

Proyecto Fin de Máster
Máster Universitario en Sistemas de Energía
Eléctrica

Control de tensiones para convertidores de
cuatro hilos con cargas desequilibradas y no
lineales

Autor: Juan Carlos Olives Camps

Tutor: Juan Manuel Mauricio

Dept. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018



Proyecto Fin de Máster
Máster Universitario en Sistemas de Energía Eléctrica

Control de tensiones para convertidores de cuatro hilos con cargas desequilibradas y no lineales

Autor:

Juan Carlos Olives Camps

Tutor:

Juan Manuel Mauricio

Profesor Contratado Doctor

Dept. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Proyecto Fin de Máster: Control de tensiones para convertidores de cuatro hilos con cargas desequilibradas y no lineales

Autor: Juan Carlos Olives Camps
Tutor: Juan Manuel Mauricio

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Dedicatoria

A mi primo *Raul*, que nos dejó antes de tiempo.

Agradecimientos

En primer lugar agradecer a mi familia todo el apoyo recibido, en cualquiera de sus vertientes, no sólo durante el transcurso de este proyecto, sino durante todo el tiempo que llevo en mi formación, tanto los años que han sido cerca de casa como los que han transcurrido lejos. Del mismo modo que dar las gracias a Alba por el tiempo de escucha y discusión; así como a su familia.

Seguidamente, agradecer a mi tutor Juan Manuel Mauricio por sus conocimientos, ayuda y paciencia, por tener siempre algún momento para orientarme y contribuir a la resolución de dudas. Así como por cederme su silla en el despacho. Del mismo modo que a los compañeros del laboratorio del departamento, quienes han contribuido enormemente en la implementación del algoritmo.

Finalmente, agradecer la colaboración de todas aquellas persona que no se encuentran entre las citadas pero han aportado cualquier detalle a la realización del proyecto.

A todos ellos: Gracias sinceramente.

*Juan Carlos Olives Camps
Sevilla, 2018*

Resumen

La evolución hacia los sistemas eléctricos futuros parece tender a la creación de microrredes. Esta nueva configuración de los sistemas eléctricos se alza como una solución plausible a los problemas de integración de energías renovables y generación distribuida, permitiendo además la alimentación de zonas aisladas. Las principales dificultades que se presentan en la implementación de las microrredes residen en el control de la tensión y la frecuencia, ya que la inercia de estos sistemas es muy baja o nula. Además, una de las características de las microrredes es la capacidad de mantener alimentadas las cargas aún cuando se encuentre aislada de la red principal, para este modo de funcionamiento es necesario que un nodo ejerza de nudo *slack*, estableciendo la referencia de tensión.

El presente proyecto se centra en el control de tensión en niveles de distribución, de bajo voltaje. El objetivo es programar un algoritmo de control que actúe sobre un inversor conectado a un bus de tensión continua de potencia infinita. La función de este algoritmo es la de sintetizar a la salida del inversor las tensiones de fase requeridas para que en el punto común de acoplamiento (PCC) los voltajes de fase sean tres ondas sinusoidales puras de $230V_{rms}$, pulsando a $50Hz$ y desfasadas entre ellas 120° .

Alcanzar el objetivo de controlar cada fase de tensión independientemente requiere disponer de tres grados de libertad en las acciones de control, por lo que se vuelve estrictamente necesario el uso de un inversor trifásico de cuatro hilos y cuatro ramas. Concretamente se selecciona un convertidor 4LVSC en configuración de dos niveles y puente completo. A la salida de este inversor se encuentra un filtro LC y se considera que los condensadores están conectados directamente al PCC, por lo que será sobre estos elementos que se medirá las tensiones de fase.

Para realizar el control se parte de la medida de la tensión de los condensadores transformándola a un marco de referencia $\alpha\beta\gamma$. La primera etapa que actúa es un separador de secuencias escrito como un observador de Luenberger. Esta etapa considera el principio de superposición para extraer el contenido armónico y secuencial de las ondas de tensión medidas. A continuación, los errores entre cada componente y su referencia alimentan múltiples controladores resonantes sintonizados a las frecuencias más problemáticas con el objetivo de conseguir las características citadas de la tensión en bornes de los condensadores. La sintonización de todas las ganancias se consigue aplicando la solución LQR del problema de control óptimo a un espacio de estados ampliado que contiene la dinámica de la planta, el separador de secuencias y el control resonante.

El algoritmo resultante se pone a prueba en simulación y en entorno de laboratorio. Estos resultados son presentados y comparados con la normativa española de calidad de baja tensión.

Abstract

World's electric power system evolution towards future electrical systems seems to tend to the implementation of microgrids. This technology stands as a solution to the problems of renewable energy sources integration and distributed generation as well as it allows feeding isolated areas. The low electrical inertia of these systems causes that voltage and frequency control difficulties increase. In addition, an interesting microgrid characteristic is the ability to maintain loads feeded even when the system is isolated from the main grid. During this operation mode it is necessary that one node works as *slack* establishing a voltage reference.

This project is focused on voltage control at low voltage distribution levels. The aim is to get a control algorithm for a power converter connected to an infinite power DC bus. The algorithm may calculate the phase voltages required so that in the point of common coupling (PCC) the phase voltages are three pure sinusoidal waves of $230V_{rms}$, $50Hz$ and shifted 120° between them.

Achieving the objective of controlling each voltage phase independently requires having three degrees of freedom in the control actions, so it becomes strictly necessary to use a three-phase inverter with four wires and four legs. Specifically, a 4LVSC power converter is selected in two-level full bridge configuration. At the output of this inverter is connected an LC filter and it is considered that the capacitors are connected directly to the PCC, so it will be across these elements where the phase voltages will be measured.

To carry out the control, we start by measuring the voltage across the capacitors and transforming this measure to an $\alpha\beta\gamma$ reference frame. The first stage that acts is a voltage sequence estimator written as a Luenberger's observer. This stage considers the superposition principle to extract the harmonic and sequential content of the measured voltage waves. Next, the errors between each component and its reference feed multiple resonant controllers tuned to the most problematic frequencies in order to achieve the above-mentioned characteristics of the voltage across the capacitors. The tuning of all the gains is achieved by applying the LQR solution of the optimal control problem to an expanded state space that contains the plant, the sequence estimator and the resonant controller dynamics.

The resulting algorithm is tested in simulation and in a laboratory environment. The results are presented and compared with the Spanish regulation of low voltage quality.

Motivación, objetivos y sumario

1 Motivación

El sistema eléctrico actual ha derivado hacia una tendencia en el suministro y el uso de energía claramente insostenibles tanto desde el punto de vista económico como medioambiental y/o social. Sin actuar sobre este modelo, las emisiones de dióxido de carbono (CO_2) causadas por la generación de energía serían más del doble en 2050 y el aumento de la demanda de energía fósil, en extinción, pondría en jaque la seguridad del suministro. Al mismo tiempo, la ineficiencia en el sistema eléctrico o los elevados precios de la importación de energía se traducen en sobrecostes a las empresas, reduciendo su nivel de competitividad. Aunque es posible, y necesario, variar el camino actual, esto requiere tomar una revolución energética potenciando el papel que desempeñan las tecnologías de energía baja en emisión de carbono. La eficiencia energética, numerosos tipos de energías renovables, la captura y el almacenamiento de carbono, la evolución de la energía nuclear y el desarrollo de nuevas tecnologías en el sector transporte son necesarias para reducir drásticamente las emisiones de gases de efecto invernadero (GHG), así como, en la mayoría de casos, aumentar la independencia energética nacional.

El cambio de paradigma del sistema eléctrico requiere que todos los países interconectados y sectores de la economía estén involucrados. Es una realidad que la conciencia energética está cambiando y prueba de ello es el último acuerdo a nivel mundial alcanzado en la última cumbre contra el cambio climático COP21 en París. De este encuentro se deriva un sustancial aumento de la cantidad de energía eléctrica generada mediante fuentes renovables, ya sea en grandes plantas o de manera distribuida, originando nuevos desafíos en las redes energéticas que ya se encuentran en niveles próximos a los de sobrecarga. Entre los desafíos que presenta la generación de energía renovable se encuentra, entre los principales, el comportamiento estocástico de la fuente primaria, debido a que, por un lado, los sistemas eléctricos actuales están obligados a equilibrar el suministro y la demanda en todo momento y, por otro lado, que las oscilaciones de potencia que se derivan no pueden ser introducidas a la red, ya que no mantendrían los requisitos de calidad.

Por lo citado anteriormente la electrónica de potencia, nuevas estrategias de control más robustas e inteligentes y los sistemas de almacenamiento, así como toda la industria generada a su alrededor, están sentando las bases de la revolución en el sistema energético actual, convirtiéndose desde ya en elementos fundamentales de los sistemas eléctricos y del día a día de los usuarios, de tal forma que aportan valor en todos y cada uno de los eslabones de la cadena de suministro de electricidad:

- a. **Generación:** el desarrollo de la tecnología supone un progreso en la inyección de energía a la red incrementando la calidad de onda y cumpliendo con los “grid codes”. Lo que permite aumentar la integración de fuentes de energía renovable en el sistema. El desarrollo de los dispositivos de almacenamiento permitirá mejorar la disponibilidad de la energía en periodos de consumo pico así como en los de no-generación mediante la reserva de la misma en periodos de exceso.
- b. **Transporte y distribución:** en este campo el desarrollo de la tecnología se centra en la mejora del rendimiento, corrigiendo diversas perturbaciones y controlando los flujos de energía en las líneas y las tensiones en los nodos, lo que reduce las pérdidas.
- c. **Consumo:** la compensación de energía reactiva con elementos controlables permite mejorar el rendimiento del transporte. Además se desarrolla un nuevo agente, bautizado como “prosumidor”: al disponer de almacenamiento, el consumidor puede entrar en el mercado de compra-venta de energía.

Los distintos agentes del sistema así como los investigadores son conscientes de este hecho y apuestan cada vez más por la incorporación y desarrollo de tales tecnologías con el objetivo final de maximizar la integración de renovables y dotar de una mayor eficiencia e inteligencia al conjunto del sistema eléctrico. Bajo esta premisa se ha seleccionado el tema del control de inversores como proyecto final de Máster.

2 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es controlar la tensión de salida del inversor para que en el punto común de acoplamiento esta sea una señal puramente sinusoidal de secuencia directa, pulsando a 50 Hz , una amplitud de $230V_{rms}$ y con desfases de $\frac{2\pi}{3}\text{ rad}$ entre fases, o que, como mínimo, cumpla con las restricciones de tensión especificadas en la normativa UNE-EN 50160 *Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución* [1], que establece para tensiones trifásicas $\leq 1.0\text{ kV}$ un índice de desequilibrio máximo del 2.00% y un límite máximo de THD del 8.00% y especifica los valores de distorsión individual.

Para lograr este objetivo, el trabajo se ha dispuesto en diferentes etapas consideradas como sub-objetivos a desarrollar. En el ámbito del control del convertidor estos sub-objetivos son:

- I. Diseñar una etapa a partir de un observador de estado que extraiga, a partir de las medidas, la información del contenido armónico y la secuencia de fase.
- II. Diseñar una estrategia de control para la tensión de fase, basada en lazos resonantes, que permita alcanzar una elevada calidad de voltaje y establecer ese nudo como referencia en caso de trabajar en isla.
- III. De forma conjunta con el punto II, alcanzar una estrategia de control que evite la necesidad de programar alguno de los complejos algoritmos de modulación 3D.

3 Sumario

En este preámbulo se han sentado los objetivos del proyecto y se ha presentado un resumen del mismo. Además se ha planteado la motivación por desarrollar este trabajo, que vienen en forma de las preocupaciones del estudiante en cuanto a la evolución de los sistemas de energía eléctrica.

El primer capítulo sienta las bases del proyecto con una introducción al mismo y a los conceptos que posteriormente se tratarán en profundidad.

En el segundo capítulo se presenta la topología del inversor al mismo tiempo que se justifica la configuración de los dispositivos semi-conductores. Como el inversor no se estudiará independientemente al sistema, también se representarán los valores de los elementos reactivos que caracterizan el filtro de salida.

El tercer capítulo es el eje central del proyecto, en él se desarrolla el algoritmo de control, desde la lectura de las medidas tomadas por los sensores hasta las señales de apertura y cierre de los interruptores electrónicos de potencia, pasando por la etapa de estimación de tensión, la generación de las señales de referencia y el seguimiento de éstas.

El cuarto capítulo recoge los resultados de las simulaciones y pruebas realizadas sobre el inversor. En primer lugar el inversor y una planta con comportamiento desequilibrado y no lineal se modelan mediante la librería *SimPowerSystems* de *Matlab*TM y el algoritmo es testado. A continuación se realizan los mismos ensayos en entorno de laboratorio, sobre una carga con las mismas características.

Finalmente, el quinto capítulo recoge las principales conclusiones obtenidas en este trabajo, expone las aportaciones más relevantes, y plantea futuras líneas de investigación que surgen a raíz de este trabajo.

Índice Abreviado

<i>Dedicatoria</i>	I
<i>Resumen</i>	V
<i>Abstract</i>	VII
<i>Motivación, objetivos y sumario</i>	IX
1 Motivación	IX
2 Objetivos	X
3 Sumario	X
<i>Índice Abreviado</i>	XI
<i>Notación</i>	XV
<i>Siglas y Acrónimos</i>	XVII
1 Introducción	1
1.1 Relación con el Proyecto Final de Grado	1
1.2 Estado del arte	2
2 Especificaciones de la planta	7
2.1 Fuente de energía primaria	7
2.2 Convertidor de fuente de tensión (VSC)	8
2.3 Filtro	10
2.4 Carga	10
2.5 Modelo matemático de la planta	10
3 Estrategia de control para el Convertidor Electrónico de Potencia	13
3.1 Transformada de <i>Clarke</i>	13
3.2 Separador de secuencias armónicas basado en un observador de estado	15
3.3 Lazo de control	20
3.4 Sintonización de las ganancias	24
3.5 Digitalización	28
3.6 Modulación	29
4 Resultados	35
4.1 Simulaciones sobre el modelo completo	37
4.2 Ensayos de laboratorio	50
5 Conclusiones y trabajos futuros	67
5.1 Conclusiones	67
5.2 Trabajos futuros	68
<i>Índice de Figuras</i>	69
<i>Índice de Tablas</i>	71
<i>Bibliografía</i>	73

Índice

<i>Dedicatoria</i>	I
<i>Resumen</i>	V
<i>Abstract</i>	VII
<i>Motivación, objetivos y sumario</i>	IX
1 Motivación	IX
2 Objetivos	X
3 Sumario	X
<i>Índice Abreviado</i>	XI
<i>Notación</i>	XV
<i>Siglas y Acrónimos</i>	XVII
1 Introducción	1
1.1 Relación con el Proyecto Final de Grado	1
1.2 Estado del arte	2
1.2.1 Papel y objetivos de los Convertidores de Potencia en los Sistemas Eléctricos de Potencia	2
1.2.2 Topología de convertidores	2
1.2.3 Modos de operación de los inversores de potencia	3
1.2.4 Control de convertidores	3
1.2.5 Teoría de control clásica contra teoría de control moderna	5
1.2.6 Variables de estado, espacio de estados y observadores	5
1.2.7 Control digital	6
2 Especificaciones de la planta	7
2.1 Fuente de energía primaria	7
2.2 Convertidor de fuente de tensión (VSC)	8
2.3 Filtro	10
2.4 Carga	10
2.5 Modelo matemático de la planta	10
3 Estrategia de control para el Convertidor Electrónico de Potencia	13
3.1 Transformada de <i>Clarke</i>	13
3.2 Separador de secuencias armónicas basado en un observador de estado	15
3.2.1 Base teórica	15
3.2.2 Secuencias positivas y negativas. Plano $\alpha\beta$	17
3.2.3 Componente homopolar. Eje γ	19
3.3 Lazo de control	20
3.3.1 Control resonante	21
3.3.2 Modelo utilizado en este trabajo	23
3.4 Sintonización de las ganancias	24
3.5 Digitalización	28
3.6 Modulación	29

3.6.1	Space Vector Modulation trasladado a sistemas de 4 hilos	29
3.6.2	Metodología de modulación adoptada	32
4	Resultados	35
4.1	Simulaciones sobre el modelo completo	37
	Simulaciones con carga lineal equilibrada	37
	Simulaciones con carga lineal desequilibrada	42
	Simulaciones con carga no lineal desequilibrada	46
4.2	Ensayos de laboratorio	50
4.2.1	Ensayos sobre carga lineal	50
4.2.2	Ensayos sobre carga completa	58
5	Conclusiones y trabajos futuros	67
5.1	Conclusiones	67
5.2	Trabajos futuros	68
	<i>Índice de Figuras</i>	69
	<i>Índice de Tablas</i>	71
	<i>Bibliografía</i>	73

Notación

\mathbb{R}	Cuerpo de los números reales
\mathbb{C}	Cuerpo de los números complejos
\mathbb{N}	Cuerpo de los número naturales
$\ \mathbf{v}\ $	Norma del vector \mathbf{v}
$\langle \mathbf{v}, \mathbf{w} \rangle$	Producto escalar de los vectores \mathbf{v} y \mathbf{w}
$ \mathbf{A} $	Determinante de la matriz cuadrada \mathbf{A}
$\det(\mathbf{A})$	Determinante de la matriz (cuadrada) \mathbf{A}
\mathbf{A}^\top	Traspuesto de \mathbf{A}
\mathbf{A}^{-1}	Inversa de la matriz \mathbf{A}
\mathbf{A}^*	Conjugado
Re	Parte real
Im	Parte imaginaria
sen	Función seno
cos	Función coseno
tg	Función tangente
arctg	Función arco tangente
sgn	Función signo
$\frac{\partial y}{\partial x}$	Derivada parcial de y respecto a x
\dot{x}	Derivada de x respecto al tiempo
\tilde{x}	Valor estimado de x
x°	Notación de grado, x grados.
\mathbf{I}_n	Matriz identidad de dimensión n
$\text{diag}(\mathbf{x})$	Matriz diagonal a partir del vector \mathbf{x}
$\text{diag}(\mathbf{A})$	Vector diagonal de la matriz \mathbf{A}
:	Tal que
$\stackrel{\text{def}}{=}$	Igual por definición
$\mathbf{x}_i, i = 1, 2, \dots, n$	Elementos i , de 1 a n , del vector \mathbf{x}
\forall	Para cualquier
\in	Pertenece al conjunto
dx	Diferencial de x
\leq	Menor o igual
\geq	Mayor o igual
\perp	Perpendicular a
\Leftrightarrow	Si y sólo si
Δ	Incremento
$b \cdot 10^a$	Formato científico
TM	Trade Mark

Siglas y Acrónimos

AC	Alternating Current
B2B	Back to back
DC	Direct Current
DER	Distributed Energy Resources
DG	Distributed Generation
EMS	Energy Management System
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
GHG	Greenhouse Gases
HIL	Hardware In the Loop
HVDC	High Voltage Direct Current
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPFC	Interline Power Flow Controller
PCC	Point of Common Coupling
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SOGI	Second Order Generalized Integrator
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SSSC	Static Synchronous Series Compensator
STATCOM	Static Synchronous Compensator
THD	Total Harmonic Distortion
UPFC	Unified Power Flow Controller
VPP	Virtual Power Plant
VSC	Voltage Source Converter

1 Introducción

Vivimos en una sociedad profundamente dependiente de la ciencia y la tecnología y en la que nadie sabe nada de estos temas. Ello constituye una fórmula segura para el desastre.

CARL SAGAN (1934-1996)

1.1 Relación con el Proyecto Final de Grado

El presente trabajo parte como continuación del Trabajo Final de Grado desarrollado por el alumno en la *Universitat Politècnica de Catalunya*: Control de un convertidor dc-ac de 100kW.

En el citado trabajo se fijó como objetivo el diseño y construcción de un inversor y la implementación de una estrategia de control aplicada sobre el mismo para hacerlo funcionar en modo fuente de corriente. Por un lado se documentó el proceso de dimensionado de diferentes elementos constituyentes de un inversor de 50kW, elementos tanto de operación como de protección. En cuanto al control, a partir de unas referencias de potencia especificadas externamente y mediante una etapa de sincronización con la tensión de red, se calculaba la referencia de corriente que se debía inyectar. El sistema de control implementado aseguraba que la corriente inyectada seguía correctamente la corriente de referencia, incluso en condiciones de cortocircuito o control de referencia nula. Las estrategias utilizadas tanto en la etapa de sincronización como en el controlador de seguimiento de la referencia de corriente se basaban en una estructura resonante conocida como integrador generalizado de segundo orden (SOGI, por sus siglas en inglés). Finalmente, se obtenía el tren de pulsos para controlar el disparo de cada IGBT del inversor mediante la estrategia de modulación *Sinusoidal Pulse Width Modulation*. La corriente era inyectada a la red a través de un filtro LCL a la que se le añadía una componente de absorción sintonizada a la frecuencia de conmutación.

Entre algunas de las cuestiones a mejorar del proyecto (qué no se pretendían abarcar) se encuentran aspectos como que el control del inversor no estaba dotado de estrategias de contribución a la estabilidad del sistema ya sea en el restablecimiento del valor nominal de la frecuencia o de la tensión, es decir, las referencias de potencia activa y reactiva no se calculaban a partir de las medidas de frecuencia y/o tensión, sino que eran introducidos externamente por el usuario.

En el actual trabajo se pretende desarrollar una estrategia de control para realizar un control de la tensión a la salida del filtro que vaya más allá de simplemente corregir la onda de voltaje en el nodo, sino fijarlo. Esta metodología de control otorga al sistema nuevas funcionalidades, como la posibilidad de apoyar a la red en la recuperación de un “*black out*” o definir la referencia de tensión en un sistema que se encuentre trabajando en modo isla (aislado de la red principal).

1.2 Estado del arte

1.2.1 Papel y objetivos de los Convertidores de Potencia en los Sistemas Eléctricos de Potencia

Los convertidores de potencia se han alzado como un pilar estratégico para la operación de los sistemas eléctricos del futuro debido a sus prestaciones en el procesado de potencia a través de dispositivos electrónicos que ofrecen un comportamiento altamente controlable. Los principales objetivos de estos elementos se centran en el control de los flujos de potencia y en la adecuación de la calidad de la energía eléctrica para distintas aplicaciones.

La asociación entre los sistemas de potencia y los convertidores de potencia está conduciendo a un nuevo modelo más diversificado, flexible y eficiente. Esta conjunción ha sido acelerada gracias a la poderosa combinación de los controladores basados en microprocesadores y dispositivos semi-conductores de mayor potencia y calidad, permitiendo una significativa mejora en la capacidad del tratamiento de potencia así como en la calidad de la señal de salida.

Los convertidores de potencia desarrollan ya algunas funciones de procesado como es el caso de los convertidores DC/DC o AC/DC utilizados principalmente en el control de motores de corriente continua y en sistemas de transporte HVDC. Otros convertidores que se han hecho un lugar en el mercado son los AC/AC (generalmente dos convertidores AC/DC trabajando en configuración B2B, *Back-to-back* o espalda contra espalda, compartiendo un bus de continua) encargados de alimentar motores asíncronos para evitar picos de arranque y variar la velocidad del eje controlando la frecuencia con la que se alimenta a la máquina.

Los convertidores DC/AC, o inversores, ofrecen un amplio abanico de aplicaciones como son: conversión de energía proveniente de generación distribuida, fuentes renovables o almacenamiento, filtros activos, compensación de reactiva, acondicionadores de potencia y otros dispositivos FACTS, sistemas de alimentación ininterrumpida o como elemento de control en vehículos eléctricos. Sin embargo, la falta de madurez de esta tecnología y los cambios que suponen en la operación clásica de la red de distribución/transporte frenan la aparición de estos dispositivos en la red eléctrica.

En este contexto, el control de convertidores electrónicos de potencia se presenta como un tema clave y para nada trivial en la correcta operación de los mismos, requiriendo un especial esfuerzo de análisis y determinación de especificaciones así como selección de la estrategia más adecuada para cada aplicación. De este modo se pretenden aumentar las prestaciones que ofrecen los inversores facilitando la incorporación a la red por medio del cumplimiento de los cada vez más estrictos códigos de red y normativa, sobretodo en el tratamiento de perturbaciones. [8] [15]

1.2.2 Topología de convertidores

Resulta complicado tratar de clasificar una tecnología emergente que está siendo investigada por numerosos grupos. Aunque, sin entrar en la tecnología de los dispositivos semiconductores, parece que se están alzando dos familias de convertidores:

- Convertidores multinivel.
- Convertidores de dos niveles.

Los primeros dispositivos se caracterizan por estar compuestos por diversos DC-links o buses de continua, además de contener un mayor número de dispositivos semi-conductores. Estas características orientan a esta topología a operar en modo STATCOM, aunque también aparecen dispositivos que gestionan potencia activa gracias a la adición de "super-condensadores". Entre las ventajas que presentan estos dispositivos se encuentra una menor frecuencia de conmutación, lo que reduce las pérdidas de conmutación, y la posibilidad de sintetizar a la salida una tensión de mayor amplitud, eliminando así el transformador de conexión. La principal desventaja es económica, ya que aunque se evite la inclusión del transformador, el precio de la bobina de conexión, un gran número de dispositivos semiconductores o las unidades de almacenamiento compensan ese ahorro.

Los convertidores de dos niveles tienen un único bus de continua, lo que simplifica el control de la tensión de ese bus. Básicamente, hay dos grandes familias de convertidores trifásicos para el proceso de convertir energía eléctrica en forma continua a forma alterna en función de las características de la fuente continua:

- Convertidores en fuente de corriente (CSC: current source converter).
- Convertidores en fuente de tensión (VSC: voltage source converter).

Las configuraciones de los interruptores semiconductores, el circuito de potencia, es el mismo en ambos casos. El lado AC, en ambos convertidores, puede ser conectado tanto a una carga como a la red de un sistema AC. Es en el lado DC de estos inversores dónde se encuentra su diferencia: mientras que en los tipo CSC se opera manteniendo constante un valor de corriente continua, en los inversores VSC es la tensión la que debe mantenerse en un valor específico.

Entre estas dos familias han destacado los convertidores en fuente de tensión principalmente por una característica que estos ofrecen frente a los otros: el control independiente de los flujos de potencia activa y reactiva. Esta "habilidad" hace idóneos a estos convertidores para ser conectados a redes débiles. Y es este el motivo por el que la mayoría de dispositivos FACTS que se estudian actualmente (STATCOM, SSSC, UPFC, IPFC) están basados en esta topología. Además, aunque los inversores CSC son más robustos frente a faltas, debido a la gran bobina que llevan en serie, resultan ser menos eficientes que los convertidores VSC debido a que almacenar energía en sistemas inductivos provoca más pérdidas que realizar ese almacenamiento en elementos capacitivos. [8] [5]

1.2.3 Modos de operación de los inversores de potencia

Los convertidores de potencia conectados a una red juegan distintos roles según la estrategia de control que se les haya programado así como sus propias características y las del entorno. Según el objetivo que persigan los distintos controladores de los convertidores en [16] se distinguen:

- Convertidores de potencia de establecimiento de red.
- Convertidores de potencia suministradores de energía.
- Convertidores de potencia para el soporte de la red.

Los controladores del primer conjunto de convertidores trabajan en lazo cerrado con medidas de tensión. Su objetivo es el de fijar o establecer los parámetros que caracterizan el voltaje: la amplitud y la frecuencia. Estos convertidores permiten que en la operación en modo isla se establezca una tensión de referencia. En este modo de trabajo no requieren de etapa de sincronización. Otra característica interesante es que al no requerir una referencia de tensión para funcionar pueden contribuir al restablecimiento del sistema tras una situación de *black out*.

El control de los convertidores de potencia encargados de suministrar energía al sistema trabaja cerrando un bucle de potencia. Estos algoritmos requieren de una etapa de sincronización y, por tanto, que el sistema eléctrico al que se conecten se encuentre energizado. Estos convertidores se conectarán en paralelo con la red, midiendo tensiones en el nodo de referencia y corrientes inyectadas para determinar la potencia. Esta magnitud se comparará con la referencia para determinar la cantidad de potencia que es necesario inyectar o consumir. Debido a que la tensión es una variable impuesta, estos controladores trabajan en realidad con un lazo de corriente.

El último grupo se caracteriza por tratarse de convertidores que pueden ser conectados a la red tanto en serie como en paralelo, o ambas conexiones al mismo tiempo, trabajando tanto con tensión como con corriente. Su uso se "restringe" a la realización de labores de soporte para la mejora de variables eléctricas o la redistribución de flujos, generalmente relacionados con la regulación de tensión, tanto en la amplitud como la frecuencia. En este marco se engloban filtros, compensadores de tensión, statcoms, etc.

1.2.4 Control de convertidores

El control de convertidores electrónicos se reduce a determinar, a partir de las magnitudes eléctricas medidas, la forma de onda (conocida como *duty cycle*) que debe ser modulada para sintetizar en bornes del mismo una tensión que cumpla con un determinado fin. El modo de operación o el objetivo final del convertidor determinan totalmente la estrategia de control que debe ser implementada en éste. Sin embargo, se pretende que en esta introducción, inicialmente, la finalidad quede a un lado y se centre el interés en los aspectos más generales de las técnicas utilizadas, para a continuación avanzar hacia aspectos más concretos.

El foco se centra en el control de los convertidores trifásicos. Se conoce ya que en un sistema trifásico no es solamente un conjunto de tres sistemas monofásicos, sino que aparecen relaciones entre las variables del sistema. Este hecho genera interés en la aplicación de ciertas transformaciones vectoriales sobre las variables. Por este motivo, la primera distinción que se puede en lo referente al control de convertidores es el marco de trabajo en el que se ejerce el control. Los marcos más desarrollados en el ámbito de los sistemas trifásicos son:

1. Referencia natural.
2. Referencia síncrona.
3. Referencia estacionaria.

El marco de referencia natural es, conceptualmente, el más simple de los tres ya que supone no aplicar ninguna transformación con respecto a la forma en que se obtienen las medidas. En este caso se mantiene el espacio vectorial y se actúa de forma vectorial sobre cada fase, por lo que es muy útil en sistemas de control de elevada dinámica, como los no lineales. Sin embargo, la problemática asociada al diseño de controladores en este marco de referencia reside en que se debe considerar la forma en que se encuentra conectado la planta sobre la que se actúa: estrella, triángulo, neutro aislado, etc.

El marco de referencia estacionario. Esta transformación nace de la idea de *Lyon*, quién extendió el trabajo de *Fortescue* aplicando el método de las componentes simétricas al dominio temporal. Un razonamiento sobre la posibilidad de escribir las magnitudes trifásicas como un conjunto de elementos independientes llevó a *Clarke* a reformular el trabajo de *Lyon* proponiendo la siguiente matriz de transformación:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

En el espacio que se genera con esta transformación vectorial se puede observar que el plano que componen los ejes $\alpha\beta$ contiene todos los vectores simétricos, aquellos sin componente homopolar, mientras que el eje γ está alineado con la diagonal espacial del marco de referencia abc . Este marco de referencia suele ser ampliamente utilizado junto con controladores resonantes debido a su naturaleza ondulatoria. [15]

El marco de referencia síncrono. También conocido como marco de referencia $dq0$ fue propuesto por *Park* para el estudio de las máquinas eléctricas. Esta transformación vectorial está basada en describir el sistema mediante dos ejes ortogonales (dq) que giran a velocidad ω . Sobre este plano se coloca el vector simétrico en la posición angular $\theta = \omega t$ medido respecto al plano $\alpha\beta$. Gracias a su carácter rotacional las magnitudes dq quedan expresadas como variables continuas. La transformación matricial que traslada un vector de tensión desde el marco de referencia estático al síncrono se escribe como:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

El uso de este espacio vectorial permite que el estudio de fenómenos instantáneos producidos en sistemas trifásicos se realice de forma simple, eficiente y elegante. Al representar las variables oscilatorias sobre un plano de referencia que rota a la misma velocidad éstas quedan representadas como magnitudes constantes, por lo que es generalmente utilizado cuando los controladores diseñados están basados en Proporcional-Integrador. [15]

En lo referente a la finalidad del control de convertidores, la mayoría de aplicaciones se centran en el control de corriente, que es el modo de operación que más posibilidades presenta: inyección de potencia activa o compensación de reactiva mediante el control de la corriente fundamental de secuencia positiva, compensación de desequilibrios controlando la corriente de secuencia inversa, eliminación de armónicos de un sistema inyectando las mismas corrientes en contra-fase ... y demás posibilidades.

Bajo el objetivo de controlar tensión, aparecen en la literatura diversas estrategias de control en función de distintas configuraciones topológicas de los convertidores. En [12] se presenta un punto de vista clásico controlando la tensión mediante un convertidor de tres ramas y se incluye un transformador $\Delta - Y$ a su salida para tener conexión de neutro a la red. Esta configuración permite la implementación de un controlador de tensión de secuencia directa e inversa mediante un esquema de control compuesto por un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente ambos expresados en un marco de referencia síncrono. Para evitar la necesidad de incluir en la planta un transformador, una conexión utilizada es dividir el bus de continua mediante dos condensadores y conectar el conductor de neutro al punto medio tal y como se presenta en [11] dónde se analizan los efectos de las secuencias de corriente. La metodología que parece imponerse es la implementación de una estrategia de control sobre un convertidor trifásico de cuatro ramas, de modo que se consiga un control absoluto de la tensión, es decir, sobre las tres secuencias. En [13] un tratamiento vectorial

de cada fase es utilizado para controlar el voltaje en un marco natural, mientras que en [19] y [20] se ejerce un control de tensión mediante un regulador proporcional integrador sobre un marco de referencia síncrono.

1.2.5 Teoría de control clásica contra teoría de control moderna

En relación con el punto anterior, las estrategias de control son un pilar central en el desarrollo de los sistemas de energía eléctrica, así como en cualquier sistema que requiera una lógica de funcionamiento cuya operación se torne cada vez más autónoma. En este apartado se pretenden comparar dos visiones acerca de la teoría de control, extrayendo los puntos fuertes de cada una, lo que más adelante, en este mismo proyecto, justificará la forma considerada más adecuada para trabajar el algoritmo.

La teoría de control clásico ha sido ampliamente desarrollada y utilizada en diseño de controladores para sistemas con una única entrada y una única salida, cuya referencia es continua. La conveniencia del diseño se basa en parámetros de la respuesta transitoria como el tiempo de establecimiento o el amortiguamiento, así como parámetros propios del sistema como su frecuencia natural. Con estas características, el diseño de controladores mediante la teoría de control clásico se presenta ineficaz cuando se pretende diseñar un sistema de control multi-variable o cuyas referencias son variables en el tiempo. En cambio, el diseño de controladores mediante la teoría de control moderno basado en el concepto de espacio de estados puede ser llevado a cabo para multitud de entradas además de escalones, rampas o impulsos. Además la teoría de control moderno puede ser aplicada en el diseño de sistemas de control lineal multi-variable así como variables en el tiempo consiguiendo un rendimiento óptimo respecto a los índices dados.

La teoría de control clásica es más conveniente, experimentalmente, cuando se pretenden caracterizar sistemas complejos en términos de respuesta en frecuencia. Por contra, la teoría de control moderna presenta mayor grado de dificultad a la hora de escribir las ecuaciones diferenciales que determinan la dinámica del sistema.

La manipulación algebraica de los parámetros puede realizarse antes de la sustitución numérica en la teoría de control clásico. Pero no ocurre lo mismo con la teoría de control moderno, debido al extensivo uso de la notación matricial. Aunque es importante destacar que la notación vectorial/matricial simplifica la descripción de sistemas de ecuaciones. Por lo tanto, la teoría de control moderno permite desarrollar fácilmente el trabajo teórico gracias a su simplicidad conceptual y en la notación, pero complica la obtención de soluciones numéricas, que, salvo casos extremadamente sencillos, requerirán mayor coste computacional.

Incluir las condiciones iniciales en la etapa de diseño de sistemas es imposible en la teoría de control clásica, mientras que, por su lado, la teoría de control moderno permite incluirlas muy fácilmente.

El rechazo de ruidos de elevada frecuencia en sistemas de control es más simple mediante las técnicas de diseño en el dominio de frecuencia, como la teoría de control clásico, que mediante técnicas basadas en espacio de estados. [7] [4]

1.2.6 Variables de estado, espacio de estados y observadores

Los modernos sistemas complejos poseen gran cantidad de entradas y salidas relacionadas entre sí de una forma complicada. Para analizar sistemas de este tipo es esencial reducir la complejidad de las expresiones matemáticas. Desde el punto de vista del estudio de múltiples estados, el análisis de sistemas complejos con el enfoque del espacio de estados es el más conveniente.

La teoría de control moderno se basa en la descripción de sistemas complejos mediante ecuaciones diferenciales de orden n . Estos sistemas de ecuaciones son reescritos en términos de n ecuaciones diferenciales de primer orden. Este conjunto de ecuaciones se combinan en una ecuación diferencial matricial de primer orden, la cual simplifica la representación de los sistemas de ecuaciones. El conjunto más pequeño de variables que son necesarias para determinar el estado de un sistema se denomina *Variables de Estado*, se requieren como mínimo n variables de estado para describir completamente el comportamiento dinámico de un sistema de orden n . El conocimiento de estas variables de estado en el instante inicial junto con el conocimiento de la evolución temporal de las entradas, permite determinar completamente el comportamiento del sistema en cualquier instante.

Para poder establecer el control por realimentación de estado es necesario que las variables de estado sean accesibles o, lo que es lo mismo, pueden medirse las variables que forman el vector de estado. En la práctica, es común que todas o algunas de estas variables de estado no sean medibles por diversos motivos: no tienen significado físico, no se dispone del sensor, hay exceso de ruido, etc. En estos casos será necesaria la estimación de las variables de estado no medibles. Los sistemas encargados de la estimación de las variables de estado son los denominados *observadores* [25] [24]. En función de las variables de estado del sistema se distinguen:

- Observadores de orden completo: se trata de sistemas que a partir de los valores de entrada y salida obtiene una estimación de las n variables que componen el estado del sistema.
- Observadores de orden reducido: utilizados en sistemas en los que no es necesaria la estimación de todas las variables, sino sólo de un subconjunto de ellas.

1.2.7 Control digital

El control digital se ha impuesto sobre el analógico debido a el gran número de ventajas que ofrece. Antes de entrar en las diferencias entre formas de control se formula la definición de control digital:

"Sistema de control que utiliza señales digitales y un computador digital para controlar un proceso. Los datos digitales son transformados por un conversor analógico/digital para ser procesados por un computador que proporciona una salida digital que será convertida por un convertidor digital/analógico y llevados a un actuador."

El siguiente gráfico muestra de forma esquemática el funcionamiento de este tipo de control:

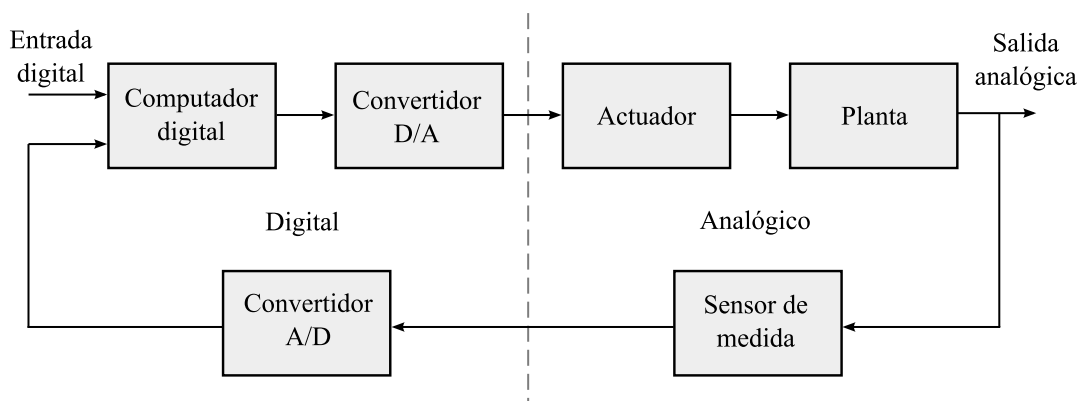


Figura 1.1 Diagrama de bloques del control digital.

Las ventajas que ofrecen los controladores digitales frente a los analógicos son:

- Capacidad de resolución de problemas complejos inviables para la tecnología analógica.
- Flexibilidad a la hora de reconfigurar el sistema.
- Menos susceptibilidad al deterioro debido al transcurso del tiempo o factores ambientales.
- Componentes menos sensibles a ruidos o vibraciones.
- Simplicidad y precisión en el diseño. No es necesario tratar con valores normalizados o tolerancias.
- Mayor fiabilidad y robustez.
- Capacidad de integración con otros sistemas.
- Ahorro económico.

Al mismo tiempo, también se destacan una serie de desventajas, ya que hay consideraciones que aumentan la complejidad del sistema:

- Disponer una frecuencia de muestreo suficientemente elevada para evitar efecto *Aliasing*.
- Introducción de retardos.

Un aspecto importante a considerar en el uso de esta forma de control es que según la teoría de control discreto siempre hay una pérdida de información, y por lo tanto de rendimiento, en cualquier método de digitalización respecto al homólogo en tiempo continuo, debida al proceso de cuantificación y no en la discretización, cómo se podría esperar.

Información más detallada referente a los puntos de las ventajas y las desventajas del control en tiempo discreto puede ser encontrada en [6] y, más concretamente, en [14] para la aplicación de las técnicas de control digital en el campo de la electrónica de potencia.

2 Especificaciones de la planta

El gran motor del cambio: la tecnología.

ALVIN TOFFLER (1928-2016)

En este capítulo se pretende describir los elementos que componen tanto al inversor como al sistema circundante, especificando su funcionalidad y las características más significativas. Al mismo tiempo, en aquellos componentes en los que se considere necesario, se justificará su elección. Por otro lado, se demostrará qué topología de inversor es necesaria para alcanzar los objetivos planteados, para ello se deducirán las ecuaciones que conforman el modelo matemático para modelar la dinámica del inversor en distintas configuraciones.

2.1 Fuente de energía primaria

En este proyecto se define la fuente de energía primaria como aquel conjunto de dispositivos y/o elementos que se encuentran conectados en el lado de continua del inversor, en adelante: la entrada. Estos elementos son los encargados de alimentar con una tensión continua el bus y generalmente pueden englobarse en:

- Condensadores Utilizados en dispositivos de compensación de reactiva. Al utilizarse únicamente para generar/consumir potencia reactiva, idealmente, en un periodo de red se mantiene constante el valor medio de la carga eléctrica almacenada en ellos. En la realidad es necesario implementar en el algoritmo un lazo de control de tensión que consuma una cantidad de energía activa tal para compensar las pérdidas.
- Fuentes DC Una fuente de energía eléctrica alimenta el bus de continua, como puede ser el caso de una instalación fotovoltaica. Requiere la instalación de condensadores en paralelo o convertidores DC/DC para mantener estable esta tensión.
- Convertidores AC-DC Los dos convertidores comparten el bus de continua trabajando en configuración *Back to back* (espalda contra espalda). Utilizados en tecnologías *FACTS* de compensación serie-paralelo (por ejemplo el UPQC *Unified Power Quality Conditioner*) o en las cabeceras de las conexiones *HVDC*, donde el bus de continua es la línea de transmisión de energía.

En este caso, la aplicación del inversor será la de alimentar la carga que se encuentre conectada a su salida, por lo que la energía activa que fluye desde la entrada hacia la salida tendrá un valor medio distinto de cero, motivo por el cual se descarta el uso de un banco de condensadores. Sin entrar en la tecnología específica que garantice la tensión del lado de continua dentro un valor aceptable, se asumirá que un dispositivo externo se encarga de esta operación.

Cumpliendo con las premisas anteriores, en los modelos planteados en este proyecto se colocará una fuente de tensión continua de 800 voltios y potencia infinita, modelando así un elemento que imponga un voltaje constante en la entrada.

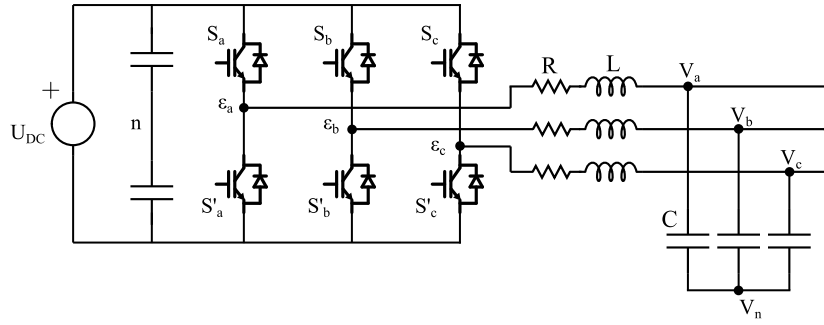


Figura 2.1 Esquema del inversor VSC.

2.2 Convertidor de fuente de tensión (VSC)

El convertidor de potencia es el elemento encargado de procesar la energía eléctrica de modo que en su salida los parámetros de tensión y corriente queden definidos por el algoritmo de control, que los calculará en función del estado del sistema.

En el capítulo introductorio se han presentado diversas configuraciones de convertidores, destacando que la utilidad de los inversores electrónicos de potencia reside en la conversión de una energía primaria en forma de voltaje eléctrico continuo, a una energía eléctrica de tensión alterna, pulsando a una frecuencia determinada, con la amplitud y fase de la señal controladas. Se ha mencionado también que para tal propósito existen en la actualidad diversas configuraciones y tecnologías de dispositivos semiconductores que, con las técnicas de control apropiadas, cumplen con las especificaciones solicitadas.

En este proyecto el objetivo que se pretende alcanzar es el de controlar una tensión de salida correspondiente a un nivel de distribución en baja tensión para redes trifásicas de cuatro hilos, concretamente se persigue el objetivo de sintetizar una tensión eficaz de 230 voltios de fase o 400 voltios de línea, el nivel de tensión que llega a la mayoría de consumidores. Se ha considerado por ese motivo que el modelo del inversor con el que se trabajará sea de dos niveles en puente completo.

Los dispositivos semiconductores que configuran las ramas del inversor son IGBTs, teniendo en cuenta en el modelo el diodo en anti-paralelo que se crea en su construcción.

El convertidor de fuente de tensión trifásico de tres hilos se presenta en la figura 2.1. Este tipo de convertidor es conocido como de dos niveles y puente en H, por la forma que adopta su configuración monofásica. De este esquema se pueden deducir las ecuaciones del comportamiento de los parámetros eléctricos en distintos casos. Se estudia en primer lugar una configuración como la del esquema en la que los puntos V_N y V_n están aislados. Esta estructura impone la siguiente condición:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.1)$$

Denotando V_{Nn} a la diferencia de potencial entre los puntos V_N y V_n , y δ_x al valor que toma el *duty cycle* de la rama x en un periodo concreto, las ecuaciones que representan la evolución del sistema pueden ser escritas como:

$$R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} = \frac{V_{dc}(t)}{2} \delta_a(t) - V_{Nn}(t) \quad (2.2)$$

$$R_b i_b(t) + L_b \frac{di_b(t)}{dt} = \frac{V_{dc}(t)}{2} \delta_b(t) - V_{Nn}(t) \quad (2.3)$$

$$R_c i_c(t) + L_c \frac{di_c(t)}{dt} = \frac{V_{dc}(t)}{2} \delta_c(t) - V_{Nn}(t) \quad (2.4)$$

La característica impuesta que se define en la ecuación 2.1 hace que esta configuración de convertidor no sea adecuada para controlar las fases independientemente, ya que como puede observarse una de las corrientes inyectadas es combinación lineal de las otras dos. Al no disponer de conductor de neutro, esta configuración no permite la inyección de corrientes de secuencia homopolar en el sistema.

En el presente proyecto se ha establecido como objetivo el control de la tensión en bornes de los condensadores que se encuentran en la etapa de filtrado. Controlar las ondas de tensión, para que éstas sean una señal

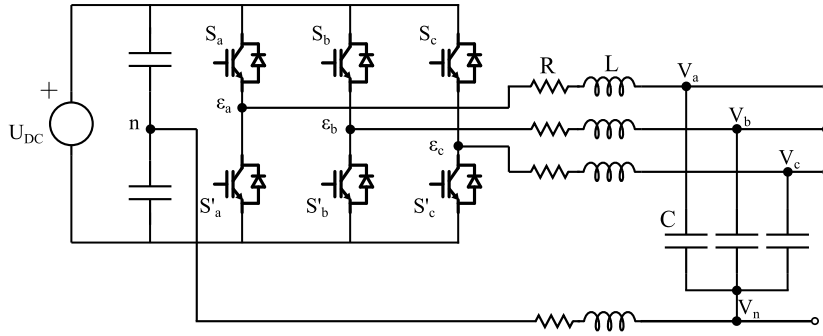


Figura 2.2 Esquema del inversor VSC con configuración split DC-link.

trifásica sinusoidal pura de $230V_{rms}$ de fase, pulsando a $50Hz$ y con desfases de $\frac{2}{3}\pi$ *radianes* entre fases, requiere controlar la tensión de cada fase independientemente. Aunque este postulado pudiera parecer trivial, es este el motivo por el cual es necesario considerar la conexión del neutro.

Estudiar el sistema con el conductor de neutro es equivalente a decir que se conectan los puntos N y n . En este caso la imposición que se planteaba en la ecuación 2.1 deja de ser cierta:

$$i_a + i_b + i_c \neq 0 \quad (2.5)$$

Para pasar a ser escrita como:

$$i_a + i_b + i_c + i_n = 0 \quad (2.6)$$

En este caso sí se está en condiciones de controlar las fases independientemente debido a que se dispone de tres variables de control, más concretamente, hay tres mallas.

Debido a los requerimientos fijados en los objetivos del proyecto y a las características de funcionamiento de las configuraciones estudiadas, es inmediato concluir que los objetivos pretendidos encajan con la segunda consideración del esquema del inversor, siendo necesario el uso de un inversor trifásico de cuatro conductores.

Por norma general los convertidores trifásicos operando como fuentes de tensión tienen dos formas de ser conectados a los sistemas de cuatro hilos:

- Dividir el bus de continua en dos partes mediante condensadores en serie y conectar el conductor de neutro al punto medio creado.
- Instalar una cuarta rama de dispositivos semiconductores en la topología del inversor y conectar el conductor de neutro al punto medio de esa rama.

El uso del DC-link partido permite controlar la tensión de una fase de forma independiente de las demás. Sin embargo, esta configuración, mostrada en la figura 2.2, requiere la instalación condensadores de elevada capacidad para mantener un rizado aceptable de corriente en casos de grandes desequilibrios, el tratamiento de este problema desde el controlador es explicado en [10] para aplicaciones *HVDC*. Además, el uso de esta topología implica un menor aprovechamiento de la tensión del bus de continua: es fácil determinar que el valor máximo del pico de tensión que se puede alcanzar con la configuración del bus DC dividido es $\frac{1}{2}V_{dc}$, mientras que en el caso de la configuración de cuatro ramas el valor máximo de pico de la tensión de línea que se puede alcanzar es igual a V_{dc} , lo que significa que el valor de fase es $\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$.

En este trabajo se ha decidido apostar por el uso del inversor de cuatro ramas de IGBTs. En [19] se trata el control de la cuarta rama para equilibrar tensiones trifásicas sin armónicos. En este proyecto se pretende avanzar en ese punto y, aprovechar esta topología de inversor, esquematizado en la figura 2.3, para controlar la tensión de fase del siguiente modo:

- Los dispositivos de conmutación S_n y S_n' serán los encargados de controlar el voltaje en el neutro, para mantener las fases equilibradas.
- Los dispositivos S_a , S_a' , S_b , S_b' , S_c y S_c' sintetizarán, respectivamente, las tensiones de secuencia positiva y negativa de las fases a , b y c .

Esta cuestión es abordada en profundidad en el siguiente capítulo.

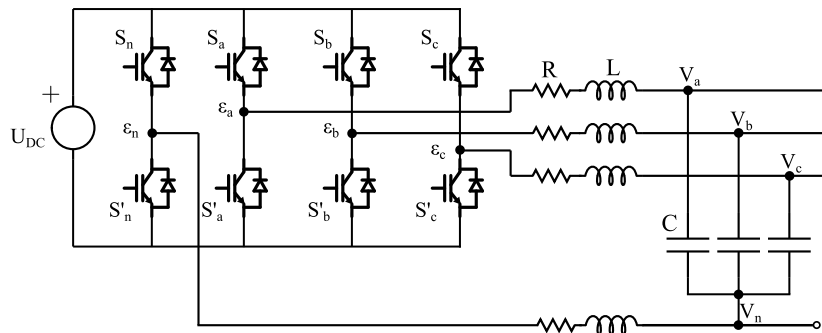


Figura 2.3 Esquema del inversor VSC de cuatro ramas.

2.3 Filtro

La etapa de filtrado se encuentra en la salida de tensión alterna del inversor. Su objetivo es el de mejorar la calidad de la energía generada, eliminando las componentes alta frecuencia sin atenuar aquellas de frecuencia cercana a la del sistema. Concretamente, se considera conectado un filtro de segundo orden tipo LC , con inductancia en el conductor de neutro. Además se incluye en el desarrollo las pérdidas en la bobina, ya que estas afectan a la magnitud de tensión que se pretende controlar. Para llevar a cabo esta consideración se incluye una pequeña resistencia en serie con la inductancia ideal.

El valor de los parámetros del filtro, tanto inductancia como condensador ha ido variando durante la evolución del proyecto. En primer lugar, estos valores se extrajeron de un filtro real con estructura LCL al que se pretendía cortocircuitar la segunda bobina. Las primeras simulaciones parecían indicar que el tamaño del condensador no era suficiente, debido a que al no estar dimensionado para la función desarrollada en este trabajo, la baja capacidad que tenía ese elemento impedía un correcto control del voltaje en sus bornes. Sin embargo, en pruebas posteriores se observó que el valor podía ser más bajo que el planteado siempre que la bobina fuera capaz de limpiar los armónicos de conmutación. Por estos motivos, no se especifica en este punto ningún valor para este elemento y será en el apartado de resultados cuando se detalle completamente el modelo.

2.4 Carga

La validación del control de tensión en bornes de los condensadores pasa por mantener en éstos la referencia especificada ante cualquier tipo de carga. Para verificar el adecuado comportamiento del controlador, la carga juega un papel clave, ya que la distorsión de la corriente se refleja en la tensión de la red debido a la caída de voltaje en las resistencia del filtro.

En este sentido se ha decidido que la carga tenga dos características determinantes:

- Desequilibrio
- Contenido armónico

Cómo la carga se encuentra más allá del punto en el que se realiza el control, sus parámetros no son necesarios a la hora de modelar la matemáticamente la planta. Aunque sí podrían ser incluidos si se conocieran, se considera que la carga puede variar en los distintos ensayos y durante los mismo, por lo que no se especificarán valores ni configuraciones en este apartado sino en los propios ensayos que se realicen.

2.5 Modelo matemático de la planta

La planta considerada por el control es el conjunto formado por el inversor y el filtro, tal y como se presenta en la figura 2.3. En el modelo matemático se considera que la tensión del bus de continua es constante y se ignora su dinámica. Si se designan las siguientes variables y constantes:

- R, L, C las magnitudes de las características resistiva, inductiva y capacitiva del filtro.
- i_x corriente inyectada por el inversor en la fase x .
- V_x tensión en bornes de los condensadores midiendo la fase x respecto al neutro de los condensadores.

- ε_{xN} tensión generada en bornes del inversor midiendo la fase x respecto a la salida del neutro.

Las ecuaciones que modelan el comportamiento de este sistema son las siguientes:

$$\varepsilon_{an} = U_{DC}(\delta_a - \delta_n); \quad \varepsilon_{bn} = U_{DC}(\delta_b - \delta_n); \quad \varepsilon_{cn} = U_{DC}(\delta_c - \delta_n) \quad (2.7)$$

$$i_a = C \frac{dV_a}{dt}; \quad i_b = C \frac{dV_b}{dt}; \quad i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + V_a + Ri_n + L \frac{di_n}{dt} \\ \varepsilon_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + V_b + Ri_n + L \frac{di_n}{dt} \\ \varepsilon_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + V_c + Ri_n + L \frac{di_n}{dt} \end{aligned} \quad (2.9)$$

El conjunto de ecuaciones (2.9) puede combinarse y operarse de modo que se elimine la dependencia que tienen las expresiones de i_n . Cuando se realizan estas operaciones aparece el efecto del acoplamiento de las tensiones por el conductor de neutro. Las expresiones obtenidas pueden escribirse junto con las ecuaciones (2.8) de forma matricial para obtenerse el espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{v}_a \\ \dot{v}_b \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-3}{4L} & \frac{1}{4L} & \frac{1}{4L} \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 & \frac{1}{4L} & \frac{-3}{4L} & \frac{1}{4L} \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & \frac{1}{4L} & \frac{1}{4L} & \frac{-3}{4L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{4L} & \frac{-1}{4L} & \frac{-1}{4L} \\ \frac{-1}{4L} & \frac{3}{4L} & \frac{-1}{4L} \\ \frac{-1}{4L} & \frac{-1}{4L} & \frac{3}{4L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

3 Estrategia de control para el Convertidor Electrónico de Potencia

Los que se enamoran de la práctica sin la teoría son como los pilotos sin timón ni brújula, que nunca podrán saber a dónde van.

LEONARDO DA VINCI (1452-1519)

En el capítulo anterior se han descrito los principales elementos que conforman el inversor y sus características, se ha justificado la topología de convertidor que se estudiará en este proyecto y se ha explicado el principio de funcionamiento del mismo. Una vez introducido este funcionamiento, en este capítulo se pretende explicar la lógica de control que determina la forma cómo van a conmutar los IGBTs para sintetizar la onda de tensión alterna que cumpla con las especificaciones.

La misma secuencia que se mantiene en el código de control se utilizará para estructurar este capítulo, ésta sigue los siguientes pasos:

1. Medida de la tensión en los condensadores.
2. Estimación del contenido armónico y la secuencias de las tensiones medidas.
3. Determinación de las referencias de tensión a generar.
4. Modulación para la obtención del tren de pulsos.

3.1 Transformada de Clarke

La transformación de un sistema eléctrico trifásico desde el marco natural abc al marco de referencia $\alpha\beta\gamma$ representa una herramienta de gran poder para el análisis y el modelado. La transformada de Clarke tiene su origen en el estudio de las máquinas eléctricas y representa la forma más común de realizar una reducción del orden del modelo, pasando de una descripción en un plano mediante tres variables desfasadas $\frac{2}{3}\pi$ radianes a sólo dos variables desfasadas $\frac{\pi}{2}$ radianes, siempre que este sistema esté equilibrado. La principal ventaja de este espacio vectorial es que se trata de un sistema de análisis que no trabaja en el dominio fasorial sino en el temporal, por lo que se pueden tratar transitorios más rápidos que un periodo fundamental.

La expresión matemática de la transformación es:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

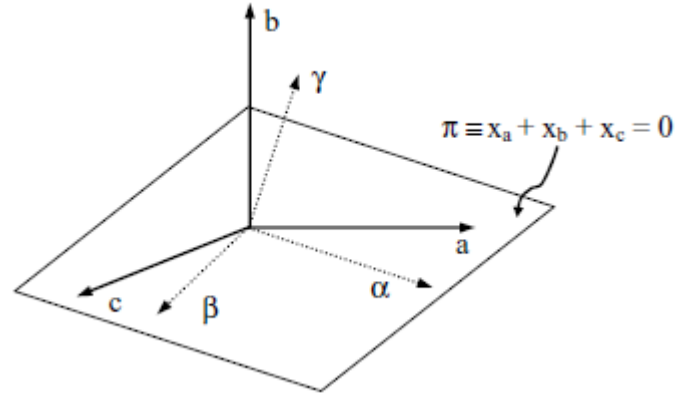


Figura 3.1 Representación gráfica de la transformada de *Clarke*.

La aparición del término $\sqrt{\frac{2}{3}}$ hace que la nueva base sea orto-normal, además de mantener constante la potencia, es decir:

$$\langle \mathbf{e}_{abc}, \mathbf{i}_{abc} \rangle = \langle \mathbf{e}_{\alpha\beta\gamma}, \mathbf{i}_{\alpha\beta\gamma} \rangle \quad (3.2)$$

Dónde el operador $\langle \rangle$ representa el producto escalar de los vectores.

La interpretación geométrica de la transformada se representa en la figura 3.1. En esta imagen puede observarse que es posible definir un plano, π , que contenga los vectores simétricos del marco de referencia natural abc . La información contenida en este plano puede ser definida mediante dos vectores ortogonales $\alpha\beta$ correspondientes a las dos primeras componentes de la transformada. Considerando que en los sistemas trifásicos a tres hilos se cumple la relación $x_a + x_b + x_c = 0$, se deduce que es posible definir el sistema trifásico mediante dos coordenadas sin perder información. La tercera componente que aparece γ es ortogonal al plano y únicamente tiene valor cuando el conjunto trifásico de vectores no es simétrico, o traducido a los sistemas eléctricos, aparece componente de secuencia homopolar. La transformación a la base bidimensional se expresa matemáticamente cómo:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

En este marco de referencia bidimensional, las magnitudes trifásicas quedan definidas como un vector rotacional de magnitud $\sqrt{\frac{2}{3}}$ y velocidad angular ω . Una gran ventaja de la aplicación de esta transformada en el estudio de sistemas eléctricos es el coste computacional ya que al tratarse de un sistema orto-normal la obtención de la matriz inversa coincide con el valor de la matriz traspuesta.

Cuando se analizan sistemas desequilibrados de cuatro hilos aparece una nueva componente en el sistema de tensiones, se establece una diferencia de potencial entre el neutro del generador y el neutro de la carga, alterando el sistema de ecuaciones: $x_a + x_b + x_c + x_n = 0$. En estos casos se vuelve necesario determinar el valor de la componente γ , que contiene la información referente al desequilibrio.

Aparecen distintos motivos que justifican el uso de la transformada de *Clarke* en el control de convertidores. En este proyecto su uso se justifica por dos motivos relacionados entre si: el primero es que actúa como un primer filtrado de las secuencias de la tensión, separando las componentes simétricas de las no-simétricas. Un segundo motivo es que aplica una restricción homopolar en el control.

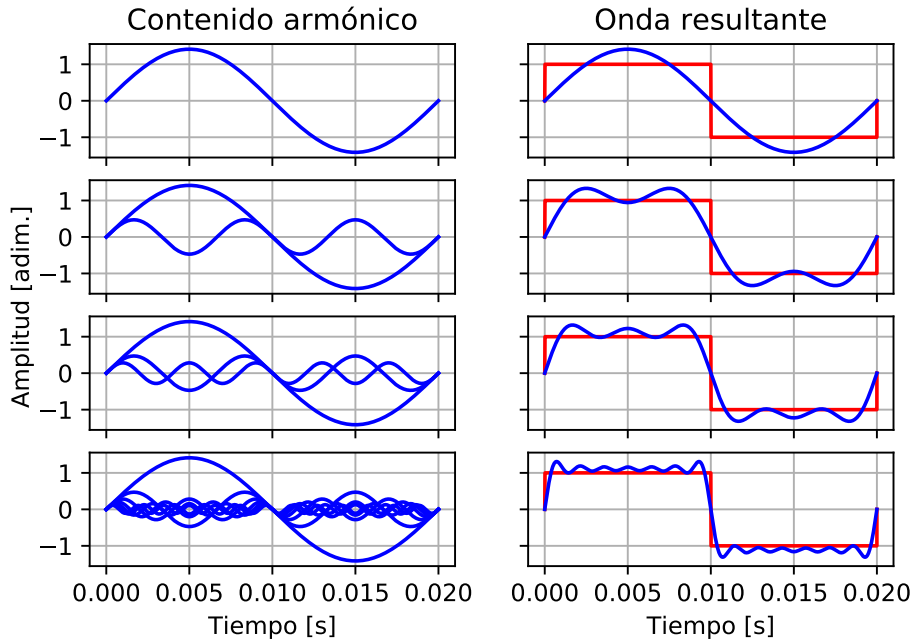


Figura 3.2 Aproximación a una onda cuadrada mediante ondas sinusoidales.

3.2 Separador de secuencias armónicas basado en un observador de estado

El separador de secuencias es uno de los dos pilares que conforman el cuerpo de la estrategia de control planteada en este proyecto. El objetivo de esta etapa es disponer de la información del contenido armónico y sus respectivas componentes secuenciales que pueden aparecer en la tensión medida en los condensadores. En este capítulo se detallará la obtención matemática de las expresiones que desarrollarán esta tarea, partiendo como base de un observador de *Luenberger*, de forma similar al desarrollado en [9] para las componentes positiva y negativa.

3.2.1 Base teórica

En 1807 *Jean-Baptiste Joseph Fourier* introdujo un concepto matemático, que posteriormente se conocería como *serie de Fourier*, con el propósito de solucionar la ecuación de calor en un plato metálico. Estos resultados aparecieron por primera vez en *Mémoire sur la propagation de la chaleur dans les corps solides*, desarrollándose la teoría en 1822 en *Théorie analytique de la chaleur*. Sin entrar en su definición matemática, según este teorema, cualquier función periódica puede ser descompuesta en un sumatorio infinito de funciones trigonométricas mucho más simples. La figura 3.2 muestra el clásico ejemplo de la obtención de una onda cuadrada mediante señales sinusoidales de orden impar, en esta figura se presentan los siete primeros armónicos impares (1, 3, 5, 7, 9, 11, 13) y no los infinitos que serían teóricamente necesarios. En este principio de superposición se basa una parte del separador de secuencias escrito en la forma de un observador de *Luenberger*. El separador de secuencias trabajará aplicando la propiedad de las series de *Fourier* en sentido inverso para extraer de la señal medida un posible conjunto de armónicos que la conforman.

Posteriormente, en 1918, se presentó en la 34ª convención anual del *American Institute of Electrical Engineers* el artículo *Method of Symmetrical Co-ordinates Applied to the solution of Polyphase Networks* [3]. En este artículo, firmado por *C. L. Fortescue*, se discuten de forma general los sistemas no simétricos de vectores coplanarios concluyendo que éstos pueden ser representados mediante n sistemas simétricos, donde n es igual al grado de libertad del sistema original. Para un sistema eléctrico trifásico, los tres sistemas simétricos utilizados se muestran gráficamente en la figura 3.3 y se definen como:

- Sistema directo Un sistema trifásico de vectores equipotenciales desfasados 120° que giran en el mismo sentido que los vectores representativos de la tensión de red.
- Sistema inverso Un sistema trifásico de vectores equipotenciales desfasados 120° que giran en sentido contrario al de los vectores representativos de la tensión de red. O un sistema trifásico de vectores

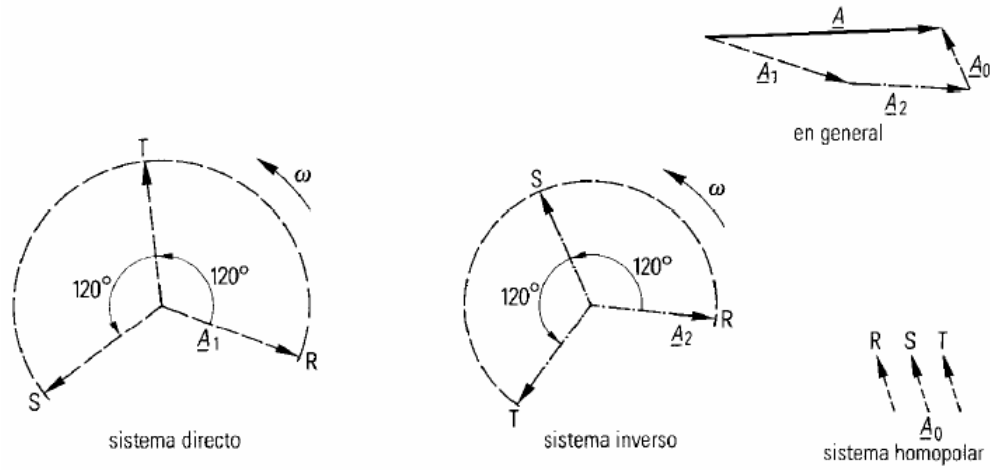


Figura 3.3 Sistemas de componentes simétricas correspondientes a un sistema trifásico asimétrico.

equipotenciales desfasados 240° que giran en el mismo sentido que los vectores representativos de la tensión de red.

- Sistema homopolar Un sistema trifásico de vectores equipotenciales que están en fase (paralelos) y giran en el mismo sentido que los vectores representativos de la tensión de red.

Este teorema, el teorema de las componentes simétricas, conforma el otro gran sustento del separador de secuencias.

Una vez explicados estos dos conceptos teóricos de superposición, puede definirse el funcionamiento del separador de secuencias armónicas. El observador recibe como entrada el conjunto trifásico de las tensiones de fase medidas en bornes de los condensadores del filtro (respecto al conductor de neutro) y transformadas previamente mediante la matriz de *Clarke* anteriormente explicada, es decir, recibirá la tensión de fase en el marco de referencia $\alpha\beta\gamma$. A partir de estas entradas, el observador debe descomponer la tensión en ondas armónicas de secuencia directa, inversa y homopolar, cuya frecuencia fundamental será de 50Hz . Posteriormente, con la información armónica del conjunto estimado se reconstruirá la señal para compararla con la medida original y corregir así los valores para alcanzar la convergencia.

Cómo ya se ha avanzado, este bloque del algoritmo se escribe sobre el marco del espacio de estados, su teoría dice que cualquier sistema dinámico formado por una cantidad finita de elementos de parámetros concentrados se describe mediante una serie de ecuaciones diferenciales, en las cuales el tiempo es la variable independiente. Con la notación matricial, puede expresarse una ecuación diferencial de n -ésimo orden mediante una ecuación diferencial matricial de primer orden. De este modo, un sistema dinámico puede ser escrito mediante dos ecuaciones matriciales. La primera de ellas es la ecuación de transición de estado, que explica la evolución del estado en cada instante de tiempo, y la segunda, la ecuación de observación, que determina en función del estado cómo es la salida. La notación matemática se presenta en las ecuaciones 3.4 y 3.5.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \tag{3.4}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{D} \mathbf{u} \tag{3.5}$$

En estas ecuaciones \mathbf{y} representa la salida; \mathbf{x} , las variables de estado; \mathbf{u} , las entradas que recibe el sistema, y \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} y \mathbf{D} el conjunto de matrices que relacionan estas magnitudes. La notación $\dot{\mathbf{x}}$ se adopta de la notación Newtoniana para las derivadas temporales.

Conociendo o estimando los valores de las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} y \mathbf{D} , así como la evolución temporal de la entrada se puede estimar la salida, tal y como se escribe en las ecuaciones 3.6 y 3.7.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u} \tag{3.6}$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D} \mathbf{u} \tag{3.7}$$

Se adopta la notación \tilde{x} para indicar que el valor de x es un valor estimado.

El separador de secuencias armónicas planteado en este proyecto se ha dividido en dos observadores: el primero de ellos trabaja con las componentes α y β de la tensión, mientras que el segundo observador recibirá la componente γ . El motivo de este tratamiento independiente en esta etapa reside en la información que contiene la componente γ , la cual guarda una estrecha relación con la información referente a los desequilibrios y al neutro (la secuencia homopolar); mientras que, por su parte, las componentes α y β están íntimamente relacionadas con las secuencias positiva y negativa de la señal fundamental y sus armónicos. En ambos casos la estructura del observador es la misma, apareciendo únicamente una diferencia en el tratamiento del contenido armónico homopolar.

3.2.2 Secuencias positivas y negativas. Plano $\alpha\beta$

El primer algoritmo del conjunto de observadores que se detalla es el que estima los valores del contenido armónico y secuencial de las tensiones simétricas. Este algoritmo trabaja sobre el plano definido por los vectores α y β por lo que las variables de estado consideradas serán el valor instantáneo de las secuencias positiva y negativa de cada armónico que compone la señal medida.

Las variables de salida del observador serán la estimación de la tensión en bornes de los condensadores en el marco de referencia $\alpha\beta$, reconstruida a partir de las variables de estado estimadas. Como ya se ha especificado, las entradas corresponden al valor medido. Las tensiones estimadas reconstruidas y la señales medidas se compararán para determinar el error de observación. Este error será ponderado mediante una matriz de pesos para corregir los valores de la estimación de las variables de estado. Esta idea queda representada matemáticamente en las ecuaciones 3.8 y 3.9.

$$\dot{\tilde{x}} = \mathbf{A}\tilde{x} + \mathbf{L}(y - \tilde{y}) \tag{3.8}$$

$$\tilde{y} = \mathbf{C}\tilde{x} \tag{3.9}$$

De forma gráfica, el diagrama de bloques realimentado asociado a las ecuaciones planteadas se presenta en la figura 3.4.

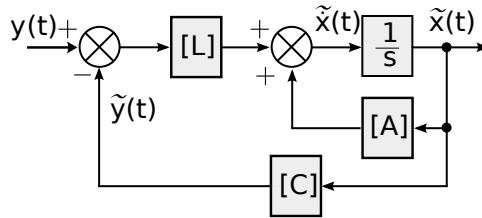


Figura 3.4 Diagrama de bloque del observador.

Una vez definidas las variables implicadas en las ecuaciones se procede a detallar las matrices \mathbf{A} , \mathbf{L} y \mathbf{C} encargadas de operar estas variables para conseguir que las ecuaciones del observador satisfagan el planteamiento presentado.

La matriz \mathbf{A} es un conjunto de sub-matrices de tamaño 4×4 . Esta matriz relaciona las variables de estado con sus derivadas. En este caso ya se conoce que las variables de estado son ondas, por este motivo es posible conocer la forma matemática que adoptarán:

$$x(t) = A \sin(\omega t + \phi) \tag{3.10}$$

$$\dot{x}(t) = A\omega \cos(\omega t + \phi) \tag{3.11}$$

Estas expresiones son extensibles a cada uno de los ejes que componen el plano de referencia sobre el que trabaja el algoritmo. Expresar las anteriores relaciones sobre el marco de referencia $\alpha\beta$, teniendo en cuenta que en este marco se establece la relación $X_\alpha \perp X_\beta$, conduce a determinar las siguientes expresiones:

$$x_\alpha(t) = A \sin(\omega t + \phi); \quad \dot{x}_\alpha(t) = A\omega \cos(\omega t + \phi) \quad (3.12)$$

$$x_\beta(t) = -A \cos(\omega t + \phi); \quad \dot{x}_\beta(t) = A\omega \sin(\omega t + \phi) \quad (3.13)$$

De un vistazo es inmediato concluir que el mismo conjunto puede ser escrito de la siguiente forma:

$$\dot{x}_\alpha(t) = -\omega x_\beta(t) \quad (3.14)$$

$$\dot{x}_\beta(t) = \omega x_\alpha(t) \quad (3.15)$$

Esta propiedad puede ser extendida a las secuencias positiva y negativa que se pretenden estimar si se interpreta que la secuencia negativa es un vector que rota a velocidad angular $-\omega$, la descomposición de las componentes simétricas queda escrita de la siguiente forma:

$$\dot{v}_\alpha^+ = -\omega_s v_\beta^+ \quad (3.16)$$

$$\dot{v}_\beta^+ = \omega_s v_\alpha^+ \quad (3.17)$$

$$\dot{v}_\alpha^- = \omega_s v_\beta^- \quad (3.18)$$

$$\dot{v}_\beta^- = -\omega_s v_\alpha^- \quad (3.19)$$

Con este conjunto de ecuaciones queda definida la forma en que se relacionan las variables de estado de un armónico concreto, por lo que finalmente queda ampliar esta relación a cualquier orden armónico. Este hecho pasa por considerar que un armónico es múltiplo de la frecuencia fundamental y por lo tanto el conjunto de ecuaciones puede ser escrito en forma matricial de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{\alpha n}^+ \\ \dot{v}_{\beta n}^+ \\ \dot{v}_{\alpha n}^- \\ \dot{v}_{\beta n}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -n\omega & 0 & 0 \\ n\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & n\omega \\ 0 & 0 & -n\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha n}^+ \\ v_{\beta n}^+ \\ v_{\alpha n}^- \\ v_{\beta n}^- \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\forall n \in \mathbb{N}$$

En la ecuación (3.20), n representa el orden del armónico que se pretende observar.

Cuando se amplía el sistema a todos los armónicos que se pretenden analizar la matriz de estado crece linealmente con un factor cuatro, es decir, cada armónico que se pretende observar añade a la matriz cuatro filas y cuatro columnas. Sin embargo, algo que es muy favorable en la forma de escribir estas ecuaciones es que el sistema es altamente disperso, si la matriz es de p filas y p columnas, sólo p valores son distintos de cero, por lo que es posible programar esta estrategia de un modo computacionalmente eficiente.

La matriz de salida, C , asociada a estas variables de estado es trivial. Su función es la de recomponer la tensión original, por lo que su función será sumar todo el contenido armónico de la componente α por un lado y de β por el otro:

$$v_\alpha = \sum_{n=1}^N (v_{\alpha n}^+ + v_{\alpha n}^-) \quad (3.21)$$

$$v_\beta = \sum_{n=1}^N (v_{\beta n}^+ + v_{\beta n}^-) \quad (3.22)$$

Cuando se trasladan estas ecuaciones a su forma matricial, la matriz C queda escrita como un conjunto de 1 y 0 de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha\omega}^+ \\ v_{\beta\omega}^+ \\ v_{\alpha\omega}^- \\ v_{\beta\omega}^- \\ v_{\alpha 2\omega}^+ \\ v_{\beta 2\omega}^+ \\ v_{\alpha 2\omega}^- \\ v_{\beta 2\omega}^- \\ \vdots \\ v_{\alpha n\omega}^+ \\ v_{\beta n\omega}^+ \\ v_{\alpha n\omega}^- \\ v_{\beta n\omega}^- \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

El último elemento que queda por definir en este sistema es la matriz de ponderación de error, *L*. Los valores que componen esta matriz no son evidentes, ya que, a diferencia de las matrices anteriores, esta matriz no surge del tratamiento matemático de las ecuaciones que modelan el comportamiento propio del sistema. Los valores de esta matriz corresponden a unos pesos asignados a la relación entre los errores de la estimación y la derivada de las variables de estado (según se observa en la ecuación 3.8). Para determinar los valores de esta matriz se ha optado por abordar un problema de optimización resuelto mediante el método *Linear Quadratic Regulator (LQR)*. El proceso de sintonización de la matriz *L* de ganancias detallará en el apartado 3.4, en el que se explicará el método utilizado y el modelo ampliado que se le asocia.

3.2.3 Componente homopolar. Eje γ

En este caso, las variables de estado que se pretenden estimar son el conjunto de tensiones armónicas de secuencia homopolar. Ya se ha citado anteriormente que este conjunto de componentes de la tensión, tras ser transformadas las medidas mediante la transformada matricial de *Clarke*, se encuentran sobre el eje γ .

La estructura del algoritmo es idéntica a la explicada en la sección 3.2.2. La diferencia fundamental en este caso es que no se dispone *a priori* de una componente en cuadratura para cruzar el conjunto *seno(x)* - *coseno(x)* cuando se calculan las derivadas. La solución a este inconveniente ha sido la definición de un eje perpendicular a γ , situado sobre el plano $\alpha\beta$, cuya posición coincide con el ángulo que tiene el vector $V_{\alpha\beta}$ cuando la componente γ pasa por cero. Sobre este nuevo eje, γ_q , las variables tomarán el valor de la derivada del eje γ con un factor $\frac{1}{n\omega}$, consiguiendo de este modo un valor desfasado $\frac{\pi}{2}$ *radianes*. La adopción de esta solución es factible gracias a que el control impone la frecuencia de las señales generadas.

La mayor diferencia estructural se encuentra en la ecuación de realimentación en la que se reconstruye la señal, sólo debe ser aprovechada la información referente al eje γ , que es aquella que aporta información real

del sistema. Bajo esta premisa, se deduce rápidamente que la matriz C toma la forma:

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma\omega}^+ \\ v_{\gamma q\omega}^+ \\ v_{\gamma\omega}^- \\ v_{\gamma q\omega}^- \\ v_{\gamma 2\omega}^+ \\ v_{\gamma q 2\omega}^+ \\ v_{\gamma 2\omega}^- \\ v_{\gamma q 2\omega}^- \\ \vdots \\ v_{\gamma n\omega}^+ \\ v_{\gamma q n\omega}^+ \\ v_{\gamma n\omega}^- \\ v_{\gamma q n\omega}^- \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

En esta ecuación el subíndice γ indica que el valor está situado sobre el eje del mismo nombre, mientras que γ_q evidencia que se trata de las componentes en cuadratura creadas para el modelo.

Con el procedimiento descrito, la matriz A mantiene la misma estructura que en la estimación del marco $\alpha\beta$ y la matriz L sufrirá una variación por la reducción del tamaño de C , aunque también se calculará del mismo modo.

3.3 Lazo de control

El sistema de control más utilizado y presente en gran cantidad de procesos industriales es el sistema de control proporcional-integrador-derivativo (PID). Un controlador PID se basa en un mecanismo de control por realimentación o en lazo cerrado. En este método la señal de error, obtenida por la comparación de la acción de control y la referencia, es introducida en paralelo a cada uno de los bloques que lo componen:

- **Proporcional:** la salida es el producto del error por una constante, relación con el error actual.
- **Integrador:** la salida es el error acumulado, mantiene un histórico del error sucedido, puede llevar asociado el producto de un valor constante.
- **Derivativo:** la salida es la variación temporal del error, trata de predecir el error futuro midiendo la tendencia, también puede llevar asociado el producto de un valor constante.

De forma matemática:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.25)$$

Dónde $u(t)$ es la señal de control y $e(t)$ representa el error cometido en el seguimiento de una señal de referencia. Las distintas K 's son las constantes de ponderación de cada componente del controlador y determinan el comportamiento de la salida calculada.

La dificultad que se asocia a un buen sistema de control reside en determinar los valores de las distintas constantes de cada bloque para alcanzar los criterios especificados en los objetivos, es decir, sintonizar el controlador.

A pesar de la popularidad de esta estrategia de control, en los sistemas de control modernos está mostrando sus debilidades como que un controlador sólo permite tratar una única variable o que se trata de un control lineal.

En el control de elementos que operan sobre sistemas eléctricos, como puede ser el caso de motores, suele eliminarse el control derivativo, debido a que el ruido que puede incluir el sensor provocaría picos abruptos llevando a inestabilidades. El controlador proporcional-integrador resultante es, generalmente, incapaz de eliminar eficientemente los armónicos de corriente debido al limitado *bandwidth* que presenta. Si se desea incrementar el ancho de banda, se requiere una elevada ganancia de la constante proporcional, acción que sacrifica la estabilidad del sistema.

Otro inconveniente de esta estrategia de control en sistemas eléctricos es la naturaleza ondulatoria de la corriente alterna. Los controladores proporcional-integrador presentan una buena dinámica cuando deben converger hacia una referencia constante. Si bien es cierto que se podría conseguir una dinámica de controlador lo suficientemente rápida para actuar sobre una referencia en forma de onda, los parámetros que el controlador debe adoptar lo acercan a zonas inestables. Por este motivo es comúnmente adoptada la solución de trasladar las medidas eléctricas y las referencias a un plano de referencia oscilatorio con la misma velocidad angular que la frecuencia de la tensión de la red mediante la transformada de *Park*, de modo que todas estas variables pasen a ser continuas. Trabajar con la transformada de *Park* supone determinar o estimar el ángulo de fase en el que se encuentra la tensión, acción que introduce un retraso en la actuación del controlador.

Entrando de forma concreta en el control de convertidores actuando como fuentes de tensión, la sintonización es una etapa considerablemente compleja, ya que la finalidad es obtener unos resultados capaces de satisfacer los criterios de calidad de energía asegurando la robustez en un sistema que no mantiene sus parámetros constantes. Por este motivo, en el presente trabajo se ha decidido basar el controlador en un modelo distinto: el controlador resonante.

3.3.1 Control resonante

La teoría de control del modelo interno establece que si los modelos de la referencia y las perturbaciones están incluidos en el bucle realimentado del controlador, tanto la capacidad de seguimiento de la referencia como de rechazo de la perturbación están aseguradas.

En el caso de referencias y perturbaciones de sistemas eléctricos, el objetivo es seguir y eliminar señales periódicas que pueden ser descompuestas en componentes sinusoidales (armónicos y secuencias). El diseño del controlador resulta entonces en una función que tiene la misma forma que la función que caracteriza a las señales sinusoidales.

La transformada de *Laplace* de una señal sinusoidal, como es la onda de tensión de red normalizada o los armónicos, puede expresarse como:

$$\mathcal{L}(\sin(\omega t)) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (3.26)$$

$$\mathcal{L}(\cos(\omega t)) = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.27)$$

Dónde ω representa la frecuencia de oscilación.

El interés de estas funciones reside en el denominador, ya que son los polos los que fijan la dinámica del controlador y, por tanto, es la característica que debe mantener el modelo del controlador para garantizar el correcto funcionamiento. En otras palabras, el denominador deberá contener un par de polos complejos conjugados, sobre el eje imaginario, sintonizados a cada frecuencia armónica objetivo. El modelo de controlador resonante que se ha considerado como punto de partida es el integrador generalizado de segundo orden (SOGI), cuyo modelo en diagrama de bloques puede observarse en la figura 3.5.

La función de transferencia que se obtiene añade un cero a la función, pero cumple con el requisito de mantener los polos imaginarios y se escribe como:

$$G(s) = \frac{\omega s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.28)$$

El denominador de esta función de transferencia es la que presenta cualquier sistema de segundo orden cuyo factor de amortiguamiento sea nulo.

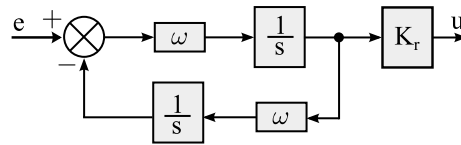


Figura 3.5 Diagrama de bloques del esquema resonante elemental.

El diagrama de Bode de la función de transferencia muestra como la ganancia del controlador tiende a ser infinita cuando la frecuencia se acerca a la frecuencia de resonancia, punto en el que se anula el denominador, mientras que el resto de frecuencias se ven fuertemente atenuadas, actuando como un filtro pasa-banda. Sintonizando ω a la frecuencia de red, $100\pi \frac{rad}{s}$, el diagrama de Bode queda representado cómo se muestra en la figura 3.6.

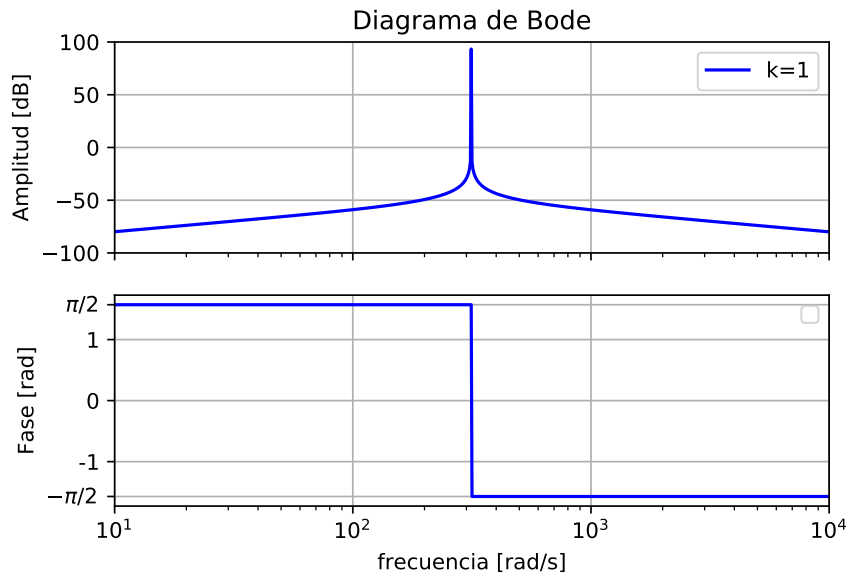


Figura 3.6 Diagrama de bode del SOGI.

La peligrosidad de este controlador se hace evidente: la resonancia, la misma propiedad que es el motivo de interés de este modelo puede ser altamente dañina para el sistema si no se mantiene la salida estable.

La alteración de la respuesta frecuencial de este controlador se consigue mediante la adición de una ganancia a la salida (o la entrada) de la estructura:

$$G_{(s)} = \frac{K_r \omega s}{s^2 + \omega^2} \tag{3.29}$$

Esta ganancia K_r permite actuar sobre la selectividad de las frecuencias y, consecuentemente, sobre el tiempo de establecimiento en la respuesta a perturbaciones así como la aparición de sobreimpulsos en la salida. El efecto de esta constante en el dominio frecuencial se muestra en la figura 3.7. Un aspecto importante que también puede observarse en el diagrama de Bode es que este controlador es siempre estable, ya que la fase se mueve entre $\pm \frac{\pi}{2} rad$.

La ventaja del uso de este tipo de controlador es que cuando se alimenta su entrada con una señal de error, la forma de la señal de salida calculada se corresponde a una señal sinusoidal cuya frecuencia es la frecuencia sintonizada en el controlador. Siempre que el error sea positivo, aumentará la amplitud de la onda de salida, mientras que para errores negativos la amplitud disminuirá. Una vez que la medida tomada en la planta es idéntica a la referencia que se pretende alcanzar y se anula el error, el controlador mantiene la señal ondulatoria con la amplitud que elimina este error.

Es importante tener claro que la señal de error que alimentará a la etapa de control proviene de la información determinada por el separador de secuencias armónicas, por lo que será necesario actuar como en [17] y

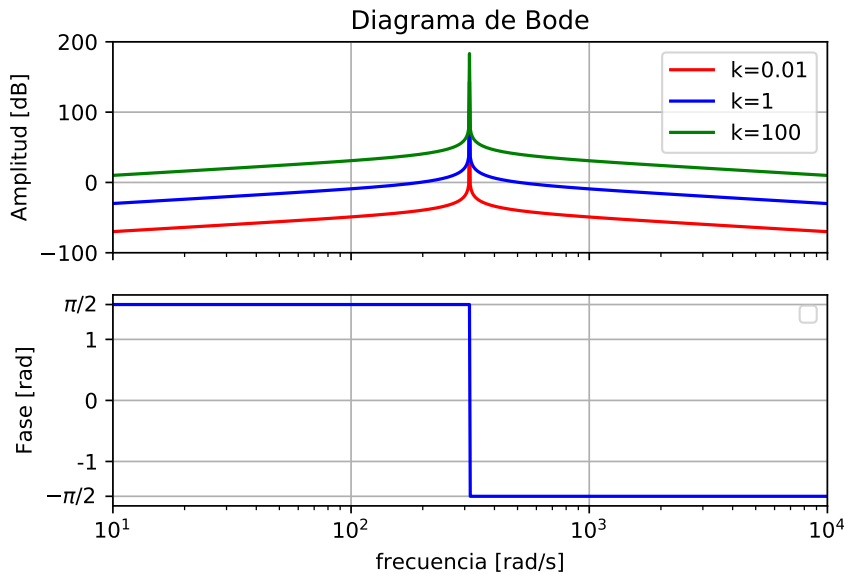


Figura 3.7 Comparación del diagrama de bode del SOGI con diversas ganancias.

realizar tareas de seguimiento y eliminación de múltiples frecuencias colocando varios controladores en paralelo, sintonizados a esas frecuencias objetivo.

Ante las características que presenta el comportamiento de este controlador es fácil deducir las ventajas que presenta para trabajar con las señales propias de los sistemas eléctricos.

3.3.2 Modelo utilizado en este trabajo

Las múltiples ventajas que ofrece el controlador resonante frente al *PID* en el control de señales de naturaleza ondulatoria como las presentes en sistemas eléctricos, han propiciado que en el presente proyecto se haya decidido optar por esta metodología. Sin embargo, a diferencia del esquema del controlador resonante básico que se ha detallado anteriormente, se le añadirá a este bloque una componente proporcional en paralelo y se aprovechará, además, la salida en cuadratura del resonante tal y como se muestra en el esquema de la figura 3.8. Esto es debido a que la sintonización del controlador se realizará mediante realimentación de estados (esto se detalla a continuación en 3.4).

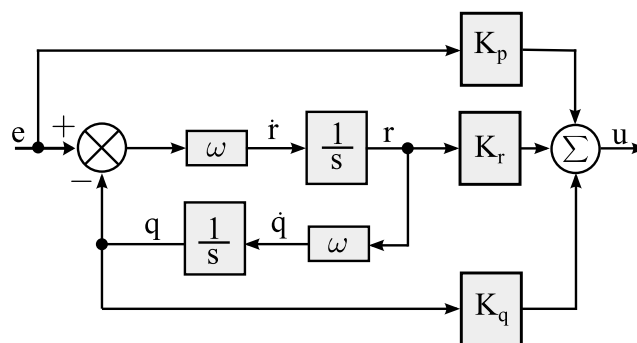


Figura 3.8 Diagrama de bloque del esquema de control utilizado.

Las características del controlador clásico puramente resonante se han comentado en el apartado 3.3.1. La rama paralela proporcional aumenta la velocidad de convergencia del controlador a costa de reducir la atenuación en las frecuencias de las bandas laterales, sobretodo se ve aumentada la ganancia en las bandas cercanas a la frecuencia de resonancia. Por su parte, aprovechar la salida en cuadratura mejora la forma de la variable de control calculada a la salida de esta etapa en el estado transitorio, reduciendo el tiempo de establecimiento.

Sin tener en cuenta las ganancias de cada componente, que pueden ser añadidas fácilmente *a posteriori*, las ecuaciones que describen este proceso con las variables nombradas como aparecen en 3.8 se presentan en las ecuaciones (3.30) y (3.31).

$$\dot{r} = \omega(e - q) \quad (3.30)$$

$$\dot{q} = \omega r \quad (3.31)$$

Y en forma matricial, escrito en la notación de un espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (3.32)$$

Una vez determinado el comportamiento de las variables internas de la estructura de control resonante, la obtención de la salida o acción de control se reduce a:

$$u = \begin{bmatrix} e & r & q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_r \\ K_q \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Con el modelo de control presentado se establece una estrategia que permite simplificar la etapa de modulación evitando la programación de un algoritmo de modulación espacial en tres dimensiones, *3D-SVM* por sus siglas en inglés.

La estrategia planteada se basa en separar los objetivos que se planteaban anteriormente para conseguir dos controles cooperativos. Uno de los controles, realizado en el marco de referencia $\alpha\beta$ parte de la premisa que en el sistema a controlar sólo se encuentran vectores simétricos, por lo que se encarga de eliminar la secuencia negativa de la componente fundamental de la tensión, así como las componentes positivas y negativas de los múltiplos armónicos que aparecen. El otro controlador, que opera en el eje γ es el encargado de actuar sobre la tensión en el neutro para mantener equilibrado el sistema en cuanto a la aparición de la secuencia homopolar. Ambas acciones de control determinarán conjuntamente la referencia de tensión que deberá generar el convertidor.

Cabe recordar que la etapa de estimación de componentes armónicas ya trabajaba con las componentes α y β por un lado y con γ de forma independiente. Esto genera una situación propicia para la estrategia de control planteada que queda dividida de la misma forma.

El controlador encargado de trabajar en el plano $\alpha\beta$ recibe el conjunto errores procedente de la comparación entre las estimaciones y las referencias. Las referencias de este plano son dos señales armónicas de frecuencia igual a la fundamental, desfasadas entre sí $\frac{\pi}{2} rad$ y un conjunto de ceros. Las dos primeras referencias son comparadas con el valor estimado de las componentes fundamentales de secuencia directa. El resto de tensiones estimadas son comparadas con los ceros.

El controlador programado para tratar con la componente γ , sin embargo, recibe directamente el valor estimado de la tensión. Esto es debido a que no se pretende anular la tensión en el neutro respecto a una tierra hipotética, sino eliminar la diferencia de potencial entre $V_a + V_b + V_c$ y V_n para que no haya circulación de corriente homopolar en los condensadores.

3.4 Sintonización de las ganancias

La teoría de control óptimo tiene como objetivo la operación de un sistema al mínimo coste. La teoría establece que si sobre un sistema dinámico se realiza un proceso, puede asignarse a éste una función denominada coste, la función objetivo que se pretende minimizar, a partir de sus variables de estado y de control. El caso en el que se considera un sistema dinámico modelado mediante un conjunto de ecuaciones diferenciales y la función de coste descrita por una función cuadrática se conoce como problema *LQ* siglas de *Linear*

Quadratic. Una de las principales soluciones de este problema es el *Linear Quadratic Regulator* que plantea como solución un lazo de control realimentado [7].

En este tipo de problemas se considera un sistema dinámico modelado en espacio de estados mediante la ecuación:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (3.34)$$

La función de coste de horizonte infinito asignada al sistema anterior se escribe generalmente en la solución *Linear Quadratic Regulator* como:

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Qx} + \mathbf{u}^T \mathbf{Ru}) dt \quad (3.35)$$

La ley de control realimentado que minimiza el valor de la función de coste es:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{Kx} \quad (3.36)$$

En la ecuación (3.35) aparecen dos matrices de peso \mathbf{Q} y \mathbf{R} que ponderan respectivamente a las variables de estado y a las acciones de control del sistema de forma cuadrática. La solución a este problema se escribe de forma tal que las entradas del sistema pasen a ser producto de la acción de un controlador, por lo que el algoritmo *LQR* tendrá como objetivo converger a cero minimizando la acción del controlador. El valor de las matrices de peso deben ser especificadas externamente en el algoritmo y, mediante estos pesos, se optimizarán los parámetros del lazo de realimentación, determinando así la dinámica que se observará en el sistema. A partir de esta dinámica se juzgará la bondad del controlador en función de los objetivos que se deban alcanzar y las especificaciones del sistema, en muchos casos este proceso pasa a ser un trabajo iterativo en el que se modifican los parámetros de la función de costes asociados a cada variable hasta encontrar la respuesta requerida. La ventaja del *LQR* es que siempre que converge lo hace a una solución estable, es decir, los polos del sistema en lazo cerrado tienen parte real negativa, en caso de sistemas en tiempo continuo, o se encuentran dentro del círculo unitario, si el controlador se programa en tiempo discreto.

Con el objetivo de garantizar la estabilidad del conjunto *separador de secuencias - controlador* actuando sobre la planta se ha construido un espacio de estados ampliado que contiene todas las ecuaciones mencionadas anteriormente. El mecanismo *LQR* es, como su propio nombre indica, un regulador, por lo que está diseñado para llevar a cero el valor de las variables que se realimentan. Por este motivo se vuelve conveniente que se alimente a la estrategia de control con el error cometido en la acción de control en lugar del estado propiamente. Sin embargo, la construcción del sistema ampliado se realiza considerando la realimentación de los estados.

El modelo de la planta en el marco de referencia natural ya se ha construido en la sección 2.5. La visión que tiene el controlador de la planta es, sin embargo, en un marco de referencia estacionario, sobre los ejes $\alpha\beta\gamma$, por lo que será necesario reescribir la planta. Las matrices que componen el espacio de estados de la planta en el marco de referencia estacionario se escriben de la siguiente forma:

$$A_{planta} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{4L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_{planta} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Donde los estados son el conjunto de corrientes y tensiones $x = [i_{\alpha\beta\gamma} \mid v_{\alpha\beta\gamma}]$ y las acciones de control el conjunto de tensiones sintetizado por el inversor $u = [\varepsilon_{\alpha\beta\gamma}]$.

Las matrices del separador de secuencias y del controlador que se presentarán a continuación para explicar la construcción del espacio de estados ampliado consideran únicamente, y sin pérdida de generalidad, la dinámica relativa al armónico fundamental de la tensión. El resto de armónicos considerados hacen crecer la matriz con la misma forma.

Las matrices que definen la dinámica del separador de secuencias para todo el conjunto de variables del marco de referencia estacionario son:

$$A_{sep} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad C_{sep} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

En el caso del separador de secuencias se considera que la matriz B que se utiliza en el método LQR , es la traspuesta de C_{sep} .

El vector de variables de estado que está asignado a la construcción de la matriz A de la ecuación (3.38) es el traspuesto de $x = \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{+} & v_{\beta}^{+} & v_{\alpha}^{-} & v_{\beta}^{-} & \gamma & \gamma_q \end{bmatrix}$

En cuanto a los pesos Q y R asignados a los estados y acciones del controlador en este proyecto se ha encontrado una relación que satisface las características de precisión del observador y su velocidad de convergencia y cuyos valores numéricos, además, cumplen ciertas restricciones numéricas:

- $Q = Q^T$ y es semidefinida positiva
- $R = R^T$ y definida positiva

Los valores de las matrices de peso utilizados en este caso son:

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2} \omega^2 \mathbb{I}$$

$$\mathbf{R} = \mathbb{I}$$

Dónde se considera que \mathbb{I} es la matriz identidad y es de tamaño adecuado para cada caso. Debido a que en este caso se desea observar a todos los armónicos por igual, se va a mantener el mismo valor para todos los pesos aunque se aumente el tamaño de la matriz.

Finalmente es interesante destacar que aparece una discrepancia en el uso teórico de este método y la aplicación que se le quiere dar al observador ya que no se actúa directamente sobre un controlador sino que se realiza una acción de seguimiento. Por este motivo es necesario alterar la concepción sobre el funcionamiento de la función: la matriz \mathbf{Q} mantiene su relación con el error en el estado estacionario, mientras que en este caso, al no disponer de acción de control, \mathbf{R} pasa a ser un parámetro relacionado con la velocidad para alcanzar la convergencia y la respuesta transitoria. De este modo, la relación entre ambas matrices de peso determina las características de la respuesta. El motivo por el que es posible aplicar la solución LQR a este problema es que se va a trabajar con el error de estimación, variable que debe converger a cero.

Por último, se consideran las ecuaciones del controlador resonante escritas para trabajar con un único armónico. Este espacio de estados se alimenta a partir de la descomposición secuencias obtenidas por la

etapa anterior, despreciando γ_q , ya que no aporta información real.

$$A_{ctrl} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad B_{ctrl} = \begin{bmatrix} \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Del mismo modo que en la sintonización de los parámetros del observador, es necesario especificar los pesos de cada variable. En este caso cada variable no tiene el mismo interés, por lo que los pesos de los errores no son iguales para cada armónico y secuencia. Se vuelve imperioso que las variables de la frecuencia fundamental se mantengan de forma estable en el régimen permanente y que se alcancen en un tiempo aceptable, sin embargo, tratar con los armónicos de otros ordenes es distinto, ya que se pretende actuar rápidamente para reducirlos y que el filtro contribuya a la operación en régimen permanente. Aunque no se ha logrado alcanzar una relación algebraica para los distintos armónicos, sí que puede aseverarse que a medida que el orden del armónico aumenta es necesario disminuir el valor de la relación $\frac{Q}{R}$.

Con el conjunto de matrices (3.37), (3.38) y (3.39) se construye el espacio de estados ampliado que abarca la totalidad del sistema.

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{planta} & 0 & 0 \\ \mathbf{C}_{obs}^T & \mathbf{A}_{obs} & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{ctrl} & \mathbf{A}_{ctrl} \end{bmatrix} \quad \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{planta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

El superíndice T indica que es la matriz traspuesta.

El sistema ampliado considerado se programa para trabajar además de con las componentes de frecuencia fundamental, con los armónicos de orden 3, 5 y 7. El sistema ampliado definitivo contiene un total de 70 variables de estado: 6 asignadas a la planta, 24 al separador de secuencias y las 40 restantes al conjunto de controladores resonantes en cascada.

Afortunadamente, el *software* de programación matemática *Matlab* cuenta con diversas funciones incorporadas para trabajar con los problemas del tipo *LQ*. Es importante considerar que esta estructura de control se programará en un microcontrolador, por lo que será necesario discretizar las ecuaciones. Debido a esta premisa se ha seleccionado la función *lqrd*. Esta función diseña una matriz de ganancias realimentadas para un sistema de control discreto a partir de las matrices del estado ampliado escritas en tiempo continuo.

En este proyecto se han considerado muy interesantes dos de las tres salidas que ofrece la función *lqrd*. Una es el conjunto de polos discretos del sistema en lazo cerrado, lo que permite determinar la estabilidad del conjunto en estado estacionario. La otra salida interesante es el conjunto de ganancias que se calcula como solución. Esta matriz es de tamaño $[3 \times 70]$ y su contenido se distribuye del siguiente modo:

- 3x6 ganancias que se corresponden con los estados de la planta, por lo que se consideran las componentes proporcionales del controlador.
- 3x24 ganancias asignadas al separador de secuencias.
- 3x40 ganancias que corresponden a las ganancias del controlador resonante.

En este punto el controlador ya es capaz de determinar, a partir de los errores de control, la forma de las ondas que es necesario sintetizar en bornes del inversor en el marco de referencia $\alpha \beta \gamma$ para controlar la tensión en el PCC y compensar las perturbaciones que generan las cargas. Por último, sólo es necesario reconvertir los valores de referencia calculados al marco de referencia original y escalarlos mediante una constante con valor $\frac{2}{U_{DC}}$ para que las referencias oscilen con una amplitud máxima de 1 y -1 . El objetivo de esta acción es acondicionar las señales para la fase de modulación.

3.5 Digitalización

Hasta este instante, todo el procedimiento seguido para determinar las ecuaciones matriciales que componen la lógica de control ha sido realizado en tiempo continuo. Sin embargo, para aplicar el control en un microprocesador es necesario transformar estas ecuaciones diferenciales continuas en ecuaciones algebraicas discretas. El proceso matemático que se utiliza para llevar a cabo esta tarea se conoce como discretización y permite obtener ecuaciones algebraicas con soluciones aproximadas a las ecuaciones diferenciales.

Trabajar con variables discretas supone extraer una cantidad finita de puntos a partir de un conjunto infinito, renunciando al conocimiento exhaustivo del estado del sistema. La distancia temporal que se establece entre dos puntos se conoce como periodo de muestreo (*sampling period*). Esta variable es determinante en el diseño de sistemas digitales ya que debe satisfacer una serie de características para garantizar la observabilidad y controlabilidad del sistema. El efecto más conocido en este campo es el conocido como *aliasing* que surge al no satisfacerse el criterio de Nyquist (*Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon*).

A pesar de hablar de una solución aproximada de las ecuaciones diferenciales, durante el proceso de discretización no hay pérdida de información. Es en la siguiente etapa de la digitalización, la cuantificación, en la que se produce un error de truncamiento debido a que el valor de la muestra toma un valor discreto.

Hay diversas estrategias matemáticas para discretizar ecuaciones. Algunas de estas transformaciones se basan en los métodos de integración numérica, mientras que otras, en la invarianza de la respuesta dinámica a señales particulares. Los métodos más comunes son los que aparecen en la tabla 3.1.

Tabla 3.1 Transformadas discretas.

Método de discretización	Transformada z
Backward Euler	$s = \frac{z-1}{zT_s}$
Forward Euler	$s = \frac{z-1}{T_s}$
Tustin o Trapezoidal	$s = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}$

Las ecuaciones que en este proyecto se pretenden discretizar son los sistemas escritos en forma de espacio de estados en tiempo continuo:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \quad (3.41)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \mathbf{u}(t) \quad (3.42)$$

El espacio de estados homólogo en tiempo discreto y la forma de obtener las matrices, cuando se asume que el conjunto de medidas del sistema que entran en el algoritmo de control se digitalizan mediante *Zero-order hold*, es el siguiente:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \quad (3.43)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_d \mathbf{u}(k) \quad (3.44)$$

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s} \quad (3.45)$$

$$\mathbf{B}_d = \left(\int_{\tau=0}^{T_s} e^{\mathbf{A}\tau} d\tau \right) \mathbf{B} \quad (3.46)$$

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C} \quad (3.47)$$

$$\mathbf{D}_d = \mathbf{D} \quad (3.48)$$

Este proceso se aplica a las ecuaciones que describen el espacio de estados del separador de secuencias y del controlador considerando un tiempo de muestreo $T_s = 50 \mu\text{segundos}$. De este modo, ya se dispone de el conjunto de ecuaciones del controlador para obtener las señales de *duty cycle* a partir de las medidas de tensión. El último paso que queda por determinar es convertir esas señales de *duty cycle* en un tren de pulsos que gobierne el comportamiento de los interruptores electrónicos.

3.6 Modulación

En un convertidor electrónico de potencia funcionando como fuente de tensión, la *modulación* es el mecanismo empleado para sintetizar la tensión de salida del equipo. Esta etapa es la responsable de traducir la información digital de la señal de referencia que se pretende generar en información discreta binaria (estado abierto/cerrado) para los dispositivos semiconductores. La técnica implementada determina el aprovechamiento de la energía del bus de continua, la calidad y linealidad de la tensión de salida, el rizado de la corriente, las pérdidas de potencia de conmutación, etc.

3.6.1 Space Vector Modulation trasladado a sistemas de 4 hilos

En 1986, *Van der Broek* propuso una avanzada técnica de modulación conocida como *SVM*, por las siglas de *Space Vector Modulation*. Esta técnica se basa en la determinación de la posición del vector de tensión y la descomposición del mismo sobre los vectores de modulación adyacentes para finalmente transformar esa información en los tiempos de apertura y cierre de los interruptores electrónicos. Debido a su simplicidad y elegancia este método continua siendo hoy en día muy popular en la modulación de inversores.

En su origen, la modulación vectorial se planteó sobre un marco de referencia bidimensional, quedando definidos en ese plano los vectores que el inversor sería capaz de generar. Esta concepción es perfectamente válida en aplicaciones de tres hilos, como el control de motores de inducción, en las que se desea controlar las tensiones de secuencia directa e inversa, casos en lo que se cumple la relación:

$$\vec{V}_a + \vec{V}_b + \vec{V}_c = 0 \quad (3.49)$$

Lo que significa que sólo se dispone de dos grados de libertad, es decir, se pueden controlar dos tensiones y la tercera quedará determinada como combinación lineal de las otras dos.

En un inversor de cuatro ramas como el tratado en este proyecto, deja de cumplirse esta relación, debido a que la conexión al conductor de neutro provoca la aparición de la componente homopolar, componente que juega un papel crucial. Es por este motivo que la expresión de las tensiones de fase se ve modificada:

$$\vec{V}_a + \vec{V}_b + \vec{V}_c \neq 0 \quad (3.50)$$

Ya no se anulan las tensiones en el neutro, por lo que ahora es necesario considerar que puede haber desequilibrios:

$$\vec{V}_a + \vec{V}_b + \vec{V}_c + \vec{V}_n = 0 \quad (3.51)$$

Puede deducirse que añadir una nueva componente supone la aparición de una tercera variable independiente. En este caso, la concepción bidimensional deja de tener sentido, obligando a trabajar en un marco de referencia tridimensional mediante una técnica de modulación conocida como *3D-SVM (Three-Dimensional Space Vector Modulation)* [22] [23].

En la concepción clásica del SVM para inversores de dos niveles se definen ocho posibles estados de conmutación (2^3), de los cuales seis son activos, quedando los otros dos sobre el origen de coordenadas. Estos estados definen los vértices de un hexágono en un plano en el marco de referencia $\alpha\beta$, tal y como se muestra en la figura 3.9.

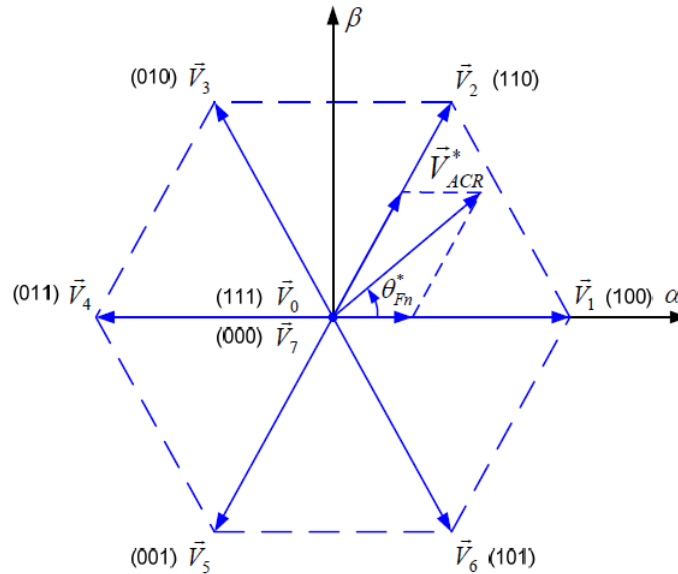


Figura 3.9 Representación bidimensional de los vectores de modulación.

La adición de la cuarta rama en el inversor provoca la aparición de nuevos estados de conmutación, determinándose un total de dieciséis (2^4). Estos estados se obtienen midiendo la hipotética tensión que habría en los terminales del lado AC del inversor para las distintas configuraciones posibles. Este trabajo se recoge en la tabla 3.2. La secuencia de los estados es $a-b-c-n$ y la nomenclatura utilizada es p si el interruptor alto se encuentra cerrado y n si lo está el interruptor bajo.

Los conjuntos de las tensiones obtenidas en bornes del inversores para cada posible estado se transforman mediante la transformada de *Clarke* quedando los conjuntos de tensiones definidos en el espacio $\alpha\beta\gamma$. Estos estados, presentados en la tabla 3.3, son los vectores de modulación sobre los que trabaja el inversor.

Tabla 3.2 Tensiones generadas por el inversor de cuatro hilos en el marco $a b c$.

	pppp	nnnp	pnpn	ppnp	npnp	nppp	nnpp	pnpp
V_{an}	0	-Udc	0	0	-Udc	-Udc	-Udc	0
V_{bn}	0	-Udc	-Udc	0	0	0	-Udc	-Udc
V_{cn}	0	-Udc	-Udc	-Udc	-Udc	0	0	0
	pppn	nnnn	pnnn	ppnn	npnn	nppn	nnpn	pnpn
V_{an}	Udc	0	Udc	Udc	0	0	0	Udc
V_{bn}	Udc	0	0	Udc	Udc	Udc	0	0
V_{cn}	Udc	0	0	0	0	Udc	Udc	Udc

Tabla 3.3 Tensiones generadas por el inversor de cuatro hilos en el marco $\alpha\beta\gamma$.

	pppp	nnnp	pnpn	ppnp	npnp	nppp	nnpp	pnpp
V_{α}	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{6}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{6}}Udc$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{6}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{6}}Udc$
V_{β}	0	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{2}}Udc$	0	$\frac{-1}{\sqrt{2}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{2}}Udc$
V_{γ}	0	$-\sqrt{3}Udc$	$\frac{-2}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{-2}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{-2}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{3}}Udc$
	pppn	nnnn	pnnn	ppnn	npnn	nppn	nnpn	pnpn
V_{α}	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{6}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{6}}Udc$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{6}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{6}}Udc$
V_{β}	0	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{2}}Udc$	0	$\frac{-1}{\sqrt{2}}Udc$	$\frac{-1}{\sqrt{2}}Udc$
V_{γ}	$\sqrt{3}Udc$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{2}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{2}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{1}{\sqrt{3}}Udc$	$\frac{2}{\sqrt{3}}Udc$

A partir de las tablas anteriores se pueden obtener gráficamente los vectores de modulación que aparecen en el inversor de cuatro ramas obteniendo una figura como la mostrada en 3.10.

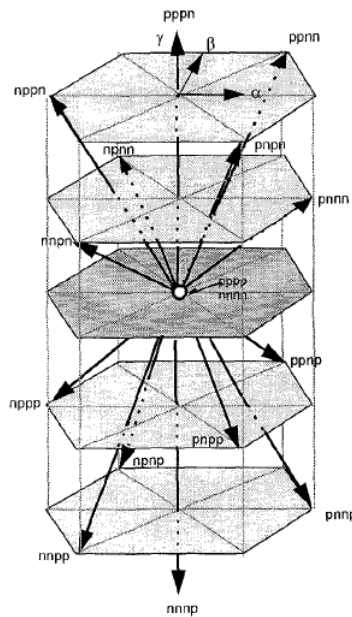


Figura 3.10 Representación tridimensional de los vectores de modulación.

La programación de un algoritmo que determine los interruptores que deben conmutar y en qué forma consta de dos etapas:

1. Determinar el sextante en el que se encuentra el vector de la tensión de referencia.
2. Identificar, dentro de el sextante, qué tres vectores de modulación son los adyacentes.

El primer paso es relativamente sencillo de realizar, no es más que imitar el mismo método que el utilizado en la concepción bidimensional puesto que en el plano $\alpha\beta$ la figura se mantiene.

El segundo punto supone mayor dificultad de implementación debido a la gran cantidad de casuísticas involucradas en este proceso: el vector de referencia puede quedar superpuesto con un vector de modulación, colocado sobre un plano determinado por dos vectores o integrado en un tetraedro. Es importante destacar que es posible formar distintas configuraciones de cuatro tetraedros en el mismo sextante. Sin embargo, un estudio más profundo de estas figuras demuestra que la formación de otros tetraedros supone la conmutación de varios interruptores en un mismo cambio de estado, lo cual puede suponer cortocircuitos del bus de continua.

3.6.2 Metodología de modulación adoptada

Con el objetivo de evitar la entelequia matemática que supone el método anterior y el coste computacional que requiere un algoritmo operando cómo se ha explicado, en este proyecto se ha planteado la estrategia de control de modo que permita realizar una modulación más simple.

Anteriormente, en la sección del controlador, ya se ha comentado que el hecho de dividir los objetivos del algoritmo en dos planos distintos estaba enfocado a este fin. A modo de recordatorio se menciona de nuevo que en la metodología planteada en este proyecto se ha dividido el control de tensión de forma que:

- Un lazo de control opera en el plano de referencia $\alpha\beta$ considerando que el sistema de tensiones está compuesto por vectores simétricos.
- Un segundo lazo de control se encarga de mantener equilibrado el sistema en el neutro para mover la referencia de las medidas de tensión. Para ello opera en el eje γ .

Esta estrategia permite que la lógica que actúa sobre los dispositivos semiconductores que forman las tensiones de las fases a , b y c opere bajo la premisa de sintetizar un sistema simétrico, es decir, se puede

volver a adoptar la concepción bidimensional del sistema de tensiones. Por otro lado, la actuación sobre la rama de interruptores que determina la tensión en el neutro será la encargada de desplazar la referencia respecto a la que se establecen las tensiones de fase y desequilibrar el sistema generado para compensar el desequilibrio en la carga.

La simplicidad que presenta este método permite aplicar las técnicas de modulación más básicas. De hecho, en este proyecto se planteó como primera prueba, por su facilidad de implementación y simplicidad, la técnica *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (modulación sinusoidal por ancho de pulso). En esta técnica se compara la tensión de fase de referencia que ha calculado el algoritmo de control con una señal triangular llamada portadora [2]. La figura 3.11 muestra en rojo la onda de tensión de control, generada por el algoritmo como referencia y en azul, la señal triangular.

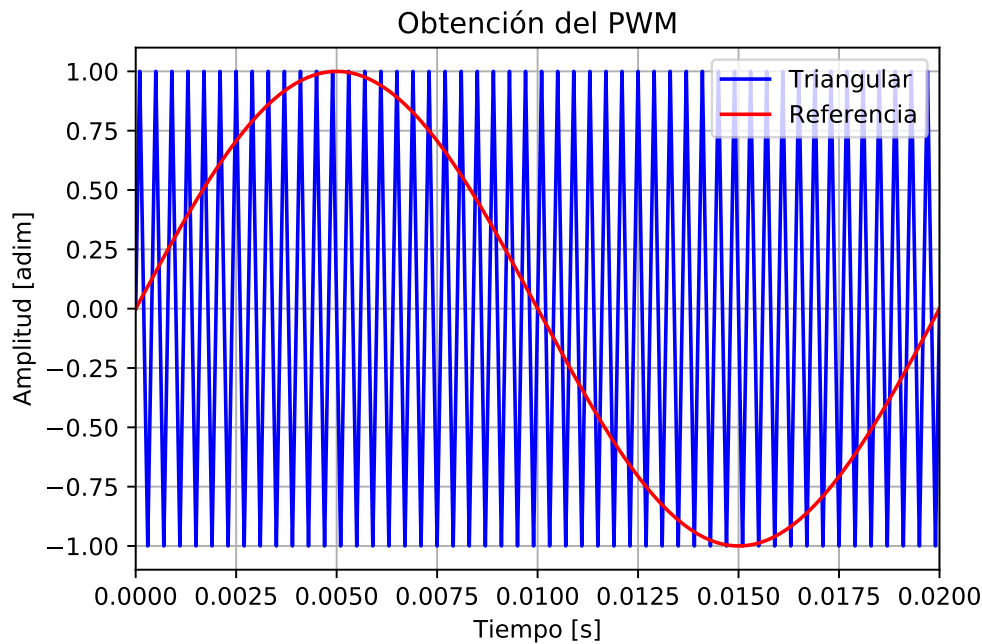


Figura 3.11 Onda portadora y onda moduladora.

En esta imagen se ha configurado un ejemplo con un índice de modulación de amplitud igual a la unidad y ratio de modulación de frecuencia de 100.

La técnica *Sinusoidal Pulse Width Modulation* compara estas dos señales obteniendo una salida binaria en función de las siguientes condiciones:

- Siempre que la señal de control sea mayor o igual que la señal triangular, la salida del algoritmo tomará el valor alto.
- Cuando la señal de control sea inferior que la señal triangular, la salida de esta técnica tomará el valor bajo.

Siguiendo estas consideraciones se genera un conjunto de 1 y 0 llamado *tren de pulsos*. Al aplicar estas reglas sobre el ejemplo de la figura 3.11 se genera un tren pulsos como el presentado en la figura 3.12.

En este gráfico puede determinarse que la frecuencia de los cambios de estado es igual a la frecuencia de la señal triangular utilizada para la modulación, mientras que al mismo tiempo puede observarse la aparición de una subfrecuencia en esta señal cuya frecuencia es la misma que la de la señal de control.

El tren de pulsos es enviado directamente a los IGBTs o, mejor dicho, al *firmware* que los controla. El estado alto activará la conducción de estos elementos y el estado bajo procederá al corte del estado de conducción. Para coordinar los interruptores esta señal será enviada al controlador del dispositivo semiconductor alto de una rama, mientras que al interruptor bajo se le enviará la señal negada (el estado contrario). En los sistemas reales, por la física implicada en el corte de una corriente eléctrica y la no idealidad de los sistemas de comunicación, no es viable programar una coordinación inmediata en los interruptores alto y bajo de una misma rama, debido al cortocircuito en el bus de tensión DC que se provocaría, generando unas corrientes

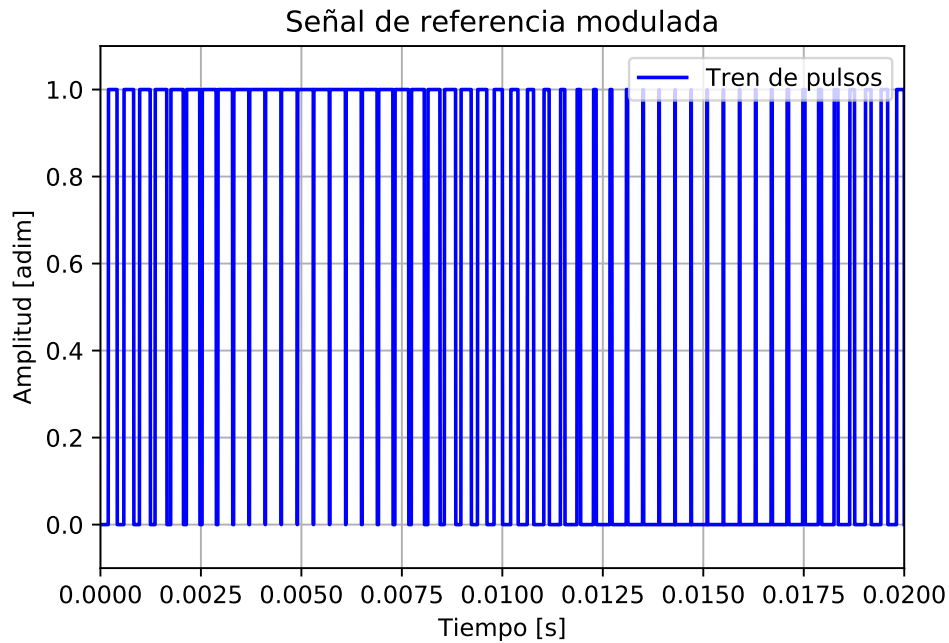


Figura 3.12 Tren de pulsos.

incontrolables por el inversor, además de los posibles daños que se causarían sobre éste. Una solución adoptada generalmente para proteger el sistema ante este evento es la introducción de un tiempo entre la desactivación de un interruptor y la activación del complementario, esta técnica es conocida como *switching dead-time*.

Es importante destacar que en la modulación sinusoidal del ancho de pulso han aparecido diversidad de variaciones con el objetivo de reducir el orden armónico o aprovechar mejor el bus de tensión [21]. Un estudio del proceso de conmutación de los interruptores revela que el ratio de modulación de frecuencia juega un papel importante en la aparición de los armónicos, obteniendo el mejor resultado cuando este valor es un número impar múltiplo de tres. Entre las variaciones más utilizadas de este método aparece la modulación unipolar, en la que la frecuencia de conmutación que observaría una carga es el doble de la utilizada realmente, alejando el contenido armónico de la componente fundamental y facilitando el filtrado. Otra técnica utilizada en inversores con neutro flotante es la *ZSS-PWM (Zero-Sequence Signal PWM)*, en esta variación se añade una componente homopolar que no aparecerá en el sistema al no estar el neutro conectado.

Además de las variaciones del método de modulación *SPWM*, las técnicas de modulación han estado sometidas a gran cantidad de estudios para mejorar la calidad de la onda producida por el inversor. Por ejemplo, a principios de 1970, *Patel* y *Hoft* presentaron un método pionero para la eliminación de determinados armónicos de bajo orden. Este método se basa en desplazar puntos de la conmutación para que alcancen simetrías de media onda o simetrías de cuarto de onda permitiendo eliminar determinados armónicos en la conmutación.

Sin embargo, en este trabajo se ha decidido no utilizar ninguno de estos métodos y realizar la modulación mediante la técnica *SPWM* bipolar clásica por una simple razón: el algoritmo de control planteado pretende generar en la tensión sintetizada por el inversor un contenido armónico necesario para compensar la aparición de armónicos en la planta, por lo que no tiene sentido que en la etapa de modulación se recurra a métodos de reducción armónica.

4 Resultados

La frase más excitante que se puede oír en ciencia, la que anuncia nuevos descubrimientos, no es “¡Eureka!” sino “Es extraño...”.

ISAAC ASIMOV (1920-1992)

Este capítulo mostrará los resultados de los ensayos que se han realizado tanto mediante simulación como en el entorno de laboratorio sobre el algoritmo que controla el inversor. Para testar el algoritmo en simulación se utilizará el software de cálculo matemático *Matlab*®. El procedimiento de ensayos seguido hasta el testeo sobre un sistema real se detalla a continuación:

- En primer lugar se realizan una serie de pruebas bajo simulación sobre el bloque del estimador de tensión de forma independiente al resto del algoritmo. En estos ensayos, este observador deberá separar cada orden armónico y sus respectivos componentes secuenciales a partir de un conjunto trifásico de tensiones sometido a diversas perturbaciones. Este conjunto de pruebas pretende comprobar que los pesos asignados a esta etapa generan una salida que cumple unas determinadas características de velocidad y precisión.
- A continuación, se adjuntará tras el bloque del observador la etapa del controlador, también en simulación. Este conjunto actuará sobre el modelo en variables de estado de la planta, sin considerar el inversor, en un bucle en lazo cerrado. La salida del observador será comparada con las variables de referencia y este error se introducirá en el controlador. La tensión de referencia determinada por el controlador será escalada y aplicada directamente sobre el modelo de la planta, del que se extraerán las variables de estado que representan las tensiones en bornes de los condensadores y se alimentará el observador con ellas, cerrando así el lazo. En este ciclo de simulación se analizará la respuesta del control en función de las ganancias calculadas.
- Para cerrar la etapa de simulación, finalmente se procederá a comprobar la actuación conjunta del observador y el controlador sobre el modelo completo de la planta objetivo modelada mediante la librería *SimPowerSystems*® de *Simulink*®, especializada en sistemas eléctricos [18]. Mediante los elementos de esta librería se modelarán el filtro, la carga y el inversor. De este último elemento se realizarán dos modelos, el primero de ellos, un modelo promediado, en el que el algoritmo actuará sobre unas fuentes controladas de tensión y, el segundo, utilizando el modelo de IGBT que proporciona la librería y activando/desactivando estos dispositivos a través de las señales del tren de pulsos obtenidas de la etapa de modulación.
- Una vez que se ha testado el algoritmo de control en simulación se procede a programar el algoritmo en un microcontrolador y testar el comportamiento del controlador en un entorno *Hardware in the Loop*. En concreto se utiliza un DSP (Digital Signal Processor) con un microcontrolador Delfino F28335 conectado para comunicar con un equipo de simulación en tiempo real, modelo Typhoon HIL402 cuyas características se presentan en la tabla 4.1.
- Validado el comportamiento del controlador en tiempo real se finaliza el trabajo con la puesta en marcha de un convertidor actuando en modo *grid-forming* que alimentará a un conjunto de cargas.

Tabla 4.1 Características del dispositivo HIL402.

Procesador	4 cores
Canales	16 x Analog inputs (AI)
	16 x Analog outputs (AO)
	32 x Digital inputs (DI)
	32 x Digital outputs (DO)
Resolución	16 bit
Rango de tensión I/O	$\pm 10V$

Estas cargas permitirán comprobar que realmente el algoritmo de control funciona correctamente ante cargas desequilibradas y no lineales.

En este documento, sin embargo, no se incluirán todos los resultados obtenidos en este proceso, ya que supondría una innumerable cantidad de gráficos que no aportaría demasiado valor a la memoria. En su lugar se detallará el conjunto de resultados obtenidos en las simulaciones del modelo completo y los medidos en el laboratorio.

La figura 4.1 muestra de forma esquemática el modelo de la planta utilizada para llevar a cabo estas pruebas, tanto las realizadas en simulación como en el laboratorio. El esquema muestra una fuente de tensión continua ideal de potencia infinita. Esta fuente representa, en la realidad, el bus de continua que se mantiene constante a 730V gracias a un convertidor AC/DC conectado a la red eléctrica. Conectado al bus se encuentra el convertidor electrónico de potencia con la configuración *4LVSC* ya presentada en el capítulo 2. A la salida alterna del inversor se conecta un filtro paso-bajos con configuración *LC*. Para evitar problemas en el laboratorio, se conectará también una resistencia de damping en serie con el condensador. La tensión en este punto, es decir, la tensión en bornes del conjunto $R_{damping}$ y condensador, es la tensión que se pretende controlar. Para examinar los distintos modos de funcionamiento de la lógica de control se ha configurado un modelo de carga combinando una carga trifásica lineal, compuesta de resistencias y con la posibilidad de desequilibrar una rama mediante un contactor, y una carga no lineal en su modelo más clásico, un puente de diodos alimentando una resistencia. Esta última carga también puede ser retirada del conjunto a través de un contactor trifásico. Los parámetros de estos elementos se presentan en la tabla 4.2.

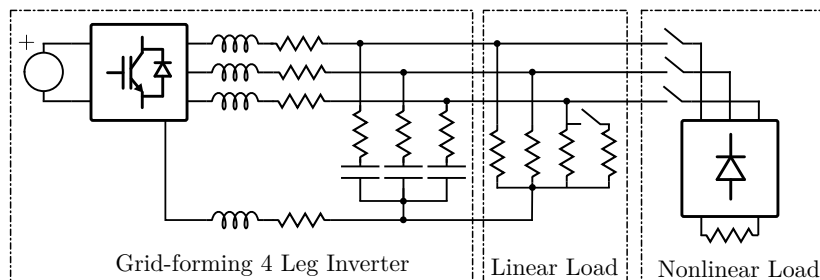
**Figura 4.1** Esquema simplificado del montaje utilizado para testar el algoritmo de control.

Tabla 4.2 Parámetros de los componentes del estudio experimental.

DC bus voltage	730V
Inductancia del filtro	5 mH
Resistencia de la inductancia	0.1 Ω
Condensador del filtro	1 μF
Resistencia de damping	27 Ω
Resistencia estrella equilibrada	50 $\frac{\Omega}{phase}$
Resistencia de la fase C (contactor abierto)	100 Ω
Resistencia DC	200 Ω
Frecuencia de conmutación	10 kHz

4.1 Simulaciones sobre el modelo completo

Esta sección comprende el último escalón de la etapa de simulación y su objetivo es el de testar el algoritmo de control a través de un software comercial que permita modelar sistemas eléctricos mediante bibliotecas propias. En concreto, en este estudio se ha decidido trabajar con el software *Simulink*TM y, más detalladamente, la librería *SimPowerSystems*TM especializada en el modelado de elementos que componen sistemas eléctricos. El objetivo de realizar un modelo mediante software comercial es en primer lugar contrastar los resultados obtenidos en las etapas anteriores (con modelos propios) y que se eleve el grado de complejidad de la planta objetivo. Es importante destacar que el modo de trabajo de *SimPowerSystems* es computar el modelo del sistema eléctrico en el marco del espacio de estados construyendo un equivalente que pueda ser operado por *Simulink*, esto es relevante ya que se trata del mismo método utilizado para escribir los sistemas ampliados y determinar las ganancias.

Otro de los motivos interesantes del uso de esta biblioteca es el conjunto de herramientas de análisis que ésta ofrece. En concreto se vuelve interesante la herramienta de análisis del espectro armónico basado en el análisis de *Fourier* pudiendo obtener los resultados visualmente en un gráfico de barras o su valor numérico en una tabla, así como el valor del contenido armónico con un elevado nivel de precisión.

El siguiente bloque de simulaciones y las pruebas asociadas determinarán si la dinámica de los dispositivos semiconductores altera negativamente el comportamiento del algoritmo de control entrando en condiciones de inestabilidad o si, por contra, la lógica programada es capaz de tratar con estas perturbaciones y mantener el sistema bajo un control estable.

El esquema del sistema objetivo se modela como un filtro y una carga mediante los elementos básicos que la librería de esta plataforma ofrece: resistencias, inductancias y condensadores, además de los elementos no lineales añadidos para la generación de armónicos. La única diferencia que se encuentra entre la figura 4.1 y el modelo utilizado para realizar las simulaciones es la resistencia de damping pasivo, que en este paso es omitida. Los elementos de la biblioteca también se utilizarán para configurar el sistema de medidas de tensión en bornes de los condensadores.

Es importante en la etapa de simulación explicar la configuración de los parámetros del *solver* tanto de *simulink* como del bloque *powergui* propio de la biblioteca. La configuración del *solver* de *simulink* se especifica para trabajar con el método discreto (sin estados continuos) y una iteración de paso fijo cuyo tiempo de muestreo es de 10^{-7} segundos. El *solver* de *powergui* se configura para ser también de tipo discreto con el mismo paso de muestreo. También se configura un tiempo de simulación de 0.2 segundos.

Simulaciones con carga lineal equilibrada

La estabilidad en régimen permanente se considera alcanzada ya que, como se ha visto en el capítulo anterior, las ganancias determinadas por el método de regulación óptima discreta *LQRD* consiguen que todos los

polos del sistema en lazo cerrado se encuentren dentro del círculo unitario. El objetivo de estas simulaciones es determinar si la calidad de las ondas generadas cumple con la normativa [1] y si el sistema de control opera con la lógica que se le presupone. En este caso se opera un sistema equilibrado, por lo que la referencia enviada a la pierna del neutro deberá ser nula mientras que a las fases se les deberá enviar una referencia sinusoidal de frecuencia ω y equilibradas entre ellas.

Esto queda demostrado en la figura 4.2 dónde se muestran las salidas del controlador que son enviadas a la etapa de modulación. Cada una de las señales asignadas a las fases, δ_a , δ_b y δ_c son sinusoidales con un periodo de 20ms y las tres de la misma amplitud, la referencia asignada al neutro, δ_n , es nula.

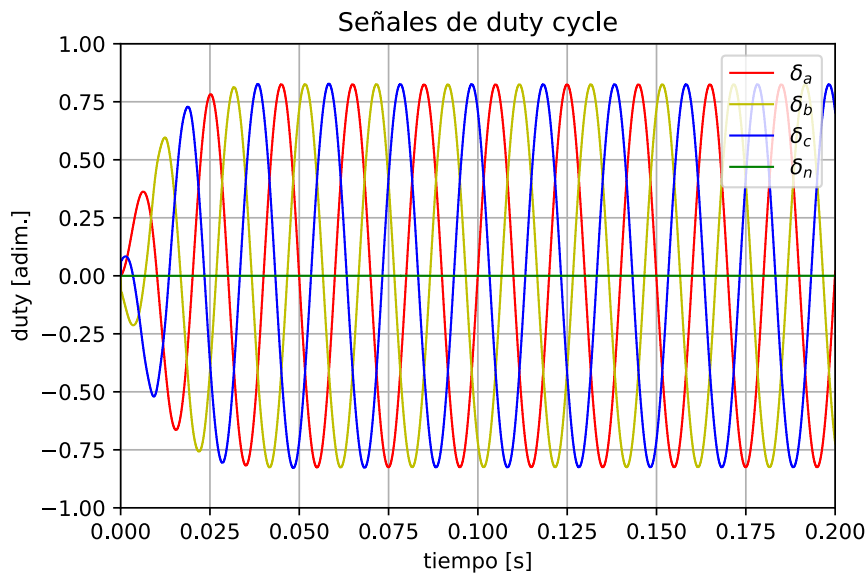


Figura 4.2 Señales de duty cycle medidas en la simulación con carga equilibrada lineal.

Cuando los IGBTs conmutan siguiendo estas referencias se consigue en bornes de los condensadores una medida de la tensión como la mostrada en la figura 4.3.

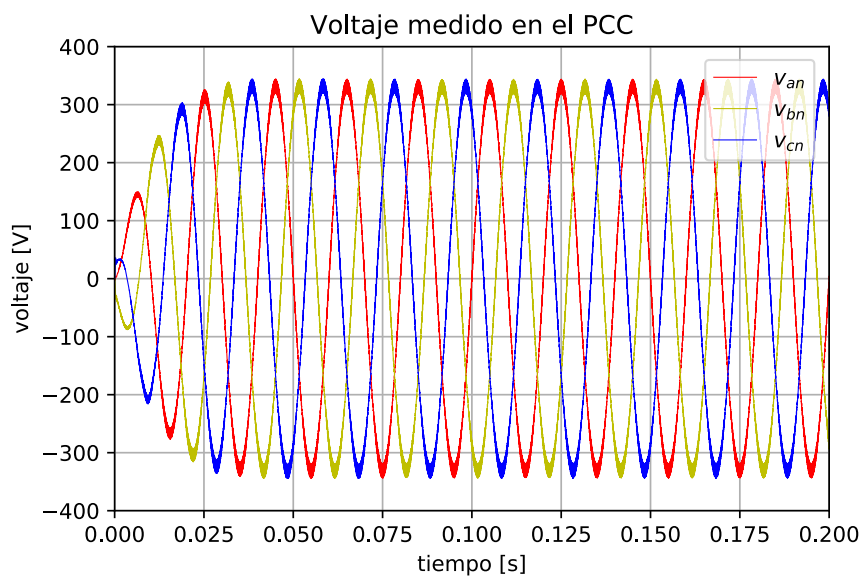


Figura 4.3 Señales de tensión medidas en el PCC durante la simulación con carga equilibrada lineal.

A priori se observa que se ha conseguido generar un conjunto trifásico de tensiones equilibrado y con la amplitud y frecuencia deseadas. Para determinar si la onda de tensión alcanzada es de calidad se contrasta con las restricciones de la norma española UNE-EN 50160 *Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución* [1]. En esta normativa se especifica que la componente inversa de la tensión de alimentación debe situarse entre el 0% y el 2% de la componente directa. En cuanto al contenido armónico, la tasa de distorsión armónica total no debe sobrepasar el 8% (comprendidos todos los armónicos hasta el orden 40).

En primer lugar se estudiará el contenido de secuencia inversa del conjunto. Para ello se ha utilizado herramienta *sequence analyzer* de *SimPowerSystems* y se ha dividido el valor de secuencia negativa entre el de secuencia positiva. La figura 4.4 muestra el cálculo de esa relación. Se puede determinar que una vez terminado el transitorio de arranque no aparece secuencia inversa en la tensión generada.

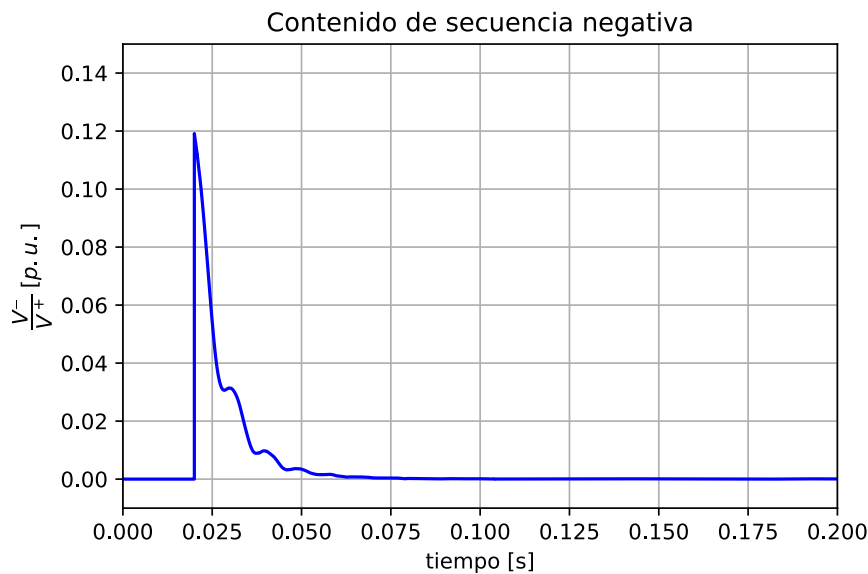


Figura 4.4 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

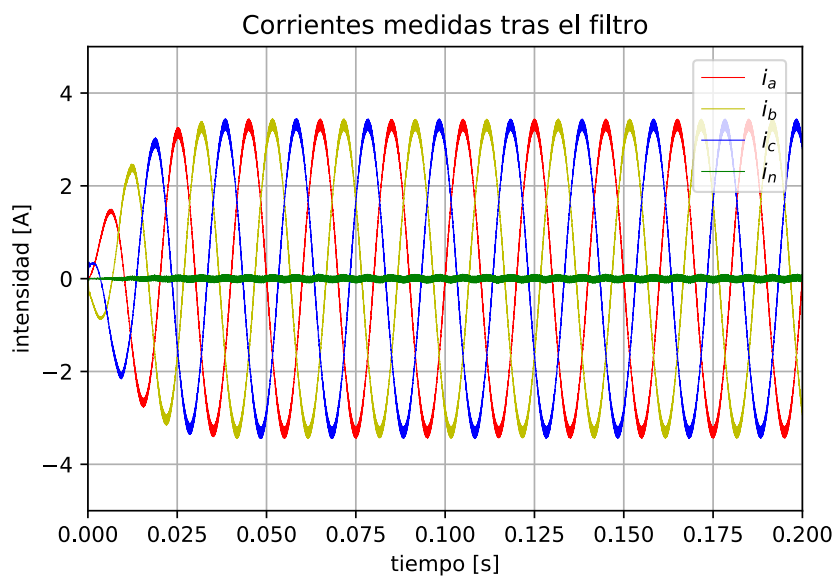


Figura 4.5 Medidas de corriente obtenidas a la salida del filtro en la simulación con carga equilibrada lineal.

Las señales de tensión se han introducido también en la herramienta de análisis FFT obteniendo un resultado de $THD = 2.34\%$, cuyo contenido armónico se encuentra fundamentalmente en las cercanías de la frecuencia de conmutación de los interruptores electrónicos. También se presenta en la tabla 4.3 el índice de cada componente armónica individualmente ya que la normativa los regula [1]. Los resultados mostrados cumplen con margen con las especificaciones.

En la tabla 4.3 se han adjuntado los valores de los índices de distorsión de las señales de duty, que aunque en este caso no carezcan de valor, en futuros ensayos serán interesantes de examinar.

Finalmente, de esta primera simulación se muestra el conjunto de corrientes medidas a la salida del filtro, es decir, las corrientes que alimentan la carga. Al tratarse de tres resistencias equilibradas las corrientes de cada fase son un valor escalado de las señales de tensión mostradas anteriormente. Se observa una leve corriente circulando por el neutro cuya existencia debe ser consecuencia de tratar de controlar una referencia nula mediante IGBTs.

Tabla 4.3 Tasa de distorsión armónica individual de la señal de duty y la tensión medida en el ensayo con carga lineal equilibrada.

Frecuencia (componente)	HD duty	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD duty	HD tensión
0 Hz (DC)	0.00 %	0.02 %	1000 Hz (h20)	0.00 %	0.01 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.00 %	0.01 %
100 Hz (h2)	0.00 %	0.03 %	1100 Hz (h22)	0.00 %	0.01 %
150 Hz (h3)	0.02 %	0.14 %	1150 Hz (h23)	0.00 %	0.01 %
200 Hz (h4)	0.01 %	0.01 %	1200 Hz (h24)	0.00 %	0.03 %
250 Hz (h5)	0.10 %	0.13 %	1250 Hz (h25)	0.00 %	0.01 %
300 Hz (h6)	0.01 %	0.03 %	1300 Hz (h26)	0.00 %	0.02 %
350 Hz (h7)	0.03 %	0.05 %	1350 Hz (h27)	0.00 %	0.03 %
400 Hz (h8)	0.00 %	0.03 %	1400 Hz (h28)	0.00 %	0.03 %
450 Hz (h9)	0.00 %	0.01 %	1450 Hz (h29)	0.00 %	0.01 %
500 Hz (h10)	0.00 %	0.02 %	1500 Hz (h30)	0.00 %	0.01 %
550 Hz (h11)	0.00 %	0.02 %	1550 Hz (h31)	0.00 %	0.02 %
600 Hz (h12)	0.00 %	0.02 %	1600 Hz (h32)	0.00 %	0.02 %
650 Hz (h13)	0.00 %	0.01 %	1650 Hz (h33)	0.00 %	0.01 %
700 Hz (h14)	0.00 %	0.01 %	1700 Hz (h34)	0.00 %	0.02 %
750 Hz (h15)	0.00 %	0.01 %	1750 Hz (h35)	0.00 %	0.01 %
800 Hz (h16)	0.00 %	0.01 %	1800 Hz (h36)	0.00 %	0.04 %
850 Hz (h17)	0.00 %	0.01 %	1850 Hz (h37)	0.00 %	0.01 %
900 Hz (h18)	0.00 %	0.02 %	1900 Hz (h38)	0.00 %	0.00 %
950 Hz (h19)	0.00 %	0.01 %	1950 Hz (h39)	0.00 %	0.03 %

Simulaciones con carga lineal desequilibrada

El objetivo de esta simulación es determinar si el algoritmo de control es capaz de mantener el sistema trifásico de tensiones equilibrado ante una carga desequilibrada. Para ello se mantendrá desconectado el puente rectificador de diodos y se configurará la carga trifásica de resistencias de modo desequilibrado.

Los resultados de este ensayo valdrán para verificar el comportamiento del control de la cuarta rama del inversor. La figura 4.6 muestra las señales de *duty cycle* calculadas por la lógica de control. Se puede observar en esta imagen cómo, a diferencia del caso anterior, aparece una oscilación de frecuencia ω en la rama de neutro.

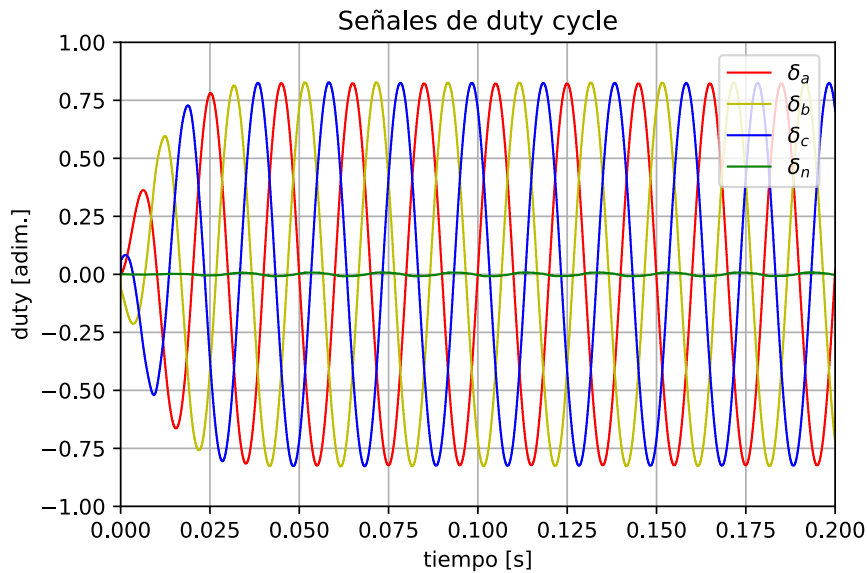


Figura 4.6 Señales de duty cycle medidas en la simulación con carga lineal desequilibrada.

La tensión medida en bornes de los condensadores durante el ensayo mientras el convertidor sigue las referencias anteriores se muestra en 4.7. Del mismo modo que en el caso anterior se procederá a comprobar si la calidad es suficiente para cumplir con la normativa española [1].

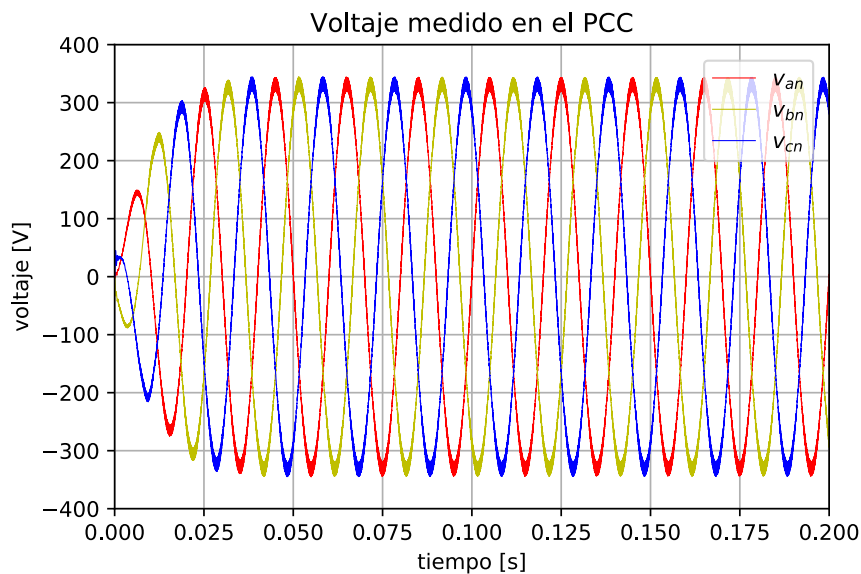


Figura 4.7 Señales de tensión medidas en el PCC durante la simulación con carga lineal desequilibrada.

Aparentemente el sistema trifásico medido se mantiene equilibrado en el régimen permanente. Este hecho se contrasta mediante la herramienta *sequence analyzer* y se grafica su salida en la figura 4.8. Puede determinarse, a la vista de este resultado, que el desequilibrio en el sistema trifásico de tensiones tiende a anularse rápidamente.

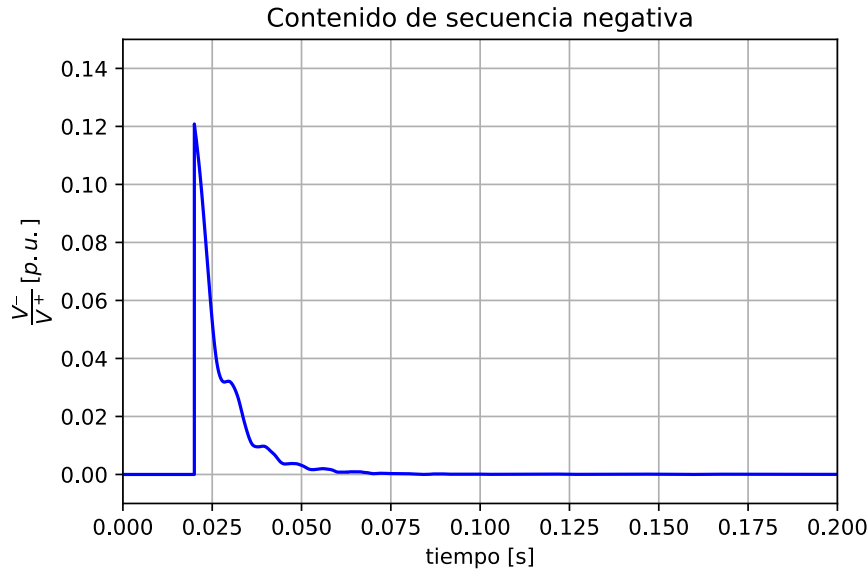


Figura 4.8 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

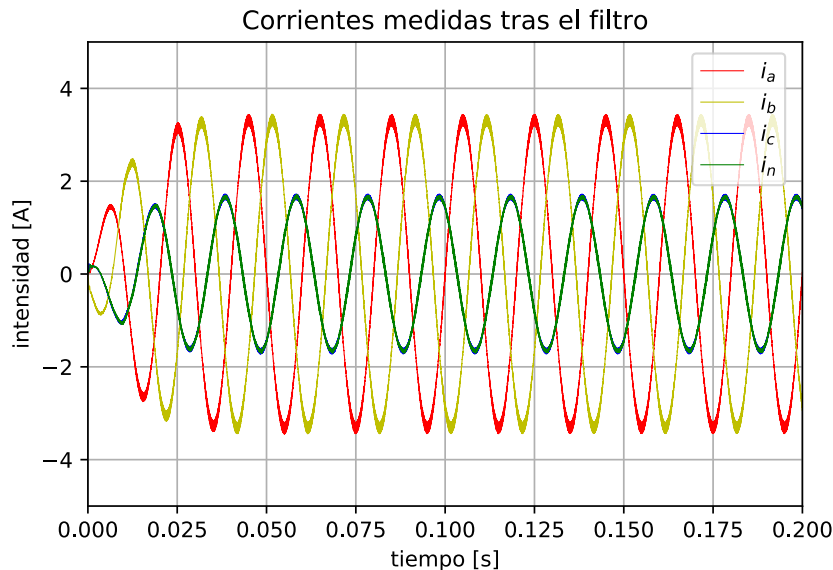


Figura 4.9 Medidas de corriente obtenidas a la salida del filtro en la simulación con carga desequilibrada lineal.

A continuación se procede a determinar el contenido armónico de la señal en régimen permanente. La aplicación *FFT analysis* establece que el contenido armónico de un periodo de la tensión, calculado hasta el armónico 40, es $THD = 2.34\%$, cumpliendo con el límite fijado de $THD_{max} = 8.00\%$. De la aplicación también se obtiene la tasa de distorsión armónica de cada componente de forma independiente que se presenta en la tabla 4.7. En esta simulación, al alimentar una carga lineal, la distorsión armónica que aparece es la que

genera el propio convertidor, por lo que se concentra mayoritariamente en los alrededores de la frecuencia de conmutación.

Por último, se presenta en la figura 4.9 el conjunto de corrientes medidas en el ensayo. Estas corrientes se miden a la salida del filtro y todas ellas en el sentido convertidor-carga. La resistencia de una de las fases es la mitad de la que se encuentra en la otras dos, por lo que para mantener la tensión equilibrada es necesario que la corriente que circula por el neutro sea igual que la que circula por la fase con menos resistencia. Esto es lo que puede observarse en la figura.

Tabla 4.4 Tasa de distorsión armónica individual de la señal de duty y la tensión medida en el ensayo con carga lineal desequilibrada.

Frecuencia (componente)	HD duty	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD duty	HD tensión
0 Hz (DC)	0.00 %	0.01 %	1000 Hz (h20)	0.00 %	0.02 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.00 %	0.04 %
100 Hz (h2)	0.00 %	0.01 %	1100 Hz (h22)	0.00 %	0.03 %
150 Hz (h3)	0.01 %	0.16 %	1150 Hz (h23)	0.00 %	0.03 %
200 Hz (h4)	0.00 %	0.02 %	1200 Hz (h24)	0.00 %	0.01 %
250 Hz (h5)	0.12 %	0.12 %	1250 Hz (h25)	0.00 %	0.03 %
300 Hz (h6)	0.00 %	0.02 %	1300 Hz (h26)	0.00 %	0.03 %
350 Hz (h7)	0.03 %	0.04 %	1350 Hz (h27)	0.00 %	0.01 %
400 Hz (h8)	0.00 %	0.04 %	1400 Hz (h28)	0.00 %	0.02 %
450 Hz (h9)	0.00 %	0.06 %	1450 Hz (h29)	0.00 %	0.02 %
500 Hz (h10)	0.00 %	0.02 %	1500 Hz (h30)	0.00 %	0.02 %
550 Hz (h11)	0.00 %	0.02 %	1550 Hz (h31)	0.00 %	0.04 %
600 Hz (h12)	0.00 %	0.00 %	1600 Hz (h32)	0.00 %	0.05 %
650 Hz (h13)	0.00 %	0.03 %	1650 Hz (h33)	0.00 %	0.05 %
700 Hz (h14)	0.00 %	0.02 %	1700 Hz (h34)	0.00 %	0.02 %
750 Hz (h15)	0.00 %	0.06 %	1750 Hz (h35)	0.00 %	0.04 %
800 Hz (h16)	0.00 %	0.03 %	1800 Hz (h36)	0.00 %	0.05 %
850 Hz (h17)	0.00 %	0.01 %	1850 Hz (h37)	0.00 %	0.00 %
900 Hz (h18)	0.00 %	0.02 %	1900 Hz (h38)	0.00 %	0.03 %
950 Hz (h19)	0.00 %	0.03 %	1950 Hz (h39)	0.00 %	0.01 %

Simulaciones con carga no lineal desequilibrada

La última simulación que se documenta en esta memoria es la de la planta con una configuración de carga desequilibrada y no lineal. Para ello se conecta el conjunto trifásico de resistencias en su formato desequilibrado y, en paralelo con esta carga, el puente rectificador de diodos que alimenta una carga resistiva. Se conoce que el rectificador trifásico genera armónicos del orden 5, 7, 11, 13, 17, etc. De forma genérica se puede formular el contenido armónico mediante la expresión $6k \pm 1$ considerando $\forall k \in \mathbb{N}$.

El objetivo de este ensayo es el de evaluar el comportamiento del algoritmo de control en su totalidad, ya que entrarán en juego tanto el control de la cuarta rama como el conjunto de resonantes operando en cascada para los armónicos programados: fundamental, 3^o, 5^o y 7^o.

Ante la configuración de la carga que se ha establecido, a partir de las medidas de tensión, la respuesta que determina el controlador para alcanzar la referencia es la presentada en la figura 4.10.

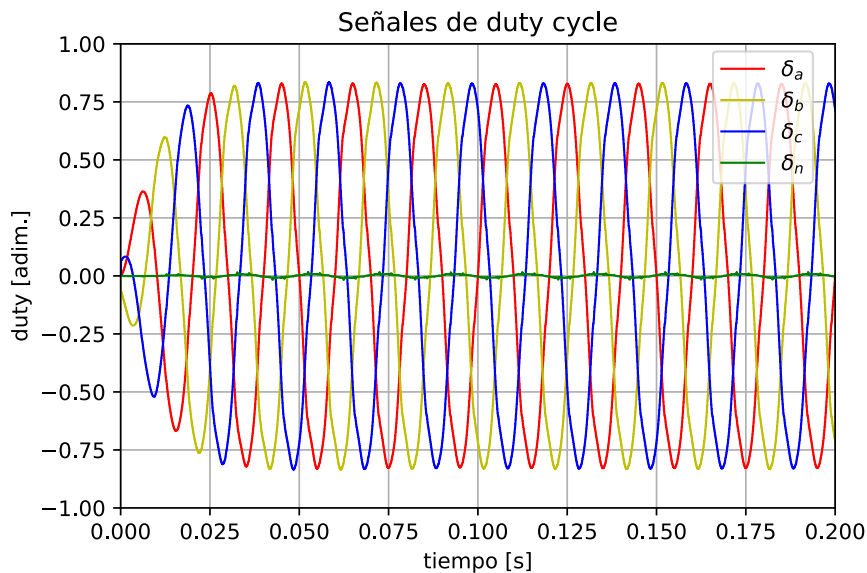


Figura 4.10 Señales de duty cycle medidas en la simulación con carga desequilibrada no lineal.

Pueden observarse, dos características en esta figura. En primer lugar, igual que en el caso desequilibrado aparece en el neutro una señal. La otra característica es que las señales de *duty cycle* determinadas por la lógica de control no son puramente sinusoidales como en los casos anteriores, sino que se encuentra cierto contenido armónico en ellas.

Cuando el inversor sintetiza a su salida una tensión que sigue las referencias anteriores, en el PCC se mide la tensión mostrada en la figura 4.11. En una primera observación de esta gráfica puede decirse que el sistema parece mantenerse equilibrado, pero aparece gran contenido de distorsión armónica. De nuevo, este conjunto trifásico de tensiones será estudiado mediante las herramientas de *SimPowerSystems*.

En primer lugar se analiza la aparición de secuencia inversa de frecuencia fundamental. La relación entre tensión de secuencia negativa y positiva se muestra en la figura 4.12. El nivel de desequilibrio es el mismo que en la simulación anteriormente mostrada, por lo que se puede comparar esta gráfica con la figura 4.8.

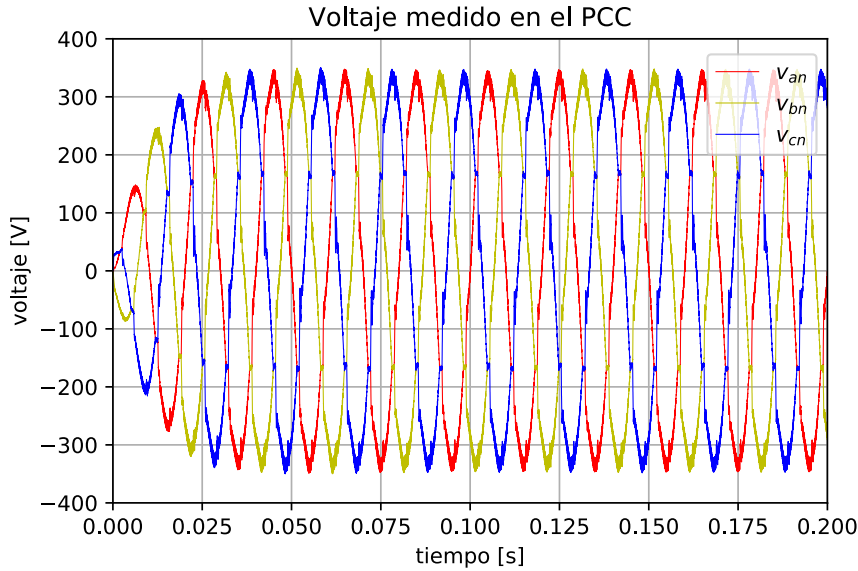


Figura 4.11 Señales de tensión medidas en el PCC durante la simulación con carga desequilibrada no lineal.

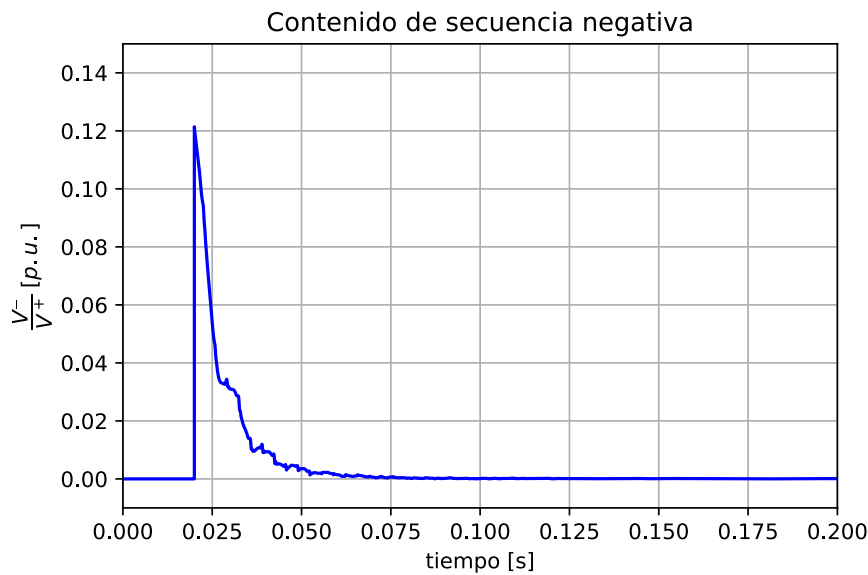


Figura 4.12 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

Igual que en el ensayo lineal el sistema es capaz de llevar a cero el contenido de la secuencia inversa. La respuesta que ofrece la herramienta *sequence analyzer* tiene la misma forma que en el ensayo anterior, la única diferencia reside en que el contenido armónico hace que la extracción de las secuencias de orden fundamental sea más dificultosa, por lo que la gráfica contiene picos más abruptos.

El contenido armónico total que aparece en un onda de tensión en el régimen permanente es un $THD = 5.31\%$, inferior al límite máximo permitido de $THD_{max} = 8.00\%$ (aunque no se esté comparando propiamente, ya que el THD calculado incluye más armónicos de los 40 que se deben considerar). En este caso se vuelve interesante también estudiar el contenido armónico de las señales de *duty cycle* que presentan un valor de $THD = 3.80\%$. La tabla 4.9 recoge la tasa de distorsión armónica individual de cada componente armónica estudiada.

En primer lugar se destaca que todos valores de tensiones armónicas individuales cumplen con los especificados en la normativa [1]. El punto crítico es el armónico de orden 17 cuyo valor límite es de 2.00%

y en la medida se extrae un valor de 1.97 %.

En esta simulación se vuelve interesante la descomposición del contenido armónico incluido en el *duty cycle*. Como se observa en la tabla aparecen valores no residuales en los armónicos de orden 5^o y 7^o, armónicos en los que se encuentran sintonizados controladores resonantes. Debido a la generación de estos armónicos en el inversor se evita que aparezcan con elevado valor en el punto de conexión de las cargas.

Por último, se muestra en la figura 4.13 la corriente que circula a la salida del filtro. En este conjunto de corrientes pueden observarse los efectos de la carga: en una de las fases se encuentra una corriente de menor amplitud, lo que es compensando con la corriente por el neutro. Los efectos de la carga no lineal se observan principalmente en los picos y en los pasos por cero de las corrientes de fase.

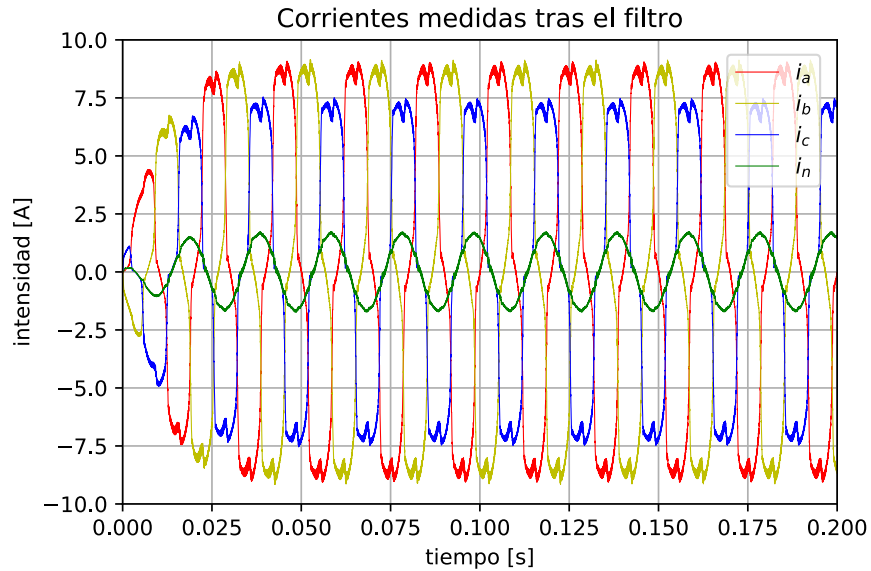


Figura 4.13 Medidas de corriente obtenidas a la salida del filtro en la simulación con carga desequilibrada no lineal.

Tabla 4.5 Tasa de distorsión armónica individual de la señal de duty y la tensión medida en el ensayo con carga lineal desequilibrada.

Frecuencia (componente)	HD duty	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD duty	HD tensión
0 Hz (DC)	0.00 %	0.01 %	1000 Hz (h20)	0.00 %	0.02 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.00 %	0.07 %
100 Hz (h2)	0.00 %	0.00 %	1100 Hz (h22)	0.00 %	0.01 %
150 Hz (h3)	0.01 %	0.14 %	1150 Hz (h23)	0.12 %	1.28 %
200 Hz (h4)	0.00 %	0.04 %	1200 Hz (h24)	0.00 %	0.02 %
250 Hz (h5)	3.15 %	0.11 %	1250 Hz (h25)	0.10 %	0.97 %
300 Hz (h6)	0.00 %	0.02 %	1300 Hz (h26)	0.00 %	0.03 %
350 Hz (h7)	2.02 %	0.08 %	1350 Hz (h27)	0.00 %	0.00 %
400 Hz (h8)	0.01 %	0.03 %	1400 Hz (h28)	0.00 %	0.04 %
450 Hz (h9)	0.00 %	0.03 %	1450 Hz (h29)	0.09 %	0.83 %
500 Hz (h10)	0.00 %	0.02 %	1500 Hz (h30)	0.00 %	0.04 %
550 Hz (h11)	0.18 %	2.58 %	1550 Hz (h31)	0.08 %	0.91 %
600 Hz (h12)	0.00 %	0.01 %	1600 Hz (h32)	0.00 %	0.02 %
650 Hz (h13)	0.14 %	1.52 %	1650 Hz (h33)	0.01 %	0.03 %
700 Hz (h14)	0.00 %	0.02 %	1700 Hz (h34)	0.00 %	0.01 %
750 Hz (h15)	0.00 %	0.11 %	1750 Hz (h35)	0.08 %	0.73 %
800 Hz (h16)	0.00 %	0.01 %	1800 Hz (h36)	0.00 %	0.03 %
850 Hz (h17)	0.16 %	1.97 %	1850 Hz (h37)	0.07 %	0.82 %
900 Hz (h18)	0.00 %	0.01 %	1900 Hz (h38)	0.00 %	0.02 %
950 Hz (h19)	0.12 %	1.18 %	1950 Hz (h39)	0.01 %	0.08 %

4.2 Ensayos de laboratorio

En esta sección se presentarán los resultados obtenidos de los ensayos del algoritmo controlando un convertidor real en entorno de laboratorio. Estos ensayos han sido realizados en los laboratorios del departamento de ingeniería eléctrica de la Universidad de Sevilla, edificio laboratorio L4-PB.

La presentación de los resultados obtenidos durante estos ensayos se realizará en dos etapas: en un primer conjunto de pruebas se evaluará el algoritmo, y se mostrarán los resultados medidos, considerando conectada únicamente la carga lineal. De este modo se testará el algoritmo funcionando solamente a frecuencia fundamental, determinando si es capaz de mantener la tensión de alimentación de la carga aún cuando se desequilibre el sistema. A continuación, se realizará una segunda tanda de ensayos en los que aparecerá la carga no lineal, añadiendo un grado de dificultad al algoritmo al poner a trabajar los resonantes que se encuentran en paralelo.

El esquema de conexión y los elementos utilizados están representados en el esquema de la figura 4.1. Además de éstos también se utilizará un osciloscopio Yokogawa DL850 encargado de medir la tensión en el punto de conexión y la corriente que circulan a las cargas. Los resultados que se presentarán son capturas de pantalla tomadas de este dispositivo. Además, también es importante destacar que el algoritmo de control está programado sobre un DSP TMS320F28335 Delfino microcontroller de Texas Instruments, configurado para trabajar a una frecuencia de muestreo del $20kHz$.

4.2.1 Ensayos sobre carga lineal

En este primer bloque de ensayos se pretende comprobar que el algoritmo de control es capaz de trabajar con la componente fundamental de la tensión, tanto los vectores simétricos como los no simétricos. Dicho de modo más visual, la lógica de control es capaz de mantener la onda de tensión en sus magnitudes características y equilibrar las fases cuando únicamente se trabaja a $50Hz$.

El objetivo de estos ensayos es validar los resultados que se han obtenido en las simulaciones anteriores. Por este motivo, el procedimiento seguido para realizar los ensayos es el mismo que el orden de las simulaciones.

En primer lugar se trabaja con el conjunto de cargas resistivas en formato equilibrado y con la carga no lineal desconectada. En este caso se presenta en la figura 4.14 los resultados del primer ensayo.

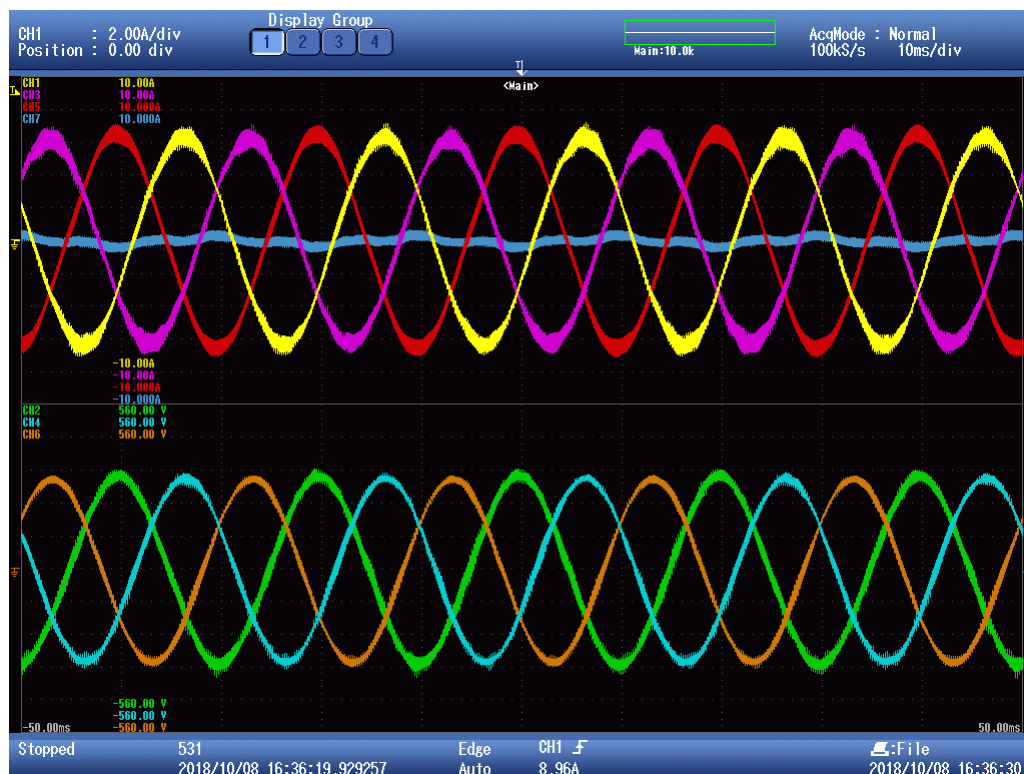


Figura 4.14 Estado permanente del control sobre carga equilibrada.

Esta captura de pantalla del osciloscopio muestra el estado del sistema en régimen permanente. En la parte superior de la imagen se presentan las medidas de corriente, tomadas a la salida del filtro, y en la parte inferior de la imagen se muestra el conjunto de tensiones, medidas en bornes de la rama paralelo del filtro. Se observa que las tres tensiones se encuentran oscilando a 50Hz y con la amplitud nominal.

Se vuelve muy interesante el uso del osciloscopio Yokogawa DL850 debido a que además de las capturas de pantalla de los resultados también permite extraer el conjunto de puntos con los valores medidos en el marco de tiempo mostrado. La extracción de esta información se realiza en un archivo de formato .csv, gracias al cual se puede procesar dicha información y obtener distintos valores que caracterizan la calidad del sistema trifásico de tensiones generado.

El entorno del laboratorio no ha permitido obtener los mismos gráficos que en simulación ya que no se ha configurado el DSP para extraer de él las señales de duty cycle, lo que supondría además la adaptación hardware de dichas señales.

La figura 4.15 muestra la cantidad de secuencia negativa de frecuencia fundamental que se encuentra en el sistema de tensiones generado. Esta cantidad se ha calculado como la relación entre la secuencia negativa y la positiva del armónico fundamental. Se puede determinar en la figura que el contenido de secuencia inversa es inferior al 1%, por debajo del 2% que la normativa fija como límite [1].

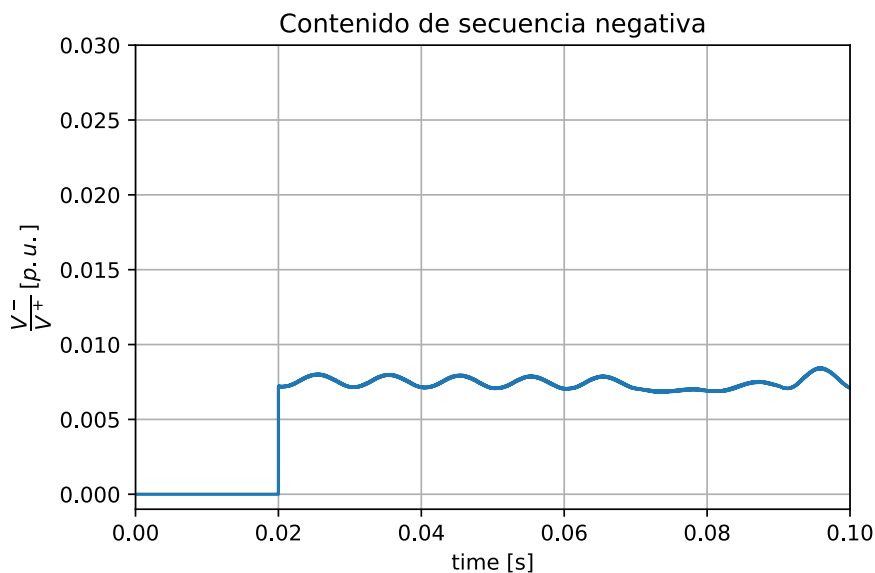


Figura 4.15 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

Con el archivo .csv de resultados también es posible determinar el contenido armónico de la onda de tensión generada. En este caso se han calculado dos valores de THD : uno de ellos hasta el armónico 40, del modo que indica la normativa [1], y el otro, con la máxima frecuencia que permiten los puntos, incluyendo la frecuencia de conmutación del convertidor. Cuando se haga referencia al THD de 40 armónicos se usará la notación THD_{40} .

La herramienta de análisis de Fourier determina que el valor que toma la distorsión armónica de una onda de tensión de las mostradas en la figura 4.14 es $THD = 4.62\%$. La mayor parte del contenido armónico se sitúa cerca de la frecuencia de conmutación del inversor. También aparece un pico en los valores en la frecuencia de 5000Hz , que es precisamente la frecuencia a la que conmuta el convertidor que mantiene el bus de continua alimentado. Estas afirmaciones se hacen evidentes al calcular la distorsión reducida que toma un valor de $THD_{40} = 0.95\%$. Los resultados muestran que la calidad de una onda individual y la del sistema trifásico cumplen con la normativa consultada [1]. En la siguiente página se adjunta la tabla con la descomposición de cada tasa de distorsión armónica.

Tabla 4.6 Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga lineal equilibrada.

Frecuencia (componente)	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD tensión
0 Hz (DC)	1.27 %	1000 Hz (h20)	0.00 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.02 %
100 Hz (h2)	0.06 %	1100 Hz (h22)	0.00 %
150 Hz (h3)	0.76 %	1150 Hz (h23)	0.01 %
200 Hz (h4)	0.02 %	1200 Hz (h24)	0.00 %
250 Hz (h5)	0.50 %	1250 Hz (h25)	0.01 %
300 Hz (h6)	0.01 %	1300 Hz (h26)	0.00 %
350 Hz (h7)	0.24 %	1350 Hz (h27)	0.00 %
400 Hz (h8)	0.00 %	1400 Hz (h28)	0.00 %
450 Hz (h9)	0.08 %	1450 Hz (h29)	0.00 %
500 Hz (h10)	0.01 %	1500 Hz (h30)	0.00 %
550 Hz (h11)	0.11 %	1550 Hz (h31)	0.00 %
600 Hz (h12)	0.00 %	1600 Hz (h32)	0.00 %
650 Hz (h13)	0.04 %	1650 Hz (h33)	0.01 %
700 Hz (h14)	0.01 %	1700 Hz (h34)	0.00 %
750 Hz (h15)	0.01 %	1750 Hz (h35)	0.00 %
800 Hz (h16)	0.00 %	1800 Hz (h36)	0.00 %
850 Hz (h17)	0.01 %	1850 Hz (h37)	0.01 %
900 Hz (h18)	0.00 %	1900 Hz (h38)	0.01 %
950 Hz (h19)	0.01 %	1950 Hz (h39)	0.00 %

Una vez que ya se ha analizado la calidad de la tensión generada en condiciones equilibradas, se procede a conmutar el contactor que disequilibra una de las fases del conjunto resistivo. Las medidas obtenidas durante el régimen permanente de funcionamiento del sistema son capturadas y mostradas en la figura 4.16.

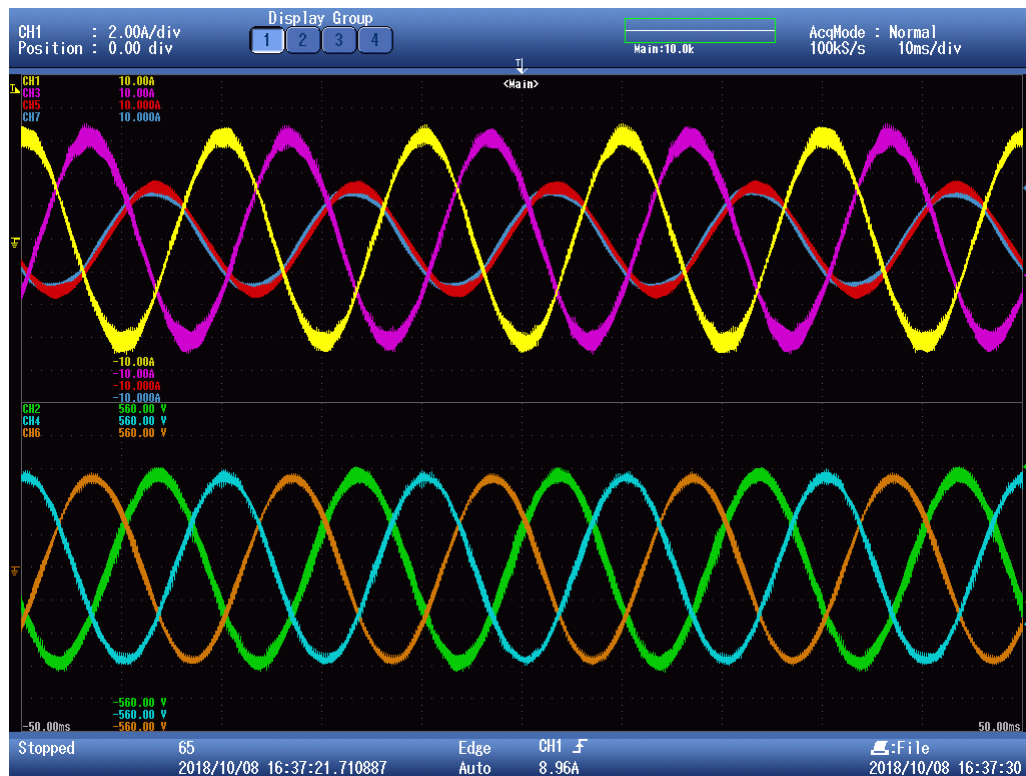


Figura 4.16 Estado permanente del control sobre carga desequilibrada.

El sistema de tensiones medido en el ensayo se encuentra pulsando a 50 Hz y con la amplitud nominal. Para el análisis de la calidad de la tensión generada se extrae, de nuevo, el conjunto de puntos con la información de las medidas tomadas por el osciloscopio y se procesan con las herramientas citadas anteriormente.

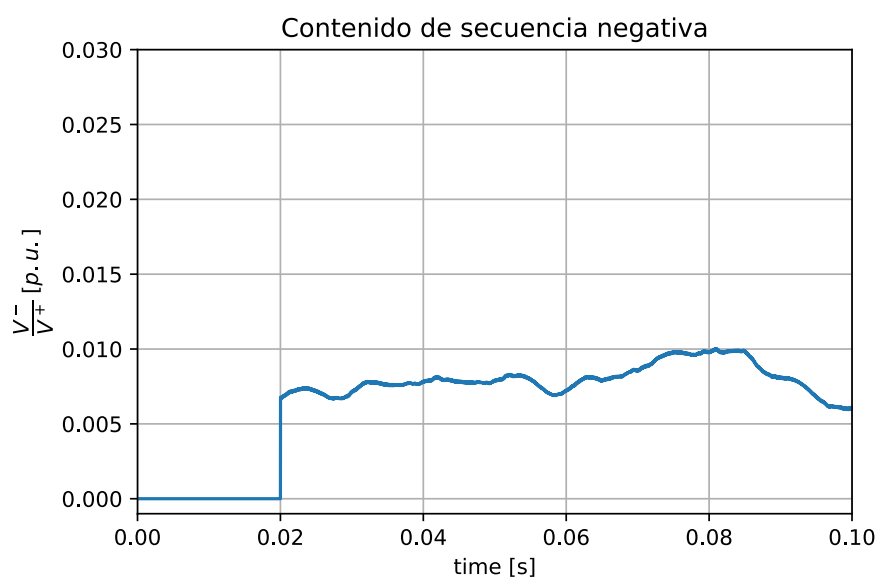


Figura 4.17 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

El desequilibrio de la carga se hace evidente en la forma que toman las ondas de corriente durante el ensayo. El valor de la resistencia de una fase pasa a ser el doble que en las otras dos fases, por lo que para mantener el sistema de tensiones equilibrado se compensa la corriente por el neutro. La figura 4.17 muestra el contenido de secuencia inversa respecto a la componente de secuencia directa en el conjunto trifásico de tensiones medido durante el ensayo. A pesar de que durante un tiempo inferior a un periodo de red el valor de desequilibrio aumenta hasta alcanzar un 1 %, éste se mantiene siempre dentro del límite exigido por la normativa [1].

El conjunto de puntos que caracteriza el sistema es procesado mediante el analizador de armónicos de *Fourier*. Esta herramienta dictamina que la tasa de distorsión armónica toma un valor de $THD = 4.34\%$. De nuevo, si se compara el valor total con la forma de cálculo de la normativa [1], que se reduce a $THD_{40} = 0.93\%$, se puede determinar dónde se encuentra la mayor parte del contenido armónico de la señal.

Del mismo modo que en los apartados anteriores se anexa en la siguiente página la tabla con los valores de los índices armónicos de los 40 primeros armónicos.

Tabla 4.7 Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga lineal desequilibrada.

Frecuencia (componente)	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD tensión
0 Hz (DC)	1.30 %	1000 Hz (h20)	0.05 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.02 %
100 Hz (h2)	0.34 %	1100 Hz (h22)	0.01 %
150 Hz (h3)	0.63 %	1150 Hz (h23)	0.02 %
200 Hz (h4)	0.12 %	1200 Hz (h24)	0.02 %
250 Hz (h5)	0.44 %	1250 Hz (h25)	0.02 %
300 Hz (h6)	0.06 %	1300 Hz (h26)	0.03 %
350 Hz (h7)	0.31 %	1350 Hz (h27)	0.01 %
400 Hz (h8)	0.05 %	1400 Hz (h28)	0.03 %
450 Hz (h9)	0.06 %	1450 Hz (h29)	0.00 %
500 Hz (h10)	0.03 %	1500 Hz (h30)	0.01 %
550 Hz (h11)	0.08 %	1550 Hz (h31)	0.01 %
600 Hz (h12)	0.03 %	1600 Hz (h32)	0.04 %
650 Hz (h13)	0.05 %	1650 Hz (h33)	0.02 %
700 Hz (h14)	0.04 %	1700 Hz (h34)	0.03 %
750 Hz (h15)	0.05 %	1750 Hz (h35)	0.02 %
800 Hz (h16)	0.02 %	1800 Hz (h36)	0.01 %
850 Hz (h17)	0.04 %	1850 Hz (h37)	0.01 %
900 Hz (h18)	0.03 %	1900 Hz (h38)	0.02 %
950 Hz (h19)	0.04 %	1950 Hz (h39)	0.01 %

Para finalizar con la etapa de control sobre la carga lineal se presentan dos capturas tomadas durante los saltos del contactor de la carga lineal. Para ello se ha configurado el *trigger* del osciloscopio para capturar los estados transitorios.

La figura 4.18 muestra el salto que se produce cuando el sistema pasa de alimentar la carga equilibrada a desequilibrada. Para realizar esta captura se ha configurado el *trigger* para detectar un aumento en la corriente del neutro.

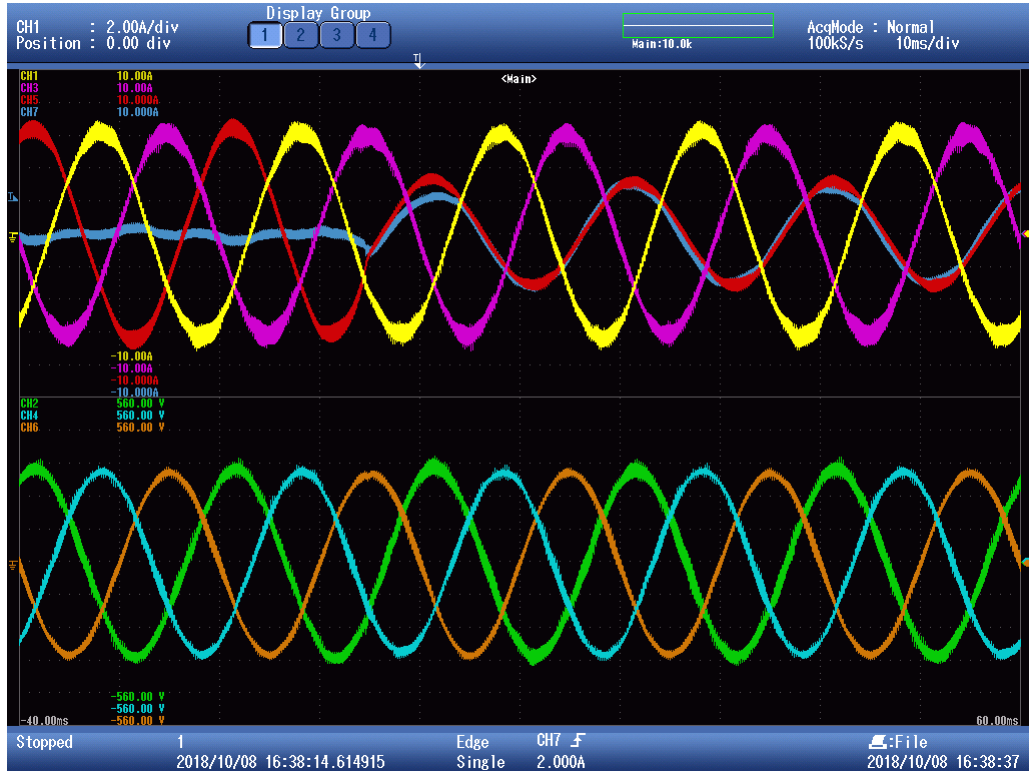


Figura 4.18 Estado transitorio: salto de carga equilibrada a desequilibrada.

La figura 4.19 muestra el salto que se produce cuando el sistema pasa de alimentar la carga en configuración desequilibrada a equilibrada. Para realizar esta captura se ha configurado el *trigger* para detectar un aumento en la corriente de la fase *c*, mostrada en rojo en la figura.

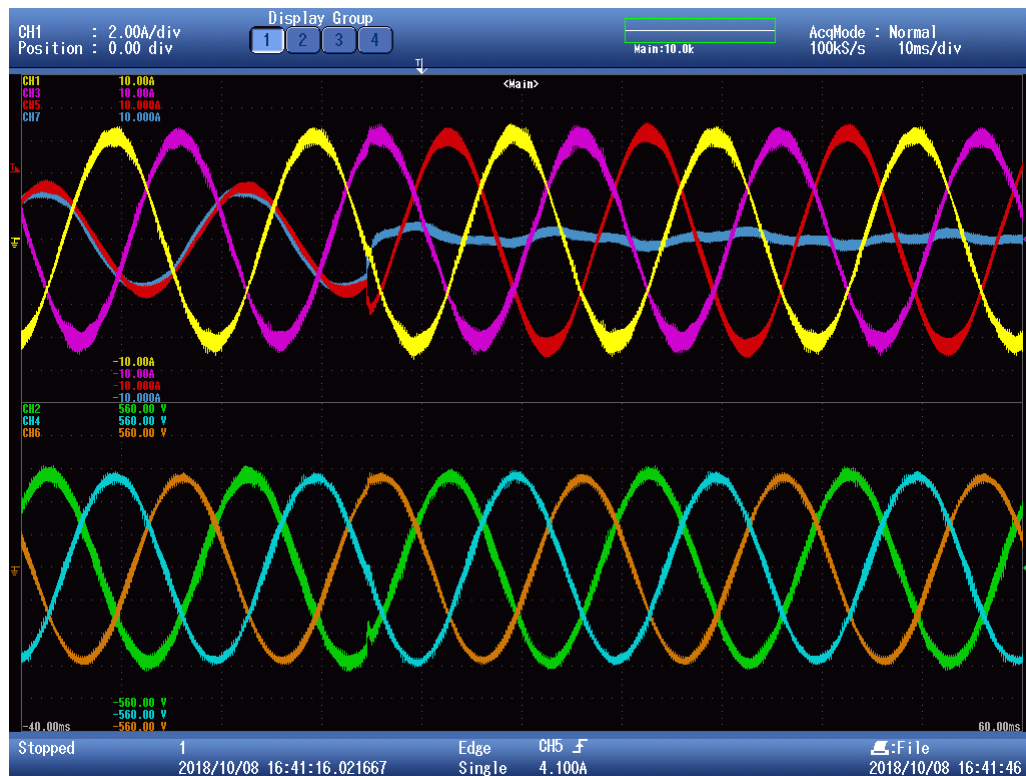


Figura 4.19 Estado transitorio: salto de carga desequilibrada a equilibrada.

Se destaca, tanto en la figura 4.18 como 4.19, la velocidad con la que el sistema se recupera ante las perturbaciones. En ambos casos el tiempo de restablecimiento es inferior a 2 ms .

4.2.2 Ensayos sobre carga completa

Este apartado finaliza la etapa de ensayos. En esta última etapa se conectará el rectificador de diodos como carga no lineal que consuma corrientes armónicas y por tanto perturbe la tensión en el banco de condensadores del filtro. El objetivo de estas pruebas es determinar el comportamiento del controlador ante perturbaciones que ocurren a frecuencias distintas de la fundamental. Del mismo que se ha programado el control en el apartado de las simulaciones se configura el algoritmo de control para trabajar, además de con la frecuencia fundamental, con los armónicos 3, 5 y 7.

La evolución temporal de las corrientes y tensiones medidas en este ensayo, cuando el sistema se encuentra en el régimen permanente, se presentan en la figura 4.20.

La figura muestra que se ha conseguido establecer una tensión trifásica cuyas ondas pulsan a 50Hz y valor nominal de amplitud. Aparentemente se ha conseguido generar una tensión con calidad suficiente a pesar de que la corriente que circula por la carga está fuertemente alterada por el contenido armónico causado por la carga no lineal.

De la figura 4.20 puede determinarse que el control de la componente homopolar funciona correctamente, ya que la corriente que se mide por el neutro es considerada nula.

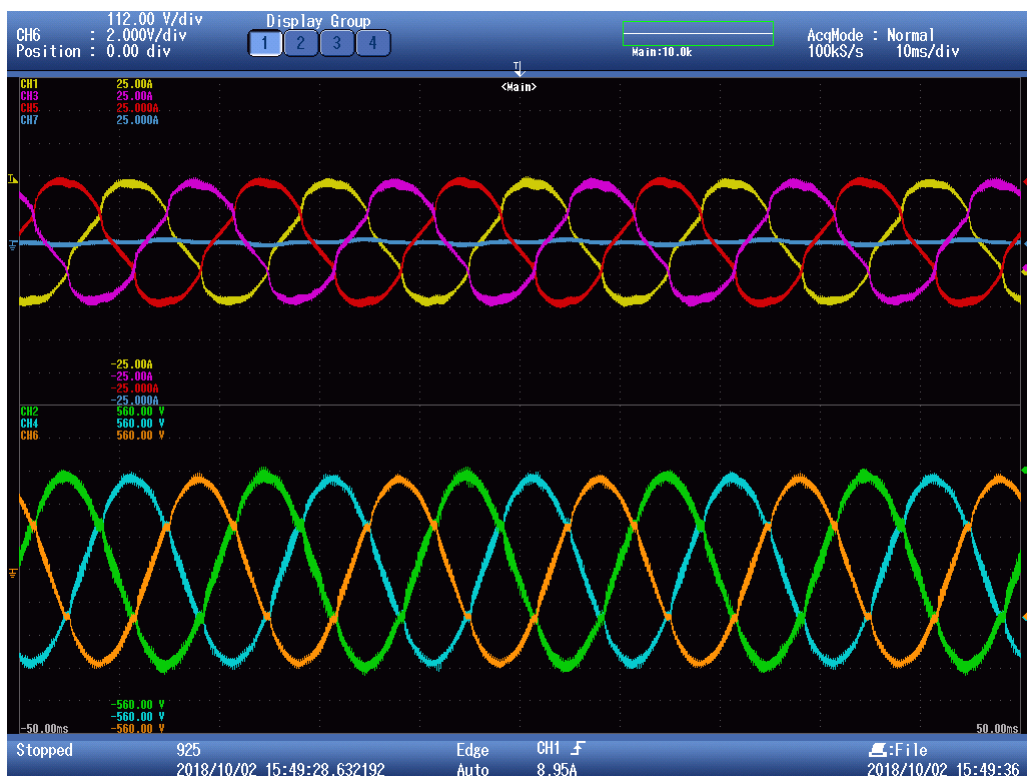


Figura 4.20 Estado permanente del control sobre carga equilibrada y no lineal.

Se procede ahora a analizar los puntos extraídos con el osciloscopio. En primer lugar se analiza la componente fundamental de secuencia inversa. La figura 4.21 muestra el resultado de este análisis. Esta gráfica es muy parecida a la obtenida en el ensayo sin la carga no lineal, tal y como era de esperar, ya que el efecto de los armónicos no debería alterar el funcionamiento de esos resonantes. Del gráfico puede concluirse que el equilibrio entre las tensiones cumple con la normativa [1], manteniéndose el valor relativo en torno a 0.7%.

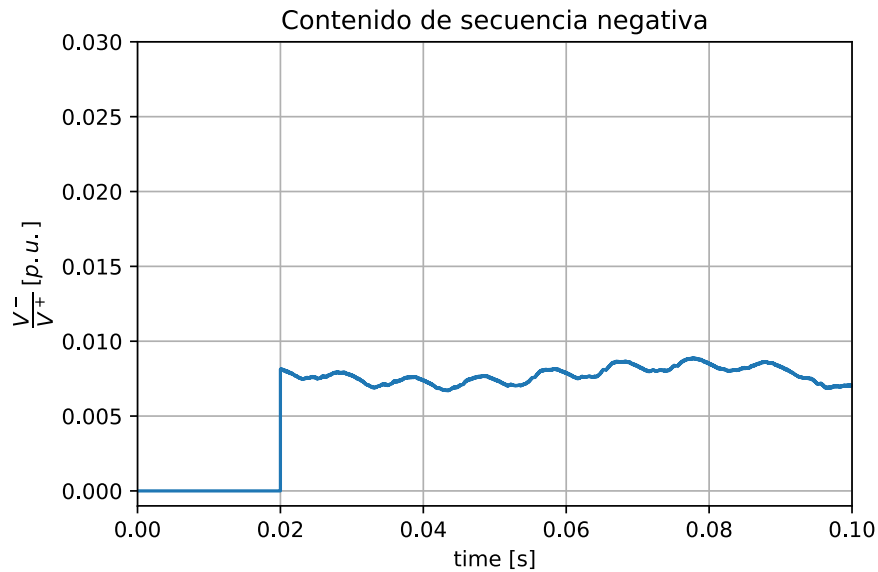


Figura 4.21 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

A continuación se analiza el contenido armónico de la tensión generada. El análisis de Fourier determina que el contenido de distorsión armónica total en la onda es de $THD = 5.00\%$ y el contenido calculado según la normativa [1] es de $THD_{40} = 2.47\%$. El valor de distorsión armónica se mantiene alejado del límite del 8% fijado por normativa para tensión suministrada en B.T. [1]

En la siguiente página se adjunta la descomposición de la distorsión armónica en sus valores individuales para cada frecuencia. Esta tabla se compara con la tabla *Valores de las tensiones de armónicos individuales en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de U_n* de la normativa [1] para determinar que todas las tasas individuales de distorsión armónica se encuentran dentro de los límites marcados.

Tabla 4.8 Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga equilibrada y no lineal.

Frecuencia (componente)	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD tensión
0 Hz (DC)	1.04 %	1000 Hz (h20)	0.00 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.06 %
100 Hz (h2)	0.07 %	1100 Hz (h22)	0.04 %
150 Hz (h3)	0.27 %	1150 Hz (h23)	0.70 %
200 Hz (h4)	0.02 %	1200 Hz (h24)	0.01 %
250 Hz (h5)	0.32 %	1250 Hz (h25)	0.58 %
300 Hz (h6)	0.02 %	1300 Hz (h26)	0.03 %
350 Hz (h7)	0.83 %	1350 Hz (h27)	0.04 %
400 Hz (h8)	0.04 %	1400 Hz (h28)	0.02 %
450 Hz (h9)	0.11 %	1450 Hz (h29)	0.50 %
500 Hz (h10)	0.04 %	1500 Hz (h30)	0.00 %
550 Hz (h11)	1.39 %	1550 Hz (h31)	0.37 %
600 Hz (h12)	0.01 %	1600 Hz (h32)	0.04 %
650 Hz (h13)	0.05 %	1650 Hz (h33)	0.05 %
700 Hz (h14)	0.96 %	1700 Hz (h34)	0.03 %
750 Hz (h15)	0.02 %	1750 Hz (h35)	0.35 %
800 Hz (h16)	0.08 %	1800 Hz (h36)	0.00 %
850 Hz (h17)	1.01 %	1850 Hz (h37)	0.28 %
900 Hz (h18)	0.01 %	1900 Hz (h38)	0.01 %
950 Hz (h19)	0.74 %	1950 Hz (h39)	0.02 %

Finalmente se procede a desequilibrar la carga compuesta por las resistencias, mantiene conectada en paralelo la carga no lineal. El objetivo de este ensayo es contrastar y validar el comportamiento del algoritmo de control ante los dos tipos de perturbaciones evaluadas al mismo tiempo, funcionando en el entorno de laboratorio.

La figura 4.22 muestra una ventana de tiempo de 0.1 *segundos* de este ensayo, lo que equivale a 5 periodos de red. La tensión alcanzada en el PCC se mantiene pulsando a 50Hz, con la amplitud nominal. A pesar del elevado grado de perturbaciones generado por la carga, cómo puede observarse en la forma de las corrientes, la tensión alcanzada es aparentemente sinusoidal, aunque pueden percibirse los efectos del puente de diodos en la zona dónde se cruzan las ondas de tensión.

Para determinar si el algoritmo de control ha conseguido que la tensión en el PCC sea de calidad suficiente aún cuando se suman las adversidades se procede a analizar los puntos tomados durante el ensayo.

La figura 4.23 muestra el índice de desequilibrio calculando el valor relativo de secuencia inversa en el conjunto trifásico presentado. De la comparación con el ensayo anterior se puede distinguir que en estas condiciones de funcionamiento el contenido de secuencia inversa ha aumentado ligeramente. Aunque se observa un pico de valor 1.1 %, en todo instante el contenido se mantiene alejado del límite fijado por la normativa en el 2.0 %. [1]



Figura 4.22 Estado permanente del control sobre carga desequilibrada y no lineal.

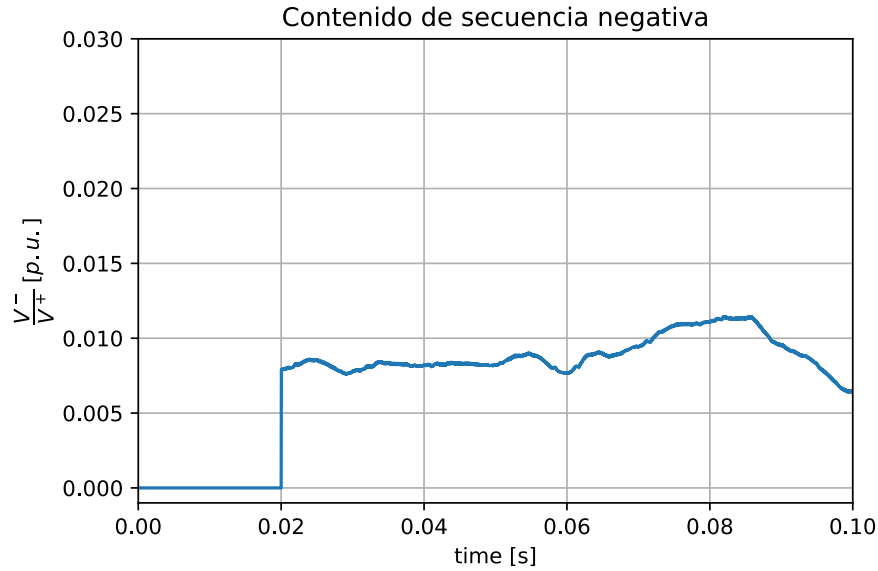


Figura 4.23 Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones.

El último punto que queda por determinar es la calidad de una onda de tensión de las generadas en el ensayo. Para realizar esta tarea se introduce analiza en conjunto de puntos obtenidos en el ensayo mediante la herramienta de *FFT Analysis* que provee *SimPowerSystems*. Esta aplicación determina que la tasa armónica total de una onda de tensión es de $THD = 6.25\%$, encontrándose la mayor parte de esta distorsión en las cercanías de la frecuencia de conmutación, ya que el mismo índice calculado como se dice en la normativa [1] para los 40 primeros armónicos es de $THD_{40} = 2.98\%$.

Para desarrollar un análisis más exhaustivo del contenido armónico que se encuentra en la onda de tensión, se adjunta en la siguiente página la tabla 4.9 que recoge el la tasa armónica individual de cada armónico. Analizando estos valores y comparándolos con la normativa [1] se concluye que la calidad de la tensión generada es suficiente para condiciones normales de explotación.

Tabla 4.9 Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga lineal equilibrada.

Frecuencia (componente)	HD tensión	Frecuencia (componente)	HD tensión
0 Hz (DC)	0.50 %	1000 Hz (h20)	0.05 %
50 Hz (Fnd)	100.00 %	1050 Hz (h21)	0.13 %
100 Hz (h2)	0.11 %	1100 Hz (h22)	0.04 %
150 Hz (h3)	0.30 %	1150 Hz (h23)	0.82 %
200 Hz (h4)	0.06 %	1200 Hz (h24)	0.05 %
250 Hz (h5)	0.39 %	1250 Hz (h25)	0.87 %
300 Hz (h6)	0.01 %	1300 Hz (h26)	0.02 %
350 Hz (h7)	0.27 %	1350 Hz (h27)	0.12 %
400 Hz (h8)	0.03 %	1400 Hz (h28)	0.06 %
450 Hz (h9)	0.13 %	1450 Hz (h29)	0.65 %
500 Hz (h10)	0.08 %	1500 Hz (h30)	0.04 %
550 Hz (h11)	1.39 %	1550 Hz (h31)	0.49 %
600 Hz (h12)	0.09 %	1600 Hz (h32)	0.07 %
650 Hz (h13)	1.19 %	1650 Hz (h33)	0.09 %
700 Hz (h14)	0.07 %	1700 Hz (h34)	0.02 %
750 Hz (h15)	0.11 %	1750 Hz (h35)	0.37 %
800 Hz (h16)	0.08 %	1800 Hz (h36)	0.03 %
850 Hz (h17)	1.15 %	1850 Hz (h37)	0.47 %
900 Hz (h18)	0.06 %	1900 Hz (h38)	0.05 %
950 Hz (h19)	1.13 %	1950 Hz (h39)	0.05 %

Finalmente se presentan diversas capturas de pantalla del Yokogawa que recogen diversos estados transitorios generados en este ensayo. Las gráficas que se presentan son:

- Figura 4.24: carga equilibrada y no lineal pasa a desequilibrada y no lineal
- Figura 4.25: conexión de la carga no lineal cuando el sistema estaba funcionando en con carga lineal equilibrada.
- Figura 4.26: conexión de la carga no lineal cuando el sistema estaba funcionando en con carga lineal desequilibrada.

En estas tres capturas puede percibirse la velocidad con la que la lógica de control actúa. En todos los casos el estado transitorio que se produce no es superior a 0.02 *segundos*, una décima parte de un periodo fundamental.



Figura 4.24 Estado transitorio: carga no lineal y salto de carga equilibrada a desequilibrada.

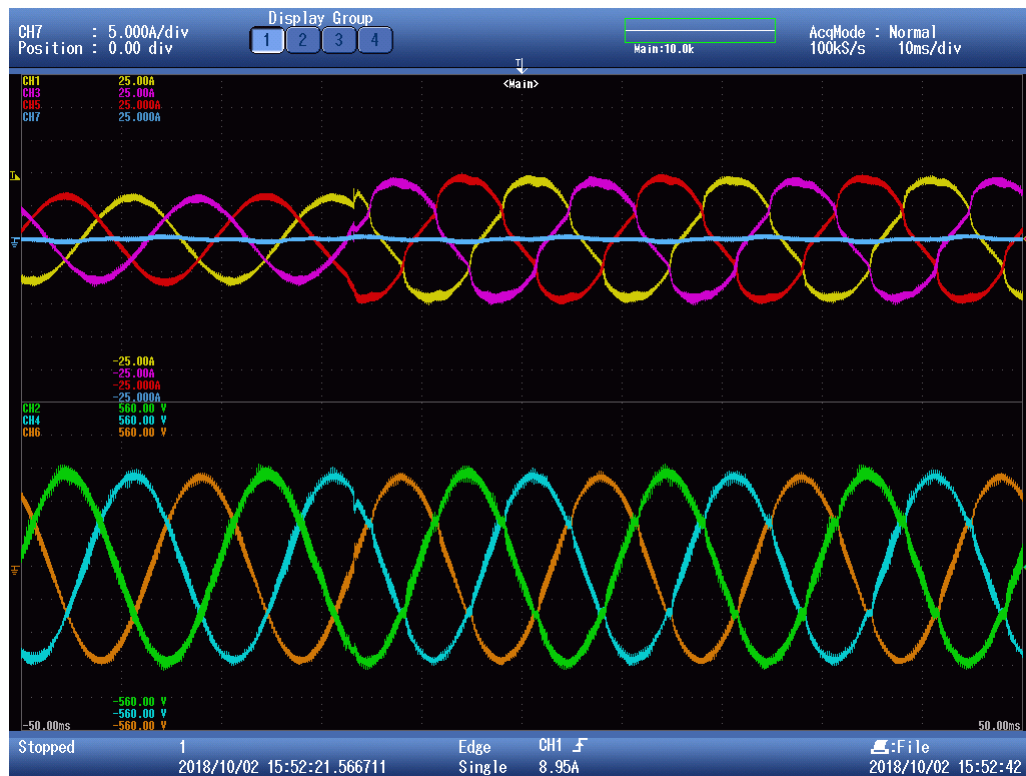


Figura 4.25 Estado transitorio: carga equilibrada y conexión de la carga no lineal.



Figura 4.26 Estado transitorio: carga desequilibrada y conexión de la carga no lineal.

5 Conclusiones y trabajos futuros

*¿Por qué esta magnífica tecnología que ahorra trabajo y nos hace la vida más fácil, nos aporta tan poca felicidad?
La respuesta es simple:
Porque aún no hemos aprendido a usarla de forma sensata.*

ALBERT EINSTEIN (1879-1955)

Una vez presentados los distintos temas que componen el proyecto, se finaliza la memoria del mismo con la presentación de las conclusiones extraídas del trabajo desarrollado así como posibles rutas de avance en la misma línea de trabajo.

5.1 Conclusiones

La realización de este proyecto final de máster ha abordado diferentes aspectos del control de convertidores de cuatro hilos y cuatro ramas para actuar como fuente de tensión trifásica. Se ha prestado especial atención a la implementación de estructuras resonantes sobre las distintas etapas del algoritmo de control.

Se ha cumplido el objetivo principal, al lograr programar un código de control para los convertidores de fuente de tensión (VSC) de cuatro ramas con el fin de mantener la tensión en el punto común de acoplamiento. En primer lugar, se ha conseguido en simulación que el voltaje medido cumpla con la normativa UNE-EN 50160 de AENOR sobre tensión suministrada ante cargas desequilibradas y generadoras de armónicos. Del mismo modo se ha logrado alcanzar el mismo grado de calidad en las medidas obtenidas tras la implementación del algoritmo en un entorno real de laboratorio. Para ello se han presentado ensayos con perturbaciones severas en los que el algoritmo ha demostrado su correcto funcionamiento tanto en su etapa de separador de secuencias como controlador resonante, al mismo tiempo que se ha demostrado su estabilidad. También se ha conseguido que este funcionamiento parta de una condición de tensión nula y con los elementos almacenadores (condensadores y bobinas) que componen la instalación estando totalmente descargados, lo que supone soportar el transitorio inicial.

La lógica de control que se ha alcanzado presenta unos puntos que pueden ser considerados novedosos. En primer lugar se ha utilizado la técnica de optimización *Linear Quadratic Regulator* para sintonizar tanto la etapa del separador de secuencias como los parámetros del controlador, alcanzando un punto óptimo entre velocidad y precisión. Otro punto importante es que a diferencia de la técnica actual no se utiliza un lazo interno o en cascada para el control de corriente, sino que se actúa directamente sobre la tensión objetivo.

Igualmente destacable es el hecho de haber alcanzado esta solución a través de un algoritmo que simplifica la modulación, permitiendo obtener el tren de pulsos con un algoritmo *Sinusoidal Pulse Width Modulation*, eliminando la necesidad de programar complejas estrategias de modulación espacial en tres dimensiones, *3D-SVM*.

Aunque el control de convertidores y dispositivos *FACTS* lleva décadas de estudio, es destacable la poca información que se ha encontrado en publicaciones de revistas de referencia sobre el uso de la cuarta rama del inversor para el control de tensión, pero en la que se espera que se produzcan grandes avances debido a la aparición de microrredes que puedan operar de forma aislada de la red principal.

Durante el proceso de búsqueda de soluciones y mejoras a diferentes problemas que han aparecido, han surgido nuevas ideas e inquietudes que no han podido ser desarrolladas porque quedaban fuera de los objetivos planteados. Sin embargo, estas contribuyen a distintas líneas que pueden ser explotadas a futuro.

5.2 Trabajos futuros

El trabajo de investigación en el campo del control de inversores podría no tener fin, teniendo en cuenta que los diferentes aspectos en los que se puede desarrollar una aplicación de esta tecnología siempre son susceptibles de mejora.

El desarrollo de nuevos dispositivos semiconductores con mejores prestaciones (como los basados en Nitruro de Galio que aumentan la frecuencia de conmutación) y el avance de la red de comunicaciones, así como la instalación de un mayor número de sensores que aportan mucha más información de los parámetros eléctricos de la red de distribución, permitirán que el desarrollo de las metodologías de control de inversores para ofrecerles nuevas atribuciones y las estrategias de control microrredes basadas en estrategias centralizadas, descentralizadas o distribuidas avancen en distintos sentidos como:

- a. Un mejor control de los sistemas eléctricos permitiendo gestionar los flujos de potencia activa y reactiva, con el alivio y mejor rendimiento que esto supone sobre la red y un aumento de la estabilidad de los sistemas de energía eléctrica, aportando innovadoras soluciones a la regulación de la frecuencia y la tensión.
- b. Un incremento en la calidad de la energía eléctrica reduciendo el contenido armónico en las redes de transporte y distribución y un progreso en la atenuación de otras perturbaciones de régimen transitorio, especialmente huecos de tensión.
- c. Imitar el comportamiento de los generadores síncronos en cuanto a la inyección de energía, incrementando la capacidad de regulación para asegurar el cumplimiento de los *grid codes* y, por tanto, permitiendo una mayor integración de energías renovables en la red eléctrica así como de sistemas de almacenamiento, cuyo desarrollo es clave para los sistemas eléctricos del futuro.
- d. El desarrollo de nuevas aplicaciones y mejor rendimiento de las existentes para los dispositivos FACTS en redes de transporte y distribución.
- e. La mejora y desarrollo de algoritmos de control para que un conjunto de inversores conectados a generadores distribuidos o baterías permitan explotar eficientemente pequeños sistemas eléctricos aislados de la red principal. Ya sea a partir de las consignas de un cerebro artificial en control jerárquico o mediante las decisiones de los propios nodos funcionando con algoritmos de consenso.
- f. Un mejor control de las máquinas eléctricas a partir del control de los parámetros de salida del inversor, es decir: valor eficaz de voltaje, de corriente y frecuencia, que alimentan al estátor y/o al rotor. El avance en el control de máquinas supone la mejora de innumerables procesos industriales, los generadores eólicos y el desarrollo del vehículo eléctrico entre otros.

Entrando específicamente en los temas que se han tratado en este proyecto, y del que se conocen las limitaciones, posibles líneas de trabajo futuro podrían ir en las siguientes direcciones:

- a. Reducir los tiempos de respuesta y la precisión del observador consiguiendo programar un detector de frecuencias auto-ajustable para el estimador de tensión.
- b. Incluir la dinámica del bus de continua en el lazo de control de modo que el convertidor sea más robusto a perturbaciones en el lado DC.

Índice de Figuras

1.1	Diagrama de bloques del control digital	6
2.1	Esquema del inversor VSC	8
2.2	Esquema del inversor VSC con configuración split DC-link	9
2.3	Esquema del inversor VSC de cuatro ramas	10
3.1	Representación gráfica de la transformada de <i>Clarke</i>	14
3.2	Aproximación a una onda cuadrada mediante ondas sinusoidales	15
3.3	Sistemas de componentes simétricas correspondientes a un sistema trifásico asimétrico	16
3.4	Diagrama de bloque del observador	17
3.5	Diagrama de bloques del esquema resonante elemental	22
3.6	Diagrama de bode del SOGI	22
3.7	Comparación del diagrama de bode del SOGI con diversas ganancias	23
3.8	Diagrama de bloque del esquema de control utilizado	23
3.9	Representación bidimensional de los vectores de modulación	30
3.10	Representación tridimensional de los vectores de modulación	32
3.11	Onda portadora y onda moduladora	33
3.12	Tren de pulsos	34
4.1	Esquema simplificado del montaje utilizado para testar el algoritmo de control	36
4.2	Señales de duty cycle medidas en la simulación con carga equilibrada lineal	38
4.3	Señales de tensión medidas en el PCC durante la simulación con carga equilibrada lineal	38
4.4	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	39
4.5	Medidas de corriente obtenidas a la salida del filtro en la simulación con carga equilibrada lineal	39
4.6	Señales de duty cycle medidas en la simulación con carga lineal desequilibrada	42
4.7	Señales de tensión medidas en el PCC durante la simulación con carga lineal desequilibrada	42
4.8	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	43
4.9	Medidas de corriente obtenidas a la salida del filtro en la simulación con carga desequilibrada lineal	43
4.10	Señales de duty cycle medidas en la simulación con carga desequilibrada no lineal	46
4.11	Señales de tensión medidas en el PCC durante la simulación con carga desequilibrada no lineal	47
4.12	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	47
4.13	Medidas de corriente obtenidas a la salida del filtro en la simulación con carga desequilibrada no lineal	48
4.14	Estado permanente del control sobre carga equilibrada	50
4.15	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	51
4.16	Estado permanente del control sobre carga desequilibrada	53
4.17	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	53
4.18	Estado transitorio: salto de carga equilibrada a desequilibrada	56
4.19	Estado transitorio: salto de carga desequilibrada a equilibrada	57
4.20	Estado permanente del control sobre carga equilibrada y no lineal	58
4.21	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	59
4.22	Estado permanente del control sobre carga desequilibrada y no lineal	61
4.23	Cantidad de secuencia negativa en el conjunto de tensiones	62

4.24	Estado transitorio: carga no lineal y salto de carga equilibrada a desequilibrada	64
4.25	Estado transitorio: carga equilibrada y conexión de la carga no lineal	65
4.26	Estado transitorio: carga desequilibrada y conexión de la carga no lineal	65

Índice de Tablas

3.1	Transformadas discretas	28
3.2	Tensiones generadas por el inversor de cuatro hilos en el marco $a b c$	31
3.3	Tensiones generadas por el inversor de cuatro hilos en el marco $\alpha\beta\gamma$	31
4.1	Características del dispositivo HIL402	36
4.2	Parámetros de los componentes del estudio experimental	37
4.3	Tasa de distorsión armónica individual de la señal de duty y la tensión medida en el ensayo con carga lineal equilibrada	41
4.4	Tasa de distorsión armónica individual de la señal de duty y la tensión medida en el ensayo con carga lineal desequilibrada	45
4.5	Tasa de distorsión armónica individual de la señal de duty y la tensión medida en el ensayo con carga lineal desequilibrada	49
4.6	Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga lineal equilibrada	52
4.7	Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga lineal desequilibrada	55
4.8	Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga equilibrada y no lineal	60
4.9	Tasa de distorsión armónica individual de la tensión medida en el ensayo con carga lineal equilibrada	63

Bibliografía

- [1] UNE-EN 50160, *Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución*, Tech. report, AENOR, 2001.
- [2] HOLMES D. Grahame, LIPO Thomas A., *Pulse width modulation for power converters : principles and practice*, 1 ed., John Wiley, Hoboken, 2003.
- [3] C. L. Fortescue, *Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks*, 34th Annual Convention of the American Institute of Electrical Engineers (1918), 1027–1140.
- [4] ROSENBROCK H.H., *State-space and multivariable theory*, 1 ed., Thomas Nelson and Sons, London, 1970.
- [5] BACHA Seddik, MUNTEANU Iulian, BRATCU Antoneta Iuliana, *Power electronic convertes modeling and control with case studies*, Springer, 2014.
- [6] OGATA Katsuhiko, *Sistemas de control en tiempo discreto*, 2 ed., Prentice Hall Hispanoamericana, Estado de México, 1996.
- [7] _____, *Modern control engineering*, 4 ed., Prentice Hall, New Jersey, Estados Unidos de América, 2002.
- [8] HINGORANI Narain G., GYUGYI Laszlo, *Understanding facts: concepts and technology of flexible ac transmission systems*, 10 ed., IEEEpress, Nueva York, Estados Unidos de América, 2004.
- [9] A. E. Leon, J. M. Mauricio, J. A. Solsona, and A. G. Expósito, *Software sensor-based statcom control under unbalanced conditions*, IEEE Transactions on power delivery **24** (2009), no. 3, 1623–1632.
- [10] _____, *Adaptive control strategy for vsc-based systems under unbalanced network conditions*, IEEE Transactions on smart grid **1** (2010), no. 3, 311–319.
- [11] C. Nascimento, O. Diene, and E. Watanabe, *Analytical model of three-phase four-wire vsc operating as grid-forming power converter under unbalanced load conditions*, IEEE PEDS 2017, Honolulu, USA 12 - 15 December 2017 (2017), 219–224.
- [12] Nayeem A. Ninad and Luiz A. C. Lopes, *Per-phase vector (dq) controlled three-phase grid-forming inverter for stand-alone systems*, Proceedings - ISIE 2011: 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (2011), 1626–1631.
- [13] _____, *Unbalanced operation of per-phase vector controlled four-leg grid-forming inverter for stand-alone hybrid systems*, IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference) (2012), 3500–3505.
- [14] BUSO Simone, MATTAVELLI Paolo, *Digital control in power electronics*, 1 ed., Morgan and Claypool, Estados Unidos de América, 2006.
- [15] TEODORESCU Remus, LISERRE Marco, RODRIGUEZ Pedro, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, 1 ed., John Wiley & Sons, United Kingdom, 2011.

- [16] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, *Control of power converters in ac microgrids*, IEEE Transactions on power electronics **27** (2012), no. 17, 4734–4790.
- [17] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, *Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions*, IEEE Transactions on industrial electronics **58** (2011), no. 1, 127–138.
- [18] Hydro-Québec TransÉnergie Technologies, *Simpowersystems for use with simulink*, The MathWorks, user's guide 3 ed., September 2003.
- [19] I. Vechiu, H. Camblong, G. Tapia, B. Dakyo, and O. Curea, *Control of four leg inverter for hybrid power system applications with unbalanced load*, Energy Conversion & Management **48** (2007), 2119–2128.
- [20] I. Vechiu, O. Curea, and H. Camblong, *Transient operation of a four leg inverter for autonomous applications with unbalanced load*, IEEE Transactions on Power Electronics **25** (2010), 399–407.
- [21] J. R. Wells, X. Geng, P. L. Chapman, P. T. Krein, and B. M. Nee, *Modulation-based harmonic elimination*, IEEE Transactions on power electronics **22** (2007), no. 1, 336–340.
- [22] R. Zhang, D. Boroyevich, V. Himamshu Prasad, H. Mao, F. C. Lee, and S. Dubovsky, *A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation*, IEEE (1997), 857–863.
- [23] R. Zhang, V. Himamshu Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, *Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters*, IEEE Transactions on power electronics **17** (2002), no. 3, 314–326.
- [24] RICOLFE VIALA Carlos, VALERA FERNÁNDEZ Ángel, *Actividades prácticas de control en el espacio de estados*, 1, Editorial de la UPV, València, España, 2006.
- [25] VALERA FERNÁNDEZ Ángel, *Modelado y control en el espacio de estados*, 1 ed., Editorial de la UPV, València, España, 2002.