

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías Industriales

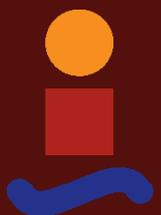
Compensador Dinámico de Tensión en Re-
des de Distribución Mediante un AC-Link
ShSPFC

Autor: Pablo Heredia Macías

Tutor: Manuel Barragán Villarejo

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

Sevilla, 2021



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías Industriales

Compensador Dinámico de Tensión en Redes de Distribución Mediante un AC-Link ShSPFC

Autor:

Pablo Heredia Macías

Tutor:

Manuel Barragán Villarejo

Profesor Contratado Doctor

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

Sevilla, 2021

Trabajo Fin de Grado: Compensador Dinámico de Tensión en Redes de Distribución Mediante un AC-Link ShSPFC

Autor: Pablo Heredia Macías
Tutor: Manuel Barragán Villarejo

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:

Agradecimientos

A mi tutor por guiarme en la elaboración de este proyecto.

A mis padres por apoyarme en todo en la vida y por el cariño que siempre me han brindado.

A mis amigos por estar siempre ahí.

Al Colegio Mayor San Juan Bosco de Sevilla por acogerme durante mis años de estudiante y ayudarme a crecer como persona.

Pablo Heredia Macías
Sevilla, 2021

Resumen

En este proyecto se propone el uso de la topología AC-Link ShSPFC basada en el convertidor VeSC para diseñar un compensador dinámico de tensión en los puntos de conexión de cargas a la red de distribución. Para tal fin se desarrolla una estrategia de control basada en un control en cascada de tres niveles capaz de mantener la tensión de la carga en su valor nominal ante variaciones de la tensión de la red de distribución y de la carga conectada. Posteriormente se simula este compensador dinámico de tensión tanto para la topología AC-Link ShSPFC como para la topología SSSC basada en un enlace de continua con el objetivo de validar la estrategia de control diseñada y de probar la idoneidad de usar la topología AC-Link ShSPFC frente a las topologías basadas en enlaces de continua.

Abstract

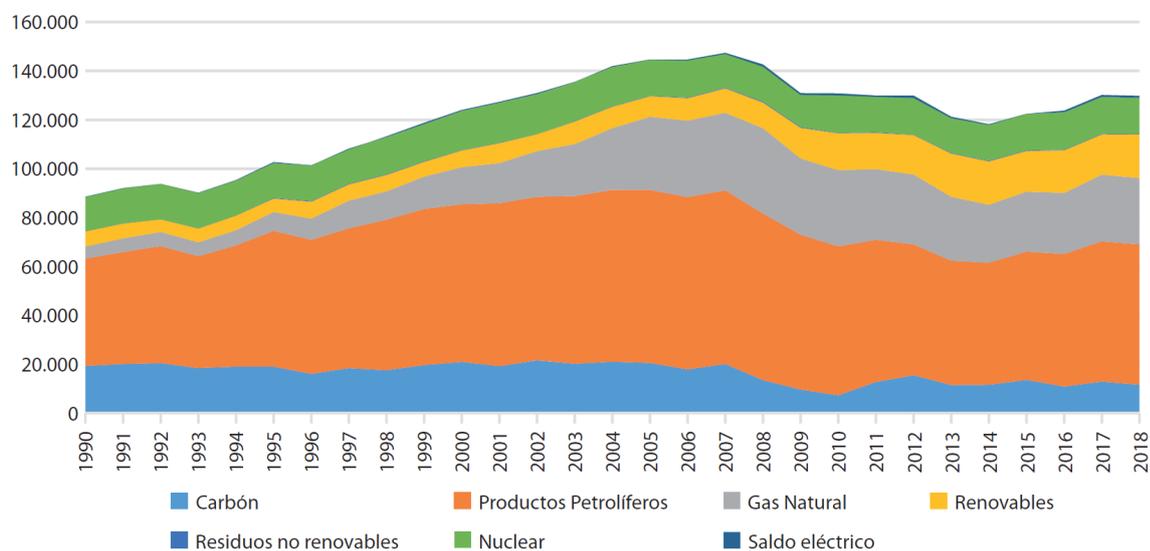
In this project is proposed the use of the AC-Link ShSPFC topology based on the VeSC converter in order to design a dynamic voltage compensator at the connection point of loads to the distribution network. For this purpose, a control strategy based on a three-level cascade control is developed capable of maintaining the load voltage at its nominal value in the face of variations in the voltage of the distribution network and in the connected load. Afterwards, this dynamic voltage compensator is simulated for both the AC-Link ShSPFC topology and the SSSC topology based on a DC link in order to validate the designed control strategy and to test the suitability of using the AC-Link ShSPFC topology versus topologies based on DC links.

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
1 Introducción	1
2 Revisión del Estado del Arte	7
2.1 Convertidor en fuente de tensión (VSC)	7
2.2 Vector Switching Converter (VeSC)	9
2.3 Filtros de conexión a red	11
2.3.1 Filtro L	12
2.3.2 Filtro LCL	13
2.4 Topologías de conexión del convertidor a la red	17
2.4.1 Convertidor VSC: topología SSSC	18
2.4.2 Convertidor VeSC: topología AC-Link ShSPFC	18
3 Estrategia de Control	21
3.1 Modelado del sistema en coordenadas abc y dq , y objetivos de control	21
3.2 Estrategia de control completa: control en cascada	23
3.3 Control de intensidad en el convertidor	24
3.4 Control de tensión en el condensador	25
3.5 Control de tensión en la carga	26
3.6 Modulador	27
3.6.1 Modulador VSC	27
3.6.2 Modulador VeSC	27
4 Resultados de Simulación	29
4.1 Control de intensidad en el convertidor usando un modelo promediado	29
4.2 Control de tensión en el condensador usando un modelo promediado	30
4.3 Control de tensión en la carga usando un modelo promediado	34
4.4 Control de cascada completo en VSC	37
4.5 Control de cascada completo en VeSC	44
5 Conclusiones	53
<i>Índice de Figuras</i>	55
<i>Bibliografía</i>	57

1 Introducción

En la actualidad, el consumo de energía mundial se caracteriza por una fuerte y continua dependencia de la energía primaria de origen fósil. En el caso particular de España, el consumo de energía primaria entre los años 1990 y 2018 [9], ver Figura 1.1, ha estado marcado por una fuerte dependencia de la energía



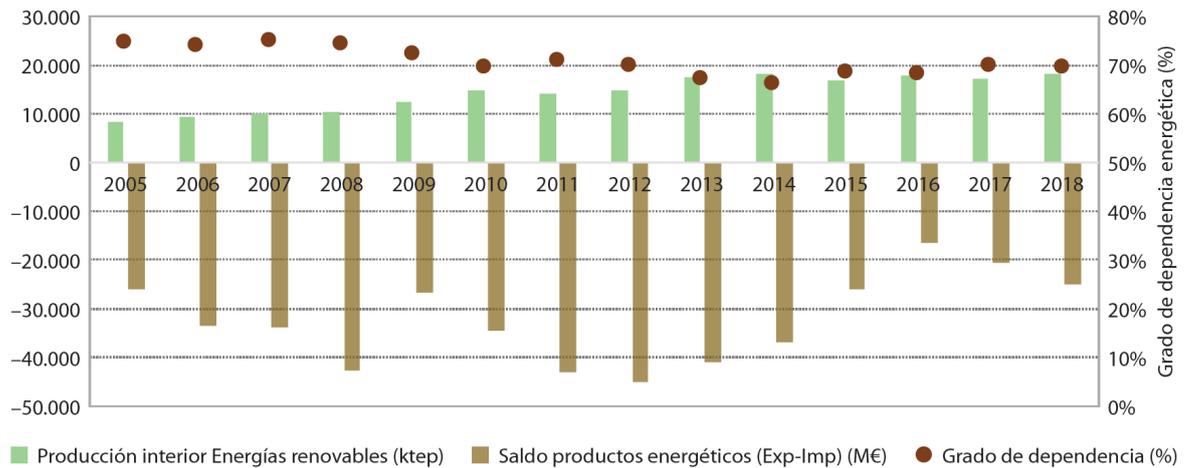
FUENTE: MITECO.

Figura 1.1 Consumo de energía primaria en España (KTEP) entre los años 1990 y 2018.

primaria de origen fósil, especialmente de la derivada de los productos petrolíferos. Con los años, el consumo de energía primaria procedente del carbón ha ido disminuyendo, mientras que el consumo de energía primaria procedente del gas natural ha ido en aumento. El consumo de energía primaria nuclear se ha mantenido estable y el consumo de energía primaria procedente de renovables ha ido en aumento. Este aumento del consumo de energía primaria renovable, junto con las mejoras en eficiencia energética, ha ayudado a mejorar el grado de autoabastecimiento nacional, minimizando con ello el impacto sobre el saldo del comercio exterior de la aún elevada dependencia energética (73,8%) [9], ver Figura 1.2. Aún con estas mejoras, el déficit energético asociado a las importaciones energéticas supuso en 2018 tanto el 74,3% del saldo total del comercio exterior como el 2,2% del PIB [9], lo que justifica la necesidad de seguir trabajando en una mayor inclusión de las fuentes de energía primaria de origen renovable para conseguir un mejor grado de autoabastecimiento nacional y, con ello, reducir el grado de dependencia energética.

En cuanto al sector eléctrico, la tendencia es similar a la del consumo de energía primaria. Por lo mostrado en Figura 1.3 y en Figura 1.4, la dependencia de los combustibles fósiles sigue siendo elevada y ha ido en aumento con los años, mientras que el consumo de energía nuclear e hidráulica se han mantenido prácticamente constantes. El consumo de energía renovable también ha ido en aumento, en mayor medida la eólica y en menor medida la solar fotovoltaica y el resto de renovables [9].

Puede, por tanto, constatar la importancia que aún tiene la generación convencional (fósil y nuclear)



FUENTE: MITECO /IDAE/MINCOTUR/ BP STATISTICAL REVIEW OF WORLD ENERGY.

Figura 1.2 Producción interior de energías renovables vs dependencia energética, y saldo comercial de productos energéticos, entre los años 2005 y 2018.

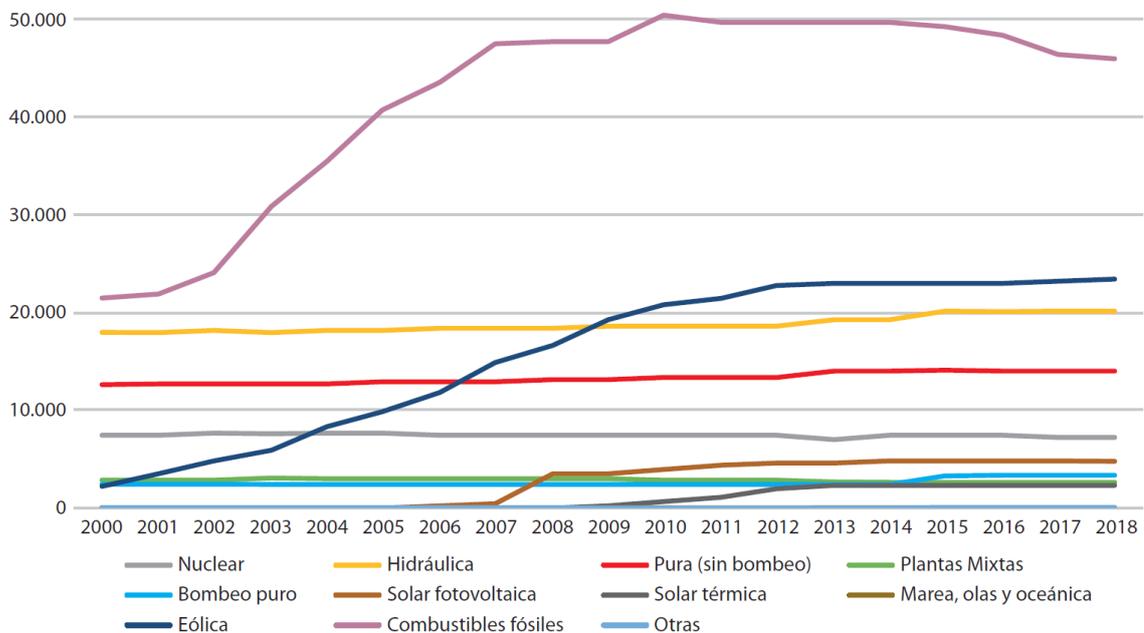


Figura 1.3 Evolución de la potencia eléctrica instalada (MW) en el sistema eléctrico español, entre los años 2000 y 2018.

en la producción eléctrica del país. Sin embargo, en los últimos años, se ha producido un aumento en la generación de régimen especial (renovables). La evacuación de la energía procedente del régimen especial se ha llevado a cabo, al igual que la convencional, en la red de transporte mediante grandes centrales. Este tipo de generación se denomina Generación Centralizada (GC). Esta energía transcurrirá a través de la red de transporte y posteriormente a través de la red de distribución hasta llegar a los consumidores finales.

Sin embargo, con la progresiva implementación de la generación de régimen especial, se plantea la posibilidad de instalar pequeños generadores de energía renovable (fundamentalmente solar fotovoltaica y eólica) que evacuen la energía producida a la red de distribución (más cerca de los consumidores finales) o incluso directamente a los consumidores finales (autoconsumo). Este tipo de generación se conoce como Generación Distribuida (GD). Esta implementación masiva de GD trae, sin embargo, una alteración en el modo en el que hasta ahora se han operado las redes de transporte y distribución, en concreto en el perfil de tensiones a lo largo de la red de distribución. Las diferencias en el perfil de tensiones existentes entre la GC y la GD puede verse en la Figura 1.5.

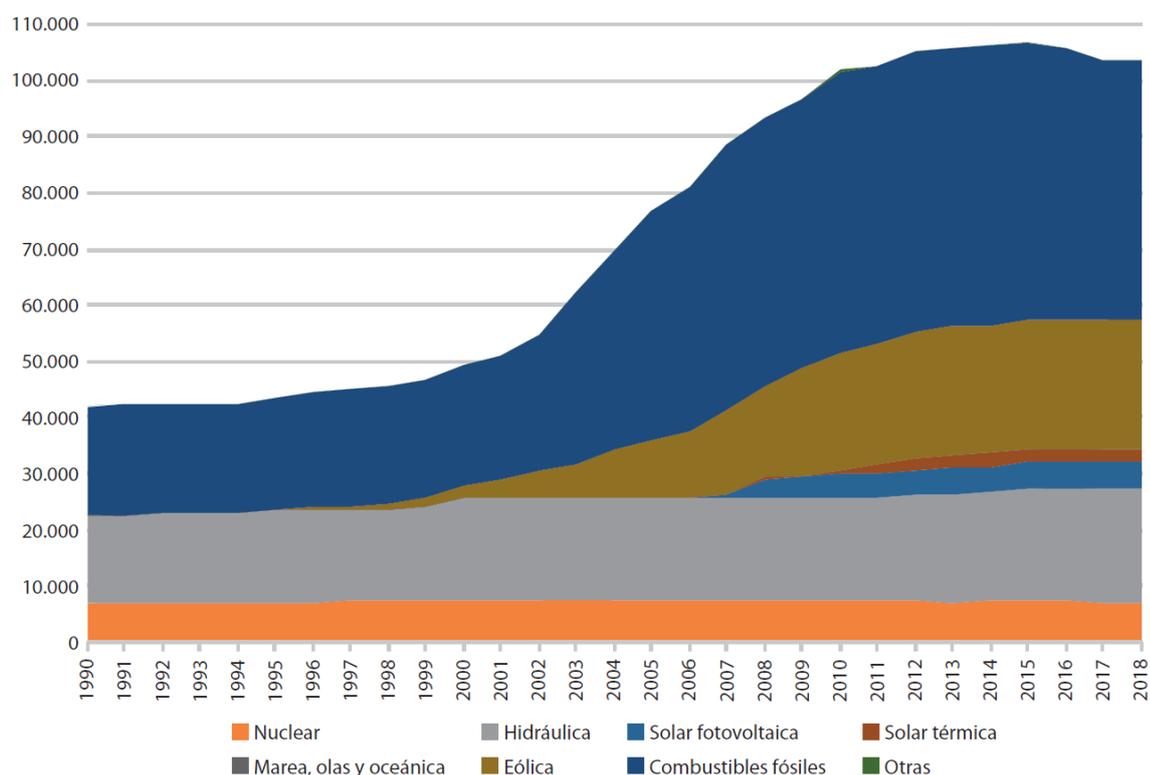


Figura 1.4 Evolución de la potencia eléctrica instalada acumulada (MW) en el sistema eléctrico español, entre los años 1990 y 2018.

Tradicionalmente con GC, la dirección del flujo de potencia ha sido desde las centrales generadoras hacia los consumidores finales. De acuerdo con esto, se tiene un perfil de tensiones decreciente a lo largo de la red de distribución. La regulación de tensión se ha venido haciendo en la subestación a través de bancos de condensadores o mediante el cambiador de tomas del transformador.

Sin embargo, la progresiva introducción de GD a lo largo de la red de distribución trae consigo la inversión de la dirección del flujo normal de potencia que se tenía con GC, produciéndose sobretensiones en aquellos puntos de la red en donde se está inyectando energía. También debe tenerse en cuenta el aumento progresivo de la demanda de energía eléctrica y la progresiva introducción del coche eléctrico, cuyo efecto es la aparición de subtensiones en ciertos puntos de la red. Por todos los motivos expuestos, la regulación de tensión en el caso de GD se vuelve más complicada, ya que altera el perfil tradicional de tensiones que se tenía con GC. De no solucionarse, se podría provocar sobrecargas en alimentadores y transformadores, conduciendo a una reducción de la vida útil de los equipos y a un aumento de fallos en el sistema [3].

Con el fin de regular la tensión en las redes de distribución dominadas por GD y, con ello, regular el flujo de potencia, se ha propuesto el uso de la electrónica de potencia. El uso de estos equipos de electrónica de potencia se ha dado históricamente en las redes de transporte para controlar el flujo de potencia a través de ellas y, de esta manera, obtener una mejor operación de las mismas. Estos equipos de electrónica de potencia son conocidos como controladores FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), y se dan en diferentes topologías, clasificadas en dos grupos [14]:

- Controladores FACTS basados en tiristores: entre estas topologías destacan el SVC (*Static Var Compensator*) y el TCSC (*Thyristor Controlled Series Compensator*).
- Controladores FACTS basados en el VSC (*Voltage Source Converter*): entre estas topologías destacan el STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), el SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*), el UPFC (*Unified Power Flow Controller*) y el IPFC (*Interline Power Flow Controller*).

En la actualidad, la evolución de la red distribución y la reducción de costes de los equipos de electrónica de potencia hace que su uso no sólo sea factible en las redes de transporte, sino que se plantee la posibilidad de utilizar las topologías anteriormente mencionadas para la regulación de la tensión y del flujo de potencia en una red de distribución en la que hay cada vez más GD. Estos dispositivos se conocen como DFACTS (*Distributed Flexible AC Transmission Systems*) [7], y pueden implementarse principalmente de dos maneras:

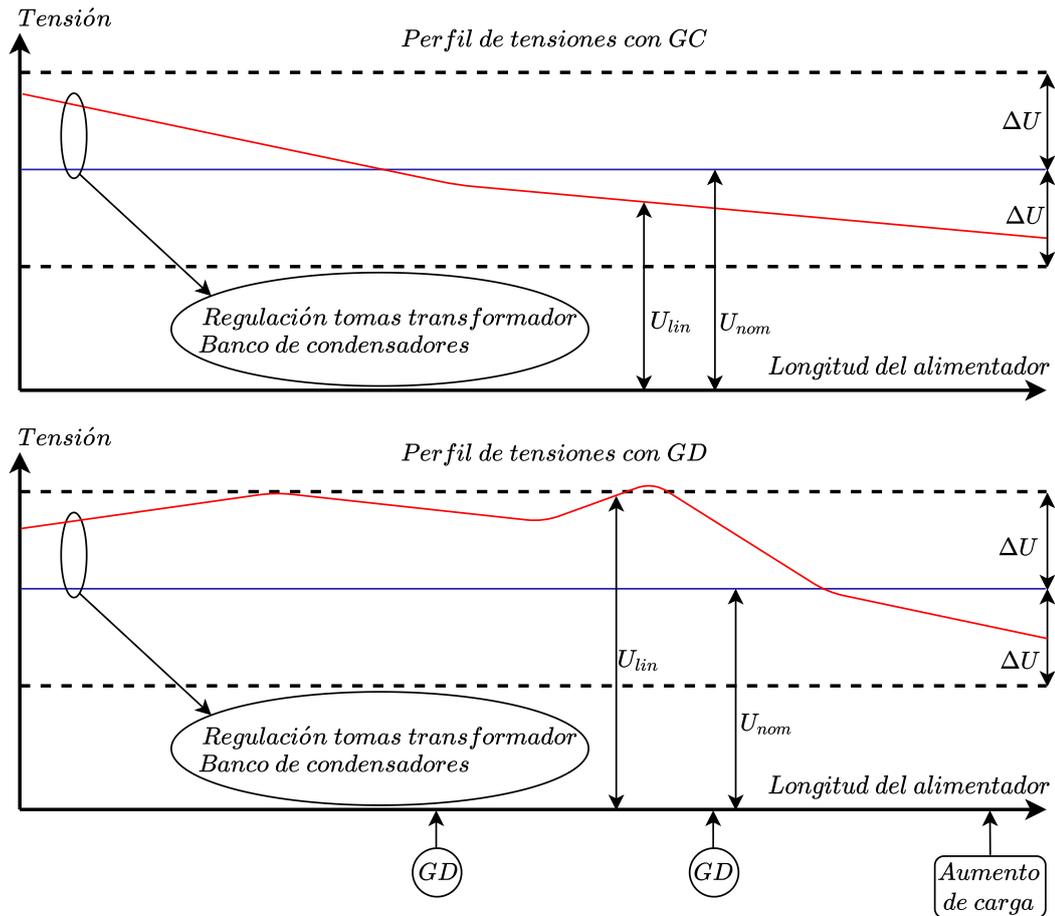


Figura 1.5 Perfil de tensiones con GC y GD.

- En los puntos de interconexión entre las distintas redes de distribución existentes en el sistema eléctrico, con el objetivo de regular la tensión en estos puntos de conexión y, de esta manera, controlar el flujo de potencia entre las redes de distribución.
- En los puntos de conexión de las diferentes cargas existentes en la red de distribución, con el objetivo de regular la tensión de estos puntos de conexión y, de esta manera, controlar el consumo de potencia de dichas cargas.

También cabe destacar, aparte de los ya mencionados dispositivos FACTS y DFACTS, los convertidores integrados en la GD. Estos convertidores desempeñan un importante papel en la regulación de la tensión en los puntos de conexión de la GD a la red de distribución y, por tanto, en la regulación de la potencia inyectada a la red.

En este proyecto, se propondrá un método para regular la tensión y con ello el flujo de potencia de una carga conectada a la red de distribución. En concreto, el objetivo de este proyecto será diseñar un compensador dinámico de tensión en una carga resistiva en redes de distribución usando una topología basada en un AC-Link [2] denominada AC-Link ShSPFC [10] [5] basada en el convertidor VeSC [15] [8], el cual sea capaz de mantener la tensión de dicha carga resistiva en su valor nominal ante una variación en la tensión aportada por la red de distribución y una variación de la magnitud de la propia carga.

Este proyecto se estructura de la siguiente manera:

- En esta primera parte, se analizarán en profundidad tanto la topología AC-Link ShSPFC, topología principal de este proyecto, con la topología SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) [12] basada en el convertidor VSC [16], topología la cual viene siendo usada con anterioridad y la cual, al poseer un convertidor VSC y por tanto enlace de continua, tendría un mayor volumen que la topología AC-Link ShSPFC. Se usarán ambas topologías para cumplir con el objetivo principal del proyecto y comparar el desempeño de la novedosa topología AC-Link ShSPFC frente a la ya usada topología SSSC.

- En esta segunda parte, se propondrá una estrategia de control válida para ambas topologías, basada en un control en cascada de tres niveles capaz de obtener la tensión a la salida del convertidor necesaria para mantener la carga a su tensión nominal.
- En esta tercera parte, se harán una serie de simulaciones para validar el funcionamiento de la estrategia de control diseñada y validar su correcta implementación en ambas topologías, para de esta manera probar si la topología AC-Link ShSPFC es una buena opción para conseguir el objetivo principal de este proyecto.

2 Revisión del Estado del Arte

En este capítulo se comenzará repasando el modelado y funcionamiento del convertidor en fuente de tensión (*Voltage-Source Converter*, VSC), para luego empezar a analizar el modelado y funcionamiento del *Vector Switching Converter* (VeSC), el convertidor que se ha seleccionado para llevar a cabo el proyecto. Una vez analizados ambos convertidores, se describirá el filtro de conexión que se usará para obtener una buena calidad de onda. Y, por último, se describirá las topologías de conexión a red utilizadas en el proyecto.

2.1 Convertidor en fuente de tensión (VSC)

Los VSC [16] son los componentes que nos permiten interconectar sistemas de corriente continua y de corriente alterna, realizando la conversión entre ambas partes. Para este proyecto se ha elegido el VSC basado en la topología de seis pulsos y dos niveles que se muestra en la Figura 2.1.

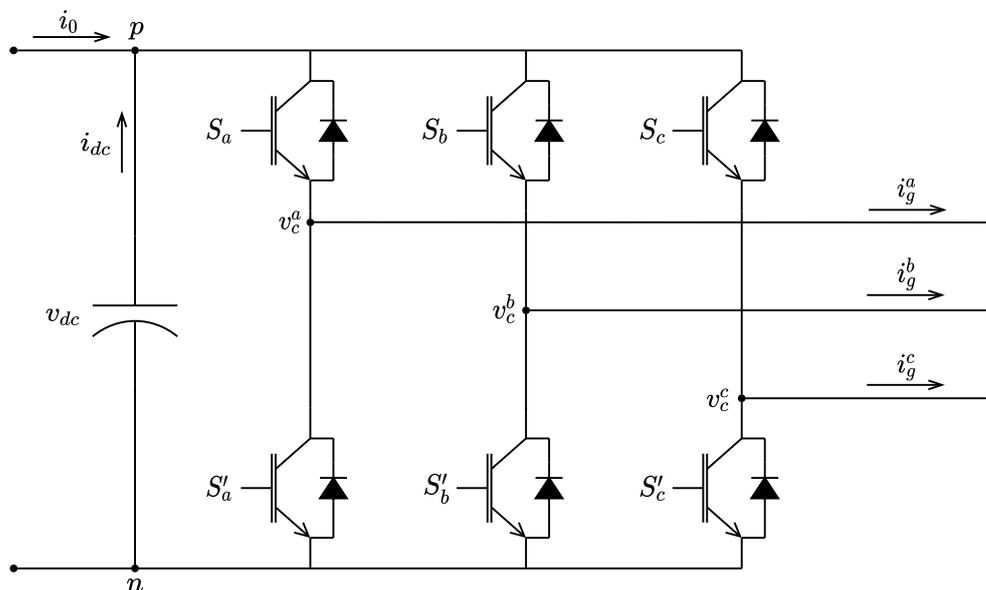


Figura 2.1 Convertidor en fuente de tensión (VSC).

Los dispositivos semiconductores de potencia usados son tres parejas de transistores IGBT y diodos en anti-paralelo. Mediante su correcta conmutación, se podrán obtener formas de onda de tensión alterna a partir de una tensión continua. La conmutación de los IGBTs se realiza mediante la técnica de modulación por ancho de pulsos (*Pulse Width Modulation*, PWM), ver Figura 2.2. Esta técnica se basa en la comparación de dos señales: una denominada señal moduladora o *duty*, y otra denominada señal portadora o *carrier*. La señal moduladora será una onda cuya frecuencia coincide con la frecuencia de la tensión deseada en la salida del VSC, mientras que la señal portadora será una onda triangular que variará entre 1 y -1 , y cuya frecuencia

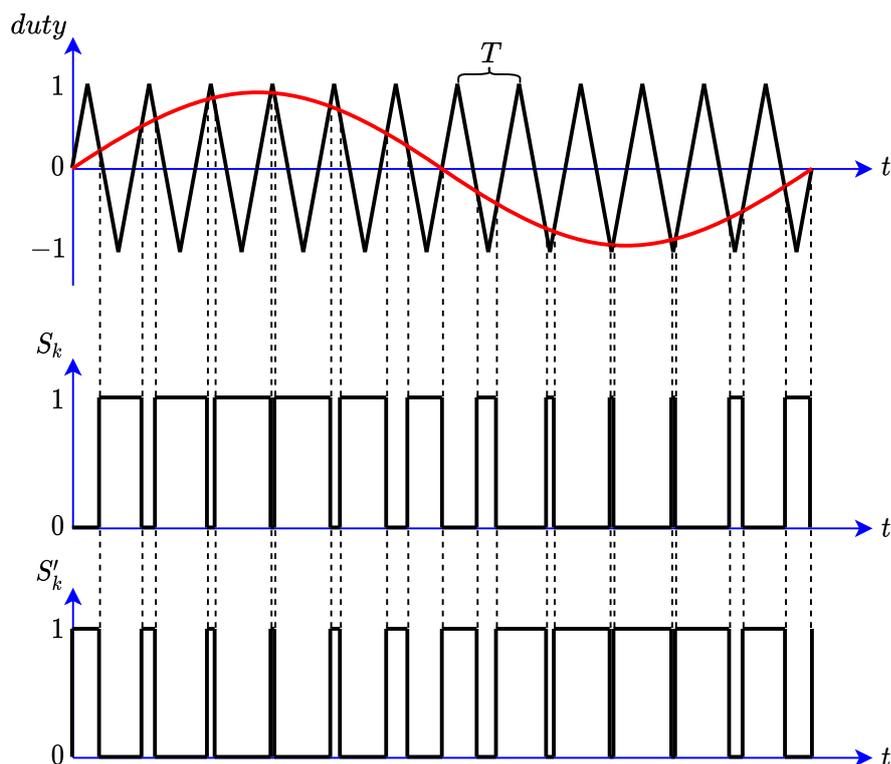


Figura 2.2 Estrategia PWM para el VSC.

será como mínimo 15 veces la de la señal moduladora [6]. La comparación de estas dos señales dará como resultado un tren de pulsos cuyo espectro armónico se corresponde con una frecuencia fundamental igual a la de la señal moduladora más una serie de frecuencias armónicas derivadas de la señal portadora. Este tren de pulsos será la señal de control que se aplicará a los IGBTs. Cuando el pulso esté en el nivel alto, $S_k = 1$ ($k = a, b, c$), se encenderá el IGBT correspondiente, mientras que en el nivel bajo, $S_k = 0$ ($k = a, b, c$), se apagará. Como puede verse en la Figura 2.1, se necesitarán seis trenes de pulsos, uno para cada IGBT. Además, para los dos IGBTs de cada fase, S_k y S'_k , los trenes de pulsos serán complementarios, es decir, cuando $S_k = 1$ entonces $S'_k = 0$ y viceversa. De esta manera se introducirá una tensión v_{dc} positiva cuando conduzcan los IGBTs de las ramas S_k y se introducirá una tensión v_{dc} negativa cuando conduzcan los IGBTs de las ramas S'_k . El resultado será una tensión trifásica v_c^{abc} a la salida del VSC dependiente de la señal moduladora de cada fase y de la tensión v_{dc} . Como el VSC se va a conectar a un sistema trifásico equilibrado, las señales moduladoras de cada fase deberán estar desfasadas 120° entre sí y tendrán una frecuencia igual a la de la red a la que se conectan, en este caso, 50 Hz.

Así, para cada fase, la conmutación de la tensión de continua v_{dc} por parte de los IGBTs dará como resultado una tensión alterna v_c^k , ($k = a, b, c$) de igual frecuencia y forma que el tren de pulsos del PWM, por lo que la conexión del VSC al resto del sistema deberá hacerse a través de un filtro que nos asegure una corriente sinusoidal de frecuencia fundamental con el menor contenido armónico de alta frecuencia posible, es decir, con un bajo THD (*Total Harmonic Distortion*, Tasa de Distorsión Armónica). Dichos filtros se tratarán en la sección 2.3 de este documento. También se deberá desarrollar una estrategia de control, la cual vendrá determinada por la operación deseada del convertidor y que permite obtener la señal moduladora del PWM. La estrategia de control que se adoptará en este documento se expondrá en el capítulo 3.

La tensión a la salida del VSC se puede expresar de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_c^{abc} = \frac{\eta_{abc} v_{dc}}{2} \quad (2.1)$$

donde η_{abc} es la señal moduladora correspondiente a un sistema trifásico equilibrado, compuesta por tres ondas sinusoidales desfasadas 120° entre sí y cada una de ellas con una amplitud de entre 0 y 1. En caso de que la amplitud fuese mayor que uno se produciría sobre-modulación.

2.2 Vector Switching Converter (VeSC)

El principio de funcionamiento del *Vector Switching Converter* (VeSC) es tratado en profundidad en [15]. De su lectura puede extraerse que existen diversas configuraciones posibles a la hora de construir un VeSC. En este trabajo se trabajará con el modelo del VeSC que se describe en [8].

Según [8], un VeSC es un convertidor trifásico AC/AC capaz de sintetizar una tensión trifásica AC ajustable de salida, \mathbf{v}_{out} , mediante la conmutación de un número m de fuentes de tensión trifásica AC de entrada, $\mathbf{v}_{in1}, \mathbf{v}_{in2}, \dots, \mathbf{v}_{inm}$, como puede verse en la Figura 2.3. La conmutación se llevará a cabo usando un módulo de

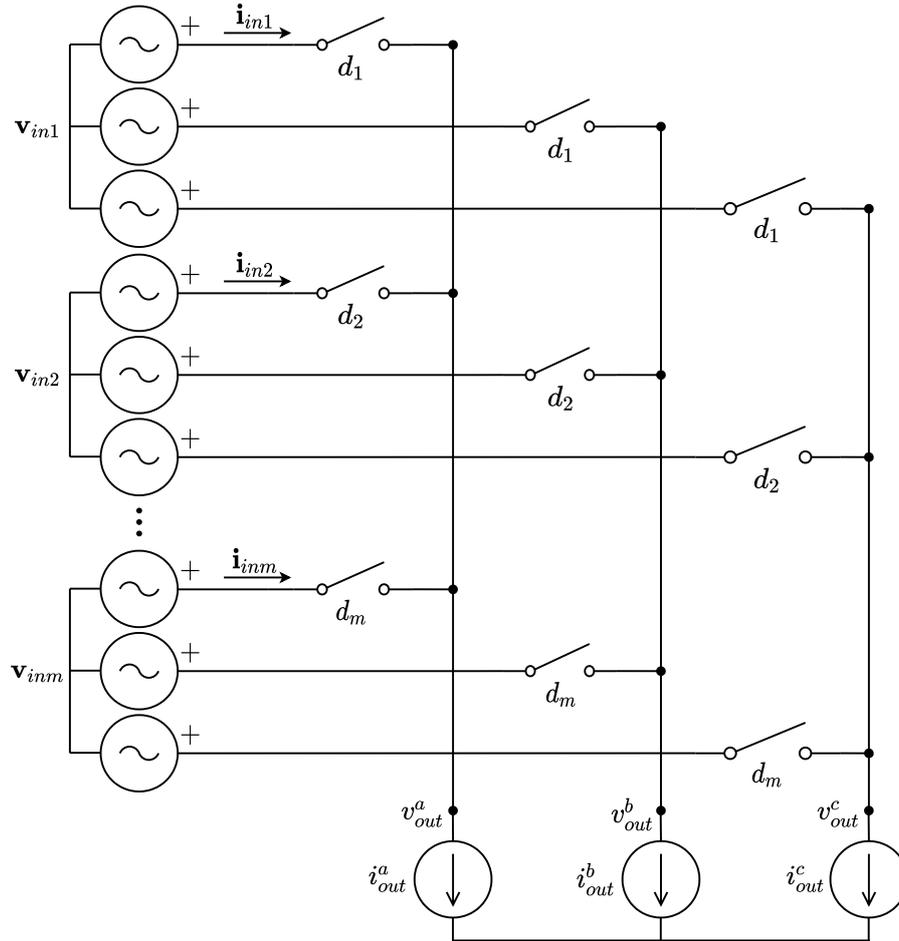


Figura 2.3 Vector Switching Converter (VeSC).

IGBT y diodo en anti-paralelo, ya que es bidireccional en corriente y unidireccional en tensión.

Se empieza asumiendo que la frecuencia nominal de las tensiones e intensidades trifásicas a la entrada son todas iguales. Como puede verse en la Figura 2.3, los interruptores se agrupan de tres en tres, de manera que los tres interruptores de cada grupo abren y cierran a la vez. Así, matemáticamente, se puede expresar las relaciones entre las tensiones e intensidades de entrada y salida de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{out}(t) = \sum_{j=1}^m H_j(t) \mathbf{v}_{in-j}(t) \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (2.2)$$

$$\mathbf{i}_{in-j}(t) = \sum_{j=1}^m H_j(t) \mathbf{i}_{out}(t) \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (2.3)$$

donde $\mathbf{v}_{in-j} = [v_{in-j}^a, v_{in-j}^b, v_{in-j}^c]^T$ y $\mathbf{v}_{out} = [v_{out}^a, v_{out}^b, v_{out}^c]^T$ son las tensiones de entrada y de salida respectivamente, $\mathbf{i}_{in-j} = [i_{in-j}^a, i_{in-j}^b, i_{in-j}^c]^T$ y $\mathbf{i}_{out} = [i_{out}^a, i_{out}^b, i_{out}^c]^T$ son las intensidades de entrada y de salida

respectivamente, y $H_j(t)$ es la función de conmutación de cada grupo de interruptores que relaciona las tensiones e intensidades de entrada y salida, y se define de la siguiente manera:

$$H_j(t) = \begin{cases} 1 & \text{si los interruptores están cerrados} \\ 0 & \text{si los interruptores están abiertos} \end{cases} \quad (2.4)$$

Cuando la frecuencia de conmutación de los interruptores (IGBTs) es mucho mayor que la frecuencia fundamental de las tensiones e intensidades de entrada y salida, la potencia neta transferida entre las entradas y la salida se obtiene a partir del valor medio (componente DC) de la función de conmutación de cada grupo de interruptores, $H_j(t)$ [8]. A este valor medio se le denomina *duty ratio*, y se expresa matemáticamente como:

$$d_j(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} H_j(\tau) d\tau \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (2.5)$$

donde T es el periodo de conmutación. De (2.5) se puede deducir lo siguiente:

$$\sum_{j=1}^m d_j(t) = 1 \quad (2.6)$$

Por último, las relaciones entre las tensiones e intensidades de entrada y salida antes descritas en (2.2) y (2.3) se reescribirían de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{out}(t) = \sum_{j=1}^m d_j(t) \mathbf{v}_{in-j}(t) \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (2.7)$$

$$\mathbf{i}_{in-j}(t) = \sum_{j=1}^m d_j(t) \mathbf{i}_{out}(t) \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (2.8)$$

La técnica de modulación utilizada para el VeSC será PWM [8]. Sin embargo, ver Figura 2.4, a diferencia

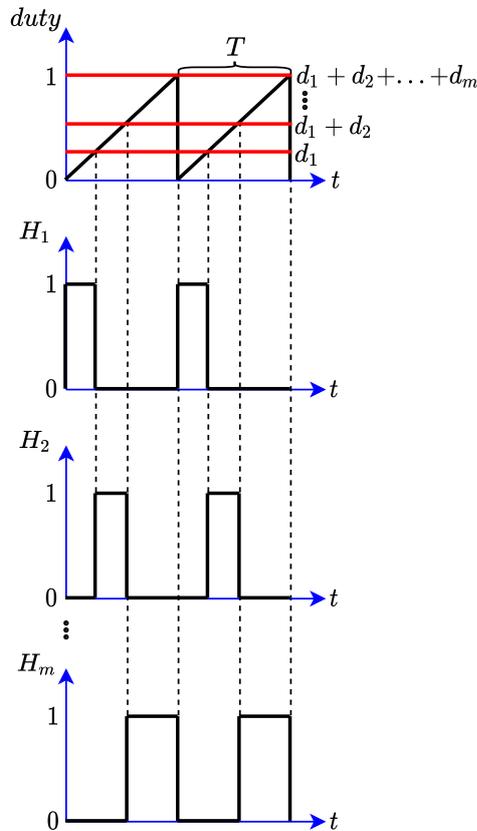


Figura 2.4 Estrategia PWM para el VeSC.

del PWM utilizado para los VSCs, la señal portadora es una onda triangular con forma de diente de sierra que varía entre 0 y 1 con una frecuencia igual a la de conmutación. Además, hay varias señales moduladoras de valor constante que se obtienen a partir de la suma de los *duty ratios*. El intervalo entre cada una de estas señales moduladoras se considerará nivel alto para la correspondiente señal de control, H_j ($j = 1, 2, \dots, m$), de tal manera que solo se activen los IGBTs del grupo correspondiente, mientras que las señales de control restantes se considerarán nivel bajo, o lo que es lo mismo, los demás grupos de IGBTs están desactivados. De esta manera, y como puede deducirse de la Figura 2.3 y de la ecuación (2.2), el cierre del grupo correspondiente de IGBTs provocará que la tensión AC de entrada correspondiente aparezca en la salida del VeSC.

El circuito equivalente monofásico (modelo promediado) del VeSC se muestra en la Figura 2.5 mediante

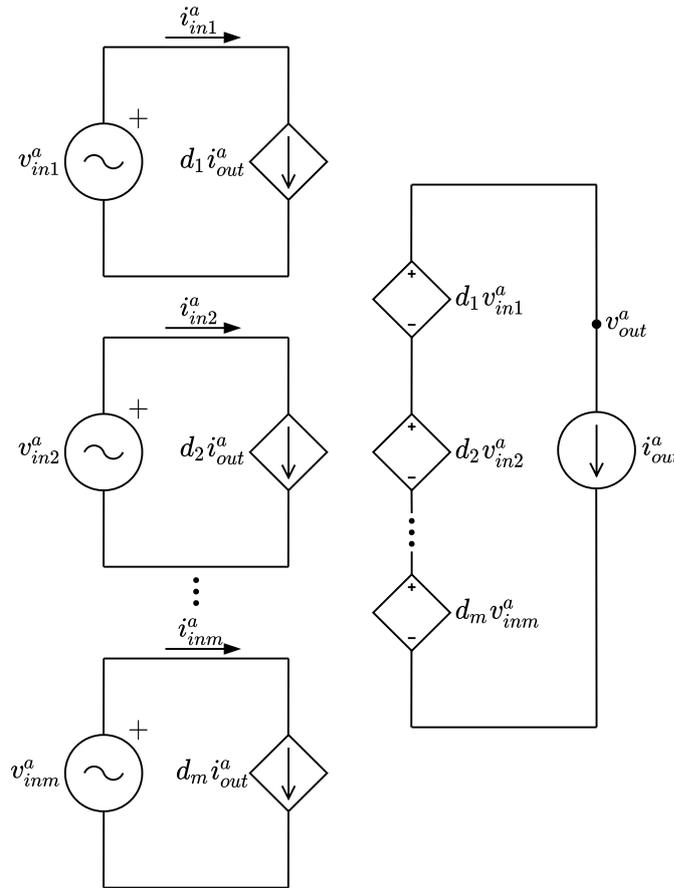


Figura 2.5 Circuito equivalente monofásico de la fase a (modelo promediado) del VeSC.

el uso de fuentes dependientes. En ella queda plasmada toda la información contenida en (2.7) y (2.8). Con toda esta información, se puede deducir que el valor de la tensión v_{out} depende del valor (magnitud y fase) de las tensiones v_{in-j} y del valor de los *duty ratios* d_j .

Similar a los VSCs, la onda trifásica AC de salida tendrá un espectro armónico compuesto por una componente fundamental de baja frecuencia coincidente con la de las fuentes trifásicas de entrada, más una componente de alta frecuencia derivada de la conmutación de los IGBTs. Por lo tanto, será necesario instalar un filtro de salida que logre producir una onda alterna lo más sinusoidal posible.

2.3 Filtros de conexión a red

Tanto para los VSC como para los VeSC (los cuales pueden definirse como fuentes de tensión), la tensión e intensidad obtenidas a la salida de ambos tipos de convertidor se corresponde con un tren de pulsos derivado de la estrategia PWM usada para la conmutación de los IGBTs. El espectro armónico de estas ondas AC se caracteriza por tener una componente fundamental de baja frecuencia proveniente de la señal moduladora y coincidente con la de la red a la que se conecta el convertidor, y una componente de alta frecuencia proveniente

de la señal portadora. Esta componente de alta frecuencia debe ser reducida lo máximo posible, de manera que se inyecte a la red una tensión e intensidad compuestas principalmente por la componente fundamental, es decir, obtener ondas AC con un valor de THD (*Total Harmonic Distorsion*) lo más reducido posible [1].

Para tal fin se instalará a la salida del convertidor un filtro de conexión a red. En esta sección se tratarán dos de los filtros más usados para conectar convertidores a la red eléctrica, analizando las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos [11].

2.3.1 Filtro L

El filtro L, ver Figura 2.6, consiste en instalar una bobina entre la salida del convertidor y el punto de conexión

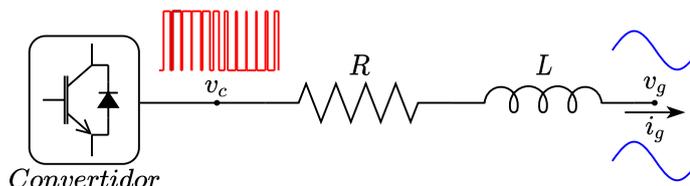


Figura 2.6 Filtro L.

a red. En este trabajo se considera que la bobina del filtro tiene un factor de calidad Q que se define de la siguiente manera:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{2\pi fL}{R} \quad (2.9)$$

siendo R la resistencia de la bobina, X su reactancia, L su inductancia y f la frecuencia de la red a la que se conecta el convertidor.

La ecuación que gobierna el circuito de la Figura 2.6 es la siguiente:

$$v_c = Ri_g + L \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (2.10)$$

donde v_c es la tensión a la salida del convertidor, y v_g e i_g son la tensión e intensidad en el punto de conexión a red respectivamente. Para este sistema, se considera como entrada la tensión v_c y como salida la intensidad i_g , despreciándose la tensión v_g al considerarse una perturbación del sistema.

Si se pasa (2.10) del dominio del tiempo al dominio de Laplace y se opera, se obtendrá la siguiente función de transferencia:

$$G_L(s) = \frac{I_g(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.11)$$

de la cual se puede deducir que el sistema sigue una dinámica de 1^{er} orden, con una constante de tiempo $\tau = \frac{L}{R}$ al aplicar una entrada escalón.

Del diagrama de Bode del sistema, ver Figura 2.7, se puede ver como el filtro L se comporta como un filtro paso bajo, ya que, mientras que a baja frecuencia el filtro presenta una baja impedancia, a altas frecuencias presenta una alta impedancia. De esta manera se bloquea el paso de las componentes armónicas de alta frecuencia mientras que la componente fundamental de baja frecuencia pasa sin problema, obteniendo a la salida una onda AC con un menor THD.

Sin embargo, el filtro L tiene un inconveniente. Y es que, para cumplir con las recomendaciones para el control de armónicos que se expone en [1] y lograr una severa reducción de las componentes de alta frecuencia, se es necesario aumentar significativamente el valor de L de la bobina, lo que trae consigo una serie de problemas en aplicaciones de gran potencia:

- Coste económico, volumen y peso elevados.
- Limitación de los flujos de potencia reactiva.
- Dinámica del sistema insuficiente.

Para solventar este problema, se estudiará a continuación una alternativa muy atractiva para la conexión de convertidores a red: el filtro LCL.

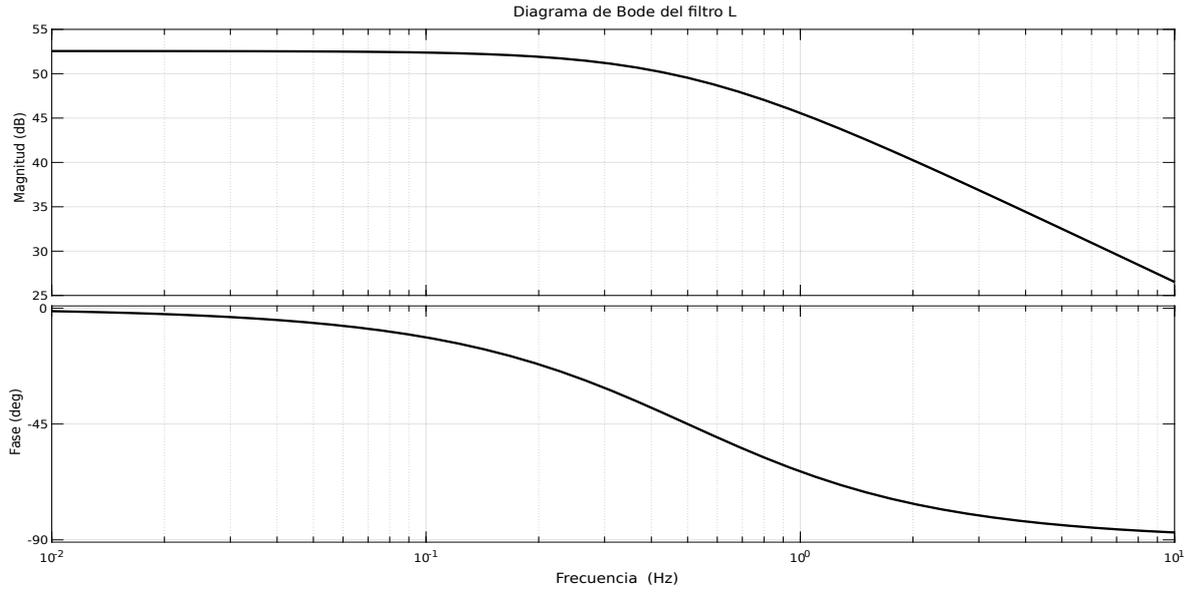


Figura 2.7 Diagrama de Bode del filtro L..

2.3.2 Filtro LCL

El filtro LCL, ver Figura 2.8, intercala un condensador en paralelo entre dos bobinas, lo cual permite

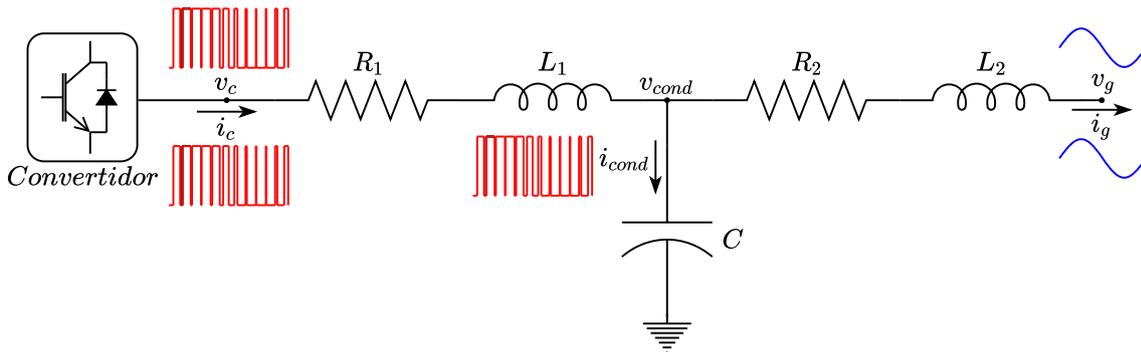


Figura 2.8 Filtro LCL.

obtener óptimos resultados de mitigación de armónicos con valores reducidos tanto de inductancias como de capacidad, evitando los problemas anteriormente mencionados del filtro L.

Del mismo modo que la bobina del filtro L tiene un factor de calidad Q , se considera también que las dos bobinas del filtro LCL tienen cada una un factor de calidad, que son Q_1 y Q_2 , definidos de la siguiente manera:

$$Q_1 = \frac{X_1}{R_1} = \frac{2\pi f L_1}{R_1} \tag{2.12}$$

$$Q_2 = \frac{X_2}{R_2} = \frac{2\pi f L_2}{R_2} \tag{2.13}$$

siendo R_1 y R_2 las resistencias de las bobinas, X_1 y X_2 sus reactancias, L_1 y L_2 sus inductancias y f la frecuencia de la red a la que se conecta el convertidor.

Asimismo, C representa la capacidad del condensador del filtro LCL.

El sistema de ecuaciones que gobierna el circuito de la Figura 2.8 es el siguiente:

$$v_c = R_1 i_c + L_1 \frac{di_c}{dt} + v_{cond} \tag{2.14}$$

$$v_{cond} = R_2 i_g + L_2 \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (2.15)$$

$$i_{cond} = i_c - i_g = C \frac{dv_{cond}}{dt} \quad (2.16)$$

donde v_c e i_c son la tensión e intensidad a la salida del convertidor respectivamente, v_g e i_g son la tensión e intensidad en el punto de conexión a red respectivamente, y v_{cond} e i_{cond} son la tensión e intensidad del condensador respectivamente. Para este sistema, al igual que en el filtro L, se considera como entrada la tensión v_c y como salida la intensidad i_g , despreciándose la tensión v_g al considerarse una perturbación del sistema. Las restantes variables i_c , v_{cond} e i_{cond} se consideran como variables internas del sistema.

Operando el sistema de ecuaciones (2.14), (2.15) y (2.16) aplicando lo antes mencionado, se obtiene la siguiente ecuación:

$$v_c = L_1 L_2 C \frac{d^3 i_g}{dt^3} + (R_1 L_2 C + R_2 L_1 C) \frac{d^2 i_g}{dt^2} + (L_1 + L_2 + R_1 R_2 C) \frac{di_g}{dt} + (R_1 + R_2) i_g \quad (2.17)$$

Si se pasa (2.17) del dominio del tiempo al dominio de Laplace y se opera, se obtendrá la siguiente función de transferencia:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (R_1 L_2 C + R_2 L_1 C) s^2 + (L_1 + L_2 + R_1 R_2 C) s + R_1 + R_2} \quad (2.18)$$

Como el factor de calidad de las bobinas suele ser grande (valores comprendidos entre cien y mil), se puede despreciar el efecto que tienen sobre el sistema las resistencias R_1 y R_2 , simplificándose la función de transferencia de (2.18) a:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s(s^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C})} \quad (2.19)$$

De (2.19) se puede deducir que se está ante un sistema de 3^{er} orden y, por tanto, con tres polos: un polo en el origen y un par de polos complejos conjugados imaginarios puros, resultando en un sistema críticamente estable. Este par de polos complejos conjugados imaginarios puros trae consigo un inconveniente: la aparición en el sistema de una frecuencia de resonancia, definida de la siguiente manera:

$$\omega_{res}^2 = 4\pi^2 f_{res}^2 = \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C} \quad (2.20)$$

La Figura 2.9 muestra una comparativa entre los diagramas de Bode de un filtro L y un filtro LCL. En ella puede verse que, a la frecuencia de resonancia, la magnitud del sistema aumenta en gran medida debido a que el denominador de la función de transferencia se hace mínima, produciéndose una amplificación de la señal de salida (resonancia), en este caso, de la intensidad i_g . El efecto de resonancia puede ser perjudicial para los equipos eléctricos de potencia. Tomando como referencia la frecuencia de resonancia se puede distinguir claramente dos zonas en el diagrama de Bode:

- A frecuencias más bajas que la de resonancia, cercanas a la fundamental, el filtro LCL tiene un comportamiento de carácter inductivo (fase a -90°), coincidente con el comportamiento de un filtro L. En esta zona, la impedancia del condensador es tan grande que se considera como un circuito abierto, permitiendo el paso de la componente fundamental de la onda AC de salida a la red.
- A frecuencias más altas que la de resonancia, el filtro LCL adquiere un comportamiento capacitivo (fase a -270°), y se puede observar que su pendiente de caída es mayor que la del filtro L, provocando una mayor atenuación de las altas frecuencias. En esta zona, la impedancia del condensador cae de forma drástica, lo que permite que las componentes de alta frecuencia de la onda AC de salida se desvíen por el condensador, evitando su vertido a la red.

Queda claro que el filtro LCL es capaz de atenuar mejor las componentes de alta frecuencia que el filtro L. La cuestión ahora es buscar un método que nos permita evitar los efectos nocivos de la resonancia del sistema. En primera instancia, la frecuencia de resonancia deberá situarse lo suficientemente lejos tanto de la frecuencia fundamental del sistema como de la frecuencia de conmutación de los IGBTs (suele elegirse un valor alrededor de la mitad de la frecuencia de conmutación). Una vez hecho ésto, se deberá buscar un método de amortiguar el efecto de la resonancia.

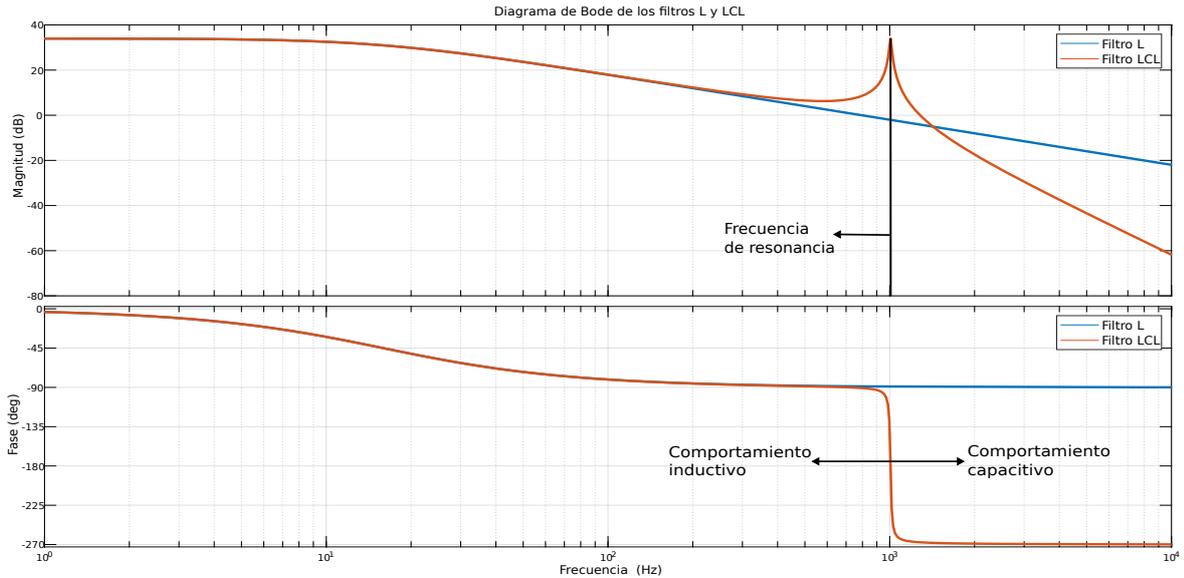


Figura 2.9 Diagrama de Bode de los filtros L y LCL.

El método elegido será *passive damping* (amortiguamiento pasivo), consistente en la inserción en el sistema de un elemento pasivo, es decir, una resistencia, con el fin de amortiguar el efecto de la resonancia. El inconveniente de este método es la pérdida de potencia activa que se va a producir en dicha resistencia, la cual, por efecto Joule, se transformará en calor. Por lo tanto, el valor de la resistencia se deberá establecer como un compromiso entre el amortiguamiento del efecto de la resonancia y la pérdida de potencia.

Hay cuatro posibilidades de insertar la resistencia [4]: en serie o en paralelo con las bobinas, o en serie o en paralelo con el condensador. La opción más común es conectar la resistencia en serie con el condensador, pero la elegida será en paralelo con el condensador, ya que es la mejor opción si se quiere hacer una estrategia de control de la tensión v_{cond} sin introducir ningún error en su medida (en caso de insertar la resistencia en serie con el condensador, se producirá un error a la hora de medir la tensión v_{cond}). Además, con esta opción, se mantendrá la calidad de filtrado con respecto al filtro LCL de partida, aunque se puede producir una mayor caída de la fase del sistema a frecuencias menores de la de resonancia, lo que lleva consigo una caída del margen de fase, pudiendo comprometer la estabilidad y la velocidad de respuesta del sistema.

Con esta opción de amortiguamiento, el filtro LCL presentado en la Figura 2.8 se quedaría como en el mostrado en la Figura 2.10. Para una mayor simplicidad a la hora de escribir el sistema de ecuaciones que

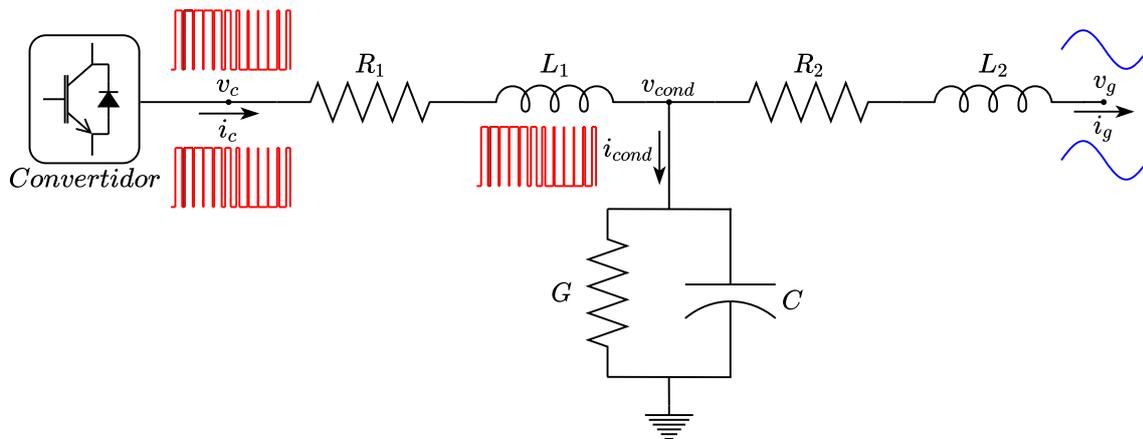


Figura 2.10 Filtro LCL con *passive damping* (resistencia en paralelo con el condensador)..

modela el sistema, la resistencia se definirá como una conductancia G ($G = 1/R$).

El nuevo sistema de ecuaciones que gobierna el circuito de la Figura 2.10 es el siguiente:

$$v_c = R_1 i_c + L_1 \frac{di_c}{dt} + v_{cond} \quad (2.21)$$

$$v_{cond} = R_2 i_g + L_2 \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (2.22)$$

$$i_{cond} = i_c - i_g = G v_{cond} + C \frac{dv_{cond}}{dt} \quad (2.23)$$

operando el sistema de ecuaciones (2.21) (2.22) (2.23), se obtiene la siguiente ecuación:

$$v_c = L_1 L_2 C \frac{d^3 i_g}{dt^3} + (R_1 L_2 C + R_2 L_1 C + L_1 L_2 G) \frac{d^2 i_g}{dt^2} + (L_1 + L_2 + R_1 L_2 G + R_2 L_1 G + R_1 R_2 C) \frac{di_g}{dt} + (R_1 + R_2 + R_1 R_2 G) i_g \quad (2.24)$$

Si se pasa (2.24) del dominio del tiempo al dominio de Laplace y se opera, se obtendrá la siguiente función de transferencia:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (R_1 L_2 C + R_2 L_1 C + L_1 L_2 G) s^2 + (L_1 + L_2 + R_1 L_2 G + R_2 L_1 G + R_1 R_2 C) s + R_1 + R_2 + R_1 R_2 G} \quad (2.25)$$

Y despreciando las resistencias R_1 y R_2 se simplifica la función de transferencia de (2.25) a:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s(s^2 + \frac{G}{C} s + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C})} \quad (2.26)$$

De (2.26) se deduce que el filtro LCL con *passive damping* es un sistema de 3^{er} orden y, por tanto, con tres polos: uno en el origen y, a diferencia del filtro LCL original, dos polos complejos conjugados con parte real negativa, resultando en un sistema estable. Este par de polos complejos conjugados con parte real negativa trae, además de una frecuencia de resonancia, un coeficiente de amortiguamiento o *damping* δ que cuantifica el grado de amortiguamiento del sistema. Su valor está comprendido entre 0 y 1. Ambas variables están relacionadas según este sistema de ecuaciones:

$$\omega_{res}^2 = 4\pi^2 f_{res}^2 = \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C} (1 - 2\delta^2) \quad (2.27)$$

$$2\delta \frac{\omega_{res}}{\sqrt{1 - 2\delta^2}} = 2\delta \frac{2\pi f_{res}}{\sqrt{1 - 2\delta^2}} = \frac{G}{C} \quad (2.28)$$

Como se comentó anteriormente, el valor de la frecuencia de resonancia f_{res} se suele tomar alrededor de la mitad de la frecuencia de conmutación. Por otro lado, el valor del factor de amortiguamiento δ se suele tomar alrededor de 0.3 como un compromiso entre amortiguamiento y atenuación [11]. Además, usando la ecuación (2.27), se puede deducir que δ tiene un máximo en $\delta = \sqrt{2}/2$, o lo que es lo mismo, el sistema tiene un grado máximo de amortiguamiento y nunca podrá llegar al 100%.

La Figura 2.11 muestra una comparativa entre los diagramas de Bode de un filtro LCL y un filtro LCL con *passive damping*. En ella puede verse el efecto de amortiguación que tiene la resistencia que se ha incorporado en paralelo con el condensador. Además, en la gráfica de la fase, puede verse como el tránsito entre la zona inductiva y la zona capacitiva es más suave en el caso amortiguado que en el caso original, y de como la fase a frecuencias menores que la de resonancia tiene una cierta caída, tal y como se dijo anteriormente. Conviene recalcar en que no se debe sobredimensionar la conductancia (no se debe reducir demasiado la resistencia), ya que se podría producir una caída de la fase más pronunciada y, como también se dijo anteriormente, comprometer la estabilidad y la velocidad de respuesta del sistema al verse drásticamente reducido el margen de fase.

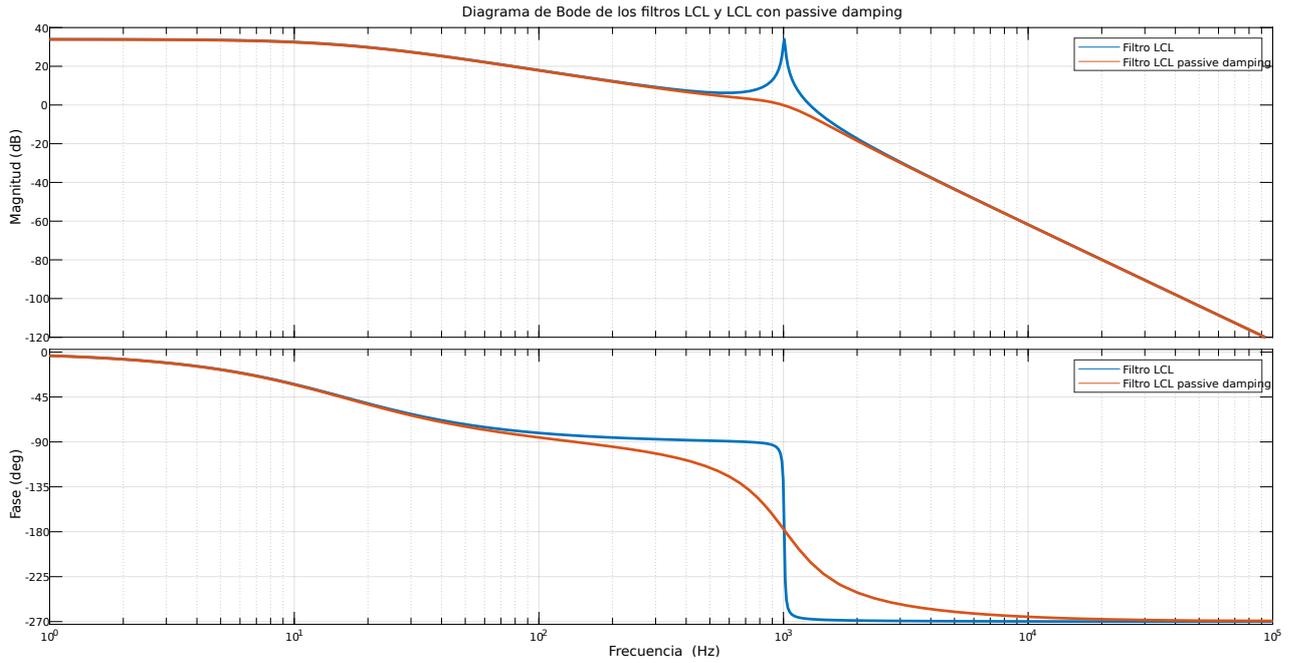


Figura 2.11 Diagrama de Bode de los filtros LCL y LCL con *passive damping*.

Por todo lo que se ha ido exponiendo, el filtro elegido para llevar a cabo nuestro proyecto será el filtro LCL con *passive damping* implementado mediante la inserción de una resistencia en paralelo con el condensador.

2.4 Topologías de conexión del convertidor a la red

En esta sección se describirán las dos topologías que se usarán para conectar a nuestro sistema el VSC y el VeSC respectivamente.

Existen topologías de conexión en paralelo (statcom) y en serie (SSSC, AC-Link SHSPFC...). En este caso, se ha decidido utilizar topologías en serie ya que el objetivo del trabajo es compensar la caída de tensión en carga inyectando tensión en serie. En ambos convertidores, el sistema, ver Figura 2.12, se trata de una

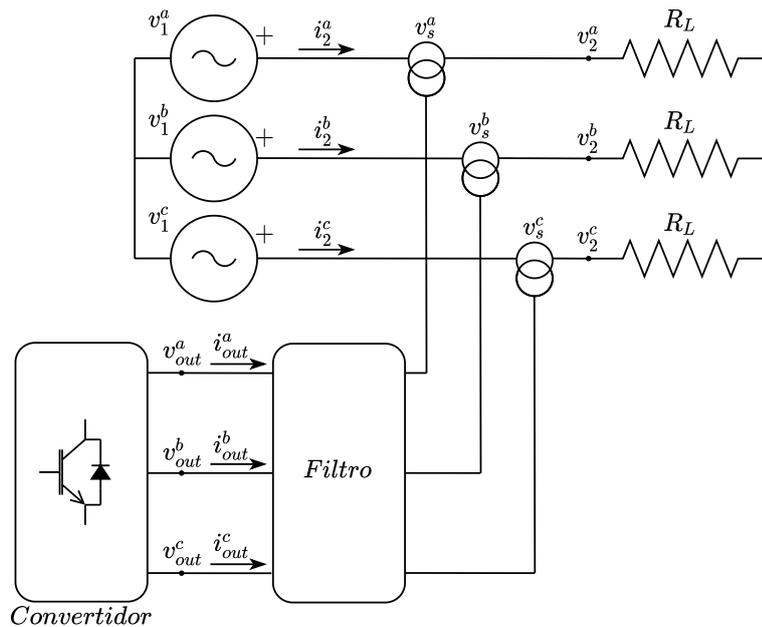


Figura 2.12 Topología de conexión del convertidor.

carga resistiva trifásica de valor R_L alimentada por la red, cuyo modelo es una fuente trifásica de tensión de valor \mathbf{v}_1 . Entre ambos, se conectará un convertidor mediante un transformador en serie, de relación de transformación a_s , cuya función es la de mantener la tensión \mathbf{v}_2 de la carga resistiva R_L en su valor nominal mediante la inyección de una tensión trifásica en serie \mathbf{v}_s , según la ecuación:

$$\mathbf{v}_1 + \mathbf{v}_s = \mathbf{v}_2 \quad (2.29)$$

Como puede verse en (2.29), la tensión en serie \mathbf{v}_s compensará las variaciones de tensión que haya en la red para que la carga resistiva R_L se mantenga siempre en su tensión nominal.

Se deberá también instalar un filtro a la salida del convertidor para asegurar que la tensión en serie inyectada tenga el menor THD posible. Como se comentó con anterioridad, dicho filtro será un LCL con *passive damping* mediante la inclusión de una resistencia en paralelo con el condensador.

A continuación se especificará las características de cada topología para cada uno de los dos convertidores que se ha analizado en este capítulo. En el siguiente capítulo, se diseñará una estrategia de control la cual será válida para ambas topologías y ambos convertidores.

2.4.1 Convertidor VSC: topología SSSC

La topología *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC) [12], ver Figura 2.13, es una topología serie en

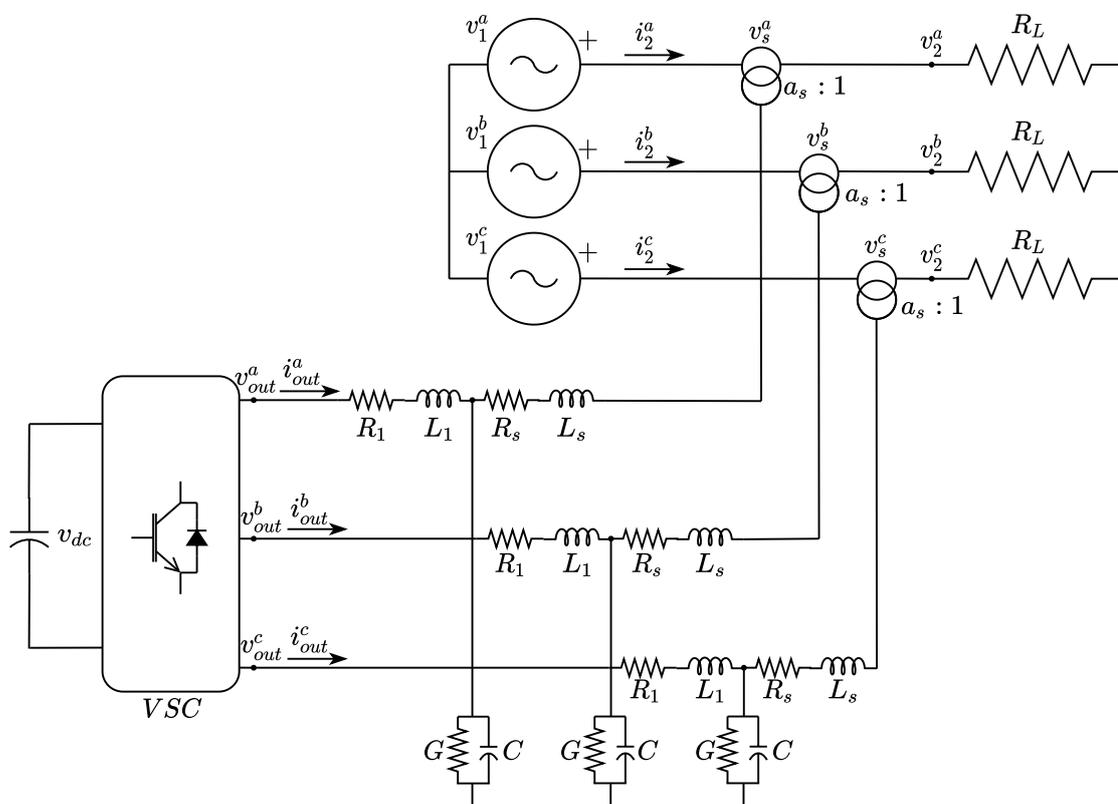


Figura 2.13 Topología *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC).

la cual la tensión serie \mathbf{v}_s inyectada es aportada por un convertidor VSC. Este VSC se alimenta por un enlace de continua cuya energía, en principio, no proviene de la red, por lo que deberá de haber un aporte de energía independiente de la red que alimente el convertidor.

2.4.2 Convertidor VeSC: topología AC-Link ShSPFC

La topología AC-Link *Shunt Serie Power Flow Controller* (ShSPFC) [10] [5], objeto principal de estudio en este proyecto, ver Figura 2.14, es una topología serie-paralelo en la cual la tensión serie \mathbf{v}_s inyectada es aportada por un convertidor VeSC. Éste es un VeSC que tiene tres entradas trifásicas \mathbf{v}_{in1} , \mathbf{v}_{in2} y \mathbf{v}_{in3} , y una salida \mathbf{v}_{out} , y como puede verse, las conexiones entre fases se encuentran alternadas.

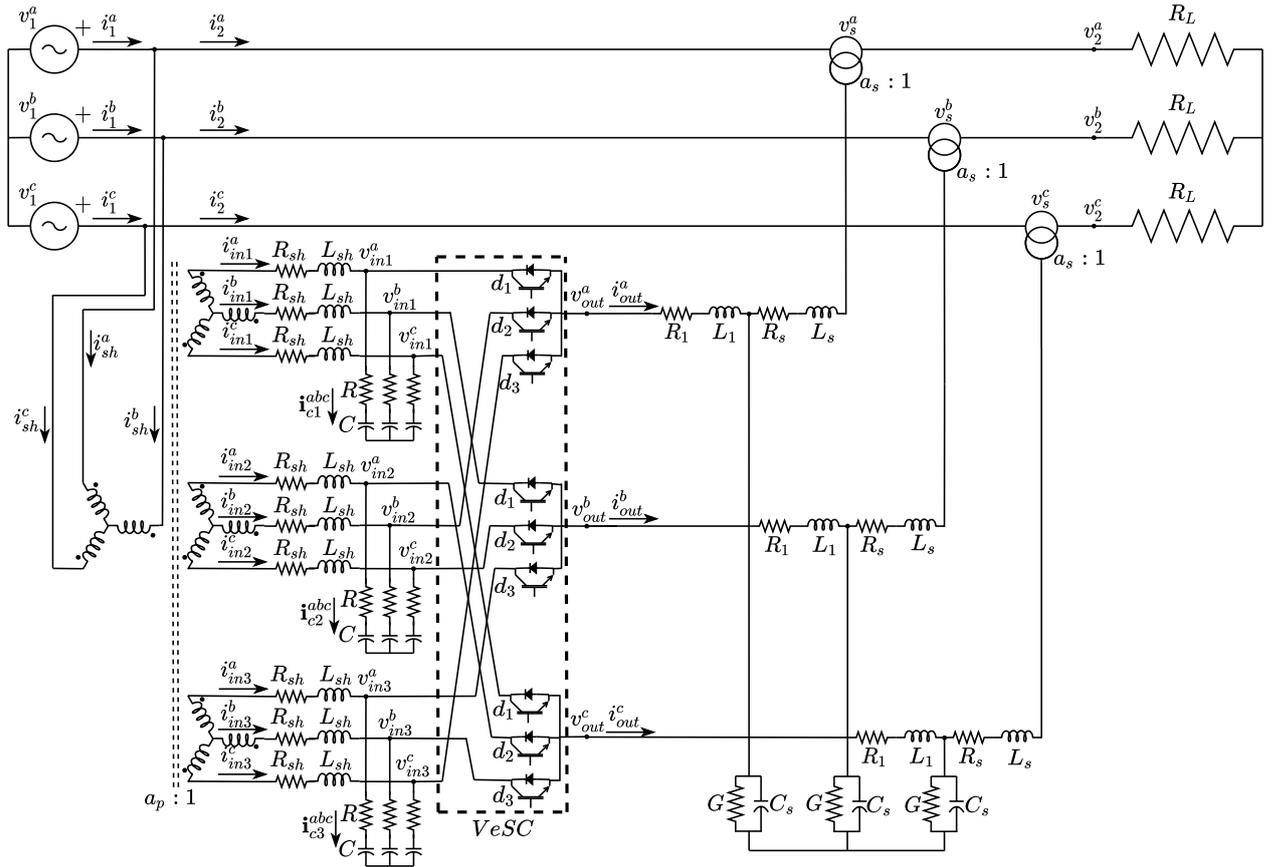


Figura 2.14 Topología AC-Link Shunt Serie Power Flow Controller (ShSPFC).

El VeSC se alimenta en paralelo a través de un transformador multidevanado de relación de transformación a_p , el cual tiene un primario con un devanado en estrella y un secundario con tres devanados en estrella, uno por cada entrada del VeSC. La resistencia y la reactancia del transformador se tienen en cuenta en el secundario, con los parámetros R_{sh} y L_{sh} .

Entre cada devanado del secundario del transformador multidevanado y su respectiva entrada al VeSC, se instala un filtro de entrada, compuesto por un condensador C y una resistencia en serie R , para asegurar una buena calidad de onda a la entrada del VeSC, ésto es, una buena calidad de onda de las tensiones v_{in1}^{abc} , v_{in2}^{abc} y v_{in3}^{abc} , y de las intensidades i_{in1}^{abc} , i_{in2}^{abc} y i_{in3}^{abc} .

La tensión de salida del VeSC v_{out}^{abc} y la intensidad de salida i_{out}^{abc} se inyectan entre la tensión de red v_1^{abc} y la tensión de la carga v_2^{abc} a través de un transformador serie de relación de transformación a_s que inyecta una tensión v_s^{abc} .

Entre la salida del VeSC y el transformador serie se instala un filtro LCL con *passive damping* mediante resistencia en paralelo. Este filtro está compuesto por una bobina de inductancia L_1 y resistencia R_1 , un condensador C_s y una conductancia G en paralelo, y la resistencia R_s y la inductancia L_s del transformador serie. Su función será garantizar una buena calidad de la onda de salida del VeSC.

3 Estrategia de Control

En este capítulo se describirá primero de forma general, y luego paso a paso, la estrategia de control utilizada para controlar la tensión de la carga resistiva en el sistema descrito en el capítulo anterior. Como también se mencionó con anterioridad, esta estrategia de control será completamente válida para los dos tipos de convertidores usados en este trabajo (VSC y VeSC).

3.1 Modelado del sistema en coordenadas abc y dq , y objetivos de control

El sistema que se pretende controlar puede verse en la Figura 3.1. El objetivo de la estrategia de control será

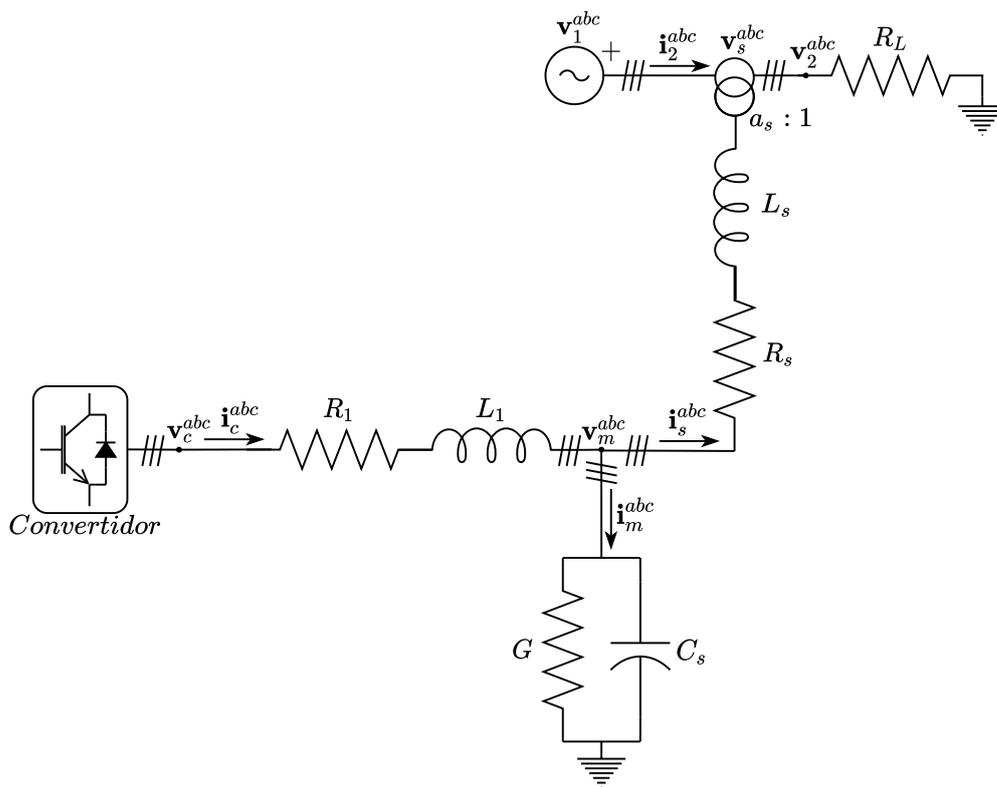


Figura 3.1 Sistema a controlar.

mantener la tensión v_2^{abc} de la carga resistiva R_L en su valor nominal mediante la inyección de una tensión en serie v_s^{abc} según (2.29). De esta manera, la tensión v_2^{abc} se mantendría en su valor nominal frente a variaciones de la tensión de alimentación v_1^{abc} o de la carga R_L . La tensión v_s^{abc} la inyectará un convertidor (VSC ó VeSC) a través de un transformador serie con una relación de transformación a_s .

Entre el convertidor y el transformador serie se instalan, en este orden, los siguientes elementos: una bobina real de inductancia L_1 y resistencia R_1 en serie, y un condensador de capacidad C_s con una conductancia G en paralelo, conectados en paralelo al resto de elementos. La resistencia R_s y la inductancia L_s del transformador serie se tendrán en cuenta para completar el diseño del filtro LCL que formará todo el conjunto descrito, pero al tener ambos un valor en por unidad muy pequeños, se despreciarán para el diseño del control, por lo que se tendrá las siguientes ecuaciones en coordenadas abc :

$$\mathbf{v}_1^{abc} + \mathbf{v}_s^{abc} = \mathbf{v}_2^{abc} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{v}_c^{abc} = R_1 \mathbf{i}_c^{abc} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_c^{abc}}{dt} + \mathbf{v}_m^{abc} \approx R_1 \mathbf{i}_c^{abc} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_c^{abc}}{dt} + \mathbf{v}_s^{abc} a_s \quad (3.2)$$

$$\mathbf{i}_c^{abc} = \mathbf{i}_m^{abc} + \mathbf{i}_s^{abc} = G \mathbf{v}_m^{abc} + C_s \frac{d\mathbf{v}_m^{abc}}{dt} + \mathbf{i}_s^{abc} \approx G(\mathbf{v}_s^{abc} a_s) + C_s \frac{d(\mathbf{v}_s^{abc} a_s)}{dt} + \mathbf{i}_s^{abc} \quad (3.3)$$

donde \mathbf{v}_c^{abc} e \mathbf{i}_c^{abc} son la tensión e intensidad a la salida del convertidor respectivamente, \mathbf{v}_m^{abc} e \mathbf{i}_m^{abc} son la tensión y la intensidad del condensador y la conductancia respectivamente, y \mathbf{v}_s^{abc} e \mathbf{i}_s^{abc} son la tensión e intensidad inyectadas en serie al sistema respectivamente.

Las ecuaciones (3.1) (3.2) (3.3) expresadas en coordenadas abc están planteadas en valores de fase instantáneos. En un sistema de corriente alterna trifásico, las tensiones y las intensidades varían sinusoidalmente con el tiempo, dificultando el desarrollo de estrategias de control. Con motivo de facilitar el desarrollo de las mismas, se transformarán las anteriores ecuaciones a unas coordenadas en las que las variables sean constantes en régimen permanente. Para ello se aplicará la transformada de *Park*, \mathbf{T}_P , a estas ecuaciones obteniéndose unas nuevas en coordenadas síncronas denominadas dq . Esta transformada se define mediante la siguiente expresión:

$$\mathbf{T}_P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

donde θ es el ángulo de la red eléctrica. En este proyecto se supondrá que se trabaja con un sistema trifásico equilibrado, por lo que el ángulo eléctrico θ se obtendrá mediante el uso de un PLL (*Phase Locked Loop*) a partir de la tensión de la red \mathbf{v}_1^{abc} .

La transformada de *Park* se aplica de la siguiente forma:

$$\mathbf{x}^{dq} = \mathbf{T}_P \mathbf{x}^{abc} \Rightarrow \begin{bmatrix} x^d \\ x^q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^a \\ x^b \\ x^c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Para pasar de las coordenadas dq a las coordenadas abc , se usará la antitransformada de *Park*, es decir, la inversa de \mathbf{T}_P :

$$\mathbf{T}_P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

aplicándose de la siguiente forma:

$$\mathbf{x}^{abc} = \mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{x}^{dq} \Rightarrow \begin{bmatrix} x^a \\ x^b \\ x^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^d \\ x^q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Aplicando la transformada de *Park* a las ecuaciones (3.1) (3.2) (3.3) se obtendrán las siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{v}_1^{dq} + \mathbf{v}_s^{dq} = \mathbf{v}_2^{dq} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{v}_c^{dq} = R_1 \mathbf{i}_c^{dq} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_c^{dq}}{dt} \mp L_1 \omega \mathbf{i}_c^{dq} + \mathbf{v}_m^{dq} \approx R_1 \mathbf{i}_c^{dq} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_c^{dq}}{dt} \mp L_1 \omega \mathbf{i}_c^{dq} + \mathbf{v}_s^{dq} a_s \quad (3.9)$$

$$\mathbf{i}_c^{dq} = \mathbf{i}_m^{dq} + \mathbf{i}_s^{dq} = G\mathbf{v}_m^{dq} + C_s \frac{d\mathbf{v}_m^{dq}}{dt} \mp C_s \omega \mathbf{v}_m^{dq} + \mathbf{i}_s^{dq} \approx G(\mathbf{v}_s^{dq} a_s) + C_s \frac{d(\mathbf{v}_s^{dq} a_s)}{dt} \mp C_s \omega (\mathbf{v}_s^{dq} a_s) + \mathbf{i}_s^{dq} \quad (3.10)$$

Usaremos este sistema de 3 ecuaciones en coordenadas dq para diseñar la estrategia de control. Puede verse que las ecuaciones (3.9) (3.10) son no lineales y acopladas, debido a los términos $\mp L_1 \omega \mathbf{i}_c^{dq}$ y $\mp C_s \omega (\mathbf{v}_s^{dq} a_s)$. Más adelante en este capítulo se describirá los métodos que se utilizarán para obtener unas ecuaciones lineales y desacopladas a las cuales es más fácil aplicar una estrategia de control.

3.2 Estrategia de control completa: control en cascada

La estrategia de control elegida se basará en un control en cascada. Como puede verse en el diagrama de la Figura 3.2, dicho control en cascada se compone de tres lazos de control, los cuales se describen brevemente

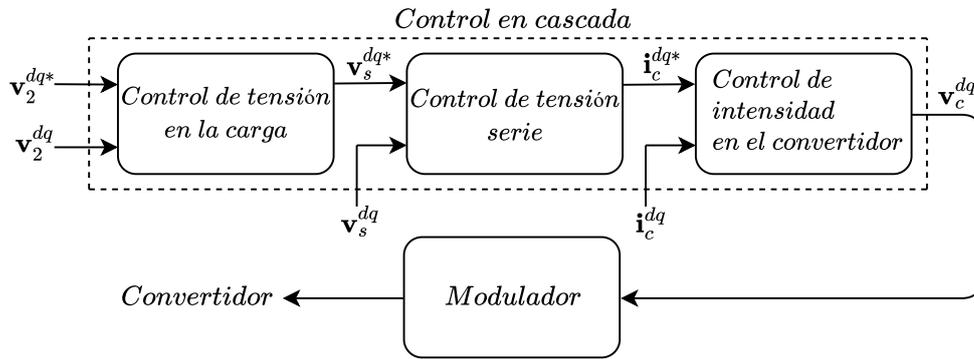


Figura 3.2 Diagrama del sistema completo.

a continuación desde el lazo más interno hacia el más externo:

1. Control de intensidad en el convertidor: este lazo de control recibirá en coordenadas dq la referencia de intensidad a la salida del convertidor \mathbf{i}_c^{dq*} y la medida de intensidad a la salida del convertidor \mathbf{i}_c^{dq} , calcula el error $\mathbf{e}_{i_c}^{dq}$ y obtiene la tensión que debe haber a la salida del convertidor \mathbf{v}_c^{dq} para anular el error en intensidad, que servirá de entrada para el modulador.
2. Control de tensión en el condensador: este lazo de control recibirá en coordenadas dq la referencia de tensión en el condensador $\mathbf{v}_m^{dq*} \approx \mathbf{v}_s^{dq*} a_s$ y la medida de tensión en el condensador $\mathbf{v}_m^{dq} \approx \mathbf{v}_s^{dq} a_s$, calcula el error $\mathbf{e}_{v_m}^{dq} \approx \mathbf{e}_{v_s a_s}^{dq}$ y obtiene la referencia de intensidad a la salida del convertidor \mathbf{i}_c^{dq*} para anular el error en tensión, que servirá de entrada para el control de intensidad en el convertidor.
3. Control de tensión en la carga: este lazo de control recibirá en coordenadas dq la referencia de tensión en la carga \mathbf{v}_2^{dq*} y la medida de tensión en la carga \mathbf{v}_2^{dq} , calcula el error $\mathbf{e}_{v_2}^{dq}$ y obtiene la referencia de tensión serie \mathbf{v}_s^{dq*} para anular el error en tensión, que servirá de entrada para el control de tensión serie.

En las siguientes secciones de este capítulo se describirá en detalle el funcionamiento de cada uno de los lazos de control, desde el más interno al más externo. Se asumirá que la dinámica del lazo de control de intensidad en el convertidor (lazo más interno) es mucho más rápida que la dinámica del lazo de control de tensión en el condensador (lazo intermedio), la cual a su vez es mucho más rápida que la dinámica del lazo de control de tensión en la carga (lazo más externo), por lo que cada lazo de control podrá diseñarse de forma independiente para que respondan con una dinámica de primer orden y se asegure así la estabilidad del sistema [13].

Por último, se analizará el modulador, el cual generará los pulsos necesarios para operar el convertidor en base a la tensión que se quiere tener a la salida del convertidor. Antes es preciso aplicarle a la salida del control de intensidad en el convertidor, \mathbf{v}_c^{dq} , la antitransformada para pasar de coordenadas dq a abc , \mathbf{v}_c^{abc} . El diseño del modulador variará entre el VSC y el VeSC.

3.3 Control de intensidad en el convertidor

En esta sección se estudiará en profundidad el lazo de control de intensidad en el convertidor, el cual es el lazo más interno del control en cascada. Este lazo hallará el error $\mathbf{e}_{i_c}^{dq}$ a partir de la referencia de intensidad i_c^{dq*} y la medida de intensidad i_c^{dq} , y calculará la tensión \mathbf{v}_c^{dq} que debe haber para hacer nulo el error en intensidad. Esta tensión servirá de entrada al modulador.

La ecuación que se usará para diseñar el control será la siguiente:

$$\mathbf{v}_c^{dq} = R_1 \mathbf{i}_c^{dq} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_c^{dq}}{dt} \mp L_1 \omega \mathbf{i}_c^{qd} + \mathbf{v}_m^{dq} \quad (3.11)$$

Como puede verse, la ecuación (3.11) es no lineal y acoplada, por lo que se recurrirá a la siguiente transformación algebraica:

$$\mathbf{u}_c^{dq} = R_1 \mathbf{i}_c^{dq} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_c^{dq}}{dt} \quad (3.12)$$

donde \mathbf{u}_c^{dq} es una entrada auxiliar que nos permite obtener una ecuación lineal y desacoplada. Por tanto, se podrá aplicar sobre la ecuación (3.12) una estrategia de control lineal, en nuestro caso, un control PI:

$$\mathbf{u}_c^{dq} = k_{p,i} \mathbf{e}_{i_c}^{dq} + k_{i,i} \xi_{i_c}^{dq} \quad (3.13)$$

donde $k_{p,i}$ y $k_{i,i}$ son las ganancias proporcional e integral respectivamente, $\mathbf{e}_{i_c}^{dq}$ es el error entre la referencia de intensidad i_c^{dq*} y la medida de intensidad i_c^{dq} , y $\xi_{i_c}^{dq}$ es la integral del error $\mathbf{e}_{i_c}^{dq}$. Las ganancias $k_{p,i}$ y $k_{i,i}$ se obtienen de la siguiente manera:

$$k_{p,i} = \frac{L_1}{\tau_i} \quad k_{i,i} = \frac{R_1}{\tau_i} \quad (3.14)$$

donde τ_i es la constante de tiempo del lazo de control de intensidad en el convertidor, cuyo valor se recomienda que esté entre 0,5 y 5 milisegundos. Mediante este método, se asegura que el control de lazo cerrado tenga una respuesta de primer orden con la constante de tiempo deseada.

Como la entrada auxiliar \mathbf{u}_c^{dq} es una entrada ficticia, una vez hallada mediante (3.13) se deberá referir a la entrada real \mathbf{v}_c^{dq} . Para ello, se sustituye (3.13) en (3.11):

$$\mathbf{v}_c^{dq} = \mathbf{u}_c^{dq} \mp L_1 \omega \mathbf{i}_c^{qd} + \mathbf{v}_m^{dq} \quad (3.15)$$

El diagrama del lazo de control diseñado se muestra en la Figura 3.3.

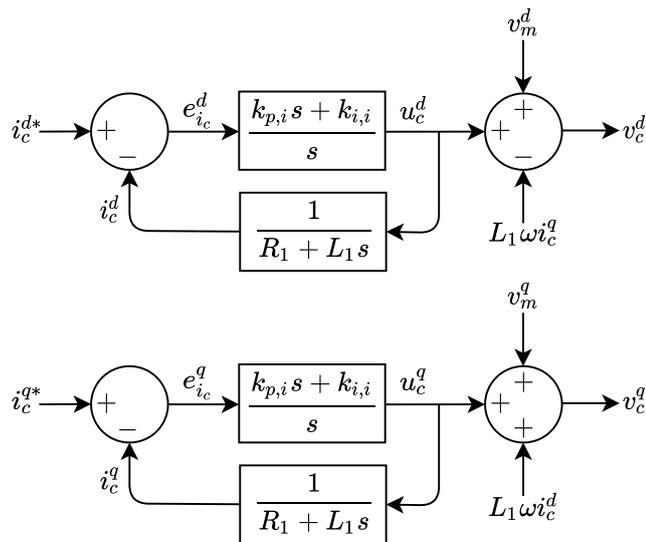


Figura 3.3 Diagrama del lazo de control de intensidad en el convertidor.

3.4 Control de tensión en el condensador

En esta sección se estudiará en profundidad el lazo de control de tensión en el condensador, el cual es el lazo intermedio del control en cascada. Este lazo hallará el error $e_{v_m}^{dq} \approx e_{v_s a_s}^{dq}$ a partir de la referencia de tensión $v_m^{dq*} \approx v_s^{dq*} a_s$ y la medida de tensión $v_m^{dq} \approx v_s^{dq} a_s$, y calculará la intensidad i_c^{dq*} que debe haber para hacer nulo el error en tensión. Esta intensidad servirá de referencia al lazo de control de intensidad en el convertidor.

La ecuación que se usará para diseñar el control será la siguiente:

$$i_c^{dq*} = G v_m^{dq} + C_s \frac{d v_m^{dq}}{dt} \mp C_s \omega v_m^{qd} + i_s^{dq} \quad (3.16)$$

Como puede verse, la ecuación (3.16) es no lineal y acoplada, por lo que se recurrirá a la siguiente transformación algebraica:

$$u_m^{dq} = G v_m^{dq} + C_s \frac{d v_m^{dq}}{dt} \quad (3.17)$$

donde u_m^{dq} es una entrada auxiliar que nos permite obtener una ecuación lineal y desacoplada. Por tanto, se podrá aplicar sobre la ecuación (3.17) una estrategia de control lineal, en nuestro caso, un control PI:

$$u_m^{dq} = k_{p,v} e_{v_m}^{dq} + k_{i,v} \xi_{v_m}^{dq} \quad (3.18)$$

donde $k_{p,v}$ y $k_{i,v}$ son las ganancias proporcional e integral respectivamente, $e_{v_m}^{dq}$ es el error entre la referencia de tensión v_m^{dq*} y la medida de tensión v_m^{dq} , y $\xi_{v_m}^{dq}$ es la integral del error $e_{v_m}^{dq}$. Las ganancias $k_{p,v}$ y $k_{i,v}$ se obtienen de la siguiente manera:

$$k_{p,v} = \frac{C_s}{\tau_v} \quad k_{i,v} = \frac{G}{\tau_v} \quad (3.19)$$

donde τ_v es la constante de tiempo del lazo de control de tensión en el condensador, cuyo valor se recomienda que sea 10 veces el valor de la constante de tiempo del lazo de control de intensidad en el convertidor τ_i , de manera que se cumpla la suposición que se hizo en la segunda sección sobre las dinámicas de los lazos de control. Mediante este método, se asegura que el control de lazo cerrado tenga una respuesta de primer orden con la constante de tiempo deseada.

Como la entrada auxiliar u_m^{dq} es una entrada ficticia, una vez hallada mediante (3.18) se deberá referir a la entrada real i_c^{dq*} . Para ello, se sustituye (3.18) en (3.16):

$$i_c^{dq*} = u_m^{dq} \mp C_s \omega v_m^{qd} + i_s^{dq} \quad (3.20)$$

El diagrama del lazo de control diseñado se muestra en la Figura 3.4.

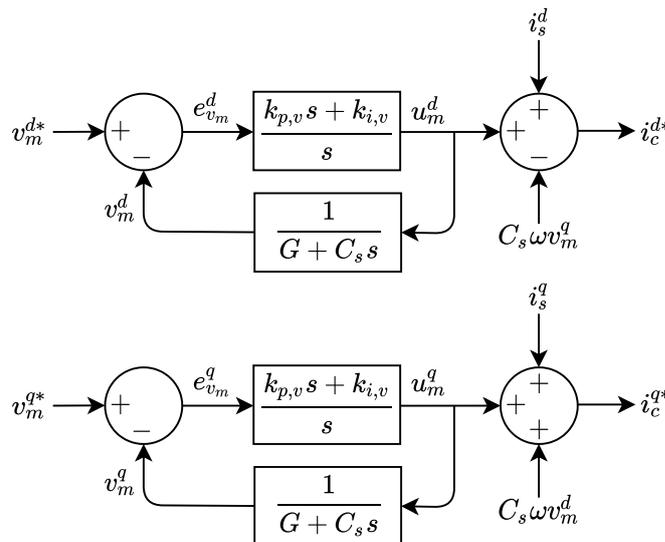


Figura 3.4 Diagrama del lazo de control de tensión en el condensador.

3.5 Control de tensión en la carga

En esta sección se estudiará en profundidad el lazo de control de tensión en la carga, el cual es el lazo más externo del control en cascada. Este lazo hallará el error $\mathbf{e}_{v_2}^{dq}$ a partir de la referencia de tensión \mathbf{v}_2^{dq*} y la medida de tensión \mathbf{v}_2^{dq} , y calculará la tensión $\mathbf{v}_s^{dq*} \approx \mathbf{v}_s^{dq*} a_s$ que debe haber para hacer nulo el error en tensión. Esta tensión servirá de referencia al lazo de control de tensión en el condensador.

La especial motivación para añadir este lazo de control al control de cascada viene de la necesidad de resolver el problema de que se de la posibilidad de que no se pueda acceder a la medida de tensión de red \mathbf{v}_1^{abc} , imposibilitándose por tanto calcular la tensión \mathbf{v}_s^{abc} a partir de la ecuación (3.1) usando las medidas de tensión \mathbf{v}_1^{abc} y \mathbf{v}_2^{abc} .

Para resolver este problema, se considerará que la planta a la que se aplicará este control será un sistema de primer orden cuya constante de tiempo sea igual a la del lazo de control de tensión en el condensador, τ_v . Esta aproximación será lo suficientemente buena como para conseguir que $\mathbf{e}_{v_2}^{dq} \approx 0$.

De esta manera, la ecuación que se usará para diseñar el control será la siguiente:

$$\mathbf{v}_s^{dq*} = \mathbf{v}_2^{dq} + \tau_v \frac{d\mathbf{v}_2^{dq}}{dt} \quad (3.21)$$

Al ser ésta una ecuación lineal y desacoplada, se podrá aplicar sobre ella una estrategia de control lineal, en nuestro caso, un control PI:

$$\mathbf{v}_s^{dq*} = k_{p,vl} \mathbf{e}_{v_2}^{dq} + k_{i,vl} \xi_{v_2}^{dq} \quad (3.22)$$

donde $k_{p,vl}$ y $k_{i,vl}$ son las ganancias proporcional e integral respectivamente, $\mathbf{e}_{v_2}^{dq}$ es el error entre la referencia de tensión \mathbf{v}_2^{dq*} y la medida de tensión \mathbf{v}_2^{dq} , y $\xi_{v_2}^{dq}$ es la integral del error $\mathbf{e}_{v_2}^{dq}$. Las ganancias $k_{p,vl}$ y $k_{i,vl}$ se obtienen de la siguiente manera:

$$k_{p,vl} = \frac{\tau_v}{\tau_{vl}} \quad k_{i,vl} = \frac{1}{\tau_{vl}} \quad (3.23)$$

donde τ_{vl} es la constante de tiempo del lazo de control de tensión en la carga, cuyo valor se recomienda que sea 10 veces el valor de la constante de tiempo del lazo de control de tensión en el condensador τ_v , de manera que se cumpla la suposición que se hizo en la segunda sección sobre las dinámicas de los lazos de control. Mediante este método, se asegura que el control de lazo cerrado tenga una respuesta de primer orden con la constante de tiempo deseada.

Una vez calculada la referencia de tensión serie \mathbf{v}_s^{dq*} , se multiplica por la relación de transformación del trafo serie a_s para obtener la referencia de tensión en el condensador \mathbf{v}_m^{dq*} .

El diagrama del lazo de control diseñado se muestra en la Figura 3.5.

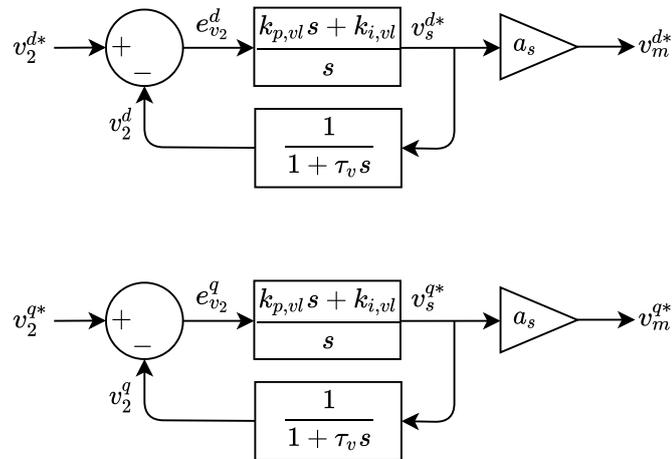


Figura 3.5 Diagrama del lazo de control de tensión en la carga.

3.6 Modulador

En esta sección se estudiará en profundidad el modulador, el cual recibe como entrada la tensión deseada a la salida del convertidor \mathbf{v}_c^{dq} , le aplica la antitransformada para pasar de coordenadas dq a coordenadas abc y obtener \mathbf{v}_c^{abc} y obtiene el tren de pulsos necesario para operar el convertidor y obtener la tensión deseada a la salida del convertidor.

El diseño del modulador será diferente tanto para el VSC como para el VeSC. A continuación se mostrará el diseño para cada caso.

3.6.1 Modulador VSC

Una vez obtenida la tensión deseada a la salida del convertidor \mathbf{v}_c^{abc} se obtendrá la señal moduladora η^{abc} mediante la siguiente ecuación:

$$\eta^{abc} = \frac{2\mathbf{v}_c^{abc}}{v_{dc}} \quad (3.24)$$

donde v_{dc} es la tensión del enlace de continua. La señal moduladora η^{abc} deberá ser, como se vio en el anterior capítulo, una señal sinusoidal trifásica cuyos picos podrán llegar a valer como mucho 1 ó -1 , ya que en caso contrario se produciría sobremodulación.

Una vez obtenida la señal moduladora η^{abc} , se aplicará la técnica PWM vista en el capítulo anterior para el VSC con una frecuencia de conmutación f_s para obtener los 6 trenes de pulsos necesarios para operar el VSC y obtener la tensión \mathbf{v}_c^{abc} deseada a la salida.

3.6.2 Modulador VeSC

Una vez obtenida la tensión deseada a la salida del convertidor \mathbf{v}_c^{abc} , se obtendrán los *duty ratios* d_1 , d_2 y d_3 mediante el siguiente sistema de ecuaciones:

$$v_t^a = d_1 v_{in1}^a + d_2 v_{in2}^b + d_3 v_{in3}^c \quad (3.25)$$

$$v_t^b = d_1 v_{in1}^b + d_2 v_{in2}^c + d_3 v_{in3}^a \quad (3.26)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (3.27)$$

donde \mathbf{v}_{in1}^{abc} , \mathbf{v}_{in2}^{abc} y \mathbf{v}_{in3}^{abc} son las tres tensiones de entrada al convertidor. El valor de los *duty ratios* deberá estar comprendido entre 0 y 1.

Una vez obtenidos los *duty ratios*, se aplicará la técnica PWM vista en el capítulo anterior para el VeSC con una frecuencia de conmutación f_s para obtener los trenes de pulsos H_1 , H_2 y H_3 necesarios para operar el VeSC y obtener la tensión \mathbf{v}_c^{abc} deseada a la salida.

4 Resultados de Simulación

En este capítulo se simulará la estrategia de control diseñada en el capítulo 3 y aplicada en las topologías vistas en el capítulo 2 (topología SSSC para el convertidor VSC y topología AC-Link ShSPFC para el convertidor VeSC), y se analizarán los resultados obtenidos. Se comenzará simulando cada uno de los lazos de control del control en cascada, del más interno al más externo. Una vez comprobado el buen funcionamiento de cada uno de los lazos de control, se simulará el control en cascada completo para cada una de las dos topologías con su modulador correspondiente.

Para la simulación de cada lazo de control se usará un modelo promediado del convertidor para comprobar que la estrategia de control funciona correctamente. Más adelante, cuando se simulen las topologías SSSC y AC-Link ShSPFC, se usará el modelo real de cada convertidor con su respectivo modulador para comprobar el correcto funcionamiento del convertidor con la estrategia completa de control y comprobar el correcto funcionamiento del filtro de salida, analizando el *THD* de la onda que el convertidor inyecta al sistema y comprobando que hay una buena calidad de onda.

4.1 Control de intensidad en el convertidor usando un modelo promediado

En esta sección se simulará el sistema de la Figura 4.1. El objetivo será probar el funcionamiento del control de corriente en el convertidor (el lazo de control más interno del control en cascada) diseñado en el capítulo 3, sección 3. Se comprobará la respuesta de la intensidad \mathbf{i}_c^{dq} ante un escalón en la referencia \mathbf{i}_c^{dq*} . También se observará la evolución de la intensidad \mathbf{i}_c^{abc} y de la tensión \mathbf{v}_c^{abc} en valores eficaces (*RMS*).

En esta sección se usará un modelo promediado del convertidor representado por una fuente controlable de tensión trifásica, de manera que la tensión de salida \mathbf{v}_c^{abc} sea una onda trifásica sinusoidal pura y pueda comprobarse de la mejor manera el funcionamiento de la estrategia de control.

La fuente de tensión trifásica \mathbf{v}_1^{abc} modela la conexión a la red, tomándose un valor eficaz de $\frac{400}{\sqrt{3}}$ V y una frecuencia $f = 50$ Hz. La intensidad \mathbf{i}_1^{abc} es la aportada por la red y la que pasa por la carga resistiva trifásica R_L , la cual tendrá un valor de 100Ω . Entre la red y la carga resistiva se coloca un transformador serie de relación de transformación $a_s = \frac{230}{48}$ y de potencia nominal de 2400 VA que inyecta una tensión en serie \mathbf{v}_s^{abc} . La tensión \mathbf{v}_2^{abc} es la de la carga resistiva trifásica R_L .

Como se ha comentado con anterioridad, \mathbf{v}_c^{abc} e \mathbf{i}_c^{abc} son la tensión e intensidad a la salida del convertidor. Entre el convertidor y el primario del transformador serie, se instalan los siguientes elementos necesarios para el diseño de la estrategia de control:

- Primero, una bobina real en serie, con una inductancia $L_1 = 1$ mH y una resistencia 10 veces menor que la reactancia, es decir, $R_1 = \frac{L_1 2\pi f}{10}$ (bobina real de factor de calidad 10).
- Segundo, en paralelo, un condensador con una capacidad $C_s = 10 \mu F$ y con una resistencia en paralelo, definida como una conductancia de valor $G = \frac{1}{20} S$.

De esta manera se definen \mathbf{v}_m^{abc} e \mathbf{i}_m^{abc} como la tensión e intensidad en el condensador, e \mathbf{i}_s^{abc} la intensidad que entra al primario del transformador serie. La inductancia L_s y la resistencia R_s modelan la inductancia y la resistencia de los devanados del transformador serie. La inductancia L_s se toma de tal manera que la reactancia X_s sea de un $0,05 pu$, y la resistencia R_s se toma 10 veces menor que la reactancia, es decir, $R_s = \frac{X_s}{10}$.

El tiempo de simulación será de $150 ms$ y el periodo de muestreo será de $5 \mu s$. A lo largo de la simulación, se darán los siguientes escalones en la referencia \mathbf{i}_c^{dq*} :

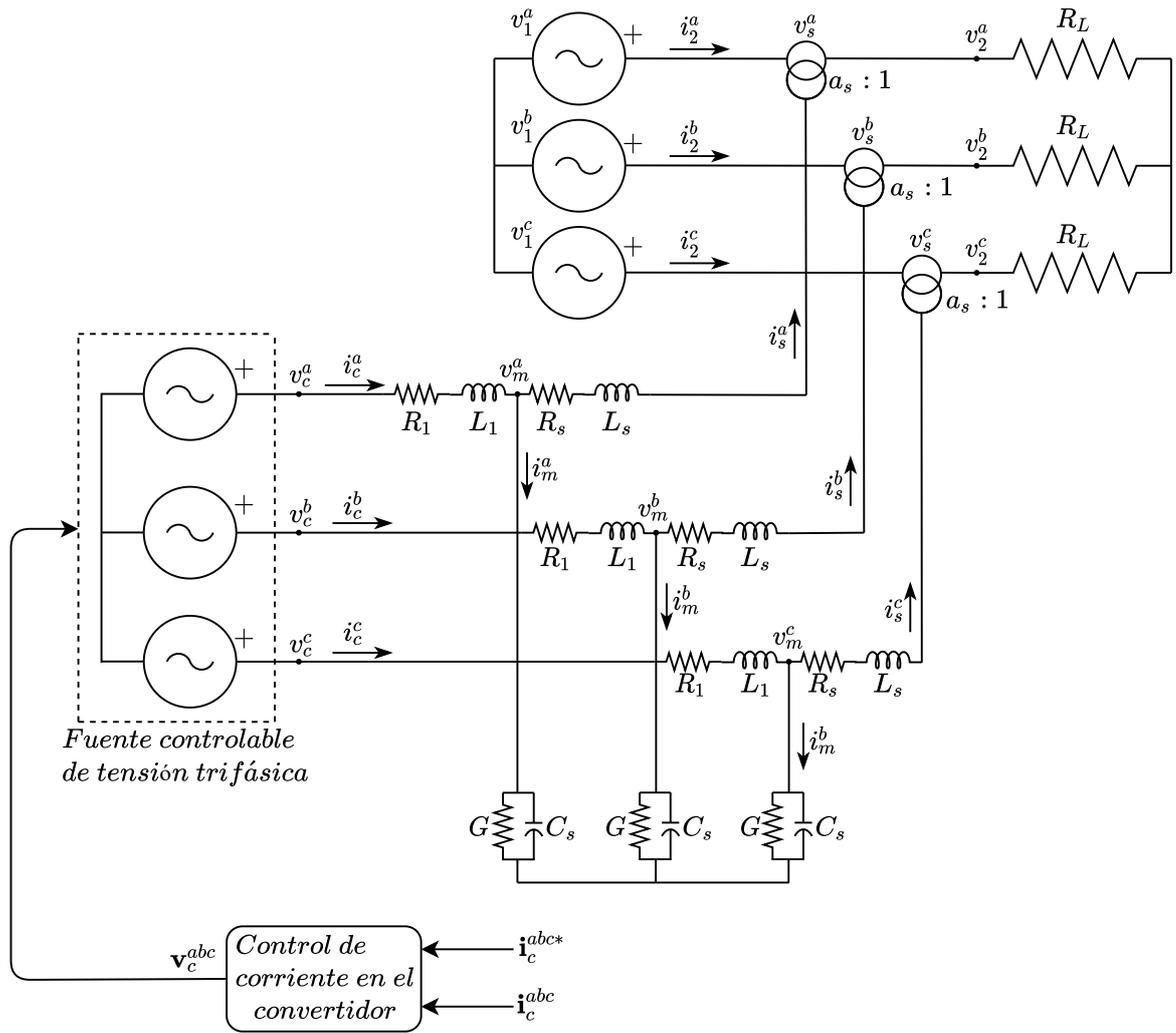


Figura 4.1 Sistema con convertidor de modelo promediado y control de intensidad.

- A los 50 ms, se dará un escalón en la referencia i_c^{d*} de 0 a 5 A.
- A los 100 ms, se dará un escalón en la referencia i_c^{q*} de 0 a -3 A.

La constante de tiempo del control de corriente en el convertidor τ_i tendrá un valor de 1 ms, de manera que cuando haya pasado dicho tiempo, las señales i_c^d e i_c^q deberán haber alcanzado un 63,2% del valor de la referencia tras el escalón, siguiendo una dinámica de primer orden.

La Figura 4.2 muestra los resultados de la simulación a partir de los 20 ms. Tras los escalones en cada una de las referencias, se comprueba que la respuesta de cada una de las intensidades efectivamente es de primer orden, cumpliéndose la constante de tiempo τ_i definida anteriormente. Por un lado, la intensidad i_c^d alcanza un valor de $5 \cdot 63,2\% = 3,16$ A tras pasar un tiempo tras el escalón en la referencia i_c^{d*} de valor igual a τ_i . Por el otro, la intensidad i_c^q alcanza un valor de $-3 \cdot 63,2\% = -1,896$ A tras pasar un tiempo tras el escalón en la referencia i_c^{q*} de valor igual a τ_i . También se debe remarcar que prácticamente no existe acoplamiento entre i_c^d y i_c^q , puesto que un cambio en una de ellas no afecta a la otra de forma notable.

La Figura 4.3 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la intensidad i_c^{abc} y de la tensión v_c^{abc} a partir de los 20 ms. Puede comprobarse como se acaba consiguiendo la intensidad a la salida del convertidor i_c^{abc} que marca el control de intensidad y como la tensión a la salida del convertidor v_c^{abc} se adapta para asegurar dicha intensidad.

4.2 Control de tensión en el condensador usando un modelo promediado

En esta sección se simulará el sistema de la Figura 4.4. El objetivo será probar el funcionamiento del control

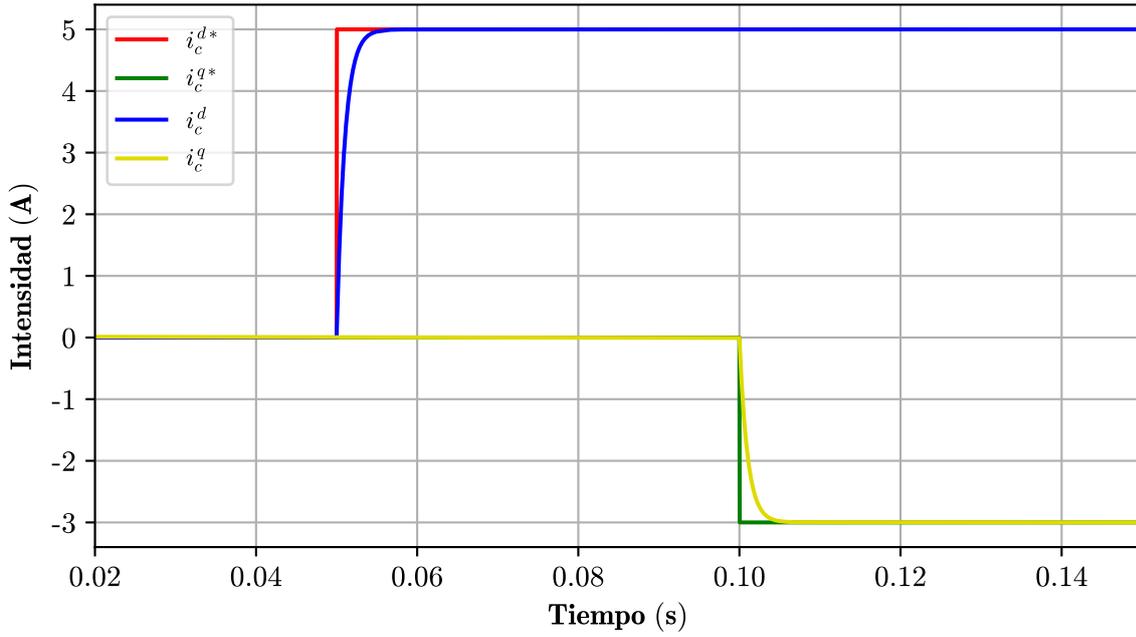


Figura 4.2 Gráfica i_c^{dq*} e i_c^{dq} .

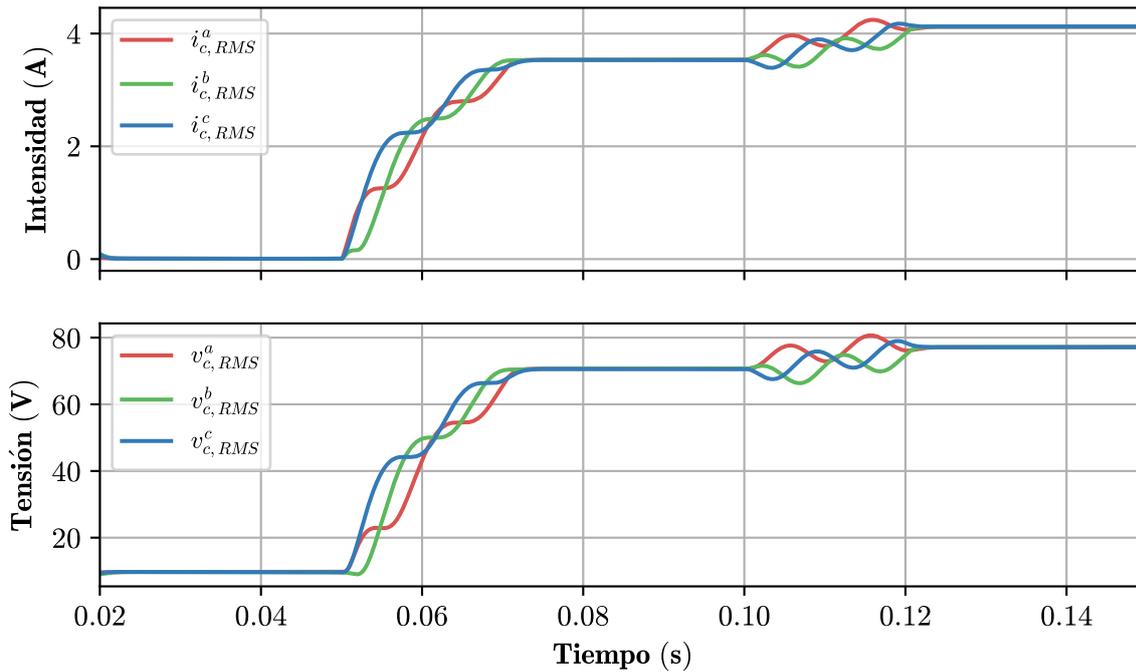


Figura 4.3 Gráfica $i_{c,RMS}^{abc}$ y $v_{c,RMS}^{abc}$.

de tensión en el condensador (el lazo de control intermedio del control en cascada) diseñado en el capítulo 3, sección 4, tras haber incorporado en la sección anterior el control de intensidad en el convertidor y haber comprobado su correcto funcionamiento. Se comprobará la respuesta de la tensión v_m^{dq} ante una escalón en la referencia v_m^{dq*} , y la respuesta de la intensidad i_c^{dq} junto con la referencia i_c^{dq*} . También se observará la evolución de la intensidad i_c^{abc} , de la tensión v_c^{abc} , de la tensión v_m^{abc} , de la intensidad i_m^{abc} y de la intensidad i_s^{abc} en valores eficaces (RMS).

El sistema sobre el que se trabajará será el mismo que el de la sección anterior, teniendo todos sus parámetros unos valores iguales a los ya definidos en la sección anterior. Se mantendrá el modelo promediado

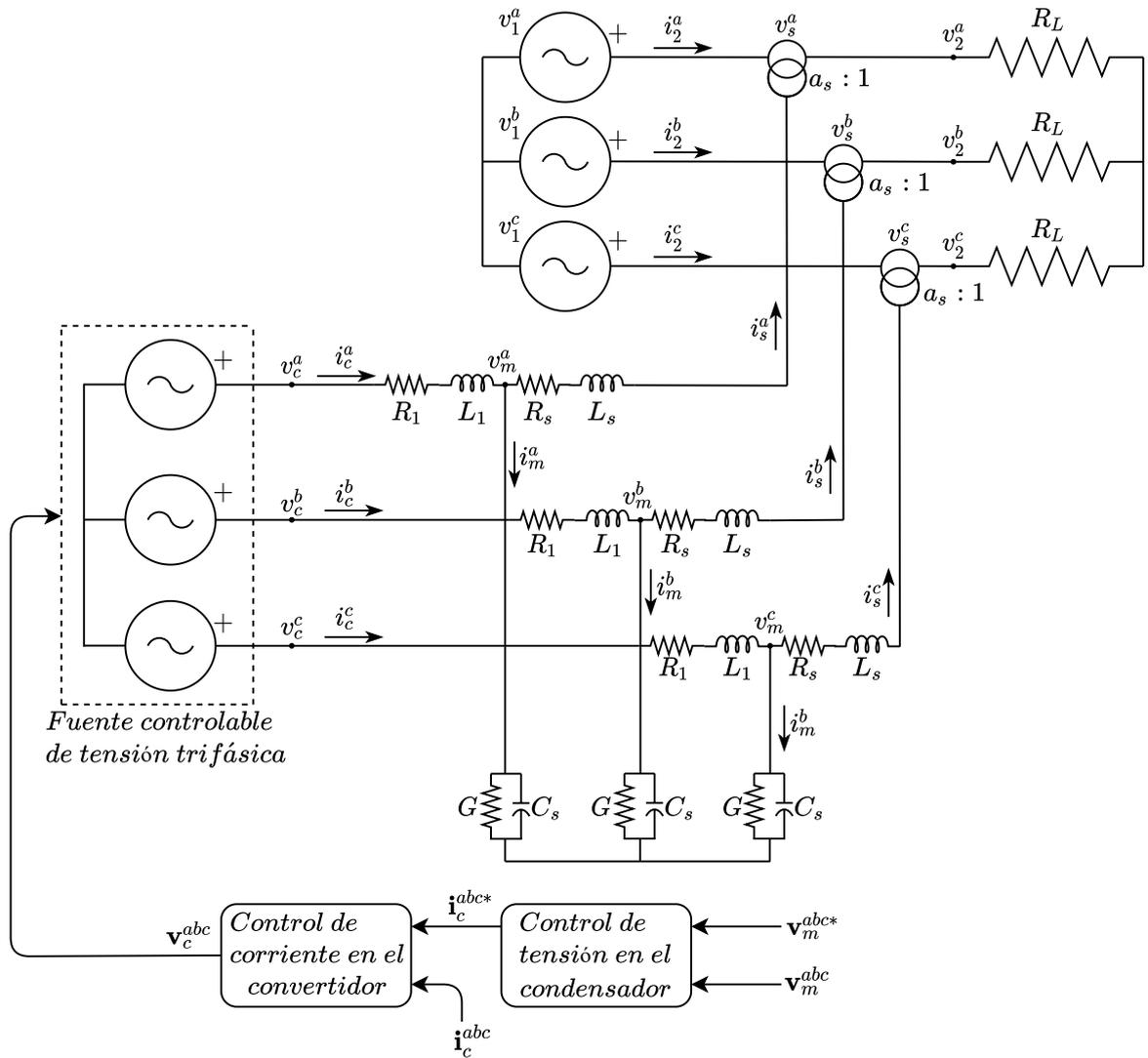


Figura 4.4 Sistema con convertidor de modelo promediado y control de intensidad y de tensión.

del convertidor representado por una fuente controlable de tensión trifásica para poder comprobar de forma más clara que la estrategia de control diseñada funciona correctamente. La única diferencia con la sección anterior es que se incorporará el lazo de control de tensión en el condensador, el cual dará la referencia de intensidad que usará el control de intensidad en el convertidor.

El tiempo de simulación será de 250 ms y el periodo de muestreo será de 5 μs. A lo largo de la simulación, se darán los siguientes escalones en la referencia v_m^{dq*} :

- A los 100 ms, se dará un escalón en la referencia v_m^{d*} de 0 a 5 V.
- A los 170 ms, se dará un escalón en la referencia v_m^{q*} de 0 a -3 V.

La constante de tiempo del control de tensión en el condensador se tomará como 10 veces el valor de la constante de tiempo del control de intensidad en el convertidor, es decir, $\tau_v = 10\tau_i$. En este caso, $\tau_v = 10 \cdot 1 = 10$ ms. Lo que significa que cuando haya pasado dicho tiempo, las señales v_m^d y v_m^q deberán haber alcanzado un 63,2% del valor de la referencia tras el escalón, siguiendo una dinámica de primer orden.

La Figura 4.5 muestra los resultados de la simulación a partir de los 50 ms. Tras los escalones en cada una de las referencias, se comprueba que la respuesta de cada una de las tensiones efectivamente es de primer orden, cumpliéndose la constante de tiempo τ_v definida anteriormente. Por un lado, la tensión v_m^d alcanza un valor de $5 \cdot 63,2\% = 3,16$ V tras pasar un tiempo tras el escalón en la referencia v_m^{d*} de valor igual a τ_v . Por el otro, la tensión v_m^q alcanza un valor de $-3 \cdot 63,2\% = -1,896$ V tras pasar un tiempo tras el escalón en la referencia v_m^{q*} de valor igual a τ_v . Al igual que el anterior control, prácticamente no existe acoplamiento entre v_m^d y v_m^q , puesto que un cambio en una de ellas no afecta a la otra de forma notable.

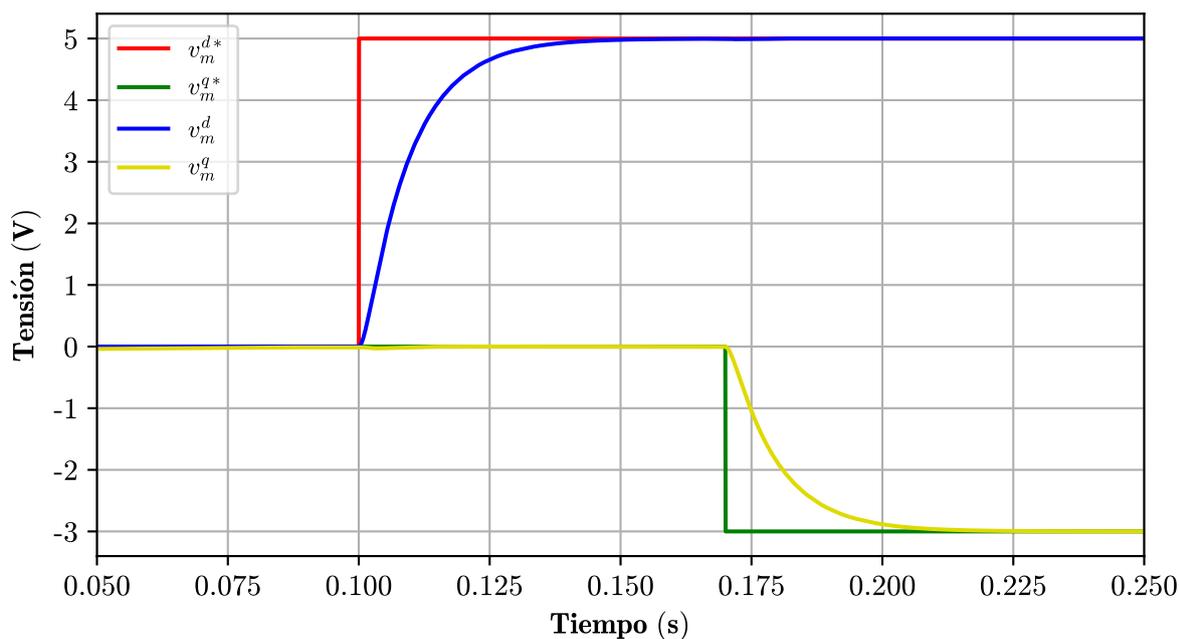


Figura 4.5 Gráfica v_m^{dq*} y v_m^{dq} .

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control de tensión en el condensador, se pasa a comprobar el correcto funcionamiento del control de intensidad del convertidor. En principio debería de funcionar correctamente puesto que se acaba consiguiendo la tensión deseada en el condensador. En efecto, tal y como muestra la gráfica de la Figura 4.6, también se acaba consiguiendo rápidamente la intensidad en el

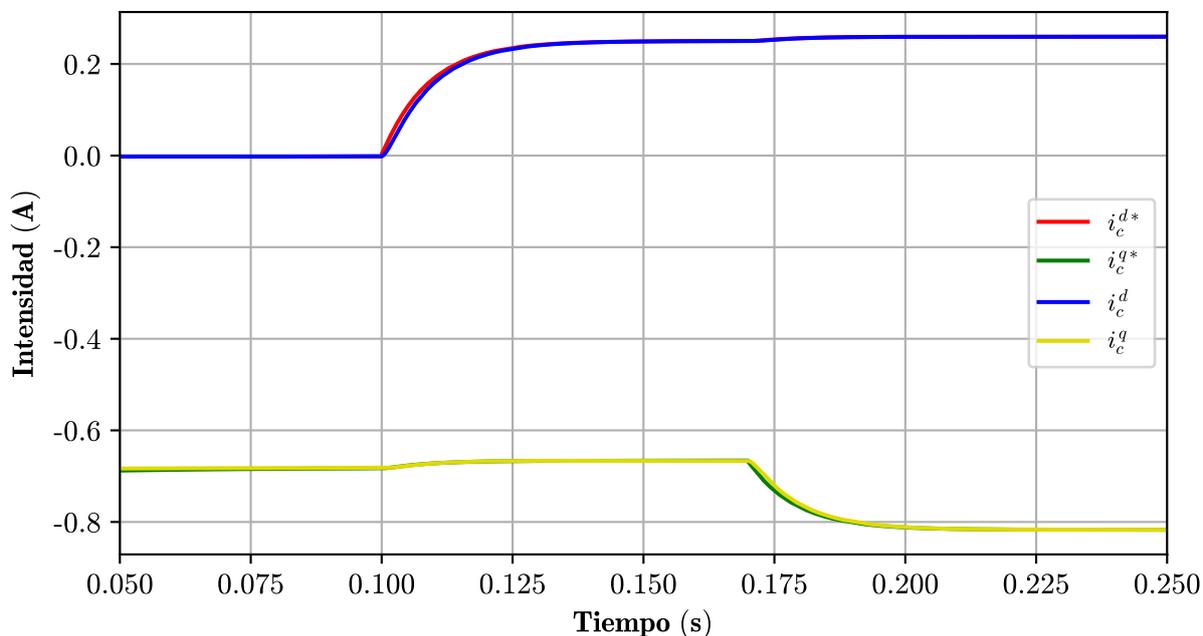


Figura 4.6 Gráfica i_c^{dq*} e i_c^{dq} .

convertidor que el control de tensión en el condensador marca como referencia.

La Figura 4.7 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la tensión v_c^{abc} y la intensidad i_c^{abc} a partir de los 50 ms. Al igual que en la sección anterior, puede verse como acaba consiguiéndose la intensidad a la salida del convertidor i_c^{abc} que marca el control de intensidad, y como la tensión a la salida del convertidor

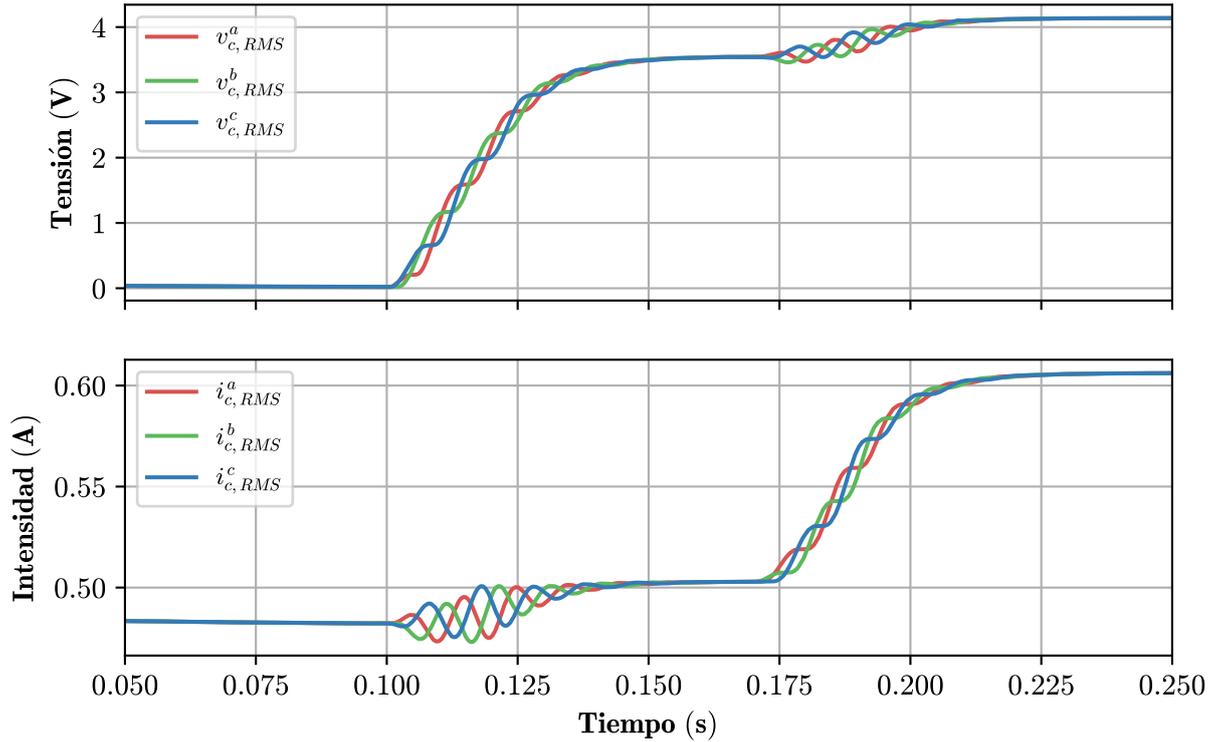


Figura 4.7 Gráfica $v_{c,RMS}^{abc}$ y $i_{c,RMS}^{abc}$.

v_c^{abc} se adapta para conseguir dicha intensidad.

La Figura 4.8 muestra las gráficas de los valores eficaces (*RMS*) de la tensión v_m^{abc} , la intensidad i_m^{abc} y la intensidad i_s^{abc} a partir de los 50 ms. Como puede verse en ellas, se acaba consiguiendo también la tensión en el condensador v_m^{abc} que marca el control de tensión en el condensador. La intensidad que pasa por el condensador y la conductancia i_m^{abc} y la intensidad inyectada al transformador serie i_s^{abc} también se adaptan a la tensión requerida en el condensador.

4.3 Control de tensión en la carga usando un modelo promediado

En esta sección se simulará el sistema de la Figura 4.9. El objetivo será probar el funcionamiento del control de tensión en la carga (el lazo de control más externo del control en cascada) diseñado en el capítulo 3, sección 5, tras haber incorporado en las secciones anteriores el control de intensidad en el convertidor y el control de tensión en el condensador, y haber comprobado su correcto funcionamiento. Se comprobará la respuesta de la tensión v_2^{dq} ante una escalón en la referencia v_2^{dq*} , la respuesta de la tensión v_m^{dq} junto con la referencia v_m^{dq*} , y la respuesta de la intensidad i_c^{dq} junto con la referencia i_c^{dq*} . También se observará la evolución de la intensidad i_c^{abc} , la tensión v_c^{abc} , la tensión v_m^{abc} , la intensidad i_m^{abc} , la intensidad i_s^{abc} , la tensión v_s^{abc} , la tensión v_2^{abc} y la intensidad i_2^{abc} en valores eficaces (*RMS*). En este caso, también se observará la potencia activa consumida por la carga resistiva R_L .

El sistema sobre el que se trabajará será el mismo que el de las secciones anteriores, teniendo todos sus parámetros unos valores iguales a los ya definidos en la sección primera. Se mantendrá el modelo promediado del convertidor representado por una fuente controlable de tensión trifásica para poder comprobar de forma más clara que la estrategia de control diseñada funciona correctamente. La única diferencia con respecto a la anterior sección es que se incorporará el lazo de control de tensión en la carga, el cual dará la referencia de tensión que usará el control de tensión en el condensador.

El tiempo de simulación será de 1,75 s y el periodo de muestreo será de 5 μ s. A lo largo de la simulación, se darán los siguientes escalones en la referencia v_2^{dq*} :

- A los 0,5 s, se dará un escalón en la referencia v_2^{dq*} de 0 a 100 V.
- A los 1 s, se dará un escalón en la referencia v_2^{dq*} de -325 a -450 V.

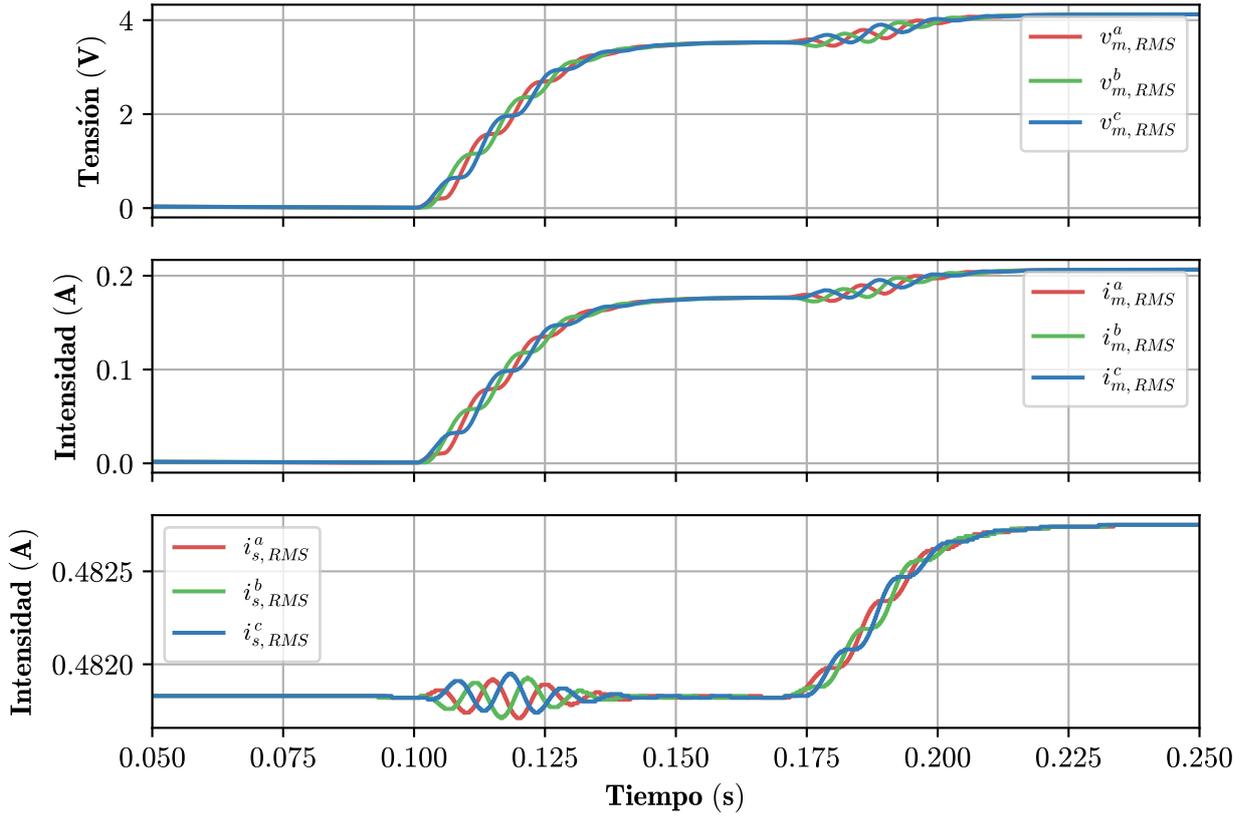


Figura 4.8 Gráfica $v_{m,RMS}^{abc}$, $i_{m,RMS}^{abc}$ e $i_{s,RMS}^{abc}$.

La constante de tiempo del control de tensión en la carga se tomará como 10 veces el valor de la constante de tiempo del control de tensión en el condensador, es decir, $\tau_{vl} = 10\tau_v$. En este caso, $\tau_{vl} = 10 \cdot 10 = 100 \text{ ms}$. Lo que significa que cuando haya pasado dicho tiempo, las señales v_2^d y v_2^q deberán haber alcanzado un 63,2% del valor de la referencia tras el escalón, siguiendo una dinámica de primer orden.

La Figura 4.10 muestra los resultados de la simulación a partir de los 200 ms. Tras los escalones en cada una de las referencias, se comprueba que la respuesta de cada una de las tensiones efectivamente es de primer orden, cumpliéndose en ambos casos la constante de tiempo τ_{vl} definida anteriormente. Por un lado, la tensión v_2^d alcanza un valor de $100 \cdot 63,2\% = 63,2 \text{ V}$ tras pasar un tiempo tras el escalón en la referencia v_2^{d*} de valor igual a τ_{vl} . Por el otro, la tensión v_2^q alcanza un valor de $-325 + (-450 - (-325)) \cdot 63,2\% = -404 \text{ V}$ tras pasar un tiempo tras el escalón en la referencia v_2^{q*} de valor igual a τ_{vl} . Al igual que los anteriores controles, prácticamente no existe acoplamiento entre v_2^d y v_2^q , puesto que un cambio en una de ellas no afecta a la otra de forma notable.

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control de tensión en la carga, se pasa a comprobar el correcto funcionamiento del control de tensión en el condensador y del control de intensidad en el convertidor. En principio deberían de funcionar correctamente puesto que se acaba consiguiendo la tensión deseada en la carga resistiva R_L . En efecto, tal y como muestran las gráficas de la Figura 4.11 y de la Figura 4.12, también se acaba consiguiendo rápidamente la tensión en el condensador que el control de tensión en la carga marca como referencia y la intensidad en el convertidor que el control de tensión en el condensador marca como referencia.

La Figura 4.13 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la tensión v_c^{abc} y la intensidad i_c^{abc} a partir de los 200 ms. Al igual que en las secciones anteriores, puede verse como acaba consiguiéndose la intensidad a la salida del convertidor i_c^{abc} que marca el control de intensidad, y como la tensión a la salida del convertidor v_c^{abc} se adapta para conseguir dicha intensidad.

La Figura 4.14 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la tensión v_m^{abc} , la intensidad i_m^{abc} y la intensidad i_s^{abc} a partir de los 200 ms. Al igual que en la sección anterior puede verse en ellas como se acaba consiguiendo la tensión en el condensador v_m^{abc} que marca el control de tensión en el condensador. La

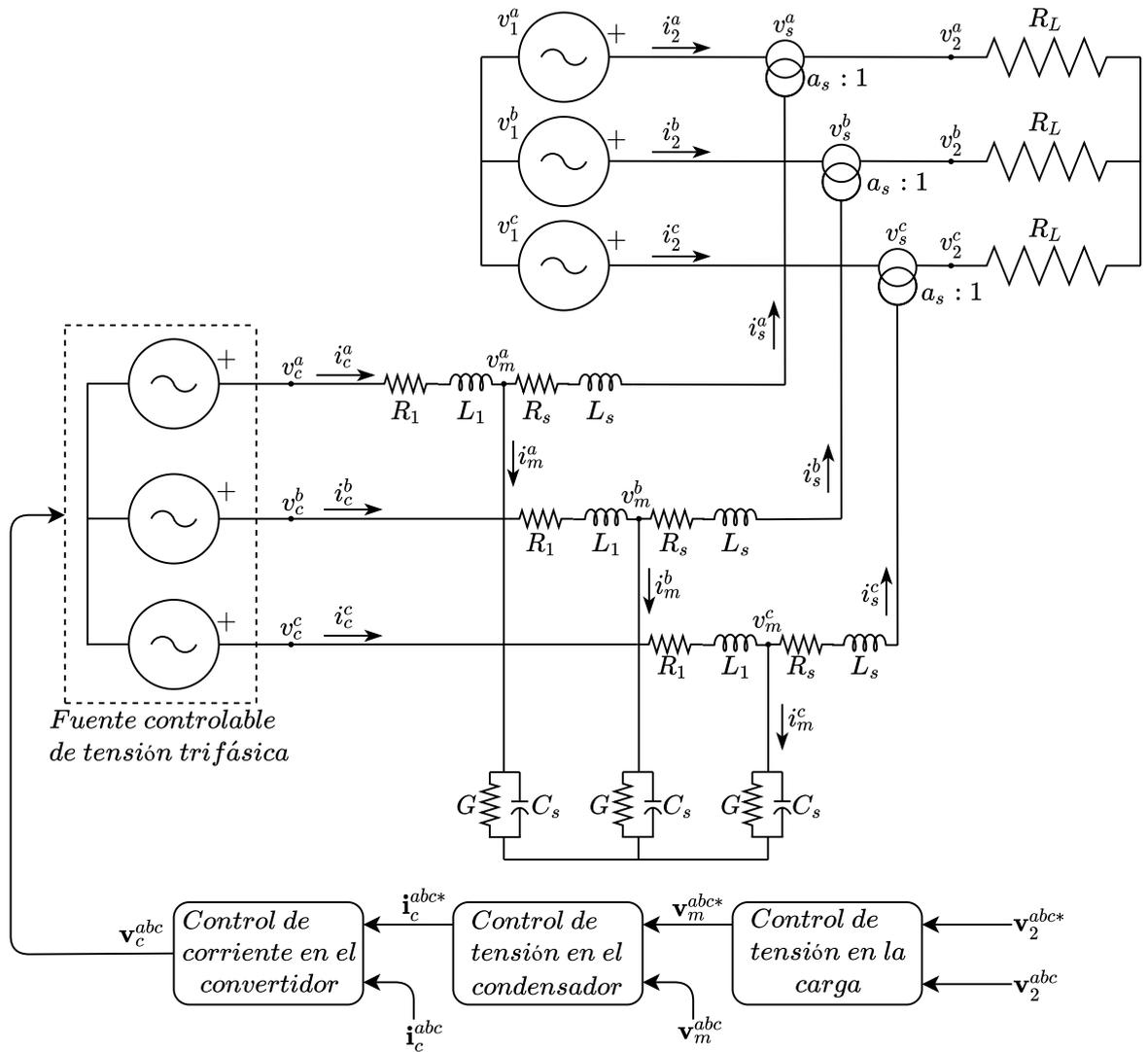


Figura 4.9 Sistema con convertidor de modelo promediado y control de intensidad, tensión en el condensador y tensión en la carga resistiva R_L .

intensidad que pasa por el condensador y la conductancia i_m^{abc} y la intensidad inyectada al transformador serie i_s^{abc} también se adaptan a la tensión requerida en el condensador.

La Figura 4.15 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la tensión v_s^{abc} , la tensión v_2^{abc} y la intensidad i_2^{abc} a partir de los 200 ms. Puede verse como la tensión en la carga R_L v_2^{abc} acaba alcanzando la referencia de tensión indicada en el control, mediante la inyección de la tensión en serie v_s^{abc} entre la carga y la red. Como consecuencia de imponer una tensión v_2^{abc} en la carga resistiva, se acaba imponiendo también una intensidad i_2^{abc} como consecuencia de la ley de Ohm.

Por esto último resulta interesante conocer como evoluciona la potencia activa de la carga resistiva. La gráfica de la potencia activa se muestra en la Figura 4.16 a partir de los 200 ms. Puede verse como al establecer una tensión de referencia la potencia activa evoluciona hasta un valor constante, por lo que se deduce que el hecho de imponer una tensión en una carga resistiva de valor de resistencia conocido implica, por la ley de Ohm, imponer una intensidad en la carga y, por tanto, una potencia activa ($P = V \cdot I$). Al ser una carga resistiva y, por tanto, el factor de potencia es la unidad, ésta no consumirá potencia reactiva, aunque si hay que tener en cuenta un mínimo consumo de reactiva debido a la reactancia del transformador serie, aunque al ser dicha reactancia de un valor muy pequeño en pu, se podrá despreciar el consumo de reactiva.

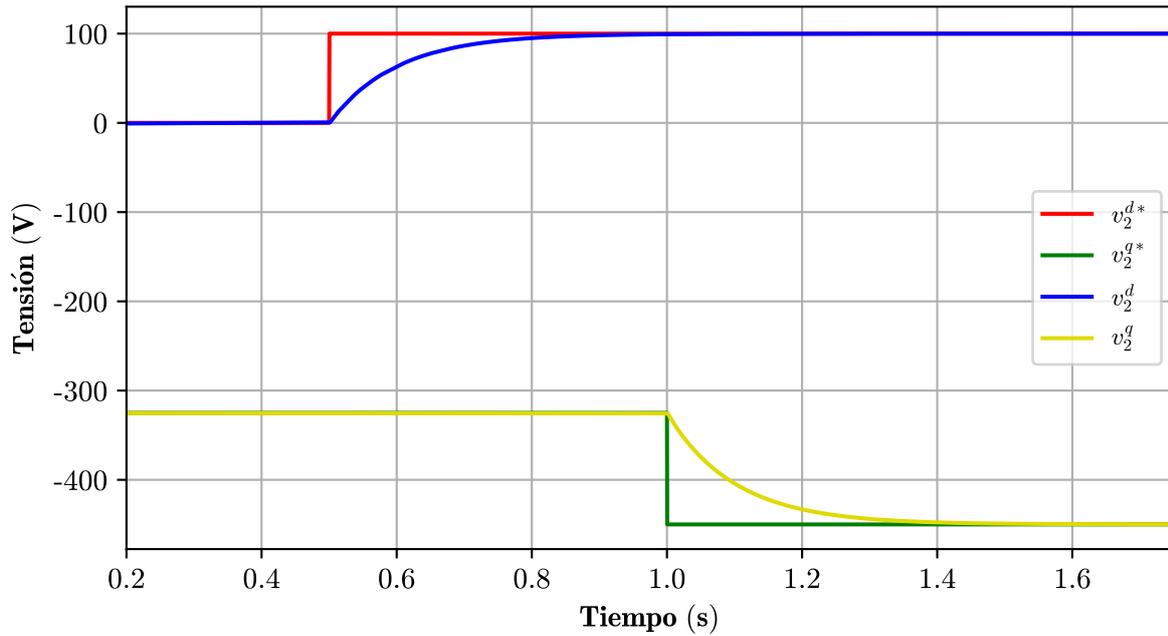


Figura 4.10 Gráfica v_2^{dq*} y v_2^{dq} .

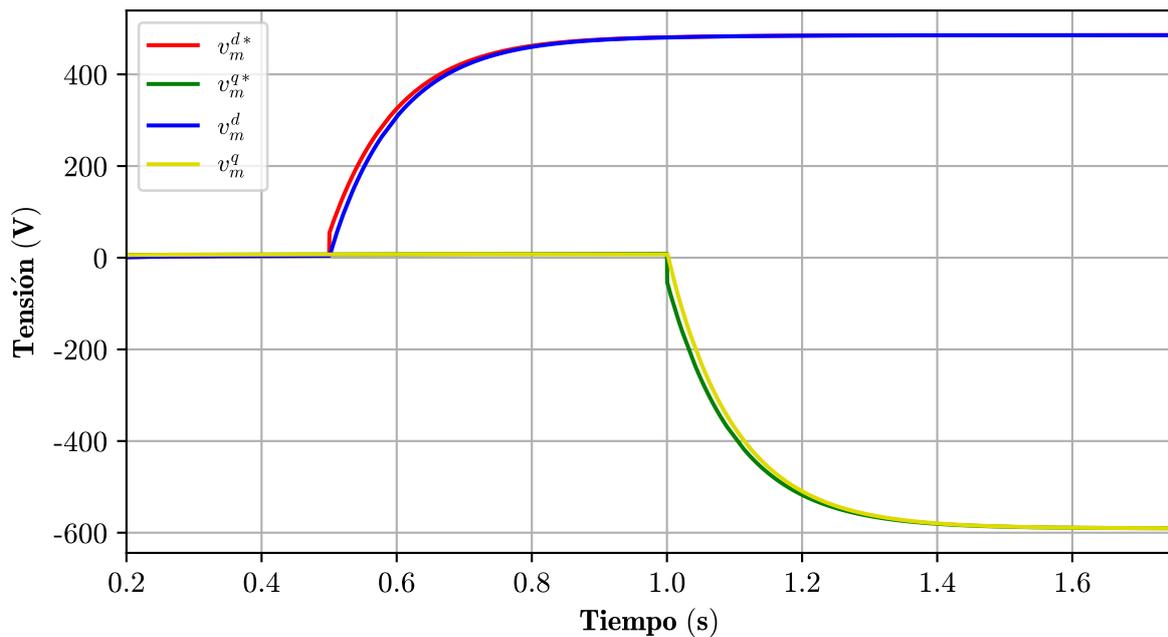


Figura 4.11 Gráfica v_m^{dq*} y v_m^{dq} .

4.4 Control de cascada completo en VSC

Una vez comprobado en las secciones anteriores el correcto funcionamiento de cada uno de los lazos de control que conforman el control en cascada usando un modelo promediado del convertidor, se procederá a aplicar dicha estrategia de control en los dos modelos reales de convertidor que se analizaron en el capítulo 2. Al ser éstos modelos reales de convertidor, será también necesario desarrollar su correspondiente modulador que reciba la tensión que se desee generar a la salida del convertidor y genere como salida los trenes de pulsos correspondientes con los que operan los semiconductores del convertidor y generar dicha tensión. Además se prestará especial atención en la selección de los valores de los parámetros que configuran el filtro

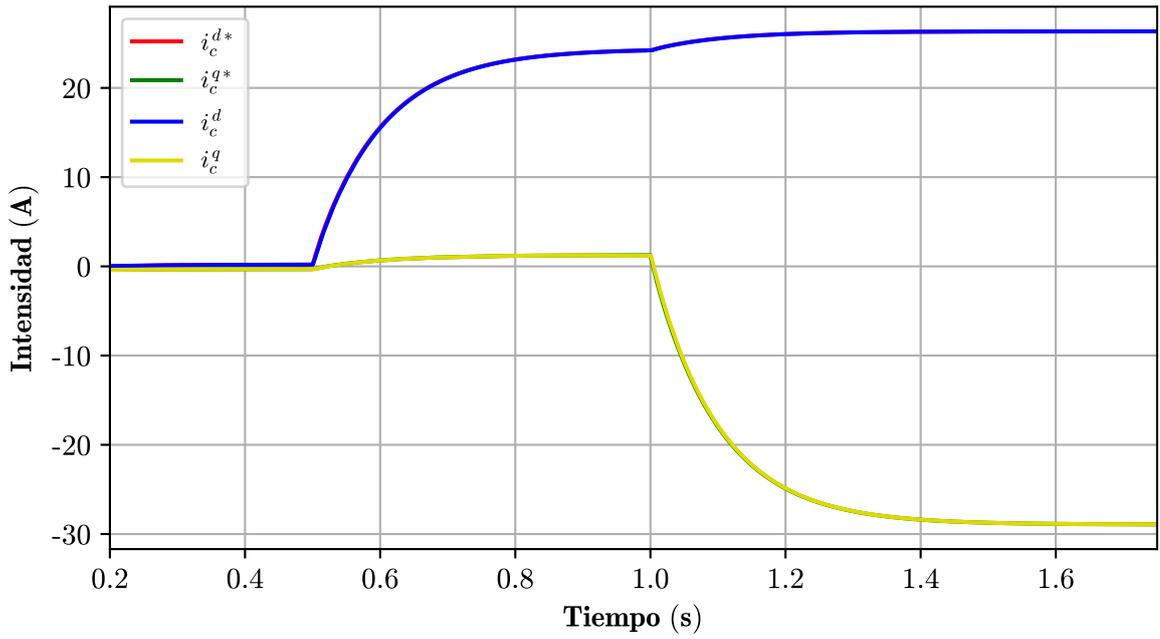


Figura 4.12 Gráfica i_c^{dq*} e i_c^{dq} .

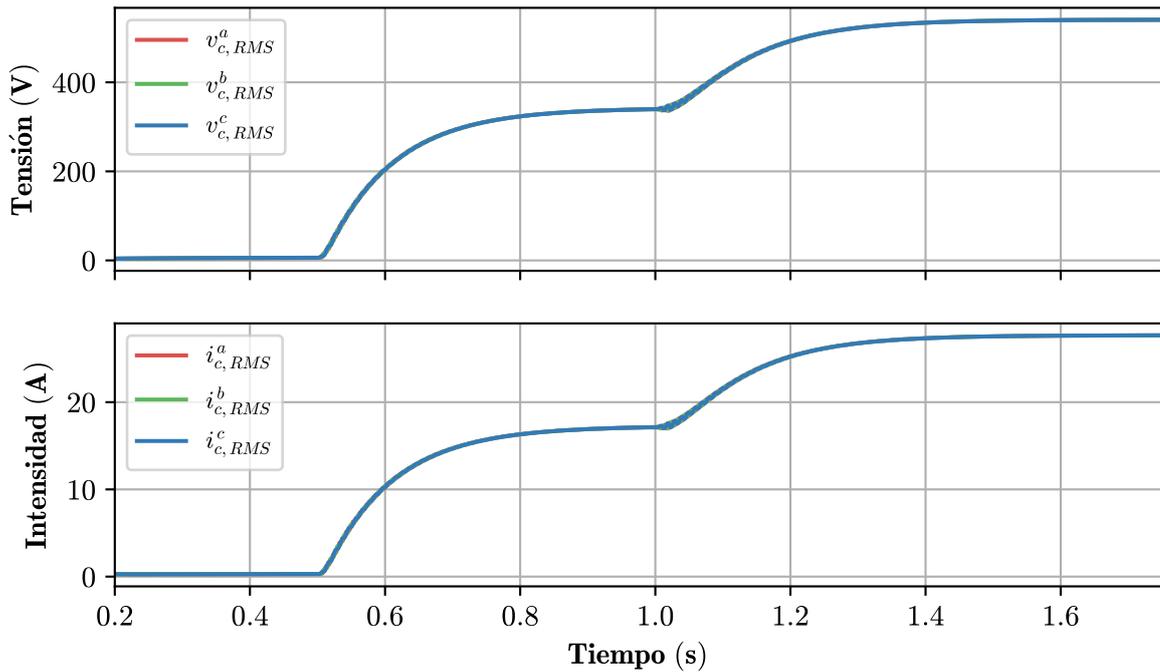


Figura 4.13 Gráfica $v_{c,RMS}^{abc}$ e $i_{c,RMS}^{abc}$.

de salida del convertidor para asegurar que el convertidor inyectará una tensión serie con el menor contenido de armónicos de alta frecuencia posible y asegurar así la mejor calidad de onda (*THD* mínimo).

En esta sección se aplicará la estrategia de control sobre el convertidor VSC en la topología SSSC. Dicha topología se encuentra descrita en la sección cuarta del capítulo 2. El sistema que se simulará será el de la Figura 4.17. El objetivo de la simulación será mantener la tensión v_2^{abc} a su valor nominal, marcado por la referencia v_2^{abc*} , ante una variación de la amplitud de la tensión de la red v_1^{abc} y de la carga resistiva que tiene conectada. Para ello, el VSC inyectará mediante un transformador serie una tensión en serie v_s^{abc} entre la red y la carga resistiva para mantener la tensión v_2^{abc} en su valor nominal. La intensidad i_2^{abc} es la que inyecta la

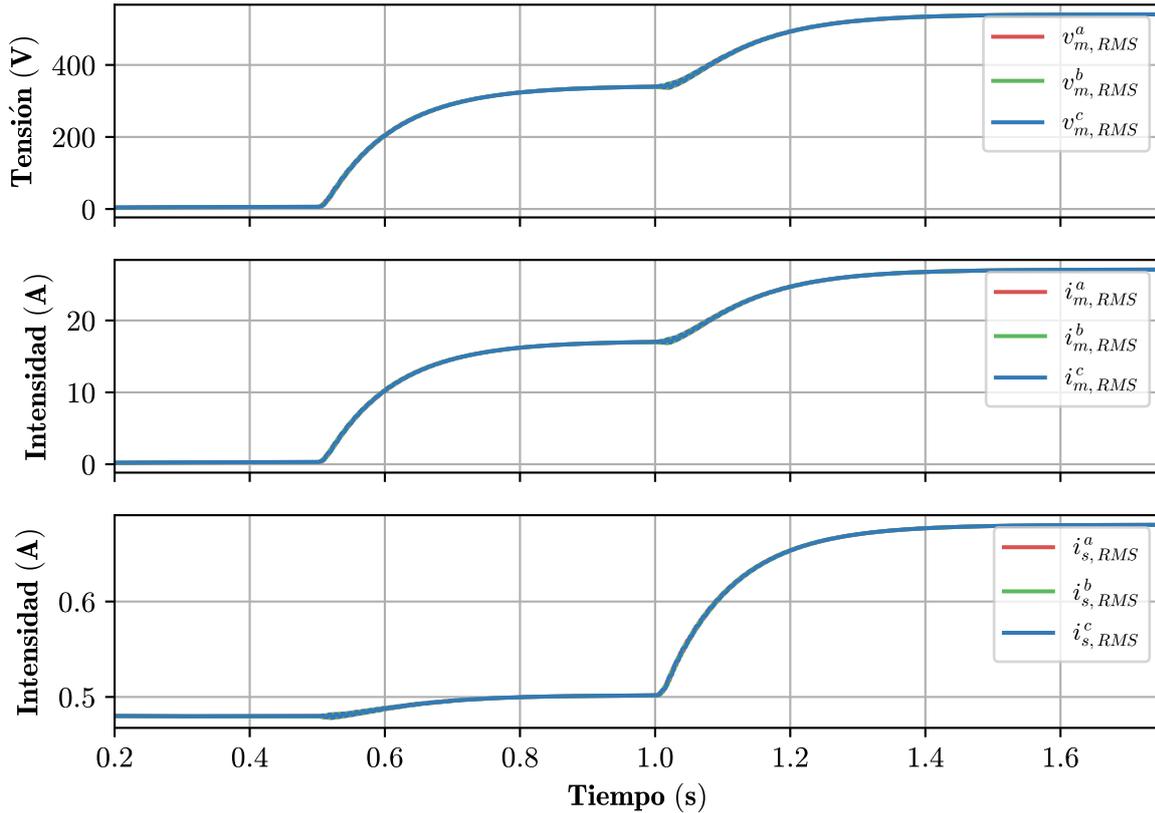


Figura 4.14 Gráfica $v_{m,RMS}^{abc}$, $i_{m,RMS}^{abc}$ e $i_{s,RMS}^{abc}$.

red y llega a la carga resistiva.

En esta simulación, el valor eficaz (*RMS*) de la tensión de red v_1^{abc} será de $\frac{400}{\sqrt{3}}$ V, el mismo valor que tendrá la tensión nominal de la carga resistiva v_2^{abc*} , la cual servirá como referencia para el control en cascada. La frecuencia del sistema f será de 50 Hz.

Como se ha comentado, el convertidor elegido es un VSC, analizado en profundidad en la sección primera del capítulo 2. Éste convertidor produce una tensión alterna trifásica v_c^{abc} a partir de un bus de corriente continua de tensión v_{dc} mediante la correcta operación de los IGBTs según una frecuencia de conmutación f_s previamente establecida. Los trenes de pulsos necesarios para operar los IGBTs son proporcionados por el modulador, el cual se describió en el capítulo 3, sección 6, apartado 1. Este modulador obtiene la tensión v_c^{abc} generada por el control en cascada, obtiene la señal moduladora η^{abc} y genera los trenes de pulsos mediante la técnica PWM explicada en la primera sección del capítulo 2 según la frecuencia de conmutación f_s .

A la hora de exigir al VSC una tensión a su salida, se debe tener en cuenta su región de funcionamiento. Es decir, se debe tener la precaución de no exigirle al convertidor una tensión a su salida mayor de la que puede aportar, ya que exigir una tensión muy grande podría ocasionar un problema de sobremodulación (amplitud de la señal moduladora η^{abc} mayor que 1), además de que la intensidad a su salida i_c^{abc} tendría una amplitud muy grande. Este límite, según (3.24), viene determinado por la tensión del bus de continua v_{dc} : a mayor tensión del bus de continua, mayor rango de tensión se podrá generar sin que haya sobremodulación. Pero también debe tenerse en cuenta que, dada una tensión v_c^{abc} que se desea generar, una mayor tensión de continua v_{dc} genera una tensión a la salida del convertidor con un mayor *THD*, debido a la bajada de la amplitud de la señal moduladora η^{abc} . Por tanto, en la práctica, se deberá elegir la tensión v_{dc} adecuada a la máxima tensión v_c^{abc} que se vaya a exigir y que garantice una buena calidad de onda para el rango de tensiones v_c^{abc} que se van a inyectar.

Para esta simulación se ha elegido una tensión del bus de continua v_{dc} de 600 V y una frecuencia de conmutación f_s de 5 kHz.

Al estar usando en este caso un modelo real de convertidor, será necesario configurar correctamente el filtro LCL que se situará a la salida del convertidor para asegurar una buena calidad de la onda de salida. Este filtro LCL estará compuesto por los siguientes elementos:

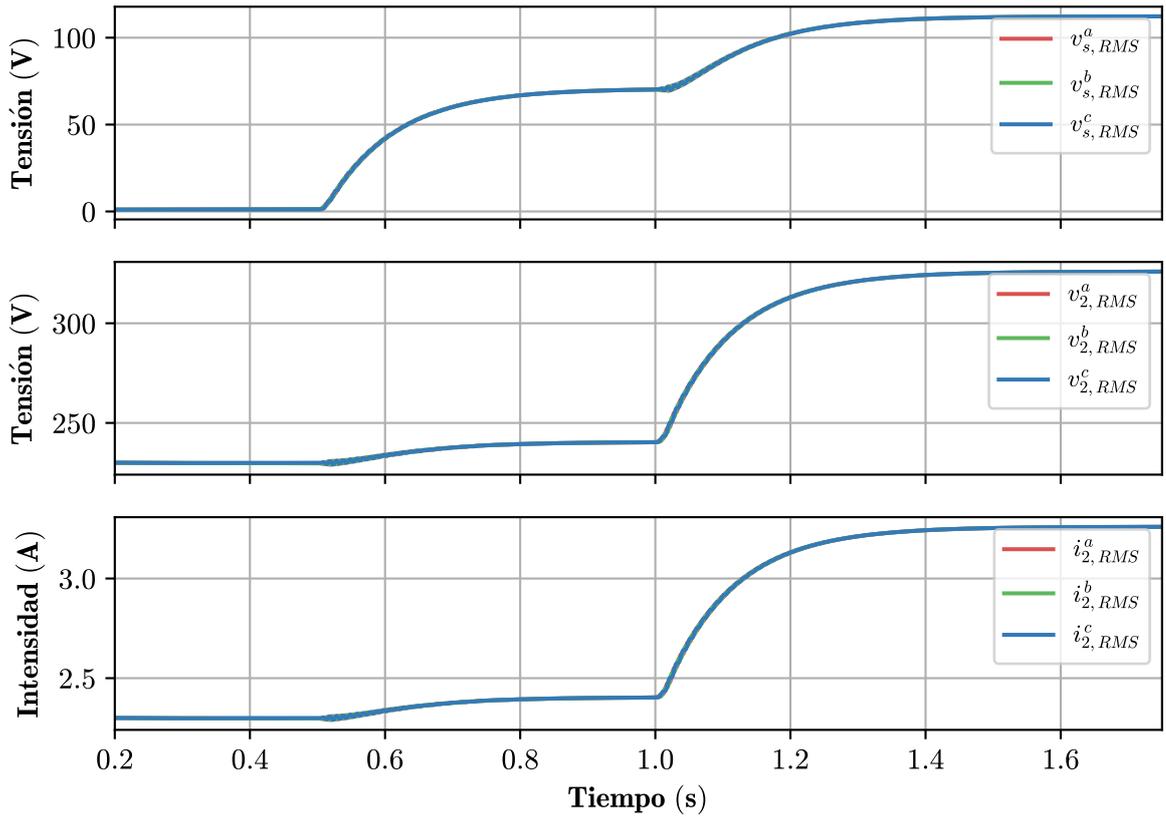


Figura 4.15 Gráfica $v_{s,RMS}^{abc}$, $v_{2,RMS}^{abc}$ e $i_{2,RMS}^{abc}$.

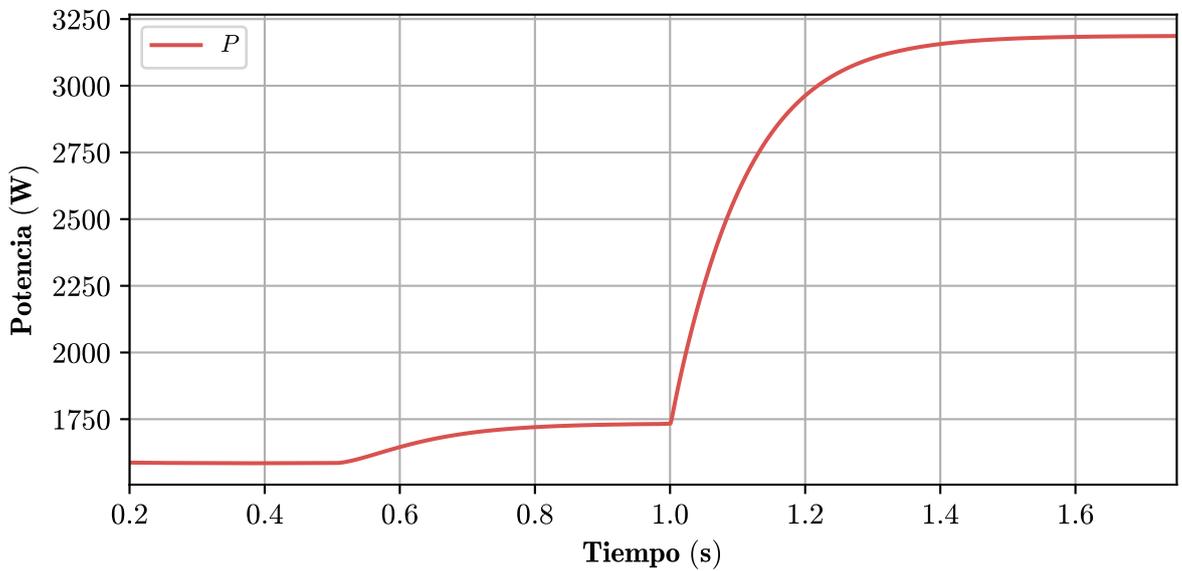


Figura 4.16 Gráfica de la potencia activa en la carga resistiva R_L .

- Una bobina real con una resistencia R_1 y una inductancia L_1 .
- Un condensador C_s con una resistencia en paralelo de conductancia G .
- La resistencia del transformador serie R_s y la inductancia del transformador serie L_s .

El transformador serie elegido tendrá una potencia nominal de 2400 VA y una relación de transformación

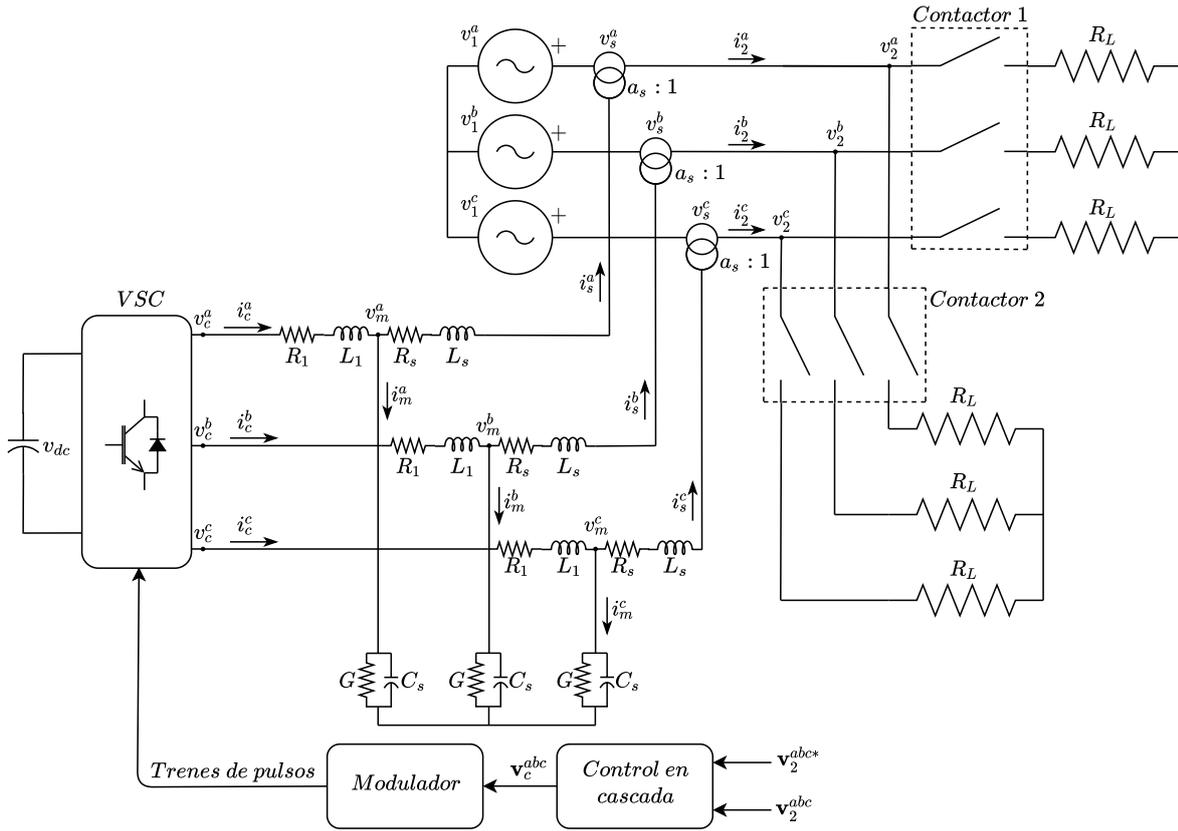


Figura 4.17 Sistema con convertidor VSC.

$a_s = \frac{230}{48}$. Su inductancia se elegirá tal que su reactancia tenga un valor de $0.05 pu$, y su resistencia será 10 veces menos que la reactancia, es decir, $0,005 pu$. La bobina real tendrá unos valores de resistencia R_1 e inductancia L_1 5 veces mayor que las del transformador serie.

Para el diseño del filtro LCL se ha decidido que la frecuencia de resonancia f_{res} tenga un valor de la mitad de la frecuencia de conmutación f_s , se decir, $2,5 kHz$, y que el coeficiente de amortiguamiento δ tenga un valor de $0,35$. Introduciendo estos valores en las ecuaciones (2.27) y (2.28), se obtiene para un valor para la capacitancia C_s de $1,0467 \mu F$ y un valor para la conductancia G de $0,0132 S$.

Una vez diseñado el filtro, se definen las siguientes tensiones e intensidades: la tensión e intensidad a la salida del convertidor v_c^{abc} e i_c^{abc} , la tensión e intensidad en el condensador v_m^{abc} e i_m^{abc} , y la intensidad inyectada al transformador serie i_s^{abc} .

Para la estrategia de control, se han elegido las siguientes constantes de tiempo:

- Constante de tiempo del lazo de control de intensidad en el convertidor: $\tau_i = 1 ms$.
- Constante de tiempo del lazo de control de tensión en el condensador: $\tau_v = 10\tau_i = 10 ms$.
- Constante de tiempo del lazo de control de tensión en la carga: $\tau_{vl} = 10\tau_v = 100 ms$.

El tiempo de simulación será de $1,5 s$ y el periodo de muestreo del sistema será de $0,25 \mu s$. Por otro lado, el periodo de funcionamiento del control en cascada será de $50 \mu s$, de manera que pueda implementarse en un DSP (Procesador de Señales Digitales). Durante la simulación, ocurrirán los siguientes eventos:

- En $t = 0 s$, el sistema no tendrá conectada ninguna carga (sistema en circuito abierto), estando ambos contactores abiertos, y el control del convertidor VSC estará desactivado.
- En $t = 0,1 s$, se cierra el contactor 1, conectándose una carga resistiva trifásica R_L de 100Ω , y se activa el control del convertidor VSC.
- En $t = 0,4 s$, se produce una caída de la tensión de la red v_1^{abc} del 10% de su valor RMS.
- En $t = 1 s$, se cierra el contactor 2, conectándose en paralelo otra carga resistiva trifásica del mismo valor que la primera, simulándose por tanto una caída en la carga resistiva R_L de 100Ω a 50Ω .

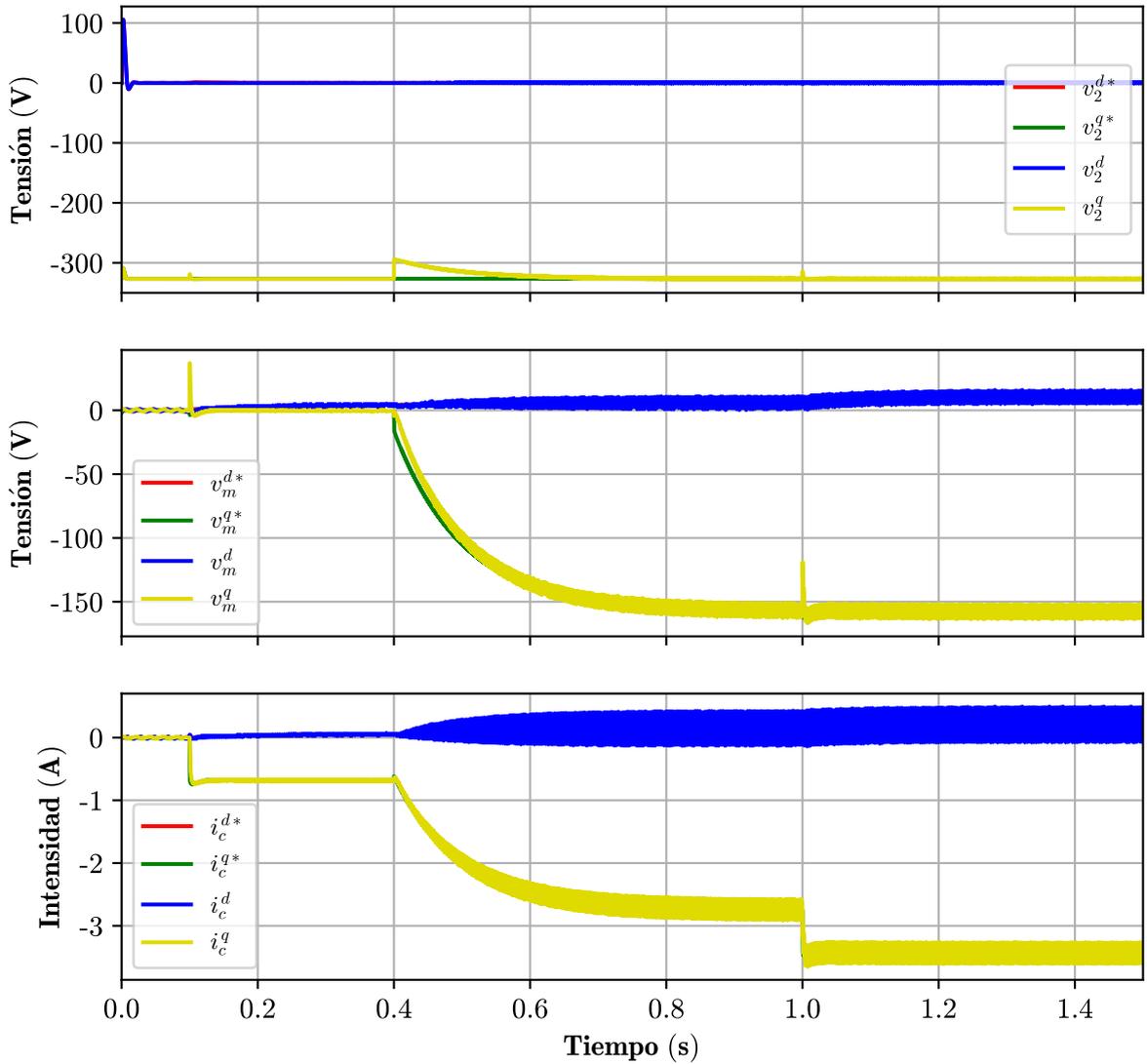


Figura 4.18 Gráficas v_2^{dq} , v_m^{dq} e i_c^{dq} .

Los resultados de la simulación pueden verse en la Figura 4.18, la cual muestra las gráficas en ejes dq de la tensión en la carga v_2^{dq} , la tensión en el condensador v_m^{dq} y la intensidad en el convertidor i_c^{dq} . En ellas puede comprobarse el correcto funcionamiento del control en cascada, alcanzando siempre los valores que marcan las referencias según las constantes de tiempo definidas anteriormente.

La Figura 4.19 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la tensión e intensidad en la carga resistiva v_2^{abc} e i_2^{abc} , y la potencia activa que ésta consume. En estas gráficas podemos identificar cada uno de los eventos anteriormente descritos:

- Entre $t = 0$ s y $t = 0,1$ s, el sistema está a circuito abierto (sin carga conectada) a una tensión igual a la de la red e intensidad nula, por lo que no se consume potencia.
- Entre $t = 0,1$ s y $t = 0,4$ s, el sistema se encuentra con el contactor 1 cerrado (se conecta la carga) y el control activado, por lo que empieza a fluir intensidad por la carga y el control mantiene la tensión de la carga a su valor nominal. Es en este momento cuando se empieza a consumir potencia.
- Entre $t = 0,4$ s y $t = 1$ s, con el contactor 1 cerrado, se produce una caída de la tensión de la red, por lo que el control actúa restableciendo la tensión nominal de la carga y, con ello, la intensidad y la potencia que estaba consumiendo.
- Entre $t = 1$ s y $t = 1,5$ s, con el contactor 1 cerrado y manteniéndose la caída de tensión de la red, se cierra el contactor 2, aumentando la carga del sistema, por lo que el control actúa restableciendo la

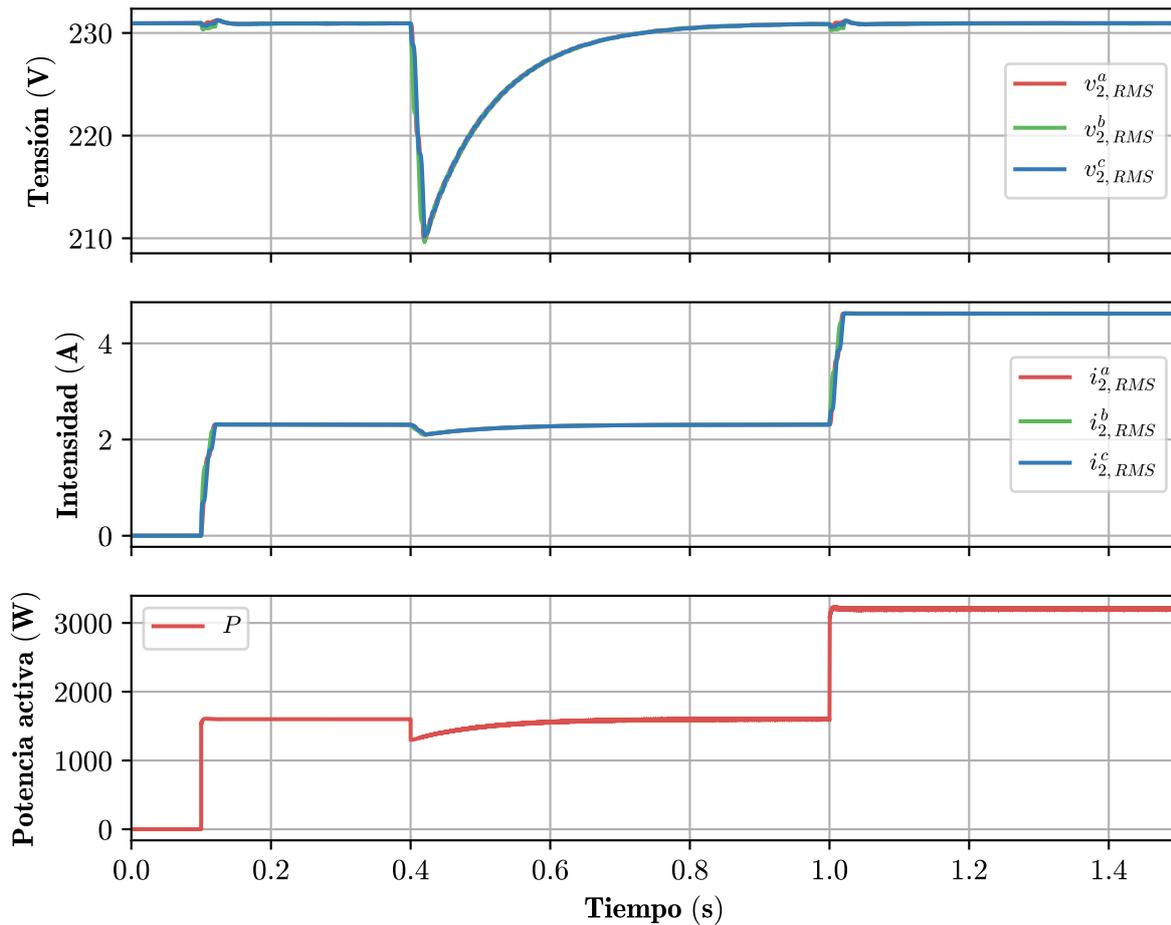


Figura 4.19 Gráficas $v_{2,RMS}^{abc}$, $i_{2,RMS}^{abc}$ y potencia activa en la carga resistiva.

tensión nominal del sistema. En este caso, al aumentar la carga resistiva y mantener la tensión que había anteriormente, se consume una intensidad mayor y, por tanto, se consume una mayor potencia.

Como puede verse, el control en cascada diseñado actúa en todo momento para mantener la tensión de la carga en su valor nominal, aunque haya una variación de la tensión de la carga o una variación de la carga en sí. Por tanto, como se tiene el control de la tensión de la carga, se tiene también el control de la intensidad que consume dicha carga, lo que significa por tanto que se tiene el control del consumo de potencia de la red de distribución.

En la Figura 4.20 puede verse la gráfica del valor eficaz (*RMS*) de la tensión serie v_s^{abc} que se inyecta entre la red y la carga resistiva. Siempre que hay una variación en la tensión de la red, el sistema actúa inyectando entre la red y la carga la tensión adecuada para mantener la carga a su tensión nominal.

Una vez visto que el sistema mantiene la carga a la tensión nominal ante variaciones en la tensión de la red y variaciones en la carga, se comprobará la calidad de onda tanto de la tensión serie inyectada como de la tensión e intensidad en la carga. Los valores de *THD* obtenidos para cada señal son los siguientes:

- Tensión serie v_s^{abc} : valor de *THD* entre 2% y 2,5%.
- Tensión e intensidad en la carga v_2^{abc} e i_2^{abc} : valor de *THD* entre 0,21% y 0,24%.

Teniendo en cuenta que, según la norma UNE-EN 50160 relativa a las características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución, la *THD* de la tensión inyectada no puede superar el 8%, se puede considerar que la calidad de onda de la tensión inyectada en serie y de la tensión e intensidad en la carga es muy buena.

La Figura 4.21 muestra la gráfica de la señal moduladora η^{abc} usada en la técnica PWM. Tal y como se puede ver, en ningún momento se produce sobremodulación, lo que indica que se está operando dentro de la

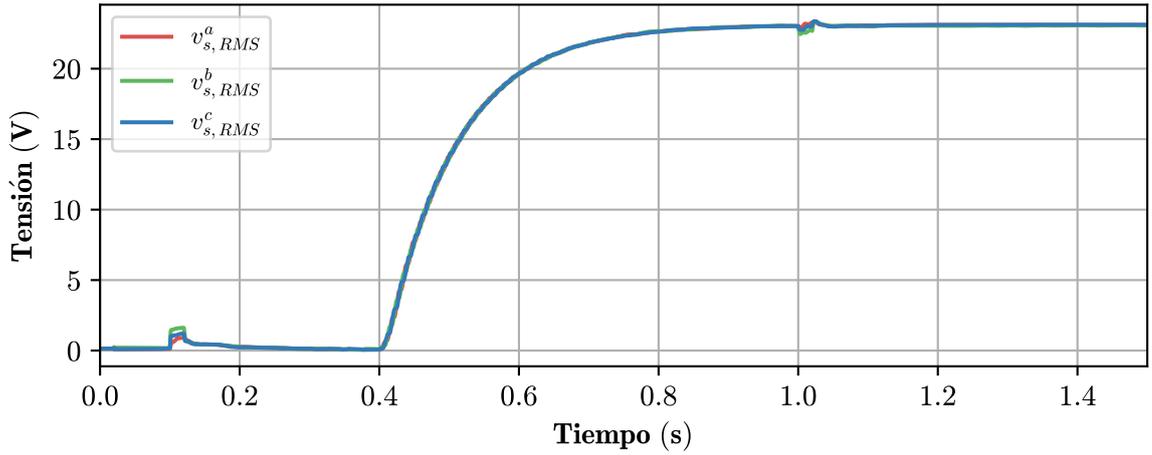


Figura 4.20 Gráfica $v_{s,RMS}^{abc}$.

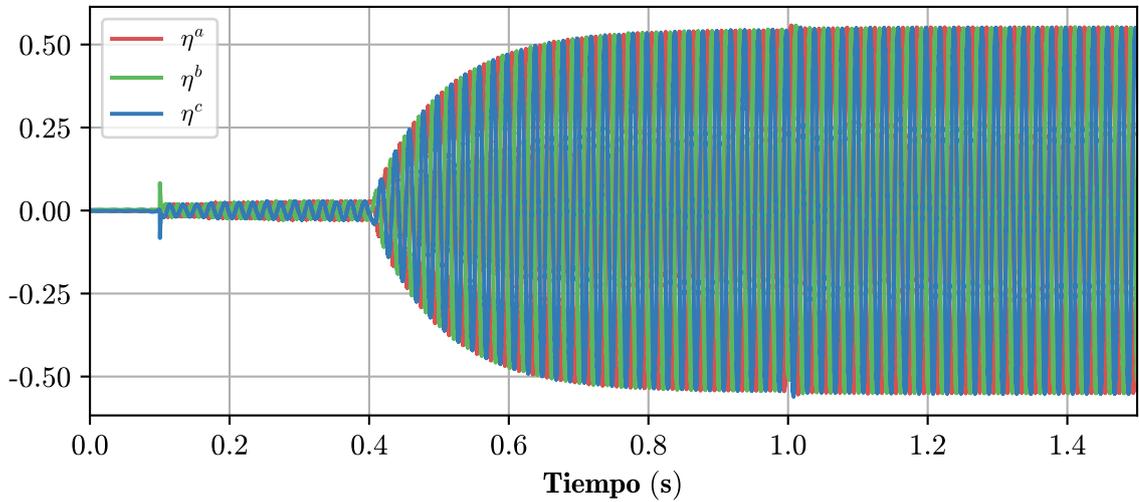


Figura 4.21 Gráfica η^{abc} .

región de funcionamiento. Además, su amplitud no tiene un valor bajo, una razón, junto con el buen diseño del filtro LCL, por la que la tensión serie inyectada tiene un valor bajo de *THD*.

4.5 Control de cascada completo en VeSC

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del control en cascada aplicado al convertidor VSC en la topología SSSC, se procederá a aplicar el control en cascada en el convertidor VeSC en la topología AC-Link ShSPFC, el objetivo final de este trabajo. Dicha topología se encuentra descrita en la sección cuarta del capítulo 2. El sistema que se simulará será el de la Figura 4.22. Al igual que con el sistema de la sección anterior, el objetivo será mantener la tensión v_2^{abc} a su valor nominal, marcado por la referencia v_2^{abc*} , ante una variación de la amplitud de la tensión de la red v_1^{abc} y de la carga resistiva que tiene conectada. Para ello, el VeSC inyectará mediante un transformador serie una tensión en serie v_s^{abc} entre la red y la carga resistiva para mantener la tensión v_2^{abc} en su valor nominal.

Al igual que en la sección anterior, el valor RMS de la tensión de red v_1^{abc} será de $\frac{400}{\sqrt{3}}$ V, el mismo valor que tendrá la tensión nominal de la carga resistiva v_2^{abc*} , la cual servirá como referencia para el control en cascada. La frecuencia del sistema f será de 50 Hz.

A diferencia del convertidor VSC de la sección anterior, el convertidor VeSC se alimenta de corriente alterna trifásica, la cual será suministrada por la red mediante una conexión en paralelo del convertidor con

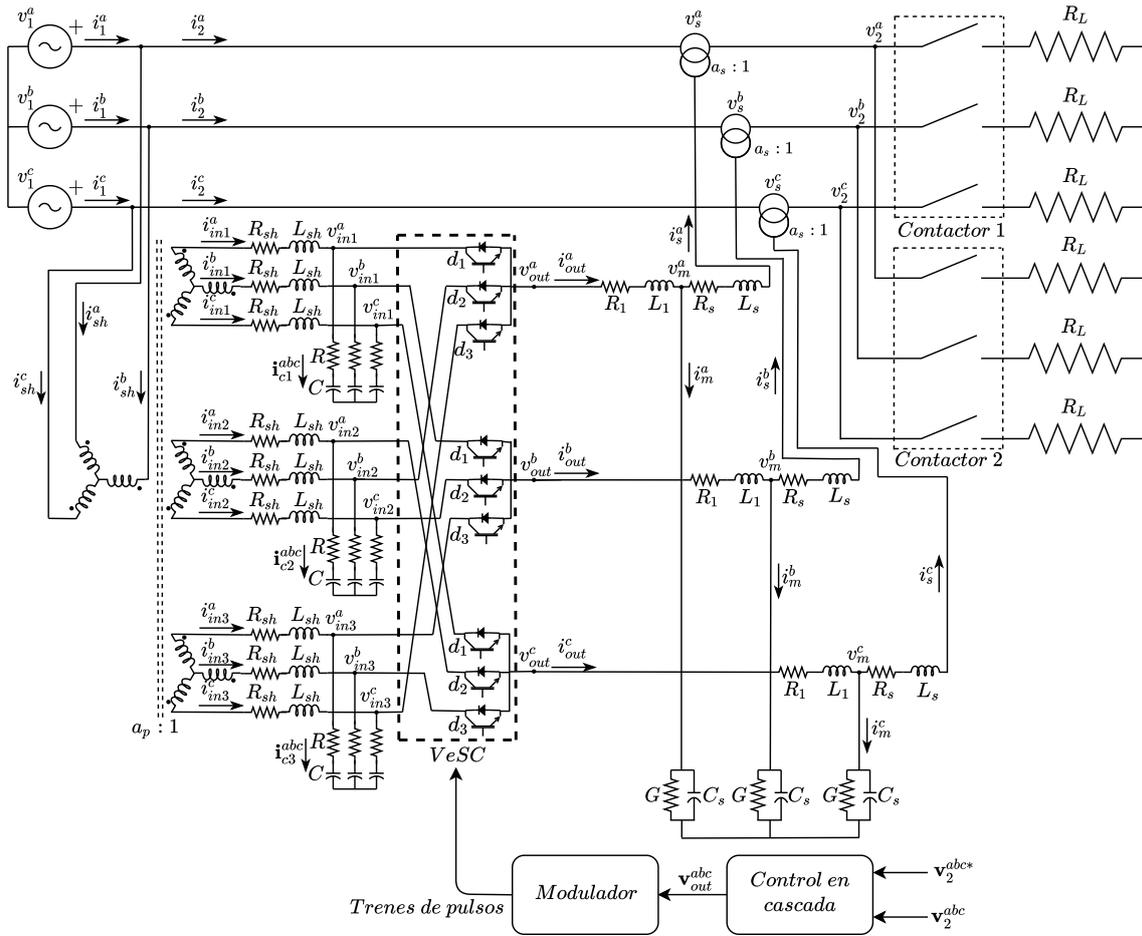


Figura 4.22 Sistema con convertidor VeSC.

respecto a la carga resistiva. De esta manera, se define i_1^{abc} como la intensidad que inyecta la red al sistema completo, i_2^{abc} la intensidad que llega a la carga resistiva e i_{sh}^{abc} la intensidad que llega al convertidor.

En este caso, el convertidor VeSC diseñado posee tres entradas y una salida. Estas tres tensiones de entrada son proporcionadas por un transformador multidevanado, el cual tiene un primario con un devanado en estrella conectado en paralelo a la red y por el que circula la intensidad i_{sh}^{abc} anteriormente definida, y un secundario con tres devanados en estrella el cual proporciona las tres tensiones de entrada del convertidor. Este transformador multidevanado tendrá una potencia nominal de 2400 VA y una relación de transformación $a_p = \frac{400}{270}$. Su inductancia será de 0,05 pu y su resistencia será 10 veces menos que su inductancia, es decir, 0,005 pu.

Además, en cada una de las entradas se añadirá en paralelo un condensador C de capacitancia 30 μF con una resistencia en serie R de 2 Ω para tener una buena calidad en la onda de entrada. De esta manera se definen las intensidades de entrada al convertidor i_{in1}^{abc} , i_{in2}^{abc} e i_{in3}^{abc} , las tensiones de entrada al convertidor v_{in1}^{abc} , v_{in2}^{abc} y v_{in3}^{abc} , y las intensidades por los condensadores i_{c1}^{abc} , i_{c2}^{abc} e i_{c3}^{abc} .

El funcionamiento del convertidor VeSC se ha descrito en profundidad en la sección segunda del capítulo 2. Mediante la correcta operación de los IGBTs según una frecuencia de conmutación f_s previamente establecida, este convertidor producirá una tensión alterna trifásica v_{out}^{abc} a partir de las tres entradas de tensión alterna trifásica v_{in1}^{abc} , v_{in2}^{abc} y v_{in3}^{abc} . Los trenes de pulsos necesarios para operar los IGBTs son proporcionados por el modulador, descrito en el capítulo 3, sección 6, apartado 2. Este modulador toma la tensión v_{out}^{abc} generada por el control en cascada, obtiene los *duty ratios* d_1 , d_2 y d_3 y genera los trenes de pulsos mediante la técnica PWM explicada en la segunda sección del capítulo 2 según la frecuencia de conmutación f_s .

De modo similar al convertidor VSC, a la hora de exigir al VeSC una tensión v_{out}^{abc} a su salida, se debe tener en cuenta su región de funcionamiento. Es decir, se debe tener la precaución de no exigirle al convertidor una tensión a su salida mayor de la que puede aportar, ya que exigir una tensión muy grande podría ocasionar un problema de sobremodulación (valor de d_1 , d_2 o d_3 mayor que 1 o por debajo de 0), además de que la

intensidad a su salida \mathbf{i}_{out}^{abc} tendría una amplitud muy grande. Este límite, según el sistema de ecuaciones (3.25), (3.26) y (3.27), viene determinado por las tensiones de entrada \mathbf{v}_{in1}^{abc} , \mathbf{v}_{in2}^{abc} y \mathbf{v}_{in3}^{abc} . Éste es un límite más difícil de definir que en el caso anterior con el VSC, puesto que depende de tres variables.

Para esta simulación se ha elegido una frecuencia de conmutación f_s de 5 kHz.

Al estar usando en este caso un modelo real de convertidor, de la misma manera que con el VSC será necesario configurar correctamente el filtro LCL que se situará a la salida del convertidor para asegurar una buena calidad de la onda de salida. Este filtro LCL estará compuesto por los siguientes elementos:

- Una bobina real con una resistencia R_1 y una inductancia L_1 .
- Un condensador C_s con una resistencia en paralelo de conductancia G .
- La resistencia del transformador serie R_s y la inductancia del transformador serie L_s .

El transformador serie elegido tendrá una potencia nominal de 2400 VA y una relación de transformación $a_s = \frac{110}{50}$. Su inductancia se elegirá tal que su reactancia tenga un valor de 0.05 pu, y su resistencia será 10 veces menos que la reactancia, es decir, 0,005 pu. La bobina real tendrá unos valores de resistencia R_1 e inductancia L_1 5 veces mayor que las del transformador serie.

Para el diseño del filtro LCL se ha decidido que la frecuencia de resonancia f_{res} tenga un valor de la tercera parte de la frecuencia de conmutación f_s , es decir, 1,6 kHz (en el caso del VeSC, a diferencia del VSC, se toma un menor valor de frecuencia de resonancia con el objetivo de reducir el mayor THD que genera el VeSC con respecto al VSC y tener un mejor filtrado), y que el coeficiente de amortiguamiento δ tenga un valor de 0,35. Introduciendo estos valores en las ecuaciones (2.27) y (2.28), se obtiene para un valor para la capacitancia C_s de 10,296 μF y un valor para la conductancia G de 0,0869 S. Cabe destacar que para este caso se ha elegido un valor de f_{res} menor que en el caso del VSC y, por tanto, una capacitancia mayor, debido a la mayor cantidad de armónicos de alta frecuencia que produce el VeSC.

Una vez diseñado el filtro, se definen las siguientes tensiones e intensidades: la tensión e intensidad a la salida del convertidor \mathbf{v}_{out}^{abc} e \mathbf{i}_{out}^{abc} , la tensión e intensidad en el condensador \mathbf{v}_m^{abc} e \mathbf{i}_m^{abc} , y la intensidad inyectada al transformador serie \mathbf{i}_s^{abc} .

Para la estrategia de control, se han elegido las siguientes constantes de tiempo:

- Constante de tiempo del lazo de control de intensidad en el convertidor: $\tau_i = 1$ ms.
- Constante de tiempo del lazo de control de tensión en el condensador: $\tau_v = 10\tau_i = 10$ ms.
- Constante de tiempo del lazo de control de tensión en la carga: $\tau_{vl} = 10\tau_v = 100$ ms.

El tiempo de simulación será de 1,5 s y el periodo de muestreo del sistema será de 0,25 μs . Por otro lado, el periodo de funcionamiento del control en cascada será de 50 μs , de manera que pueda implementarse en un DSP (Procesador de Señales Digitales). Durante la simulación, ocurrirán los siguientes eventos:

- En $t = 0$ s, el sistema no tendrá conectada ninguna carga (sistema en circuito abierto), estando ambos contactores abiertos, y el control del convertidor VSC estará desactivado.
- En $t = 0,1$ s, se cierra el contactor 1, conectándose una carga resistiva trifásica R_L de 100 Ω , y se activa el control del convertidor VSC.
- En $t = 0,4$ s, se produce una caída de la tensión de la red \mathbf{v}_1^{abc} del 10% de su valor RMS.
- En $t = 1$ s, se cierra el contactor 2, conectándose en paralelo otra carga resistiva trifásica del mismo valor que la primera, simulándose por tanto una caída en la carga resistiva R_L de 100 Ω a 50 Ω .

Los resultados de la simulación pueden verse en la Figura 4.23, la cual muestra las gráficas en ejes dq de la tensión en la carga \mathbf{v}_2^{dq} , la tensión en el condensador \mathbf{v}_m^{dq} y la intensidad en el convertidor \mathbf{i}_{out}^{dq} . En ellas puede comprobarse el correcto funcionamiento del control en cascada, alcanzando siempre los valores que marcan las referencias según las constantes de tiempo definidas anteriormente.

La Figura 4.24 muestra las gráficas de los valores eficaces (RMS) de la tensión e intensidad en la carga resistiva \mathbf{v}_2^{abc} e \mathbf{i}_2^{abc} , y la potencia activa que ésta consume. En estas gráficas podemos identificar cada uno de los eventos anteriormente descritos:

- Entre $t = 0$ s y $t = 0,1$ s, el sistema está a circuito abierto (sin carga conectada) a una tensión igual a la de la red e intensidad nula, por lo que no se consume potencia.

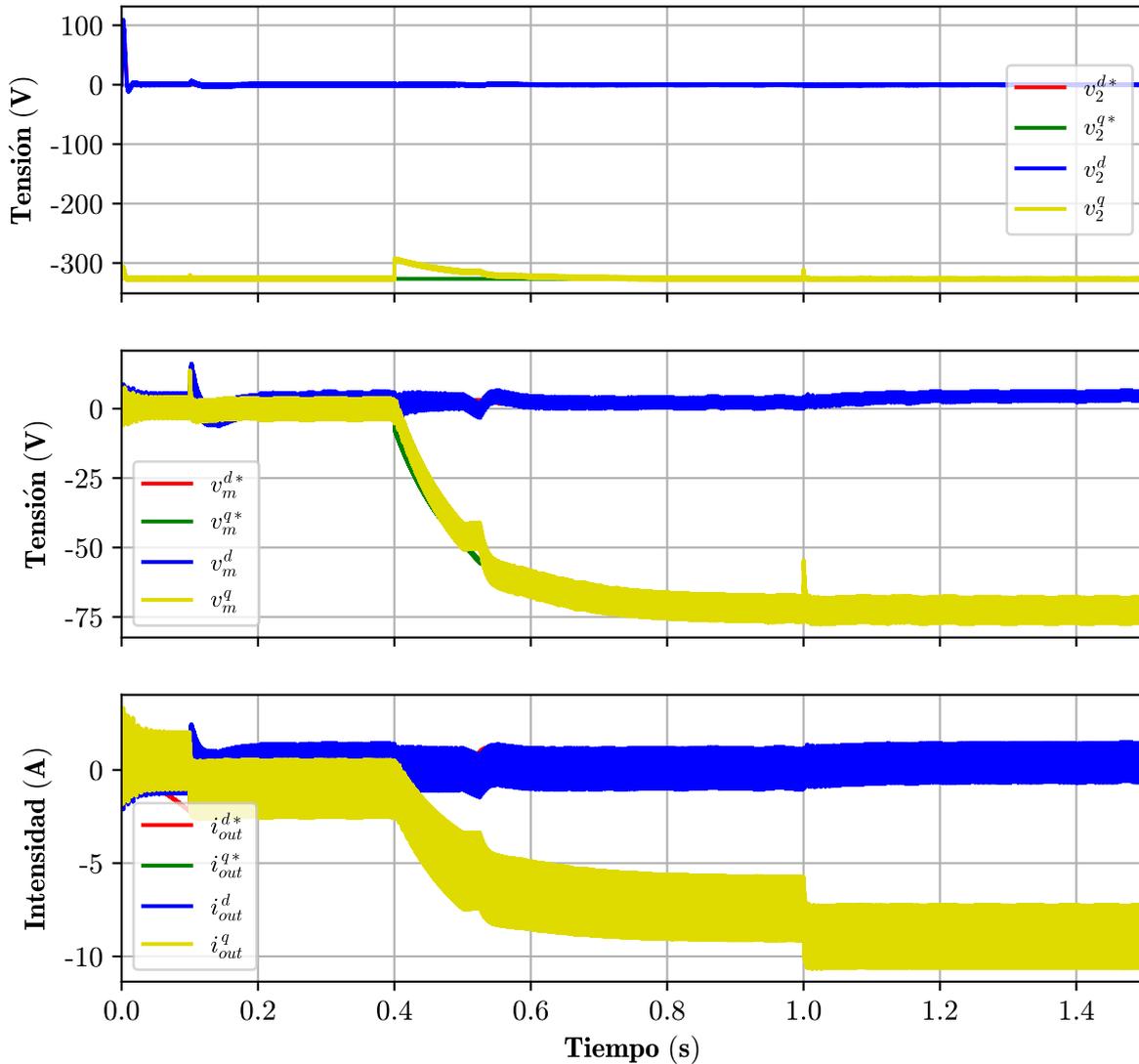


Figura 4.23 Gráficas v_2^{dq} , v_m^{dq} e i_{out}^{dq} .

- Entre $t = 0,1$ s y $t = 0,4$ s, el sistema se encuentra con el contactor 1 cerrado (se conecta la carga) y el control activado, por lo que empieza a fluir intensidad por la carga y el control mantiene la tensión de la carga a su valor nominal. Es en este momento cuando se empieza a consumir potencia.
- Entre $t = 0,4$ s y $t = 1$ s, con el contactor 1 cerrado, se produce una caída de la tensión de la red, por lo que el control actúa restableciendo la tensión nominal de la carga y, con ello, la intensidad y la potencia que estaba consumiendo.
- Entre $t = 1$ s y $t = 1,5$ s, con el contactor 1 cerrado y manteniéndose la caída de tensión de la red, se cierra el contactor 2, aumentando la carga del sistema, por lo que el control actúa restableciendo la tensión nominal del sistema. En este caso, al aumentar la carga resistiva y mantener la tensión que había anteriormente, se consume una intensidad mayor y, por tanto, se consume una mayor potencia.

Como puede verse, el control en cascada diseñado actúa en todo momento para mantener la tensión de la carga en su valor nominal, aunque haya una variación de la tensión de la carga o una variación de la carga en sí. Por tanto, como se tiene el control de la tensión de la carga, se tiene también el control de la intensidad que consume dicha carga, lo que significa por tanto que se tiene el control del consumo de potencia de la red de distribución.

En la Figura 4.25 puede verse la gráfica del valor eficaz (*RMS*) de la tensión serie v_s^{abc} que se inyecta entre

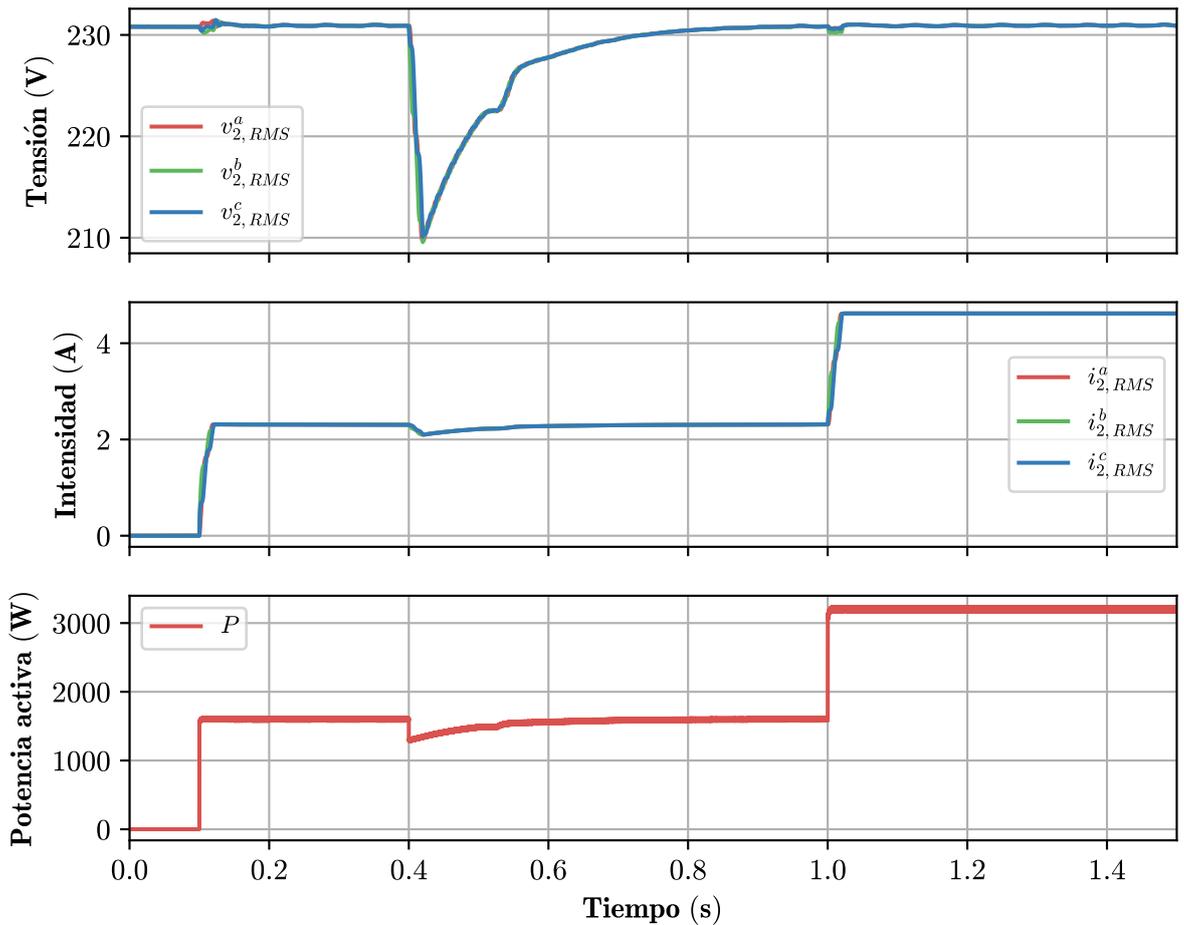


Figura 4.24 Gráficas $v_{2,RMS}^{abc}$, $i_{2,RMS}^{abc}$ y potencia activa en la carga resistiva.

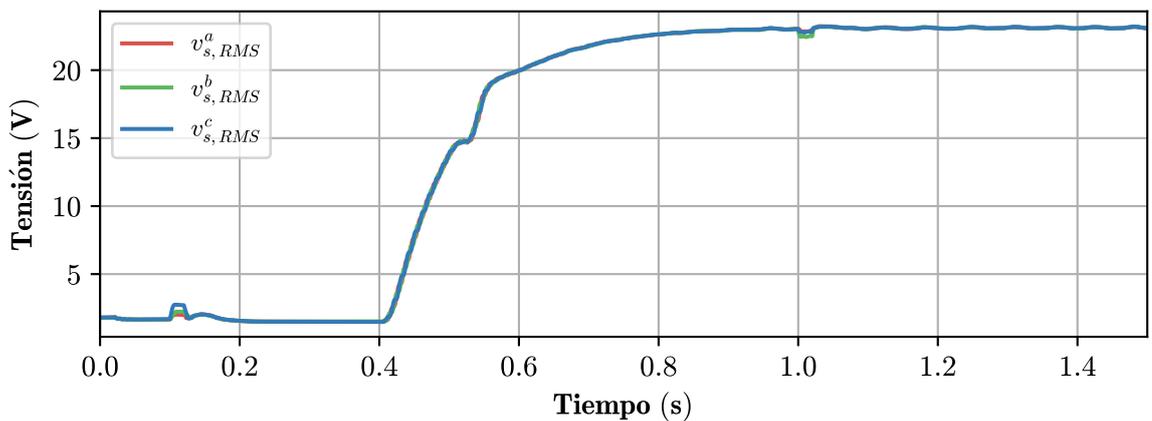


Figura 4.25 Gráfica $v_{s,RMS}^{abc}$.

la red y la carga resistiva. Siempre que hay una variación en la tensión de la red, el sistema actúa inyectando entre la red y la carga la tensión adecuada para mantener la carga a su tensión nominal.

Una vez visto que el sistema mantiene la carga a la tensión nominal ante variaciones en la tensión de la red y variaciones en la carga, se comprobará la calidad de onda tanto de la tensión serie inyectada como de la tensión e intensidad en la carga. Los valores de *THD* obtenidos para cada señal son los siguientes:

- Tensión serie $v_{s,RMS}^{abc}$: valor de *THD* entre 4,48% y 5,04%.

- Tensión e intensidad en la carga \mathbf{v}_2^{abc} e \mathbf{i}_2^{abc} : valor de THD entre 0,45 % y 0,50 %.

Teniendo en cuenta que, según la norma UNE-EN 50160 relativa a las características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución, la THD de la tensión inyectada no puede superar el 8 %, se puede considerar que la calidad de onda de la tensión inyectada en serie y de la tensión e intensidad en la carga es muy buena.

En este caso también resulta interesante ver las gráficas de la Figura 4.26 sobre los valores eficaces (RMS)

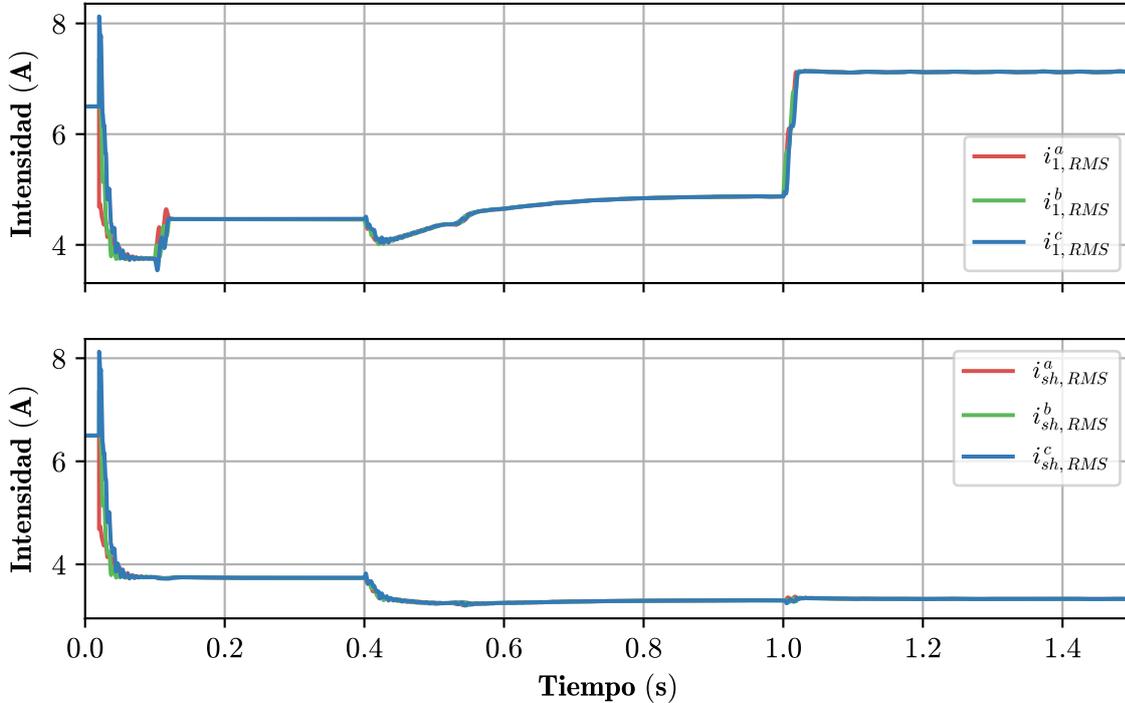


Figura 4.26 Gráficas $\mathbf{i}_{1,RMS}^{abc}$ e $\mathbf{i}_{sh,RMS}^{abc}$.

de la intensidad que aporta la red \mathbf{i}_1^{abc} y la intensidad que se inyecta en el convertidor \mathbf{i}_{sh}^{abc} . En el principio de la simulación, puede verse en la intensidad \mathbf{i}_1^{abc} un periodo transitorio de corta duración en el que se produce un pico grande en su amplitud, tras el cual dicha intensidad se estabiliza. Esto es debido al error del control asociado a las condiciones iniciales. Al aparecer este pico únicamente en la intensidad de entrada al convertidor \mathbf{i}_{sh}^{abc} y no en la intensidad que circula por la carga \mathbf{i}_2^{abc} , la cual al estar en ese momento a circuito abierto es 0, se deduce que este pico de intensidad es demandado por el convertidor justo en el momento en el que se pone en funcionamiento el convertidor VeSC. Comprobando el THD de estas dos intensidades se obtienen los siguientes resultados:

- Intensidad inyectada por la red \mathbf{i}_1^{abc} : valor de THD entre 0,39 % y 0,40 %.
- Intensidad que se inyecta al convertidor \mathbf{i}_{sh}^{abc} : valor de THD entre 0,38 % y 0,46 %.

Valores que de nuevo se encuentran muy por debajo del límite del 8 %, por lo que la calidad de ambas ondas es muy buena.

Las gráficas de la Figura 4.27 muestran los valores eficaces (RMS) de las tensiones de entrada al convertidor \mathbf{v}_{in1}^{abc} , \mathbf{v}_{in2}^{abc} y \mathbf{v}_{in3}^{abc} . Estas tres tensiones, las cuales son prácticamente idénticas entre sí, poseen al igual que la intensidad \mathbf{i}_{sh}^{abc} un periodo transitorio de corta duración en el que se produce un pico grande en su amplitud, tras el cual se estabilizan y se van adaptando a las necesidades del convertidor VeSC. Comprobando el THD de estas dos intensidades se obtienen los siguientes resultados:

- Tensión de entrada \mathbf{v}_{in1}^{abc} : valor de THD entre 5,04 % y 5,94 %.
- Tensión de entrada \mathbf{v}_{in2}^{abc} : valor de THD entre 1,18 % y 1,21 %.
- Tensión de entrada \mathbf{v}_{in3}^{abc} : valor de THD entre 3,54 % y 4,48 %.

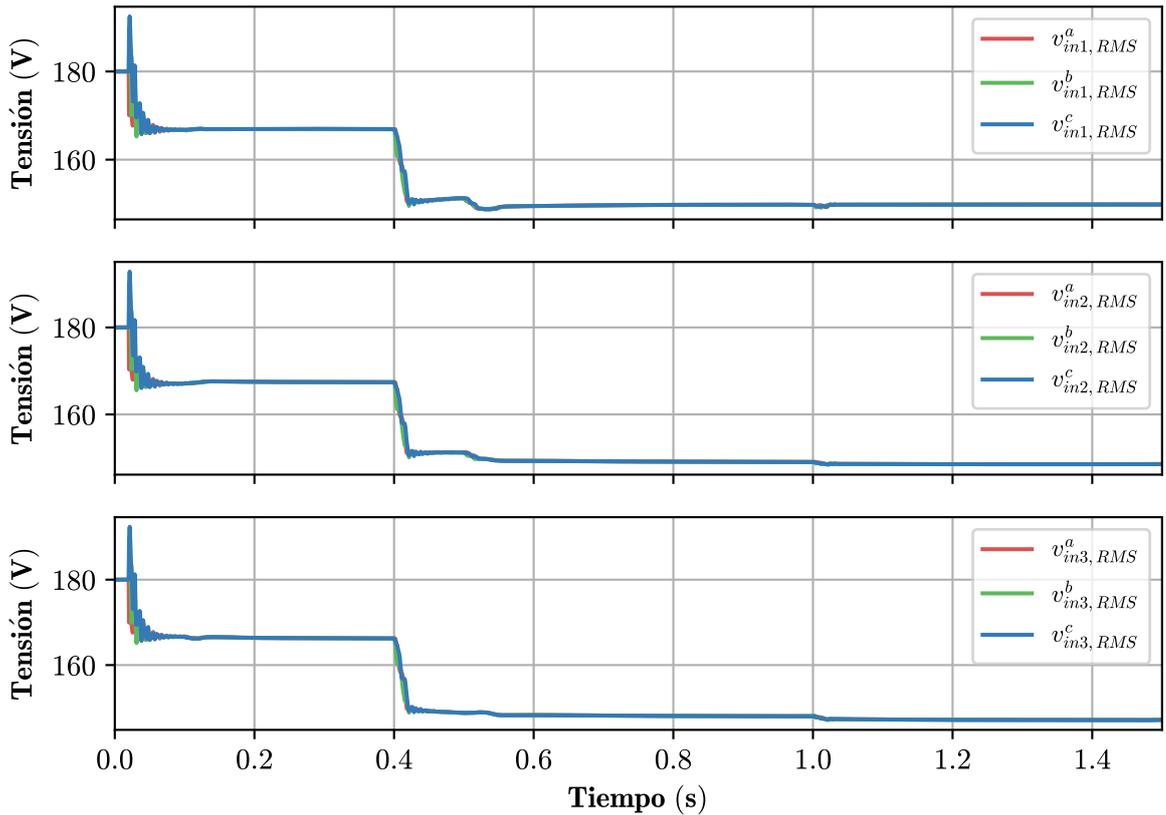


Figura 4.27 Gráficas $v_{in1,RMS}^{abc}$, $v_{in2,RMS}^{abc}$ y $v_{in3,RMS}^{abc}$.

Valores que de nuevo se encuentran muy por debajo del límite del 8%, por lo que la calidad de ambas ondas es muy buena.

La Figura 4.28 muestra la gráfica de los *duty ratios* d_1 , d_2 y d_3 usados en la técnica PWM. Tal y como se

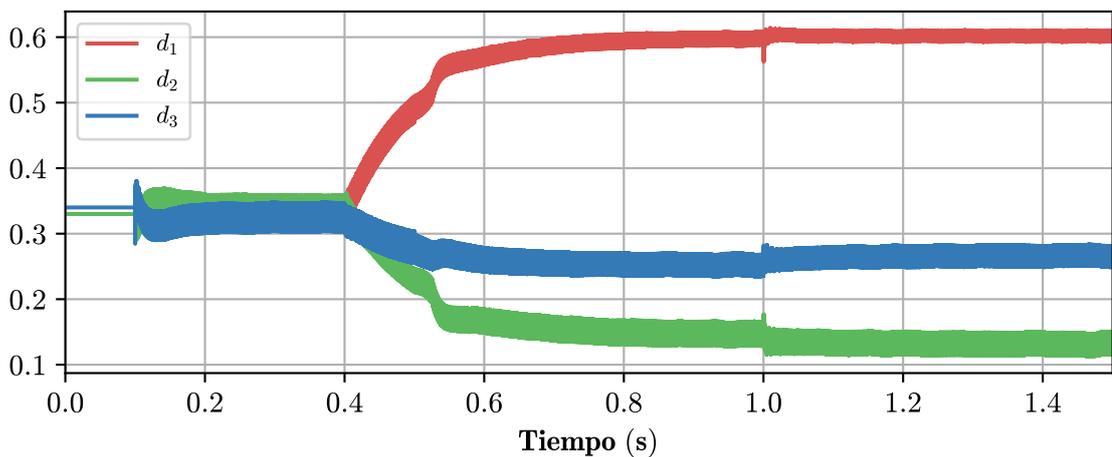


Figura 4.28 Gráfica d_1 , d_2 y d_3 .

puede ver, en ningún momento se produce sobremodulación, lo que indica que se está operando dentro de la región de funcionamiento.

Comparando esta simulación usando el VeSC con la simulación anterior usando el VSC, el THD de la tensión v_s^{abc} usando el VeSC es aproximadamente un 2% mayor que cuando se usa el VSC. Pero este aumento no influye demasiado en el THD de la tensión v_2^{abc} y el THD la intensidad i_2^{abc} , los cuales no difieren mucho

de los *THD* obtenidos cuando se usa el VSC. Esto se ha conseguido gracias al aumento de la capacidad del condensador del filtro de salida del VeSC con respecto al del VSC, ya que de esta manera el filtro de salida es capaz de bloquear de mejor manera los armónicos de alta frecuencia y conseguir un valor menor de *THD*. De todas maneras, se debe apuntar que, en la simulación del sistema usando el VSC, se ha supuesto que la alimentación de continua del VSC se ha hecho a través de una fuente ideal de tensión continua, por lo que no se tiene en cuenta el efecto del rizado de la corriente continua, lo que daría lugar a un mayor *THD* resultante. De aquí puede extraerse una ventaja a la hora de utilizar el VeSC, pues no necesita ningún tipo de convertidor extra que aporte una alimentación de corriente de continua, haciendo que el equipo resultante sea de menor tamaño.

5 Conclusiones

En este último capítulo, se presentará a modo de conclusión los objetivos que se han alcanzado a lo largo del desarrollo de este proyecto y unos posibles puntos con los cuales empezar un trabajo futuro partiendo de este proyecto.

Los objetivos que se han logrado alcanzar son los siguientes:

- Se ha logrado demostrar que se puede regular la tensión de la red de distribución y, por tanto, el flujo de potencia a través de ella mediante el uso de equipos de electrónica de potencia en los puntos de conexión de las cargas de los consumidores finales de energía eléctrica.
- Se ha logrado desarrollar y validar, para las topologías SSSC y AC-Link ShSPFC, la estrategia de control propuesta basada en un control en cascada de tres niveles. Gracias a este control, se logra mantener la tensión de la carga a su valor nominal frente a variaciones en la tensión de alimentación y en la carga conectada.
- Se ha logrado diseñar e implementar un filtro LCL que permite aplicar el control en cascada anteriormente mencionado y obtener a la salida del convertidor una corriente alterna trifásica con un THD mínimo y, por tanto, asegurar una buena calidad de onda en el punto de conexión del convertidor con la carga y la red de distribución.

Para un trabajo futuro trabajo, se proponen los siguientes puntos de partida:

- Una vez logrados los objetivos anteriormente descritos y validados mediante simulación, el siguiente paso sería validar el cumplimiento de dichos objetivos mediante un ensayo en laboratorio.
- Para el diseño del filtro LCL de salida del convertidor se ha usado en este proyecto la técnica de amortiguamiento pasivo, mediante la cual se instala una resistencia en paralelo al condensador para dotar del sistema de amortiguamiento. Esta técnica tiene un inconveniente: la pérdida de potencia que se produce en dicha resistencia. Para un proyecto futuro, se podría adoptar para este filtro la técnica de amortiguamiento activo, por la que se cambiaría la resistencia física por una virtual de manera que se pueda eliminar las pérdidas. Para llevar a cabo esta implementación se deberá también adaptar la estrategia de control a esta nueva estrategia.
- En este trabajo se ha supuesto que la red de distribución a la que se conecta la carga y el convertidor aporta una tensión trifásica equilibrada. Para un futuro proyecto, resultaría de gran interés adaptar la estrategia de control para que pueda actuar ante el caso en el que se presente algún desequilibrio de tensión o intensidad en la red de distribución.

Índice de Figuras

1.1	Consumo de energía primaria en España (KTEP) entre los años 1990 y 2018	1
1.2	Producción interior de energías renovables vs dependencia energética, y saldo comercial de productos energéticos, entre los años 2005 y 2018	2
1.3	Evolución de la potencia eléctrica instalada (MW) en el sistema eléctrico español, entre los años 2000 y 2018	2
1.4	Evolución de la potencia eléctrica instalada acumulada (MW) en el sistema eléctrico español, entre los años 1990 y 2018	3
1.5	Perfil de tensiones con GC y GD	4
2.1	Convertidor en fuente de tensión (VSC)	7
2.2	Estrategia PWM para el VSC	8
2.3	<i>Vector Switching Converter</i> (VeSC)	9
2.4	Estrategia PWM para el VeSC	10
2.5	Circuito equivalente monofásico de la fase a (modelo promediado) del VeSC	11
2.6	Filtro L	12
2.7	Diagrama de Bode del filtro L.	13
2.8	Filtro LCL	13
2.9	Diagrama de Bode de los filtros L y LCL	15
2.10	Filtro LCL con <i>passive damping</i> (resistencia en paralelo con el condensador).	15
2.11	Diagrama de Bode de los filtros LCL y LCL con <i>passive damping</i>	17
2.12	Topología de conexión del convertidor	17
2.13	Topología <i>Static Synchronous Series Compensator</i> (SSSC)	18
2.14	Topología AC-Link <i>Shunt Serie Power Flow Controller</i> (ShSPFC)	19
3.1	Sistema a controlar	21
3.2	Diagrama del sistema completo	23
3.3	Diagrama del lazo de control de intensidad en el convertidor	24
3.4	Diagrama del lazo de control de tensión en el condensador	25
3.5	Diagrama del lazo de control de tensión en la carga	26
4.1	Sistema con convertidor de modelo promediado y control de intensidad	30
4.2	Gráfica i_c^{dq*} e i_c^{dq}	31
4.3	Gráfica $i_{c,RMS}^{abc}$ y $v_{c,RMS}^{abc}$	31
4.4	Sistema con convertidor de modelo promediado y control de intensidad y de tensión	32
4.5	Gráfica v_m^{dq*} y v_m^{dq}	33
4.6	Gráfica i_c^{dq*} e i_c^{dq}	33
4.7	Gráfica $v_{c,RMS}^{abc}$ y $i_{c,RMS}^{abc}$	34
4.8	Gráfica $v_{m,RMS}^{abc}$, $i_{m,RMS}^{abc}$ e $i_{s,RMS}^{abc}$	35
4.9	Sistema con convertidor de modelo promediado y control de intensidad, tensión en el condensador y tensión en la carga resistiva R_L	36
4.10	Gráfica v_2^{dq*} y v_2^{dq}	37

4.11	Gráfica \mathbf{v}_m^{dq*} y \mathbf{v}_m^{dq}	37
4.12	Gráfica \mathbf{i}_c^{dq*} e \mathbf{i}_c^{dq}	38
4.13	Gráfica $\mathbf{v}_{c,RMS}^{abc}$ e $\mathbf{i}_{c,RMS}^{abc}$	38
4.14	Gráfica $\mathbf{v}_{m,RMS}^{abc}$, $\mathbf{i}_{m,RMS}^{abc}$ e $\mathbf{i}_{s,RMS}^{abc}$	39
4.15	Gráfica $\mathbf{v}_{s,RMS}^{abc}$, $\mathbf{v}_{2,RMS}^{abc}$ e $\mathbf{i}_{2,RMS}^{abc}$	40
4.16	Gráfica de la potencia activa en la carga resistiva R_L	40
4.17	Sistema con convertidor VSC	41
4.18	Gráficas \mathbf{v}_2^{dq} , \mathbf{v}_m^{dq} e \mathbf{i}_c^{dq}	42
4.19	Gráficas $\mathbf{v}_{2,RMS}^{abc}$, $\mathbf{i}_{2,RMS}^{abc}$ y potencia activa en la carga resistiva	43
4.20	Gráfica $\mathbf{v}_{s,RMS}^{abc}$	44
4.21	Gráfica η^{abc}	44
4.22	Sistema con convertidor VeSC	45
4.23	Gráficas \mathbf{v}_2^{dq} , \mathbf{v}_m^{dq} e \mathbf{i}_{out}^{dq}	47
4.24	Gráficas $\mathbf{v}_{2,RMS}^{abc}$, $\mathbf{i}_{2,RMS}^{abc}$ y potencia activa en la carga resistiva	48
4.25	Gráfica $\mathbf{v}_{s,RMS}^{abc}$	48
4.26	Gráficas $\mathbf{i}_{1,RMS}^{abc}$ e $\mathbf{i}_{sh,RMS}^{abc}$	49
4.27	Gráficas $\mathbf{v}_{in1,RMS}^{abc}$, $\mathbf{v}_{in2,RMS}^{abc}$ y $\mathbf{v}_{in3,RMS}^{abc}$	50
4.28	Gráfica d_1 , d_2 y d_3	50

Bibliografía

- [1] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, 2014, pp. 1–29.
- [2] A Alesina and M G B Venturini, *Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters*, IEEE Transactions on Power Electronics **4** (1989), no. 1, 101–112.
- [3] P Barker, *Overvoltage considerations in applying distributed resources on power systems*, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting., vol. 1, 2002, pp. 109–114 vol.1.
- [4] P A Dahono, *A control method to damp oscillation in the input LC filter*, 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), vol. 4, 2002, pp. 1630–1635 vol.4.
- [5] P M Garcia-Vite, F Mancilla-David, and J M Ramirez, *Per-Sequence Vector-Switching Matrix Converter Modules for Voltage Regulation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics **60** (2013), no. 12, 5411–5421.
- [6] J Holtz, *Pulsewidth modulation-a survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics **39** (1992), no. 5, 410–420.
- [7] H Johal and D Divan, *Design considerations for series connected distributed FACTS converters*, Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005., vol. 2, 2005, pp. 889–895 Vol. 2.
- [8] F Mancilla-David, *AC link Vector Switching Converters for power flow control and power quality: A review*, 41st North American Power Symposium, 2009, pp. 1–7.
- [9] Ministerio para la Transición Ecológica y el Reto Demográfico, *La Energía en España*, Catálogo de Publicaciones de la Administración General del Estado (2018), 290.
- [10] J M Ramirez, P Garcia-Vite, J M Lozano, and F Mancilla-David, *Dynamic voltage restorers based on AC-AC topologies*, 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2012, pp. 1–7.
- [11] A A Rockhill, M Liserre, R Teodorescu, and P Rodriguez, *Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics **58** (2011), no. 4, 1205–1217.
- [12] K K Sen, *SSSC-static synchronous series compensator: theory, modeling, and application*, IEEE Transactions on Power Delivery **13** (1998), no. 1, 241–246.
- [13] Ying-Yu Tzou, *DSP-based fully digital control of a PWM DC-AC converter for AC voltage regulation*, Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference, vol. 1, 1995, pp. 138–144 vol.1.
- [14] R K Varma, *Introduction to FACTS Controllers*, 2009 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition, 2009, pp. 1–6.

- [15] G Venkataramanan, *Three-phase vector switching converters for power flow control*, IEE Proceedings - Electric Power Applications **151** (2004), no. 3, 321–333.
- [16] Amirnaser Yazdani and Reza Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, 2010.