futuras que pueden desarrollarse de forma inmediata cabe citar:

4. Se investigará en la posibilidad de cambiar los condensadores por supercondensadores en el bus de continua.
 5. Se investigará la posibilidad de conectar en el bus de continua fuentes de energía renovable, con el fin de ser introducidas a la red a través del compensador.
 6. Como se comentó en la tesis los patrones de conmutación por periodo de muestreo estaban alineados a la izquierda, lo que conlleva mayor rizado. Se cambiará este patrón por uno centrado y se analizará la mejora que esto supone.
-

Bibliografía

- [1] S. Martínez-García, E.J. Debe-García, J.C. Campo-Rodríguez, P.J. Bradley, P. Rueda-Boldo, P. Monteso-Fenandez, S. Monteso-Fernandez, C. Cagigal-Olay, and R. Vela-García. Presente y futuro de la electrónica de potencia (i). aplicaciones de gran potencia. *Dyna (Bilbao)*, 85(4):315–330, 2010.
- [2] S. Martínez-García, E.J. Debe-García, J.C. Campo-Rodríguez, P.J. Bradley, P. Rueda-Boldo, P. Monteso-Fenandez, S. Monteso-Fernandez, C. Cagigal-Olay, and R. Vela-García. Presente y futuro de la electrónica de potencia (ii). aplicaciones de mediana y pequeña potencia. *Dyna (Bilbao)*, 85(5):401–412, 2010.
- [3] B. Singh and S.N. Singh. Wind power interconnection into the power system: A review of grid code requirements. *The Electricity Journal*, 22(5):54 – 63, 2009.
- [4] SA Pastromas. Grid support by wind turbines and future trends. In *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2010 IEEE PES*, pages 1–7. IEEE, 2010.
- [5] Instituto para la diversificación y el ahorro de energía (IDAE). *Plan de energías renovables en España, 2005-10*. Ministerio de industria, turismo y comercio, 2005.
- [6] Endesa. Proyecto STORE. pages 1–2. Endesa, 2009.
- [7] W. Lu and B.T. Ooi. Optimal acquisition and aggregation of offshore wind power by multiterminal voltage-source HVDC. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 18(1):201–206, 2003.

-
- [8] A. Morton, S. Cowdroy, J. Hill, M. Halliday, and G. Nicholson. AC or DC? economics of grid connection design for offshore wind farms. In *AC and DC Power Transmission, 2006. ACDC 2006. The 8th IEE International Conference on*, pages 236–240. IET, 2006.
- [9] N.G. Hingorani, L. Gyugyi, and M. El-Hawary. *Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems*. IEEE press New York, 2000.
- [10] L. Gyugyi. A unified flow control concept for flexible AC transmission systems. In *AC and DC Power Transmission, 1991., International Conference on*, volume 139, pages 323–331. IEE, 1992.
- [11] L. Gyugyi. Converter-based FACTS controllers. In *Flexible AC Transmission Systems-The FACTS (Ref. No. 1998/500), IEE Colloquium*, pages 1–11. IET, 2002.
- [12] Zhou Xue-song, Liu Yi-qi, Ma You-jie, Ya Hai-shan, and Zhou Xuan-zheng. Statcom control research and analysis. In *Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering (CMCE), 2010 International Conference on*, volume 3, pages 1–4, 2010.
- [13] AA Thatte and MD Ilic. An assessment of reactive power/voltage control devices in distribution networks. In *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, page 8. IEEE, 2006.
- [14] GT Heydt. Electric power quality: a tutorial introduction. *Computer Applications in Power, IEEE*, 11(1):15–19, 1998.
- [15] VE Wagner, JC Balda, DC Griffith, A. McEachern, TM Barnes, DP Hartmann, DJ Phileggi, AE Emmanuel, WF Horton, WE Reid, et al. Effects of harmonics on equipment. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 8(2):672–680, 1993.
- [16] S. Hao and A. Papalexopoulos. Reactive power pricing and management. *Power Systems, IEEE Transactions on*, 12(1):95–104, 1997.
-

-
- [17] R. Melchor. *Estudio de las pérdidas en el suministro trifásico de energía eléctrica. Determinación de factores de pérdidas aplicables a las tarifas eléctricas y su medida*. PhD thesis, Universidad de Salamanca, Salamanca, Enero 2008.
- [18] I. Nuez. *Diseño de un sistema de control generalizado para compensadores serie de tensión*. PhD thesis, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, Las Palmas, Diciembre 1993.
- [19] M. El-Habrouk, MK Darwish, and P. Mehta. Active power filters: A review. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 147(5):403–413, 2000.
- [20] R. Martín, J.J. Quintana, I. Nuez, and A. Ramos. Linear models of Buck converters by means of pulse width modulation. In *MIC'06: Proceedings of the 25th IASTED international conference on Modeling, identification, and control*, pages 43–48, 2006.
- [21] F. García, J. Quintana, R. Martín, and I. Nuez. Ensayos y pruebas de un compensador activo de armónicos de intensidad en redes de baja tensión. In *SAAEI, 2004*. SAAEI, 2004.
- [22] R. Martín, J. Quintana, F. García, and I. Nuez. Reachability of zero admittance Buck converter. In *SAAEI, 2004*. SAAEI, 2004.
- [23] A. Ramos, J.J. Quintana, and I. Nuez. Control strategies for series active power filter based on pulse width modulation. In *CSIMTA International Conference*, France, 2004. SEE.
- [24] J.J. Quintana, I. Nuez, R. Martín, and A. Ramos. Control por deslizamiento de un convertidor Buck de carga variable. In *XXVI Jornadas de Automática*. CEA-IFAC, 2005.
- [25] S. Orts. *Sistema de compensación mediante filtro activo de potencia con sistema de obtención de las corrientes de referencia selectivo utilizando control 3D-3B SVPWM de la etapa de potencia. Aplicación a sistemas industriales a 4 hilos*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2008.
- [26] P. Rodríguez. *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2005.
-

-
- [27] D.W. Hart. *Electrónica de potencia*. Prentice-Hall, 1 edition, 1997.
- [28] S. Martínez and J.A. Gualda. *Electrónica de potencia componentes, topologías y equipos*. Thomson, 1 edition, 2006.
- [29] N. Mohan, T.M. Undeland, and W.P. Robbins. *Power electronics : converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 3 edition, 2003.
- [30] J.S. Lai and F.Z. Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 32(3):509–517, 1996.
- [31] J.N. Chiasson, L.M. Tolbert, K.J. McKenzie, and Z. Du. Control of a multilevel converter using resultant theory. *IEEE Transactions on control systems technology*, 11(3):345–354, 2003.
- [32] J. Rodriguez, J.S. Lai, and F.Z. Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 49(4):724–738, 2002.
- [33] Z. Radulovic and A. Sabanovic. Active filter control using a sliding mode approach. In *Power Electronics Specialists Conference, PESC'94 Record., 25th Annual IEEE*, pages 177–182, 1994.
- [34] I. Takahashi. Analysis of instantaneous current and power using space switching functions. *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC'88 Record., 19th Annual IEEE*, pages 42–49, 1988.
- [35] M.C. Jiang. Analysis and design of a novel three-phase active power filter. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 37(3):824–831, 2001.
- [36] K. Haddad and G. Joos. Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter. In *Vdm*, volume 1, pages 236–241, 1999.
- [37] B.K. Bose. Power electronics: a technology review. *Proceedings of the IEEE*, 80(8):1303–1334, 1992.
- [38] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(5):960–971, 1999.
-

-
- [39] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg. *Control in power electronics: selected problems*. Academic press, 2002.
- [40] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Verlag, 2001.
- [41] P.F. Ribeiro, B.K. Johnson, M.L. Crow, A. Arsoy, and Y. Liu. Energy storage systems for advanced power applications. In *Proceedings of the IEEE*, pages 1744–1756. IEEE, 2001.
- [42] R. Martín, J.J. Quintana, A. Ramos, and I. Nuez. Modeling of electrochemical double layer capacitors by means of fractional impedance. *Journal of Computational and nonlinear dynamics, ASME*, 3:021303–6, 2008.
- [43] R. Martín, J.J. Quintana, A. Ramos, and I. Nuez. Fractional equivalent impedance of electrochemical double layer capacitors combinations. *Journal europeen des systemes automatises*, 42(6-8):923–938, 2008.
- [44] J.J. Quintana, A. Ramos, and I. Nuez. Identification of the fractional impedance of ultracapacitors. In *IFAC Workshop FDA*. IFAC, 2006.
- [45] A. Ramos. *Convertidor de potencia con almacenamiento energético, para la interconexión de sistemas eléctricos de reducida potencia*. PhD thesis, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, Febrero 2008.
- [46] VB Bhavaraju and P.N. Enjeti. Analysis and design of an active power filter for balancing unbalanced loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8(4):640–647, 1993.
- [47] Y. Minamoto and T. Ohnishi. Active filter controlled by differentiation of current vector. In *Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the*, pages 784–788, 2002.
- [48] C. Chao and C. Grantham. Design consideration of a high-temperature superconducting magnet for energy storage in an active power filter. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, 16(2):612–615, 2006.
- [49] R. El Shatshat, M. Kazerani, and MMA Salama. Multi converter approach to active power filtering using current source converters. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 16(1):38–45, 2002.
-

-
- [50] H. Akagi. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, 93(12):2128–2141, 2005.
- [51] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae. Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, pages 867–873, 1988.
- [52] M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(2):311–318, 1997.
- [53] P. Jintakosonwit, H. Fujita, and H. Akagi. Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system. *IEEE Transactions on power electronics*, 17(1):132–140, 2002.
- [54] M.A. Perales, MM Prats, R. Portillo, J.L. Mora, J.I. León, and L.G. Franquelo. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters. *Power Electronics Letters, IEEE*, 1(4):104–109, 2004.
- [55] K. Ogata. *Sistemas de control en tiempo discreto*. Pearson Prentice Hall, 2 edition, 1996.
- [56] N.S. Nise. *Control systems engineering*. Wiley, 1995.
- [57] G.F. Franklin, J.D. Powell, and M. Worman. *Digital control of dynamic systems*. Addison Wesley Longman, 3 edition, 1998.
- [58] K. Ogata. *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación, S.A., 4 edition, 2003.
- [59] S. Buso and P. Mattavelli. *Digital control in power electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [60] T.L. Skvarenina and Ebooks Corporation. *The power electronics handbook*. CRC Press Florida, 2002.
-

-
- [61] T. Thomas, K. Haddad, G. Joos, and A. Jaafari. Design and performance of active power filters. *Industry Applications Magazine, IEEE*, 4(5):38–46, 1998.
- [62] D.M. Brod and D.W. Novotny. Current control of VSI-PWM inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 1A-21(3):562–570, 1985.
- [63] MP Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):691–703, 1998.
- [64] J.J. Quintana, A. Ramos, R. Martín, and I. Nuez. Influencia de la tensión del condensador en la alcanzabilidad de un filtro activo tipo shunt de puente trifásico. In *Actas SAAEI 2008*. SAAEI, 2008.
- [65] J.J. Quintana, A. Ramos, R. Martín, and I. Nuez. Cálculo de la tensión del condensador para un filtro activo tipo shunt de puente trifásico. In *Actas SAAEI 2010*. SAAEI, 2010.
- [66] WM Grady, MJ Samotyj, and AH Noyola. Survey of active power line conditioning methodologies. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 5(3):1536–1542, 1990.
- [67] J. Carrasco. *Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red*. PhD thesis, Universidad Carlos III, Madrid, July 2007.
- [68] H. Fujita, H. Akagi, and Y. Watanabe. Dynamic control and performance of a unified power flow controller for stabilizing an AC transmission system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(4):1013–1020, 2006.
- [69] R. Zhang, VH Prasad, D. Boroyevich, and FC Lee. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(3):314–326, 2002.
- [70] M.P. Kazmierkowski, R. Bracha, and M. Malinowski. Web based teaching of pulse width modulation methods for three-phase two-level converters. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, pages 2134–2139. IEEE, 2009.
-

-
- [71] S.L. Jung and Y.Y. Tzou. Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 11(4):567–577, 1996.
- [72] SK Jain, P. Agrawal, and HO Gupta. Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement. In *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, volume 149, pages 317–328. IET, 2002.
- [73] CN Bhende, S. Mishra, and SK Jain. Ts-fuzzy-controlled active power filter for load compensation. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 21(3):1459–1465, 2006.
- [74] S.G. Jeong and M.H. Woo. Dsp-based active power filter with predictive current control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 44(3):329–336, 1996.
- [75] C. Qiao, T. Jin, and K.M. Smedley. One-cycle control of three-phase active power filter with vector operation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(2):455–463, 2004.
- [76] H. Mao, CY Lee, D. Boroyevich, and S. Hiti. Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 44(4):437–446, 1997.
- [77] P. Vas. *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford University Press, USA, 1998.
- [78] M. Athans and P.L. Falb. *Optimal control: An introduction to the theory and its applications*. McGraw Hill, 1966.
- [79] J.J. Quintana, A. Ramos, R. Martín, and I. Nuez. Estados alcanzables por un filtro activo tipo shunt de puente trifásico. In *Actas SAAEI 2009*. SAAEI, 2009.
- [80] M.A. Perales, L. Terron, JA Sanchez, A. de la Torre, JM Carrasco, and LG Franquelo. New controllability criteria for 3-phase 4-wire inverters applied to shunt active power filters. In *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, volume 1, pages 638–643. IEEE, 2003.
-

-
- [81] H.L. Jou, J.C. Wu, and H.Y. Chu. New single-phase active power filter. *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 141(3):129–134, 1994.
- [82] P. Verdelho and GD Marques. An active power filter and unbalanced current compensator. volume 44, pages 321–328. IEEE, 1997.
- [83] S. Bowes and A. Midoun. Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, 132(3):133–148, 1985.
- [84] JW Kolar, H. Ertl, and FC Zach. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 27(6):1063–1075, 1991.
- [85] J. Murphy and M.G. Egan. A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-19(3):363–369, 1983.
- [86] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae. A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory. *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)*, 74(1):33–41, 1990.
- [87] HW Van Der Broeck, H.C. Skudelny, and GV Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 24(1):142–150, 1988.
- [88] I. Nuez and V. Feliu. On the voltage pulse width modulation control of LC filters. *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, 47:338–349, 2000.
- [89] H. Fujita, Y. Watanabe, and H. Akagi. Control and analysis of a unified power flow controller. In *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, volume 1, pages 805–811. IEEE, 2002.
- [90] LA Moran, JW Dixon, and RR Wallace. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 42(4):402–408, 1995.
-

-
- [91] T.F. Wu, H.S. Nien, C.L. Shen, and T.M. Chen. A single-phase inverter system for pv power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(4):1075–1083, 2005.
- [92] H. Akagi, A Nabae, and S. Atoh. Control strategy of active power filter using multiple voltage-source PWM converters. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-22, NO.3:460–465, 1986.
- [93] CJ Mehas, KD Coonley, and CR Sullivan. Converter and inductor design for fast-response microprocessorpower delivery. *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, 3, 2000.
- [94] D. Nedeljkovic, J. Nastran, D. Voncina, and V. Ambrozic. Synchronization of active power filter current reference to the network. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(2):333–339, 1999.
- [95] F. Mur, V. Cardenas, J. Vaquero, and S. Martinez. Phase synchronization and measurement digital systems of AC mains for power converters. In *Power Electronics Congress, 1998. CIEP 98. VI IEEE International*, pages 188–194. IEEE, 1998.
- [96] S.K. Chung. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(3):431–438, 2000.
- [97] T.F. Wu, C.L. Shen, H.S. Nein, and G.F. Li. A $1\varphi 3w$ inverter with grid connection and active power filtering based on nonlinear programming and fast-zero-phase detection algorithm. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 20(1):218–226, 2005.
- [98] L.P. Kunjumammed and M.K. Mishra. A control algorithm for single-phase active power filter under non-stiff voltage source. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(3):822–825, 2006.
- [99] P. Fiorentin. Sampling system for accurate peak voltage measurements. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 47(5):1307–1310, 1998.
-

-
- [100] H.Y. Chu, H.L. Jou, and C.L. Huang. Transient response of a peak voltage detector for sinusoidal signals. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 39(1):74–79, 1992.
- [101] C. Candan, M.A. Kutay, and H.M. Ozaktas. The discrete fractional fourier transform. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 48(5):1329–1337, 2000.
- [102] S.C. Pei, M.H. Yeh, and C.C. Tseng. Discrete fractional fourier transform based on orthogonal projections. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 47(5):1335–1348, 1999.
- [103] IEEE standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions. *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, pages 1–40, 3 2010.
- [104] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa. A study on the theory of instantaneous reactive power. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 37(1):86–90, 1990.
- [105] S. Orts, FJ Gimeno-Sales, A. Abellan, S. Segui-Chilet, M. Alcañiz, and R. Masot. Nuevo compensador activo basado en la IEEE Std. 1459. *IEEE Latin America Transactions*, 4(1):38–46, 2006.
- [106] R. Cutri and L. Matakas Jr. Reference currents determination techniques for load unbalance compensation. In *7 Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia-COBEP*, volume 3, 2003.
- [107] G.W. Chang. A new approach for optimal shunt active power filter control considering alternative performance indices. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 21(1):406–413, 2005.
- [108] J.W. Dixon, J.J. Garcia, and L. Moran. Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 42(6):636–641, 1995.
- [109] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, and A.M. Trzynadlowski. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(6):1390–1396, 2003.
-

- [110] M. Cichowlas, M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, and F. Blaabjerg. Direct power control for three-phase PWM rectifier with active filtering function. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 913–918. IEEE, 2003.
-