

MODELADO Y ANÁLISIS DE SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN EN DC ORIENTADO A BUQUES CON PROPULSIÓN ELÉCTRICA

Doctoranda:

ARGIÑE ALACANO LOITI

Director:

GONZALO ABAD BIAIN

Co-director:

JUAN JOSÉ VALERA GARCÍA



*Tesis dirigida a la obtención del título de
Doctora por Mondragon Unibertsitatea*

*Departamento de Electrónica e Informática
Mondragon Unibertsitatea*

Marzo de 2017

Abstract

The benefits of using Power Electronics Based DC Distribution Systems in electrically propelled vessels are well known. However, some aspects must be deeply analyzed to guarantee a safe, robust and stable system by design. This thesis presents a multivariable DC Distribution System mathematical model, where all the transmission lines and filters impedances are considered. The model has been tackled under a holistic approach in which the average small-signal model of the drives/converters can be easily added and 'connected' to the main grid model. The stability and power quality analysis, as well as the design and tuning of controls and active damping strategies can be conducted through this mathematical model at low computational cost. The usefulness of this model in the early design stages is thus presented in this thesis through its application over a realistic design scenario and the performance of the proposed model is proven into a real test bench which presents a configuration and architecture quite close to the one used in a real vessel. The carried out tests prove the suitability of the proposed model, becoming a significant tool to get an improved design.

Resumen

Este trabajo de tesis presenta un modelo analítico multivariable y de bajo coste computacional orientado a analizar aspectos como la estabilidad, el comportamiento dinámico y la calidad de señal de sistemas de distribución en DC basados en electrónica de potencia o PEB-DCDS (*Power Electronics Based DC Distribution Systems*) de distintas configuraciones.

Los PEB-DCDS son una solución atractiva para buques con propulsión eléctrica, especialmente destinados a aplicaciones ‘*offshore*’ que requieran un sistema de posicionamiento dinámico del buque. Estos sistemas de distribución ofrecen numerosas ventajas como la operación más eficiente de los grupos de generación de energía (se transmite únicamente potencia activa y se puede trabajar a frecuencia variable), la paralelización de generadores es más fácil ya que no es necesaria ninguna sincronización, posibilita la integración de energías renovables y sistemas de almacenamiento, aumenta el espacio disponible para carga dada la reducción del espacio, volumen y peso del sistema eléctrico y se reducen las emisiones contaminantes entre otras.

Primero, se describe el modelo analítico que contempla una red de distribución DC, las impedancias parásitas presentes en ésta y los diferentes convertidores conectados al sistema. Después, se presentan las utilidades del modelo a la hora de realizar análisis de estabilidad, de respuesta dinámica y de calidad de señal. También se propone un método de sintonía para el lazo de control de tensión de bus DC con el objetivo de que el sistema cumpla con las especificaciones de respuesta dinámica y garantice la protección del convertidor encargado de generar la tensión de la red de distribución ante perturbaciones bruscas de potencia. Además, se analiza el efecto de los parámetros del sistema (parámetros de diseño y de los convertidores conectados a la red) sobre la estabilidad del mismo.

La validación del modelo se lleva a cabo en el entorno de simulación *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM* así como sobre una plataforma de ensayos que posee una configuración y arquitectura cercana a la de un buque real. Para ello, los ensayos se llevan a cabo con diferentes configuraciones de PEB-DCDS y ante distintas perturbaciones.

Finalmente, se propone una estrategia de control de amortiguamiento activo que permite mitigar el efecto de las resonancias de la red DC (debidas a la combinación de las impedancias parásitas de las líneas y los condensadores de bus de los convertidores conectados a la red) sobre la estabilidad del sistema y la calidad de señal. Esta estrategia de control permite amortiguar las oscilaciones debidas a las resonancias mediante el control del propio convertidor y actúa sin influir en la dinámica de control principal del mismo.

Agradecimientos

En primer lugar, quisiera agradecer a Mondragon Unibertsitatea y a Ingeteam Power Technology la oportunidad de poder realizar esta tesis. A pesar de que ha supuesto algunos sacrificios, esfuerzos y quebraderos de cabeza, ha supuesto una impagable escuela tanto en lo técnico como en lo personal. En especial, me gustaría agradecer a mis directores de tesis Gonzalo y Juanjo todo el apoyo y soporte que me han dado a lo largo de estos años y los esfuerzos que han hecho por llevar este trabajo en buena dirección.

Por otro lado, dar las gracias a Aritz Milikua y a Silverio Álvarez por iniciarme en este gran proyecto.

Me gustaría agradecer también a toda la gente del departamento de electrónica de potencia de la universidad (Iosu Aizpuru, Iosu Fernández, Unaitxo, Esther, Jonan, Baraia, Canales, David, Ibon, Eneko, Oier, etc.) y en especial a mis compañerxs del Aula Ingeteam (Manex, Carlos, Josu, Laka, Esti, Mazu y Alain) por haberme hecho pasar tantos buenos momentos.

Mención aparte merecen mis amigos y grandes compañeros Iratxo, Jugón, Txejo, Txef, Olmo y Teki que habéis hecho de la hora de comer el mejor momento del día a lo largo de todo este tiempo.

Fuera del ámbito académico me gustaría agradecer a todxs mis amigxs tanto de la cuadrilla (Saioa, Aner, Hiart, Nerea, Ainara, Ane, Ohiane, etc.), como de rugby (Alejandra, Txibi, Iratxe, Joana, etc.) y otrxs muchxs más (Olatz, Ale, Ainara, Padilla, etc.) que siempre me han demostrado lo orgullosxs que están de mí por haber participado en este gran proyecto y me han hecho disfrutar de la vida.

Finalmente, me gustaría agradecer de corazón a mi familia (Ama, Amama, Oihane, Tía Asun y Aita) y a Gaizka todo el apoyo, cariño y amor que me han brindado.

Argiñe Alacano

Durango, 8 de marzo de 2017.

A mis intocables

Contenido

1	Introducción	1
1.1	Contexto tecnológico	1
1.2	Revisión y comparación de sistemas de distribución DC	6
1.3	Retos y oportunidades	7
1.4	Objetivos.....	13
1.5	Descripción del documento	15
2	Modelado del PEB-DCDS	17
2.1	Introducción.....	17
2.2	Modelado de las impedancias parásitas de la red DC.....	22
2.2.1	Resistencia de un conductor.....	24
2.2.2	Inductancia de un conductor	24
2.2.2.1	Inductancia de los cables	24
2.2.2.2	Inductancia de las pletinas o bus-bars.....	25
2.3	Modelo de la red externa	27
2.4	Modelo de la red interna.....	32
2.5	Modelado de los convertidores	36
2.5.1	Modelo de un convertidor CPL.....	38
2.5.1.1	Circuito de potencia del convertidor.....	38
2.5.1.2	Control del convertidor	42
2.5.1.3	Transferencia de potencia	44
2.5.2	Modelo de un convertidor AFE	47
2.6	Modelo completo del PEB-DCDS.....	50
2.7	Conclusiones.....	54
3	Análisis del comportamiento del PEB-DCDS. Utilidad del modelo.	55
3.1	Introducción.....	55
3.2	Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica	56
3.2.1	Comportamiento dinámico del PEB-DCDS.....	56
3.2.2	Sintonía del lazo de tensión de bus DC.....	65
3.2.3	Efecto de los parámetros de diseño en el comportamiento y en la estabilidad del PEB-DCDS.....	69
3.2.3.1	Variación del valor de la resistencia del circuito	70

3.2.3.2	Variación del valor de la inductancia del circuito.....	72
3.2.3.3	Variación del valor de la capacidad de bus de los convertidores	73
3.2.3.4	Variación de los valores del regulador de tensión de bus DC	74
3.2.3.5	Variación de los valores del regulador de corriente	81
3.2.3.6	Variación del punto de operación de los convertidores.....	87
3.2.3.7	Conclusiones de las variaciones.....	91
3.2.4	Extrapolación a un modelo con red DC interna	94
3.3	Análisis de calidad de señal	104
3.4	Conclusiones.....	116
4	Validación del modelo	117
4.1	Introducción	117
4.2	Descripción de la plataforma experimental	118
4.3	Descripción del modelo de simulación	120
4.4	Validación del circuito de distribución	122
4.4.1	Validación en simulación.....	122
4.4.2	Validación experimental	124
4.5	Validación de la respuesta dinámica de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS	126
4.5.1	Validación mediante simulación	126
4.5.2	Validación experimental	128
4.6	Conclusiones.....	132
5	Aplicación del modelo en el diseño de controles de amortiguamiento activo	133
5.1	Introducción	133
5.1.1	Problemática asociada a un PEB-DCDS con resonancias poco amortiguadas.....	134
5.2	Control de amortiguamiento activo	137
5.2.1	Estrategia de control de amortiguamiento activo propuesta.....	137
5.2.2	Diseño y sintonía del lazo de amortiguamiento activo.....	138
5.2.3	Validación de la estrategia de control de amortiguamiento activo.....	145
5.2.3.1	Validación bajo modelo analítico.....	145
5.2.3.2	Modelo analítico vs. modelo en SimPower Systems™: las no-linealidades de los convertidores electrónicos de potencia.	148
5.2.3.3	Validación bajo modelo en SimPower Systems™	149
5.3	Uso de filtros pasivos.....	153
5.4	Conclusiones.....	155
6	Conclusiones y líneas futuras	157
6.1	Conclusiones.....	157

6.1.1 Principales aportaciones.....	161
6.2 Contribución científica	162
6.3 Líneas futuras	163
Referencias	165
A Cálculo de la inductancia parásita de las pletinas	I
A.1 Fichero principal.....	I
A.2 Funciones.....	II
B Desarrollo de la sintonía del regulador de tensión DC	V
B.1 Desarrollo y simplificación de la función de transferencia V_{C1}/P_2^* en simbólico ..	V
B.2 Valores empleados para la comprobación del criterio.....	XIV
C Anexos de un PEB-DCDS con red interna	XV
C.1 Valores utilizados para el análisis.....	XV
C.2 Validación del modelo de una red externa con red interna en simulación	XVI

Acrónimos y Terminología

AC: Alternate Current (Corriente alterna)

AEA: All-Electric Aircraft (Aeronaves íntegramente eléctricas)

AES: All-Electric Ship (Buques íntegramente eléctricos)

AFE: Active Front End (Rectificador de frente activo)

CPL: Constant Power Load (Carga a potencia constante)

DC: Direct Current (Corriente continua)

FFT: Fast Fourier Transform

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

MEA: More Electric Aircraft (Aeronaves parcialmente electrificadas)

MT: Media Tensión

MVDC: Medium Voltage Direct Current (Media Tensión en Corriente Continua)

OSV: Offshore Supply Vessel (buques de suministro/apoyo a plataformas offshore)

PEB-DCDS: Power Electronics Based DC Distribution Systems (Sistemas de distribución DC basados en electrónica de potencia)

PSV: Platform Supply Vessel (buque de soporte a plataformas offshore)

PWM: Pulse Width Modulation (Modulación por anchura de pulso)

SVM: Space Vector Modulation (Modulación vectorial)

VSC: Voltage Source Converter (Convertidor de fuente de tensión)

Capítulo 1

Introducción

Este capítulo presenta el contexto tecnológico en el que se desarrolla este trabajo de investigación, detallando las motivaciones que han conllevado a su realización y los objetivos fijados. A su vez, se describe la estructura general del documento.

1.1 Contexto tecnológico

Esta tesis se centra en los sistemas de distribución eléctrica en DC de aplicación en buques con propulsión eléctrica, principalmente destinados al sector ‘*offshore*’, como por ejemplo el mostrado en la Figura 1.1.



Figura 1.1. Buque de soporte/apoyo ‘*offshore*’ u OSV (*Offshore Supply Vessel*). Fuente: [1].

A pesar de que existen diferentes tipos de propulsión tales como la propulsión diésel-mecánica, la propulsión diésel-eléctrica o la eléctrica pura entre otras, la propulsión diésel-

eléctrica se sitúa entre las más utilizadas y desarrolladas en las últimas 2-3 décadas en buques ‘*offshore*’ por sus ventajas frente a otras en relación a la mejor respuesta ante el posicionamiento dinámico, eficiencia del sistema o espacio disponible [2]–[6]. Habitualmente, la potencia eléctrica es generada, distribuida y consumida en corriente alterna o AC (*Alternate Current*) mediante un sistema de potencia comprendido por generadores síncronos AC asociados a motores diésel (que operan a velocidad fija para producir una tensión y corriente a la frecuencia deseada), un cuadro o celda principal de distribución AC, transformadores, convertidores, motores eléctricos y diferentes tipos de hélices propulsoras entre otros, tal y como se muestra en la Figura 1.2.

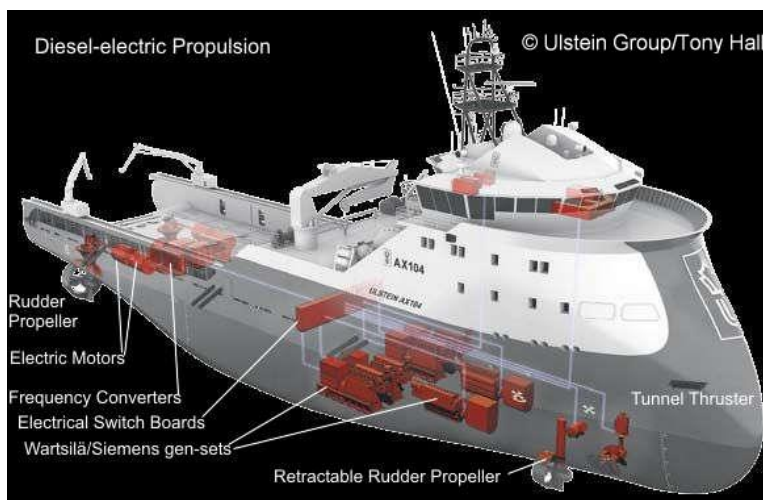


Figura 1.2. Sistema de distribución eléctrico de un buque OSV en AC. Fuente: [7].

En la Figura 1.3 y en la Figura 1.4 se muestran varios ejemplos gráficos de sistemas de distribución en AC de un tipo de buque OSV, en concreto un buque de suministro a plataformas oil & gas offshore o PSV (*Platform Supply Vessel*).

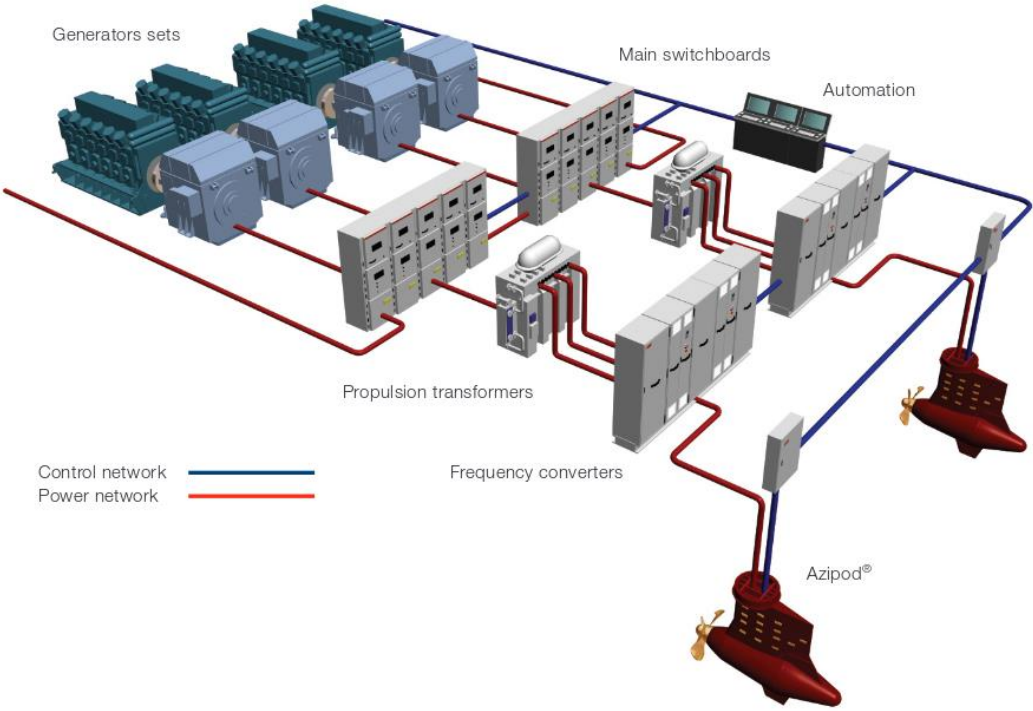


Figura 1.3. Diagrama simplificado de un sistema de distribución para sistemas de propulsión. Fuente: [8].

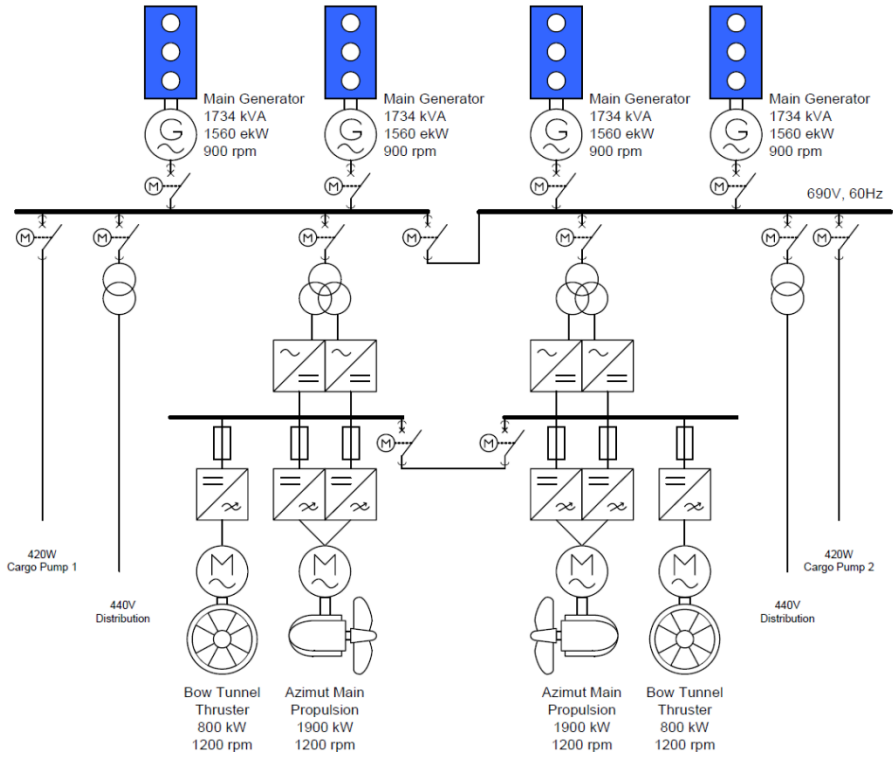


Figura 1.4. Ejemplo de un sistema de distribución eléctrico en AC de un buque PSV. Fuente [9].

Por un lado, algunos de los elementos del sistema en AC resultan voluminosos y de gran peso lo cual repercute directamente en el consumo de combustible y en la eficiencia del sistema. Dichos elementos son, por ejemplo, los transformadores, cuadros o celdas de distribución AC, tendidos de cable, etc.

Por otro lado, el hecho de que la distribución se haga a una frecuencia constante (50Hz o 60Hz) requiere la sincronización de todos los generadores en el momento de conectarlos y, en general, en su operación. Además en el caso de operar en regímenes de baja carga o consumo, al tener que trabajar los grupos de generación a velocidad constante, la combustión resulta ineficiente y las emisiones contaminantes (NO_x , SO_x , etc.) altas. De hecho, el 2.8% de las emisiones de gases de efecto invernadero son debido a la industria naval [10].

Tanto el elevado peso del sistema eléctrico como la generación de energía a bordo a velocidad constante afectan al consumo de combustible y, por lo tanto, aumentan los costes de operación del buque. Con el objetivo de reducir los costes y frenar el cambio climático, existe una tendencia cada vez mayor de construir buques respetuosos con el medio ambiente y energéticamente sostenibles.

Los sistemas de distribución DC basados en electrónica de potencia o PEB-DCDS (*Power Electronics Based DC Distribution Systems*) se encuentran entre las soluciones que permiten el diseño de buques más eficientes y menos contaminantes [11]–[23]. Entre los beneficios más destacados se encuentran el aumento de la eficiencia energética, la reducción del consumo de combustible y los gases contaminantes, la integración de fuentes de energía renovables y sistemas de almacenamiento se facilita o realiza de manera más natural, y el peso y volumen del sistema eléctrico de potencia se ve reducido.

Algunos de estos beneficios están directamente relacionados con la posibilidad de operar los grupos de generación a velocidad variable. En la Figura 1.5 se muestra el consumo de fuel de un motor diésel (CAT 3516C) en función del rango de potencia para una operación a velocidad variable (1200-1800 rpm) y a velocidad fija (1800 rpm). Se puede apreciar la diferencia que se obtiene al trabajar a velocidad variable cuando la demanda de potencia es baja.

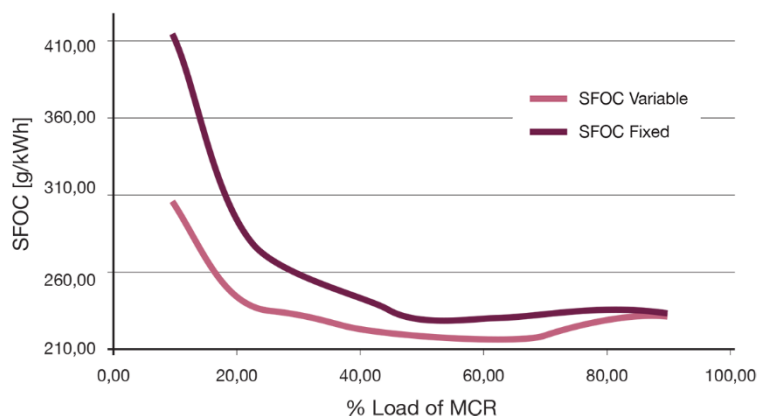


Figura 1.5. Consumo de combustible frente al rango de potencia del motor diésel testeado para una operación a velocidad variable (1200-1800 rpm) y a velocidad fija (1800 rpm). Fuente: [24].

El hecho de que una distribución en DC suponga que la maniobrabilidad de los sistemas de propulsión sea independiente de la dinámica de los generadores hacen que este tipo de

tecnología sea adecuada para buques que utilicen sistemas de posicionamiento dinámico [13], [18]–[22].

En la Tabla 1.1 se recogen las principales ventajas y desventajas de emplear una distribución de potencia en AC y en DC en buques con propulsión eléctrica.

TABLA 1.1
VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN EN AC Y EN DC

Distribución	Ventajas	Desventajas
AC	<ul style="list-style-type: none"> - Tecnología y sistemas de protección maduros. - La corriente tiene un paso natural por cero. - Normativa estandarizada. 	<ul style="list-style-type: none"> - Grupos generadores operando a velocidad fija. - Necesidad de transformadores y cuadros de distribución de peso y volumen elevado. - Circulación de potencia reactiva. - Es necesaria la sincronización de los generadores con la red. - La dinámica de los sistemas de propulsión depende de la dinámica de los generadores.
DC	<ul style="list-style-type: none"> - Aumento de la eficiencia energética. - Reducción del consumo fuel por la operación de los grupos generadores a velocidad variable. - Reducción del peso y volumen del sistema eléctrico. - Fácil integración de fuentes de energía renovables. - Fácil integración de sistemas de almacenamiento. - Reducción de gases contaminantes. - No es necesaria la sincronización de los generadores con la red. - Circulación de potencia activa. - Tendido eléctrico de menor peso. - Mayor dinámica de los sistemas de propulsión. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistemas de protección menos maduros. - La corriente no tiene paso natural por cero. - Al tener el tendido eléctrico menos impedancia, es más difícil limitar la corriente de cortocircuito. - Necesidad de estandarización de la normativa correspondiente.

Tal y como se verá más adelante, los PEB-DCDS pueden presentar diferentes topologías o configuraciones, que pueden estar basadas en diseños centralizados, distribuidos o una combinación de ambos. Los grupos de generación (fuentes de energía) pueden ser conectados al bus DC mediante convertidores AC/DC basados en puentes rectificadores a diodos o tiristores, o mediante rectificadores de frente activo o AFEs (*Active Front End*). Tanto los sistemas de almacenamiento de energía como las posibles cargas DC se pueden conectar directamente o mediante convertidores DC/DC al bus dependiendo de si es necesaria o no una adaptación en cuanto a los niveles de tensión. En general, la mayoría de las cargas del buque son cargas AC (motores de propulsión, cargas/servicios auxiliares tipo hotel, etc.) las cuales son controladas mediante inversores DC/AC. En la Figura 1.6 se muestra el diagrama de un PEB-DCDS con arquitectura distribuida. Este PEB-DCDS está separado en dos zonas mediante un interruptor ‘bus-tie’ controlado con fines de seguridad

y redundancia. Los niveles típicos de tensión en el caso de soluciones en Baja Tensión (BT) son de 1100V en el bus DC y 690V en el lado AC de los generadores y motores de propulsión, con potencias totales instaladas entre 5 y 20MW. Para los servicios auxiliares y consumos de tipo hotel se generan redes de 400V_{AC} y 220V_{AC} a partir de la red de distribución en DC.

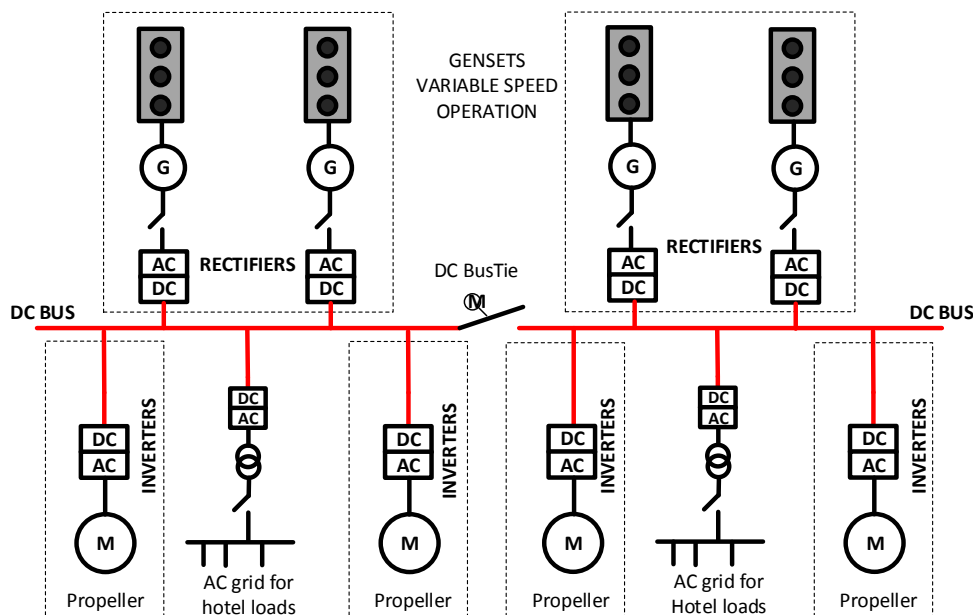


Figura 1.6. Diagrama de un PEB-DCDS con arquitectura distribuida para buques con propulsión eléctrica.

1.2 Revisión y comparación de sistemas de distribución DC

Los primeros buques OSV con un sistema de distribución en DC fueron los buques ‘MV Jaguar’, ‘Abis Dover’ y ‘Abis Dublin’ entregados en 2012. Los buques fueron diseñados y construidos a raíz de una colaboración entre Shipkits, Vuyk Engineering Groningen, Alewijnse, Vacon y Amasus [25]–[27].

Sin embargo, los sistemas de distribución DC más conocidos en el ámbito de la industria naval vinieron de la mano de ABB y Siemens, con sus respectivas tecnologías “Onboard DC Grid” [12]–[14] y “Blue drive PlusC” [15], [28]. En 2013, ambas compañías incorporaron estos sistemas en los buques ‘Dina Star’ [29] y ‘Edda Ferd’ [30], [31] respectivamente. Entre los últimos buques que cuentan con la tecnología “Onboard DC Grid” de ABB se encuentra el ferry híbrido ‘Vision of the Fjords’ entregado en 2016 [32]. Próximamente está prevista la entrega de otros dos buques más; un buque para tendido de cable o ‘cable-laying vessel’ y un buque rompehielos o ‘icebreaker’ para 2017 y 2018 respectivamente [33], [34].

En lo referente a la literatura, a lo largo de las últimas décadas varios autores han introducido en sus investigaciones el concepto de una distribución DC para buques, orientándose principalmente a buques militares [6], [35]–[39] en los que las cargas a alimentar (sistemas de propulsión, radar, armamento, etc.) son cargas DC.

Otras aplicaciones o sectores donde los sistemas de distribución DC son una solución atractiva son, entre otros, los buques íntegramente eléctricos o AES (*All-Electric Ships*) [19], [40]–[45], los sistemas industriales [46] y las aeronaves parcialmente electrificadas o MEA (*More-Electric Aircraft*) [47]–[55] como paso previo hacia aviones completamente eléctricos o AEA (*All-Electric Aircraft*) [56].

El trabajo presentado en esta tesis también se puede contextualizar en el marco de las denominadas microrredes DC [23], [44], [45], [57]–[62], dirección en la que la comunidad investigadora está realizando numerosas contribuciones. Considerando las distintas arquitecturas y/o configuraciones de microrredes propuestas [61], [63], esta tesis centra su análisis en topologías de convertidor en fuente de tensión o VSC (*Voltage Source Converter*) AC/DC y DC/AC, al ser éstas las más utilizadas en buques con propulsión eléctrica (nótese que la mayoría de las cargas se encuentran en AC). A pesar de las numerosas investigaciones realizadas en torno a la operación autónoma de los convertidores conectados a la microrred DC [59], [64]–[69], esta tesis considera un único convertidor AFE encargado de generar y regular la tensión de la red DC. El reparto de carga/potencia necesario para la regulación de tensión se divide entre los diferentes rectificadores AFE intercomunicados, a través del criterio ‘maestro’ y ‘esclavo’ [11]. Sin embargo, mediante las técnicas propuestas y desarrolladas en esta tesis, la operación autónoma de diferentes rectificadores AFE empleando técnicas de control basadas en ‘*droop control*’ podría ser fácilmente contemplada.

1.3 Retos y oportunidades

Entre los principales retos técnicos y de diseño de los sistemas de distribución eléctrica en buques se encuentran la estabilidad del sistema, la calidad de señal y los sistemas de protección [6]. Estos retos pueden percibirse a su vez como oportunidades de investigación y desarrollo en las que trabajar. De esta forma, además de la eficiencia energética, en las etapas iniciales de diseño de un PEB-DCDS es necesario considerar aspectos tales como la estabilidad y robustez del PEB-DCDS, su comportamiento dinámico y los requerimientos en cuanto a calidad de señal. Así, entre los requisitos de diseño de alto nivel se pueden destacar:

- El PEB-DCDS debe ser estable (con márgenes de estabilidad adecuados) para todos los puntos y/o modos de operación del buque.

- La calidad de señal de las tensiones y corrientes de la red DC debe cumplir con la normativa establecida por los diseñadores del buque y por las sociedades de clasificación o certificadoras.
- La respuesta dinámica de la tensión de la red DC debe ajustarse a las especificaciones establecidas por los diseñadores del buque y por las sociedades de clasificación o certificadoras.
- El coste de la solución debe ser razonable y competitivo.

El análisis de la estabilidad del sistema cobra especial relevancia en aplicaciones de propulsión y/o tracción, donde las cargas más habituales están controladas por convertidores no lineales y conmutados que se comportan como cargas a potencia constante o CPL (*Constant Power Loads*). Este tipo de cargas pueden presentar problemas de estabilidad debido a la impedancia de carácter negativo que ofrecen desde la perspectiva de las fuentes conectadas al bus DC [50], [70]–[79].

Son muchos los trabajos presentes en la literatura científico-técnica que abordan el modelado y análisis de estabilidad de sistemas con distribución en DC [47], [48], [50], [75], [80]–[87]. En general, la mayoría de ellos tratan sobre el modelado y el análisis del sistema aunque abordando redes de distribución DC pequeñas, y analizando los efectos con redes simples compuestas principalmente por dos o tres convertidores. Además, las impedancias parásitas presentes en el tendido de la red DC son en la mayoría de los casos ignoradas o no tenidas en cuenta. Algunas de estas técnicas se basan en representar el sistema de distribución mediante inmitancias (impedancias y/o admitancias) y teniendo en cuenta las características de éstas, acotan unas zonas “prohibidas” de cara a asegurar unos márgenes de estabilidad apropiados.

Para ello, el sistema inicial objeto de estudio se va reduciendo sucesivamente hasta contemplar un sistema compuesto por una única fuente y una única carga, tal y como se muestra en la Figura 1.7. Una vez reducido, se analiza el término correspondiente al producto entre la impedancia de la fuente y la admitancia de la carga, ‘ $Z_s * Y_L$ ’, donde $Y_L = 1/Z_L$.

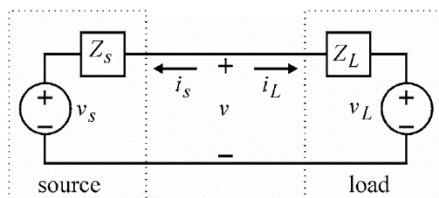


Figura 1.7. Circuito Thevenin equivalente del modelo de una fuente y una carga.

Para poder establecer unas especificaciones de diseño basadas en garantizar la estabilidad del sistema, existen diferentes criterios o métodos en los que se basan los mencionados análisis [84]. El factor común de todos los criterios es que el contorno de Nyquist del término ‘ $Z_s * Y_L$ ’ no rodee el punto $[-1, 0]$ en el diagrama. Para ello, cada criterio establece unos límites donde debe de localizarse el contorno de dicho término. Estos criterios,

mostrados en la Figura 1.8, son ampliamente utilizados en aplicaciones navales y aeroespaciales.

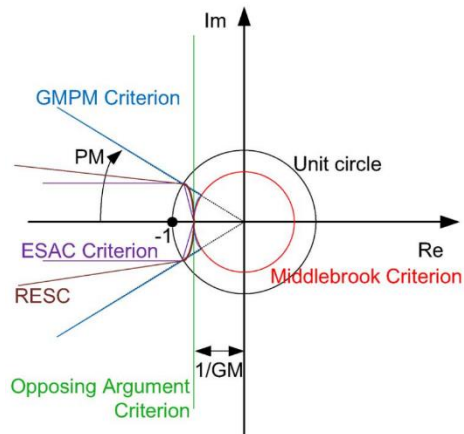


Figura 1.8. Criterios de estabilidad basados en el contorno de Nyquist.

Las técnicas basadas en representar el sistema mediante la impedancia de una fuente (Z_S) y admitancia de una carga (Y_L), emplean el siguiente procedimiento para establecer si un sistema dado es estable o no.

- i. Se genera la impedancia generalizada de la fuente, donde el término ‘generalizada’ significa que representa la impedancia en todo el rango de puntos de operación establecidos.
- ii. Mediante el análisis del término ‘ $Z_S * Y_L$ ’ y en base a un criterio de estabilidad dado (ver Figura 1.8) se obtiene la superficie que representa la restricción de la admitancia generalizada de la carga.
- iii. Se genera la admitancia generalizada de la carga y se comprueba gráficamente si se cruza con su restricción (obtenida en ‘ii’).

En la Figura 1.9 se muestra un ejemplo donde se representa la admitancia generalizada de una carga y su restricción. En el caso de que la restricción sea intersectada por la admitancia generalizada, la estabilidad del sistema no está garantizada.

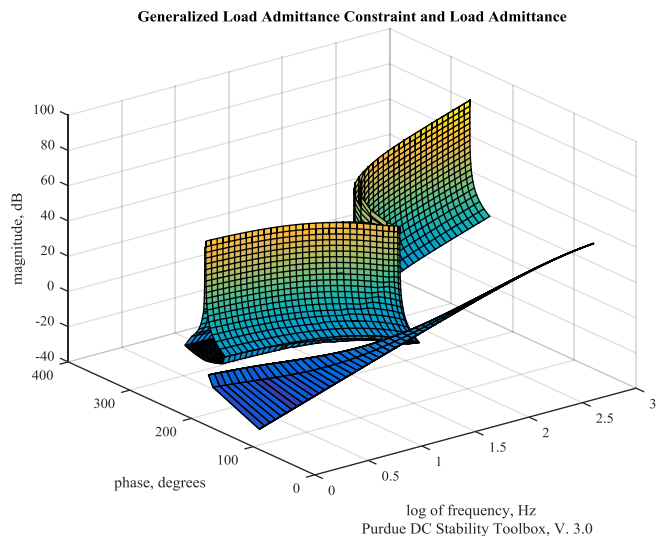


Figura 1.9. Representación espacial de la admitancia generalizada de la carga y su restricción. Fuente: [88].

El proceso también puede hacerse al contrario, partiendo de la admitancia generalizada de la carga y obteniendo la ‘restricción de la impedancia generalizada de la fuente’. Después se genera la ‘impedancia generalizada de la fuente’ y se compara con su restricción.

Para llevar a cabo estos análisis emplean unos modelos no-lineales denominados “*Nonlinear Average Value Models*” (NLAMs) que representan la inmitancia de la fuente y/o la carga. Uno de los mayores inconvenientes de estos modelos es que principalmente contemplan una única fuente y una única carga, tal y como se muestra en la Figura 1.7. En el caso de un sistema más complejo con mayor número de convertidores, simplifican el sistema agrupando componentes y/o convertidores hasta reducirlo a un sistema de única fuente y única carga. Cabe mencionar que en cada paso de agrupamiento, es necesario verificar que la asociación resultante es estable.

Otros métodos al hilo de los anteriores, analizan mediante diagramas de Bode y Nyquist la pasividad de la impedancia del sistema completo [84]. Esta impedancia es fruto de paralelizar todas las impedancias y admitancias presentes en la red DC hasta obtener un sistema de un único puerto, tal y como se muestra en la Figura 1.10.

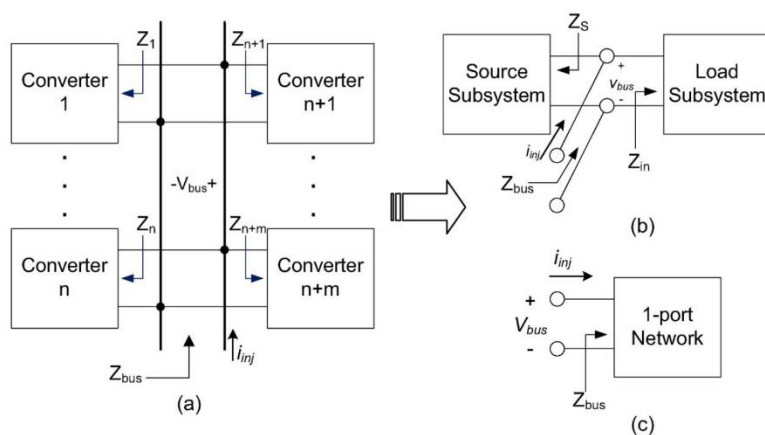


Figura 1.10. Simplificación del sistema multi-convertidor a un sistema de un único puerto. Fuente: [84].

Para garantizar la pasividad y, por ende, la estabilidad del sistema, establecen que la impedancia total del sistema, Z_{bus} , no puede tener polos en el semiplano derecho y que su fase tiene que estar entre -90° y 90° en todo el rango de frecuencias.

Por otro lado, también existen otras técnicas que representan el sistema mediante modelos politópicos y analizan la estabilidad del sistema mediante técnicas de análisis de sistemas no-lineales tales como Lyapunov [89]. Sin embargo, para sistemas multi-convertidor más complejos (de gran orden) estos métodos resultan muy complicados de plantear y aplicar en la práctica.

Otros autores emplean modelos discretos en el espacio de estados para representar el comportamiento del sistema y estudian su estabilidad mediante el análisis de los valores propios y bifurcaciones [90], [91]. Sin embargo, los sistemas normalmente considerados son de una única fuente y una única carga con convertidores DC/DC 'buck' o 'boost', tal y como se muestra en la Figura 1.11. Cabe destacar el hecho de que estos análisis no se centran en obtener unas especificaciones de diseño del sistema de distribución.

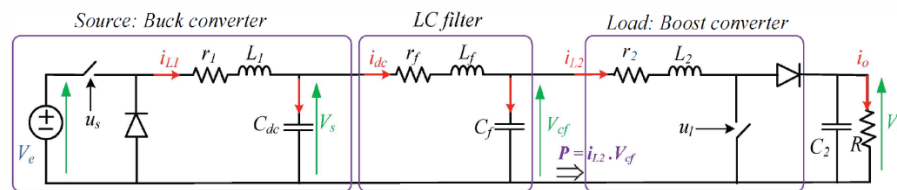


Figura 1.11. Sistema de una fuente y una carga mediante dos convertidores DC/DC. Fuente: [92].

En definitiva, resulta evidente que para poder utilizar métodos de análisis de los cuales se obtienen unas especificaciones de diseño que garantizan la estabilidad del sistema en un rango de puntos de operación dados, es necesario obtener un modelo del PEB-DCDS basado en inmitancias (impedancias y/o admitancias). Generalmente y de cara al análisis de estabilidad, los modelos en los que el sistema completo es reducido a una o dos inmitancias pierde todas sus características de multivariabilidad y, por tanto, la capacidad de poder realizar otro tipo de análisis relacionados por ejemplo con la calidad de señal o el análisis del comportamiento de las diferentes corrientes y tensiones a lo largo de redes de distribución grandes y con muchos usuarios conectados.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, existen unos requerimientos o especificaciones establecidos que es necesario cumplir a la hora de diseñar un sistema de distribución DC, bien para buques o cualquier otra aplicación [57], [93], [94]. Entre dichas especificaciones se encuentran, por ejemplo, la calidad de señal de las corrientes y tensiones de la red DC (rizado máximo) o la variación máxima de la tensión de bus de la red DC [23], [95]. Tanto el contenido armónico generado por los convertidores como las oscilaciones presentes en las corrientes y tensiones de la red DC pueden hacer que el funcionamiento del sistema se vea deteriorado en términos de pérdidas, calentamiento y coste por el sobredimensionamiento de componentes. Además, en el caso de que la tensión de la red DC sufra una variación que sobrepase los límites establecidos, las protecciones de los convertidores se activan y el sistema puede dejar de operar. Así pues, tanto la

respuesta dinámica de la tensión DC como la calidad de señal de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS son análisis a llevar a cabo en las etapas iniciales de diseño.

Uno de los aspectos en los que se suele incidir para garantizar tanto la estabilidad del sistema como la calidad de señal en aplicaciones aeroespaciales por ejemplo, es el dimensionamiento de los filtros DC (habitualmente filtros LC). Los modelos basados en impedancias y admitancias también son empleados para a este tipo de análisis, de los cuales se obtienen métodos para un dimensionamiento óptimo de dichos filtros [48], [47].

Por último, el análisis de fallos y la estrategia de protección a emplear es otro reto a abordar a la hora de diseñar un PEB-DCDS. La corriente DC no posee un paso natural por cero, a diferencia de la corriente AC. Este hecho dificulta seriamente la extinción del arco que se produce al abrir un interruptor en caso de cortocircuito. Una lenta apertura del circuito puede provocar el fallo de todo el sistema eléctrico, también conocido como apagón o 'black-out'. En la literatura se pueden encontrar algunas propuestas para la protección del sistema eléctrico DC que contemplan soluciones basadas en interruptores de estado sólido o una combinación de éstos junto con interruptores mecánicos [96]–[107]. Los principales objetivos a alcanzar son minimizar los tiempos de actuación y obtener un diseño de volumen reducido y coste razonable. Otras alternativas pasan por utilizar los propios convertidores conectados a la red de cara a des-energizar el sistema y aislar el fallo sin llegar a provocar el apagón del sistema eléctrico [108]–[111].

Una posible solución para minimizar las pérdidas en las líneas de distribución y reducir los riesgos asociados a las elevadas corrientes es emplear una distribución en niveles de Media Tensión, dirección en la que la comunidad investigadora están realizando numerosos esfuerzos [112], [113].

Una vez analizados los beneficios y posibles retos a abordar a la hora de emplear sistemas de distribución DC en buques con propulsión eléctrica, se observa una necesidad de desarrollar una herramienta y metodología que permita analizar el comportamiento del sistema en términos de estabilidad, calidad de señal y respuesta dinámica y de aplicación desde las etapas iniciales de diseño.

1.4 Objetivos

En esta tesis se pretende obtener un modelo analítico (matemático) multivariable de bajo coste computacional que permita analizar el comportamiento de un PEB-DCDS en términos de estabilidad, calidad de señal y respuesta dinámica. Este modelo será de utilidad en las fases de diseño conceptual, preliminar y de detalle del sistema PEB-DCDS.

Para conseguir este objetivo principal, se definen los siguientes pasos:

- Obtener un modelo matemático de bajo coste computacional y multivariable del PEB-DCDS completo, bajo una aproximación holística y modular, teniendo en cuenta los diferentes elementos que componen el sistema, tales como la propia red de distribución DC y sus impedancias parásitas y los convertidores electrónicos de potencia conectados a la misma.
- Detectar, mediante los análisis pertinentes, los mayores retos o dificultades que presentan estos sistemas de distribución en términos de estabilidad y calidad de señal y proponer soluciones para abordarlos.
- Corroborar mediante medidas experimentales la bondad y validez del modelo propuesto.

Estos objetivos dan como resultado una herramienta que permitirá definir una metodología de diseño de un PEB-DCDS orientada a buques con propulsión eléctrica, tal y como se muestra en el diagrama de la Figura 1.12.

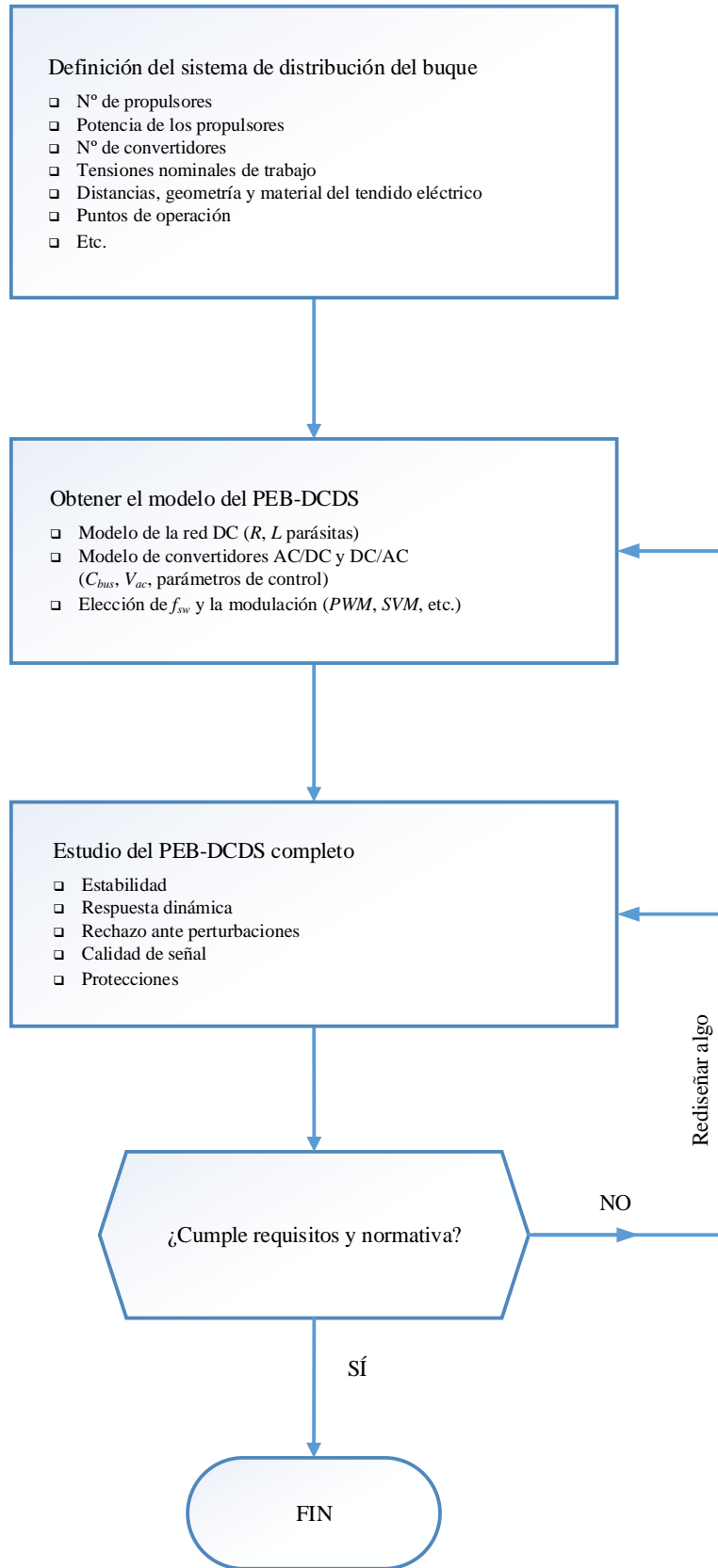


Figura 1.12. Diagrama de flujo de la metodología de diseño de un PEB-DCDS.

1.5 Descripción del documento

Esta tesis propone una herramienta y metodología para el modelado y análisis de sistemas de distribución en DC en baja tensión para buques con propulsión eléctrica. El documento se divide en seis grandes apartados o capítulos:

- Capítulo 1: este primer capítulo describe el contexto en el que se desarrolla la tesis, sus motivaciones y los objetivos que se pretenden alcanzar.
- Capítulo 2: este capítulo presenta una descripción detallada del modelo analítico, compuesto por los diferentes elementos que componen el PEB-DCDS.
- Capítulo 3: este capítulo describe las principales utilidades del modelo para llevar a cabo análisis de estabilidad, de calidad de señal y de respuesta dinámica principalmente.
- Capítulo 4: en este capítulo se valida el funcionamiento del modelo analítico en el entorno de simulación *MatlabTM & SimulinkTM* y también en una plataforma experimental que presenta una configuración muy similar a las que pueden estar presentes en un buque real.
- Capítulo 5: en este capítulo se presenta una estrategia de control de amortiguamiento activo que permite mitigar los efectos de las resonancias de un PEB-DCDS y mejorar los márgenes de estabilidad relativos y la calidad de señal.
- Capítulo 6: este último capítulo expone las conclusiones más relevantes extraídas del trabajo realizado. A su vez, se presentan las líneas futuras y se enumeran las contribuciones científicas de este trabajo.

Capítulo 2

Modelado del PEB-DCDS

En este capítulo se presenta y describe una de las principales aportaciones de esta tesis; el modelo analítico de un sistema de distribución DC formado por convertidores electrónicos de potencia o PEB-DCDS (Power Electronics Based DC Distribution Systems). Este tipo de sistemas cada vez tienen mayor presencia tanto en la práctica como en la academia y literatura técnica. A lo largo del capítulo se describen los modelos de los diferentes elementos que componen el PEB-DCDS y finalmente el modelo del sistema completo, obtenido desde una aproximación holística.

2.1 Introducción

En este capítulo se presenta y describe un modelo analítico lineal y multivariable correspondiente a un PEB-DCDS de baja tensión que permite analizar el comportamiento del sistema de distribución completo en términos de estabilidad y de calidad de señal principalmente. La técnica de modelado propuesta se podría emplear como herramienta para llevar a cabo una metodología de diseño y poder así identificar los principales retos a abordar desde las etapas iniciales del diseño (diseño conceptual, preliminar, básico).

Los sistemas de distribución DC en buques pueden presentar diferentes configuraciones o topologías basadas principalmente en diseños centralizados, distribuidos o una combinación de ambos, ver Figura 2.1. En la configuración centralizada, Figura 2.1(a), los

convertidores se sitúan en un mismo conjunto de armarios (*multi-drive*) compartiendo un mismo bus DC interno de poca longitud (entre 10 y 20 metros). De este conjunto *multi-drive*, con red de distribución DC interna, parte el tendido eléctrico de mayor distancia hasta las cargas, predominantemente en AC. En cambio, en la configuración distribuida, Figura 2.1(b), los convertidores se sitúan próximos tanto a las fuentes de energía como a las cargas y la red DC se distribuye por todo el buque, minimizando de esta forma el tendido eléctrico AC y reduciéndose así los costes del cableado y las pérdidas en las líneas de transmisión [114]. La configuración seleccionada en esta tesis y objeto de modelado en este capítulo es la configuración distribuida ya que, entre las distintas topologías o arquitecturas de PEB-DCDS, ésta es la topología que ofrece mayores beneficios en términos de eficiencia energética, coste y volumen principalmente [13]. Por otro lado, la configuración distribuida requiere de un ‘layout’ y montaje más complejo, por lo que su diseño e implantación cobra una mayor dificultad. Cabe destacar que la técnica de modelado presentada en este capítulo, es perfectamente extrapolable a la configuración centralizada, donde la principal diferencia reside en el valor de las impedancias parásitas debidas al tendido o líneas de transmisión de la red de distribución.

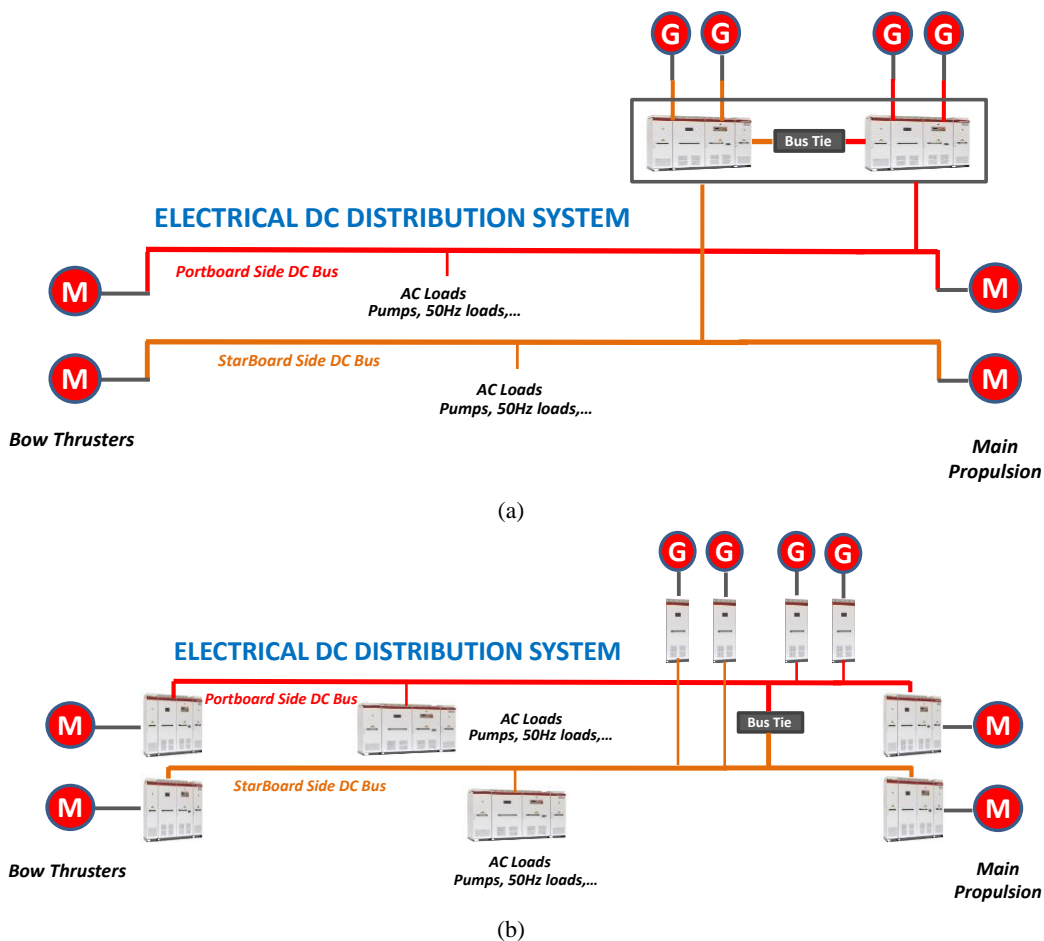


Figura 2.1. Posibles topologías o arquitecturas de PEB-DCDS en buques OSV. (a) Red centralizada. (b) Red distribuida.

En la Figura 2.2 se muestran los elementos considerados en este trabajo de tesis como parte de un PEB-DCDS con configuración distribuida. Los principales elementos son los convertidores de electrónica de potencia conectados a la red de distribución y las impedancias parásitas presentes en las líneas de transmisión de potencia del tendido DC.

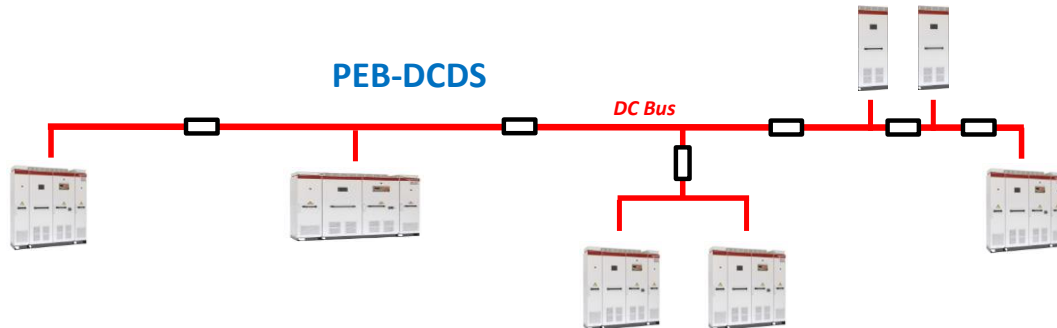


Figura 2.2. Elementos considerados en el modelo de un PEB-DCDS.

En la Figura 2.3 se muestra el circuito eléctrico equivalente de un PEB-DCDS. Dicho sistema consta de una red principal de cuatro ramas (ver Figura 2.3(a)), denominada red externa, a las cuales se conectan varios convertidores electrónicos de potencia mediante su condensador de bus (C_m y C_{sn}). El convertidor situado en la primera rama del circuito suministra energía al sistema de distribución (mediante un generador AC por ejemplo) y regula la tensión de la red DC, mientras que los dos convertidores situados en las ramas 2 y 3 alimentan las cargas situadas en esas ramas (por ejemplo motores de propulsión). En la cuarta rama del circuito se sitúa a su vez una sub-red interna de tres ramas (ver Figura 2.3(b)), donde se conectan tres convertidores que gobiernan otras posibles cargas (por ejemplo una red de cargas auxiliares o de servicio). En el circuito eléctrico equivalente, se tienen en cuenta, además, las impedancias parásitas de las diferentes líneas de transmisión de potencia (z_m , z_{sn} , z_{bm} , z_{bsn} , z_{fm} y z_{fsn}), donde z_m y z_{sn} son las impedancias de la conexión de los convertidores al bus DC, z_{bm} y z_{bsn} son las impedancias de las líneas de transmisión entre ramas y z_{fm} y z_{fsn} son las impedancias de los posibles filtros a añadir en la red DC. Nótese que los subíndices se refieren al número de rama y convertidor ($m=1, 2, 3$, $s=\text{sub-red}$, $n=1, 2, 3$).

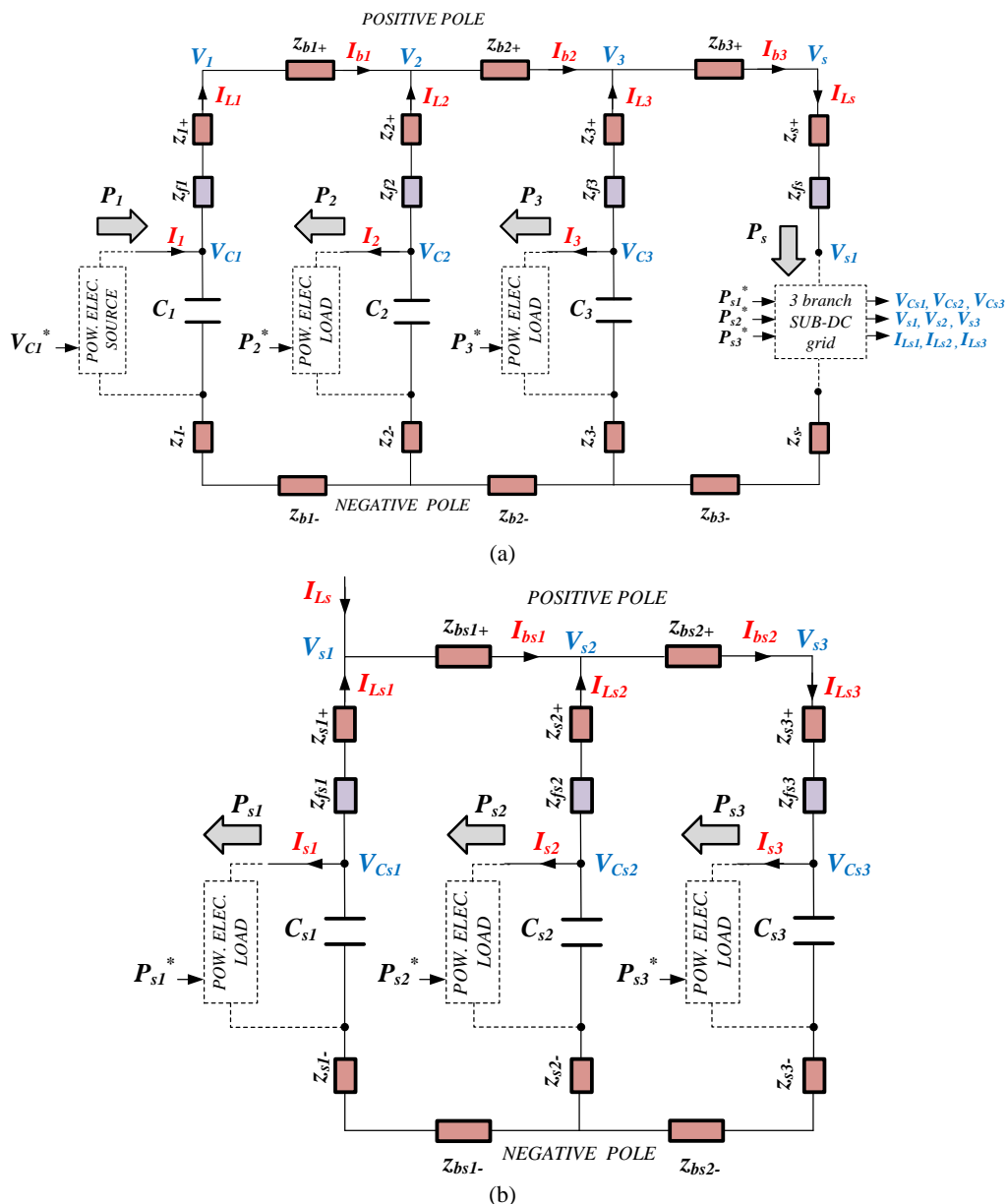


Figura 2.3. Circuito eléctrico equivalente de un PEB-DCDS¹. (a) Red externa de cuatro ramas. (b) Red interna situado en la cuarta rama de (a).

Como se desprende de la Figura 2.3, el circuito equivalente puede ser visto como un circuito eléctrico compuesto por una combinación serie-paralelo de impedancias. Por un lado se encuentran las impedancias parásitas propias de la red y, por el otro, las impedancias que pueden modelar el comportamiento de los convertidores, esto es, su capacidad de bus y la admitancia en pequeña señal o relación entre I_{Cx}/V_{Cx} . La admitancia en pequeña señal viene dada predominantemente por los lazos de control que gobiernan el convertidor y su

¹ Las tensiones del circuito representadas se refieren siempre al punto negativo de los condensadores.

carga o generador asociado, donde las consignas de potencia o de tensión pueden ser vistas como entradas de tipo perturbación del sistema.

El circuito final posee un fuerte grado de acoplamiento, y es multivariable en el sentido de que una variación en una perturbación afecta e implica la variación de las diferentes corrientes y tensiones en todos los puntos de la red DC. Considerando que algunas cargas controladas por convertidores pueden presentar una operación a potencia constante y por tanto, ofrecer una admitancia o impedancia negativa, éstas pueden hacer que el sistema sea inestable o estable con pobres márgenes de estabilidad relativa.

Tal y como se muestra a lo largo del capítulo, el modelo analítico desarrollado es un modelo lineal y de bajo coste computacional que permite plantear y construir diferentes configuraciones de PEB-DCDS de una manera modular y relativamente sencilla, así como analizar las diversas variables del sistema, tales como tensiones y corrientes en todos los puntos de la red DC, tanto en el dominio frecuencial como en el temporal. Mediante el modelo propuesto, se pueden construir sistemas de distribución grandes, con múltiples convertidores conectados en configuraciones centralizadas, distribuidas o mixtas. En relación con la configuración mixta, la técnica empleada permite modelar sistemas de distribución DC en los que una sub-red centralizada compuesta por varios convertidores puede ser conectada a una rama de un sistema DC en configuración distribuida (red de redes).

El modelo propuesto permite a su vez que se puedan aplicar las diferentes técnicas o análisis de estabilidad presentes en la bien conocida teoría de control y sistemas lineales, utilizando entre otras técnicas en el dominio frecuencial tales como los análisis por diagramas de Bode, las técnicas mediante los diagramas de Nyquist, el lugar de raíces, o los mapas de polos y ceros. Por otro lado, el motivo por el que finalmente el sistema o modelo final es lineal es debido al proceso de linealización empleado en la obtención de las admitancias debidas a los convertidores y cargas conectados a la red DC. El hecho de linealizar estas admitancias alrededor de diferentes puntos de operación permite aplicar las técnicas de análisis de sistemas lineales al sistema completo, aunque obviamente sobre el entorno local o cercano al punto de operación o equilibrio considerado. Por su carácter de modularidad y aun no considerando este aspecto en la tesis, la técnica permitiría modelar desde un punto no-lineal las admitancias y por tanto la posibilidad de analizar el comportamiento de la estabilidad del sistema completo aplicando las técnicas no-lineales adecuadas según este nuevo escenario.

La técnica seguida está basada en el modelado por separado de los diferentes elementos que componen el sistema de distribución para su comprensión particular, los cuales son posteriormente inter-conectados para poder así obtener el modelo acoplado y global del sistema (aproximación holística). De esta manera, el modelo multivariable obtenido es versátil y fácilmente adaptable a un número cambiante de elementos. Para ello es necesario diferenciar los diferentes bloques que formarán el modelo final.

La red externa e interna se modelan por separado y ambos modelos contemplan únicamente las impedancias presentes en el recorrido DC, es decir:

- Las impedancias parásitas presentes en las líneas de transmisión de potencia y en los tramos de conexión a los convertidores.
- La impedancia de los posibles filtros a insertar en el lado DC (situados entre los convertidores y el bus DC principal). Dichos filtros pueden ser útiles para mejorar la calidad de onda de las corrientes y/o potencia intercambiada en la red DC.
- Las capacidades de bus de los convertidores.

Por otro lado, se modelan los convertidores (los que operan como fuentes de energía y los que operan como cargas) como admitancias que se conectan al sistema de distribución. Para ello se tienen en cuenta sus consignas de entrada (tensión de la red DC, potencia activa necesaria en los motores, etc.) y el comportamiento dinámico derivado de los lazos de control presentes en el convertidor.

La idea principal es modelar cada bloque por separado (la red DC externa, la red DC interna y los convertidores) y después conectarlos para poder construir un modelo global que represente el PEB-DCDS. De esta manera, el método de modelado sería versátil y fácilmente reconfigurable a redes con diferente número de ramas y/o sub-redes.

Este capítulo comienza por el modelado de las impedancias parásitas presentes en el circuito de la Figura 2.3, ya que son elementos a tener en cuenta tanto en la red externa como en la red interna. A continuación se describen los modelos de la red externa y de la red interna y finalmente se presenta el modelado de los diferentes convertidores conectados al sistema de distribución.

2.2 Modelado de las impedancias parásitas de la red DC

En este apartado se describen los métodos empleados para calcular los valores de las impedancias parásitas de las líneas de distribución de potencia del PEB-DCDS. Se diferencian dos tipos de líneas: las líneas de distribución entre las diferentes ramas del sistema (de considerable longitud en caso de configuración distribuida y barcos grandes) y las líneas mediante las que se conectan los convertidores al sistema de distribución (de menor longitud que las anteriores).

Es recomendable hacer una reflexión sobre las posibles líneas de distribución de potencia que se emplean en buques. No siempre se utiliza el mismo tipo, configuración o material y su selección depende en general del tipo de aplicación así como de las restricciones en cuanto a espacio y seguridad definidas. Así, la solución pasa por tener en cuenta aspectos tales como pueden ser el espacio disponible, las corrientes y/o tensiones que han de circular o tolerarse, aspectos relacionados con la seguridad y las normativas a cumplir, e

indudablemente el coste. Tal y como se muestra más adelante, la impedancia total de la línea difiere en función del tipo de conductor que se utilice, lo que afecta directamente al comportamiento del sistema. Entre los conductores más habituales utilizados en los tendidos de distribución se encuentran los cables y las pletinas o bus-bars (ver Figura 2.4).

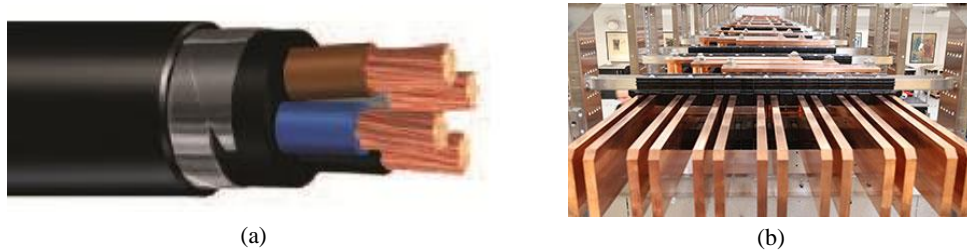


Figura 2.4. Tipos de conductores para las líneas de transmisión de potencia del PEB-DCDS. (a) Cables. (b) Pletinas o bus-bars. Fuentes: [115], [116].

En la literatura existen diferentes modelos eléctricos para representar la impedancia de las líneas de transmisión, desde modelos más simples asociados a tendidos de pequeña longitud, hasta modelos más complejos asociados a tendidos más largos [117], [118]. A diferencia de los modelos más simples que representan únicamente impedancias resistivas e inductivas en serie, los modelos más complejos tienen en cuenta admitancias en paralelo (capacidad y conductancia) además de las impedancias en serie tal y como se muestra en la Figura 2.5.

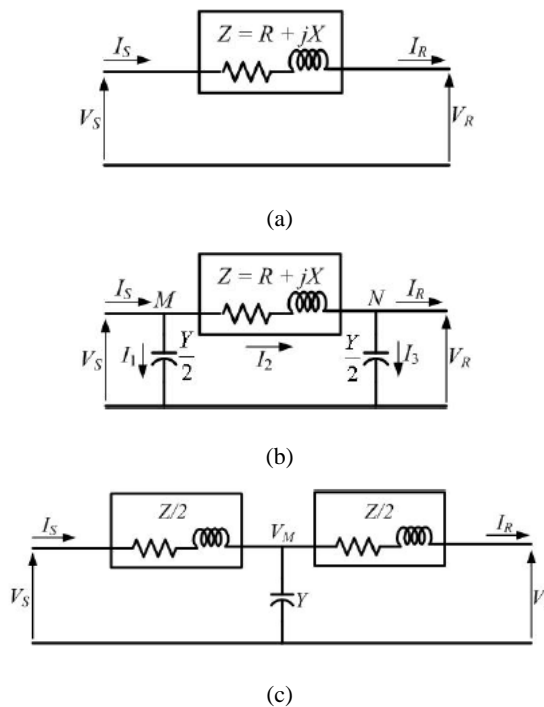


Figura 2.5. Diferentes representaciones de las líneas de transmisión. (a) Modelo R-L. (b) Modelo en π . (c) Modelo en T. Fuente: [118].

Las distancias internas en los buques no son comparables a las distancias típicas de las líneas de transmisión empleadas en el sistema de potencia empleado para satisfacer la demanda en una ciudad, región o país (>250km).

De esta forma, es típico encontrar modelos de cable representados como una impedancia RL , sin tener en cuenta la capacidad parásita en tendidos de distribución de corta longitud [119], [120]. Por otro lado, las frecuencias objeto de estudio en esta tesis son las correspondientes a la frecuencia de conmutación de 2.5kHz y sus familias de armónicos (<10kHz) y no las frecuencias típicas de estudio en temas de compatibilidad electromagnética (alta frecuencia), donde el efecto de la capacidad parásita sí es considerable.

Por lo tanto, con el objetivo de simplificar los cálculos y por consiguiente el modelo, la impedancia de las líneas de transmisión y de conexión a los convertidores se modelan como una impedancia resistiva e inductiva en serie ' $R + j\omega L$ ', donde el valor de ' R ' se calcula mediante la fórmula de la resistividad y el valor de ' L ' se calcula en función del tipo y configuración geométrica del conductor utilizado.

2.2.1 Resistencia de un conductor

Despreciando la variación que sufre la resistencia respecto a la temperatura, el cálculo de la resistencia está bastante establecido. La expresión empleada para su cálculo (por unidad de longitud) viene definida por:

$$R = \frac{\rho}{A} \quad [\Omega/m] \quad (2.1)$$

Donde ρ es la resistividad del medio y A es la sección.

2.2.2 Inductancia de un conductor

En cuanto a la estimación de la inductancia, el cálculo resulta bastante más complejo, ya que además de la inductancia propia del conductor en cuestión, es necesario tener en cuenta el efecto de otros conductores sobre el que se pretende estimar (inductancia mutua). Además, la geometría del conductor juega un papel importante. Existen numerosos métodos en la literatura para llevar a cabo este cálculo, pero no todos tienen en cuenta estos efectos.

A continuación se describen los métodos empleados en esta tesis para calcular la inductancia total tanto de cables como de pletinas o bus-bars.

2.2.2.1 Inductancia de los cables

En el caso de utilizar cables, se han empleado las expresiones detalladas en [121] para calcular la inductancia propia del cable y la inductancia mutua respecto a otro cable en paralelo. En la Figura 2.6 se pueden observar diferentes situaciones tenidas en cuenta en [121] a la hora de calcular la inductancia total de un conductor redondo.

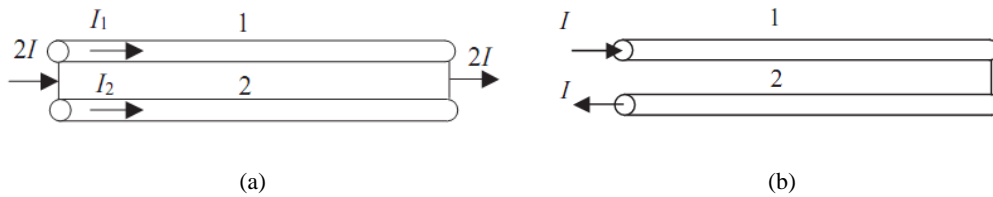


Figura 2.6. Diferentes situaciones donde una corriente circula por varios conductores. Fuente [121]

La inductancia propia del cable, L_p , viene dada por:

$$L_p = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2l}{r_w} \right) - \frac{3}{4} \right] \quad [H] \quad (2.2)$$

Donde μ_0 es la permeabilidad en vacío, l es la longitud del conductor y r_w es el radio del conductor.

La inductancia mutua de dos cables de misma longitud en paralelo, M_p , viene dada por:

$$M_p = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{1}{d} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}} \right) - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2}} + \frac{d}{l} \right] \quad [H] \quad (2.3)$$

Donde d es la distancia entre los ejes de ambos cables.

La inductancia total resultante depende del sentido de la corriente en ambos cables, ya que en el caso de ir ambas corrientes en la misma dirección la inductancia mutua se suma a la inductancia propia del cable, mientras que al ir en sentido opuesto se resta. Siempre que ambos cables tengan el mismo radio, la inductancia total viene dada por:

$$L_e = L_p - M_p \quad (2.4)$$

$$L_e = L_p + M_p \quad (2.5)$$

2.2.2.2 Inductancia de las pletinas o bus-bars

En el caso de utilizar pletina o bus-bar en lugar de cable, se emplea la técnica de estimación de inductancia propuesta en [122]. Esta técnica propone el cálculo de la inductancia de dos barras rectangulares en paralelo a través de la posición en el espacio y geometría de ambas barras (ver Figura 2.7).

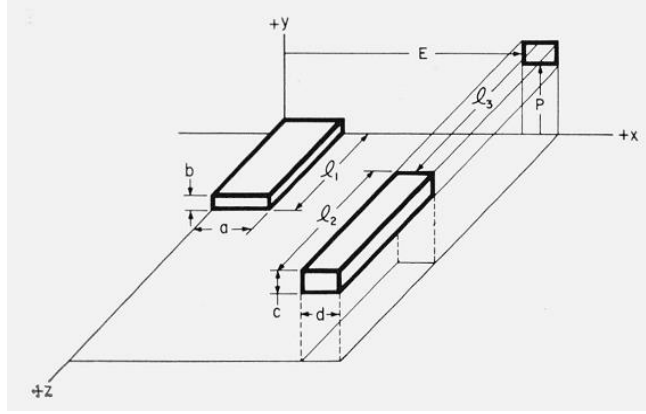


Figura 2.7. Dos barras rectangulares en paralelo. Fuente [122]

La inductancia propia, L_b , viene dada por:

$$L_b = \frac{0.008}{a^2 b^2} \left(\left[\left[\left[f(x, y, z) \right]_{q_1}^a(x) \right]_{r_1}^b(y) \right]_{s_1}^c(z) \right) \quad [H] \quad (2.6)$$

Donde

$$\left[\left[\left[f(x, y, z) \right]_{q_2}^{q_1}(x) \right]_{r_2}^{r_1}(y) \right]_{s_2}^{s_1}(z) \equiv \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k+1} f(q_i, r_j, s_k) \quad (2.7)$$

La inductancia mutua, M_b , viene dada por:

$$\begin{aligned} M_b = \frac{0.001}{abcd} & \left[\left[\left(\frac{y^2 z^2}{4} - \frac{y^4}{24} - \frac{z^4}{24} \right) x \ln \left(\frac{x + \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}{\sqrt{y^2 + z^2}} \right) \right. \right. \\ & + \left(\frac{x^2 z^2}{4} - \frac{x^4}{24} - \frac{z^4}{24} \right) y \ln \left(\frac{y + \sqrt{y^2 + z^2 + x^2}}{\sqrt{z^2 + x^2}} \right) \\ & + \left(\frac{x^2 y^2}{4} - \frac{x^4}{24} - \frac{y^4}{24} \right) z \ln \left(\frac{z + \sqrt{z^2 + x^2 + y^2}}{\sqrt{x^2 + y^2}} \right) \\ & + \frac{1}{60} (x^4 + y^4 + z^4 - 3x^2 y^2 - 3y^2 z^2 - 3z^2 x^2) \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ & - \frac{xyz^3}{6} \text{Tan}^{-1} \frac{xy}{z\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} - \frac{xy^3 z}{6} \text{Tan}^{-1} \frac{xz}{y\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \\ & \left. - \frac{x^3 yz}{6} \text{Tan}^{-1} \frac{yz}{x\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \right]_{E+d-a, E}^{E-a, E+d} (x) \left[\right]_{P+c-b, P}^{P-b, P+c} (y) \left[\right]_{l_3+l_2-l_1, l_3}^{l_3-l_1, l_3+l_2} (z) \quad [H] \quad (2.8) \end{aligned}$$

Donde E , a , d , P , b , c , l_3 , l_2 y l_1 son las distancias establecidas en la Figura 2.7 y

$$\left[\left[\left[f(x, y, z) \right]_{q_2, q_4}^{q_1, q_3}(x) \right]_{r_2, r_4}^{r_1, r_3}(y) \right]_{s_2, s_4}^{s_1, s_3}(z) \equiv \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+j+k+1} f(q_i, r_j, s_k) \quad (2.9)$$

La elección de ambos métodos de modelado de inductancias parásitas, se asienta en que son métodos ampliamente empleados, dado que permiten de forma simple modelar

estructuras o geometrías típicas dadas en barcos. Además, tal y como se mostrará más adelante en el Capítulo 4, proporcionan valores bien ajustados a la realidad.

En la Figura 2.8 se muestra el paralelismo entre unas pletinas y su impedancia ‘ RL ’ equivalente.

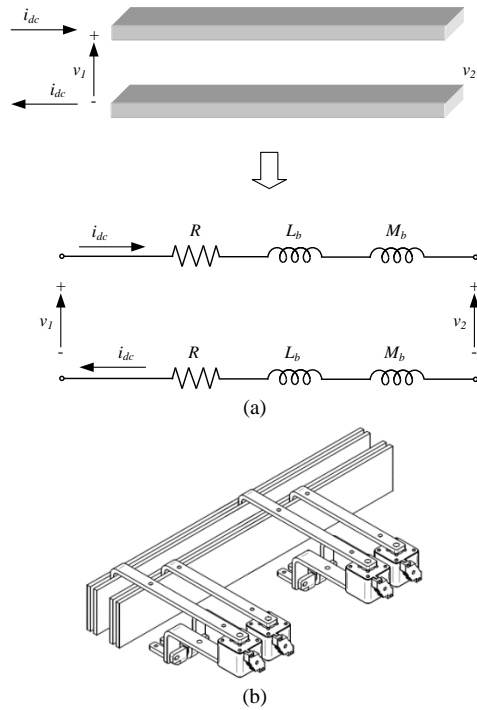


Figura 2.8. (a) Paralelismo entre la geometría de un bus-bar y su impedancia R - L equivalente. (b) Ejemplo ilustrativo de la geometría de un bus-bar para un PEB-DCDS.

En el Capítulo 3 se muestran unos valores de ‘ R ’ y ‘ L ’ equivalentes a un sistema de distribución real, con valores suficientemente precisos hasta por lo menos 2kHz [123]. Generalmente, el uso de pletinas o bus-bars hace que la impedancia de las líneas de distribución sea menor que la de los cables, lo que repercute directamente en la reducción de las pérdidas del propio bus DC. Sin embargo, el diseño o la disposición del bus-bar (normalmente insertado dentro de un conducto denominado bus-duct) y su montaje resulta más complicado y exigente, especialmente en topologías distribuidas.

En el Anexo A se muestra el programa de cálculo realizado para estimar la inductancia parásita de un bus-bar mediante [122].

2.3 Modelo de la red externa

En el modelado de la red DC externa, se parte del circuito eléctrico simplificado mostrado en la Figura 2.3. De este circuito simplificado, extrayendo por un lado las admitancias correspondientes a los convertidores y por el otro las sub-redes o redes internas, se forma el circuito eléctrico correspondiente a la red denominada en este trabajo como red externa,

ver Figura 2.9. En él, se tienen en cuenta las impedancias parásitas de las líneas de transmisión y de conexión a los convertidores junto con los condensadores o capacidades de bus que ‘ofrecen’ los propios convertidores a la red. Con el objetivo de simplificar los cálculos y el modelado, se han agrupado las impedancias de los polos positivo y negativo en un único polo, es decir: $z_m = z_{m+} + z_{m-} + z_{fm}$ y $z_{bm} = z_{bm+} + z_{bm-}$ tal y como se muestra en la Figura 2.9. Cabe destacar que esta agrupación no modifica el comportamiento del circuito eléctrico, sino que más bien, es un circuito eléctrico equivalente que permite ser modelado con menor número de parámetros y, por tanto, ecuaciones más simples. Se ha considerado un sentido positivo para todas las corrientes DC inyectadas o extraídas por los convertidores saliendo de la red DC; independientemente de si el convertidor gobierna a una fuente de energía o a una carga.

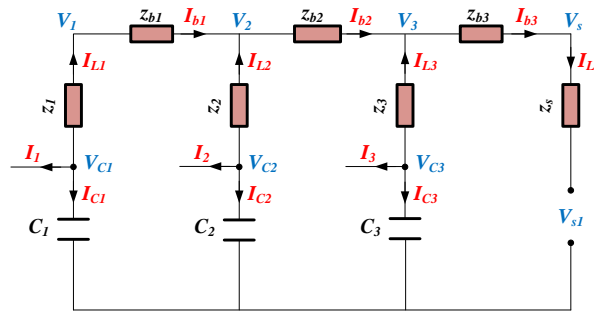


Figura 2.9. Circuito eléctrico equivalente simplificado de la red externa del PEB-DCDS.

Las tensiones de rama vienen definidas por las ecuaciones:

$$V_1 = V_{C1} - z_1 I_{L1} \quad (2.10)$$

$$V_2 = V_{C2} - z_2 I_{L2} \quad (2.11)$$

$$V_3 = V_{C3} - z_3 I_{L3} \quad (2.12)$$

$$V_s = V_{s1} + z_s I_{Ls} \quad (2.13)$$

Nótese como la tensión V_{s1} representa una posible red interna en el circuito, que en cierta medida produce una asimetría o discontinuidad en el modelo.

Por otro lado, las corrientes que circulan por los condensadores de bus de los convertidores son:

$$I_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (2.14)$$

$$I_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (2.15)$$

$$I_{C3} = C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} \quad (2.16)$$

Transformando las ecuaciones temporales (2.14)-(2.16) al dominio de Laplace y despejando la tensión en los condensadores de bus, se obtiene:

$$I_{C1} = sC_1V_{C1} = -I_1 - I_{L1} \rightarrow V_{C1} = \frac{-I_1 - I_{L1}}{sC_1} \quad (2.17)$$

$$I_{C2} = sC_2V_{C2} = -I_2 - I_{L2} \rightarrow V_{C2} = \frac{-I_2 - I_{L2}}{sC_2} \quad (2.18)$$

$$I_{C3} = sC_3V_{C3} = -I_3 - I_{L3} \rightarrow V_{C3} = \frac{-I_3 - I_{L3}}{sC_3} \quad (2.19)$$

Por otro lado, sustituyendo las ecuaciones ((2.17)-(2.19)) en las expresiones de tensión ((2.10)-(2.13)), se obtiene:

$$V_1 = \frac{1}{sC_1}(-I_1 - I_{L1}) - z_1I_{L1} = \frac{1}{sC_1}[-I_1 - I_{L1}(1 + z_1s)] \quad (2.20)$$

$$V_2 = \frac{1}{sC_2}(-I_2 - I_{L2}) - z_2I_{L2} = \frac{1}{sC_2}[-I_2 - I_{L2}(1 + z_2s)] \quad (2.21)$$

$$V_3 = \frac{1}{sC_3}(-I_3 - I_{L3}) - z_3I_{L3} = \frac{1}{sC_3}[-I_3 - I_{L3}(1 + z_3s)] \quad (2.22)$$

$$V_s = V_{s1} + z_sI_{Ls} \quad (2.23)$$

Agrupando términos y representando las ecuaciones (2.20) - (2.23) en forma matricial, se obtiene la expresión (2.24) que de forma reducida puede ser representada como en (2.25):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \begin{matrix} -z_1C_1s-1 \\ C_1s \end{matrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \begin{matrix} -z_2C_2s-1 \\ C_2s \end{matrix} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \begin{matrix} -z_3C_3s-1 \\ C_3s \end{matrix} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{Ls} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -1 \\ C_1s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ V_{s1} \\ I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$[V] = [F][I_L] + [H][I] \quad (2.25)$$

Por otro lado, con el objetivo de librar la dependencia de las tensiones $[V]$ y de las corrientes $[I_L]$, es posible deducir las siguientes expresiones para las corrientes del circuito:

$$I_{L1} = \frac{V_1 - V_2}{z_{b1}} = \frac{1}{z_{b1}}V_1 - \frac{1}{z_{b1}}V_2 \quad (2.26)$$

$$I_{L1} + I_{L2} = \frac{V_2 - V_3}{z_{b2}} \rightarrow I_{L2} = \left(\frac{1}{z_{b1}} + \frac{1}{z_{b2}} \right) V_2 - \frac{1}{z_{b2}}V_3 - \frac{1}{z_{b1}}V_1 \quad (2.27)$$

$$I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} = \frac{V_3 - V_s}{z_{b3}} \rightarrow I_{L3} = \left(\frac{1}{z_{b2}} + \frac{1}{z_{b3}} \right) V_3 - \frac{1}{z_{b3}} V_s - \frac{1}{z_{b2}} V_2 \quad (2.28)$$

$$I_{Ls} = \frac{V_3 - V_s}{z_{b3}} = \frac{1}{z_{b3}} V_3 - \frac{1}{z_{b3}} V_s \quad (2.29)$$

Que, ordenadas de forma matricial resultan en las expresiones (2.30) y (2.31):

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{Ls} \\ [I_L] \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{z_{b1}} & -\frac{1}{z_{b1}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{z_{b1}} & \frac{1}{z_{b1}} + \frac{1}{z_{b2}} & -\frac{1}{z_{b2}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{z_{b2}} & \frac{1}{z_{b2}} + \frac{1}{z_{b3}} & -\frac{1}{z_{b3}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{z_{b3}} & -\frac{1}{z_{b3}} \end{bmatrix}}_{[G]} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_s \\ [V] \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$[I_L] = [G][V] \quad (2.31)$$

Sustituyendo ahora la expresión matricial (2.31) en (2.25) se obtiene la ecuación matricial (2.32):

$$[V] = \underbrace{(1 - [F][G])^{-1}}_{[Z_p]} [H][I] = [Z_p][I] \quad (2.32)$$

De esta manera, se consigue una expresión que relaciona las tensiones $[V]$ de circuito en función de las corrientes de entrada $[I]$ (relación de impedancias $[Z_p]$).

Por otro lado, ordenando y agrupando las ecuaciones (2.10), (2.11) y (2.12), se obtiene la expresión para las tensiones de los condensadores (2.33) y (2.34):

$$\begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ [V_C] \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} z_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_3 & 0 \end{bmatrix}}_{[J]} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{Ls} \\ [I_L] \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{[J_1]} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_s \\ [V] \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$[V_C] = [J][I_L] + [J_1][V] \quad (2.34)$$

Sustituyendo las expresiones (2.31) y (2.32) en (2.34):

$$[V_C] = \underbrace{([J][G] + [J_1])}_{[Z]} [Z_p][I] = [Z][I] \quad (2.35)$$

Por otro lado, con el objetivo de obtener la relación existente entre $[I_L]$ y $[I]$, se toma la ecuación matricial (2.32) y se sustituye en la ecuación (2.31), dando lugar a la expresión representada en (2.36):

$$[I_L] = [G][Z_p][I] \quad (2.36)$$

Agrupando las ecuaciones matriciales (2.32), (2.35) y (2.36) en una sola ecuación matricial que engloba a las tres, resulta en la expresión (2.37), la cual relaciona las tensiones y corrientes en los diferentes puntos de la red, en función de las corrientes inyectadas o extraídas por los convertidores que se conectarán a la misma.

$$\begin{bmatrix} [V_C] \\ [V] \\ [I_L] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z] \\ [Z_p] \\ [G][Z_p] \end{bmatrix} [I] \quad (2.37)$$

Así y bajo la asunción de que los parámetros de la red externa son invariantes en el tiempo, se obtiene la expresión matemática lineal y multivariable que representa la relación entre las tensiones y corrientes del sistema en función de las corrientes inyectadas por los convertidores (2.38). Se puede observar la matriz de impedancias que se forma y que denominamos impedancia global de la red externa, Z_{bus_ext} (2.38). Cabe destacar que aunque se le ha denominado impedancia global, realmente se trata de un conjunto de funciones de transferencia que relacionan todas las tensiones y corrientes (variables) del circuito. En el caso de las funciones de transferencia que relacionen una tensión con una corriente ésta sí tendría el carácter de impedancia. Por facilidad en la nomenclatura, se ha considerado oportuno denominar a la matriz global como matriz de impedancias aun no siendo exacto del todo.

$$\begin{bmatrix} V_{Cm} \\ V_m \\ I_{Lm} \\ I_{Ls} \end{bmatrix} = [Z_{bus_ext}] \begin{bmatrix} I_m \\ V_{s1} \end{bmatrix} \quad m = 1,2,3 \quad (2.38)$$

Siendo Z_{bus_ext} :

$$[Z_{bus_ext}] = \begin{bmatrix} [Z] \\ [Z_p] \\ [G][Z_p] \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Nótese cómo tomando como partida las ecuaciones resultantes del circuito originario ((2.10)-(2.16)), se obtienen las expresiones matemáticas (ordenadas en forma matricial) que representan la impedancia global del circuito, referida como Z_{bus_ext} , (2.38). Esta impedancia es un conjunto de matrices compuestas por elementos en el dominio de Laplace que relacionan las diferentes entradas y salidas del circuito.

Tal y como se ha introducido anteriormente, las entradas del modelo de la red externa son las corrientes provenientes de los convertidores (I_1 , I_2 e I_3) junto con la tensión en la primera rama de la red interna (V_{s1}). Destacar en este punto que la entrada correspondiente a la tensión V_{s1} a pesar de que quizás aquí pierde un poco el sentido, se verá más adelante su utilidad a la hora de acoplar la red interna a la red externa. Las salidas del modelo son las corrientes que circulan por las ramas de la red DC (I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} e I_{Ls}), las tensiones en los

DC-links de los convertidores (V_{C1} , V_{C2} y V_{C3}) y las tensiones de rama (V_1 , V_2 , V_3 y V_s). Cabe señalar que es necesario introducir los valores de R , L y C al modelo.

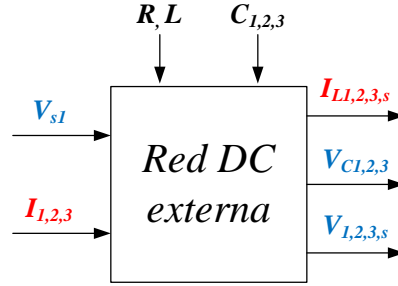


Figura 2.10. Entradas y salidas del modelo de la red externa del PEB-DCDS.

2.4 Modelo de la red interna

El circuito eléctrico simplificado de la red interna situada en la cuarta rama del circuito mostrado en la Figura 2.3 se presenta en la Figura 2.11. De manera similar que con la red externa, en la red interna se tienen en cuenta las impedancias parásitas de las líneas de transmisión y de conexión a los convertidores y los condensadores de bus de los convertidores. Cabe mencionar que, con el objetivo de simplificar los cálculos y el modelado al igual que con la red externa, se han agrupado las impedancias de los polos positivo y negativo en un único polo, es decir: $z_{sn}=z_{sn+}+z_{sn-}+z_{fsn}$ y $z_{bsn}=z_{bsn+}+z_{bsn-}$ (ver Figura 2.11). Se ha considerado un sentido positivo para todas las corrientes DC inyectadas o extraídas por los convertidores saliendo de la red DC; independientemente de si el convertidor gobierna a una fuente de energía o a una carga. Tal y como se muestra a continuación, el modelado de la red interna sigue un proceso similar al de la red externa.

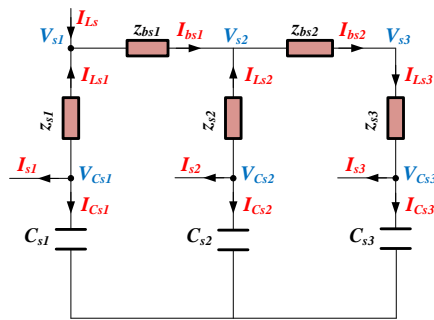


Figura 2.11. Circuito eléctrico equivalente simplificado de la red interna del PEB-DCDS.

Donde las tensiones de rama vienen definidas por las siguientes ecuaciones:

$$V_{s1} = V_{Cs1} - z_{s1}I_{Ls1} \quad (2.40)$$

$$V_{s2} = V_{Cs2} - z_{s2}I_{Ls2} \quad (2.41)$$

$$V_{s3} = V_{Cs3} + z_{s3}I_{Ls3} \quad (2.42)$$

Las expresiones temporales correspondientes a las corrientes que circulan por los condensadores de bus de los convertidores se dan a continuación.

$$I_{Cs1} = C_{s1} \frac{dV_{Cs1}}{dt} \quad (2.43)$$

$$I_{Cs2} = C_{s2} \frac{dV_{Cs2}}{dt} \quad (2.44)$$

$$I_{Cs3} = C_{s3} \frac{dV_{Cs3}}{dt} \quad (2.45)$$

Transformando las ecuaciones temporales al dominio de Laplace y despejando la tensión de los condensadores de bus:

$$I_{Cs1} = sC_{s1}V_{Cs1} = -I_{s1} - I_{Ls1} \rightarrow V_{Cs1} = \frac{-I_{s1} - I_{Ls1}}{sC_{s1}} \quad (2.46)$$

$$I_{Cs2} = sC_{s2}V_{Cs2} = -I_{s2} - I_{Ls2} \rightarrow V_{Cs2} = \frac{-I_{s2} - I_{Ls2}}{sC_{s2}} \quad (2.47)$$

$$I_{Cs3} = sC_{s3}V_{Cs3} = -I_{s3} + I_{Ls3} \rightarrow V_{Cs3} = \frac{-I_{s3} + I_{Ls3}}{sC_{s3}} \quad (2.48)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.46)-(2.48) en las expresiones de tensión (2.40)-(2.42):

$$V_{s1} = \frac{1}{sC_{s1}}(-I_{s1} - I_{Ls1}) - z_{s1}I_{Ls1} = \frac{1}{sC_{s1}}[-I_{s1} - I_{Ls1}(1 + z_{s1}s)] \quad (2.49)$$

$$V_{s2} = \frac{1}{sC_{s2}}(-I_{s2} - I_{Ls2}) - z_{s2}I_{Ls2} = \frac{1}{sC_{s2}}[-I_{s2} - I_{Ls2}(1 + z_{s2}s)] \quad (2.50)$$

$$V_{s3} = \frac{1}{sC_{s3}}(-I_{s3} + I_{Ls3}) + z_{s3}I_{Ls3} = \frac{1}{sC_{s3}}[-I_{s3} + I_{Ls3}(1 + z_{s3}s)] \quad (2.51)$$

Y ordenando las ecuaciones (2.49)-(2.51) de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-z_{s1}C_{s1}s-1}{C_{s1}s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-z_{s2}C_{s2}s-1}{C_{s2}s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{z_{s3}C_{s3}s+1}{C_{s3}s} \end{bmatrix}}_{[F']} \begin{bmatrix} I_{Ls1} \\ I_{Ls2} \\ I_{Ls3} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{s1}s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{s2}s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_{s3}s} & 0 \end{bmatrix}}_{[H']} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ I_{Ls} \end{bmatrix}$$

$$[V'] = [F'] [I_L'] + [H'] [I'] \quad (2.53)$$

Con el objetivo de librar la dependencia de las tensiones $[V']$ y de las corrientes $[I_L']$, es posible deducir las siguientes expresiones para las corrientes del circuito:

$$I_{Ls} + I_{Ls1} = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{z_{bs1}} \rightarrow I_{Ls1} = \frac{1}{z_{bs1}} V_{s1} - \frac{1}{z_{bs1}} V_{s2} - I_{Ls} \quad (2.54)$$

$$I_{Ls} + I_{Ls1} + I_{Ls2} = \frac{V_{s2} - V_{s3}}{z_{bs2}} \quad (2.55)$$

$$I_{Ls2} = \frac{V_{s2} - V_{s3}}{z_{bs2}} - \frac{V_{s1} - V_{s2}}{z_{bs1}} = -\frac{1}{z_{bs1}} V_{s1} + \left(\frac{1}{z_{bs1}} + \frac{1}{z_{bs2}} \right) V_{s2} - \frac{1}{z_{bs2}} V_{s3}$$

$$I_{Ls3} = \frac{V_{s2} - V_{s3}}{z_{bs2}} = \frac{1}{z_{bs2}} V_{s2} - \frac{1}{z_{bs2}} V_{s3} \quad (2.56)$$

Que ordenadas en forma matricial dan lugar a:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I_{Ls1} \\ I_{Ls2} \\ I_{Ls3} \end{bmatrix}}_{[I_L']} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{z_{bs1}} & -\frac{1}{z_{bs1}} & 0 \\ -\frac{1}{z_{bs1}} & \frac{1}{z_{bs1}} + \frac{1}{z_{bs2}} & -\frac{1}{z_{bs2}} \\ 0 & \frac{1}{z_{bs2}} & -\frac{1}{z_{bs2}} \end{bmatrix}}_{[G']} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}}_{[V']} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{[G_2']} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ I_{Ls} \end{bmatrix}}_{[I']} \quad (2.57)$$

$$[I_L'] = [G'] [V'] + [G_2'] [I'] \quad (2.58)$$

Sustituyendo la ecuación matricial (2.58) en (2.53) se obtiene la siguiente ecuación matricial:

$$[V'] = \underbrace{(1 - [F'] [G'])^{-1} ([F'] [G_2'] + [H'])}_{[Z_p']} [I'] = [Z_p'] [I'] \quad (2.59)$$

De esta manera, se consigue una expresión que relaciona las tensiones $[V']$ de circuito, en función de las corrientes de entrada $[I']$ (la relación de impedancias $[Z_p']$).

Ordenando las ecuaciones (2.40), (2.41) y (2.42), se obtiene la expresión para las tensiones de los condensadores:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{Cs1} \\ V_{Cs2} \\ V_{Cs3} \end{bmatrix}}_{[V_C']} = \underbrace{\begin{bmatrix} z_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & z_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & -z_{s3} \end{bmatrix}}_{[J']} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{Ls1} \\ I_{Ls2} \\ I_{Ls3} \end{bmatrix}}_{[I_L']} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}}_{[V']} \quad (2.60)$$

$$[V_C'] = [J'] [I_L'] + [V'] \quad (2.61)$$

Así, se sustituyen las expresiones (2.58) y (2.59) en esta última expresión obtenida (2.61):

$$[V_C'] = \underbrace{[J'] ([G'] [Z_p'] + [G_2']) + [Z_p']}_{[Z']} [I'] = [Z'] [I'] \quad (2.62)$$

Con el objetivo de obtener la relación existente entre $[I_L]$ y $[I]$, se toma la ecuación matricial (2.59) y se sustituye en la ecuación matricial (2.58):

$$[I_L'] = ([G']Z_p' + [G_2'])[I'] \quad (2.63)$$

De esta manera, agrupando las ecuaciones matriciales (2.59), (2.62) y (2.63) en una sola ecuación matricial que engloba a las tres:

$$\begin{bmatrix} [V_C'] \\ [V'] \\ [I_L'] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z'] \\ [Z_p'] \\ [G']Z_p' + [G_2'] \end{bmatrix} [I'] \quad (2.64)$$

Finalmente y al igual que con la red externa, bajo la asunción de que los parámetros son invariantes en el tiempo, se obtiene la expresión matemática lineal y multivariable que representa la impedancia global de la red interna, es decir, Z_{bus_int} (2.65).

$$\begin{bmatrix} V_{sn} \\ V_{C,sn} \\ I_{L,sn} \end{bmatrix} = [Z_{bus_int}] \begin{bmatrix} I_{Ls} \\ I_{sn} \end{bmatrix} \quad n = 1,2,3 \quad (2.65)$$

Siendo Z_{bus_int} :

$$[Z_{bus_int}] = \begin{bmatrix} [Z'] \\ [Z_p'] \\ [G']Z_p' + [G_2'] \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Como ejemplo, se muestran las siguientes ecuaciones que relacionan las corrientes por las ramas de la red interna con las corrientes DC de los convertidores conectados a ésta (2.67). Se han considerado que $C_s = C_{s1} = C_{s2} = C_{s3}$.

$$\begin{bmatrix} I_{Ls1} \\ I_{Ls2} \\ I_{Ls3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-C_s^2(Z_{eq2})s^2 - C_s(Z_{eq1})s - 1}{den(s)} & \frac{-C_s(z_{s3} - z_{s2} - z_{sb2})s - 2}{den(s)} & \frac{C_s(z_{s3} + z_{sb2})s + 1}{den(s)} & \frac{C_s(z_{s2})s + 1}{den(s)} \\ \frac{-C_s^2(z_{s1}z_{s3} + z_{s1}z_{b2})s^2 - C_s(z_{s1} + z_{s3} + z_{sb2})s - 1}{den(s)} & \frac{C_s(z_{s3} + z_{sb2})s + 1}{den(s)} & \frac{-C_s(z_{s1} + z_{s3} + z_{sb1} + z_{sb2})s - 2}{den(s)} & \frac{C_s(z_{s1} + z_{sb1})s + 1}{den(s)} \\ \frac{-C_s^2(z_{s1}z_{s2})s^2 - C_s(z_{s1} + z_{s2})s + 1}{den(s)} & \frac{-C_s(z_{s2})s - 1}{den(s)} & \frac{-C_s(z_{s1} + z_{sb1})s - 1}{den(s)} & \frac{C_s(z_{s2} + z_{sb1})s + 2}{den(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ls} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Siendo:

$$den(s) = C_s^2(z_{s1}(z_{s2} + z_{s3} + z_{sb2}) + z_{s2}(z_{s3} + z_{sb1} + z_{sb2}) + z_{sb1}(z_{s3} + z_{sb2}))s^2 + C_s(z_{s1} + z_{s2} + z_{s3} + z_{sb1} + z_{sb2})s + 3 \quad (2.68)$$

$$Z_{eq1} = z_{s2} + z_{s3} + z_{sb1} + z_{sb2} \quad (2.69)$$

$$Z_{eq2} = z_{s2}(z_{s3} + z_{sb1} + z_{sb2}) + z_{sb1}(z_{s3} + z_{sb2}) \quad (2.70)$$

Nótese cómo todos los términos que componen la matriz tienen el mismo denominador, que viene a ser un sistema de segundo orden. Sin embargo, si se considera un término inductivo en las impedancias parásitas de la red (z_{s1} , z_{s2} , etc.), el sistema será de cuarto orden con un par de polos complejos conjugados como se verá más adelante. De la misma

forma, se obtienen expresiones equivalentes para el resto de variables de la red interna (V_{sn} y V_{Csn}).

Siguiendo el mismo procedimiento para redes internas o externas, la incorporación de nuevas ramas se puede realizar de manera relativamente simple.

Nótese cómo tomando como partida las ecuaciones resultantes del circuito originario ((2.40)-(2.45)), se obtienen las expresiones matemáticas (ordenadas en forma matricial) que representan la impedancia global del circuito, referida como Z_{bus_int} , (2.65). Esta impedancia es un conjunto de matrices compuestas por elementos en el dominio de Laplace que relacionan las diferentes entradas y salidas del circuito.

Las entradas del modelo de la red interna son las corrientes provenientes de los convertidores (I_{s1} , I_{s2} e I_{s3}) junto con la corriente proveniente de la red externa (I_{Ls}), mientras que las salidas del modelo son las corrientes que circulan por las ramas de la red interna (I_{Ls1} , I_{Ls2} e I_{Ls3}), las tensiones en los DC-links de los convertidores (V_{Cs1} , V_{Cs2} y V_{Cs3}) y las tensiones de rama (V_{s1} , V_{s2} , y V_{s3}). Cabe señalar que es necesario introducir los valores de R , L y C al modelo.

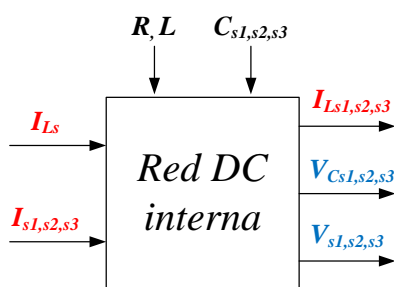


Figura 2.12. Entradas y salidas del modelo de la red interna del PEB-DCDS.

2.5 Modelado de los convertidores

Con el objetivo de predecir el correcto funcionamiento de los convertidores, es necesario desarrollar un modelo suficientemente preciso y, a su vez, simple de implementar. En este apartado se describe el modelado de los diferentes convertidores conectados al sistema de distribución DC.

Los convertidores son vistos como admitancias (I/V) que se conectan a la red DC a través de las corrientes I_m o I_{sn} según la Figura 2.3. Es decir, les afecta las tensiones DC de la red, mientras que intercambian corriente con la red DC (I_m o I_{sn}). El objetivo de este apartado es obtener un modelo analítico que represente el comportamiento dinámico del convertidor para poder analizar el efecto que tiene sobre la estabilidad del sistema global (el formado por la red externa, la red interna y todos los convertidores conectados).

Para el modelado del convertidor, se obtienen las ecuaciones diferenciales que representan su comportamiento incluyendo, por tanto, los lazos de control asociados. Se observa cómo

algunas de las ecuaciones diferenciales obtenidas que modelan el sistema son no-lineales. Con el objetivo de poder emplear técnicas clásicas de análisis correspondientes a sistemas lineales (funciones de transferencia, diagramas de Bode, diagramas de Nyquist, lugar de raíces, mapas de polos y ceros, etc.) tanto en el dominio frecuencial como en el temporal, se opta por linealizar el modelo obtenido mediante series de Taylor, ampliamente utilizado y descrito, por ejemplo, en [124] y [125]. Por un lado, se aplica la técnica de modelado de pequeña señal para evitar modelar el proceso de modulación y conmutación de los interruptores del convertidor. Esto da lugar a un modelo habitualmente denominado ‘average model’ o modelo promediado, el cual puede seguir siendo no-lineal (no sólo las no-linealidades de la conmutación están presentes). Después, al modelo no-lineal promediado se le aplica la linealización por Taylor alrededor de diferentes puntos de operación, dando lugar finalmente al modelo lineal promediado de pequeña señal. Este tipo de modelos son una aproximación al modelo de conmutación de un convertidor y normalmente se utilizan para analizar el control y la estabilidad del convertidor a un bajo coste computacional [70].

En este trabajo, los convertidores considerados son convertidores trifásicos en fuente de tensión o VSCs (*Voltage Source Converter*) de dos niveles, ampliamente utilizados en aplicaciones de baja tensión. Se supone por tanto, un sistema compuesto por un VSC conectado por un lado a una red AC a través de un filtro y por el otro lado a la red de distribución DC, tal y como se muestra en la Figura 2.13. Asociado a dicho circuito de potencia, se considera también la estrategia de control del convertidor correspondiente [126], [127].

Con el fin de simplificar el modelado del sistema, se asume que la red AC a la que se conecta el convertidor puede representar un motor de propulsión, un generador o una red de cargas auxiliares indistintamente.

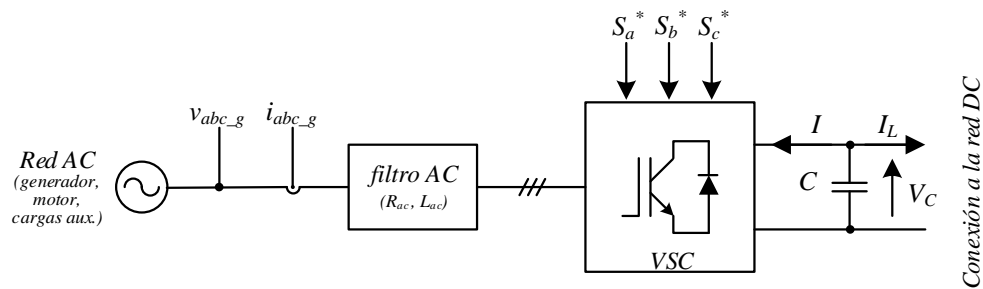


Figura 2.13. Diagrama de potencia de un VSC.

Llegados a este punto, se diferencian dos tipos de convertidores VSC: los que actúan como rectificadores de frente activo o AFEs (*Active Front End*) que suministran energía y regulan la tensión DC de la red (tomando energía de las fuentes trifásicas AC), y los que actúan como inversores gobernando las cargas principales del buque (por ejemplo los motores de propulsión) que tengan un predominante funcionamiento u operación a potencia constante o cargas CPL (*Constant Power Load*). Las CPLs son habituales de encontrar en aplicaciones de propulsión y/o tracción entre otras. Este tipo de cargas pueden presentar

problemas de estabilidad debido a la impedancia o admitancia de carácter negativo que ofrecen desde la perspectiva de las fuentes conectadas al bus DC [50], [70]–[79].

A continuación se detalla el modelo propuesto para los convertidores de tipo CPL y AFE respectivamente, los cuales incluyen la dinámica de sus lazos de control. Primero se describe el circuito de potencia considerado, del cual se obtienen las expresiones que modelan la tensión a la salida del convertidor. Después se especifica la técnica o estrategia de control empleada y finalmente se obtiene la expresión que representa la corriente DC a la salida del convertidor (I_m o I_{sn}) en función de las consignas de entrada de éste y de la tensión en el punto de conexión del convertidor a la red DC.

2.5.1 Modelo de un convertidor CPL

El objetivo de este convertidor conectado al sistema de distribución es alimentar una carga AC (motor de propulsión, red de auxiliares, etc.) a potencia constante. Por ello, la variable a controlar y entrada del modelo debe ser la consigna de potencia requerida por la carga.

2.5.1.1 Circuito de potencia del convertidor

En la Figura 2.14 se muestra el circuito de potencia considerado para modelar el convertidor. Tal y como se ha mencionado anteriormente, el circuito de potencia contiene un convertidor en fuente de tensión unido por el lado DC a su condensador de bus, el cual se conecta a la red DC. Por el lado AC está unido a una red AC (que en este caso representa a una carga) a través de un filtro de atenuación de armónicos.

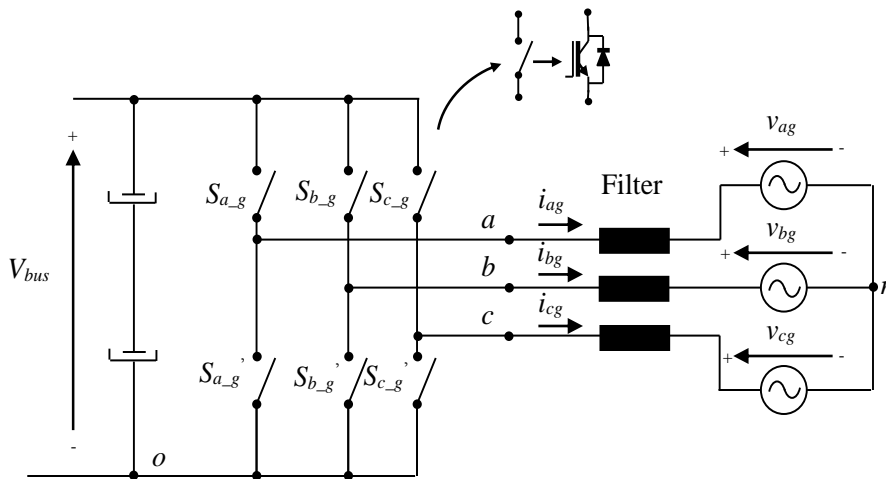


Figura 2.14. VSC conectado a una red AC mediante un filtro [126].

En la práctica, es habitual emplear un filtro *LCL* para conseguir una buena atenuación de armónicos de corriente sin perder un gran margen de tensión de convertidor (ver Figura 2.15) en convertidores conectados a red. Con el objetivo de que el modelo “convertidor+filtro+red AC” sea más simple, se va a considerar un filtro *L* en vez de un filtro *LCL* (ver Figura 2.16) ya que habitualmente el filtro *LCL* está diseñado para que la corriente que circula por la *C* del filtro sea la mínima posible, es decir, para que

principalmente pasen los armónicos debidos a la conmutación. Por lo tanto, la componente fundamental de la corriente apenas pasa por la C , por lo que con la aproximación realizada no se comete un error excesivo y, sobre todo, la dinámica de la componente fundamental de potencia está bien descrita.

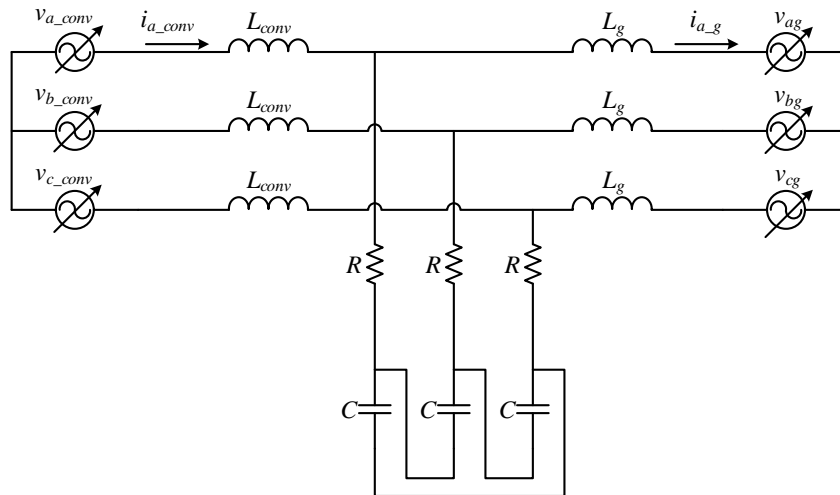


Figura 2.15. Filtro LCL entre el lado convertidor y el lado de red AC [128].

En la Figura 2.16 se muestra el circuito trifásico equivalente del sistema “convertidor+filtro+red AC” simplificado con el filtro L_{ac} ($L_{ac} = L_{conv} + L_g$). Nótese cómo en serie a la inductancia de filtro se considera también una resistencia parásita R_{ac} del mismo.

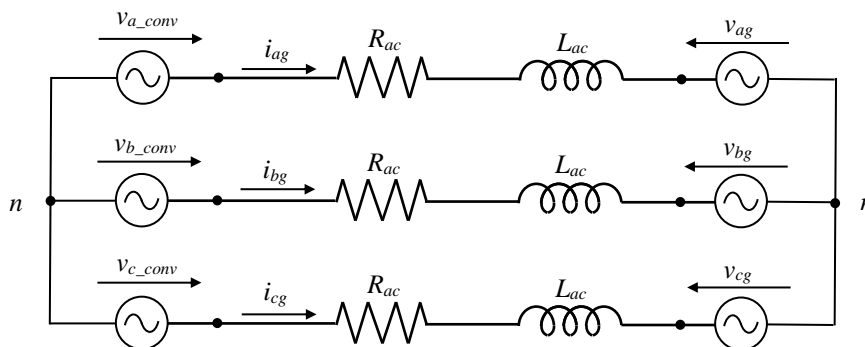


Figura 2.16. Circuito trifásico simplificado del sistema “convertidor+filtro+red AC” [126].

Considerando una red AC ideal, el sistema trifásico “convertidor+filtro+red AC” puede ser simplificado (para su análisis) a un circuito monofásico equivalente tal y como se muestra en la Figura 2.17. Por lo tanto, es suficiente con analizar una fase para después extrapolar el análisis a las otras dos fases.

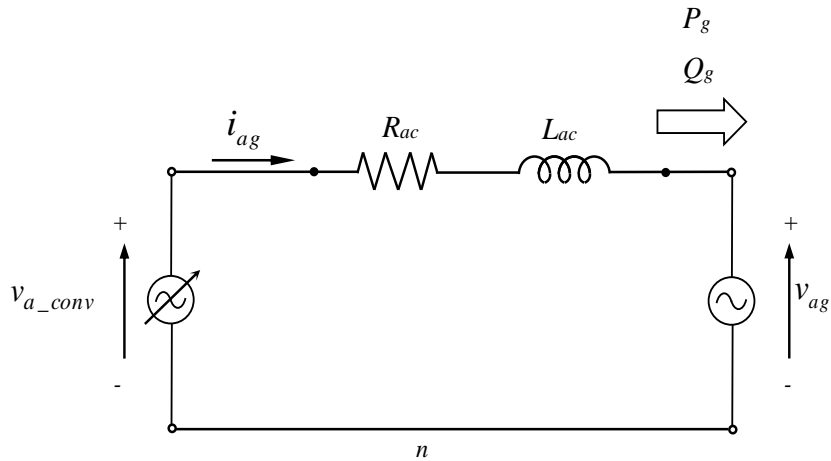


Figura 2.17. Circuito monofásico simplificado del sistema “convertidor+filtro+red AC” [126].

La tensión AC a la salida del convertidor viene definida por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$v_{a_conv} = R_{ac}i_{ag} + L_{ac} \frac{di_{ag}}{dt} + v_{ag} \quad (2.71)$$

$$v_{b_conv} = R_{ac}i_{bg} + L_{ac} \frac{di_{bg}}{dt} + v_{bg} \quad (2.72)$$

$$v_{c_conv} = R_{ac}i_{cg} + L_{ac} \frac{di_{cg}}{dt} + v_{cg} \quad (2.73)$$

En la Figura 2.18 se muestra el circuito equivalente del sistema “convertidor+filtro+red AC” en el sistema de referencia rotatorio d-q que gira a una velocidad ω_a [126], [127]. De este circuito se obtienen las expresiones matemáticas que representan el vector espacial correspondiente a la tensión de salida del convertidor, v_{d_conv} y v_{q_conv} ((2.74) y (2.75)) y la potencia activa y reactiva intercambiada con la red AC, P_g y Q_g ((2.76) y (2.77)).

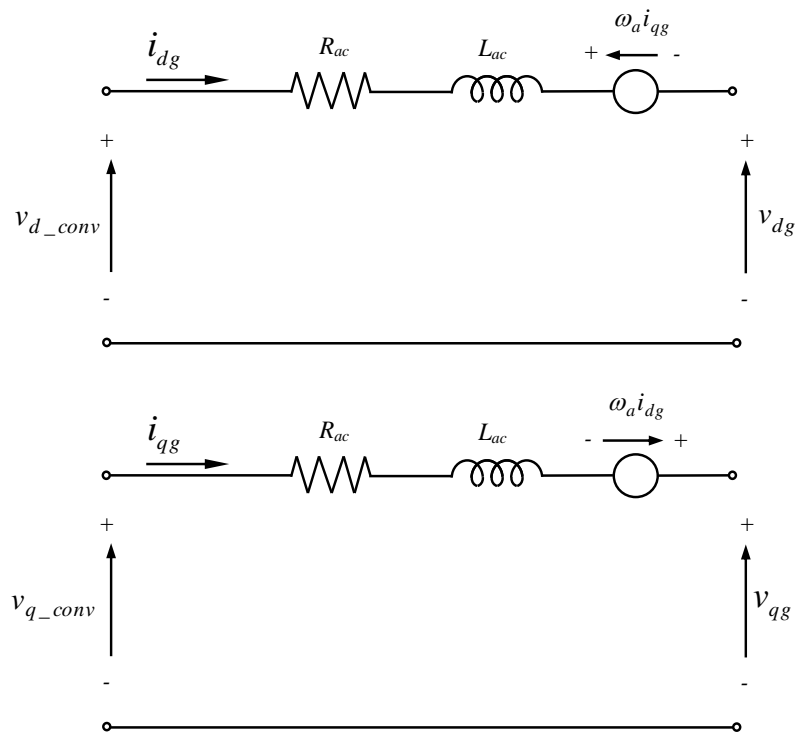


Figura 2.18. Circuito equivalente del sistema “convertidor+filtro+red AC” en el sistema de referencia rotatorio d-q [126].

$$v_{d_conv} = R_{ac}i_{dg} + L_{ac} \frac{di_{dg}}{dt} + v_{dg} - \omega_a L_{ac}i_{qg} \quad (2.74)$$

$$v_{q_conv} = R_{ac}i_{qg} + L_{ac} \frac{di_{qg}}{dt} + v_{qg} + \omega_a L_{ac}i_{dg} \quad (2.75)$$

$$P_g = \frac{3}{2}(v_{dg}i_{dg} + v_{qg}i_{qg}) \quad (2.76)$$

$$Q_g = \frac{3}{2}(v_{qg}i_{dg} - v_{dg}i_{qg}) \quad (2.77)$$

Si se alinea el vector de la tensión de red con el eje ‘d’ del sistema rotatorio (ver Figura 2.19), las expresiones correspondientes a v_{d_conv} , v_{q_conv} , P_g y Q_g se simplifican de la siguiente forma:

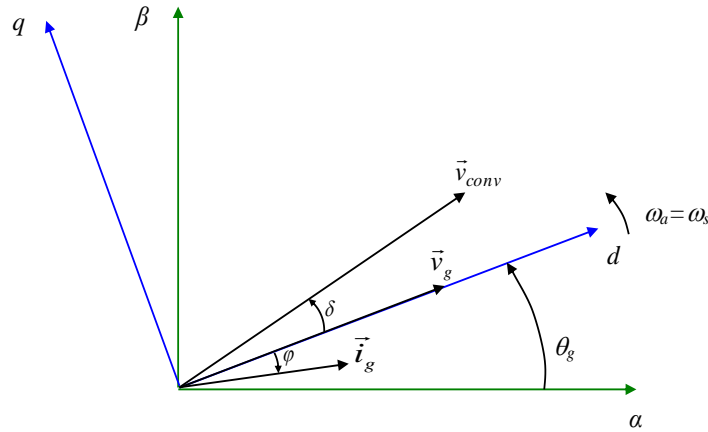


Figura 2.19. Alineación del vector de tensión de red con el eje 'd' [126].

$$v_{d_conv} = R_{ac}i_{dg} + L_{ac} \frac{di_{dg}}{dt} + v_{dg} - \omega_s L_{ac} i_{qg} \quad (2.78)$$

$$v_{q_conv} = R_{ac}i_{qg} + L_{ac} \frac{di_{qg}}{dt} + \omega_s L_{ac} i_{dg} \quad (2.79)$$

$$P_g = \frac{3}{2} v_{dg} i_{dg} \quad (2.80)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2} v_{dg} i_{qg} \quad (2.81)$$

Donde ω_s es la velocidad angular de la tensión de red. De estas expresiones se deduce que, controlando i_{dg} se controla la potencia activa y controlando i_{qg} se controla la potencia reactiva.

2.5.1.2 Control del convertidor

Habitualmente, los VSC conectados a una red (ya sea trabajando como AFEs o como inversores operando en modo CPL) son controlados mediante control vectorial, más concretamente mediante control vectorial orientado a la tensión de red o GVOVC (*Grid Voltage Oriented Vector Control*). Se trata de una técnica de control con buenas prestaciones y relativamente simple o sencilla de implementar. Se basa en representar el sistema en el espacio vectorial y permite desacoplar los controles de corriente y potencia tal y como se demuestra en [125]–[127].

El diagrama de control general correspondiente a un convertidor CPL se muestra en la Figura 2.20. En él se pueden apreciar los lazos de corriente 'd' y 'q', la cancelación de los términos de acople, las transformaciones de coordenadas y el modulador. Este diagrama tiene como entradas las consignas de potencia activa y reactiva a intercambiar con la red AC y su salida es la consigna de tensión de convertidor deseada. Esta consigna de tensión de convertidor es tratada por un modulador que genera las señales de disparo que gobiernan a los semiconductores de potencia.

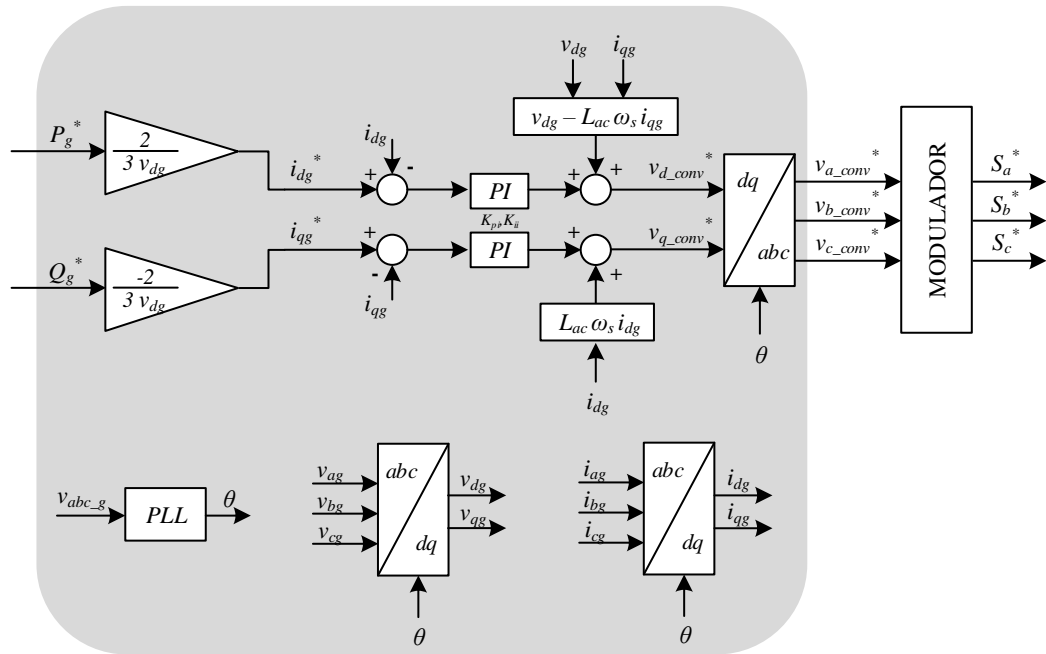


Figura 2.20. Diagrama de control de un convertidor CPL.

Despreciando los armónicos de conmutación generados por el convertidor y su modulación, y haciendo uso de la notación (transformación) en d-q tanto del circuito de potencia como de los lazos de control, se puede llegar a un modelo simplificado equivalente, tal y como se muestra en el diagrama de bloques presentado en la Figura 2.21. Dicho modelo simplificado es capaz de representar la dinámica transitoria del convertidor y su control asociado, todo ello, despreciando los armónicos de conmutación presentes en las variables eléctricas del sistema, tales como tensiones, corrientes y potencias.

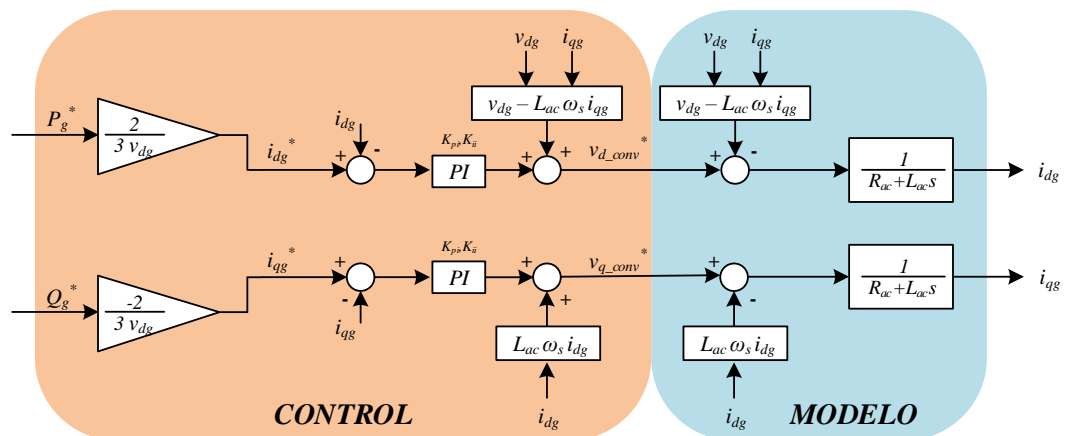


Figura 2.21. Diagrama simplificado del modelo de convertidor y su control vectorial asociado.

Asumiendo que los términos de acople se cancelan correctamente, las funciones de transferencia de las corrientes i_{dg} e i_{qg} respecto a sus consignas resultan en la siguiente expresión:

$$\frac{i_{dg}(s)}{i_{dg}^*(s)} = \frac{i_{qg}(s)}{i_{qg}^*(s)} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_{ac}s^2 + (R_{ac} + K_{pi})s + K_{ii}} = G_{CL}(s) \quad (2.82)$$

$$i_{dg}(s) = G_{CL}(s) i_{dg}^*(s) \quad (2.83)$$

Donde K_{pi} y K_{ii} son los parámetros de los reguladores PI de corriente y R_{ac} y L_{ac} son los valores correspondientes a la resistencia e inductancia del filtro en el lado AC tal y como se ha comentado anteriormente.

Si el modelo del convertidor junto a su control se asemeja a un sistema de segundo orden estándar, el denominador de la ecuación (2.82) se podría expresar de la siguiente forma:

$$L_{ac}s^2 + (R_{ac} + K_{pi})s + K_{ii} \equiv s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2 \quad (2.84)$$

Mediante las funciones de transferencia obtenidas de los lazos de corriente, es posible realizar una sintonía en base a modelo de los parámetros de los reguladores. De esta forma, considerando un factor de amortiguamiento relativo unitario ($\zeta=1$), los parámetros de los reguladores de los lazos de corriente, K_{pi} y K_{ii} , quedan definidos por:

$$s^2 + \left(\frac{R_{ac} + K_{pi}}{L_{ac}} \right) s + \frac{K_{ii}}{L_{ac}} \equiv (s + \omega_{ni})^2 \quad (2.85)$$

$$2\omega_{ni} = \frac{R_{ac} + K_{pi}}{L_{ac}} \rightarrow K_{pi} = 2\omega_{ni}L_{ac} - R_{ac} \quad (2.86)$$

$$\frac{K_{ii}}{L_{ac}} = \omega_{ni}^2 \rightarrow K_{ii} = \omega_{ni}^2 L_{ac} \quad (2.87)$$

De esta forma se obtiene una respuesta de los lazos de corriente estable y amortiguada, que viene dada por dos polos iguales en cada lazo situados en ω_{ni} . Los polos ω_{ni} , se elegirán en función de la dinámica en lazo cerrado que se quiera conseguir debidas a unas especificaciones dadas por ejemplo.

Finalmente, en las ecuaciones (2.80) y (2.81) se observa que la dinámica de los lazos de corriente representada mediante la función de transferencia (2.82), es exactamente la misma que la dinámica de potencias del convertidor. El análisis en d-q muestra que la relación entre corrientes y potencias es una constante.

2.5.1.3 Transferencia de potencia

Una vez modelada la corriente en el lado de red AC cuando es controlada mediante el control vectorial descrito, el último paso para modelar un convertidor CPL se corresponde con la transferencia de potencia entre el lado AC y DC. Para ello, se asume que la potencia activa del lado DC del VSC es igual a la potencia activa en el lado de red AC (despreciando las pérdidas), $P_{AC} \approx P_{DC}$, es decir:

$$\frac{3}{2} v_{dg} i_{dg} = V_{Cx} I_x \quad (2.88)$$

Siendo 'x' el número de rama de la red ($x=2, 3, s1, s2, s3$), V_{Cx} la tensión DC de cada convertidor (tensión del condensador de bus) e I_x la corriente DC a la salida del convertidor (sentido positivo entrando desde el lado DC), tal y como se muestra en la Figura 2.13.

Nótese cómo fundamentalmente se desprecian las pérdidas de potencia en el filtro de armónicos (en la resistencia parásita R_{ac}) y las pérdidas de conducción y conmutación de los semiconductores de potencia (se consideran semiconductores ideales). Dichas pérdidas, en el contexto del presente estudio de redes DC en buques, puede afirmarse que representan menos de un 4% de la potencia nominal de cada convertidor.

Tal y como se detalla en las siguientes secciones, la expresión que representa la potencia en el lado AC depende de la consigna de i_{dg} y, por consiguiente, de la dinámica impuesta por los lazos de control. Por otro lado, la potencia en el lado DC resulta en una ecuación no-lineal, por lo que para poder emplear la teoría de control y análisis de sistemas lineales, se opta por linealizar dicha ecuación como en [124] y [125]. Este método, linealiza la ecuación no-lineal en diferentes puntos de equilibrio o de operación, por lo que resulta válido y preciso ante variaciones pequeñas respecto al citado punto de operación.

Independientemente del valor de potencia reactiva establecido, dado que no entra en juego en la ecuación (2.88), únicamente es necesario profundizar en el modelo de la consigna de corriente en el eje 'd', i_{dg}^* , la cual viene dada por la ecuación (2.89). Cambiando la notación de la potencia para hacerla consistente a la notación utilizada en el modelo de la red DC, se denomina a partir de ahora a la potencia de cada CPL P_x en lugar de P_g , siendo 'x' el número de rama de la red ($x=2, 3, s1, s2, s3$). Así, la ecuación queda expresada de la siguiente forma:

$$i_{dg}^* = \frac{2}{3v_{dg}} P_x^* \quad (2.89)$$

Insertando la ecuación (2.89) en la ecuación (2.83) y a su vez todo ello en la ecuación (2.88), se obtiene la ecuación de la transferencia de potencias (2.90), la cual depende de la consigna de potencia activa, de la tensión del condensador de bus del convertidor y de la corriente DC a la salida del convertidor o tensión en el punto de conexión a la red DC.

$$G_{CL}(s)P_x^* - V_{Cx}I_x = 0 = f(P_x^*, V_{Cx}, I_x) \quad (2.90)$$

Tal y como se ha comentado anteriormente, la ecuación (2.90) muestra también que la relación de la transferencia de potencias, f , no es lineal.

Cabe destacar que se podría continuar, haciendo uso de métodos de análisis orientados a sistemas no-lineales. Sin embargo, tal y como se ha mencionado anteriormente, se opta por linealizar el sistema y continuar con un modelo más simple, asequible y de mayor practicidad para aplicar los análisis pertinentes.

En el proceso de linealización se aplica el teorema de expansión en series de Taylor a la ecuación no-lineal, despreciando todos los términos no-lineales de la serie (potencias de dos y mayores). De esta manera, se obtiene un modelo de convertidor CPL lineal, donde se asume que el modelo es preciso sólo cuando las variables del sistema se desvían

ligeramente del punto de operación o equilibrio. Este modelo depende, por lo tanto, de las dinámicas de los lazos de control y del punto de operación (punto de equilibrio) empleado en la linealización. A continuación se presenta la técnica seguida.

Para obtener la expresión que representa la corriente en el lado DC del convertidor en pequeña señal, primero se desarrolla la serie de Taylor de la ecuación (2.90) para las tres variables del sistema y teniendo en cuenta sólo los términos lineales:

$$\tilde{f} = \left. \frac{\partial f}{\partial P_x^*} \right|_{P.O} \tilde{P}_x^* + \left. \frac{\partial f}{\partial V_{Cx}} \right|_{P.O} \tilde{V}_{Cx} + \left. \frac{\partial f}{\partial I_x} \right|_{P.O} \tilde{I}_x \quad (2.91)$$

Siendo las derivadas parciales en el punto de operación (o de equilibrio):

$$\left. \frac{\partial f}{\partial P_x^*} \right|_{P.O} = G_{CL}(s) \quad (2.92)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial V_{Cx}} \right|_{P.O} = -I_{xo} \quad (2.93)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial I_x} \right|_{P.O} = -V_{Cxo} \quad (2.94)$$

Siendo el punto de operación (o de equilibrio):

- Corriente DC : I_{xo}
- Tensión DC: V_{Cxo}
- Potencia: $P_{xo} = V_{Cxo} \cdot I_{xo}$

Y finalmente, siendo las variaciones de las variables respecto al punto de operación (o de equilibrio) respectivo:

- $\tilde{f} = 0$
- Variación respecto al punto de equilibrio V_{Cxo} : \tilde{V}_{Cx}
- Variación respecto al punto de equilibrio I_{xo} : \tilde{I}_x
- Variación respecto al punto de equilibrio P_{xo} : \tilde{P}_x^*

Por lo tanto, la ecuación linealizada en pequeña señal resulta:

$$0 = G_{CL}(s) \tilde{P}_x^* - I_{xo} \tilde{V}_{Cx} - V_{Cxo} \tilde{I}_x \quad (2.95)$$

Despejando la corriente DC de convertidor finalmente:

$$\tilde{I}_x = \frac{G_{CL}(s)}{V_{Cxo}} \tilde{P}_x^* - \frac{I_{xo}}{V_{Cxo}} \tilde{V}_{Cx} \quad (2.96)$$

Ordenando la ecuación anterior en forma matricial se obtiene la ecuación (2.97), expresión que representa el modelo lineal del convertidor CPL. Este modelo tiene como entradas la consigna de potencia activa del CPL (\tilde{P}_x^*) y la propia tensión del DC-link del VSC (\tilde{V}_{Cx}), mientras que su salida es la corriente en el lado DC del convertidor (\tilde{I}_x), (ver Figura 2.22).

$$\tilde{I}_x = \begin{bmatrix} G_{P_ref}(s) & G_{Vx}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_x^* \\ \tilde{V}_{Cx} \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

$$G_{P_ref}(s) = \left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_{ac}s^2 + (R_{ac} + K_{pi})s + K_{ii}} \right) \frac{1}{V_{Cxo}} \quad (2.98)$$

$$G_{Vx}(s) = -\frac{I_{xo}}{V_{Cxo}} \quad (2.99)$$

Siendo ‘x’ el número de convertidor CPL del sistema de distribución ($x=2, 3, s1, s2, s3$).

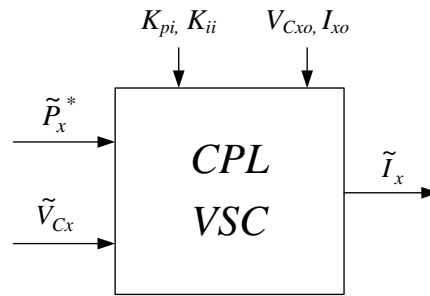


Figura 2.22. Entradas y salidas del modelo de un convertidor CPL.

Cabe destacar finalmente que debido a que el modelo resultante es lineal, sólo se puede analizar la estabilidad del sistema desde un punto de vista local sobre un punto de operación. De esta forma, es altamente recomendable, al menos, estudiar la estabilidad local sobre diferentes puntos de operación o equilibrio, principalmente en los más representativos según los modos de operación en este caso del buque. Ver concepto de inmitancia generalizada en [50], [80]–[83].

2.5.2 Modelo de un convertidor AFE

El proceso de modelar un convertidor AFE es similar al mostrado en el apartado anterior para el caso de un CPL, ya que comparten el mismo circuito de potencia y filosofía de control. Sin embargo, en el caso de un AFE la consigna de potencia activa se genera a través de un lazo de tensión, ya que la función principal de este tipo de convertidores es controlar o regular la tensión de la red DC a un valor de consigna deseado generalmente constante.

Por ello, el diagrama de control de un AFE contiene un lazo de control de tensión de bus DC en cascada con el lazo de corriente, tal y como se muestra en la Figura 2.23.

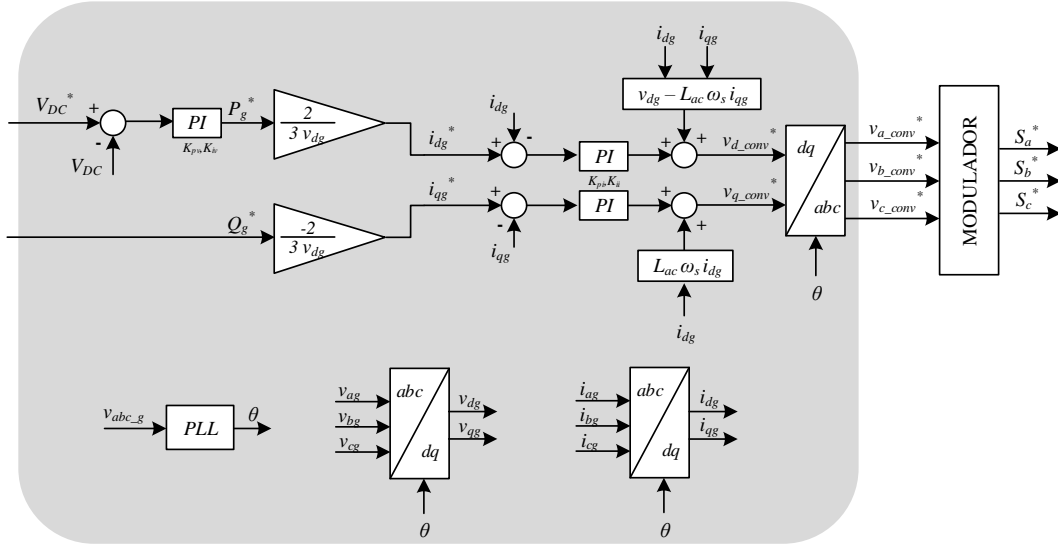


Figura 2.23. Diagrama de control de un convertidor AFE.

La expresión que representa la consigna de i_{dg} en el AFE viene dada por:

$$i_{dg}^* = \frac{2}{3v_{dg}} P_g^* = \frac{2}{3v_{dg}} (V_{DC}^* - V_{DC}) G_{VL}(s) \quad (2.100)$$

$$G_{VL}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (2.101)$$

Donde K_{pv} y K_{iv} son los parámetros del regulador PI de tensión de bus, v_{dg} , es la proyección de la tensión de red en el eje 'd', V_{DC}^* es la consigna de tensión de bus DC y V_{DC} es la tensión medida en el DC-link del VSC.

Continuando con la notación empleada en el capítulo e insertando las ecuaciones (2.100) y (2.101) en la ecuación (2.83) y todo ello en la ecuación (2.88), se obtiene la ecuación de la transferencia de potencias (2.102). Esta ecuación depende de la consigna de tensión de bus DC, de la tensión del condensador de bus del convertidor y de la corriente DC a la salida del convertidor. Nótese cómo lo que primeramente se ha llamado de manera genérica V_{DC} , al trasladarlo a la red DC se denomina V_{C1} .

$$G_{VL}(s) G_{CL}(s) (V_{C1}^* - V_{C1}) - V_{C1} I_1 = 0 = f(V_{C1}^*, V_{C1}, I_1) \quad (2.102)$$

Se observa que, al igual que con el convertidor CPL, la ecuación (2.102) es no-lineal. Para obtener la expresión que representa la corriente en el lado DC del convertidor AFE en pequeña señal, se linealiza la función mediante el teorema anteriormente citado (aplicando el teorema de expansión en series de Taylor a la ecuación no-lineal, despreciando todos los términos no-lineales de la serie (potencias de dos y mayores)). En primer lugar se desarrolla la serie de Taylor de la ecuación (2.102) para las tres variables del sistema y teniendo en cuenta sólo los términos lineales:

$$\tilde{f} = \left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}^*} \right|_{P,O} \tilde{V}_{C1}^* + \left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}} \right|_{P,O} \tilde{V}_{C1} + \left. \frac{\partial f}{\partial I_1} \right|_{P,O} \tilde{I}_1 \quad (2.103)$$

Siendo las derivadas parciales en el punto de operación (o de equilibrio):

$$\left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}^*} \right|_{P,O} = G_{VL}(s)G_{CL}(s) \quad (2.104)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}} \right|_{P,O} = -G_{VL}(s)G_{CL}(s) - I_{1o} \quad (2.105)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial I_1} \right|_{P,O} = -V_{C1o} \quad (2.106)$$

Siendo el punto de operación (o de equilibrio):

- Corriente DC : I_{1o}
- Tensión DC: V_{C1o}

Y finalmente, siendo las variaciones de las variables respecto al punto de operación (o de equilibrio) respectivo:

- $\tilde{f} = 0$
- Variación respecto al punto de equilibrio V_{C1o} : \tilde{V}_{C1}
- Variación respecto al punto de equilibrio I_{1o} : \tilde{I}_1
- Variación respecto al punto de equilibrio de V_{C1}^* : \tilde{V}_{C1}^*

Por lo tanto, la ecuación linealizada en pequeña señal resulta:

$$0 = (G_{VL}(s)G_{CL}(s))\tilde{V}_{C1}^* - (G_{VL}(s)G_{CL}(s) + I_{1o})\tilde{V}_{C1} - (V_{C1o})\tilde{I}_1 \quad (2.107)$$

Despejando la corriente DC de convertidor finalmente:

$$\tilde{I}_1 = \frac{(G_{VL}(s)G_{CL}(s))}{V_{C1o}}\tilde{V}_{C1}^* - \frac{(G_{VL}(s)G_{CL}(s) + I_{1o})}{V_{C1o}}\tilde{V}_{C1} \quad (2.108)$$

De la misma forma que con el convertidor CPL, ordenando la anterior ecuación en forma matricial se obtiene la ecuación (2.109), expresión que representa el modelo lineal de un convertidor AFE. Este modelo tiene como entradas la consigna de tensión de bus DC del AFE (\tilde{V}_{C1}^*) y la propia tensión del DC-link del VSC (\tilde{V}_{C1}), mientras que su salida es la corriente en el lado DC del convertidor (\tilde{I}_1), (ver Figura 2.24).

$$\tilde{I}_1 = \begin{bmatrix} G_{Vref}(s) & G_{V_{C1}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{C1}^* \\ \tilde{V}_{C1} \end{bmatrix} \quad (2.109)$$

$$G_{V_{ref}}(s) = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_{ac}s^2 + (R_{ac} + K_{pi})s + K_{ii}} \right) \frac{1}{V_{C1o}} \quad (2.110)$$

$$G_{V_{c1}}(s) = -G_{V_{ref}}(s) - \frac{I_{1o}}{V_{C1o}} \quad (2.111)$$

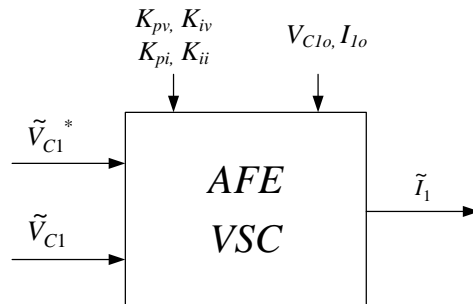


Figura 2.24. Entradas y salidas del modelo de un convertidor AFE.

2.6 Modelo completo del PEB-DCDS

Una vez modelado cada elemento del sistema por separado, de forma que las salidas de un subsistema son las entradas de otro (ver Figura 2.25), se puede hacer uso de un software de cálculo como *MatlabTM* el cual puede facilitar la interconexión matemática de todos los subsistemas.

Al interconectar los modelos de la red externa e interna se obtiene como resultado un modelo lineal representado por la matriz G_{red_DC} , compuesta por funciones de transferencia en el dominio de Laplace (2.112). Este modelo lineal relaciona las tensiones y corrientes de las redes externa e interna con las corrientes del lado DC de los convertidores, tal y como se muestra en la Figura 2.26.

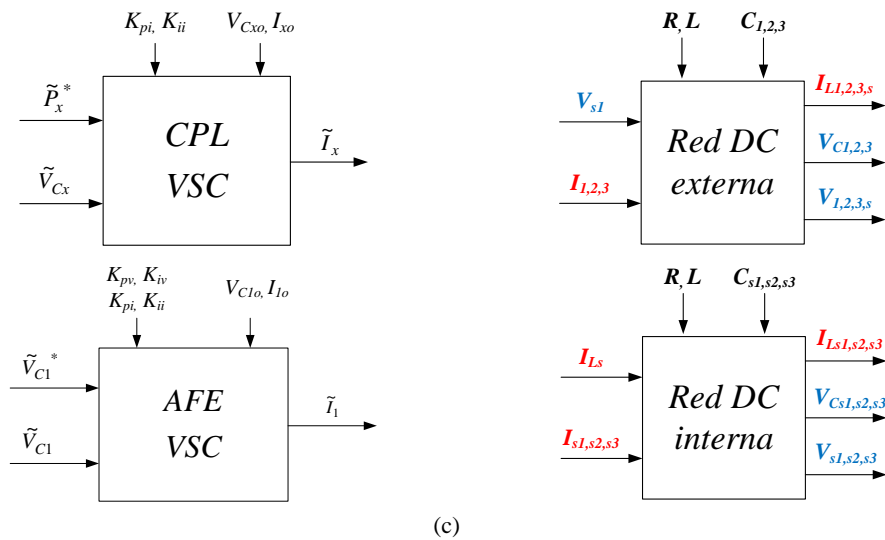
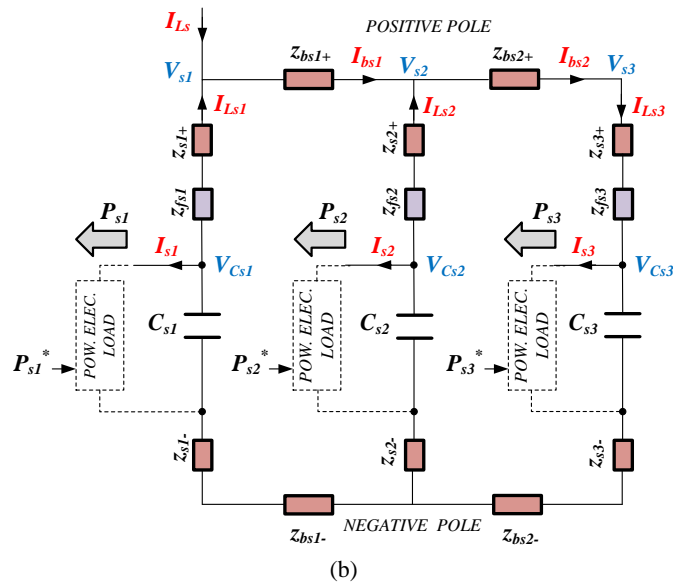
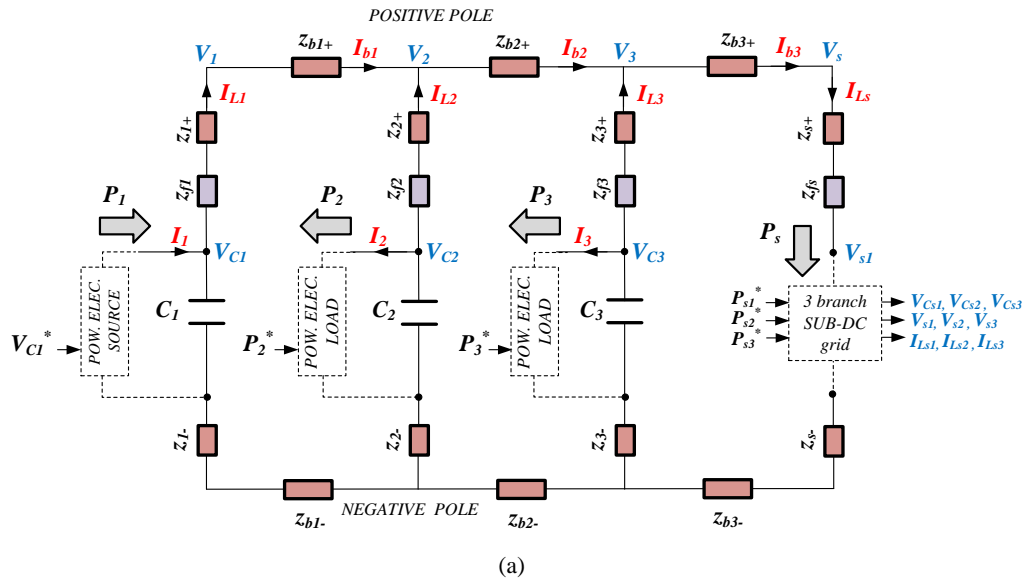


Figura 2.25. (a) Red externa del PEB-DCDS. (b) Red interna del PEB-DCDS. (c) Entradas y salidas de los diferentes modelos desarrollados.

$$\begin{bmatrix} V_m \\ V_s \\ V_{Cm} \\ V_{sn} \\ V_{Csn} \\ I_{Lm} \\ I_{Ls} \\ I_{Lsn} \end{bmatrix} = [G_{red_DC}(s)] \begin{bmatrix} I_m \\ I_{sn} \end{bmatrix} \quad m = 1,2,3; \quad n = 1,2,3; \quad (2.112)$$

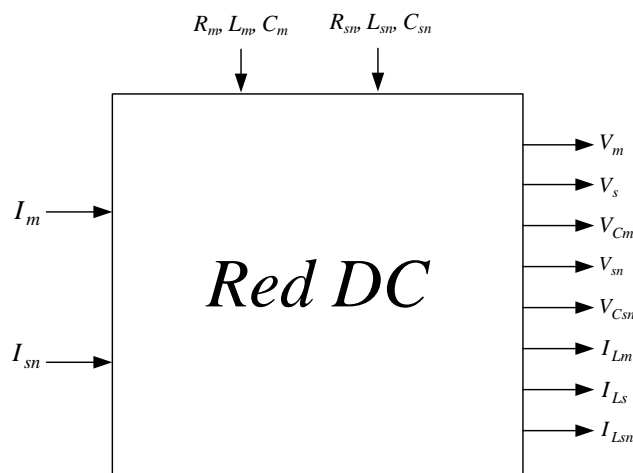


Figura 2.26. Entradas y salidas del modelo de red DC (modelo lineal).

Las entradas I_m e I_{sn} se corresponden con las corrientes en el lado DC de los convertidores conectados en la red externa e interna respectivamente y las salidas V_m y V_s son las tensiones de rama de la red externa. El término V_{sn} representa las tensiones de rama de la red interna, mientras que V_{Cm} representa las tensiones en los condensadores de bus de los VSCs de la red externa y V_{Csn} las tensiones de los condensadores de bus de los VSCs de la red interna. De acuerdo con las corrientes, I_{Lm} e I_{Ls} representan las corrientes por las ramas de la red externa e I_{Lsn} las corrientes por las ramas de la red interna.

Observando las matrices de las ecuaciones que modelan tanto la red externa como la interna, se puede apreciar lo simple que resulta la adición de nuevas ramas al modelo. Por lo tanto, la técnica de modelado presentada es extrapolable a diferentes configuraciones de PEB-DCDS.

Al conectar los convertidores (modelos en pequeña señal y linealizados) al modelo lineal de la red DC completa, G_{red_DC} , se obtiene como resultado un modelo representado por la matriz G_{DCDS} (ecuación (2.113)). Esta matriz está compuesta por funciones de transferencia en el dominio de Laplace y relaciona las corrientes y tensiones de toda la red (salidas del modelo) con las consignas de los convertidores (entradas del modelo), tal y como se muestra en la Figura 2.27.

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_m \\ \tilde{V}_s \\ \tilde{V}_{Cm} \\ \tilde{V}_{sn} \\ \tilde{V}_{Csn} \\ \tilde{I}_{Lm} \\ \tilde{I}_{Ls} \\ \tilde{I}_{Lsn} \end{bmatrix} = [G_{DCDS}(s)] \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Cl}^* \\ \tilde{P}_l^* \\ \tilde{P}_{sn}^* \end{bmatrix} \quad m = 1,2,3; \quad n = 1,2,3; \quad l = 2,3; \quad (2.113)$$

En cuanto a las entradas, \tilde{V}_{Cl}^* es la consigna de tensión de bus del AFE-VSC, \tilde{P}_l^* son las consignas de potencia de las cargas de la red externa, \tilde{P}_{sn}^* son las consignas de potencia de las cargas de la red interna. En cuanto a las salidas, los términos \tilde{v}_m y \tilde{v}_s representan las tensiones de rama de la red externa, \tilde{V}_{Cm} las tensiones en los condensadores de bus de los VSCs de la red externa, \tilde{V}_{sn} las tensiones de rama de la red interna, \tilde{V}_{Csn} las tensiones en los condensadores de bus de los VSCs de la red interna, \tilde{I}_{Lm} e \tilde{I}_{Ls} las corrientes por las ramas de la red externa e \tilde{I}_{Lsn} las corrientes por las ramas de la red interna.

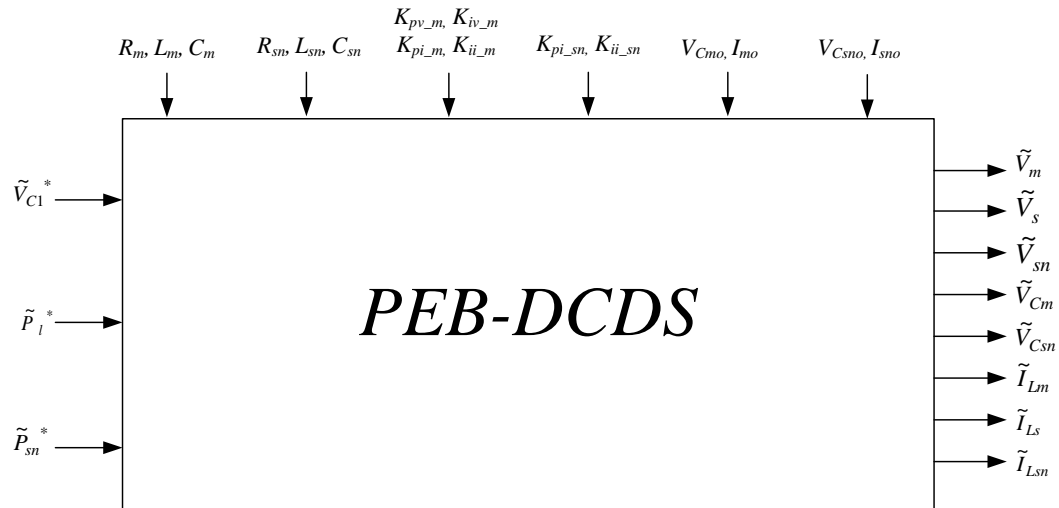


Figura 2.27. Entradas y salidas del modelo de PEB-DCDS completo (modelo linealizado).

Es importante recalcar que, mientras que las variables del modelo de la red completa (G_{red_DC}) son variables absolutas por ser éste un sistema lineal de base, todas las variables del modelo de PEB-DCDS completo (G_{DCDS}) representan la variación respecto a su punto de equilibrio al ser los modelos de los convertidores (AFE y CPL) modelos linealizados en un punto de equilibrio.

Este modelo permite realizar numerosos análisis de diferentes naturalezas que se describen en el siguiente capítulo. En función del análisis que se desee llevar a cabo (estabilidad del sistema, calidad de señal, etc.) se seleccionan las matrices o elementos de las matrices

necesarios (relaciones corriente vs. corriente, relaciones corriente vs. tensión, etc.) y se estudia el efecto de unas variables sobre las otras.

Cabe destacar el hecho de que partiendo de este modelo analítico propuesto, se pueden aplicar diferentes métodos para analizar la estabilidad de un PEB-DCDS, entre ellos los propuestos en [84], [85], relacionados con el estudio de la pasividad del sistema.

2.7 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la técnica empleada (aproximación holística) y el modelo analítico lineal y multivariable finalmente propuesto y desarrollado para un PEB-DCDS.

Se han descrito los modelos analíticos de los diferentes elementos que componen un PEB-DCDS, donde en un primer paso se han modelado las redes externa e interna compuestas por las impedancias parásitas y los condensadores de bus de los convertidores, obteniendo un modelo completamente lineal de base, compuesto por elementos pasivos e invariantes en el tiempo.

En un segundo paso, se ha llevado a cabo el modelado de los diferentes convertidores conectados al sistema de distribución: los convertidores AFE que suministran energía al bus y regulan la tensión DC de la red y los convertidores CPL que alimentan cargas AC a potencia constante. Dada la naturaleza no-lineal de los convertidores basados en electrónica de potencia, ambos modelos requieren de la aplicación de técnicas de linealización (alrededor de un punto de equilibrio) para poder obtener un modelo lineal de convertidor

Finalmente y como tercer paso, conectando todos los modelos mediante un software de cálculo se obtiene el modelo multivariable y lineal del sistema completo, en el cual todas las variables representan su variación respecto al punto de equilibrio empleado para en el proceso de linealización.

En el próximo capítulo se presenta la utilidad del modelo desarrollado, haciendo hincapié en su uso para llevar a cabo principalmente los análisis de estabilidad local y de calidad de señal de un sistema PEB-DCDS.

Capítulo 3

Análisis del comportamiento del PEB-DCDS. Utilidad del modelo.

En este capítulo se describe la utilidad del modelo analítico propuesto y se analiza el comportamiento dinámico del sistema de distribución en DC. De este análisis se concluye que existen algunos parámetros de diseño que pueden hacer que el sistema esté poco amortiguado, ahondando de esta forma dos problemas de relativa importancia a tratar a lo largo de este trabajo: la estabilidad y la calidad de señal del sistema de distribución.

3.1 Introducción

Tal y como se concluye en el capítulo anterior, el modelo analítico presentado permite reproducir diferentes configuraciones de PEB-DCDS y analizar las variaciones de las diversas variables del sistema, tales como las tensiones y corrientes de la red DC, respecto a su punto de equilibrio ante diferentes perturbaciones. La combinación de estas variables hace posible analizar el comportamiento dinámico del sistema en términos de estabilidad y

de calidad de señal, tanto en el dominio frecuencial como en el temporal. Para llevar a cabo dichos análisis, el modelo analítico del PEB-DCDS permite hacer uso de las teorías de los sistemas lineales pertenecientes a la automática clásica mediante herramientas tales como diagramas de Bode, el lugar geométrico de las raíces, los diagramas de Nyquist, etc. Esto hace posible la localización y estudio en profundidad, por ejemplo, de las resonancias de la red DC, debidas a la combinación de las impedancias parásitas de las líneas y los condensadores de bus de los convertidores. A la hora de diseñar un sistema de distribución robusto y estable, es importante conocer la localización de las resonancias de la red DC, ya que en el caso de coincidir la frecuencia de resonancia con la frecuencia de conmutación de los convertidores, los armónicos producidos por la modulación podrían ocasionar unas corrientes y tensiones de elevado rizado y contenido armónico. Este efecto podría provocar un calentamiento excesivo en los cables/embarrados, equipos, etc. o incluso un fallo del sistema eléctrico [129].

Además, el hecho de que los diferentes convertidores interactúen en una misma red DC hace que el sistema esté altamente acoplado, y, debido a la probable presencia de importantes cargas funcionando en modo CPL, la estabilidad pueda verse degradada, derivando en un sistema final con pobres márgenes de estabilidad (sistema poco amortiguado) o incluso en un sistema inestable.

El objetivo de este capítulo es mostrar la utilidad del modelo analítico presentado para conocer el comportamiento dinámico del PEB-DCDS. En la primera parte del capítulo se presentan las herramientas propuestas para analizar la estabilidad del sistema, a la vez que se estudia el efecto que tienen los parámetros del propio sistema sobre ésta. Además, se propone un método para la sintonía del lazo de control de tensión presente en el rectificador AFE utilizado para generar la tensión de la red DC mediante información extraída del modelo analítico. En la última parte del capítulo se muestran las herramientas y medios propuestos para analizar la calidad de señal en el PEB-DCDS.

3.2 Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica

Tal y como se ha descrito en el Capítulo 1, existen diferentes métodos de análisis para estudiar y evaluar la estabilidad de un sistema de distribución DC. El modelo analítico propuesto ofrece numerosas formas de analizar la estabilidad de un PEB-DCDS, de forma local, mediante el uso de la automática clásica. Para ello, se pueden emplear y en esta tesis se proponen y utilizan herramientas tales como los diagramas de Bode, los mapas de polos o las respuestas temporales ante perturbaciones en el sistema.

3.2.1 Comportamiento dinámico del PEB-DCDS

Como punto de partida, se va a considerar el PEB-DCDS formado por tres ramas mostrado en la Figura 3.1. Este sistema de distribución consta de un rectificador AFE en la primera

rama y dos cargas CPL conectadas en las ramas 2 y 3. En la Tabla 3.1 se muestran los valores de las impedancias parásitas de la red DC, los parámetros de control de los convertidores y su punto de operación.

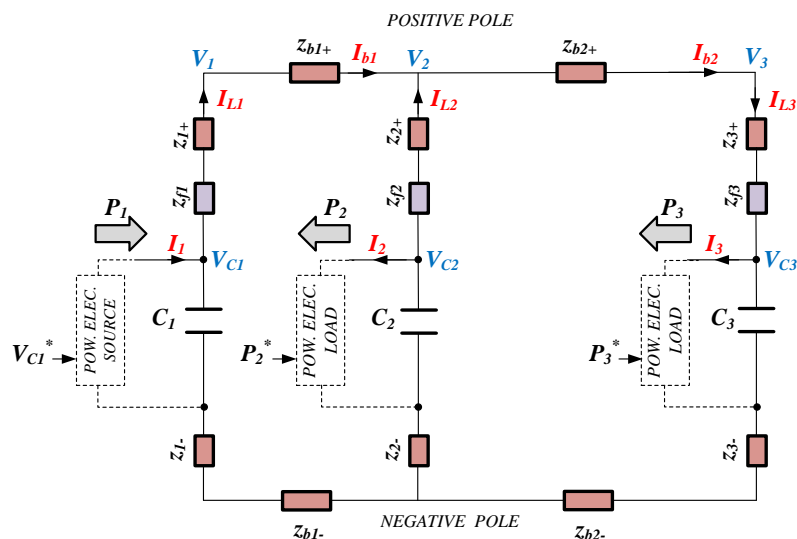


Figura 3.1. PEB-DCDS de tres ramas con un AFE y dos CPLs.

TABLA 3.1
PARÁMETROS DEL PEB-DCDS DE TRES RAMAS

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor		
Red DC	z_{1+}, z_{1-}	$R=600\mu\Omega, L=3.75\mu H$	CPL₂	K_{pi}	0.302
	z_{2+}, z_{2-}	$R=600\mu\Omega, L=3.75\mu H$		K_{ii}	94.748
	z_{3+}, z_{3-}	$R=600\mu\Omega, L=3.75\mu H$		R_{ac}	$3\mu\Omega$
	z_{f1}, z_{f2}, z_{f3}	$R=0, L=0$		L_{ac}	$240\mu H$
	z_{b1+}, z_{b1-}	$R=216\mu\Omega, L=1.34\mu H$		V_{ac}	$690V_{LLrms}$
	z_{b2+}, z_{b2-}	$R=1.5m\Omega, L=9.42\mu H$		ω_{ni}	$2\pi \times 100HZ$
	C_1, C_2, C_3	$3.2mF$		P_2^*	$0.1 \times P_1^*$
AFE	K_{pv}	-1045.7	CPL₃	K_{pi}	0.302
	K_{iv}	-55190		K_{ii}	94.748
	K_{pi}	0.302		R_{ac}	$3\mu\Omega$
	K_{ii}	94.748		L_{ac}	$240\mu H$
	R_{ac}	$3\mu\Omega$		V_{ac}	$690V_{LLrms}$
	L_{ac}	$240\mu H$		ω_{ni}	$2\pi \times 100HZ$
	V_{ac}	$690V_{LLrms}$		P_3^*	$0.9 \times P_1^*$
	ω_{ni}	$2\pi \times 100HZ$			
	P_1^*	400kW			
V_{CI}^*	1100V				

Cabe destacar los siguientes aspectos de la red seleccionada:

- Red DC:
 - Las impedancias correspondientes a z_{1+} , z_{1-} , z_{2+} , z_{2-} , z_{3+} y z_{3-} modelan la conexión de los convertidores a la red DC, la cual se hace mediante un tramo combinado de cable y pletina de cobre. Nótese como en los tres convertidores se ha utilizado la misma distancia, materiales, y geometría en la conexión, dando lugar al mismo valor de impedancias.
 - Las impedancias z_{b1+} , z_{b1-} , z_{b2+} y z_{b2-} se corresponden con una distancia de red DC de 3.5 metros y de 24.75 metros respectivamente. En la realidad, estas distancias emularían una carga cercana al convertidor generador (AFE) y otra alejada al mismo.
 - No se han incorporado impedancias de filtro en la red DC (z_{f1} , z_{f2} y z_{f3}).
 - Las capacidades de bus de los convertidores C_1 , C_2 y C_3 son los valores correspondientes de los convertidores utilizados.

- Convertidores AFE, CPL₂ y CPL₃:
 - Los convertidores de potencia trabajan a una tensión de 690V_{AC} en su lado AC y una tensión de bus en el lado DC de 1100V_{DC}.
 - Se trata de convertidores de potencia VSC trifásicos de dos niveles, que pueden trabajar con diferentes módulos de IGBTs en paralelo para obtener mayor potencia a la salida en función de lo que la aplicación pueda requerir. La potencia nominal de cada convertidor considerado en este trabajo es de 500kW.
 - Para los análisis subsiguientes, se ha seleccionado un punto de operación constante de la red DC, en el cual se cumple que: $P_1=400\text{kW}$, $P_2 = 40\text{kW}$ y $P_3=360\text{kW}$.
 - Las impedancias de filtro en el lado AC de los convertidores (L_{ac} y R_{ac}) utilizadas son impedancias estándares para obtener una calidad de corriente adecuada en el lado AC.
 - La dinámica o ancho de banda del lazo de corriente de los tres convertidores (y por tanto también la dinámica de control de potencia) se ha fijado en $\omega_{ni}=628\text{rad/s}$. Este valor ha sido elegido siguiendo el método descrito en el Capítulo 2 y da como resultado los valores de K_{pi} y K_{ii} mostrados en la Tabla 3.1.

- Inicialmente, la dinámica del lazo de tensión de bus no se ha ajustado mediante ningún método. Con los parámetros K_{pv} y K_{iv} mostrados en la Tabla 3.1, se obtienen unas dinámicas y anchos de banda tal y como se muestran en los análisis que se presentan a continuación.

Haciendo uso de las ecuaciones que modelan la red DC y sus convertidores asociados mostradas en el Capítulo 2 y haciendo uso del software de cálculo *Matlab*TM, es posible obtener las funciones de transferencia del modelo de red completo y con ellas, tal y como se ha mencionado anteriormente, realizar análisis mediante los mapas de polos y diagramas de Bode entre otros.

Según el modelo propuesto para un número 'n' de ramas, es posible obtener las siguientes expresiones para las tensiones y corrientes de la red DC de la Figura 3.1. A continuación se muestran las expresiones correspondientes a las variables V_{C1} e I_{L1} respecto a las tres entradas del sistema: V_{C1}^* , P_2^* y P_3^* ((3.1)-(3.8)). Cabe recordar el hecho de que estas funciones de transferencia son locales a un punto de operación o equilibrio.

$$V_{C1} = FT_{1V_{C1}}(s) \mathcal{N}_{C1}^* + FT_{2V_{C1}}(s) P_2^* + FT_{3V_{C1}}(s) P_3^* \quad (3.1)$$

$$I_{L1} = FT_{1I_{L1}}(s) \mathcal{N}_{C1}^* + FT_{2I_{L1}}(s) P_2^* + FT_{3I_{L1}}(s) P_3^* \quad (3.2)$$

Siendo:

$$FT_{1V_{C1}}(s) = \frac{b_0 s^6 + b_1 s^5 + b_2 s^4 + b_3 s^3 + b_4 s^2 + b_5 s + b_6}{a_0 s^8 + a_1 s^7 + a_2 s^6 + a_3 s^5 + a_4 s^4 + a_5 s^3 + a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.3)$$

$$FT_{2V_{C1}}(s) = \frac{c_0 s^4 + c_1 s^3 + c_2 s^2 + c_3 s}{a_0 s^8 + a_1 s^7 + a_2 s^6 + a_3 s^5 + a_4 s^4 + a_5 s^3 + a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.4)$$

$$FT_{3V_{C1}}(s) = \frac{d_0 s^4 + d_1 s^3 + d_2 s^2 + d_3 s}{a_0 s^8 + a_1 s^7 + a_2 s^6 + a_3 s^5 + a_4 s^4 + a_5 s^3 + a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.5)$$

$$FT_{1I_{L1}}(s) = \frac{e_0 s^5 + e_1 s^4 + e_2 s^3 + e_3 s^2 + e_4 s + e_5}{a_0 s^8 + a_1 s^7 + a_2 s^6 + a_3 s^5 + a_4 s^4 + a_5 s^3 + a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.6)$$

$$FT_{2I_{L1}}(s) = \frac{f_0 s^5 + f_1 s^4 + f_2 s^3 + f_3 s^2 + f_4 s + f_5}{a_0 s^8 + a_1 s^7 + a_2 s^6 + a_3 s^5 + a_4 s^4 + a_5 s^3 + a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.7)$$

$$FT_{3I_{L1}}(s) = \frac{g_0 s^5 + g_1 s^4 + g_2 s^3 + g_3 s^2 + g_4 s + g_5}{a_0 s^8 + a_1 s^7 + a_2 s^6 + a_3 s^5 + a_4 s^4 + a_5 s^3 + a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.8)$$

Y siendo todos los coeficientes numéricos de las funciones de transferencia ($a_0..a_8$, $b_0..b_6$, $c_0..c_3$, $d_0..d_3$, $e_0..e_5$, $f_0..f_5$ y $g_0..g_5$) obtenibles mediante *Matlab*TM.

Se puede apreciar cómo las variables de la red V_{C1} e I_{L1} dependen de las tres entradas (V_{C1}^* , P_2^* y P_3^*) y están influenciadas de diferente manera mediante diferentes funciones de

transferencia, resultando en un sistema multivariable con múltiples entradas y múltiples salidas. Para el resto de variables del sistema, tales como V_{C2} e I_{L2} o V_{C3} e I_{L3} , se obtienen expresiones equivalentes y por tanto comportamientos o conclusiones equivalentes.

Nótese cómo para el sistema de tres ramas analizado en este apartado, se obtienen 8 polos en todas las funciones de transferencia, mientras que el número de ceros depende cada función de transferencia y por tanto de las variables que ésta relaciona. En todos los casos, los polos de las funciones de transferencia son idénticos, pero los ceros difieren. El hecho de que los polos sean idénticos, en general implica que la estabilidad y comportamientos dominantes del sistema sean similares para todas las variables del sistema.

De esta manera, en la Figura 3.2, se muestran los polos del sistema para distintas funciones de transferencia (relaciones de V_{C1} e I_{L1} con respecto a V_{C1}^* , P_2^* y P_3^*). En dicha figura se pueden apreciar dos pares de polos complejos conjugados de dinámica rápida asociados al lazo de corriente, dos pares de polos complejos conjugados de dinámica más lenta asociados al lazo de tensión y dos pares de polos complejos conjugados por cada una de las resonancias presentes en la red DC. Se puede observar que los polos dominantes son los asociados al lazo de tensión de bus y a las resonancias de la red DC. Los dos polos asociados al lazo de corriente coinciden aproximadamente con el valor de ω_{ni} fijado. Por otro lado, los dos polos complejos conjugados asociados a las resonancias de la red DC, al tener un alto valor relativo de parte imaginaria (alto valor de frecuencia), denotan que en principio tienen posibilidad de ser poco amortiguados. Este hecho se verá más claramente cuando se muestren los diagramas de Bode. Estas dos resonancias, se sitúan en este caso concreto en las frecuencia correspondientes a 878Hz y 1340Hz respectivamente (parte imaginaria dividida entre 2π). Cabe destacar en este punto que si se tuviera un sistema de dos ramas, solo existiría un polo complejo conjugado correspondiente a la resonancia de la red DC. Si se tuvieran cuatro ramas en cambio, se tendrían tres polos complejos conjugados y por consiguiente, tres resonancias, y así sucesivamente.

Así, en el caso concreto de un sistema de distribución de dos ramas, es posible obtener de manera aproximada la frecuencia de resonancia de la red DC mediante la siguiente expresión:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{(L_1 + L_{b1} + L_2)C}} \quad [Hz] \quad (3.9)$$

Para un sistema de tres ramas, en cambio:

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-(L_2 + L_A + L_B - (L_2^2 - L_2L_A - L_2L_B + L_A^2 - L_AL_B + L_B^2))}{(L_2L_A + L_2L_B + L_AL_B)C}} \quad [Hz] \quad (3.10)$$

$$f_{res2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-(L_2 + L_A + L_B + (L_2^2 - L_2L_A - L_2L_B + L_A^2 - L_AL_B + L_B^2))}{(L_2L_A + L_2L_B + L_AL_B)C}} \quad [Hz] \quad (3.11)$$

Siendo:

$$L_A = L_1 + L_{b1} \quad (3.12)$$

$$L_B = L_{b2} + L_3 \quad (3.13)$$

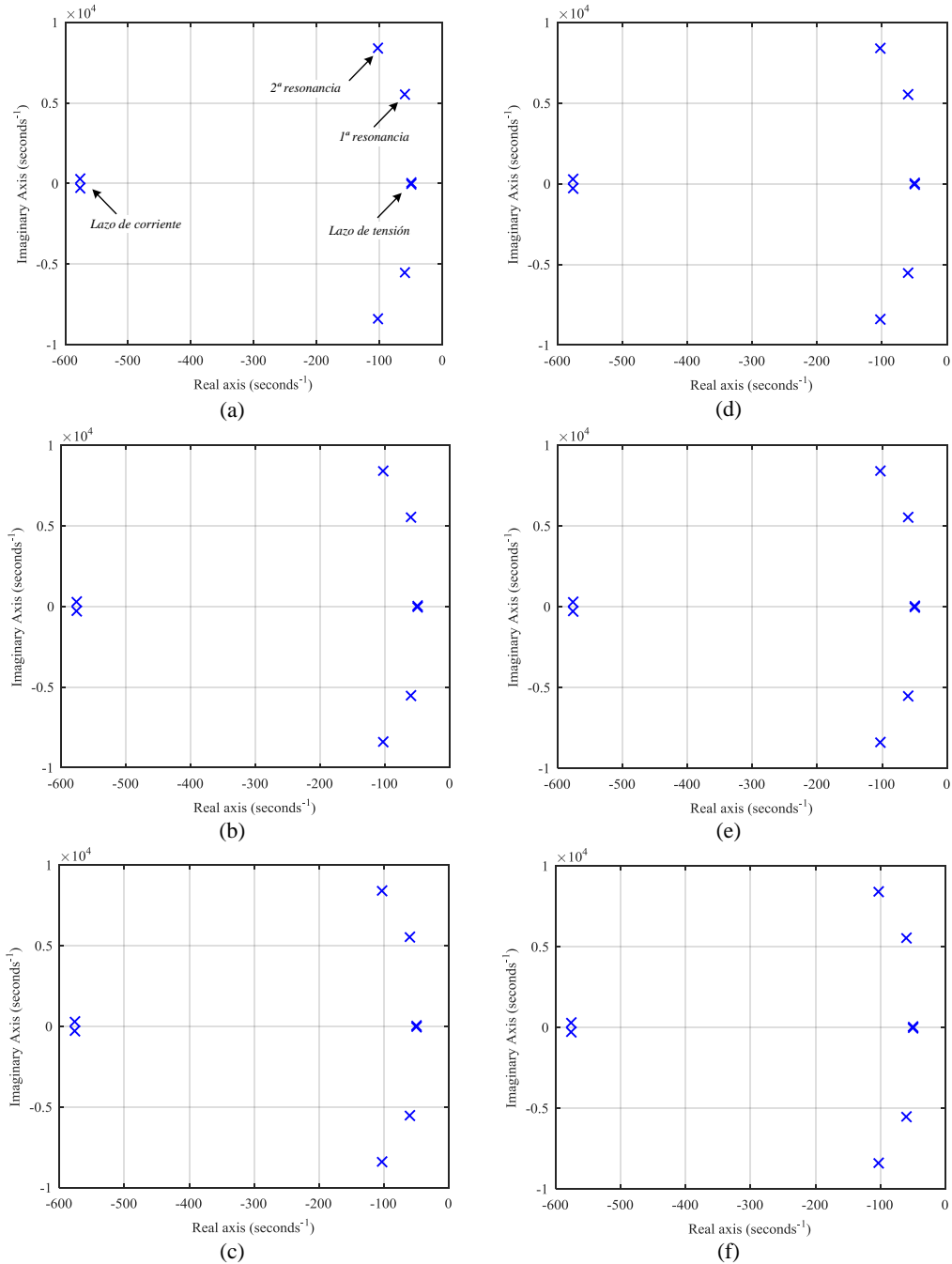


Figura 3.2. Mapa de polos correspondiente a las funciones de transferencia V_{CI}/V_{CI}^* (a), V_{CI}/P_2^* (b), V_{CI}/P_3^* (c), I_{LI}/V_{CI}^* (d), I_{LI}/P_2^* (e) e I_{LI}/P_3^* (f).

En la Figura 3.3 se muestran los diagramas de Bode de las funciones de transferencia correspondientes a la relación entre las variables V_{CI} e I_{LI} con respecto a las tres entradas del sistema: V_{CI}^* , P_2^* y P_3^* (ver Figura 3.1). Por un lado se puede apreciar que existen dos

resonancias, situadas a 878Hz y 1340Hz respectivamente, tal y como se había observado en la Figura 3.2.

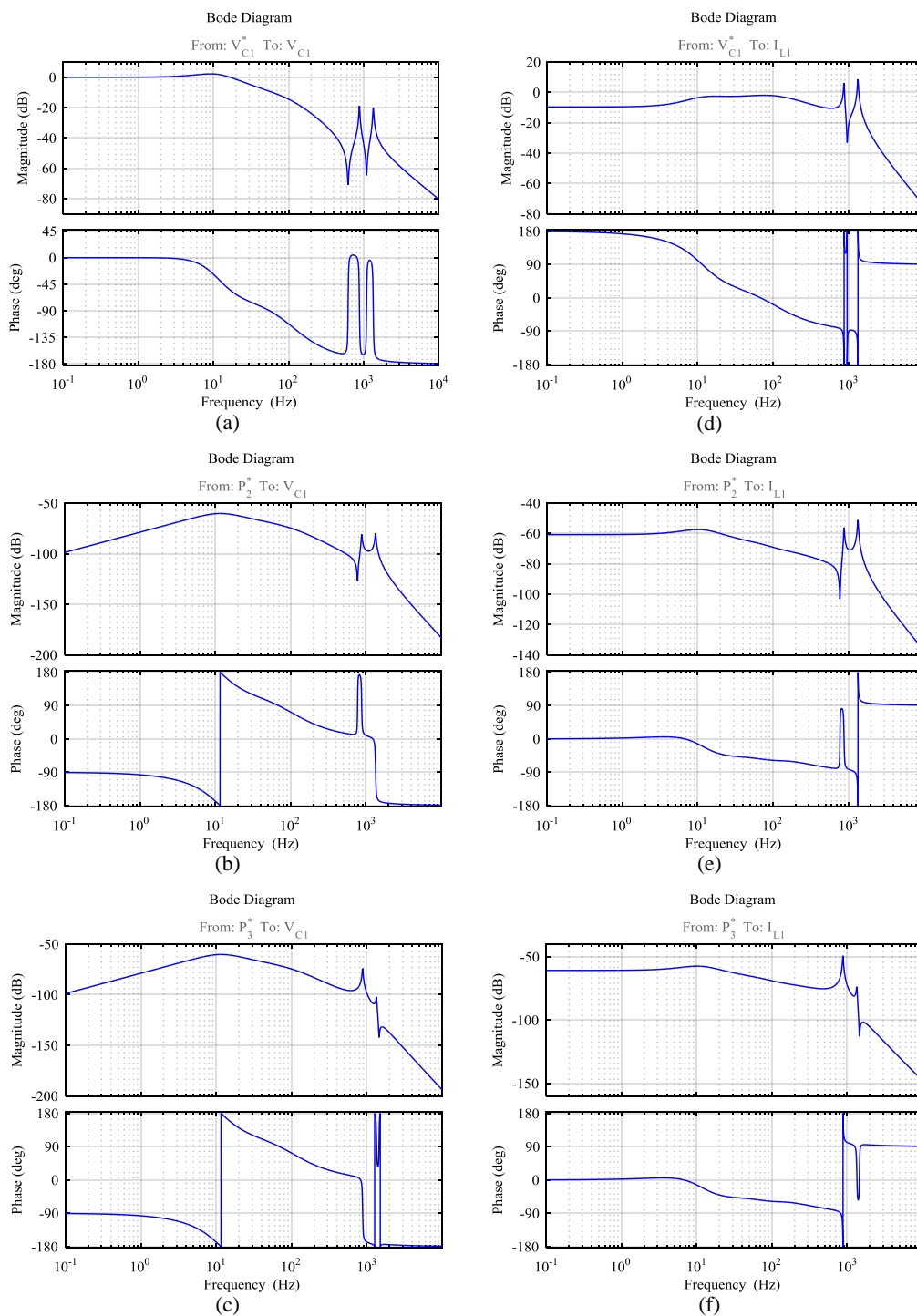


Figura 3.3. Diagramas de Bode correspondientes a las funciones de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* (a), V_{C1}/P_2^* (b), V_{C1}/P_3^* (c), I_{L1}/V_{C1}^* (d), I_{L1}/P_2^* (e) e I_{L1}/P_3^* (f).

De la Figura 3.3 se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- Según el diagrama de Bode de V_{CI}/V_{CI}^* el rango de frecuencias a 0dB es aproximadamente el ancho de banda de la variable controlada (unos 11Hz), es decir, V_{CI} . En este caso, las frecuencias de resonancia se sitúan con respecto al ancho de banda.
- En los diagramas de Bode de V_{CI}/P_2^* y V_{CI}/P_3^* se observa que al tener ganancias relativamente bajas en decibelios, se obtiene un buen rechazo ante perturbaciones (dado que las entradas de potencia son perturbaciones para la tensión V_{CI}).
- En los diagramas de Bode de las corrientes, se ve una mayor susceptibilidad a las perturbaciones (atenuaciones menores) en las frecuencias de resonancia. Es decir, en general, las variaciones de las entradas van a ser más apreciables en las corrientes que en las tensiones.
- A frecuencias típicas de conmutación de convertidor como por ejemplo 2.5 kHz, se tiene mayor atenuación en las tensiones que en las corrientes.

En la Figura 3.4 se muestra la respuesta temporal ante un escalón unitario de las mismas funciones de transferencia (V_{CI} e I_{LI} con respecto a V_{CI}^* , P_2^* y P_3^*). Las señales muestran oscilaciones superpuestas sobre la dinámica lenta o dominante, cuya frecuencia coincide o es una composición de las frecuencias de resonancia identificadas en los diagramas de Bode y en los mapas de polos. Cabe mencionar que estas oscilaciones son más apreciables en las corrientes. Por otro lado, se puede apreciar el hecho de que al no contener las funciones de transferencia V_{CI}/P_2^* y V_{CI}/P_3^* un término independiente en el numerador, ante una perturbación en P_2^* o P_3^* la tensión V_{CI} en su régimen permanente vuelve al mismo valor que tenía antes de ocurrir la perturbación.

Observando los diagramas de Bode, los mapas de polos y las respuestas temporales ante escalones unitarios, se puede observar que el sistema, tal y como está diseñado y ajustado, es localmente estable sobre el punto de operación considerado aunque presenta algunas oscilaciones (más apreciables en las corrientes) de acuerdo a las resonancias presentes en la red DC.

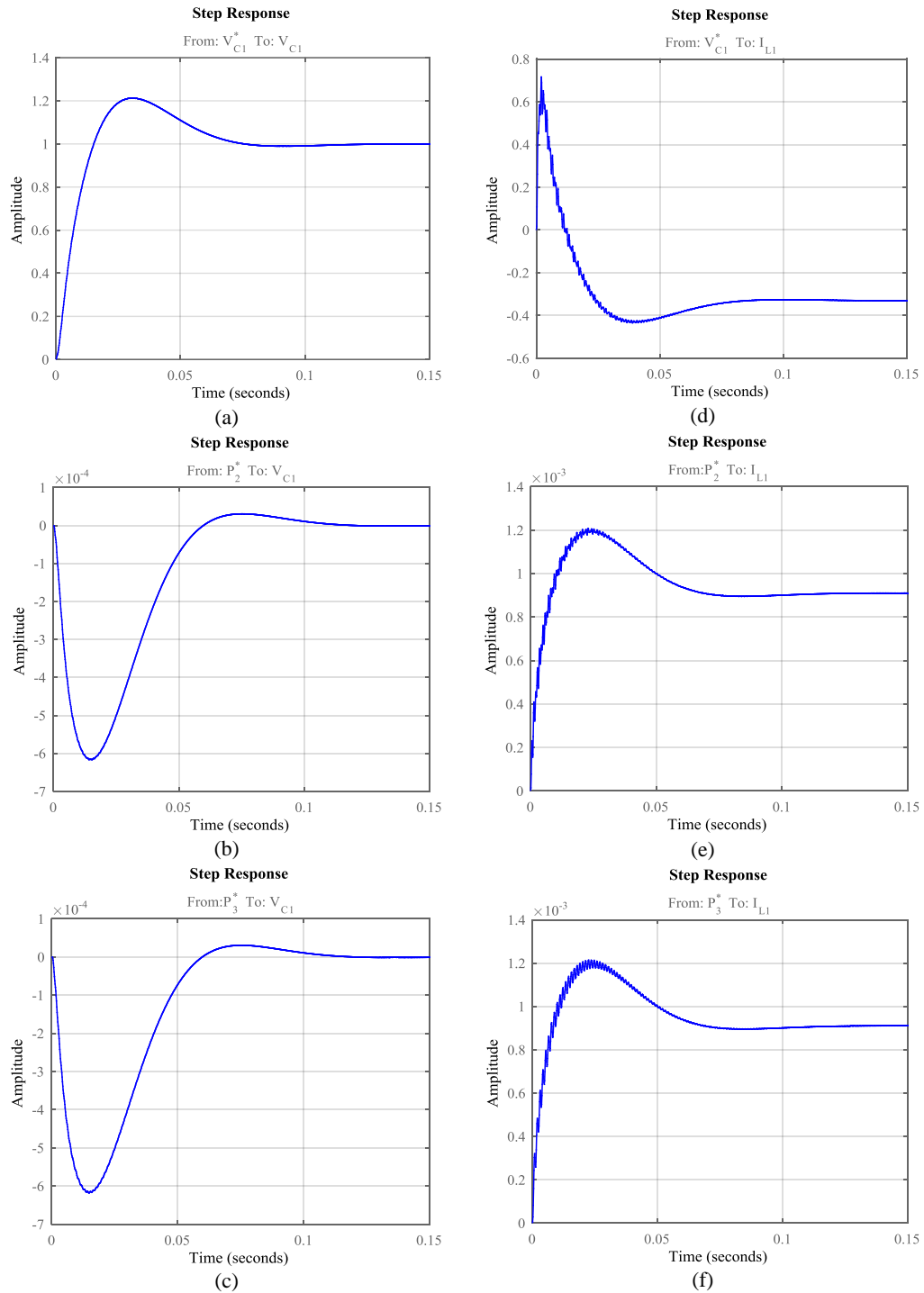


Figura 3.4. Respuesta temporal ante un escalón unitario de las funciones de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* (a), V_{C1}/P_2^* (b), V_{C1}/P_3^* (c), I_{L1}/V_{C1}^* (d), I_{L1}/P_2^* (e) e I_{L1}/P_3^* (f).

3.2.2 Sintonía del lazo de tensión de bus DC

La tensión de bus DC puede sufrir grandes variaciones respecto a su consigna debido a demandas abruptas de potencia, por ejemplo en caso de un buque navegando con oleaje fuerte donde los propulsores entran y salen del agua continuamente. En estas condiciones y si el regulador de tensión no está sintonizado o ajustado correctamente, las protecciones del sistema podrían activarse y hacer que el PEB-DCDS deje de operar. Con el objetivo de obtener una respuesta dinámica apropiada de la tensión de bus DC y evitar rebasar o exceder los límites establecidos por los sistemas de protección, en este apartado se lleva a cabo un estudio de la dinámica dominante que permite definir un criterio de sintonía para el regulador de la tensión de bus DC. Para ilustrar el proceso, se considera el PEB-DCDS de tres ramas mostrado en la Figura 3.1 y analizado a lo largo de este capítulo, que consta de un rectificador AFE en la primera rama y dos cargas CPL conectadas en las ramas 2 y 3.

Partiendo de las ecuaciones que definen las tensiones y corrientes de la red DC mostradas en el Capítulo 2 (ecuación (2.113)), se hace uso del ‘*toolbox*’ simbólico de Matlab para obtener las diferentes funciones de transferencia que modelan el sistema, parametrizadas en función de los valores de la red DC (R , L , C) y los parámetros de control de los convertidores (K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} , K_{ii} , ω_{ni} , R_{ac} , L_{ac} y V_{ac}).

Para la sintonía del lazo de tensión, se toma como referencia la función de transferencia que relaciona la tensión V_{C1} con la consigna de potencia en la carga de la rama 2, P_2^* (ecuación (3.4)). Esta función de transferencia resulta en una expresión compleja con un número elevado de parámetros en los coeficientes de los polos y ceros, tal y como se puede consultar en el Anexo B.

Mediante un análisis detallado de los términos dominantes en el numerador y denominador para unos valores de red DC y parámetros de control dados, la función de transferencia queda simplificada de la siguiente forma:

$$\frac{\tilde{V}_{C1}(s)}{\tilde{P}_2^*(s)} \cong \frac{c_3 s}{a_6 s^2 + a_7 s + a_8} \quad (3.14)$$

De nuevo, estos coeficientes c_3 , a_6 , a_7 y a_8 resultan en expresiones complejas que se detallan en el Anexo B. De la misma forma que con la expresión (3.4), mediante un análisis de los términos dominantes en el numerador y denominador para unos valores de red DC y parámetros de control dados, la ecuación (3.14) queda simplificada de la siguiente forma (3.15):

$$\frac{\tilde{V}_{C1}(s)}{\tilde{P}_2^*(s)} = \frac{k_1 K_{ii} s}{\left(-n_{ramas} C L_{ac} \omega_{ni}^2\right) s^2 + \left(k_1 K_{ii} K_{pv}\right) s + \left(k_1 K_{ii} K_{iv}\right)} \quad (3.15)$$

Donde K_{ii} y ω_{ni} son los parámetros del regulador de corriente, n_{ramas} es el número de ramas de la red DC, C es el valor de la capacidad bus de los convertidores y k_1 toma el siguiente:

$$k_1 = \frac{1}{V_{C1o}} \quad (3.16)$$

Asemejando la expresión (3.15) con aquella que representa de manera estándar a un sistema de segundo orden, el denominador de la ecuación toma la siguiente forma:

$$\left(-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2\right)s^2 + \left(k_1K_{ii}K_{pv}\right)s + \left(k_1K_{ii}K_{iv}\right) \equiv s^2 + 2\zeta\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2 \quad (3.17)$$

Mediante la expresión anterior (3.17), es posible realizar una sintonía en base a modelo de los parámetros del regulador. De esta forma, considerando un factor de amortiguamiento relativo unitario ($\zeta=1$), los parámetros del regulador de tensión de bus, K_{pv} y K_{iv} , quedan definidos por:

$$s^2 + \left(\frac{k_1K_{ii}K_{pv}}{-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2}\right)s + \left(\frac{k_1K_{ii}K_{iv}}{-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2}\right) \equiv (s + \omega_{nv})^2 \quad (3.18)$$

$$2\omega_{nv} = \frac{k_1K_{ii}K_{pv}}{-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2} \rightarrow K_{pv} = \frac{2\omega_{nv}\left(-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2\right)}{k_1K_{ii}} \quad (3.19)$$

$$\omega_{nv}^2 = \frac{k_1K_{ii}K_{iv}}{-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2} \rightarrow K_{iv} = \frac{\omega_{nv}^2\left(-n_{ramas}CL_{ac}\omega_{ni}^2\right)}{k_1K_{ii}} \quad (3.20)$$

Como consecuencia, se puede obtener una respuesta del lazo de tensión estable y amortiguada, que viene dada por dos polos iguales en cada lazo situados en ω_{nv} . Los polos ω_{nv} , se elegirán en función de la dinámica en lazo cerrado que se quiera conseguir de acuerdo a las especificaciones de diseño definidas o establecidas.

En la práctica, además de las especificaciones definidas para la respuesta dinámica de la tensión de bus DC, es habitual que existan otras especificaciones o limitaciones relacionadas con la protección del convertidor. Por ejemplo, es necesario garantizar que en régimen transitorio la tensión de bus no supere o sea inferior a un límite dado, habitualmente un $\pm 10\%$ de la tensión nominal, ante una demanda de potencia brusca como caso más desfavorable, tal y como se muestra en la Figura 3.5. El límite mínimo establecido para la tensión de bus DC se fija para que el convertidor no se quede sin tensión y pierda el control, mientras que el límite máximo se establece para evitar sobretensiones en el sistema eléctrico. Ambos casos pueden hacer que el sistema deje de operar. Este tipo de fenómenos o eventos discontinuos que pueden aparecer no son apreciables mediante las herramientas de análisis para sistemas continuos presentes de manera habitual en la automática clásica.

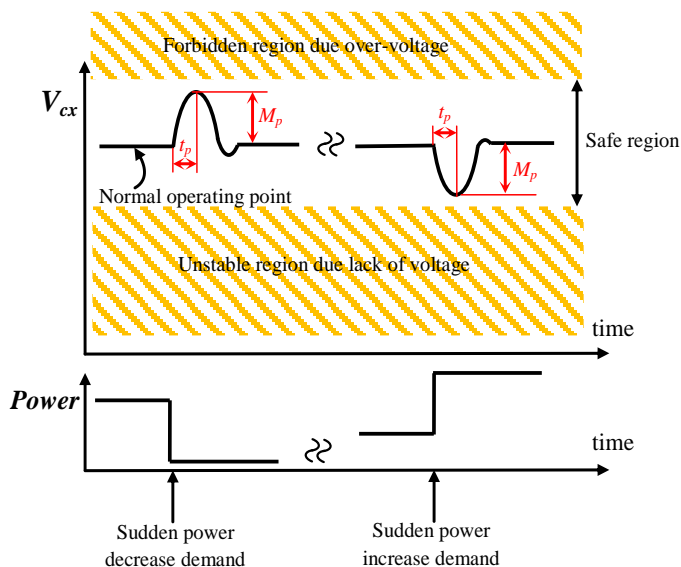


Figura 3.5. Limitaciones de la tensión de bus DC frente a una demanda abrupta de potencia.

Es por ello por lo que además de definir los parámetros del regulador K_{pv} y K_{iv} , se propone un criterio para definir ω_{nv} mediante el cual la dinámica del lazo de tensión esté asociada a un valor de sobrepasamiento máximo ' M_p ' en voltios y un tiempo de pico ' t_p ' dados (ver (3.21)-(3.23)).

$$M_p = \frac{0.368}{\omega_{nv}} \quad (3.21)$$

$$t_p = \frac{1}{\omega_{nv}} \quad (3.22)$$

$$\omega_{nv} = \frac{k_1 K_{ii}}{n_{ramas} C L_{ac} \omega_{ni}^2} \frac{0.368}{M_p} P_{salto} \frac{1}{V_{C1o}} \quad (3.23)$$

En el caso de ajustar el lazo de corriente tal y como se ha descrito en el apartado 2.5.1, las expresiones anteriores se pueden simplificar a:

$$K_{pv} = \frac{2\omega_{nv}(-n_{ramas}C)}{k_1} \quad (3.24)$$

$$K_{iv} = \frac{\omega_{nv}^2(-n_{ramas}C)}{k_1} \quad (3.25)$$

$$\omega_{nv} = \frac{k_1}{n_{ramas}C} \frac{0.368}{M_p} P_{salto} \frac{1}{V_{C1o}} \quad (3.26)$$

Nótese cómo el comportamiento dinámico de la tensión de bus no depende del punto de operación ni de las impedancias parásitas, sino que depende principalmente de las capacidades de bus de los convertidores así como del número de ramas de la red.

Como ejemplo ilustrativo, en la Figura 3.6 se muestran las respuestas temporales de las variables V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} , I_{L1} , I_{L2} , e I_{L3} ante escalones unitarios en las entradas V_{C1}^* , P_2^* y P_3^* para unos valores de red DC y parámetros de convertidor dados (ver Anexo B). En este

caso, se establece un sobrepasamiento máximo de 0.05 p.u. y un tiempo de pico de 15.78ms.

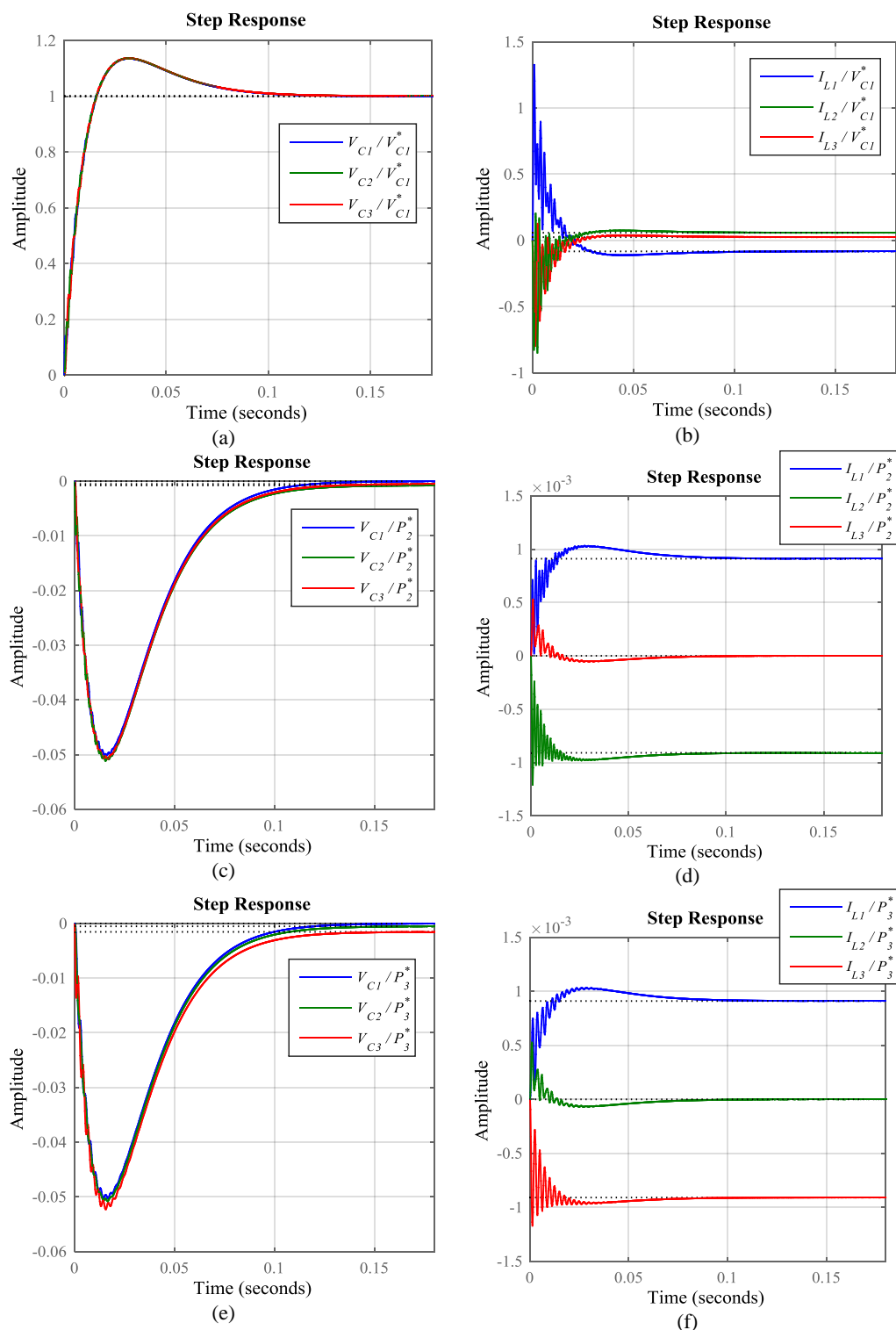


Figura 3.6. Respuesta temporal de las funciones de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* (a), I_{L1}/V_{C1}^* (b), V_{C1}/P_2^* (c), I_{L1}/P_2^* (d), V_{C1}/P_3^* (e), I_{L1}/P_3^* (f) ante un escalón unitario.

Por un lado, cabe destacar el hecho de que, en general, todas las tensiones se comportan de manera similar. Por otro lado, en el caso de que las oscilaciones que presentan los transitorios de corriente fueran problemáticas, en el Capítulo 5 se describe una estrategia de control de amortiguamiento activo (compatible con este método de sintonía) que permitiría atenuar dichas oscilaciones. Del ejemplo anterior se comprueba que el sobrepasamiento (o pico) de tensión se puede definir mediante un criterio de sintonía para que el sistema cumpla con las especificaciones de dinámica establecidas y garantice la no activación de la protección del convertidor ante perturbaciones bruscas de potencia. Dicha respuesta de la tensión ante escalón de potencia, también definirá una respuesta acorde en la corriente.

El criterio de sintonía del lazo de tensión de bus se realiza en base a unas especificaciones de rechazo a entradas (o perturbaciones) de potencia, con el objetivo de que la tensión de bus no supere un límite dado (por ejemplo un $\pm 10\%$ de la tensión nominal) que active las protecciones del convertidor.

3.2.3 Efecto de los parámetros de diseño en el comportamiento y en la estabilidad del PEB-DCDS

A la hora de analizar la estabilidad y en general el comportamiento dinámico de cualquier sistema, es necesario conocer la localización de los polos y ceros del mismo y estudiar su movimiento en función de las variables o parámetros de diseño del PEB-DCDS. Mediante el modelo analítico propuesto, se puede analizar la influencia de los principales parámetros de diseño en el comportamiento dinámico del sistema. Para ello, se ha llevado a cabo una variación en los parámetros más significativos y se han analizado los diagramas de Bode, los mapas de polos así como las respuestas temporales especialmente en el régimen transitorio. Los parámetros bajo variación son los siguientes:

- Las resistencias del circuito: dependen del tipo de conductor empleado, las distancias de conexión, así como de las uniones y empalmes utilizados.
- Las inductancias del circuito: dependen de los mismos factores que las resistencias, así como la geometría y proximidad entre conductores.
- La capacidad de bus de los convertidores: depende directamente del convertidor utilizado.
- Los parámetros del regulador de tensión de bus DC: dependen de la dinámica de control que se quiera imponer.
- Los parámetros del regulador de corriente: al igual que los parámetros del regulador de tensión, dependen de la dinámica de control que se quiera imponer.
- El punto de operación de los convertidores: depende del punto de operación (demanda de potencia en todas las cargas del buque, velocidad, etc.) que se desea analizar.

El rango de variación seleccionado para cada parámetro se muestra en la Tabla 3.2.

TABLA 3.2
RANGO DE VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS SELECCIONADOS

Parámetro	Rango de variación	
	Mínimo	Máximo
R	$R_{(x, bx, fx)nom} / 20$	$R_{(x, bx, fx)nom} \times 5$
L	$L_{(x, bx, fx)nom} / 20$	$L_{(x, bx, fx)nom} \times 20$
C_{bus}	$C_{bus} / 2$	$C_{bus} \times 7$
$K_{pv} \ \& \ K_{iv}$	$(K_{pv} \ \& \ K_{iv})_{nom} / 10$	$(K_{pv} \ \& \ K_{iv})_{nom} \times 10$
M_p	10	100
$K_{pi} \ \& \ K_{ii}$	$(K_{pi} \ \& \ K_{ii})_{nom} / 10$	$(K_{pi} \ \& \ K_{ii})_{nom} \times 10$
$P.O. \ AFE$	400kW	3MW

En las siguientes gráficas se muestran el mapa de polos, el diagrama de Bode y la respuesta ante un escalón unitario de la función de transferencia V_{CI}/P_3^* para cada variación de parámetro analizado. Se ha elegido una sola variable (V_{CI}) por no repetir el análisis con diferentes variables y no extender en exceso la exposición. La entrada P_3^* se ha seleccionado para mostrar el carácter multivariable del sistema. Al final de la sección se resume qué ocurre con el resto de variables del sistema.

3.2.3.1 Variación del valor de la resistencia del circuito

En la Figura 3.7 se muestra el mapa de polos de V_{CI}/P_3^* para una variación del valor de las resistencias del circuito. En ella se puede ver cómo a medida que el valor de ‘R’ disminuye (polo de color rojo), los polos correspondientes a las resonancias de la red DC se acercan al semiplano derecho. Los polos asociados a los lazos de tensión y corriente no se ven muy afectados por esta variación.

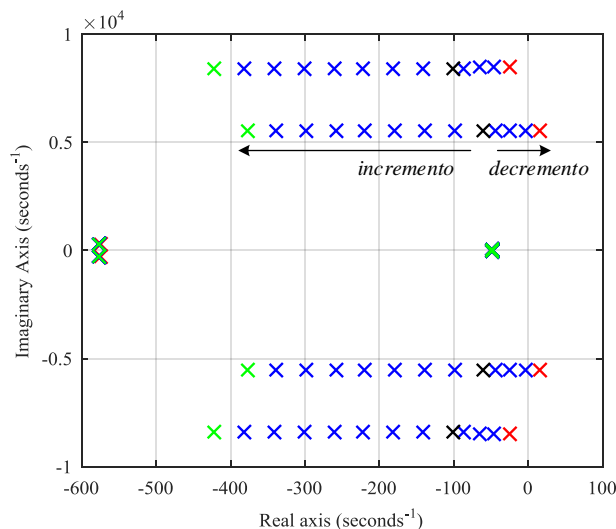


Figura 3.7. Mapa de polos de la función de transferencia V_{CI}/P_3^* para diferentes valores de ‘R’ (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

En la Figura 3.8 y Figura 3.9 se muestra el diagrama de Bode de V_{CI}/P_3^* y la respuesta temporal de la tensión V_{CI} ante un escalón unitario en P_3^* para los valores de resistencia mínima en color rojo, nominal en color negro y máxima en color verde. Se puede apreciar cómo para el valor mínimo, las resonancias de la red tienen mayor magnitud y un cambio de fase positivo en la resonancia de 878Hz. Además, las oscilaciones debidas a dicha resonancia tienden a aumentar su magnitud a lo largo del tiempo.

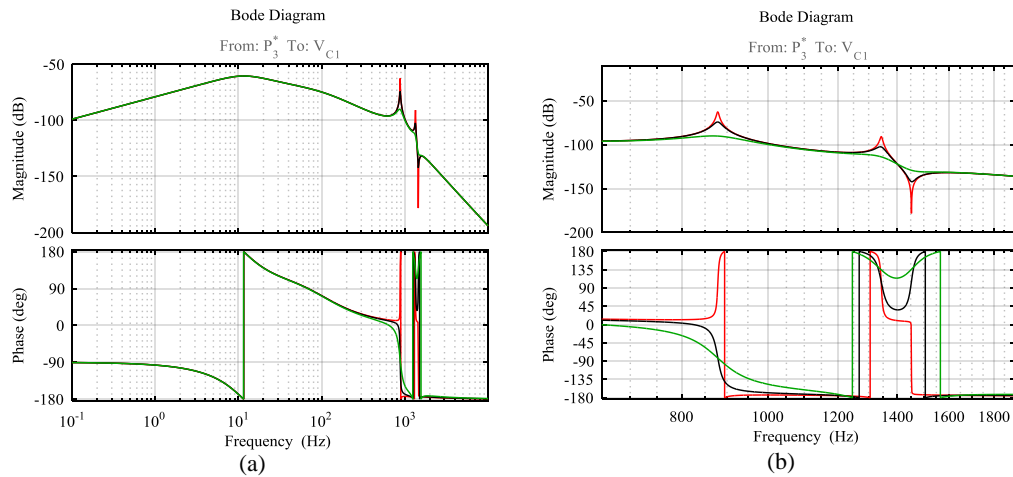


Figura 3.8. Diagrama de Bode de la función de transferencia V_{CI}/P_3^* para diferentes valores de 'R' (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

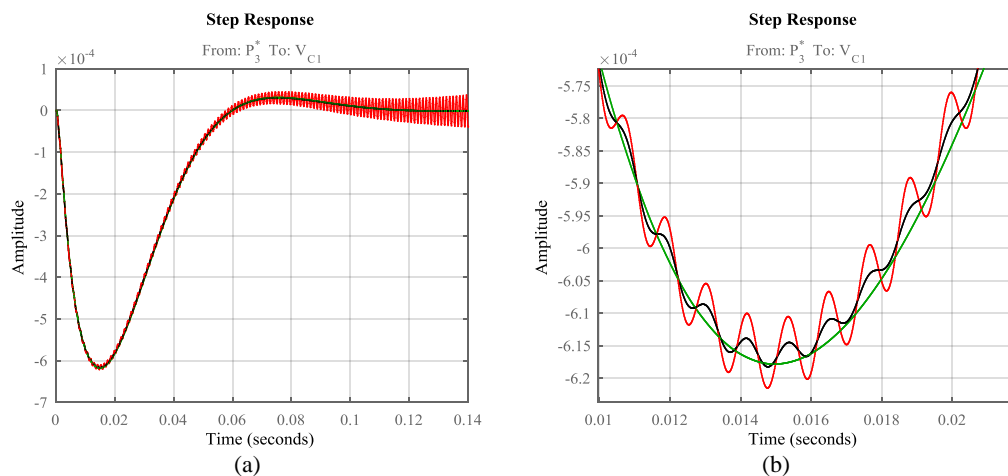


Figura 3.9. Respuesta temporal de la función de transferencia V_{CI}/P_3^* ante un escalón unitario para diferentes valores de 'R' (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

Como conclusión general se observa que a medida que la resistencia disminuye, el sistema se vuelve menos amortiguado, pudiendo llegar a ser inestable. Los polos más afectados por esta variación son los correspondientes a las resonancias de la red DC, los cuales tienden a desplazarse hacia el semiplano derecho a medida que la resistencia se reduce.

3.2.3.2 Variación del valor de la inductancia del circuito

En la Figura 3.10 se muestra el mapa de polos de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* para una variación del valor de las inductancias del circuito. En ella se puede ver cómo a medida que el valor de ‘ L ’ aumenta (polo de color verde), los polos correspondientes a las resonancias de la red DC se acercan al semiplano derecho con trayectoria en forma de arco (Figura 3.10 (b)).

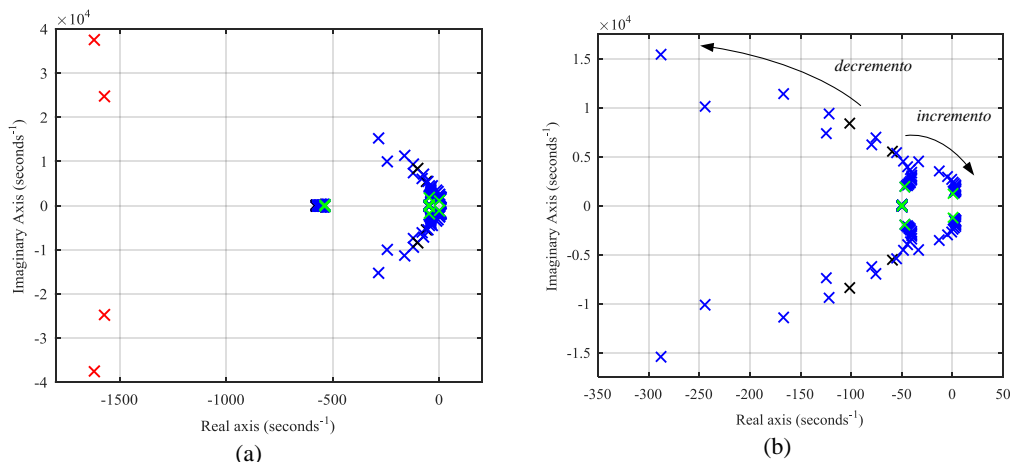


Figura 3.10. Mapa de polos de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* para diferentes valores de ‘ L ’ (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Todos los polos del sistema. (b) Zoom en los polos debidos a las resonancias de la red DC.

En la Figura 3.11 y Figura 3.12 se muestra el diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* y la respuesta temporal de la tensión V_{C1} ante un escalón unitario en P_3^* para los valores de inductancia mínima en color rojo, nominal en color negro y máxima en color verde. En el diagrama de Bode se ve claramente que las resonancias se sitúan a mayor frecuencia a medida que el valor de ‘ L ’ disminuye. En la respuesta temporal ante un escalón unitario, se puede observar que para valores mayores de ‘ L ’ el sistema tiende a desestabilizarse.

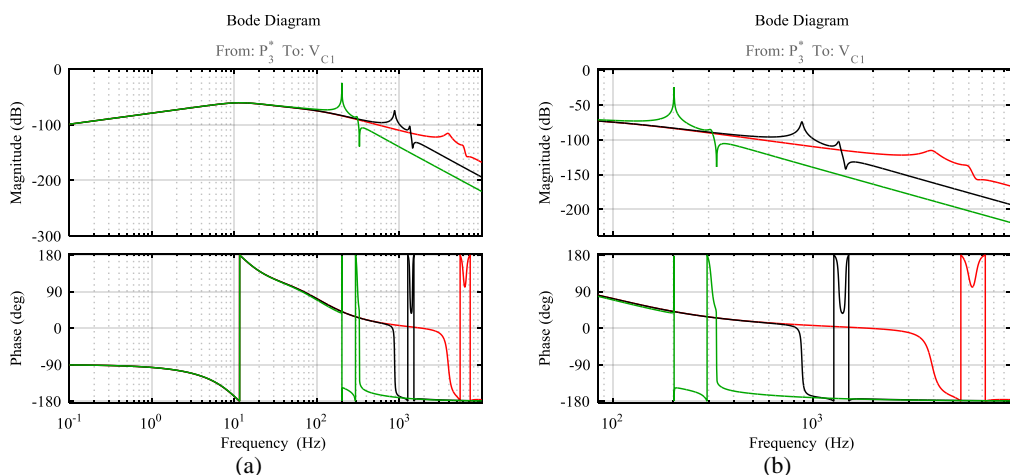


Figura 3.11. Diagrama de Bode de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* para diferentes valores de ‘ L ’ (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

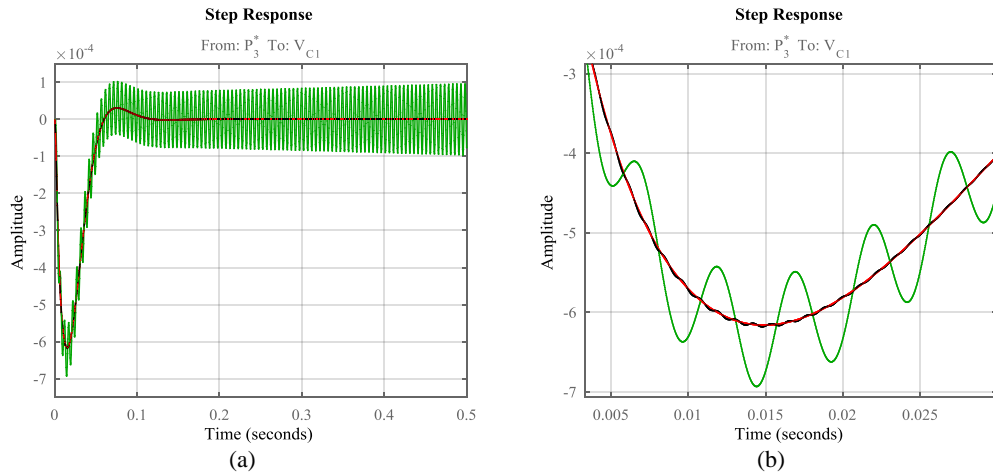


Figura 3.12. Respuesta temporal de la función de transferencia V_{CI}/P_3^* ante un escalón unitario para diferentes valores de ‘L’ (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

3.2.3.3 Variación del valor de la capacidad de bus de los convertidores

En la Figura 3.13 se muestra el mapa de polos de V_{CI}/P_3^* para una variación del valor de las capacidades de bus de los convertidores. En ella se puede ver cómo los polos que tienden a acercarse al semiplano derecho (con trayectoria en forma de arco) son los asociados al lazo de tensión a medida que el valor de C_{bus} aumenta (polo en color verde) y los correspondientes a la resonancia de 878Hz a medida que el valor de C_{bus} disminuye (polo en color rojo), tal y como se muestra en la Figura 3.13 (b). Cabe destacar que los polos asociados al lazo de tensión son en este caso los que presentan mayor peligro de situarse en el semiplano derecho y por tanto desestabilizar el sistema.

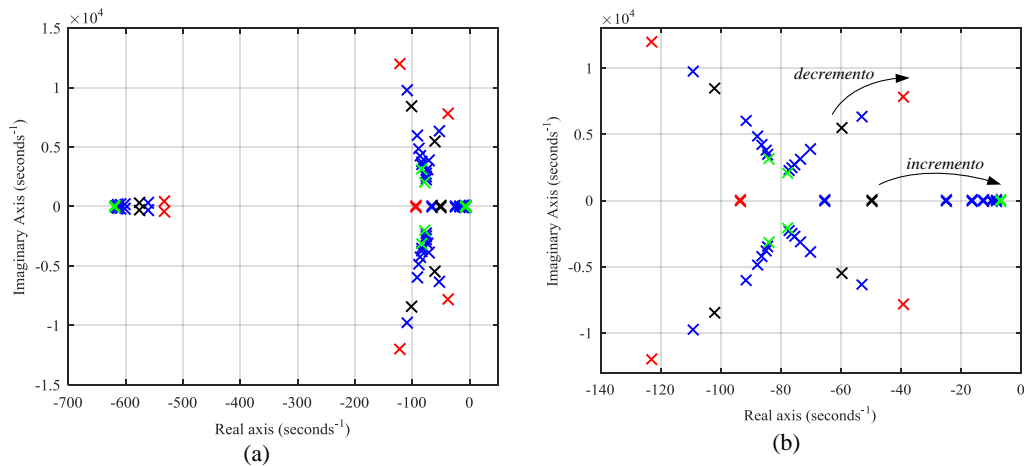


Figura 3.13. Mapa de polos de la función de transferencia V_{CI}/P_3^* para diferentes valores de C_{bus} (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Todos los polos del sistema. (b) Zoom en los polos de las resonancias y el lazo de tensión.

En la Figura 3.14 y Figura 3.15 se muestra el diagrama de Bode de V_{CI}/P_3^* y la respuesta temporal de la tensión V_{CI} ante un escalón unitario en P_3^* para los valores de C_{bus} mínima en color rojo, nominal en color negro y máxima en color verde. En el diagrama de Bode se ve de manera muy clara que las resonancias se sitúan a mayor frecuencia a medida que el valor de C_{bus} disminuye.

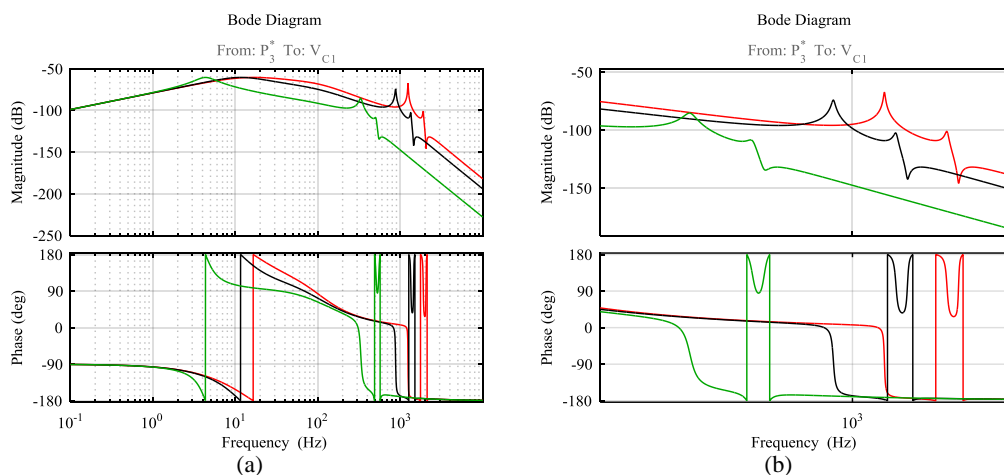


Figura 3.14. Diagrama de Bode de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* para diferentes valores de C_{bus} (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

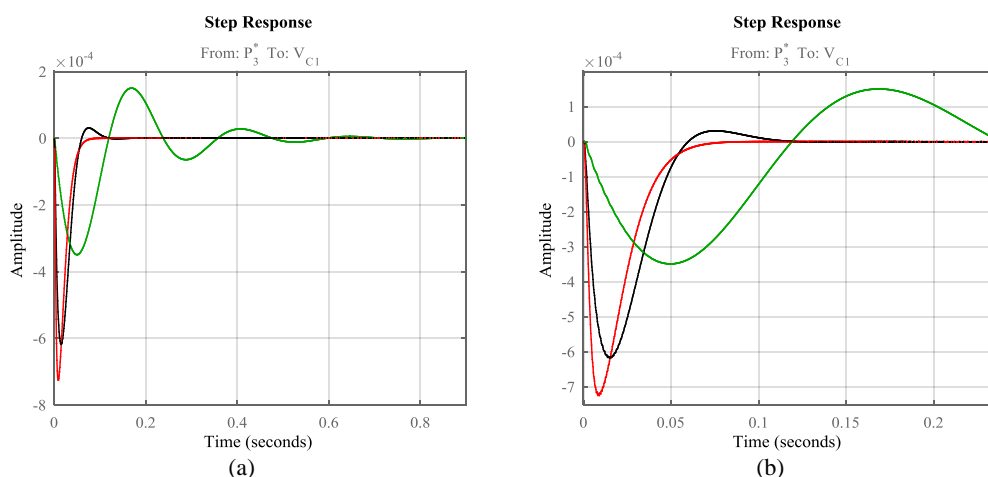


Figura 3.15. Respuesta temporal de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para diferentes valores de C_{bus} (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

3.2.3.4 Variación de los valores del regulador de tensión de bus DC

La variación de los parámetros del lazo de tensión (K_{pv} , K_{iv} y M_p) se ha llevado a cabo de distinta forma. Primero se varía tanto la K_{pv} como la K_{iv} proporcionalmente, después se varía la acción proporcional y la acción integral del regulador por separado, K_{pv} y K_{iv} , y finalmente, se varía el valor de sobrepasamiento máximo establecido para la tensión, M_p .

En la Figura 3.16 se muestra el mapa de polos para una variación en los parámetros K_{pv} y K_{iv} de forma proporcional. A medida que el valor de estos parámetros disminuye, los polos asociados al lazo de tensión se acercan al semiplano derecho en forma de arco disminuyendo su parte imaginaria (Figura 3.16 (b)). Resulta curioso el hecho de que a medida que el valor aumenta, los polos asociados al lazo de tensión tienden hacia el eje real pero de distinta forma entre ambos. Los polos asociados a las resonancias de la red DC también se acercan al semiplano derecho, aunque no en forma de arco ni presentan riesgo de desestabilizar el sistema.

3.2. Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica

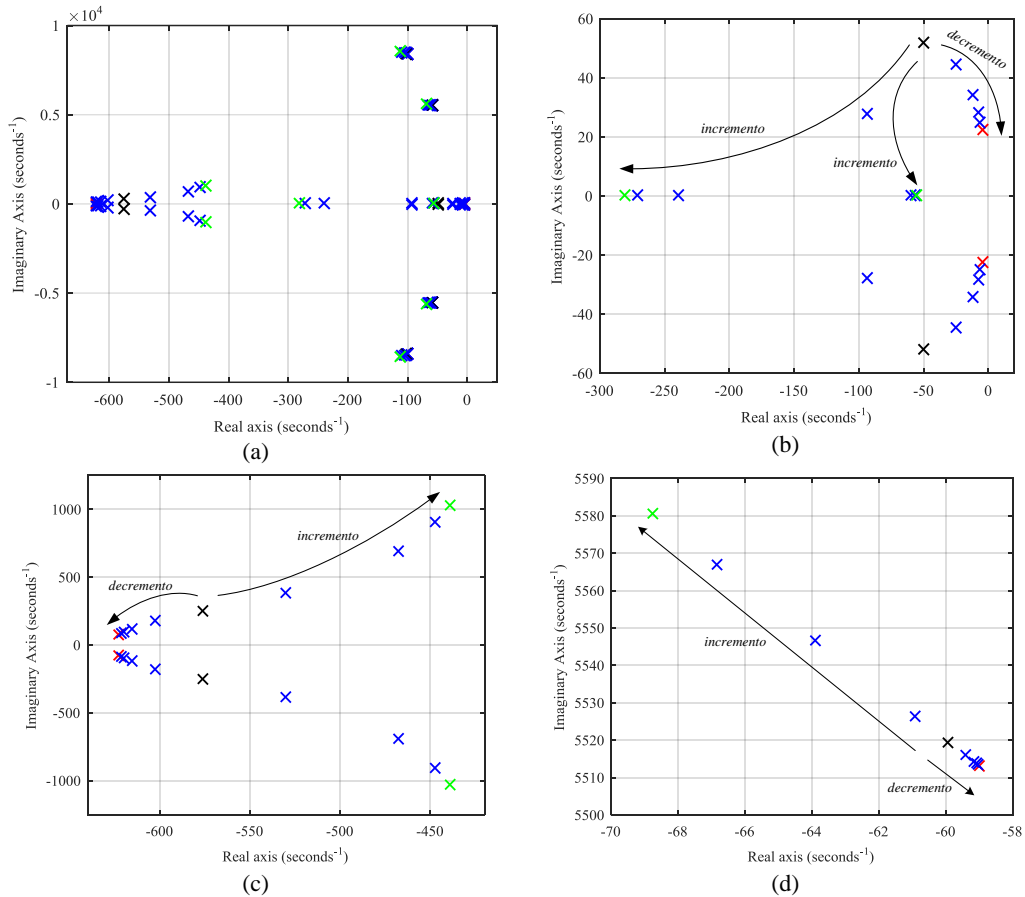


Figura 3.16. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una misma variación de K_{pv} y K_{iv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Movimiento de los polos del sistema. (b) Zoom en los polos del lazo de tensión. (c) Zoom en los polos del lazo de corriente. (d) Zoom en los polos de la primera resonancia.

En la Figura 3.17 se muestra el diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para valores de K_{pv} y K_{iv} mínimos en color rojo, nominales en color negro y máximos en color verde. En ella se puede apreciar el efecto que tiene la variación de los parámetros del regulador a bajas frecuencias, a diferencia de las frecuencias de resonancia.

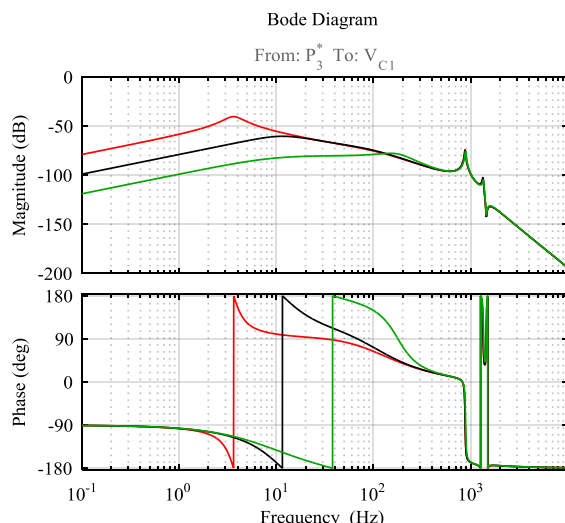


Figura 3.17. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una misma variación de K_{pv} y K_{iv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

En la Figura 3.18 se muestra la respuesta temporal de la tensión V_{C1} ante un escalón unitario en P_3^* para valores de K_{pv} y K_{iv} mínimos en rojo, nominales en negro y máximos en verde.

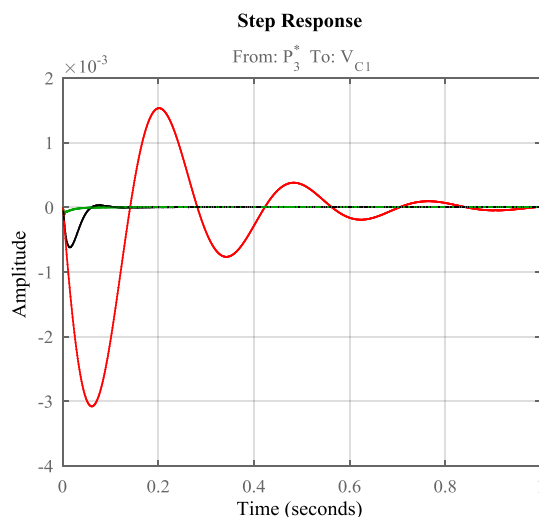


Figura 3.18. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una misma variación de K_{pv} y K_{iv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde)

En la Figura 3.19, Figura 3.20 y Figura 3.21 se muestran el mapa de polos, el diagrama de Bode y la respuesta temporal ante un escalón unitario de V_{C1}/P_3^* para una variación del parámetro K_{pv} por separado. El cambio más significativo sucede en los polos asociados al lazo de tensión (ver Figura 3.19 (b)) donde para valores mínimos, los polos se acercan al semiplano derecho en forma de arco pero aumentando su parte imaginaria.

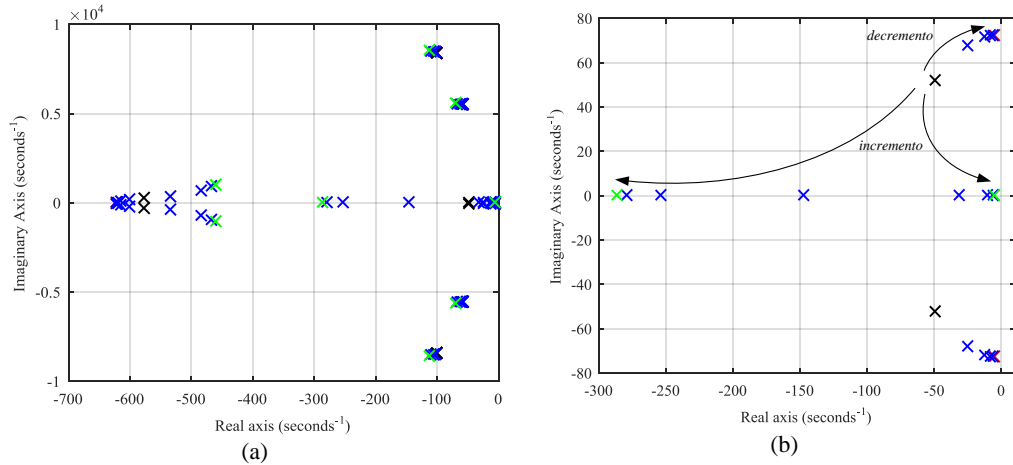


Figura 3.19. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{pv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Movimiento de los polos del sistema. (b) Zoom en los polos del lazo de tensión.

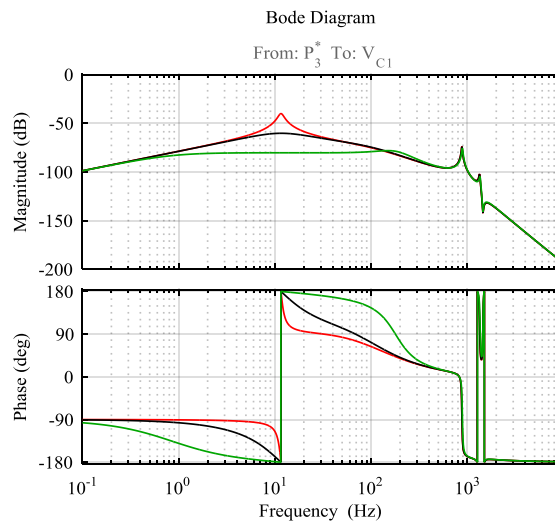


Figura 3.20. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{pv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

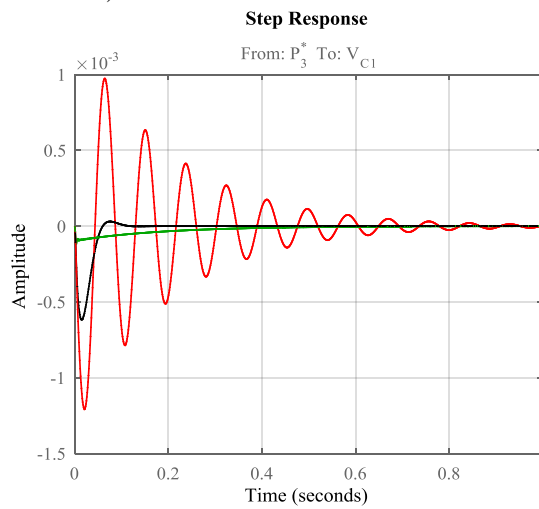


Figura 3.21. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una variación de K_{pv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

Sin embargo, al variar el parámetro K_{iv} por separado cambia el movimiento de todos los polos de la función de transferencia V_{Cl}/P_3^* tal y como se muestra en la Figura 3.22. El mayor riesgo de desestabilizar el sistema lo presentan los polos asociados al lazo de tensión con un valor mínimo de K_{iv} , donde uno de los polos se acerca al semiplano derecho.

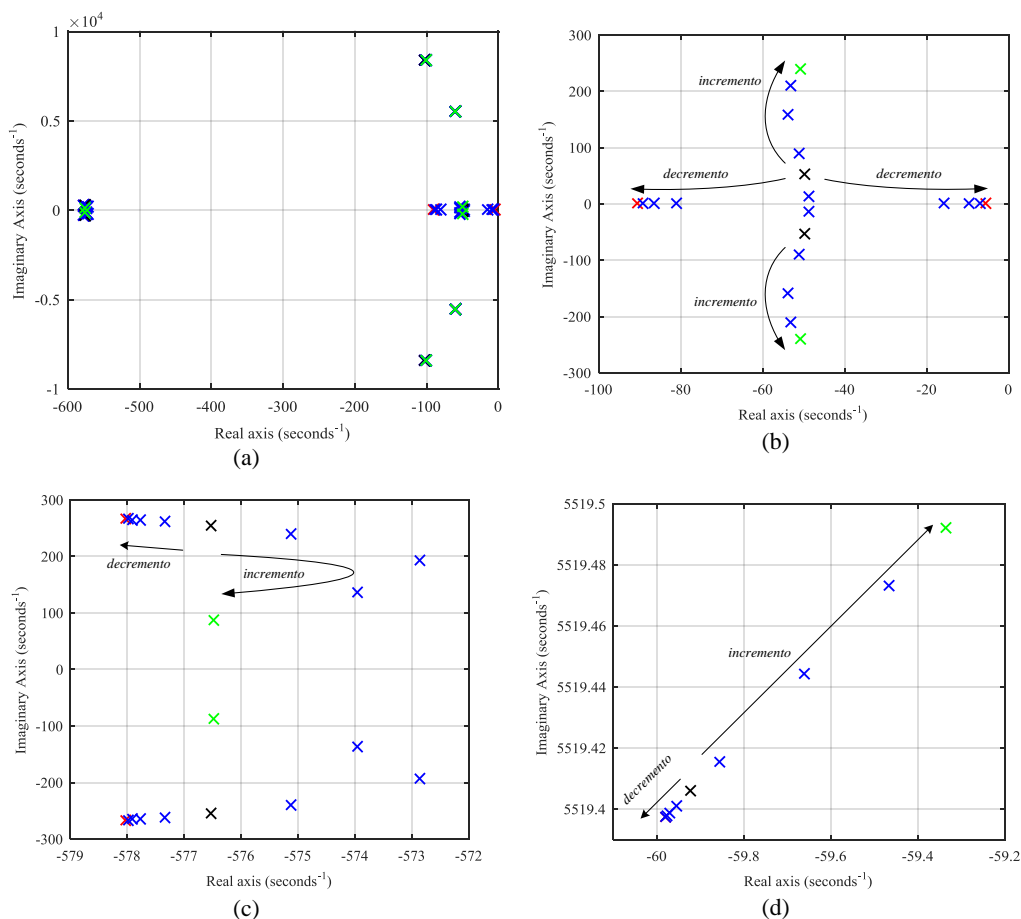


Figura 3.22. Mapa de polos de V_{Cl}/P_3^* para una variación de K_{iv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Movimiento de los polos del sistema. (b) Zoom en los polos del lazo de tensión. (c) Zoom en los polos del lazo de corriente. (d) Zoom en los polos de la primera resonancia.

En la Figura 3.23 y en la Figura 3.24 se muestra el efecto de esta variación (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde) en el diagrama de Bode y en la respuesta temporal ante un escalón unitario.

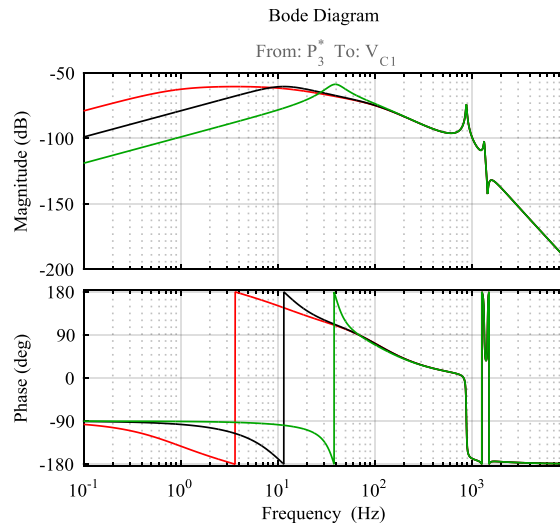


Figura 3.23. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{iv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

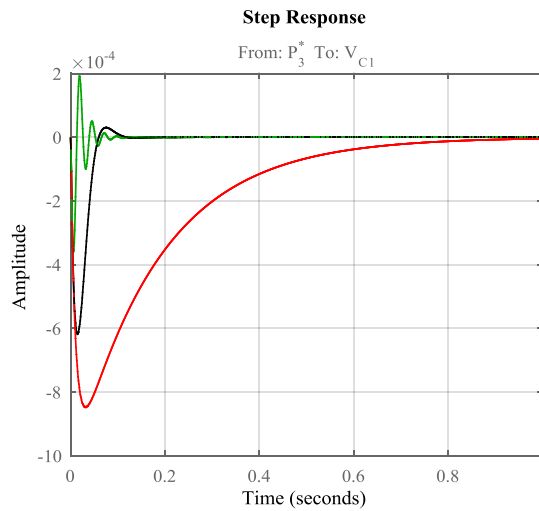


Figura 3.24. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una variación de K_{iv} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

Al variar únicamente el valor del sobrepasamiento máximo, M_p , se ve que los polos asociados a la dinámica del lazo de corriente y a la dinámica de tensión son los más afectados, tal y como se muestra en la Figura 3.25.

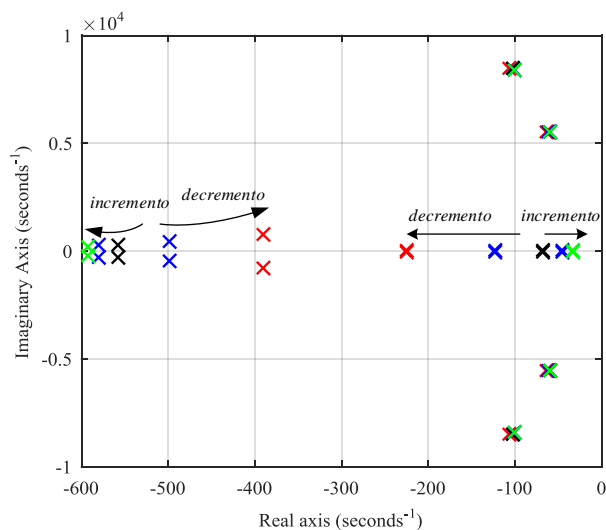


Figura 3.25. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una variación de M_p (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

En la Figura 3.26 y en la Figura 3.27 se muestra el efecto de esta variación (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde) en el diagrama de Bode y en la respuesta temporal ante un escalón unitario.

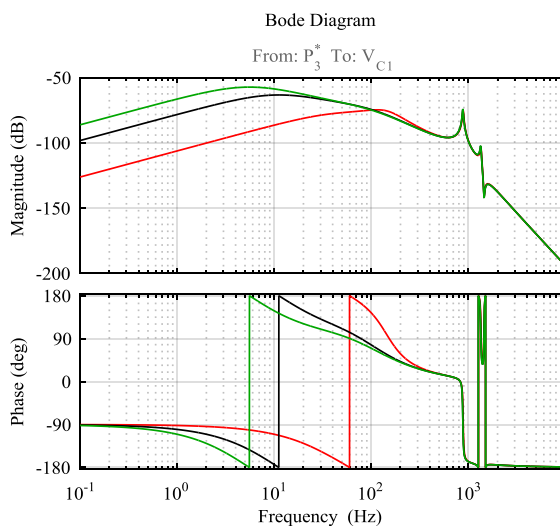


Figura 3.26. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una variación de M_p (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

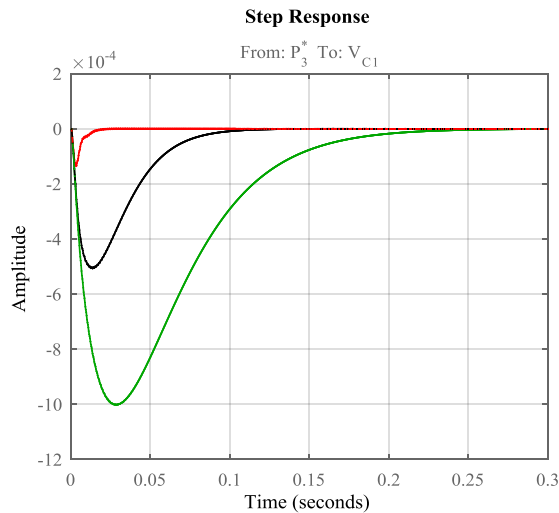


Figura 3.27. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una variación de M_p (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

3.2.3.5 Variación de los valores del regulador de corriente

La variación de los parámetros del lazo de tensión (K_{pi} y K_{ii}) se ha llevado a cabo de distinta forma. Primero se varía tanto la K_{pi} como la K_{ii} proporcionalmente, después se varía sólo la acción proporcional del regulador, K_{pi} , y finalmente se varía sólo la acción integral del regulador, K_{ii} .

En la Figura 3.28 se muestra el mapa de polos para una variación en ambos parámetros (K_{pi} y K_{ii}) de manera proporcional. A medida que el valor de estos parámetros disminuye, los polos asociados al lazo de corriente (Figura 3.28(c)) se acercan al semiplano derecho en forma de arco a medida que su parte imaginaria disminuye. Para valores máximos, uno de los polos asociados al lazo de corriente se acerca al semiplano derecho mientras que el otro se aleja. También se acercan los polos asociados a las resonancias de la red DC para los valores máximos, aunque no presentan riesgo de desestabilizar el sistema.

En la Figura 3.29 se muestra el diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para valores de K_{pi} y K_{ii} mínimos en color rojo, nominales en color negro y máximos en color verde. En ella se puede apreciar el efecto que tiene la variación de los parámetros del regulador a bajas frecuencias y en la banda de frecuencias donde se sitúan las resonancias. Se puede apreciar cómo para unos valores máximos de K_{pi} y K_{ii} las resonancias están menos atenuadas.

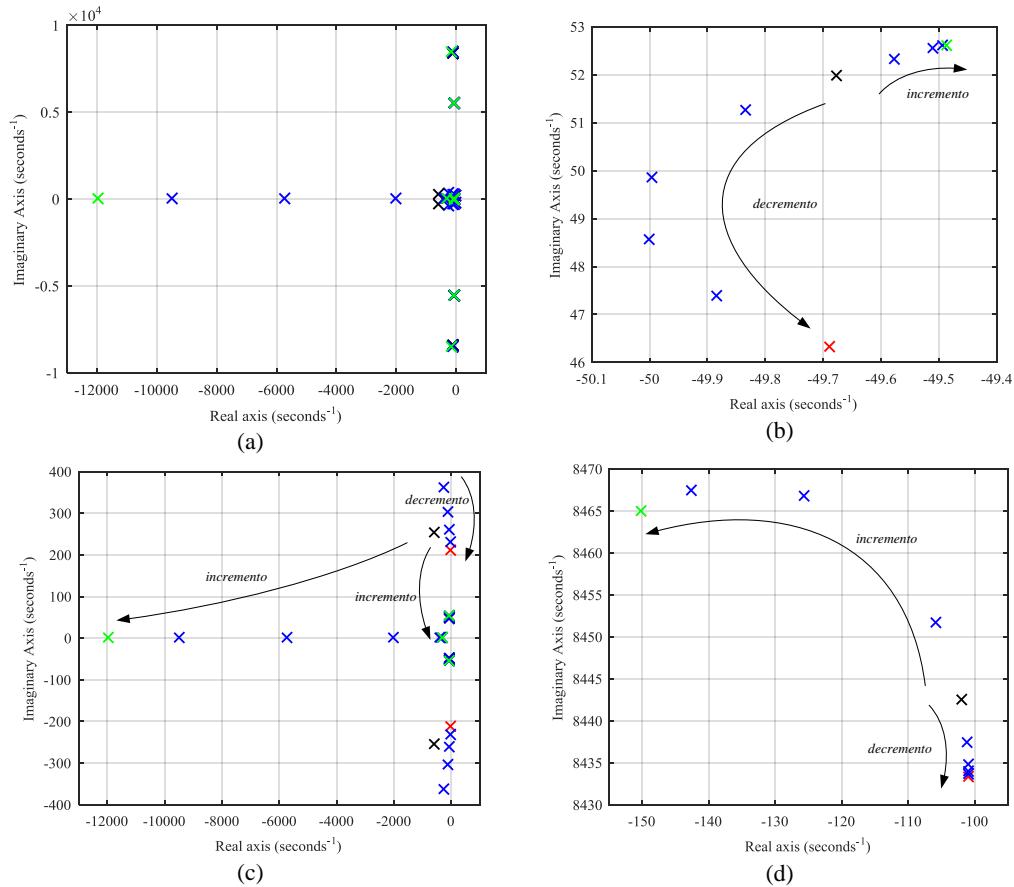


Figura 3.28. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una misma variación de K_{pi} y K_{ii} (valor mínimo color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Movimiento de los polos del sistema. (b) Zoom en los polos del lazo de tensión. (c) Zoom en los polos del lazo de corriente. (d) Zoom en los polos de la segunda resonancia.

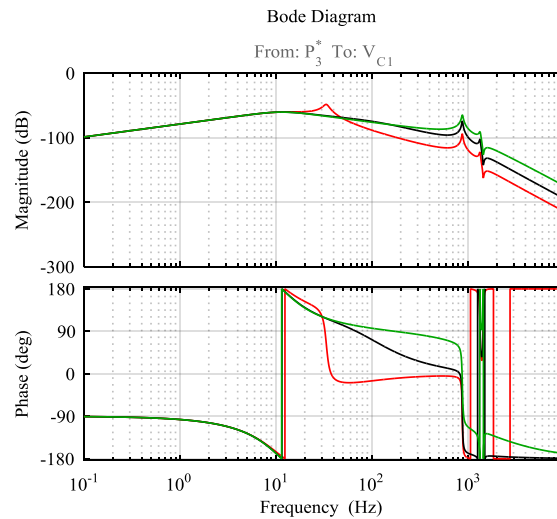


Figura 3.29. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una misma variación de K_{pi} y K_{ii} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

En la Figura 3.30 se muestra la respuesta temporal de la tensión V_{C1} ante un escalón unitario en P_3^* para valores de K_{pi} y K_{ii} mínimos en color rojo, nominales en color negro y máximos en color verde. Coincidiendo con el diagrama de Bode anterior (Figura 3.29), se aprecia que con valores máximos de K_{pi} y K_{ii} , las oscilaciones de dinámica rápida superpuestas debidas a las resonancias presentes en la red DC son más perceptibles.

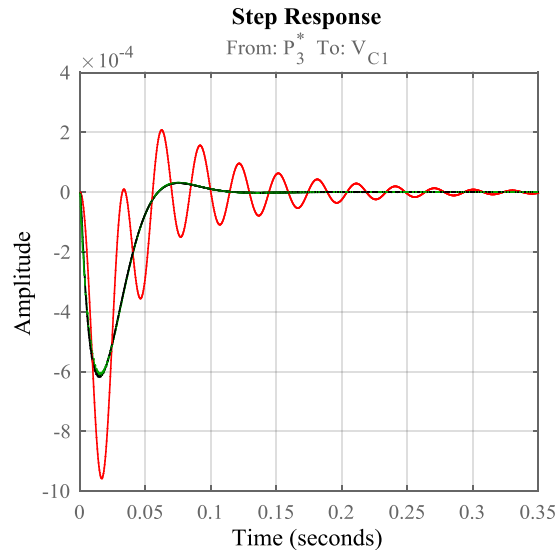


Figura 3.30. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una misma variación de K_{pi} y K_{ii} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde)

En la Figura 3.31, Figura 3.32 y Figura 3.33 se muestran el mapa de polos, el diagrama de Bode y la respuesta temporal ante un escalón unitario de V_{C1}/P_3^* para una variación del parámetro K_{pi} por separado.

El cambio más significativo sucede en los polos asociados al lazo de corriente (Figura 3.31(c)) para valores mínimos, ya que estos se acercan al semiplano derecho a medida que su parte imaginaria aumenta. Para valores máximos, uno de los polos tiende a acercarse al semiplano derecho y el otro tiende a alejarse.

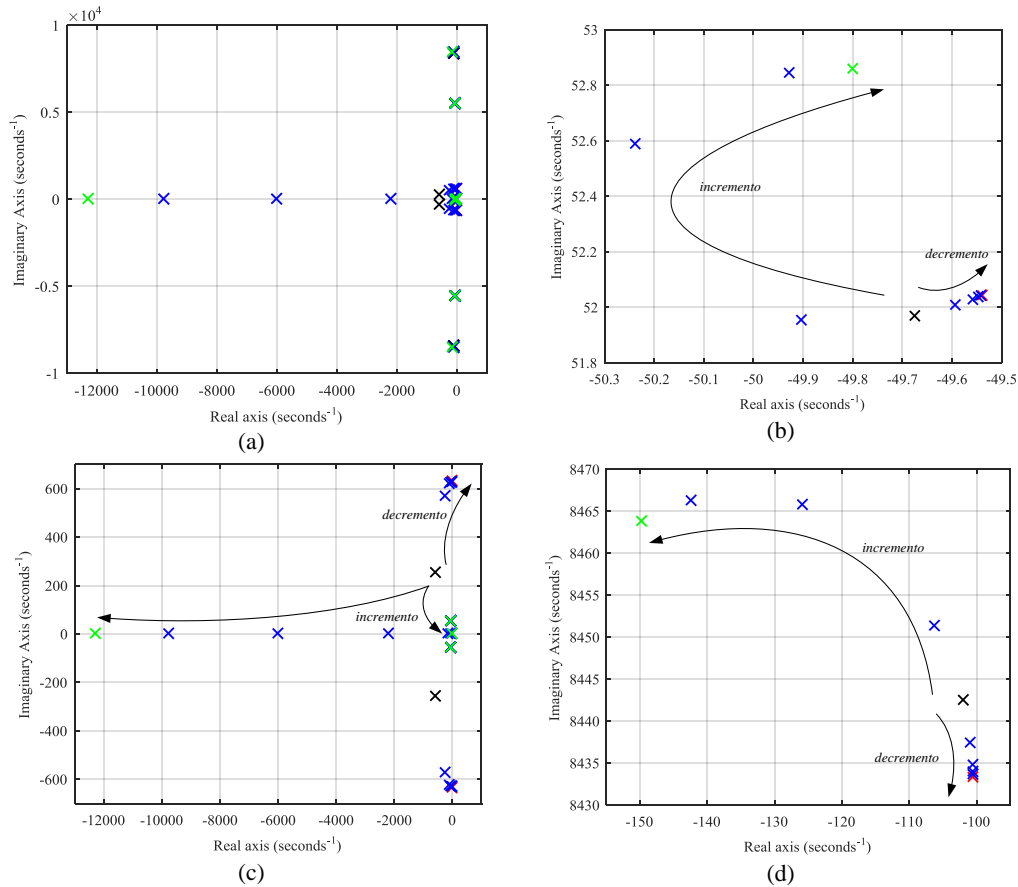


Figura 3.31. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{pi} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Movimiento de los polos del sistema. (b) Zoom en los polos del lazo de tensión. (c) Zoom en los polos del lazo de corriente. (d) Zoom en los polos de la segunda resonancia.

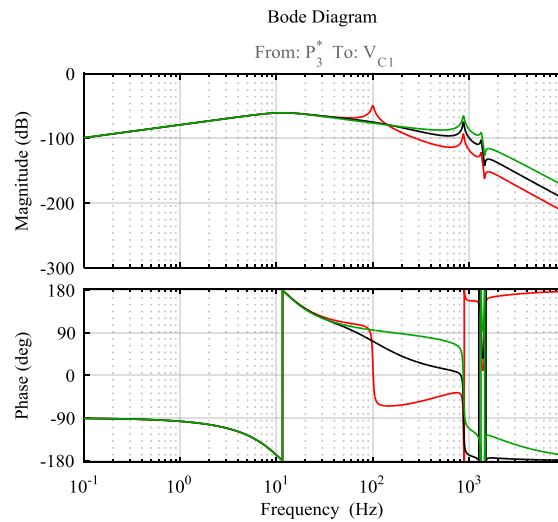


Figura 3.32. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{pi} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

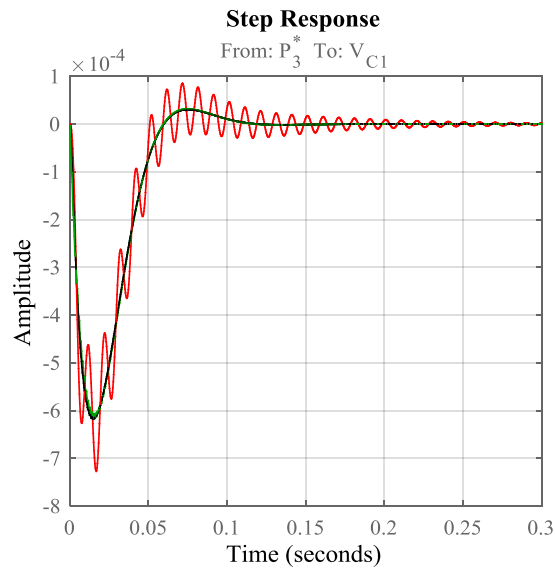


Figura 3.33. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una variación de K_{pi} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

Sin embargo, al variar el parámetro K_{ii} por separado cambia el movimiento de todos los polos de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* tal y como se muestra en la Figura 3.34. El mayor riesgo de desestabilizar el sistema lo presenta uno de los polos asociados al lazo de corriente con un valor mínimo de K_{ii} .

En la Figura 3.35 y en la Figura 3.36 se muestra el efecto de esta variación (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde) en el diagrama de Bode y en la respuesta temporal ante un escalón unitario.

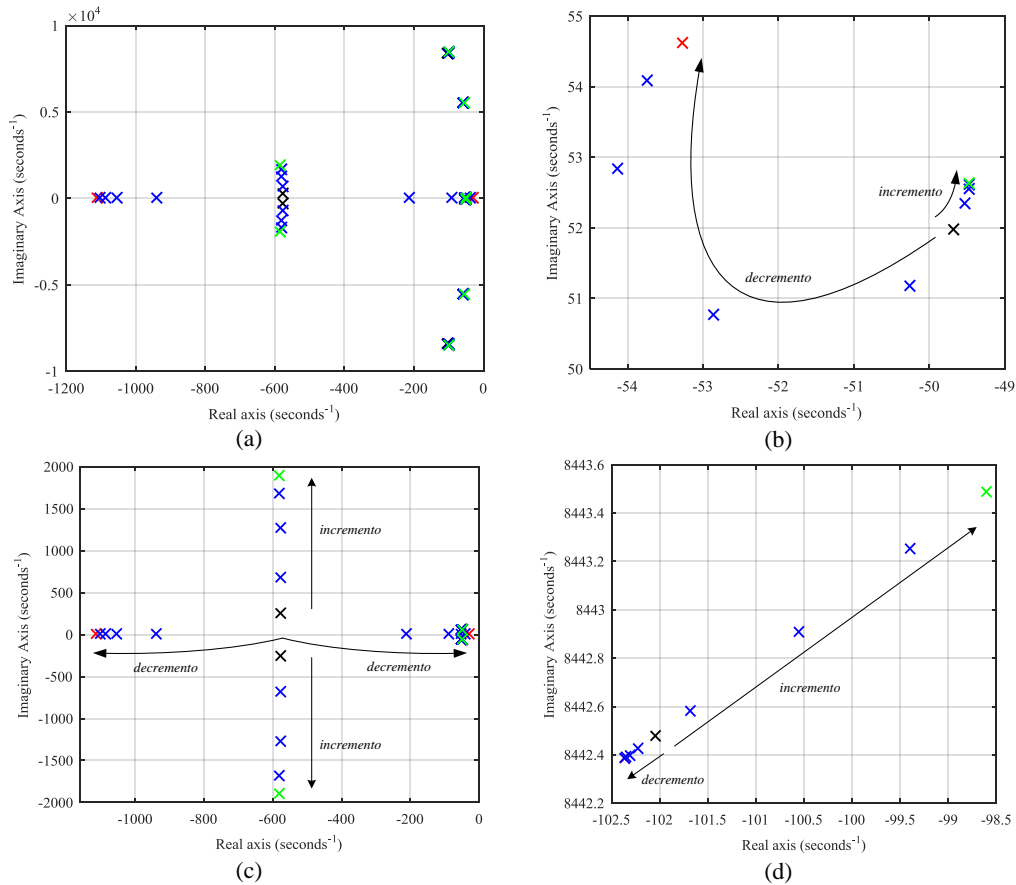


Figura 3.34. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{ii} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Movimiento de los polos del sistema. (b) Zoom en los polos del lazo de tensión. (c) Zoom en los polos del lazo de corriente. (d) Zoom en los polos de la segunda resonancia.

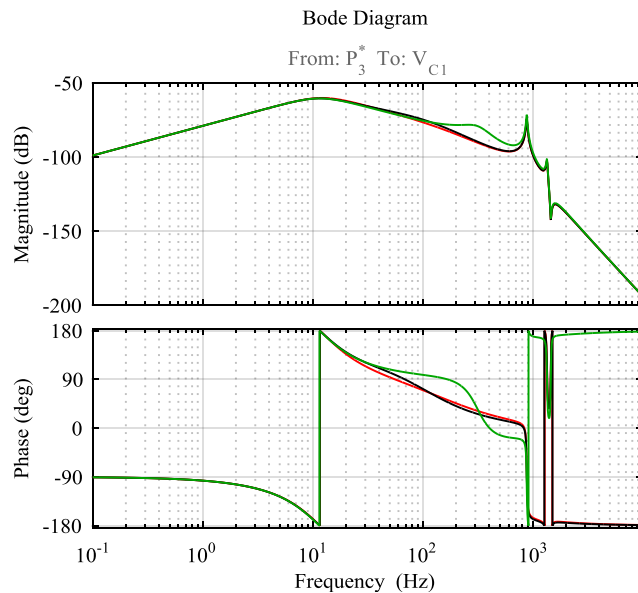


Figura 3.35. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una variación de K_{ii} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

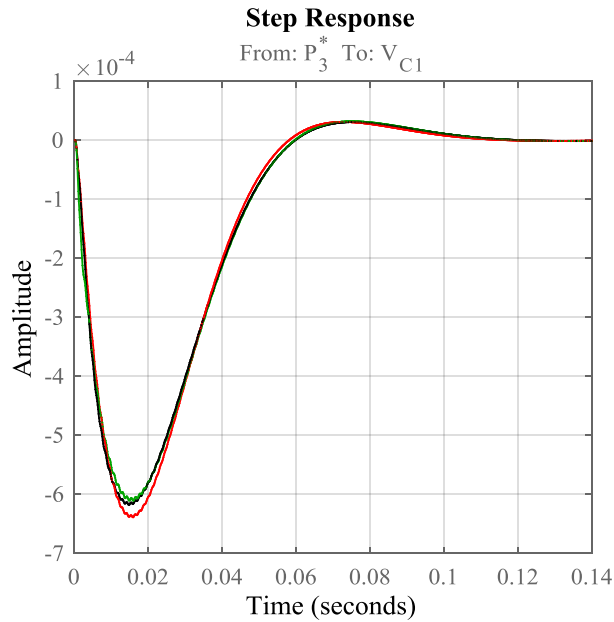


Figura 3.36. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una variación de K_{ii} (valor mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde).

3.2.3.6 Variación del punto de operación de los convertidores

Siendo la potencia del AFE, P_{AFE}^* , igual a la suma de P_2^* y P_3^* , se ha llevado a cabo una variación en el punto de operación de los convertidores. Primero se ha variado la potencia del AFE para un mismo reparto entre las cargas (50% cada una) y después se ha fijado una P_{AFE}^* de 400kW (punto de operación original) y se ha variado el reparto de cargas entre P_2^* y P_3^* .

- Variación de P_{AFE}^* entre 100kW y 3MW con el mismo reparto de carga entre CPL_2 y CPL_3 (50% cada una)

En el mapa de polos de V_{C1}/P_3^* (ver Figura 3.37) se puede ver que los polos más afectados por esta variación son los asociados a las resonancias de la red DC. Dichos polos se comportan diferente entre sí; los asociados a la primera resonancia tienden al semiplano derecho a medida que P_{AFE}^* es menor y los asociados a la segunda resonancia justo al contrario.

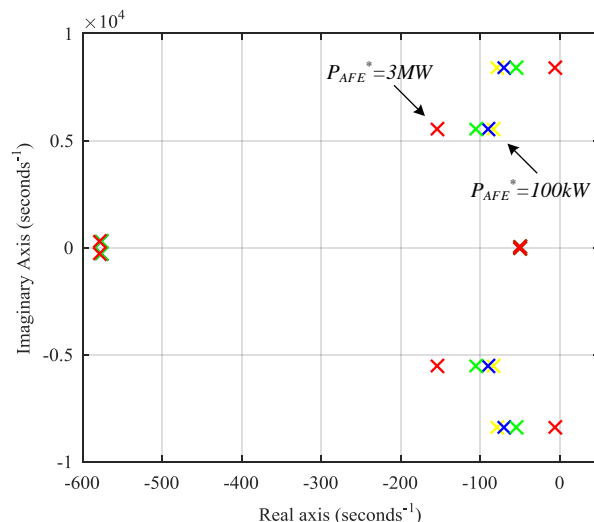


Figura 3.37. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para diferentes valores de P_{AFE}^* con un mismo reparto de cargas (50% cada una): 100kW en color amarillo, 400kW en color azul, 1MW en verde y 3 MW en color rojo.

En el diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* (ver Figura 3.38) se puede comprobar el efecto opuesto de esta variación en ambas resonancias.

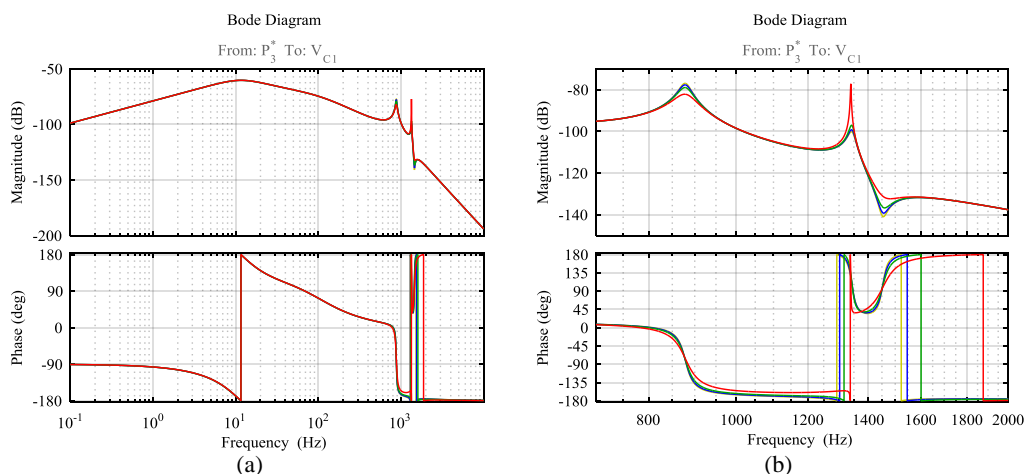


Figura 3.38. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para diferentes valores de P_{AFE}^* con un mismo reparto de cargas (50% cada una): 100kW en color amarillo, 400kW en color azul, 1MW en color verde y 3 MW en color rojo. (a) Rango de frecuencia de 0.1Hz a 10kHz. (b) Zoom de (a).

En la respuesta temporal ante un escalón unitario (ver Figura 3.39), se aprecia que la dinámica lenta no se ve afectada por esta variación, a diferencia de la dinámica más rápida (debida a las resonancias en la red DC) superpuesta.

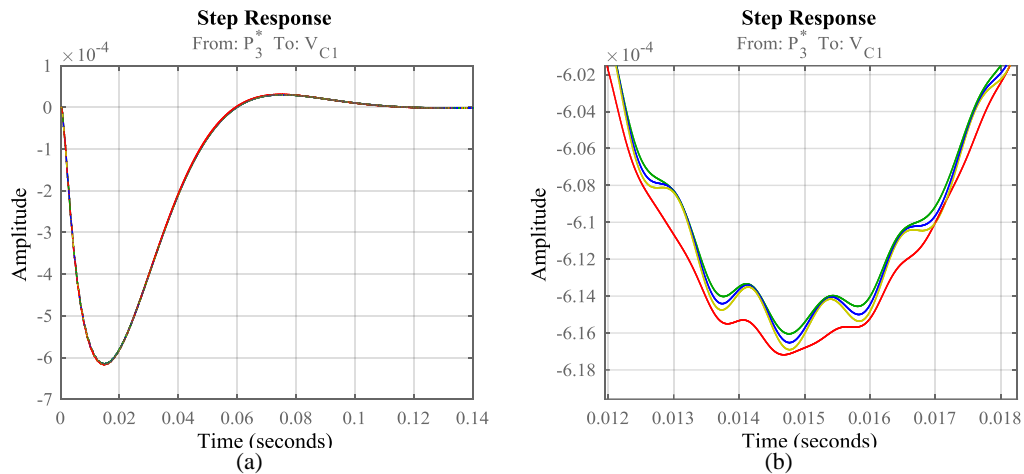


Figura 3.39. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para diferentes valores de P_{AFE}^* con un mismo reparto de cargas (50% cada una): 100kW en color amarillo, 400kW en color azul, 1MW en color verde y 3 MW en color rojo. (b) Zoom de (a).

- Variación del reparto de cargas de CPL_2 y la CPL_3 para la misma P_{AFE}^* (400kW)

En la Figura 3.40 se muestra el mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una variación en el reparto de cargas con una misma P_{AFE}^* . En ella se puede apreciar que los polos asociados a las resonancias de la red DC se comportan diferente entre sí. Los polos asociados a la primera resonancia se desplazan hacia el semiplano derecho a medida que la potencia de la carga en la rama 2 (P_2^*) es considerablemente menor que la potencia de la carga en la rama 3 (P_3^*), es decir $P_2^* \ll P_3^*$. En el caso de los polos asociados a la segunda resonancia, el comportamiento es el opuesto. Los polos asociados a los lazos de corriente y tensión no ven tan afectados como los asociados a las resonancias.

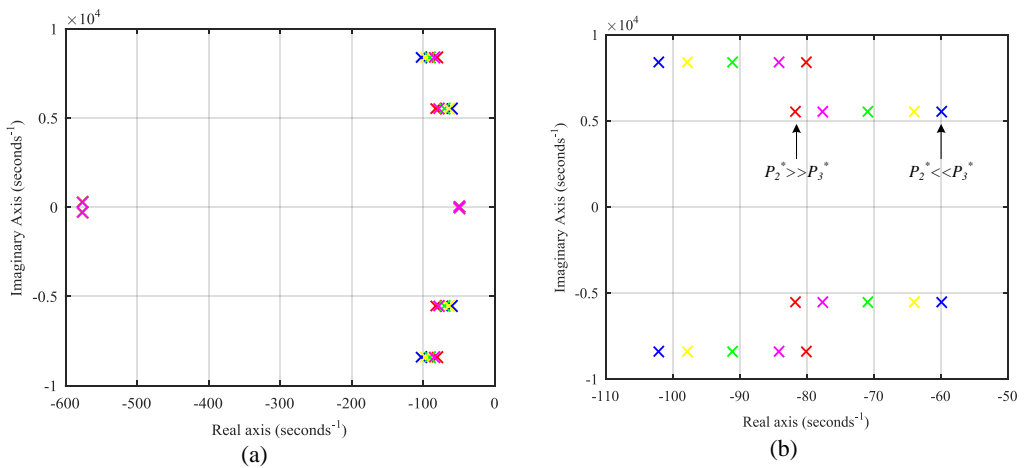


Figura 3.40. Mapa de polos de V_{C1}/P_3^* para una misma P_{AFE}^* (400kW) y diferentes repartos de carga: $P_2^*=0.9x P_{AFE}^*$ en color rojo ($P_2^* \gg P_3^*$), $P_2^*=0.75x P_{AFE}^*$ en color magenta, $P_2^*=0.5x P_{AFE}^*$ en color verde, $P_2^*=0.25x P_{AFE}^*$ en color amarillo y $P_2^*=0.1x P_{AFE}^*$ en color azul ($P_2^* \ll P_3^*$). (a) Todos los polos del sistema. (b) Zoom de los polos correspondientes a las resonancias de la red DC.

En el diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* (ver Figura 3.41) se puede apreciar el efecto opuesto en ambas resonancias.

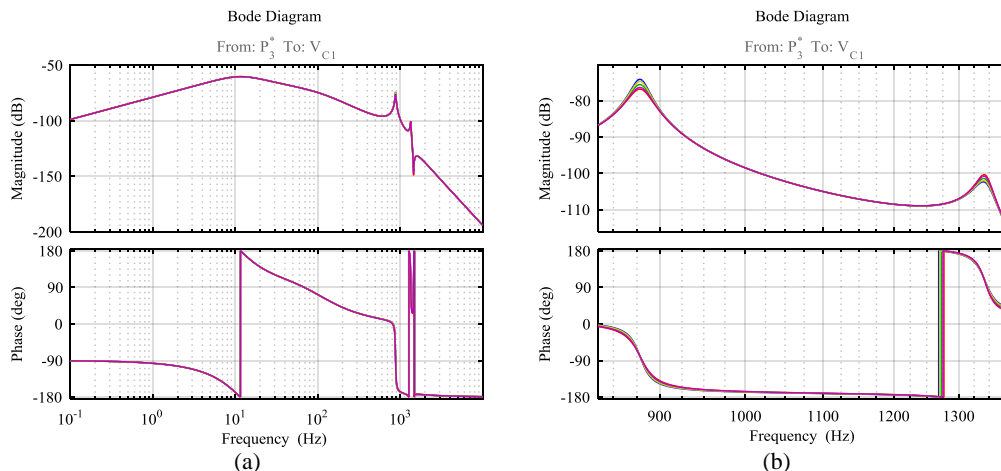


Figura 3.41. Diagrama de Bode de V_{C1}/P_3^* para una misa P_{AFE}^* (400kW) y diferentes repartos de carga: $P_2^*=0.9x P_{AFE}^*$ en color rojo ($P_2^* \gg P_3^*$), $P_2^*=0.75x P_{AFE}^*$ en color magenta, $P_2^*=0.5x P_{AFE}^*$ en color verde, $P_2^*=0.25x P_{AFE}^*$ en color amarillo y $P_2^*=0.1x P_{AFE}^*$ en color azul ($P_2^* \ll P_3^*$).

En la respuesta temporal ante un escalón unitario (ver Figura 3.42), también se aprecia que la dinámica lenta no se ve afectada por esta variación, a diferencia de la dinámica más rápida (debida a las resonancias) superpuesta.

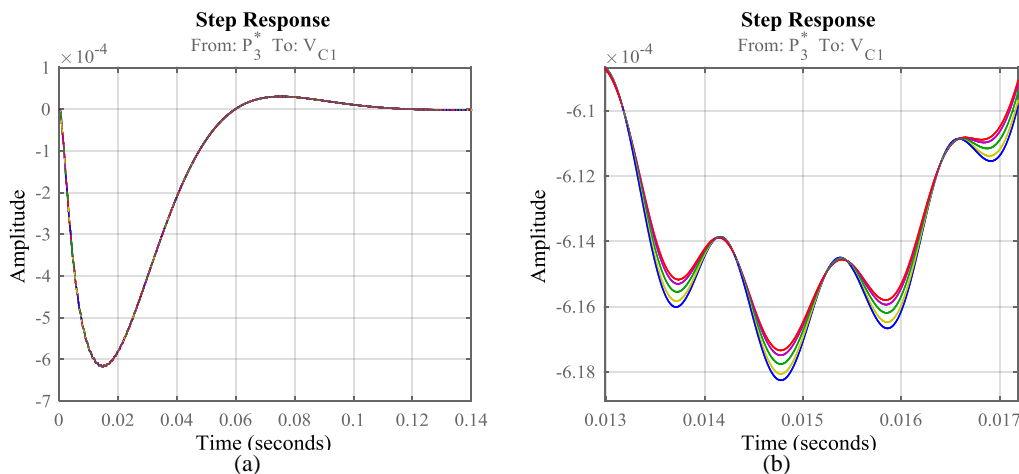


Figura 3.42. Respuesta temporal de V_{C1}/P_3^* ante un escalón unitario para una misa P_{AFE}^* (400kW) y diferentes repartos de carga: $P_2^*=0.9x P_{AFE}^*$ en color rojo ($P_3^* \ll P_2^*$) y $P_2^*=0.1x P_{AFE}^*$ en color azul ($P_2^* \ll P_3^*$).

3.2.3.7 Conclusiones de las variaciones

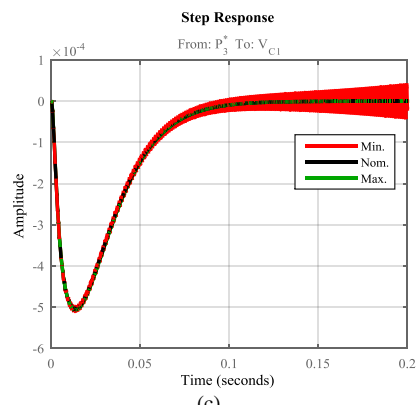
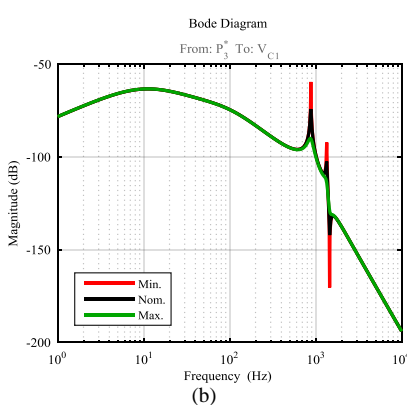
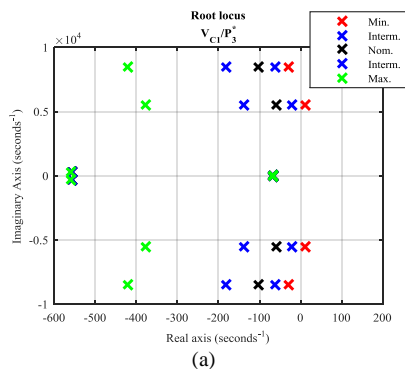
A continuación se destacan las conclusiones principales obtenidas del estudio realizado tras las variaciones de parámetros llevadas a cabo, haciendo énfasis en las situaciones que representan mayor riesgo de desestabilizar el sistema o de que éste presente unos márgenes de estabilidad relativa pobres. Principalmente se aprecia que el PEB-DCDS de la Figura 3.1 puede presentar peligro en los siguientes casos:

- Reduciendo la resistencia del circuito (por la dinámica de las resonancias)
- Aumentando la inductancia del circuito (por la dinámica de las resonancias)
- Disminuyendo la capacidad de bus de los convertidores (por la dinámica de las resonancias)
- Aumentando la capacidad de bus de los convertidores (por la dinámica del lazo de tensión)
- Ralentizando el lazo de tensión (por la dinámica del lazo de tensión)
- En puntos de operación del AFE de 3 MW (por la dinámica de las resonancias)
- Con un reparto de potencia mucho menor en la carga de una rama respecto a la otra carga (debido a la dinámica de las resonancias)

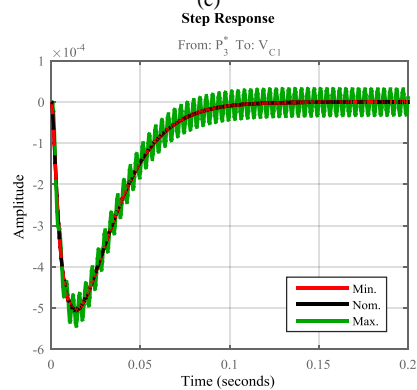
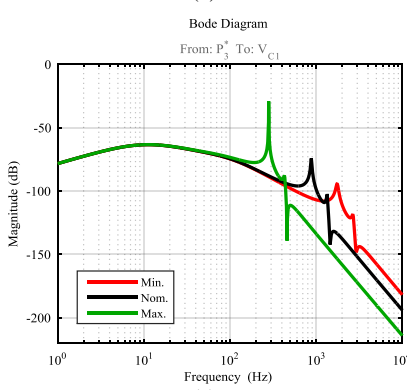
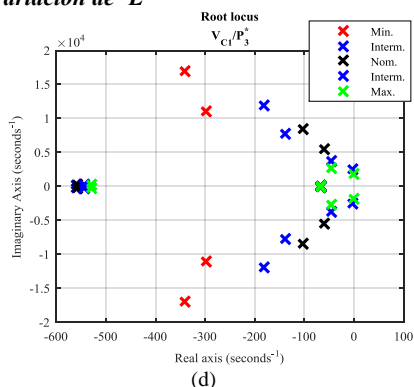
Todos estos comportamientos se repiten en el resto de variables del sistema (V_{C2} , V_{C3} , I_{L1} , I_{L2} , e I_{L3}) y frente al resto de entradas (V_{C1}^* y P_2^*), ya que todas comparten el mismo denominador.

En la Figura 3.43 y en la Tabla 3.3 se recoge un resumen de los resultados más representativos tras los análisis realizados.

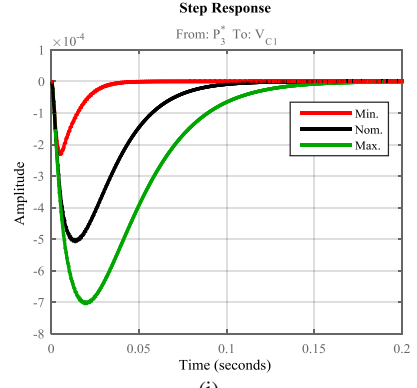
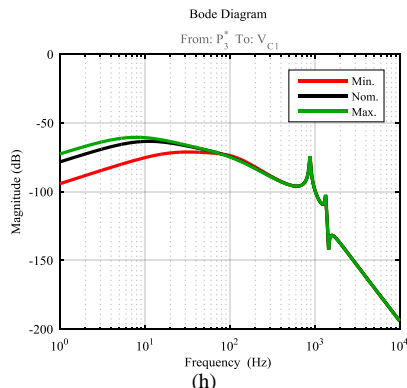
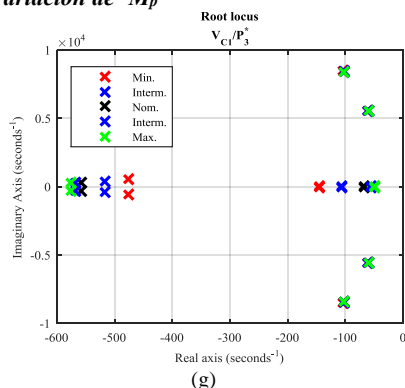
Variación de 'R'



Variación de 'L'



Variación de 'M_p'



Variación del 'P.O.'

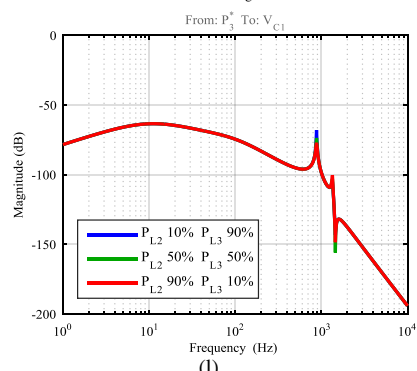
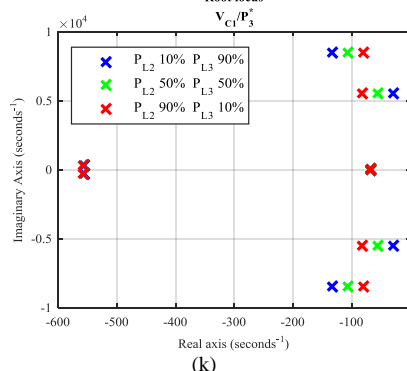
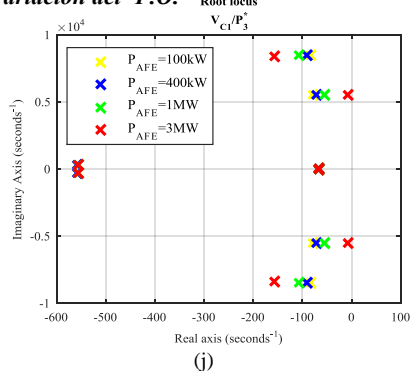


Figura 3.43. Resumen de la influencia de los parámetros del sistema en el comportamiento del PEB-DCDS mediante diagrama de polos, diagrama de Bode y respuesta temporal ante escalón unitario de V_{C1}/P_3^* . (a)(b)(c) Variación de la resistencia. (d)(e)(f) Variación de la inductancia. (g)(h)(i) Variación del sobrepasamiento máximo 'M_p'. (j) Variación del punto de operación con un mismo reparto entre P_2^* y P_3^* . (k)(l) Variación del reparto de cargas en el mismo punto de operación ($P_{AFE}^*=1MW$).

TABLA 3.3
EFECTO DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO EN LA ESTABILIDAD Y COMPORTAMIENTO DINÁMICO

	Polos asociados al lazo de corriente	Polos asociados al lazo de tensión	Polos asociados a las resonancias de la red DC
Variación R	No afecta	No afecta	Modifica la parte real de los polos. Modifica la amplitud de las resonancias y de las oscilaciones de respuesta transitoria.
Variación L	No afecta	No afecta	Modifica la parte real e imaginaria de los polos. Modifica la amplitud y frecuencia de las resonancias y de las oscilaciones de respuesta transitoria.
Variación C_{bus}	Modifica ligeramente la parte real de los polos y la dinámica del lazo.	Modifica la parte real de los polos y la dinámica del lazo.	Modifica la parte real e imaginaria de los polos. Modifica la amplitud y frecuencia de las resonancias y de las oscilaciones de respuesta transitoria.
Variación M_p, K_{pv} y K_{iv}	Modifica ligeramente la parte real e imaginaria de los polos y la dinámica del lazo.	Modifica la parte real e imaginaria de los polos y la dinámica del lazo.	No afecta
Variación K_{pi} y K_{ii}	Modifica la parte real de los polos y la dinámica del lazo.	No afecta	No afecta
Variación P.O.	No afecta	No afecta	Modifica la parte real de los polos. Modifica la amplitud de las resonancias y de las oscilaciones de respuesta transitoria.

3.2.4 Extrapolación a un modelo con red DC interna

En la Figura 3.44 se muestra el circuito equivalente del PEB-DCDS originario de la Figura 2.3, donde en la cuarta rama de la red DC principal se conecta otra red DC interna a la cual están conectadas tres cargas CPL.

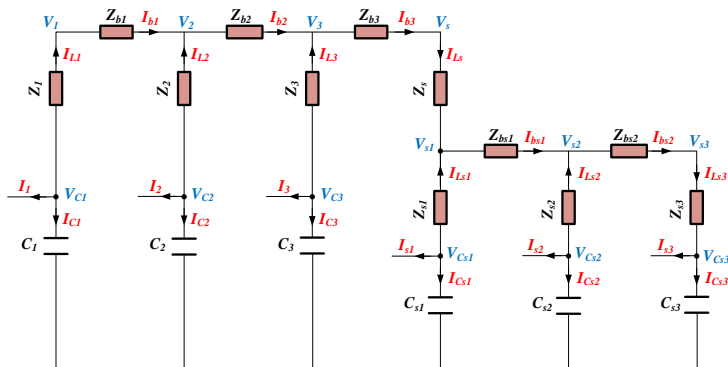
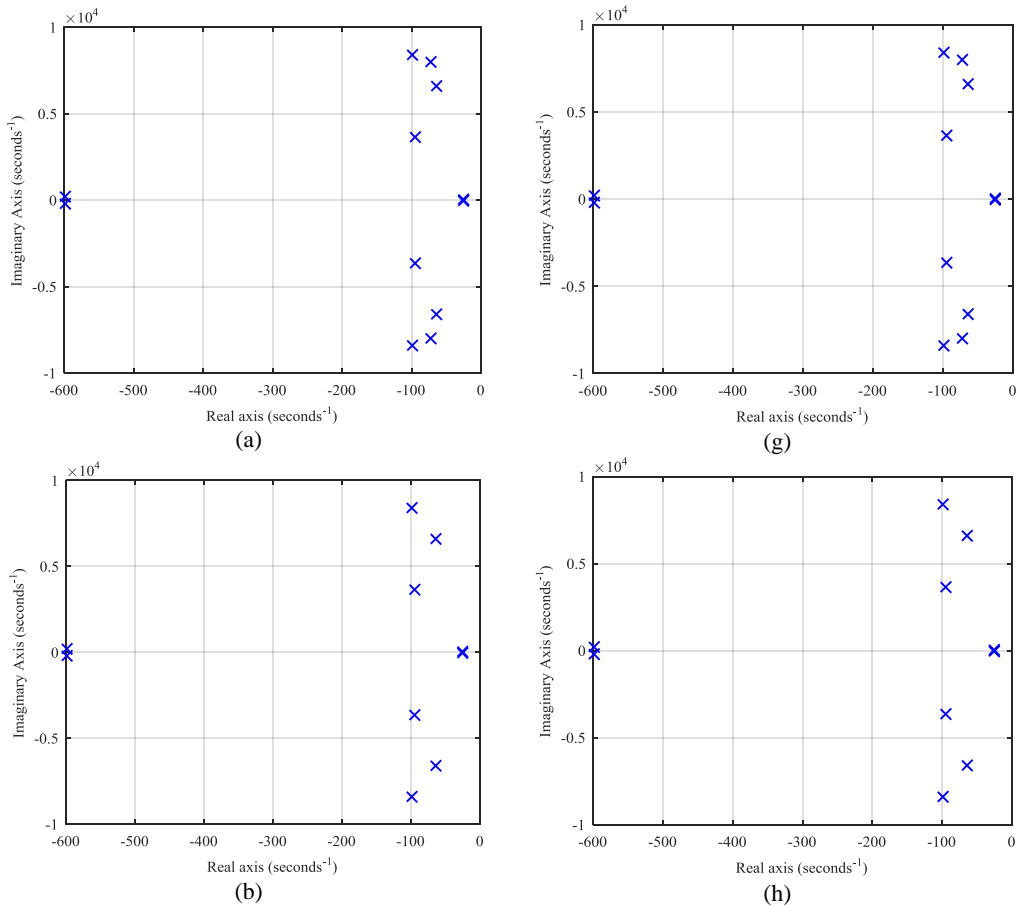


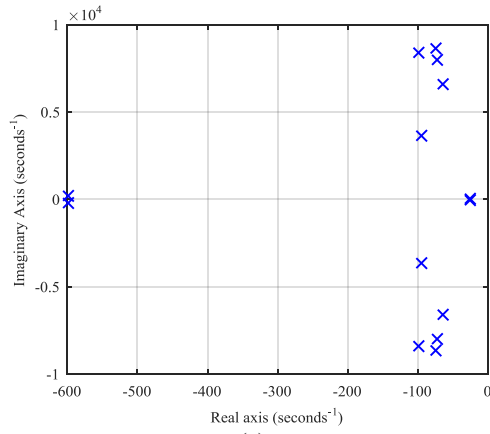
Figura 3.44. Circuito equivalente de las redes externa e interna unificadas.

En el Anexo C se muestran los valores de las impedancias parásitas de la red completa, los parámetros de control de los convertidores y su punto de operación.

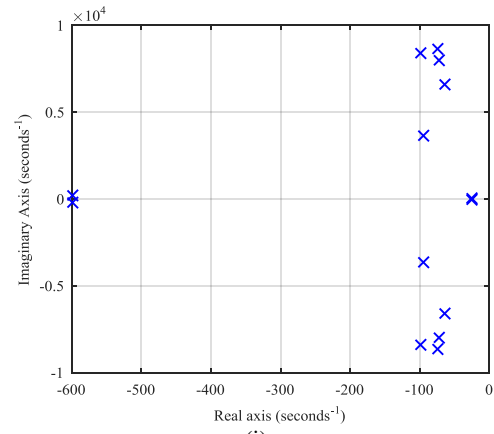
En la Figura 3.45 se muestra el mapa de polos de las funciones de transferencia que relacionan las variables V_{C1} e I_{L1} con las entradas V_{C1}^* , P_2^* , P_3^* , P_{41}^* , P_{42}^* y P_{43}^* .



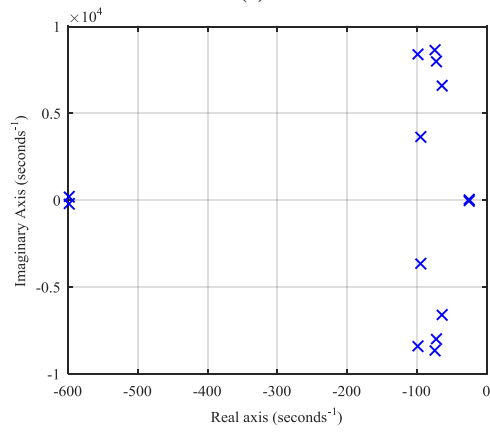
3.2. Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica



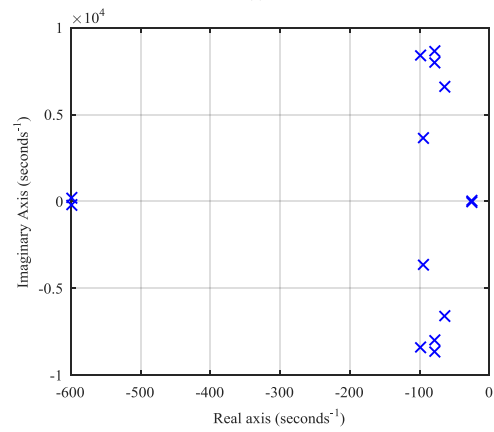
(c)



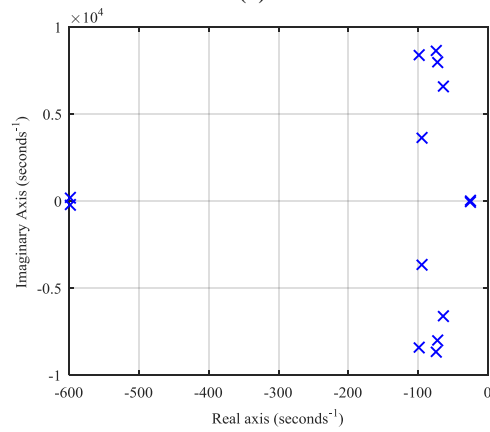
(i)



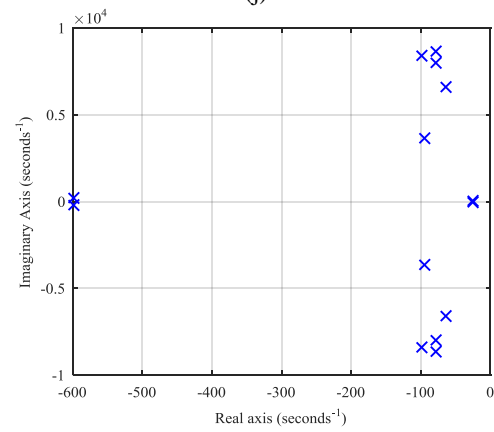
(d)



(j)



(e)



(k)

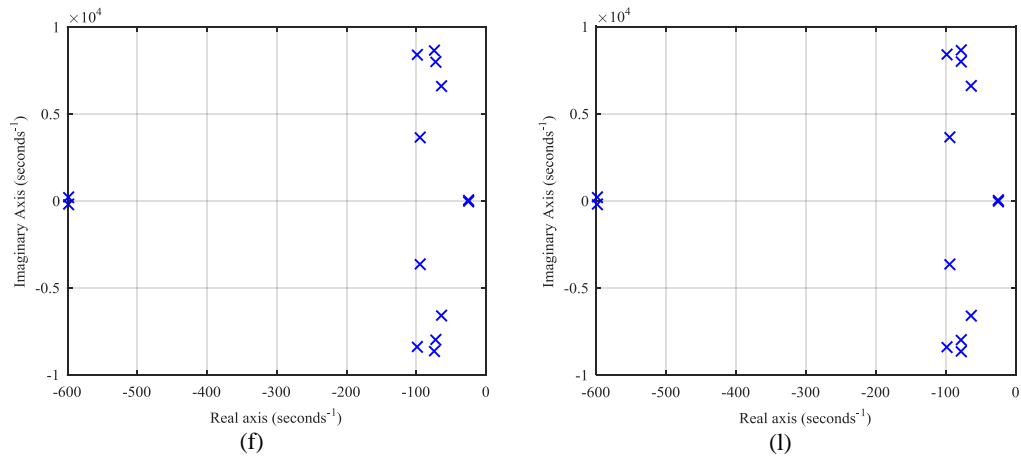
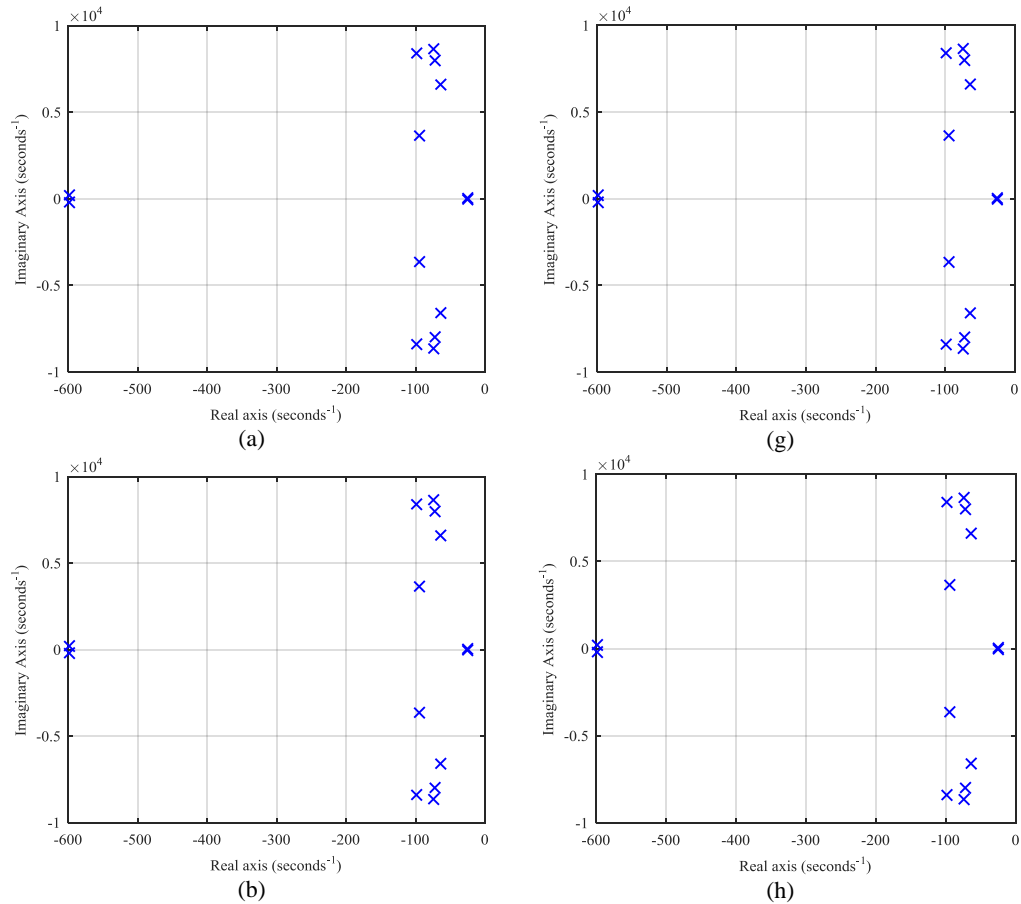
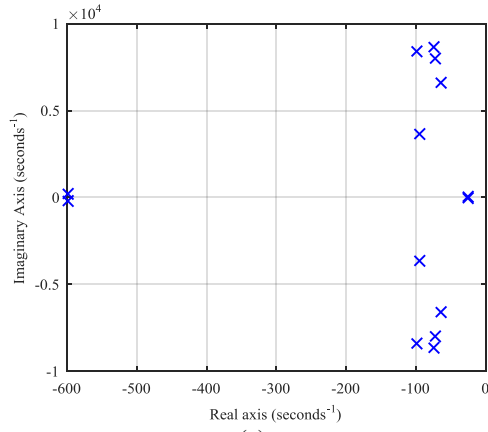


Figura 3.45. Mapa de polos de las funciones de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* (a), V_{C1}/P_2^* (b), V_{C1}/P_3^* (c), V_{C1}/P_{41}^* (d), V_{C1}/P_{42}^* (e), V_{C1}/P_{43}^* (f), I_{L1}/V_{C1}^* (g), I_{L1}/P_2^* (h), I_{L1}/P_3^* (i), I_{L1}/P_{41}^* (j), I_{L1}/P_{42}^* (k) e I_{L1}/P_{43}^* (l).

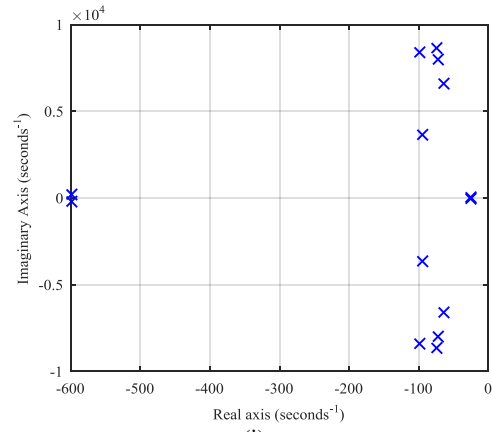
En la Figura 3.46 se muestra el mapa de polos de las funciones de transferencia que relacionan las variables V_{C41} e I_{L41} con las entradas V_{C1}^* , P_2^* , P_3^* , P_{41}^* , P_{42}^* y P_{43}^* .



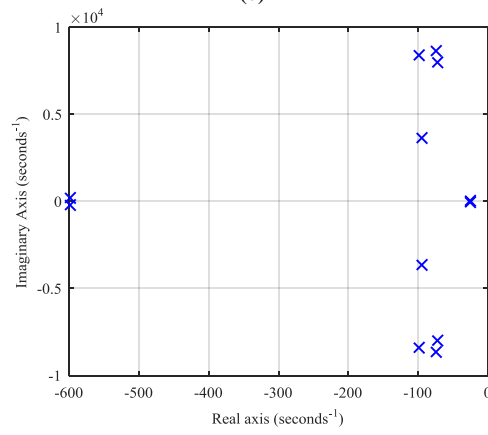
3.2. Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica



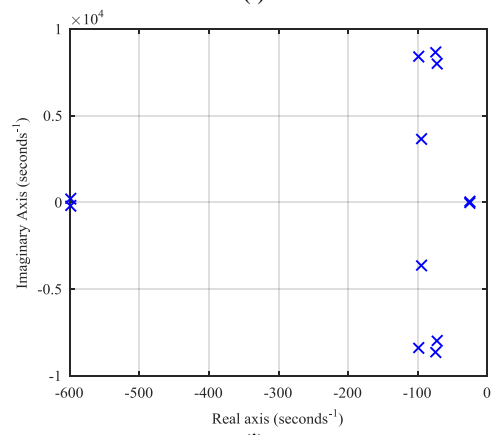
(c)



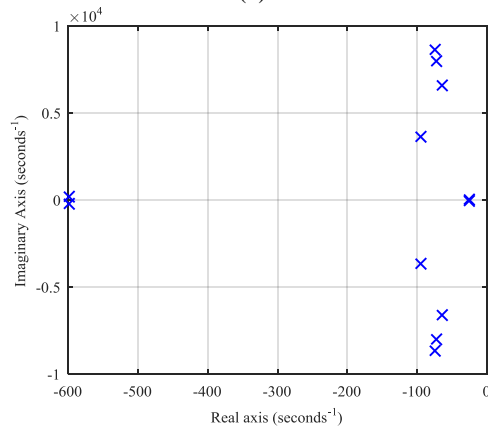
(i)



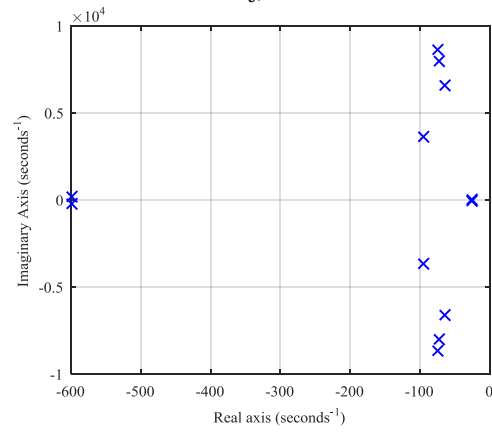
(d)



(j)



(e)



(k)

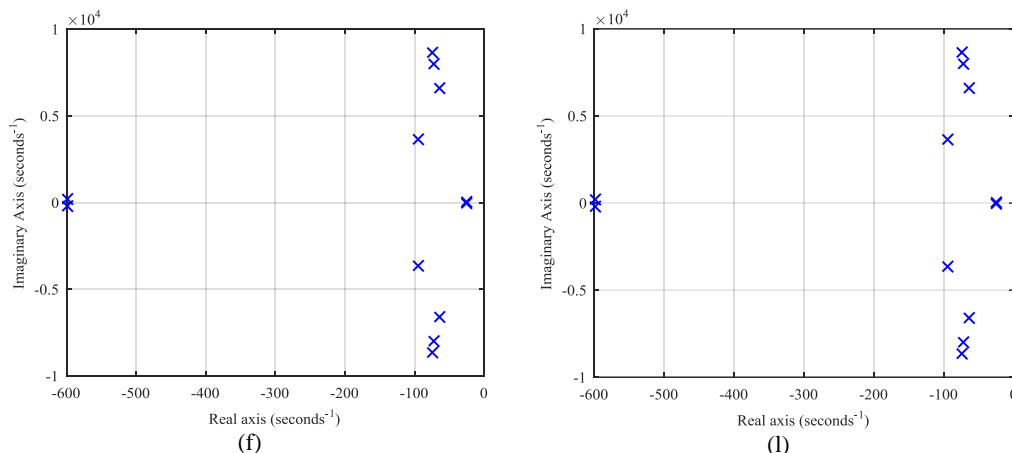
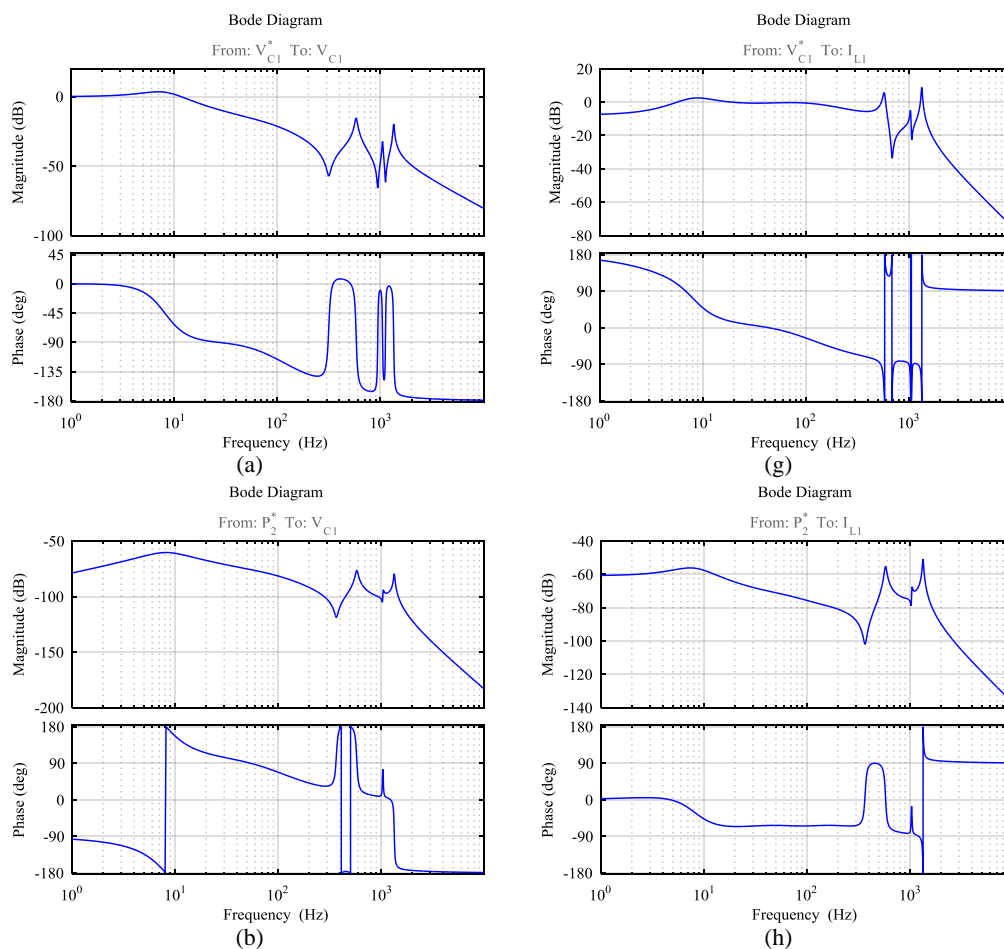
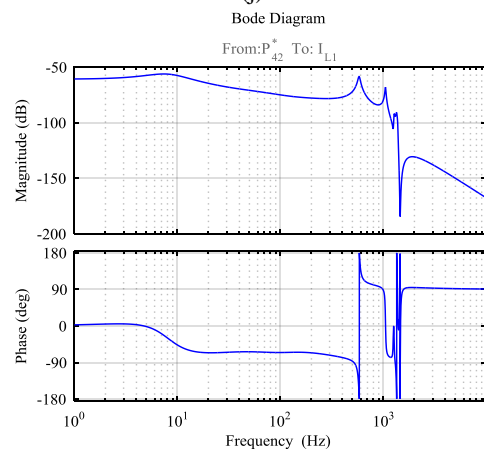
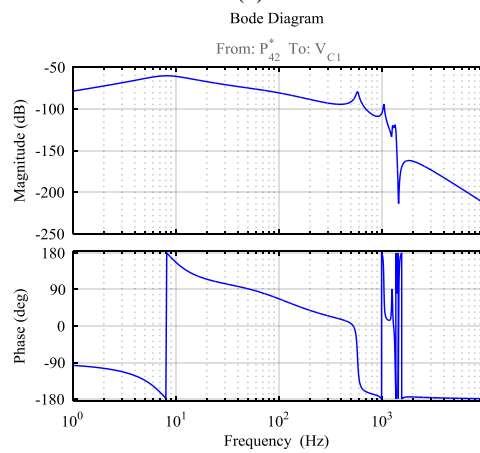
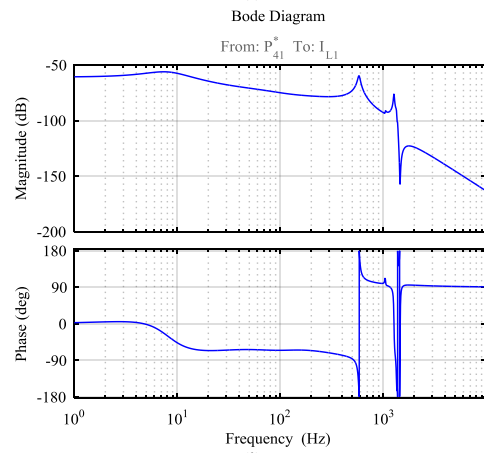
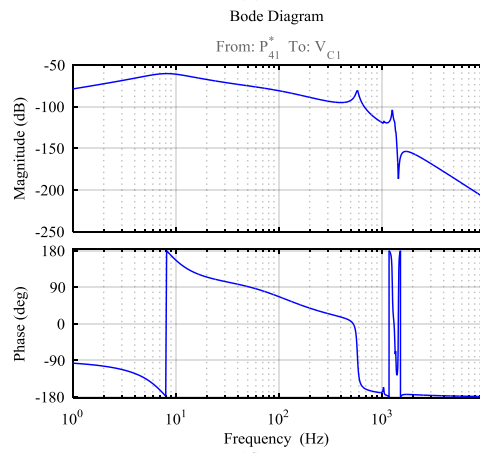
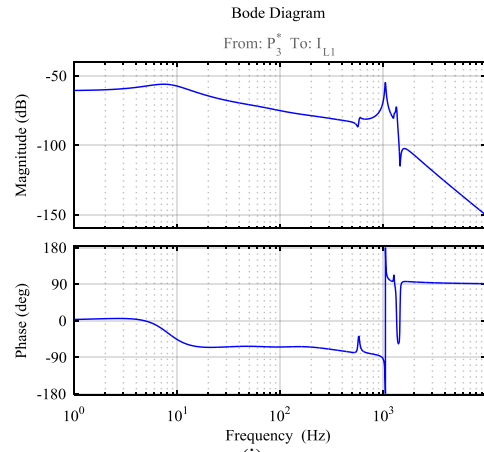
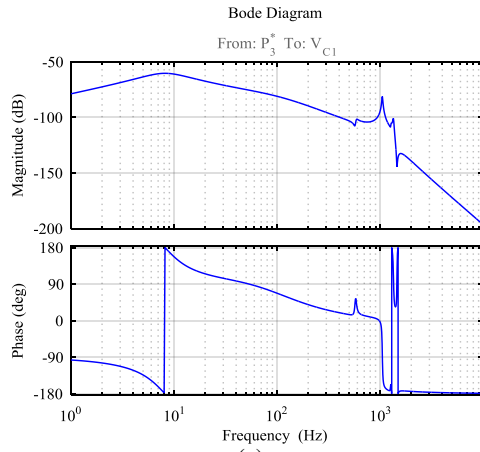


Figura 3.46. Mapa de polos de las funciones de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* (a), V_{C1}/P_2^* (b), V_{C1}/P_3^* (c), V_{C1}/P_{41}^* (d), V_{C1}/P_{42}^* (e), V_{C1}/P_{43}^* (f), I_{L1}/V_{C1}^* (g), I_{L1}/P_2^* (h), I_{L1}/P_3^* (i), I_{L1}/P_{41}^* (j), I_{L1}/P_{42}^* (k) e I_{L1}/P_{43}^* (l).

En la Figura 3.47 se muestra el diagrama de Bode para las funciones de transferencia que relacionan las variables V_{C1} e I_{L1} con las entradas V_{C1}^* , P_2^* , P_3^* , P_{41}^* , P_{42}^* y P_{43}^* .



3.2. Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica



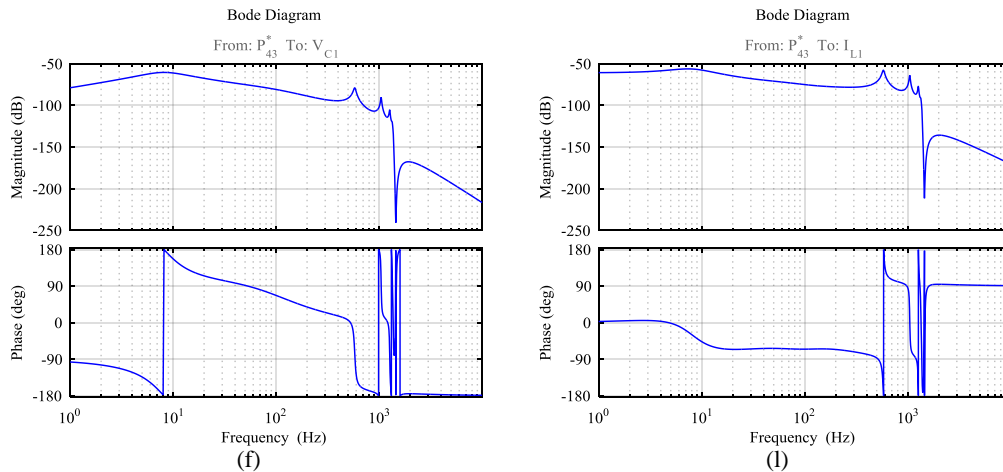
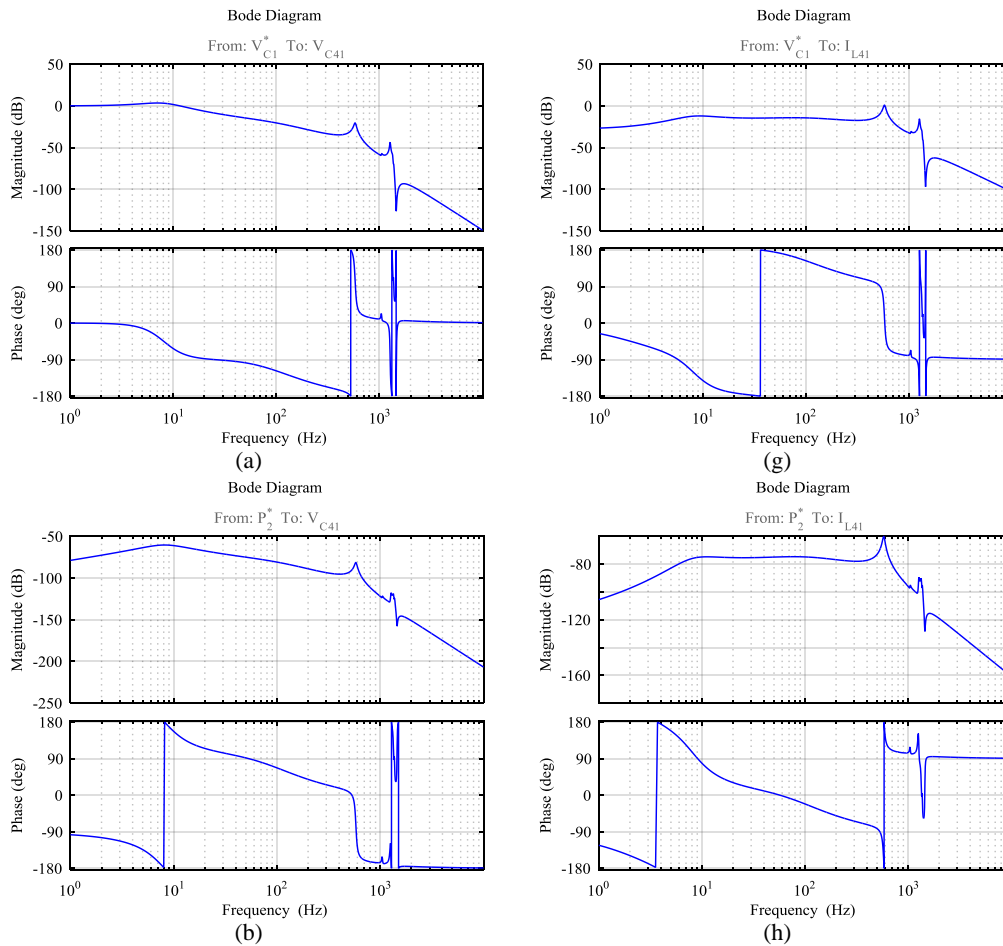
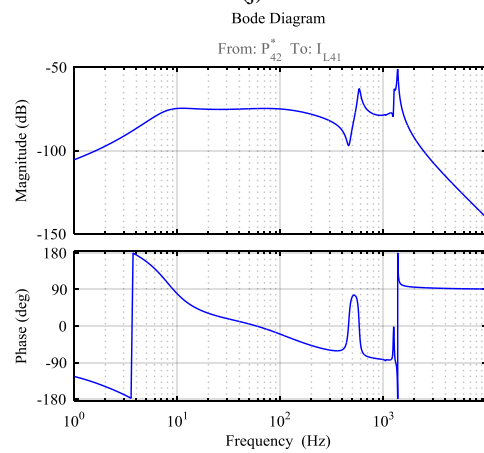
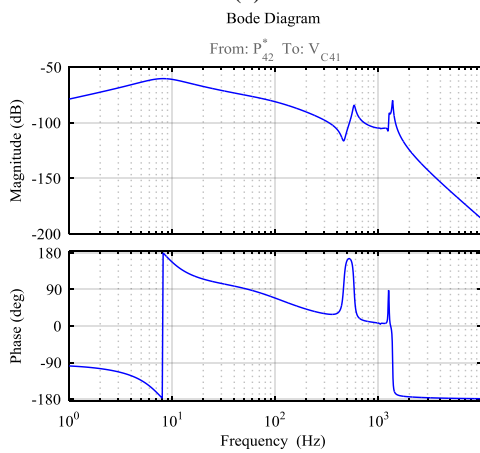
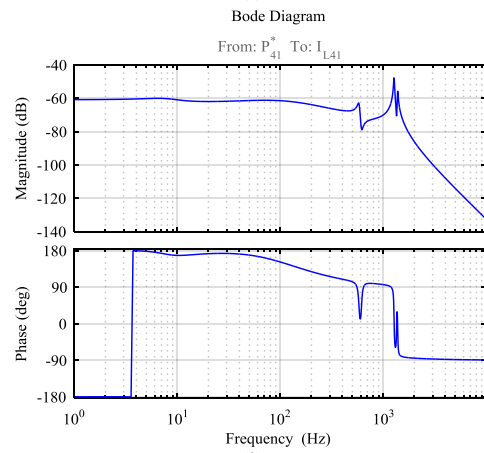
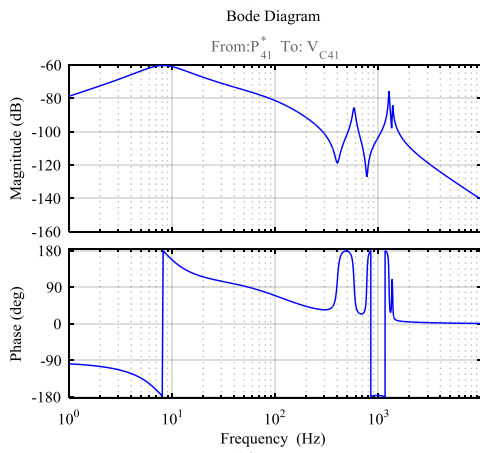
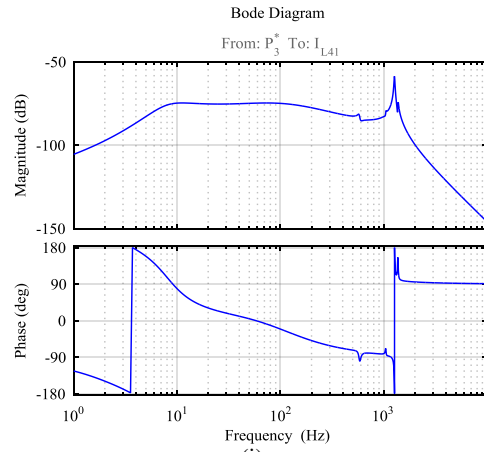
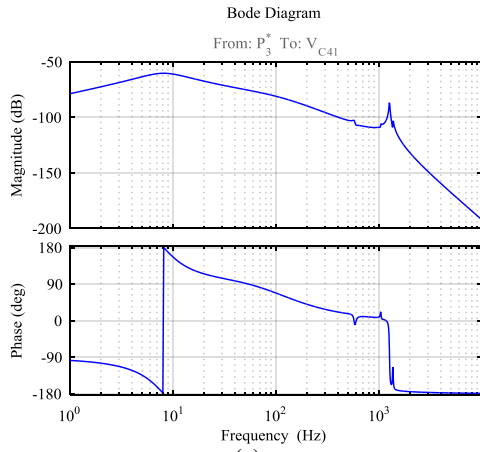


Figura 3.47. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* (a), V_{C1}/P_2^* (b), V_{C1}/P_3^* (c), V_{C1}/P_{41}^* (d), V_{C1}/P_{42}^* (e), V_{C1}/P_{43}^* (f), I_{L1}/V_{C1}^* (g), I_{L1}/P_2^* (h), I_{L1}/P_3^* (i), I_{L1}/P_{41}^* (j), I_{L1}/P_{42}^* (k) e I_{L1}/P_{43}^* (l).

En la Figura 3.48 se muestra el diagrama de Bode para las funciones de transferencia que relacionan las variables V_{C41} e I_{L41} con las entradas V_{C1}^* , P_2^* , P_3^* , P_{41}^* , P_{42}^* y P_{43}^* .



3.2. Análisis de estabilidad, frecuencial y de respuesta dinámica



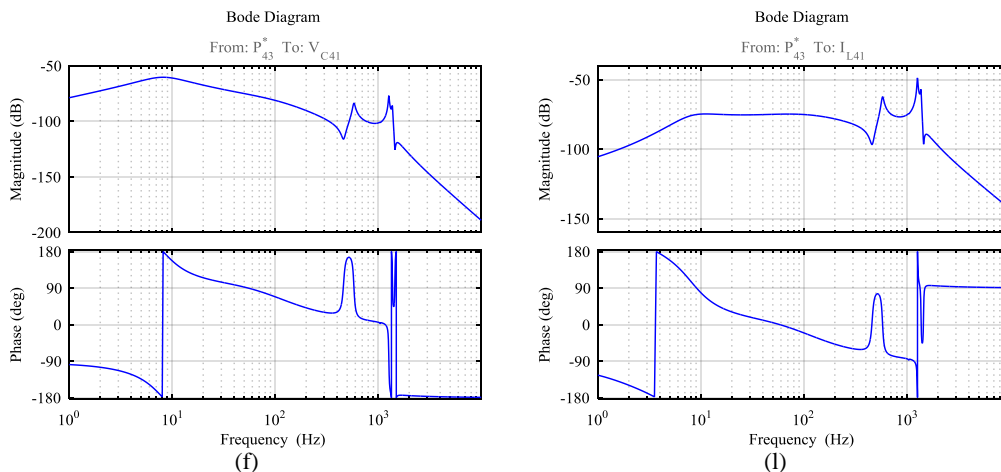


Figura 3.48. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia V_{C41}/V_{C1}^* (a), V_{C41}/P_2^* (b), V_{C41}/P_3^* (c), V_{C41}/P_{41}^* (d), V_{C41}/P_{42}^* (e), V_{C41}/P_{43}^* (f), I_{L41}/V_{C1}^* (g), I_{L41}/P_2^* (h), I_{L41}/P_3^* (i), I_{L41}/P_{41}^* (j), I_{L41}/P_{42}^* (k) e I_{L41}/P_{43}^* (l).

Comparando la Figura 3.47 con la Figura 3.45 y la Figura 3.48 con la Figura 3.46, parece que en algunas ocasiones el número de polos asociados a las frecuencias de resonancia (mostrados en los mapas de polos), no coincide con el número de resonancias presentes u observables en el diagrama de Bode correspondiente. En realidad lo que sucede es que algunas resonancias tienen tan poca energía que es necesario aplicar un zoom considerable sobre el diagrama de Bode para detectar su presencia.

Como ejemplo, en la Figura 3.49 se muestra el diagrama de Bode correspondiente a la función de transferencia I_{L1}/P_{41}^* , cuyo mapa de polos muestra 5 pares de polos complejos conjugados para las resonancias de la red DC (Figura 3.45(j)).

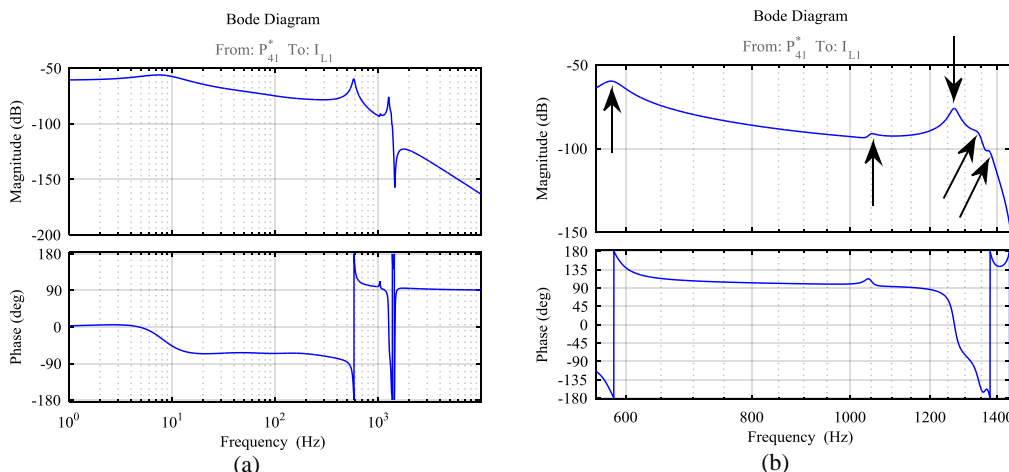


Figura 3.49. Diagrama de Bode correspondiente a la función de transferencia I_{L1}/P_{41}^* . (a) Rango de frecuencia amplio. (b) Zoom en las resonancias.

El hecho de que las resonancias tengan tan poca energía como para ser apreciadas, tanto en los diagramas de Bode como en los mapas de polos, es debido a los valores de ‘R’, ‘L’ y ‘C’ que se han utilizado (valores de un escenario realista que se detalla en el Capítulo 4). Estos valores influyen en la cancelación de los polos y ceros debidos a las resonancias de la red DC. En teoría, en la Figura 3.45 y en la Figura 3.46 deberían de aparecer 9 pares de polos en cada gráfica:

- Cinco pares de polos complejos conjugados asociados a las resonancias de la red
- Dos pares de polos complejos conjugados asociados al lazo de tensión
- Dos pares de polos complejos conjugados asociados al lazo de corriente

Las frecuencias de las cinco resonancias se muestran en la Tabla 3.4. En ella se puede apreciar el hecho de que las resonancias cuarta y quinta son muy cercanas. Esto puede influir en la dificultad para distinguirlas en los diagramas de Bode al poder quedarse camufladas entre sí.

TABLA 3.4
LOCALIZACIÓN DE LAS RESONANCIAS DEL PEB-DCDS CON RED INTERNA

Resonancia 1	Resonancia 2	Resonancia 3	Resonancia 4	Resonancia 5
581Hz	1047Hz	1269Hz	1343Hz	1374Hz

Si se modifican los valores de las impedancias parásitas, de tal forma que se reduzca la resistencia para que las resonancias tengan mayor magnitud y se aumenten algunas inductancias para que haya más separación entre las resonancias y éstas cambien de frecuencia, se puede apreciar que, efectivamente, hay cinco resonancias. Como ejemplo, en la Figura 3.50 se muestra el diagrama de Bode y el mapa de polos de la función de transferencia V_{C1}/P_2^* con los valores de las impedancias parásitas modificados. Con los valores anteriores esta función de transferencia mostraba tres resonancias claras (ver Figura 3.45(b) y Figura 3.47(b)), a diferencia de las cinco que muestra ahora. Cabe mencionar que, de acuerdo a los valores modificados, el sistema es inestable al situarse 2 pares de polos complejos conjugados debido a las resonancias en el semiplano derecho.

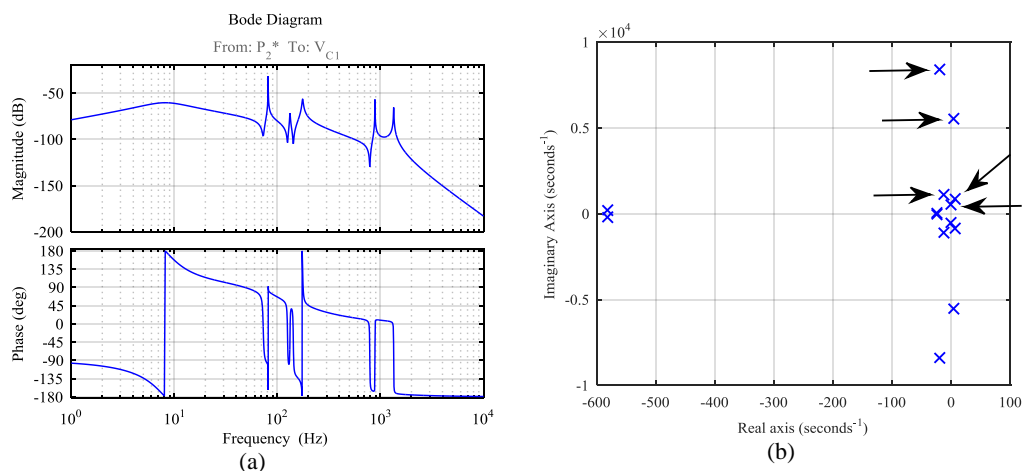


Figura 3.50. Respuesta frecuencial de la función de transferencia V_{C1}/P_2^* . (a) Diagrama de Bode. (b) Mapa de polos.

En la Figura 3.51 se muestra la respuesta temporal de las variables V_{C1} e I_{L1} en el sistema original (valores de impedancias parásitas no modificados) ante un escalón en V_{C1}^* y P_2^* . Se puede apreciar cómo el comportamiento de estas variables no presenta un gran cambio respecto al mostrado a lo largo del capítulo.

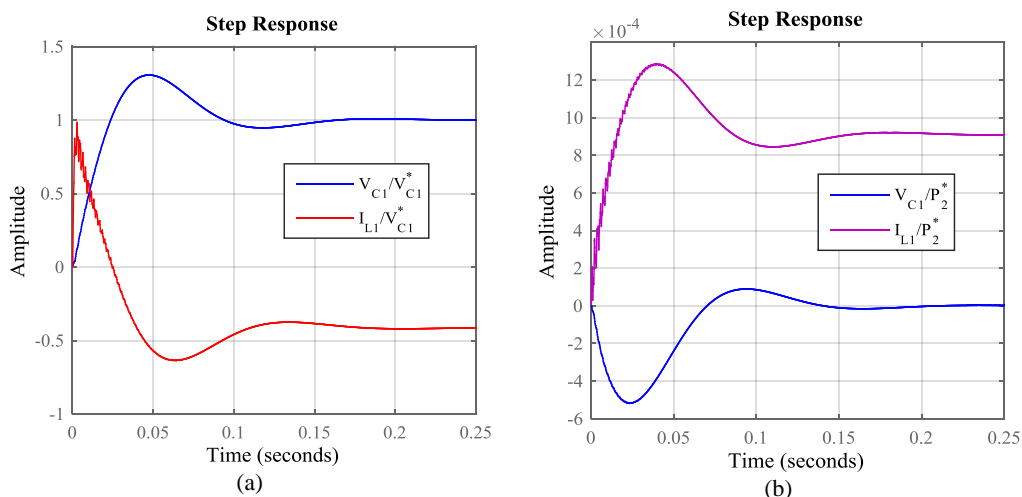


Figura 3.51. Respuesta temporal de las variables V_{C1} e I_{L1} ante un escalón unitario en (a) V_{C1}^* . (b) P_2^* .

En este caso, al estar situada la red interna en la cuarta rama del PEB-DCDS, el circuito eléctrico equivalente se puede asemejar a un PEB-DCDS de seis ramas sin red interna. Así, se puede decir que su comportamiento es equivalente al de un PEB-DCDS sin red interna y la variación de parámetros realizada en el apartado 3.2.3 se podría aplicar a esta configuración de red también.

En el caso de que la red interna estuviera situada en alguna de las ramas que no fueran extremos, puede que su comportamiento no fuera extrapolable.

3.3 Análisis de calidad de señal

Tal y como se describe en el Capítulo 1, uno de los aspectos a tener en cuenta a la hora de diseñar un PEB-DCDS es la calidad de señal que ofrecen las tensiones y corrientes por la red DC [6], [23], [57], [94]. En el régimen permanente, unos rizados de tensión o corriente excesivos pueden suponer la degradación del sistema en términos de pérdidas, calentamiento y coste (debido al sobredimensionamiento de los componentes, etc.). Además, es necesario cumplir con los requerimientos impuestos por los diseñadores del buque y por las sociedades certificadoras, como por ejemplo en lo referente al rizado máximo de la tensión de la red DC [95], [93].

De esta forma, es recomendable llevar a cabo análisis de calidad de señal desde las etapas iniciales de diseño.

En este apartado, se describe la utilidad del modelo para analizar la influencia de los armónicos generados por los convertidores, los cuales afectan a la calidad de señal de las tensiones y corrientes a lo largo del PEB-DCDS. Los armónicos de tensión y corriente en el lado AC se trasladan al lado DC del sistema de distribución a través del convertidor.

En un convertidor VSC trifásico de dos niveles, la corriente en el lado DC se puede definir mediante la siguiente expresión (3.27), cuyo signo depende del sentido del flujo de potencia [126].

$$I_{DC} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (3.27)$$

Donde i_a , i_b e i_c son las corrientes en el lado AC del convertidor y dependen de la demanda de potencia de las cargas o el AFE. S_a , S_b y S_c son las órdenes de disparo generadas por el modulador para que el convertidor conmute y, por lo tanto, dependen de la modulación empleada (ver Figura 2.13).

Tal y como se muestra a continuación, la corriente en el lado DC tiene dos componentes por así decirlo: un valor medio que depende de la potencia que está suministrando el convertidor en cada momento y una serie de armónicos que dependen de la modulación empleada y del punto de operación del convertidor.

A continuación, se muestran unos ejemplos ilustrativos de los armónicos generados por diferentes modulaciones para un mismo punto de operación². Las modulaciones en cuestión, ‘*Space Vector Modulation*’ (SVM) y ‘*Pulse Width Modulation*’ (PWM), puede decirse que son las más comúnmente utilizadas y conocidas, y pueden encontrarse detalladamente descritas en [130] y [131]. En la literatura, [132]–[135], se recogen diferentes análisis sobre los armónicos de corriente en el DC-link de un convertidor VSC con una modulación PWM.

A modo de ejemplo, en la Figura 3.52 y en la Figura 3.53 se muestra el contenido armónico de la corriente DC a la salida del convertidor (antes de la capacidad de bus) generado por la modulación SVM de 5 y 7 segmentos respectivamente.

Se puede apreciar que la modulación SVM de 7 segmentos reduce considerablemente el primer grupo de armónicos que coincide con la frecuencia de conmutación, en este caso 2.5kHz. También se puede observar que el segundo y tercer grupo de armónicos (5kHz y 10kHz) están más atenuados con la modulación SVM de 5 segmentos.

² P=100kW, f_{sw} =2.5kHz, V_{DC} =1000V, V_{AC} =500V_{LLrms}, R_{ac} =3mΩ, L_{ac} =1.771mH.

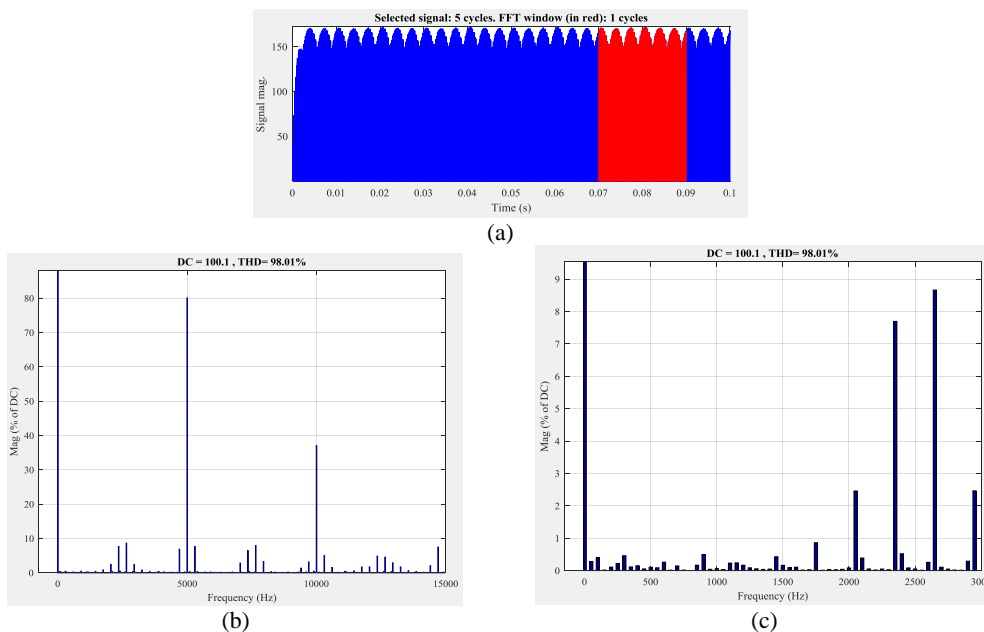


Figura 3.52. Espectro frecuencial de I_{dc} para la modulación ‘*Space Vector Modulation*’ de 7 segmentos. (a) Señal temporal. (b) Contenido armónico hasta 15kHz. (c) Contenido armónico hasta 3kHz.

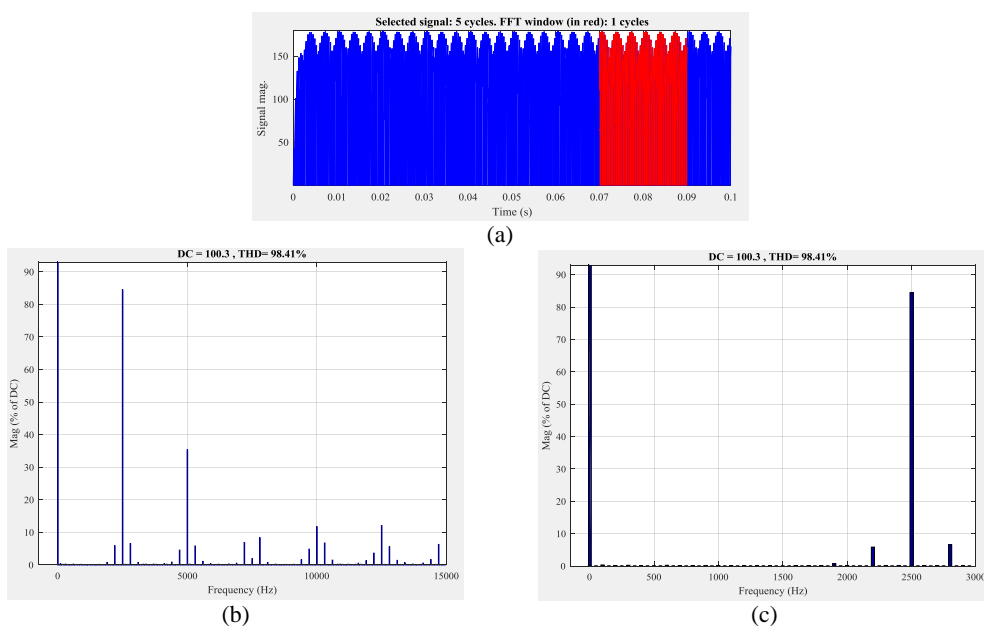


Figura 3.53. Espectro frecuencial de I_{dc} para la modulación ‘*Space Vector Modulation*’ de 5 segmentos. (a) Señal temporal. (b) Contenido armónico hasta 15kHz. (c) Contenido armónico hasta 3kHz.

En la Figura 3.54, en cambio, el contenido armónico mostrado es el correspondiente a la modulación ‘*Pulse Width Modulation*’ clásica o PWM. Se puede apreciar que la modulación PWM así como la modulación SVM de 5 segmentos, producen un grupo de armónicos a 2.5kHz mucho mayor que la modulación SVM de 7 segmentos mostrada anteriormente.

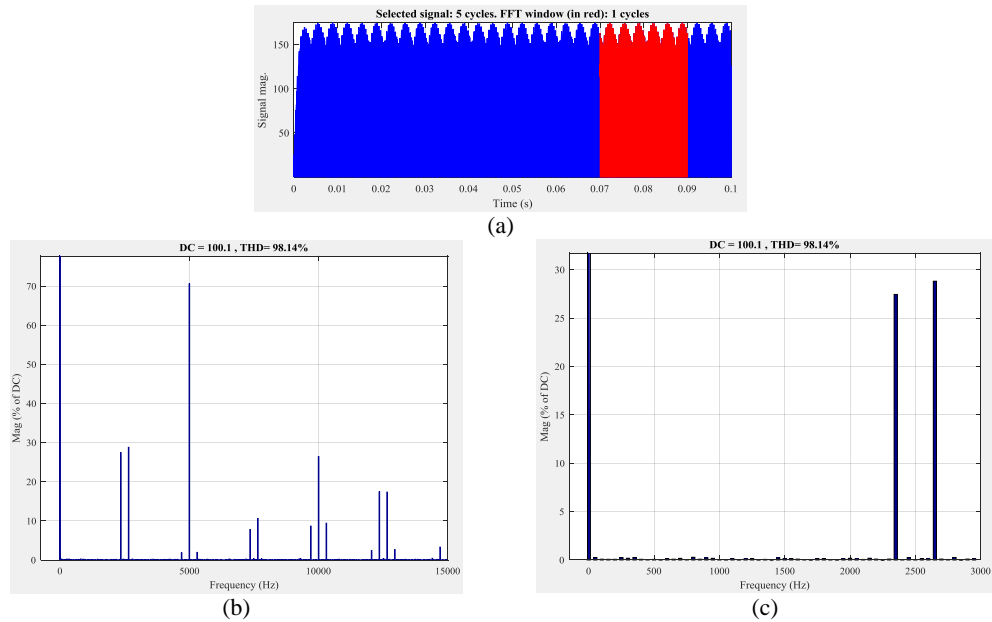


Figura 3.54. Espectro frecuencial de I_{DC} para modulación ‘Pulse Width Modulation’ sin inyección de tercer armónico. (a) Señal temporal. (b) Contenido armónico hasta 15kHz. (c) Contenido armónico hasta 3kHz.

Por otro lado, se ha analizado el efecto que tienen algunas no-linealidades de los convertidores como los tiempos muertos, sobre el contenido armónico generado. En la Figura 3.55 y en la Figura 3.56 se muestra el espectro de la corriente DC para una modulación PWM con tiempos muertos de $3\mu s$ y $6\mu s$ respectivamente.

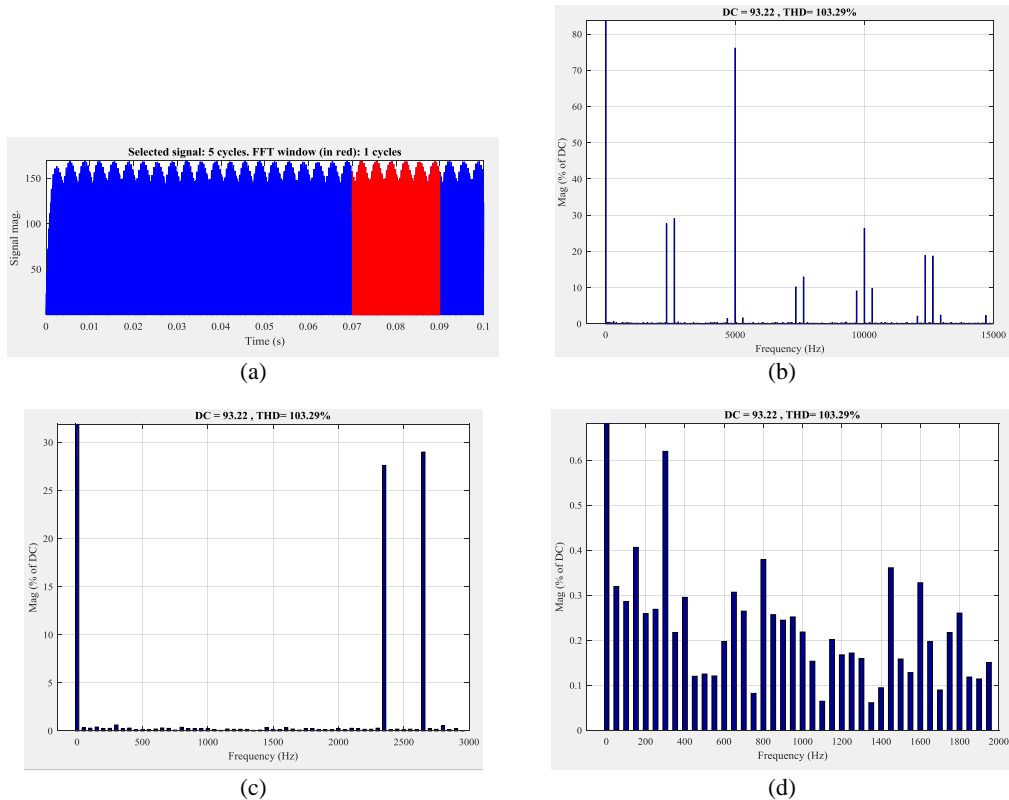


Figura 3.55. Espectro frecuencial de I_{DC} para modulación ‘Pulse Width Modulation’ sin inyección de tercer armónico con tiempos muertos de $3\mu s$. (a) Señal temporal. (b) Contenido armónico hasta 15kHz. (c) Contenido armónico hasta 3kHz. (d) Contenido armónico hasta 2kHz.

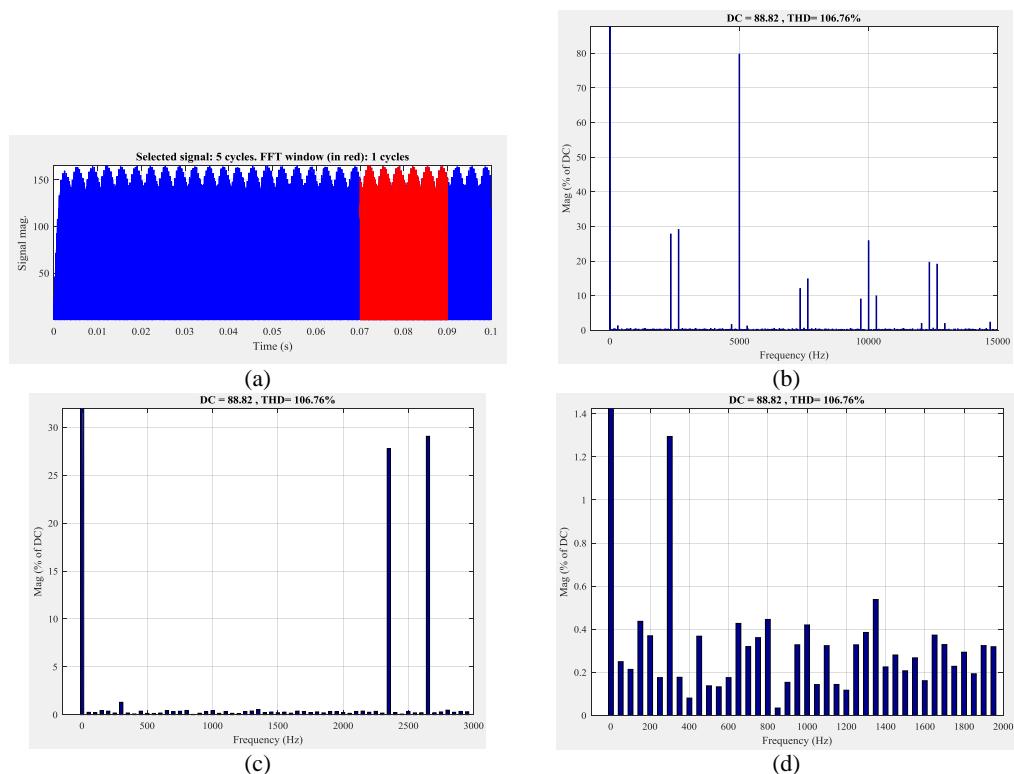


Figura 3.56. Espectro frecuencial de I_{DC} para modulación ‘*Pulse Width Modulation*’ sin inyección de tercer armónico con tiempos muertos de $6\mu s$. (a) Señal temporal. (b) Contenido armónico hasta 15kHz. (c) Contenido armónico hasta 3kHz. (d) Contenido armónico hasta 2kHz.

En los resultados obtenidos en las corrientes DC, se puede apreciar lo siguiente:

- En cuanto a los armónicos de corriente múltiplos y alrededor de la frecuencia de conmutación, el efecto de introducir los tiempos muertos no implica que se vean afectados de manera significativa.
- En cuanto a los armónicos de baja frecuencia que se pueden apreciar en el zoom de los espectros, no se puede llegar a afirmar que el efecto de los tiempos muertos haga crecer a uno o varios armónicos en particular. Se puede decir que se ven todos incrementados con los tiempos muertos, pero de manera muy leve.
- Se comprueba también que a mayor tiempo muerto, el efecto de distorsión es mayor.

Para realizar un análisis de cómo afectan los armónicos generados por la modulación a las corrientes y tensiones del PEB-DCDS, es necesario introducir al modelo analítico el contenido armónico al detalle.

Hasta este punto, se ha mostrado la utilidad del modelo analítico propuesto haciendo hincapié en variables de entrada que ofrecen información en cuanto al comportamiento dinámico del sistema y su estabilidad, como por ejemplo las variables de control. Para los estudios de calidad de señal, sin embargo, las variables de entrada a tener en cuenta son las fuentes de armónicos, es decir, las corrientes DC que vienen o van desde los convertidores al sistema de distribución PEB-DCDS.

En la Figura 3.57 se muestra un diagrama detallado del ‘DC-link’ de un convertidor conectado al PEB-DCDS, ya sea AFE o CPL. La corriente ‘ I_x ’ de dicha figura corresponde a la corriente DC a la salida del convertidor y está compuesta por una componente de ‘pequeña señal’ \tilde{I}_{ss} , que representa la variación de la corriente respecto al punto de equilibrio y por el contenido armónico de la corriente debido a la conmutación (I_h).

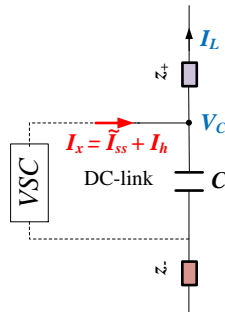


Figura 3.57. ‘DC-link’ de un convertidor.

En el modelo analítico del PEB-DCDS completo, las variables \tilde{I}_m o \tilde{I}_{sn} representan la variación de la corriente DC a la salida del convertidor respecto a su punto de equilibrio, por lo que para poder analizar la calidad de señal de las corrientes y tensiones de la red DC, es necesario insertar el contenido armónico generado por el convertidor mediante estas variables de entrada.

Tal y como se ha desarrollado en el modelo global y genérico del Capítulo 2 para un número ‘n’ de ramas, es posible obtener las siguientes expresiones para las tensiones y corrientes de la red DC de la Figura 3.1. A continuación se muestran las expresiones correspondientes a las variables V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} , I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} respecto a las tres corrientes de entradas al sistema: I_1 , I_2 e I_3 (3.28)-(3.33):

$$V_{C1} = FT_{1V_{C1}}(s)I_1 + FT_{2V_{C1}}(s)I_2 + FT_{3V_{C1}}(s)I_3 \quad (3.28)$$

$$V_{C2} = FT_{1V_{C2}}(s)I_1 + FT_{2V_{C2}}(s)I_2 + FT_{3V_{C2}}(s)I_3 \quad (3.29)$$

$$V_{C3} = FT_{1V_{C3}}(s)I_1 + FT_{2V_{C3}}(s)I_2 + FT_{3V_{C3}}(s)I_3 \quad (3.30)$$

$$I_{L1} = FT_{1I_{L1}}(s)I_1 + FT_{2I_{L1}}(s)I_2 + FT_{3I_{L1}}(s)I_3 \quad (3.31)$$

$$I_{L2} = FT_{1I_{L2}}(s)I_1 + FT_{2I_{L2}}(s)I_2 + FT_{3I_{L2}}(s)I_3 \quad (3.32)$$

$$I_{L3} = FT_{1I_{L3}}(s)I_1 + FT_{2I_{L3}}(s)I_2 + FT_{3I_{L3}}(s)I_3 \quad (3.33)$$

Siendo todas las funciones de transferencia obtenibles mediante *Matlab*TM.

Las variables de la red (V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} , I_{L1} , I_{L2} e I_{L3}) dependen de las tres corrientes de entrada (I_1 , I_2 e I_3) y están influenciadas de diferente manera mediante diferentes funciones de transferencia, resultando en un sistema multivariable con múltiples entradas y múltiples salidas. En todos los casos, los polos de las funciones de transferencia son idénticos, pero los ceros difieren.

En este trabajo de tesis se presentan unas consideraciones generales para analizar la calidad de señal de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS mediante el análisis de los diagramas de Bode que relacionan las corrientes que circulan por las ramas de la red DC y las tensiones de bus de los condensadores respecto a las corrientes DC de los convertidores, es decir, V_{Cx}/I_x e I_{Lx}/I_x . Esta información junto con el espectro del contenido armónico de la modulación empleada, a través de la transformada rápida de Fourier o FFT (*Fast Fourier Transform*), ofrecen un fragmento de información que posteriormente ha de corroborarse mediante simulación.

Cabe destacar que se deben analizar y considerar todos los diagramas de Bode que relacionen la corriente o tensión que se desee analizar con respecto a las corrientes de todos los convertidores conectados al sistema, ya que el contenido armónico de éstos también afecta a dicha variable. Por ejemplo, el rizado y contenido armónico de la corriente por la rama 1 del PEB-DCDS se verá influenciado por el contenido armónico de las corrientes inyectadas por los convertidores de todas las ramas. El sistema final objeto de análisis está fuertemente acoplado y es lineal por lo que se puede aplicar el teorema de superposición para analizar la calidad de onda de una señal debido a la influencia de todos los convertidores.

En la Figura 3.58 se muestra el diagrama de Bode de las funciones de transferencia que relacionan las variables I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} , V_{C1} , V_{C2} y V_{C3} , con las corrientes DC de los convertidores de las tres ramas (I_1 , I_2 e I_3). En ella se puede ver que, tanto a las frecuencias de resonancias como a la frecuencia de conmutación (2.5kHz), las tensiones están más atenuadas que las corrientes, ya que presentan menor ganancia en dB.

En la Tabla 3.5 se muestra la magnitud de cada función de transferencia a la frecuencia de conmutación de 2.5kHz. En ella se puede comprobar que las tensiones presentan mayor atenuación que las corrientes de rama, tal y como se ha comentado anteriormente.

Además, se aprecia que las corrientes I_{L1} e I_{L2} son las variables más susceptibles de tener peor calidad de señal por presentar menor atenuación que el resto de variables.

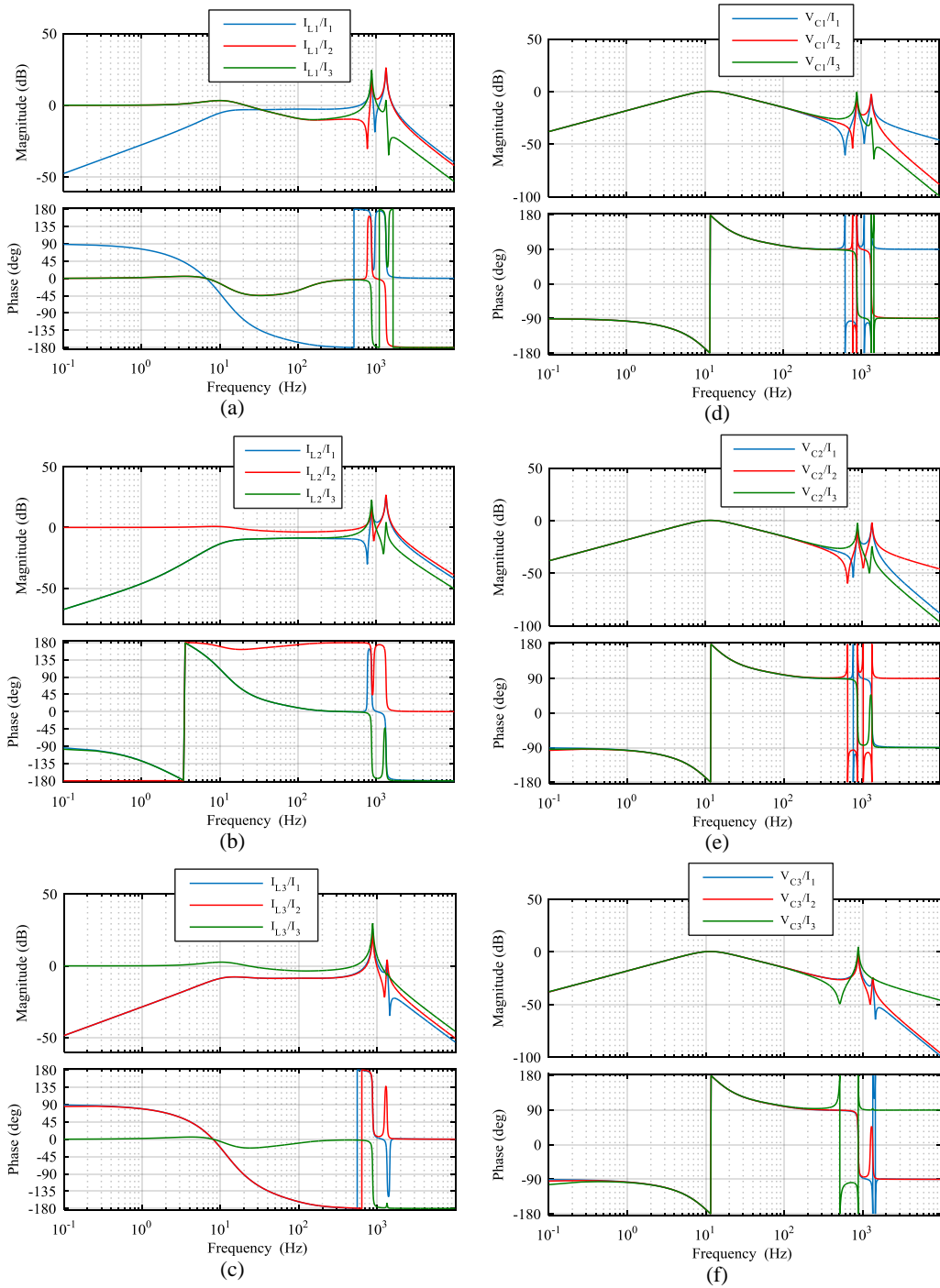


Figura 3.58. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia: (a) I_{L1}/I_1 , I_{L1}/I_2 e I_{L1}/I_3 . (b) I_{L2}/I_1 , I_{L2}/I_2 e I_{L2}/I_3 . (c) I_{L3}/I_1 , I_{L3}/I_2 e I_{L3}/I_3 . (d) V_{C1}/I_1 , V_{C1}/I_2 , V_{C1}/I_3 . (e) V_{C2}/I_1 , V_{C2}/I_2 , V_{C2}/I_3 . (f) V_{C3}/I_1 , V_{C3}/I_2 , V_{C3}/I_3 .

TABLA 3.5
MAGNITUD (dB) A LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN 2.5KHZ

vs.	I_1	I_2	I_3
I_{L1}	-13.3	-15	-28.6
I_{L2}	-15	-12.6	-24.8
I_{L3}	-28.6	-24.8	-20.5
V_{C1}	-32.3	-49	-62.6
V_{C2}	-49	-32.2	-58.9
V_{C3}	-62.6	-58.9	-33.2

Una vez detectada la atenuación o amplificación de los armónicos y visto el espectro de éstos según la modulación empleada, se puede deducir si a las frecuencias de resonancia o a la frecuencia de conmutación pueden surgir complicaciones que deterioren la calidad de señal de las corrientes y/o tensiones del sistema de distribución.

Finalmente, se deben realizar simulaciones en el dominio temporal donde se introduzca el contenido armónico exacto (magnitud y fase de los armónicos) al modelo analítico a través de las variables de corriente I_1 , I_2 e I_3 . Esto conlleva la complejidad de conocer todo el contenido armónico que genera cada convertidor y el desfase entre cada contenido, aunque los resultados que se obtendrían serían bastante concretos.

A modo de ejemplo ilustrativo, en la Figura 3.59 se muestran las señales I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} , V_{C1} , V_{C2} y V_{C3} en régimen permanente al emplear una modulación PWM (sin tiempos muertos) ($P_{AFE}=100\text{kW}$, $P_2=10\text{kW}$ y $P_3=90\text{kW}$) y una frecuencia de conmutación de 2.5kHz.

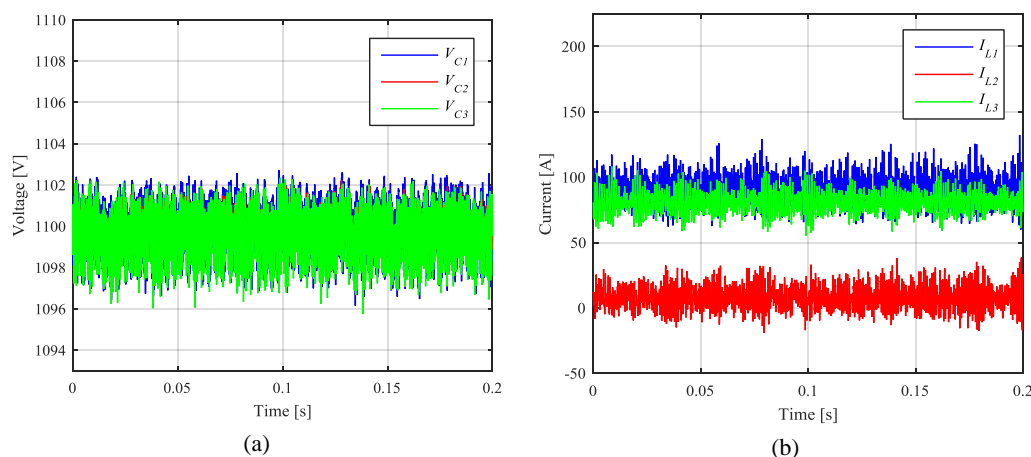


Figura 3.59. Calidad de señal de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM y una frecuencia de conmutación de 2.5kHz. (a) V_{C1} , V_{C2} y V_{C3} . (b) I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} .

Por otro lado, con el objetivo de identificar los diferentes armónicos que componen dichas señales, en la Figura 3.60 se muestran los espectros de la tensión V_{C1} y de la corriente I_{L1} . Se puede apreciar que los principales armónicos presentes en ambas señales, se corresponden con los armónicos de frecuencia de conmutación (y sus múltiplos) y de las frecuencias de resonancia.

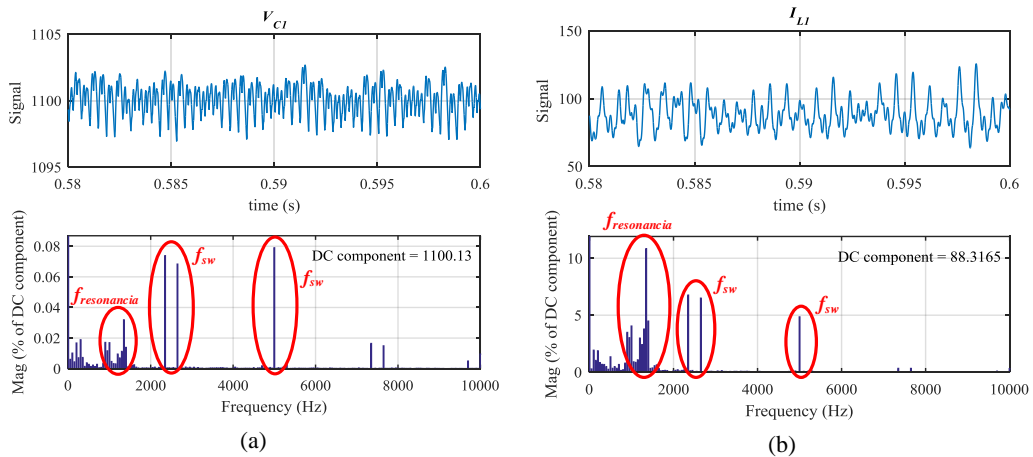


Figura 3.60. Espectro de tensión y corriente del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM y una frecuencia de conmutación de 2.5kHz. (a) Espectro de la tensión V_{CI} . (b) Espectro de la corriente I_{LI} .

A continuación (Figura 3.61, Figura 3.62 y Figura 3.63) se muestra el espectro de la tensión V_{CI} y de la corriente I_{LI} para diferentes frecuencias de conmutación ($f_{sw} = 2\text{kHz}$, 1.5kHz y 1.25kHz). Se puede apreciar que a medida que la frecuencia de conmutación disminuye, los armónicos debidos a las resonancias se excitan mucho más, incluso llegando a solaparse con los de conmutación en algún caso. Cabe mencionar que las oscilaciones de corriente y tensión resultantes en algunos casos son meramente ilustrativas, ya que en la realidad la protección del convertidor se activaría.

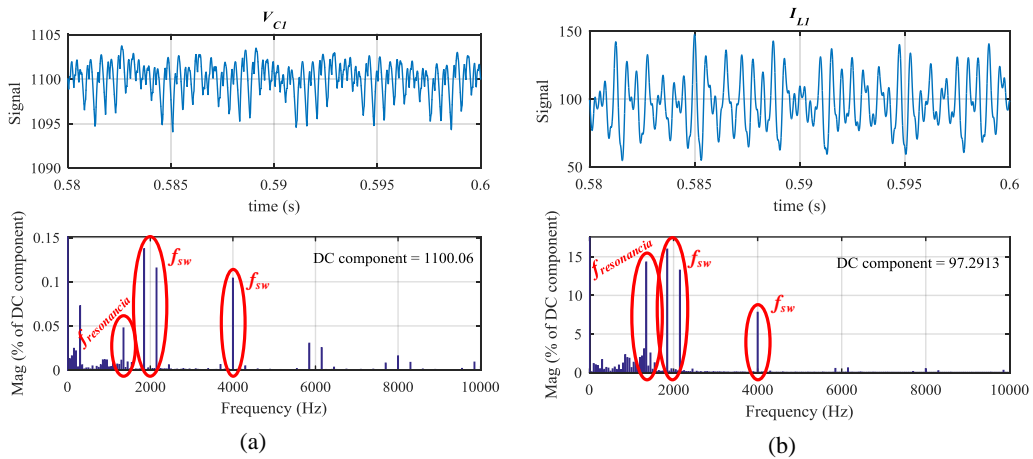


Figura 3.61. Espectro de tensión y corriente del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM y una frecuencia de conmutación de 2kHz. (a) Espectro de la tensión V_{CI} . (b) Espectro de la corriente I_{LI} .

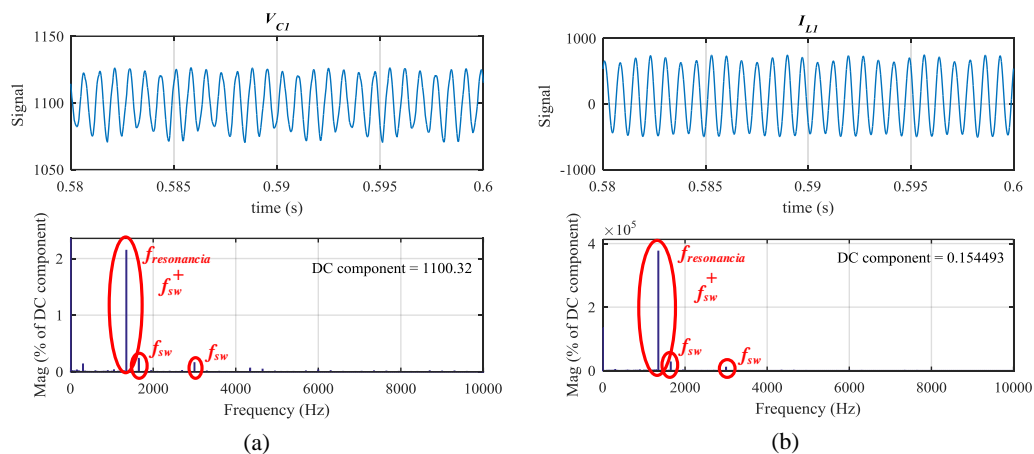


Figura 3.62. Espectro de tensión y corriente del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM y una frecuencia de conmutación de 1.5kHz. (a) Espectro de la tensión V_{C1} . (b) Espectro de la corriente I_{L1} .

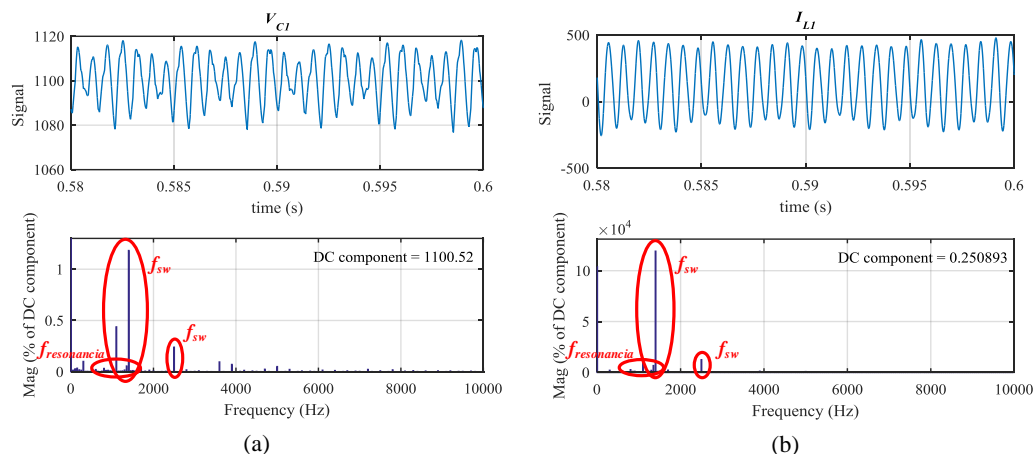


Figura 3.63. Espectro de tensión y corriente del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM y una frecuencia de conmutación de 1.25kHz. (a) Espectro de la tensión V_{C1} . (b) Espectro de la corriente I_{L1} .

En la Figura 3.64y en la Figura 3.65 se muestra la evolución de los armónicos de corriente y tensión (I_{L1} y V_{C1}) para las diferentes frecuencias de conmutación mostradas en las gráficas anteriores.

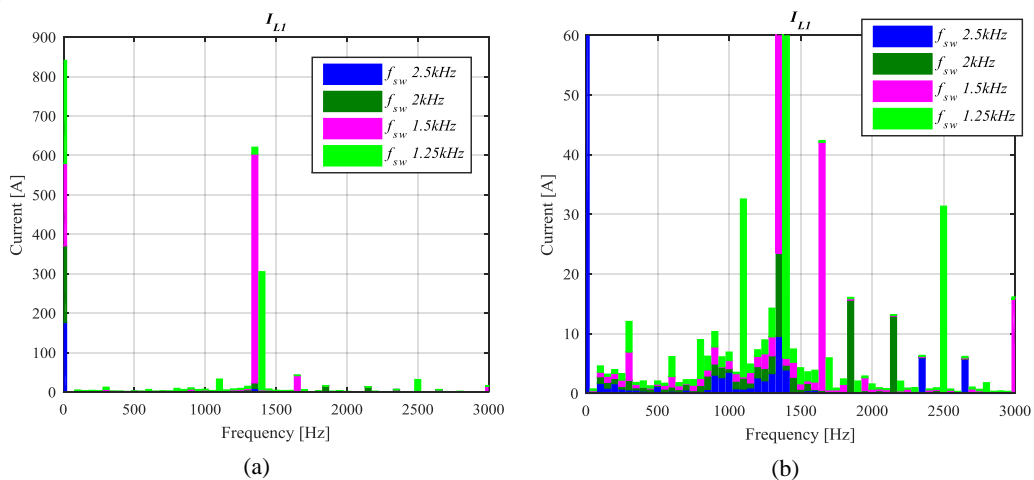


Figura 3.64. (a) Espectro de la corriente I_{L1} del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM para distintas frecuencias de conmutación. (b) Zoom de (a).

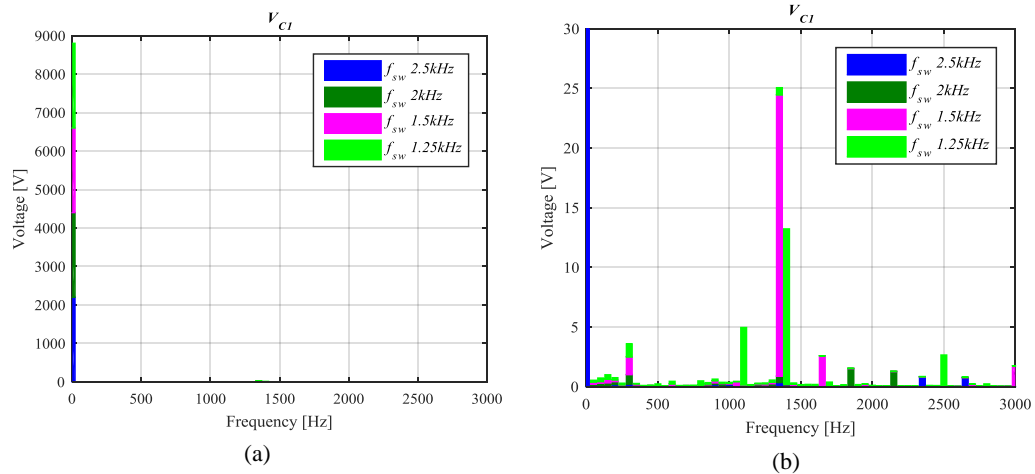


Figura 3.65. (a) Espectro de la tensión V_{C1} del PEB-DCDS de tres ramas al emplear una modulación PWM para distintas frecuencias de conmutación. (b) Zoom de (a).

En el caso de que las frecuencias de resonancia del sistema coincidieran con los armónicos generados por la modulación o que la calidad de las señales medidas en simulación no fuera aceptable, habría que identificar si esto sucede por la frecuencia de conmutación, por las resonancias de la red DC o por ambas razones. Esto permitiría tomar algunas decisiones en cuanto al diseño del sistema para mejorar la calidad de señal tanto de forma pasiva como de forma activa. En el Capítulo 5 se presenta un análisis más detallado sobre posibles soluciones para mejorar la calidad de señal de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS.

3.4 Conclusiones

Con el fin de obtener información beneficiosa para diseñar un sistema de distribución que sea estable, robusto, eficiente, con buena calidad de señal, y que cumpla con los requisitos establecidos por diseño de acuerdo a los definidos por las sociedades certificadoras, este capítulo ofrece un análisis de las diferentes utilidades que tiene el modelo analítico propuesto y desarrollado.

Por un lado, se muestra la capacidad de analizar el comportamiento dinámico y la estabilidad del sistema original mediante la utilización de técnicas o herramientas pertenecientes a la automática clásica tanto en el dominio frecuencial como en el temporal tales como: diagramas de Bode donde se pueden localizar de forma muy visual las resonancias de la red DC, el mapa de polos mediante los cuales se visualizan los polos del sistema y sus propiedades, y respuestas temporales ante escalones unitarios donde se puede verificar o corroborar la respuesta dinámica de cada variable frente a posibles perturbaciones. A su vez, se analiza el efecto que tienen algunos parámetros de diseño, tanto de la red DC como de los convertidores, sobre a la estabilidad local del sistema. De esta forma, se identifican posibles escenarios críticos que pueden degradar el comportamiento del sistema. Además, se define un criterio de sintonía para el regulador de tensión de bus DC que permite ajustar la dinámica del lazo para unas especificaciones dadas y garantiza la protección del convertidor ante perturbaciones bruscas y desfavorables de potencia, como puede ser el caso de oleaje fuerte donde los propulsores salen a la superficie.

Por otro lado, se describe la posibilidad de analizar la calidad de señal de las corrientes y/o tensiones presentes en los diferentes puntos de la red DC. En este análisis hay que tener en cuenta el contenido armónico generado por los convertidores según la modulación empleada y estudiar el efecto que tiene sobre las corrientes y tensiones del sistema de distribución, por ejemplo mediante la observación de los diagramas de Bode correspondientes y, también, mediante simulaciones en el dominio temporal. En el caso de coincidir los armónicos de conmutación con la localización de las resonancias de la red DC, el sistema podría llegar a sufrir un fallo eléctrico.

Por este motivo, en el Capítulo 5 de esta tesis, se analizan y evalúan soluciones tanto para garantizar la estabilidad local del sistema así como para reducir o amortiguar las oscilaciones presentes en las señales de la red DC.

Capítulo 4

Validación del modelo

Este capítulo presenta la validación del modelo analítico propuesto a lo largo del documento. La validación se lleva a cabo en el entorno de simulación MatlabTM & SimulinkTM y también mediante una plataforma experimental de similares características a un buque real. Por un lado, se valida la estimación de las impedancias parásitas de la red DC, dando como resultado la localización de las frecuencias de resonancia del sistema. Por otro lado, se valida el comportamiento dinámico de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS ante demandas abruptas de potencia y ante cambios en la consigna de tensión de bus DC.

4.1 Introducción

En los capítulos anteriores se describe el funcionamiento y la utilidad del modelo analítico propuesto y desarrollado como herramienta de apoyo en el diseño de un PEB-DCDS. En este capítulo, se valida el modelo y por tanto el comportamiento de un PEB-DCDS con diferentes configuraciones (número de ramas) ante distintas perturbaciones.

Se destacan dos aspectos principales a validar. Por un lado, la localización de las resonancias presentes en el sistema de distribución DC y por otro lado, la respuesta dinámica de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS. La validez del primer aspecto está íntimamente relacionada con la estimación realizada de las impedancias parásitas, mientras que el segundo punto depende de la calidad del modelo de los convertidores y el funcionamiento del sistema completo.

La validación del modelo analítico se lleva a cabo en dos entornos. En el primero, un entorno de simulación *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM*, el modelo propuesto se valida con respecto a una simulación del sistema en el que las no-linealidades más importantes son tenidas en cuenta. En el segundo, el modelo analítico propuesto se valida frente a una plataforma de ensayos experimentales que posee una configuración y arquitectura próxima a la que está presente en un buque real.

A pesar de que en el capítulo anterior se ha utilizado un PEB-DCDS de tres ramas como ejemplo por simplicidad en la exposición, la validación del modelo se realiza con un PEB-DCDS de cuatro ramas en configuración distribuida más complejo.

4.2 Descripción de la plataforma experimental

La validación experimental se ha realizado en el laboratorio de Electrónica de Potencia de Ingeteam Power Technology [136]. Para ello, se ha empleado la plataforma experimental correspondiente a un PEB-DCDS de cuatro ramas mostrada en la Figura 4.1. Los cuatro convertidores conectados a la red pueden operar tanto como rectificadores activos (AFEs) como inversores en diferentes modos de operación: regulando la tensión de bus DC, regulando la potencia activa o reactiva de la red AC o emulando cargas AC, entre otros. Por lo tanto, se pueden reproducir y testear los flujos de potencia que se pueden dar en diferentes modos de operación de un buque con propulsión eléctrica. En la Tabla 4.1 se recogen las características principales de la plataforma de ensayos.

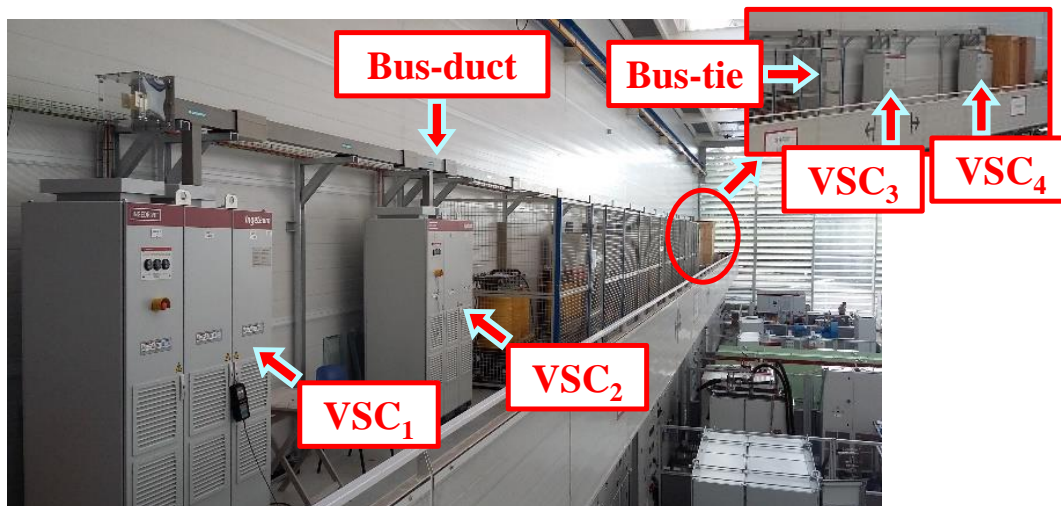


Figura 4.1. Plataforma experimental de un PEB-DCDS en el laboratorio de Electrónica de Potencia de Ingeteam Power Technology S.A. Cortesía de Ingeteam.

TABLA 4.1
CARACTERÍSTICAS DE LA PLATAFORMA DE ENSAYOS

Característica	Valor
Longitud	35m
Medio de transmisión en la red DC	Pletinas de cobre (bus-bar)
Tensión DC de trabajo	1100V-1150V
Número de convertidores	4
Modelo de los convertidores	LV400 Ingedrive™ (trifásicos binivel basados en IGBTs)
Tensión AC de los convertidores	690V
P _{nominal} de los convertidores	500kW

En la Figura 4.2 se muestra el circuito eléctrico equivalente de la plataforma de ensayos.

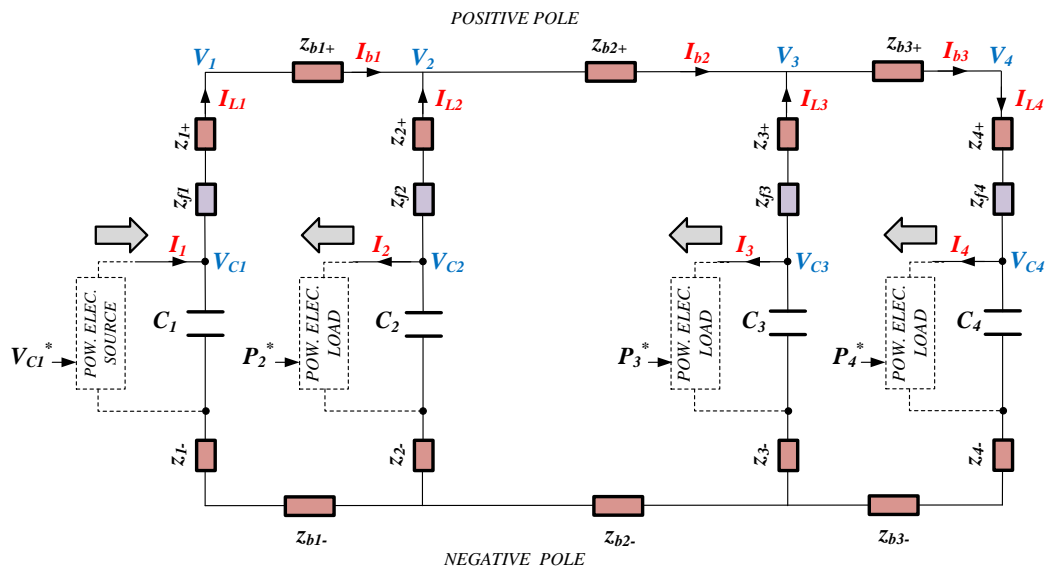


Figura 4.2. Circuito eléctrico equivalente del PEB-DCDS de la plataforma de ensayos.

4.3 Descripción del modelo de simulación

Los modelos de conmutación o ‘switching models’ son una herramienta útil y precisa que permiten predecir aspectos como el rizado de tensión y corriente, distorsión armónica o información de régimen transitorio de forma detallada [70]. Sin embargo, normalmente son modelos complejos y de alto coste computacional.

Dejando a un lado el efecto de los armónicos de conmutación generados por el convertidor en las tensiones y corrientes del sistema, existen dos factores principales que hacen del modelo analítico propuesto un modelo inexacto respecto a la operación real de un convertidor VSC; la discretización y el retardo entre la señal de control generada por el control y la síntesis realizada por el convertidor [137]. Estos dos factores producen un deterioro en el seguimiento de los lazos de control.

Para analizar error cometido por el hecho de no incluir estos factores en el modelo analítico propuesto, se ha construido un modelo de simulación de alto coste computacional utilizando *Matlab/SimulinkTM* & *SimPower SystemsTM*. En este modelo se pueden reproducir diferentes configuraciones de PEB-DCDS y se contemplan las no-linealidades presentes en los convertidores electrónicos de potencia y en su control asociado. En resumen, se trata de comparar la respuesta obtenida mediante la simulación de un modelo complejo que tiene en cuenta todas las no-linealidades, discretizaciones, retardos, etc., frente a la obtenida mediante el modelo analítico propuesto y presentado en el Capítulo 2 de esta tesis donde las no-linealidades, discretizaciones y retardos no están presentes. En la Figura 4.3 se muestra el modelo del PEB-DCDS de cuatro ramas (equivalente al circuito de la Figura 4.2) desarrollado en *Matlab/SimulinkTM* & *SimPower SystemsTM*.

A continuación se recogen las características principales del modelo de simulación:

- Se emplea una modulación PWM clásica.
- La frecuencia de conmutación es de 2.5kHz y el tiempo de muestreo (T_s) es 2 μ s.
- La discretización (cuantificación) de las señales medidas se realiza mediante el bloque “Zero-order hold” a ‘ $2/f_{sw}$ ’ y las rutinas de control también se discretizan y cuantifican a razón de ‘ $2/f_{sw}$ ’.
- El retardo entre la señal de control generada por el control y la síntesis realizada por el convertidor se representa mediante el bloque “Unit delay” a ‘ $2/f_{sw}$ ’ situado antes del modulador.

4.3. Descripción del modelo de simulación

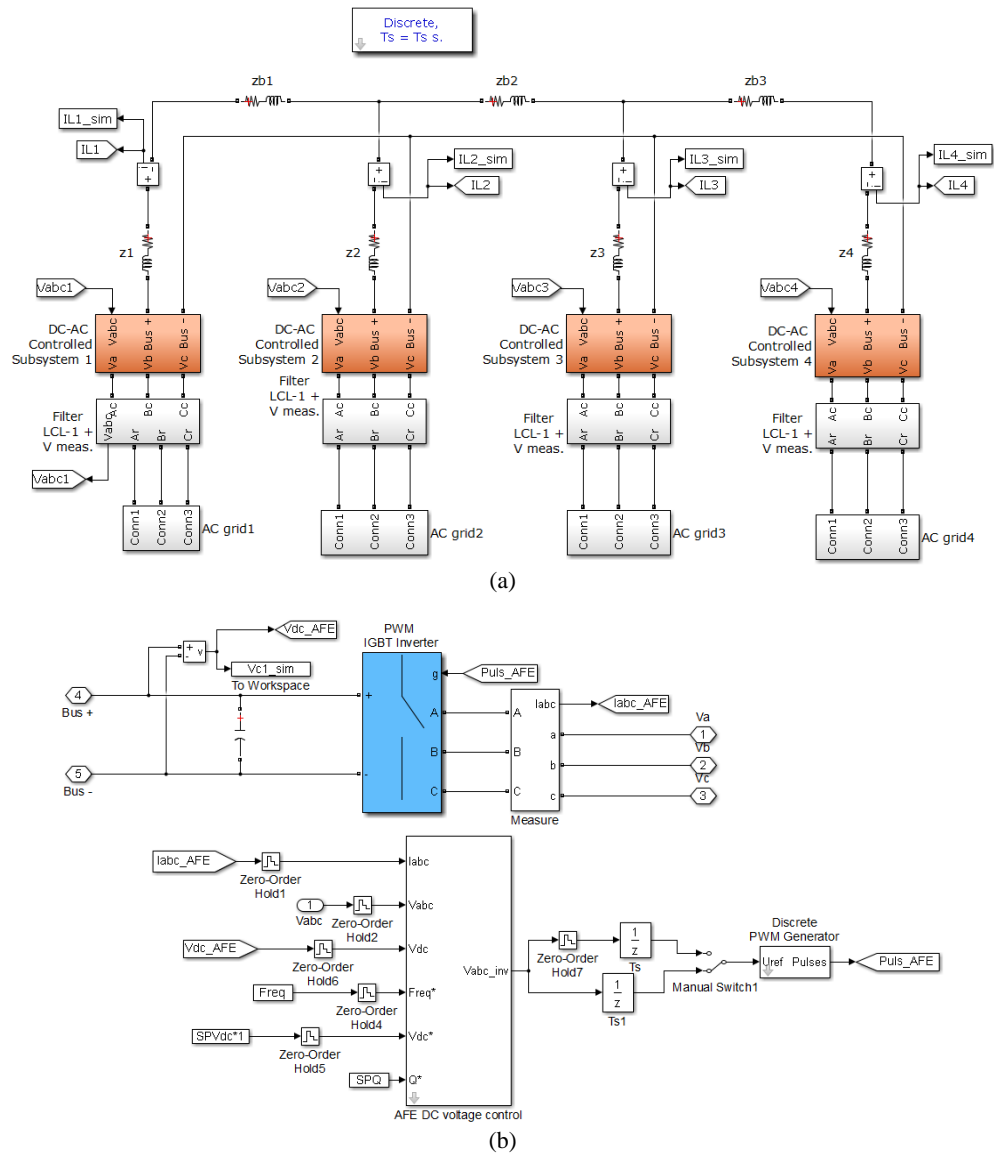


Figura 4.3. (a) Modelo de simulación de un PEB-DCDS de cuatro ramas en *Matlab/Simulink™* & *SimPower Systems™*. (b) Modelo correspondiente al convertidor AFE.

4.4 Validación del circuito de distribución

En este apartado, se lleva a cabo la validación del circuito de distribución (modelo de red de cuatro ramas) que, a su vez, permite validar también la localización de las frecuencias de resonancia del PEB-DCDS. Para ello, se contempla un escenario donde los cuatro convertidores están conectados al sistema (sus capacidades de bus están conectadas a la red DC) pero los convertidores no se encuentran en operación. Así mismo, esta validación permite conocer la exactitud del método empleado para estimar las impedancias parásitas de la red DC.

4.4.1 Validación en simulación

La validación en simulación se realiza mediante el circuito eléctrico desarrollado en *SimPower Systems™* mostrado en la Figura 4.4, el cual está compuesto por la estructura de la red DC del PEB-DCDS correspondiente a la plataforma de ensayos experimentales; las impedancias parásitas y los condensadores de bus de los convertidores.

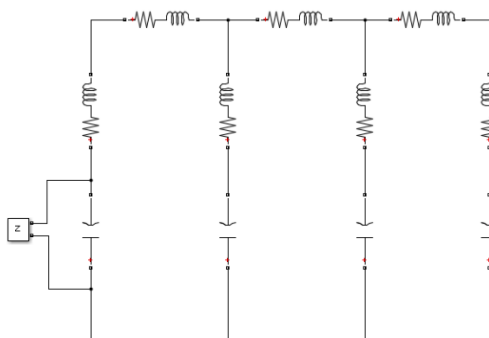


Figura 4.4. Circuito eléctrico equivalente del modelo de la red DC de un PEB-DCDS de cuatro ramas.

Para poder medir la impedancia entre dos nodos en el dominio frecuencial se utiliza el bloque medidor de impedancia ‘ $Z_{measurement}$ ’ de *Matlab/Simulink™*. Dicha impedancia (magnitud y fase) se visualiza en función de la frecuencia mediante la herramienta ‘*Impedance vs. Frequency Measurement*’ del bloque ‘*Powergui*’. Conectando el medidor de impedancia en paralelo a los diferentes condensadores de bus del circuito se obtiene el diagrama de Bode de la tensión del propio condensador frente a la corriente que inyecta el medidor, es decir, V_{Cx}/I_x . De esta forma, se puede comprobar si el diagrama de Bode obtenido mediante el modelo analítico y esta simulación coinciden o no.

Como ejemplo, se muestra el proceso para comprobar el diagrama de Bode V_{C1}/I_1 . Al ser un sistema de cuatro ramas existen tres resonancias pero, debido a la configuración y diseño de la plataforma de ensayos, en el diagrama de Bode sólo se aprecian claramente dos resonancias a 746Hz (la primera) y 1340Hz (la tercera) respectivamente. La segunda resonancia está situada a 1280Hz pero tiene muy poca energía por lo que queda “encubierta” en la tercera resonancia y únicamente se puede apreciar aplicando un zoom sobre el diagrama de Bode obtenido.

Por un lado, la magnitud de la primera resonancia obtenida mediante el medidor de impedancia es de 0.5547Ω , tal y como se muestra en la Figura 4.5.

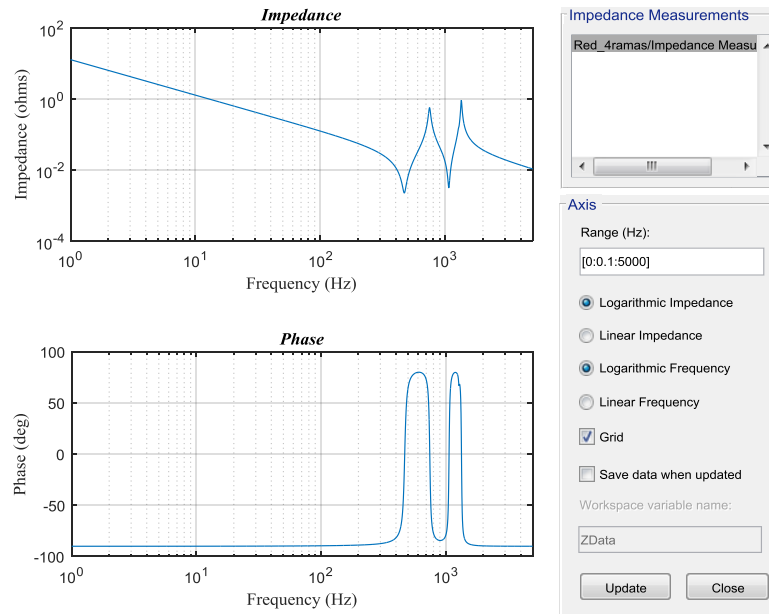


Figura 4.5. Diagrama de Bode de V_{C1}/I_1 obtenido mediante la herramienta 'Impedance vs. Frequency Measurement' de Matlab/SimulinkTM.

Por otro lado, la magnitud de la primera resonancia obtenida mediante el modelo analítico es de -5.12dB , tal y como se muestra en la Figura 4.6.

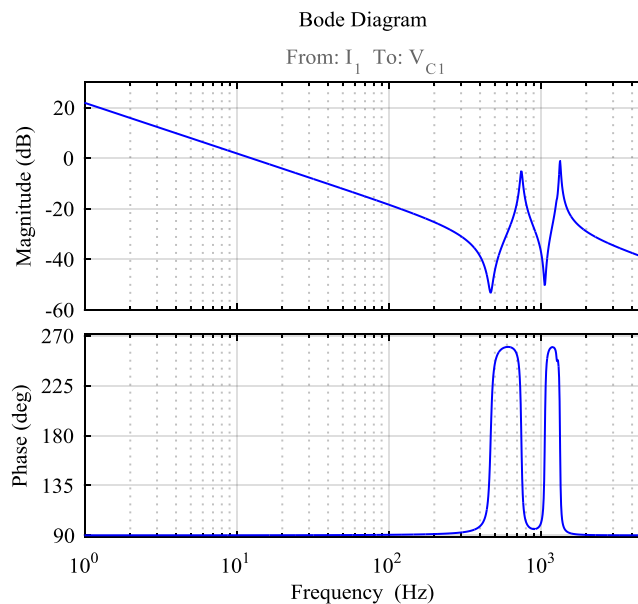


Figura 4.6. Diagrama de Bode de V_{C1}/I_1 obtenido mediante el modelo analítico.

Mediante la ecuación (4.1) se puede calcular la ganancia correspondiente (en ohmios) a la magnitud de la resonancia de la Figura 4.6. Se puede observar cómo el valor obtenido mediante el modelo analítico es prácticamente idéntico al obtenido mediante el medidor de impedancia de *Matlab/Simulink*TM.

$$\begin{aligned}
 dB &= 20 \log(G) \\
 -5.12dB &= 20 \log(G) \\
 G &= 10^{(-5.12/20)} = 0.5546\Omega
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

En la Tabla 4.2 se muestran los valores de la comprobación realizada para el diagrama de Bode V_{C1}/I_1 .

TABLA 4.2
COMPROBACIÓN DE LOS VALORES DE LA MAGNITUD DE LAS RESONANCIAS.

Nº de resonancia	Mag. según modelo en <i>SimPower Systems</i> TM	Mag. según modelo analítico	Coinciden
1	0.5547Ω	-5.12dB	✓
2	0.8916Ω	-0.996dB	✓

Este proceso se repite colocando el medidor de impedancia en el resto de ramas, coincidiendo también los valores obtenidos.

La validación en simulación de un PEB-DCDS de cuatro ramas con red interna se recoge en el Anexo C.

4.4.2 Validación experimental

Tal y como se ha mencionado anteriormente, para la validación de la localización de las resonancias del sistema los ensayos se realizan con los convertidores de la Figura 4.1 conectados a la red DC pero sin operar. De cara a obtener el diagrama de Bode deseado de manera experimental, se utiliza una fuente de tensión programable AC que es capaz de inyectar en la red DC corrientes a diferentes frecuencias. La fuente de tensión programable, ‘Chroma Programmable AC Power Source 61705’, se conecta en paralelo al condensador de bus de la primera rama (C_1), tal y como se muestra en la Figura 4.7, y opera como un regulador de la tensión de bus DC. Dicha fuente genera una tensión DC de 80V y superpuesta a ésta genera una tensión AC que se comporta como una fuente de armónicos hasta una frecuencia de 2000Hz.

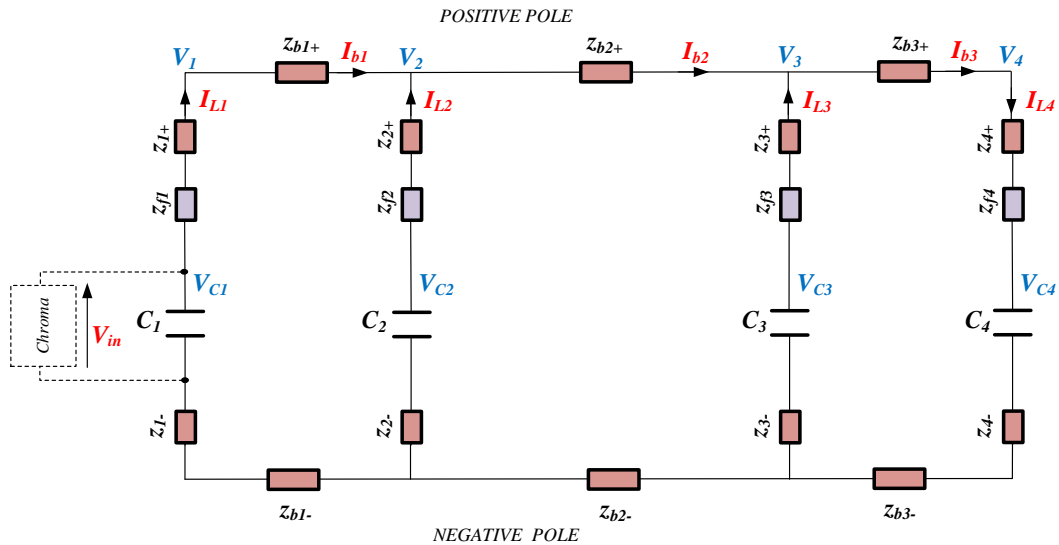


Figura 4.7. Circuito eléctrico equivalente de la plataforma experimental de cuatro ramas.

Para llevar a cabo el ensayo, se mide la corriente inyectada por la fuente (I_1) y la corriente que circula por la primera rama del sistema (I_{L1}). De esta forma se construye el diagrama de Bode de la Figura 4.8 donde además está representado el diagrama de Bode obtenido mediante el modelo analítico propuesto.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, al ser un sistema de cuatro ramas existen tres resonancias pero, debido a la configuración y diseño de la plataforma de ensayos, en el diagrama de Bode sólo se aprecian claramente dos resonancias a 746Hz (la primera) y 1340Hz (la tercera) respectivamente. La segunda resonancia está situada a 1280Hz pero tiene muy poca energía por lo que queda “encubierta” en la tercera resonancia.

Los resultados obtenidos muestran que las resonancias de la plataforma real (obtenidas experimentalmente mediante la fuente programable AC) están más amortiguadas y ligeramente desplazadas a la derecha. Teniendo en cuenta los diferentes análisis realizados en el capítulo anterior, se puede deducir que en la plataforma de ensayos los valores de las resistencias parásitas son de mayor valor y los valores de las inductancias parásitas menores con respecto a las estimadas teóricamente. Esta diferencia puede ser debida a que para la estimación de las impedancias parásitas de la red DC no se tienen en cuenta los diferentes empalmes, conexiones y uniones existentes dentro de los armarios o módulos de potencia, así como a lo largo del recorrido del bus DC.

Sin embargo, estos ensayos demuestran que el método empleado para la estimación de las impedancias parásitas [122] es suficientemente preciso y considerablemente útil para localizar el rango de frecuencias donde se sitúan las resonancias del sistema o resonancias de la red DC.

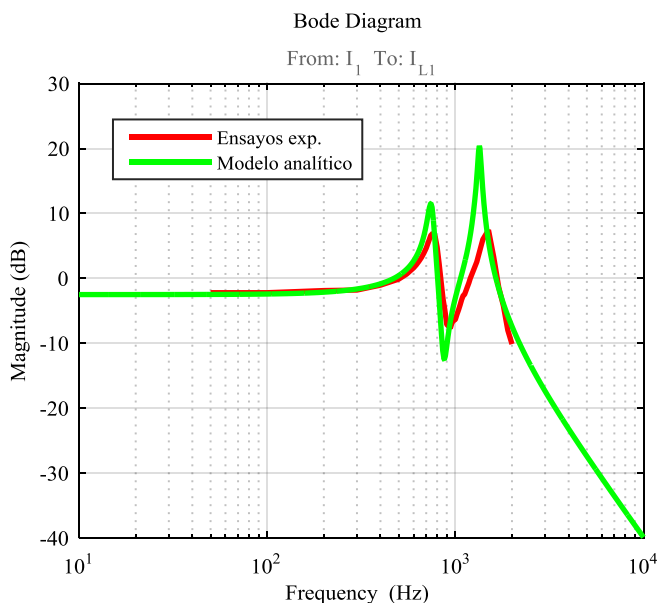


Figura 4.8. Diagrama de Bode de la función de transferencia I_{L1}/I_1 obtenido mediante el modelo analítico (color verde) y mediante las medidas de la plataforma experimental (color rojo) para un PEB-DCDS de cuatro ramas.

4.5 Validación de la respuesta dinámica de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS

El segundo aspecto a validar es la dinámica de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS ante demandas abruptas de potencia y cambios en la consigna de tensión de bus DC. Para ello, se llevan a cabo diferentes pruebas sobre distintas configuraciones de PEB-DCDS, con los convertidores conectados al sistema y esta vez operando en modo AFEs y/o CPLs.

4.5.1 Validación mediante simulación

Por simplicidad en la exposición, la validación en simulación se realiza con un PEB-DCDS de tres ramas (un AFE y dos CPLs). Con el objetivo de desacoplar los efectos de la conmutación de los convertidores sobre la respuesta dinámica de las corrientes y tensiones de la red DC, se aumenta la frecuencia de conmutación a 25kHz y el paso de cálculo se reduce a 50ns.

A continuación se muestra la respuesta de la tensión del DC-link del VSC_1 (V_{C1}) y las corrientes por las ramas del PEB-DCDS (I_{L1} , I_{L2} e I_{L3}) al aplicar un salto de potencia del 10% en las cargas de las ramas 2 y 3 (CPL₂ y CPL₃) en el instante $t=0.05s$ para diferentes ajustes de regulador de corriente y tensión. En la Figura 4.9 el ajuste es de $M_p=5V$ y $\omega_{ni}=200Hz*2\pi$, en la Figura 4.10 el ajuste es de $M_p=5V$ y $\omega_{ni}=100Hz*2\pi$ y en la Figura 4.11 el ajuste es de $M_p=3V$ y $\omega_{ni}=200Hz*2\pi$. Las simulaciones se han hecho con un valor reducido de M_p por el coste computacional de la simulación. Sobre las mismas gráficas se superponen tanto la respuesta temporal obtenida mediante el modelo de simulación no-

lineal desarrollado en *SimPowerSystemsTM* (en color azul) como la respuesta temporal obtenida mediante la utilización del modelo analítico propuesto (en color rojo).

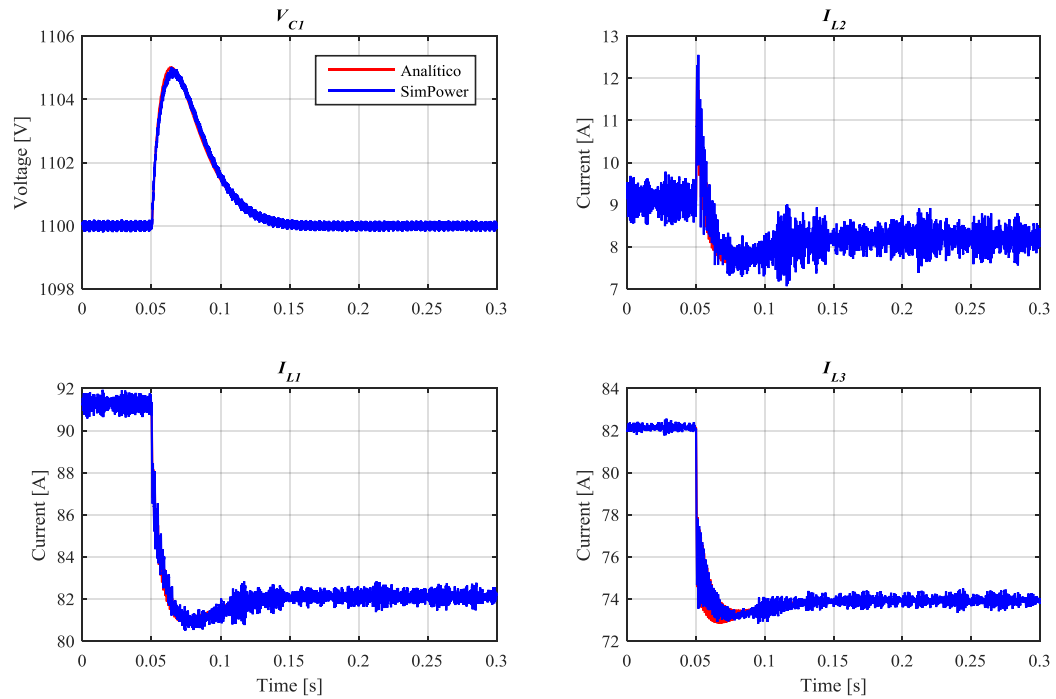


Figura 4.9. Tensión V_{C1} y corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} al aplicar un salto de potencia del 10% en P_2^* y P_3^* en el instante $t=0.05$ s con $M_p=5$ V y $\omega_{ni}=200\text{Hz}\cdot 2\pi$.

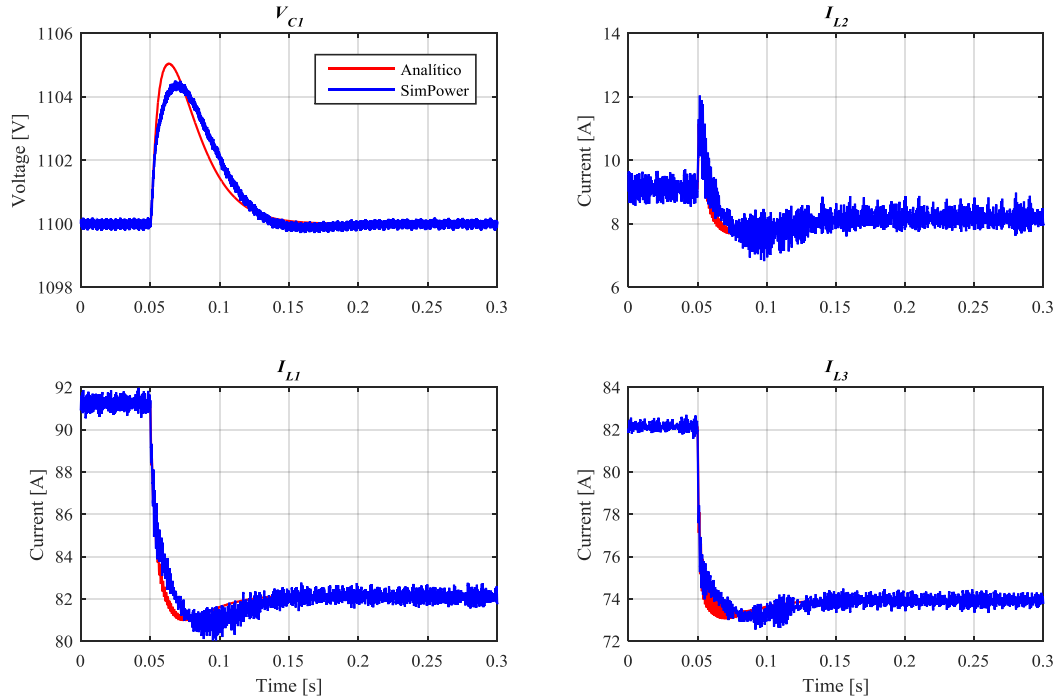


Figura 4.10. Tensión V_{C1} y corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} al aplicar un salto de potencia del 10% en P_2^* y P_3^* en el instante $t=0.05$ s con $M_p=5$ V y $\omega_{ni}=100\text{Hz}\cdot 2\pi$.

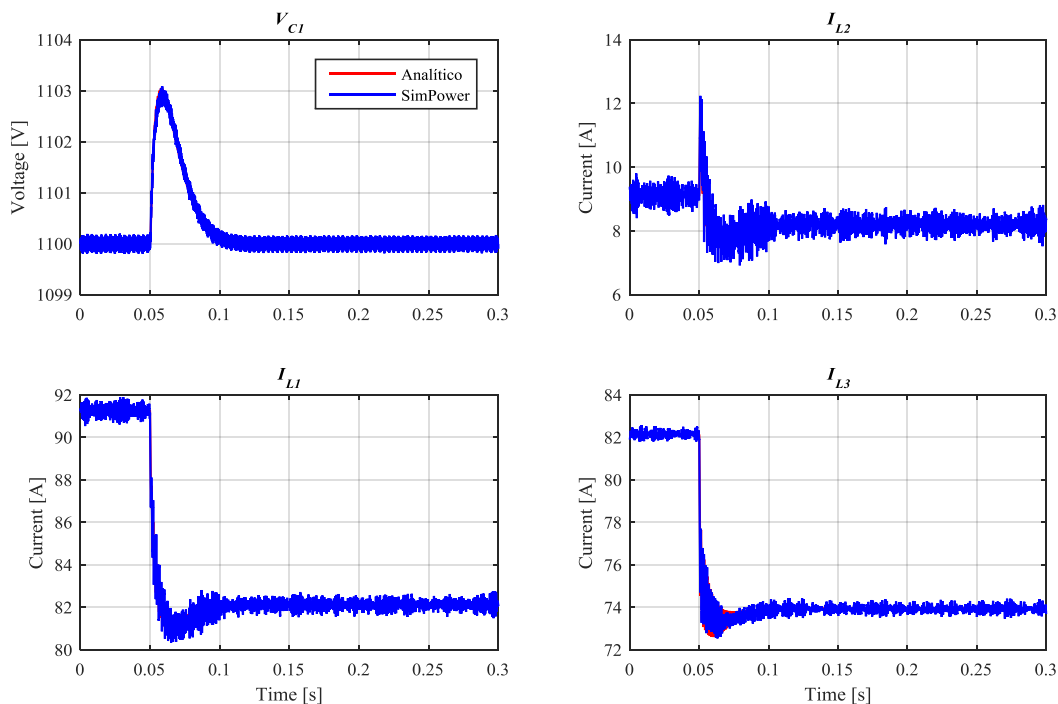


Figura 4.11. Tensión V_{CI} y corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} al aplicar un salto de potencia del 10% en P_2^* y P_3^* en el instante $t=0.05$ s con $M_p=3$ V y $\omega_{mi}=200\text{Hz}\cdot 2\pi$.

Se puede observar que las respuestas obtenidas mediante el modelo analítico y el modelo en *Matlab/Simulink*TM & *SimPower Systems*TM son similares y se ajustan mejor a medida que el regulador de corriente es sintonizado con menor tiempo de respuesta (más rápido).

4.5.2 Validación experimental

La validación experimental del modelo analítico propuesto en lo referente al comportamiento dinámico de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS se realiza con los convertidores operando, tal y como se muestra en la Figura 4.2. Para ello, se llevan a cabo diferentes ensayos en distintas configuraciones sobre la plataforma experimental. El primer ensayo consiste en aplicar saltos de tensión de ± 50 V sobre la consigna de tensión de bus DC, V_{CI}^* , en una configuración de cuatro ramas (un AFE y tres CPLs). En la Figura 4.12 y en la Figura 4.13 se muestra la tensión del DC-link del VSC₁ (V_{CI}) y las corrientes por la primera y segunda rama del PEB-DCDS (I_{L1} e I_{L2}) obtenidas mediante el modelo analítico, mediante el modelo en *Matlab/Simulink*TM & *SimPower Systems*TM y las medidas experimentalmente en la plataforma de ensayos para diferentes ajustes de regulador de tensión de bus. Se puede observar que tanto el modelo analítico como el modelo en *Matlab/Simulink*TM & *SimPower Systems*TM se ajustan bastante bien a la realidad.

4.5. Validación de la respuesta dinámica de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS

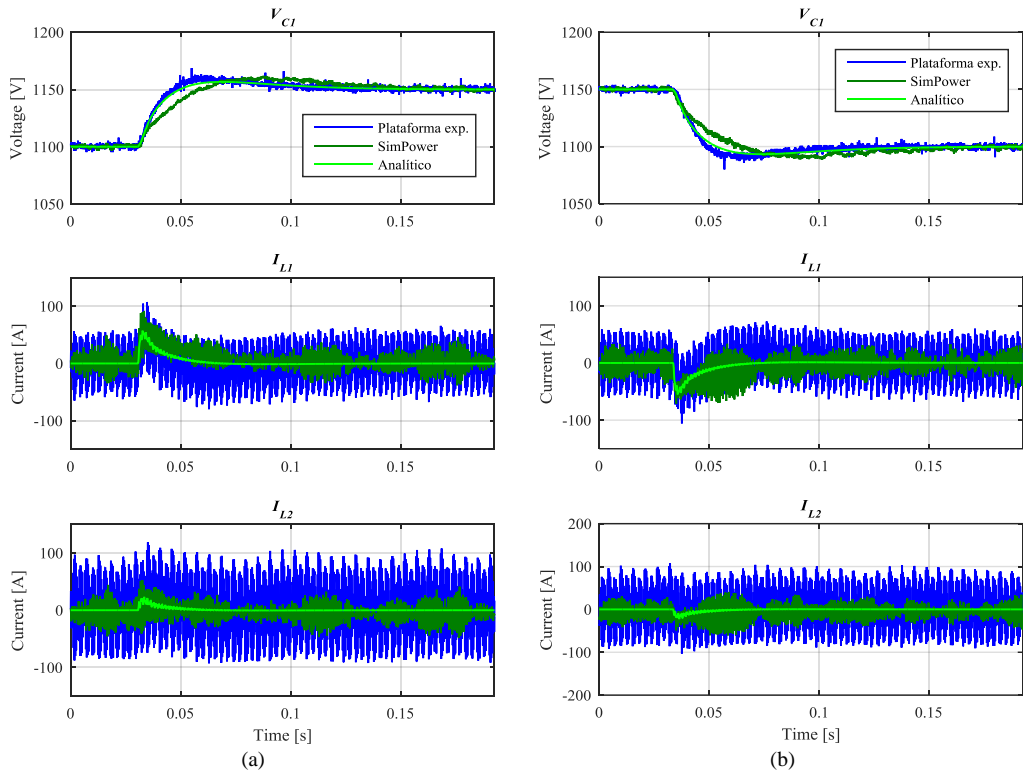


Figura 4.12. Salto de tensión en V_{C1}^* en un PEB-DCDS de cuatro ramas con $M_p^*=50$. (a) V_{C1} , I_{L1} e I_{L2} para un salto positivo de tensión (+50V). (b) V_{C1} , I_{L1} e I_{L2} para un salto negativo de tensión (-50V).

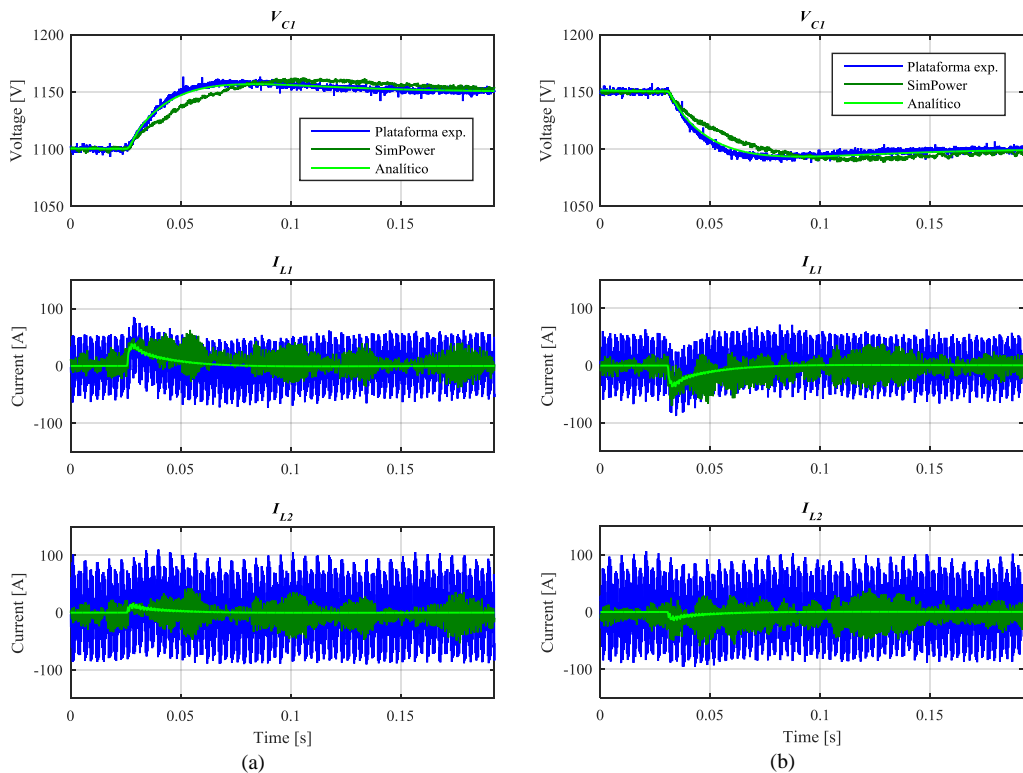


Figura 4.13. Salto de tensión en V_{C1}^* en un PEB-DCDS de cuatro ramas con $M_p^*=75$. (a) V_{C1} , I_{L1} e I_{L2} para un salto positivo de tensión (+50V). (b) V_{C1} , I_{L1} e I_{L2} para un salto negativo de tensión (-50V).

También se valida el comportamiento del sistema frente a demandas bruscas de potencia. Para ello, la plataforma experimental se configura para operar con dos ramas conectadas (un AFE y una CPL) y se aplican saltos de potencia de $\pm 100\text{kW}$ en la consigna de potencia activa de la carga (CPL). Cabe destacar que debido a las limitaciones de la plataforma real, los saltos de potencia no son saltos puros de pendiente infinita (saltos tipo escalón), sino que se generan mediante una rampa de 5MW/s (suficientemente próxima a un salto ideal). Además, los ensayos se realizan para diferentes ajustes de regulador de tensión de bus; el primero ajustado a ' M_p '=50 y el segundo a ' M_p '=35.

En la Figura 4.14 y en la Figura 4.15 se muestra la tensión del DC-link del VSC₁ (V_{CI}) y la corriente por la primera rama del PEB-DCDS (I_{LI}) obtenidas mediante el modelo analítico, mediante el modelo en *Matlab/Simulink*TM & *SimPower Systems*TM y las medidas experimentales tomadas en la plataforma de ensayos. Al igual que en el ensayo anterior, los resultados muestran que tanto el modelo analítico como el modelo en *Matlab/Simulink*TM & *SimPower Systems*TM se ajustan bastante bien a las medidas tomadas en la plataforma experimental. Cabe mencionar el hecho de que la tensión V_{CI} no llega al nivel de sobrepasamiento ' M_p ' establecido por no ser el salto de potencia un salto ideal tipo escalón, a diferencia de como se ha definido la sintonía del lazo de tensión de bus en el Capítulo 3.

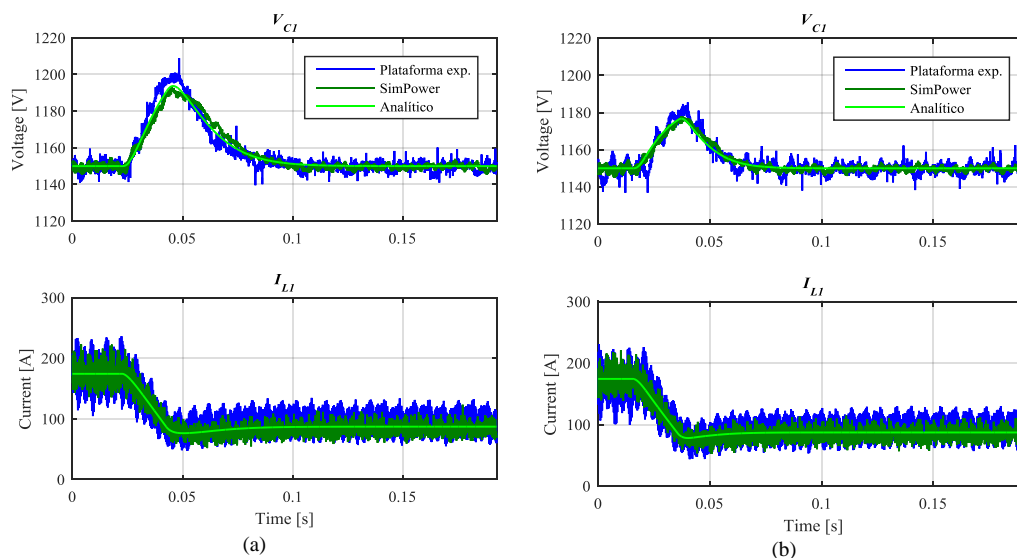


Figura 4.14. Tensión V_{CI} y corriente I_{LI} al aplicar un salto de potencia de -100kW en P_2^* para diferentes valores de M_p en una configuración de PEB-DCDS con dos ramas. (a) $M_p=50$. (b) $M_p=35$.

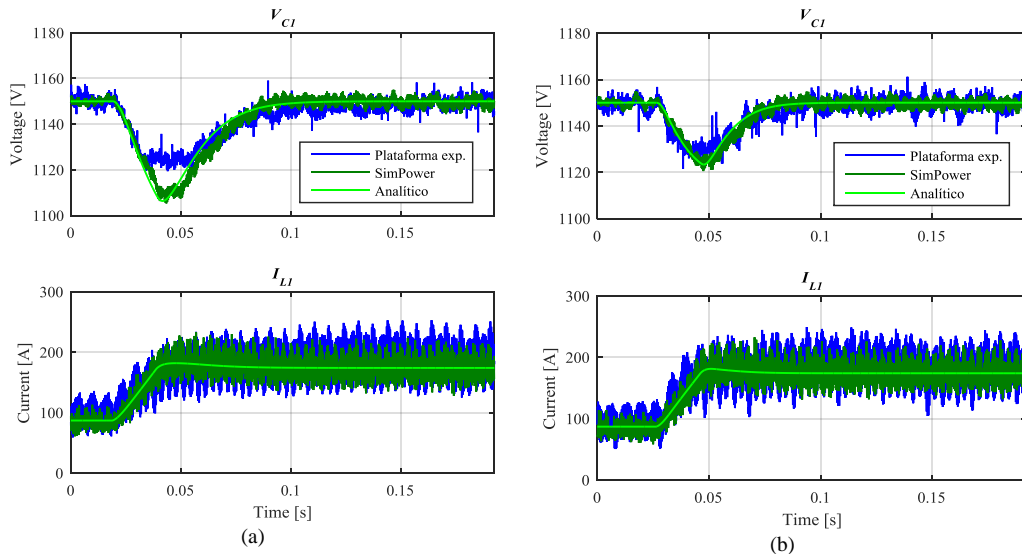


Figura 4.15. Tensión V_{CI} y corriente I_{LI} al aplicar un salto de potencia de +100kW en P_2^* para diferentes valores de M_p en una configuración de PEB-DCDS con dos ramas. (a) $M_p=50$. (b) $M_p=35$.

Analizando los distintos resultados mostrados a lo largo de este capítulo, se puede decir que la efectividad del modelo analítico lineal propuesto queda demostrada en términos de respuesta dinámica de tensiones y corrientes del PEB-DCDS así como en la localización de las resonancias del sistema. Por ello, el proceso de modelado y análisis presentado en este trabajo de tesis se ratifica como una herramienta útil de apoyo al diseño de un PEB-DCDS.

4.6 Conclusiones

Con el fin de validar el modelo analítico lineal propuesto en este trabajo, en este capítulo se describen las pruebas experimentales realizadas en la plataforma de ensayos de un PEB-DCDS de cuatro ramas. Esta plataforma experimental cuenta con una configuración y arquitectura cercana a la de un buque real.

Además de las pruebas experimentales, la validación se complementa con un modelo de simulación en *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM*, donde se tienen en cuenta las principales no-linealidades de los convertidores electrónicos de potencia; la discretización y el retardo entre la señal de control generada por el control y la síntesis realizada por el propio convertidor. Cabe destacar el hecho de que el modelo de simulación en *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM* tiene un alto coste computacional en comparación con el modelo analítico lineal propuesto.

Las pruebas realizadas consisten, por un lado, en validar el modelo del sistema de distribución de la red DC y, por otro lado, validar la respuesta dinámica de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS. Para ello se realizan distintas pruebas con diferentes configuraciones de PEB-DCDS.

Para validar el modelo del sistema de distribución de la red DC y, a su vez, la localización de las resonancias del sistema, se emplea una configuración de cuatro ramas con los convertidores conectados a la red DC pero sin operar. En paralelo al VSC de la primera rama se conecta una fuente programable en AC que genera unos armónicos de tensión en el lado DC (y por lo tanto de corriente) de frecuencia variable. Mediante los diagramas de Bode obtenidos tanto experimentalmente como a partir del modelo analítico se puede comprobar que las resonancias están más amortiguadas y ligeramente desplazadas a la derecha en la plataforma real. Teniendo en cuenta los diferentes análisis realizados en el capítulo anterior, se puede deducir que en la plataforma de ensayos hay más resistencia parásita y menos inductancia parásita de la estimada teóricamente. Esta diferencia puede ser debida al hecho de que no se ha tenido en cuenta las diferentes conexiones y uniones existentes dentro de los armarios o módulos de potencia y a lo largo del bus DC en la estimación teórica de las impedancias parásitas. Sin embargo, estos ensayos demuestran que el método empleado para estimar las impedancias parásitas es suficientemente preciso y considerablemente útil para localizar el rango de frecuencias donde se sitúan las resonancias del sistema.

Para validar la respuesta dinámica de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS se emplean dos configuraciones distintas: una de dos ramas y otra de cuatro ramas. En la configuración de dos ramas se aplican demandas abruptas de potencia activa, mientras que en la configuración de cuatro ramas se aplican saltos en la consigna de tensión de bus DC. En ambos casos, los resultados experimentales obtenidos permiten demostrar la efectividad del modelo analítico lineal propuesto.

Capítulo 5

Aplicación del modelo en el diseño de controles de amortiguamiento activo

Con el objetivo de mitigar los efectos de las resonancias de un PEB-DCDS en las corrientes y tensiones de la red DC, este capítulo presenta varias soluciones basadas en filtros pasivos y en controles de amortiguamiento activo. Además, se describen algunos factores presentes en la realidad de los convertidores electrónicos de potencia que dificultan la implementación de dichas soluciones y se plantea cómo abordarlos.

5.1 Introducción

Tal y como se ha visto a lo largo del Capítulo 3, existen una serie de factores que influyen en la estabilidad de la red de distribución y los convertidores conectados a ésta, pudiendo llegar a hacer que el sistema esté poco amortiguado o incluso inestable. Entre dichos factores se encuentran las impedancias parásitas presentes en el tendido de distribución, los parámetros de control de los convertidores o incluso el punto de operación del buque.

El hecho de que un sistema esté poco amortiguado deteriora claramente el comportamiento del sistema y por tanto la operación del buque. Por un lado, puede implicar que las tensiones y corrientes del sistema eléctrico tengan una calidad de señal inaceptable, lo que repercute

directamente en las pérdidas de las líneas de transmisión de potencia y en el posible incumplimiento de las normativas correspondientes. Por otro lado, este tipo de sistemas pueden llegar a activar las protecciones del sistema eléctrico debido a los transitorios elevados de corriente generados ante demandas de potencia bruscas. En estos transitorios se excitan las frecuencias de resonancia del PEB-DCDS, pudiendo ocasionar oscilaciones de considerable magnitud tanto en las corrientes como en las tensiones.

Este capítulo presenta varias soluciones para mitigar el efecto que tienen las resonancias de la red DC sobre la estabilidad del sistema y la calidad de señal. En la primera parte del capítulo, se presenta una estrategia de control de amortiguamiento activo que permite atenuar o amortiguar las oscilaciones debidas a las resonancias mediante el propio convertidor. Este método permite actuar sin influir en la respuesta dinámica del control principal del convertidor, es decir, en la respuesta del lazo de regulación de la tensión de bus o de la potencia. En la segunda parte del capítulo, se propone atenuar dichas resonancias mediante el uso de filtros pasivos lo que, en el caso de tener que circular la corriente nominal por éstos, implica un aumento de las pérdidas del sistema (empeoramiento de la eficiencia energética) así como el coste total de la solución.

5.1.1 Problemática asociada a un PEB-DCDS con resonancias poco amortiguadas

En general, uno de los criterios u objetivos de diseño de una red de distribución en DC para cualquier aplicación, implica minimizar la resistencia parásita que presenta el circuito de cara a minimizar las pérdidas y las caídas de tensión y, por lo tanto, mejorar la eficiencia del sistema. Este objetivo se alcanza a través de la selección adecuada del medio de transmisión (cables, pletinas, trazado, etc.) y reduciendo el número de conexiones o uniones entre elementos del sistema de distribución.

Sin embargo, esta minimización de resistencia puede acarrear un problema de respuesta dinámica o transitoria y/o un problema de calidad de onda en las tensiones y corrientes del PEB-DCDS, debido a que las resonancias estarían muy poco atenuadas. Esto se puede apreciar en los diagramas de Bode de la Figura 5.1, donde se muestra la respuesta frecuencial de las variables V_{CI} e I_{LI} frente a las variables P_3^* e I_I para diferentes valores de 'R'. Se puede observar el efecto de la minimización de la resistencia en las corrientes y tensiones ante una perturbación de potencia o ante los armónicos generados por el convertidor.

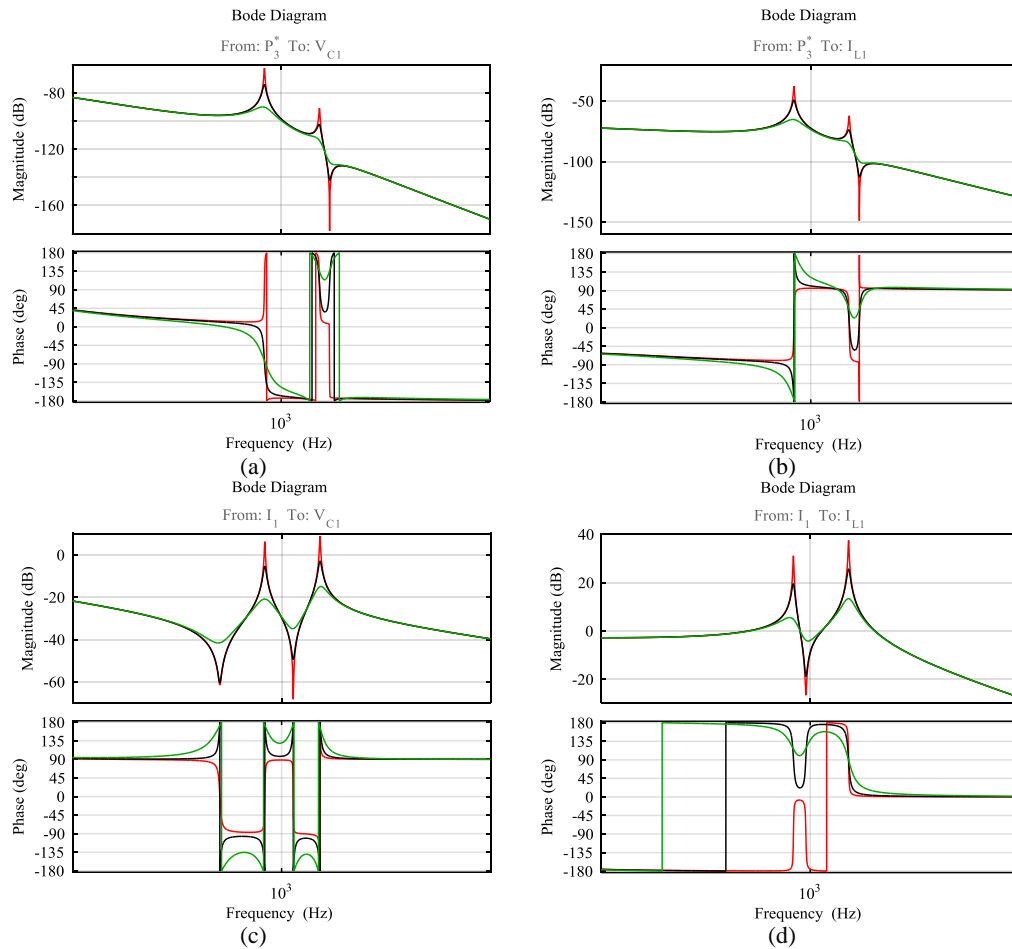


Figura 5.1. Diagrama de Bode para diferentes valores de 'R' (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Función de transferencia V_{CI}/P_3^* . (b) Función de transferencia I_{LI}/P_3^* . (c) Función de transferencia V_{CI}/I_1 . (d) Función de transferencia I_{LI}/I_1 .

En la Figura 5.2 se muestra la respuesta temporal de las mismas variables (V_{CI} e I_{LI}) frente a un escalón unitario en P_3^* e I_1 , donde se puede apreciar que las respuestas transitorias se ven afectadas considerablemente para valores mínimos de 'R'.

Se comprueba, cómo la amplitud de las resonancias puede variar en función del diseño y realización del tendido eléctrico del sistema de distribución.

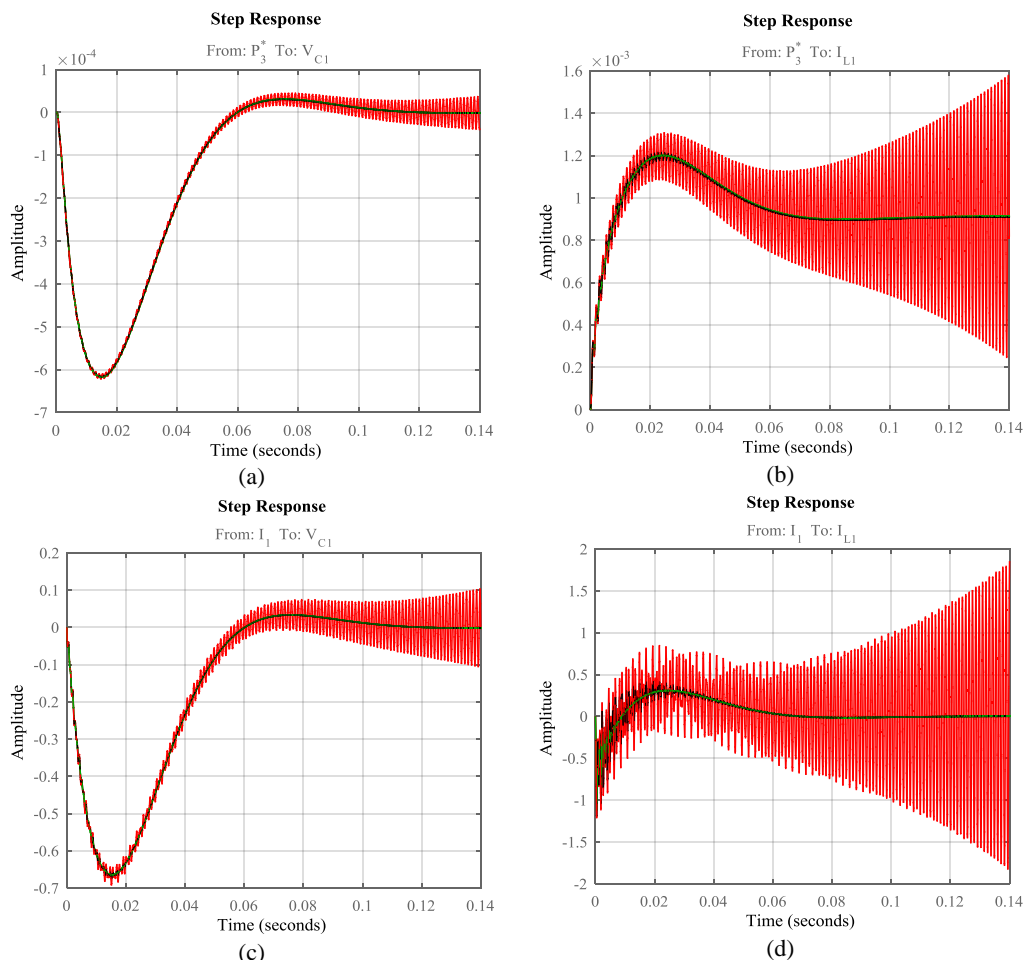


Figura 5.2. Respuesta transitoria ante un escalón unitario para diferentes valores de 'R' (mínimo en color rojo, nominal en color negro y máximo en color verde). (a) Función de transferencia V_{C1}/P_3^* . (b) Función de transferencia I_{L1}/P_3^* . (c) Función de transferencia V_{C1}/I_1 . (d) Función de transferencia I_{L1}/I_1 .

Es preferible minimizar la amplitud de las oscilaciones de frecuencias de resonancia, por un lado para reducir las pérdidas durante el régimen transitorio y, por otro lado, para evitar que un sobrepasamiento excesivo active las protecciones de tensión o corriente.

Cabe destacar que en régimen permanente, el hecho de que la amplitud de las resonancias sea alta, hará que los armónicos de tensión y/o corriente creados por el convertidor y su modulación se exciten en mayor medida y la calidad de onda empeore a menor valor de 'R'. Probablemente, esta problemática se manifestará más en convertidores electrónicos de alta potencia, ya que están obligados a conmutar a baja frecuencia ($<2\text{kHz}$) generando así armónicos de tamaño considerable a bajas frecuencias.

Resulta evidente por lo tanto, la complejidad que puede llegar a tomar el problema de diseño del sistema de distribución para poder llegar a un acuerdo entre minimizar las pérdidas y hacer que la red no esté poco amortiguada. Por ello, es deseable encontrar una forma o técnica de control que, sin incrementar la complejidad del sistema, permita convivir con una red de distribución de baja resistencia y por tanto con posibilidad de llegar a estar poco amortiguada. Una posible solución se basa en amortiguar de manera activa,

mediante el control del convertidor y sin coste adicional (por la no utilización de elementos pasivos), las resonancias de la red que generan dichos problemas, sin que las pérdidas en la red y por tanto la eficiencia energética se vean afectadas.

5.2 Control de amortiguamiento activo

En la literatura se pueden encontrar distintos métodos para la estabilización o el amortiguamiento activo de sistemas de distribución DC [48], [85], [91], [92], [138]–[146], centrados principalmente en el análisis de estabilidad y respuesta transitoria. La base de estos métodos es utilizar los propios sistemas de control de los convertidores para introducir acciones correctoras en los diferentes lazos de control y modificar así la impedancia que presenta el convertidor.

En este apartado, se propone una estrategia de control activo que permite mitigar los efectos de las resonancias en el comportamiento y operación del PEB-DCDS. La estrategia de control propuesta actúa como una impedancia virtual conectada en paralelo a los convertidores, modificando así su respuesta frecuencial en el rango o banda de frecuencia donde se sitúan las resonancias de la red DC.

Es destacable el hecho de que en un PEB-DCDS con rectificadores a diodos, donde no hay un control activo de la tensión de bus DC, los lazos de amortiguamiento activo se aplican en los controles de los convertidores que operan como cargas. En ese caso, sería necesario garantizar que estos lazos no afectaran a la operación o comportamiento de las cargas en términos de ruido, vibraciones, etc. [141].

5.2.1 Estrategia de control de amortiguamiento activo propuesta

El diagrama de control correspondiente a la estrategia de amortiguamiento activo propuesta se muestra en la Figura 5.3. En ella se puede observar cómo se hace uso de la medida de tensión de bus DC para modificar la consigna de corriente ' i_d ' del convertidor, añadiéndole un término que corresponde a la corriente de amortiguamiento ' i_{damp} '. Tal y como se describe en el Capítulo 2, la corriente ' i_d ' es una imagen de la potencia activa extraída por el convertidor. Este lazo de control activo es capaz de atenuar las oscilaciones debidas a las resonancias de la red DC que afectan a los transitorios de corriente y tensión. Además, actúa de forma desacoplada respecto a la dinámica dominante del sistema, es decir, la dinámica asociada al lazo de tensión de bus DC o la dinámica del control de potencia.

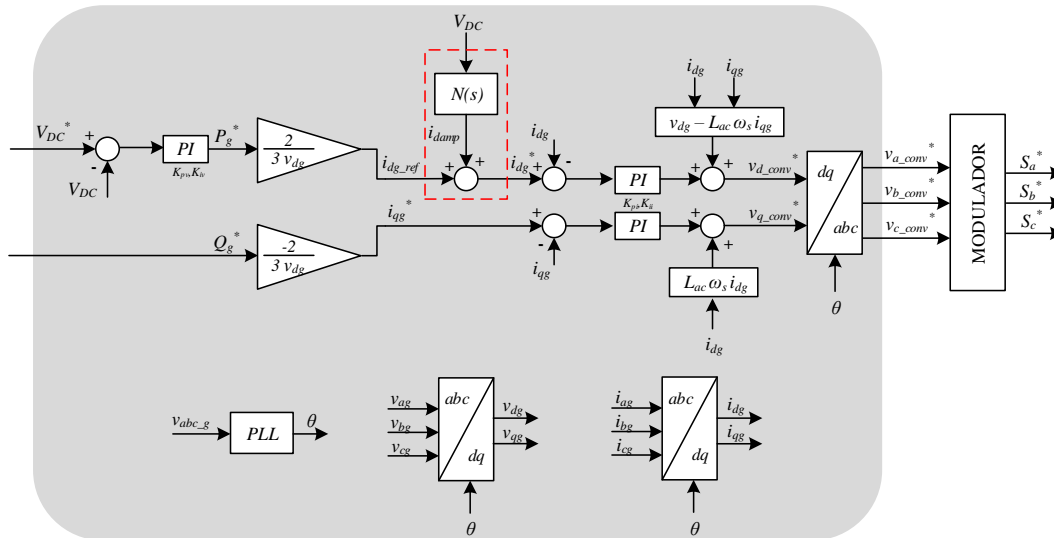


Figura 5.3. Diagrama de control general de un convertidor AFE con el lazo de amortiguamiento activo incluido.

5.2.2 Diseño y sintonía del lazo de amortiguamiento activo

El lazo de control de amortiguamiento activo se basa en la estructura de control vectorial del convertidor VSC descrita en el Capítulo 2, ya sea en un convertidor AFE o CPL. En dicho control vectorial resulta relativamente simple añadir una componente senoidal a la consigna de corriente ‘ i_d ’ y, por lo tanto, al intercambio de potencia requerido por las cargas. Estas componentes senoidales se añaden únicamente cuando se excitan las resonancias naturales del PEB-DCDS ya sea por un transitorio de potencia o por los armónicos de conmutación generados por el convertidor.

En la Figura 5.4 se muestra el diagrama de control del lazo de amortiguamiento añadido al control vectorial del convertidor (mostrado en la Figura 5.3). El lazo de amortiguamiento consta de un número de lazos internos e independientes igual al número de resonancias que tenga el sistema de distribución. Tomando como referencia y ejemplo el PEB-DCDS de tres ramas mostrado en la Figura 3.1, se consideran dos lazos internos en el lazo de amortiguamiento activo, ya que dicho sistema de distribución consta de dos resonancias a f_{res1} y f_{res2} .

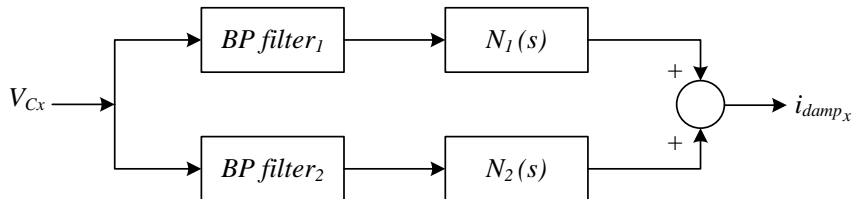


Figura 5.4. Estructura del lazo de amortiguamiento activo propuesto.

Cada lazo interno de la Figura 5.4 contiene un filtro pasa-banda ‘BP filter’ y un compensador ‘ $N(s)$ ’ en cascada. El filtro pasa-banda juega un papel sumamente importante en el control de amortiguamiento activo, ya que se encarga de obtener únicamente las señales correspondientes a las frecuencias de resonancia del sistema. Cabe destacar el

hecho de que en caso de no añadir dicho filtro, la acción de amortiguamiento afectaría a la respuesta dinámica dominante del sistema (regulación de tensión DC o potencia). Por lo tanto, al añadir el filtro, es posible desacoplar el control de amortiguamiento de las dinámicas de control principales (lazo de tensión de bus DC o lazo de potencia). La expresión que modela el filtro pasa-banda en el dominio de Laplace es la siguiente:

$$BP_{filter1}(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \left(\frac{\omega_{res1}}{Q}\right)s + \omega_{res1}^2} \quad (5.1)$$

Donde ‘ a_1 ’ es la ganancia del filtro, ‘ Q ’ es el factor de amortiguamiento y ‘ ω_{res1} ’ (rad/s) es la frecuencia a la cual se ajusta el filtro, es decir, la frecuencia de resonancia que se desea atenuar.

Además del filtro pasa-banda, cada lazo interno del control de amortiguamiento activo contiene un compensador de acción derivativa, tal y como puede apreciarse en la expresión que modela el compensador en el dominio de Laplace:

$$N_1(s) = k_{damp1} \frac{s}{s + \omega_{c1}} \quad (5.2)$$

Donde ‘ k_{damp1} ’ es la ganancia de amortiguamiento y ‘ ω_{c1} ’ (en rad/s) es un polo asociado al desfase que se desea obtener a la frecuencia de resonancia, tal y como se verá más adelante.

En la Figura 5.5 se muestra el diagrama de Bode correspondiente a la función de transferencia $i_{damp}(s)/V_C(s)$. En este caso se ha ajustado para atenuar dos resonancias a $f_{res1}=620\text{Hz}$ y $f_{res2}=948\text{Hz}$, con $\omega_{c1}=2\pi 700\text{rad/s}$ y tres valores de ganancia de amortiguamiento ‘ k_{damp} ’ diferentes (misma ganancia en ambas resonancias). Se puede observar cómo la admitancia $i_{damp}(s)/V_C(s)$ tiene mayor magnitud a medida que la ganancia aumenta. Resulta interesante destacar que a valores de frecuencia que no sean de resonancia, la admitancia presenta menor magnitud y, por lo tanto, el control de amortiguamiento no influye en la dinámica del sistema.

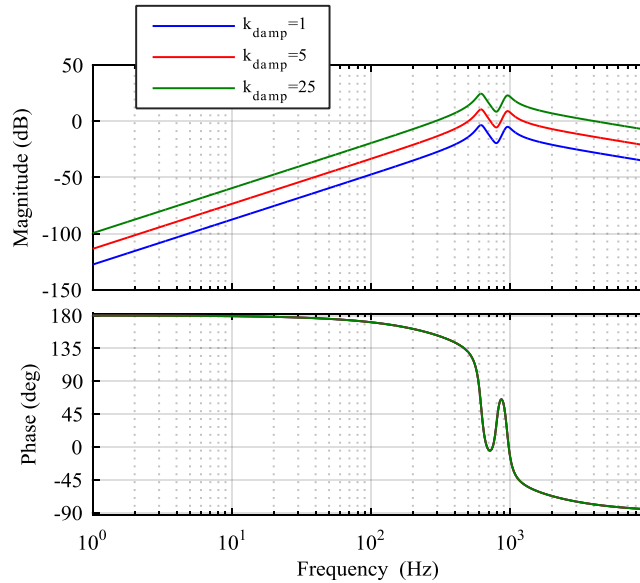


Figura 5.5. Acción de amortiguamiento $i_{damp}(s)/V_c(s)$ para tres valores de ganancia ' k_{damp} ' diferentes (misma ganancia en ambas resonancias).

En la Figura 5.6 se muestra la localización del lazo de control de amortiguamiento activo dentro del control vectorial del convertidor. El ajuste de ' ω_{c1} ' está asociado al hecho de que a la frecuencia de resonancia, la función de transferencia ' $G_{damp}(s)*G_{CL}(s)$ ' siga teniendo un desfase de 90° para que actúe como un derivador, por lo que ' ω_{c1} ' es un polo que está asociado a encontrar un desfase en concreto a la frecuencia de resonancia.

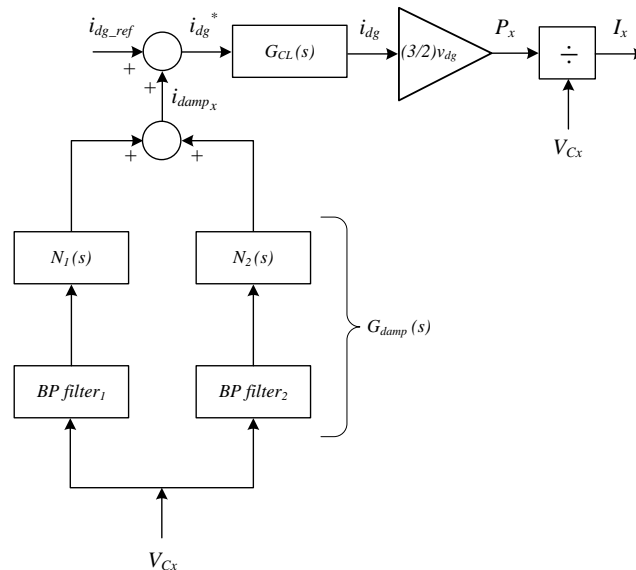


Figura 5.6. Lazo de control vectorial ' i_d ' con el lazo de amortiguamiento activo y la transferencia de potencia.

Tal y como se ha visto a lo largo del Capítulo 2, el modelo de convertidor VSC es un modelo en pequeña señal linealizado en un punto de equilibrio, denominado punto de operación. Partiendo de la expresión que modela la transferencia de potencia de un convertidor CPL (ecuación (2.88)) y añadiéndole el lazo de amortiguamiento activo tal y

como se muestra en el diagrama de la Figura 5.6, se obtiene la expresión que define la consigna de corriente en el eje 'd', i_{dg}^* , la cual viene dada por la ecuación (5.6):

$$i_{dg_ref} = \frac{2}{3v_{dg}} P_x^* \quad (5.3)$$

$$i_{dg}^* = i_{dg_ref} + i_{damp} \quad (5.4)$$

$$i_{damp} = G_{damp}(s) \mathcal{V}_{Cx} \quad (5.5)$$

$$i_{dg}^* = \frac{2}{3v_{dg}} P_x^* + G_{damp}(s) \mathcal{V}_{Cx} \quad (5.6)$$

Insertando la ecuación (5.6) en la ecuación (2.83), se obtiene:

$$i_{dg} = G_{CL}(s) \left(\frac{2}{3v_{dg}} P_x^* + G_{damp}(s) \mathcal{V}_{Cx} \right) \quad (5.7)$$

Introduciendo todo ello en la ecuación (2.88), se obtiene la ecuación de la transferencia de potencias (5.8), la cual depende de la consigna de potencia activa, de la tensión del condensador de bus del convertidor y de la corriente DC a la salida del convertidor.

$$G_{CL}(s) P_x^* + \left(\frac{3}{2} v_{dg} G_{damp}(s) G_{CL}(s) \right) \mathcal{V}_{Cx} - \mathcal{V}_{Cx} I_x = 0 = f(P_x^*, \mathcal{V}_{Cx}, I_x) \quad (5.8)$$

La ecuación (5.8) muestra que la relación de la transferencia de potencias, f , no es lineal. Por ello, al igual que en el Capítulo 2, nuevamente se opta por linealizar dicha ecuación mediante el método ampliamente utilizado y descrito en [124] y [125].

Por consiguiente, para obtener la expresión que representa la corriente en el lado DC del convertidor en pequeña señal, primero se desarrolla la serie de Taylor de la ecuación (5.8) para las tres variables del sistema y teniendo en cuenta sólo los términos lineales:

$$\tilde{f} = \left. \frac{\partial f}{\partial P_x^*} \right|_{P,O} \tilde{P}_x^* + \left. \frac{\partial f}{\partial \mathcal{V}_{Cx}} \right|_{P,O} \tilde{\mathcal{V}}_{Cx} + \left. \frac{\partial f}{\partial I_x} \right|_{P,O} \tilde{I}_x \quad (5.9)$$

Siendo las derivadas parciales en el punto de operación (o de equilibrio):

$$\left. \frac{\partial f}{\partial P_x^*} \right|_{P,O} = G_{CL}(s) \quad (5.10)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial \mathcal{V}_{Cx}} \right|_{P,O} = \frac{3}{2} v_{dg} G_{damp}(s) G_{CL}(s) - I_{xo} \quad (5.11)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial I_x} \right|_{P,O} = -\mathcal{V}_{Cxo} \quad (5.12)$$

Despejando la corriente DC de convertidor:

$$\tilde{I}_x = \frac{G_{CL}(s)}{V_{Cxo}} \tilde{P}_x^* + \left(\frac{3/2 v_{dg} G_{damp}(s) G_{CL}(s)}{V_{Cxo}} - \frac{I_{xo}}{V_{Cxo}} \right) \tilde{V}_{Cx} \quad (5.13)$$

Finalmente, ordenando la ecuación anterior en forma matricial se obtiene la ecuación (5.14), expresión que representa el modelo lineal del convertidor CPL al introducir el lazo de amortiguamiento activo en su estrategia de control. Al igual que el modelo de convertidor CPL sin lazo de amortiguamiento, este nuevo modelo tiene como entradas la consigna de potencia activa del CPL (\tilde{P}_x^*) y la propia tensión del DC-link del VSC (\tilde{V}_{Cx}), mientras que su salida es la corriente en el lado DC del convertidor (\tilde{I}_x). El elemento que relaciona la corriente DC a la salida del convertidor con la consigna de potencia activa, ' $G_{P_ref}(s)$ ', es idéntico al del modelo de CPL sin lazo de amortiguamiento activo (2.98). Sin embargo, el elemento que relaciona la corriente DC a la salida del convertidor con la tensión del DC-link del convertidor, ' $G_{Vx}'(s)$ ', cambia respecto al término sin lazo de amortiguamiento, ya que es este término el que contiene la acción amortiguadora, tal y como se puede observar en (5.15).

$$\tilde{I}_x = [G_{P_ref}(s) \quad G_{Vx}'(s)] \begin{bmatrix} \tilde{P}_x^* \\ \tilde{V}_{Cx} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$G_{Vx}'(s) = \frac{3}{2} v_{dg} G_{damp}(s) \left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_{ac}s^2 + (R_{ac} + K_{pi})s + K_{ii}} \right) \frac{1}{V_{Cxo}} - \frac{I_{xo}}{V_{Cxo}} \quad (5.15)$$

Siendo 'x' el número de convertidor CPL del sistema de distribución ($x=2, 3, s1, s2, s3$).

El ancho de banda del lazo de corriente y el valor de la frecuencia de conmutación del convertidor limitan la capacidad del control de amortiguamiento para atenuar frecuencias de resonancia. Es decir, con una frecuencia de conmutación de 2.5kHz y un ancho de banda del lazo de corriente de 100Hz, resulta difícil ser capaz de atenuar frecuencias superiores a 1kHz.

En la Figura 5.6 se muestra el diagrama de Bode de la admitancia $\tilde{I}_x/\tilde{V}_{Cx}$ de un convertidor CPL con el lazo de amortiguamiento activo incorporado. Se puede observar que la admitancia presenta dos picos en magnitud a las frecuencias de resonancia en las que se han ajustado los filtros pasa-banda ($f_{res1}=620\text{Hz}$ y $f_{res2}=948\text{Hz}$), mientras que para el resto de frecuencias la admitancia presenta cambios únicamente en función de la ganancia del compensador. Esta ganancia, además, hace que los picos se desplacen ligeramente en frecuencia, por lo que es importante realizar un buen ajuste del lazo de amortiguamiento para que únicamente afecte al sistema en las frecuencias de resonancia y para que a dichas frecuencias la fase de la admitancia se encuentre muy próxima a -90° para obtener una acción derivativa o similar al efecto de una capacidad virtual.

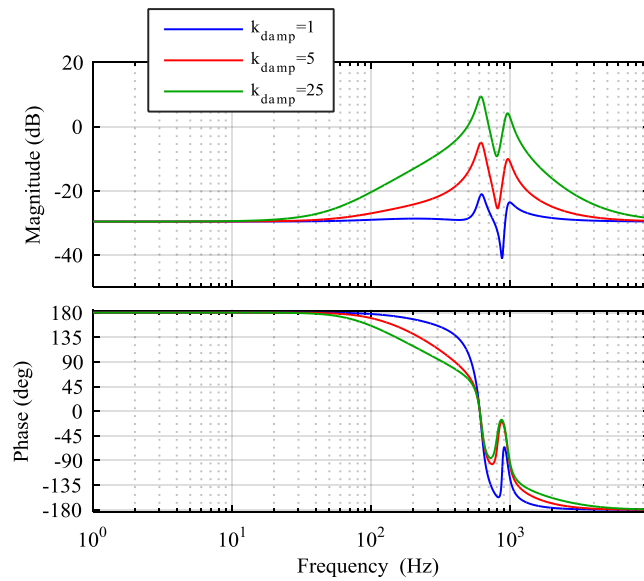


Figura 5.7. Diagrama de Bode de la admitancia $\tilde{I}_x/\tilde{V}_{Cx}$ de un convertidor CPL con lazo de amortiguamiento activo ajustado a $f_{res1}=620\text{Hz}$ y $f_{res2}=948\text{Hz}$, con $\omega_{c1}=2\pi 700\text{rad/s}$ para diferentes ganancias.

En efecto, tal y como se muestra en la Figura 5.8, es posible hacer un paralelismo entre el lazo de amortiguamiento activo propuesto y una capacidad virtual, la cual se puede expresar mediante (5.16):

$$i_C = C \cdot dV_C / dt \tag{5.16}$$

Cuando las resonancias del PEB-DCDS son excitadas por alguna perturbación, éstas se manifiestan en las corrientes y tensiones de la red DC. Consecuentemente, estas resonancias producen oscilaciones en la tensión en bornes de las capacidades de bus de los convertidores, ' V_{Cx} '. Este hecho es consecuencia, por lo tanto, de una corriente oscilatoria en la capacidad del DC-link, ' i_{Cx} '. Por ello, es necesario que el lazo de control de amortiguamiento activo genere una corriente ' I_x ' que anule la corriente oscilatoria ' i_{Cx} ' y por consiguiente, la oscilación de ' V_{Cx} ', de forma que el efecto de las resonancias excitadas se ve contrarrestado o atenuado.

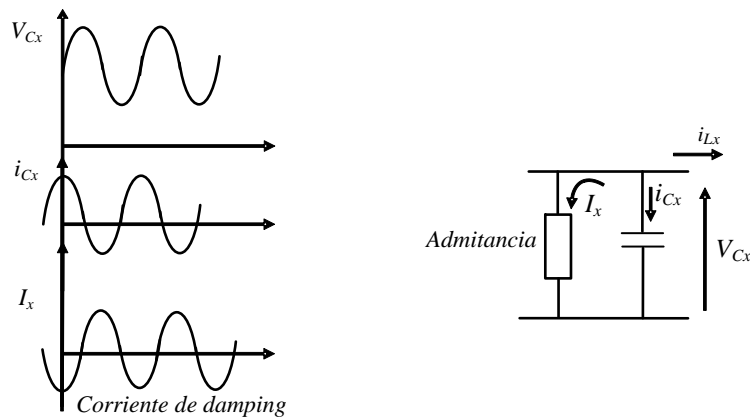


Figura 5.8. Paralelismo entre el lazo de amortiguamiento activo y una capacidad virtual.

Este lazo de control puede ser añadido indiferentemente en cualquier convertidor VSC controlado. Por ello, de la misma forma que con un convertidor CPL, en el caso de un AFE se parte de la expresión que define la consigna de corriente en el eje 'd', i_{dg}^* y ésta se modifica para incluir el lazo de amortiguamiento activo:

$$i_{dg}^* = \frac{2}{3v_{dg}} G_{VL}(s)(V_{C1}^* - V_{C1}) + G_{damp}(s)V_{C1} \quad (5.17)$$

De esta forma, la corriente en el eje 'd', i_{dg} , pasa a ser:

$$i_{dg} = \left(\frac{2}{3v_{dg}} G_{VL}(s)G_{CL}(s) \right) V_{C1}^* + \left(G_{damp}(s)G_{CL}(s) - \frac{2}{3v_{dg}} G_{VL}(s)G_{CL}(s) \right) V_{C1} \quad (5.18)$$

La ecuación (5.18) repercute en la expresión que define la transferencia de potencia (5.19):

$$(G_{VL}(s)G_{CL}(s))V_{C1}^* + \left(\frac{3}{2}v_{dg}G_{damp}(s)G_{CL}(s) - G_{VL}(s)G_{CL}(s) \right) V_{C1} - V_{C1}I_1 = 0 = f(V_{C1}^*, V_{C1}, I_1) \quad (5.19)$$

Continuando con el proceso de linealización:

$$\tilde{f} = \left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}^*} \right|_{P.O} \tilde{V}_{C1}^* + \left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}} \right|_{P.O} \tilde{V}_{C1} + \left. \frac{\partial f}{\partial I_1} \right|_{P.O} \tilde{I}_1 \quad (5.20)$$

Siendo las derivadas parciales en el punto de operación (o de equilibrio):

$$\left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}^*} \right|_{P.O} = G_{VL}(s)G_{CL}(s) \quad (5.21)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial V_{C1}} \right|_{P.O} = \frac{3}{2}v_{dg}G_{CL}(s)G_{damp}(s) - G_{VL}(s)G_{CL}(s) - I_{1o} \quad (5.22)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial I_1} \right|_{P.O} = -V_{C1o} \quad (5.23)$$

Y despejando la corriente DC de convertidor finalmente:

$$\tilde{I}_1 = \frac{(G_{VL}(s)G_{CL}(s))}{V_{C1o}} \tilde{V}_{C1}^* + \frac{\left(\frac{3}{2}v_{dg}G_{CL}(s)G_{damp}(s) - G_{VL}(s)G_{CL}(s) - I_{1o} \right)}{V_{C1o}} \tilde{V}_{C1} \quad (5.24)$$

De la misma forma que con el convertidor CPL, ordenando la anterior ecuación en forma matricial se obtiene la expresión que modela el convertidor AFE introduciendo el lazo de amortiguamiento activo (5.25):

$$\tilde{I}_1 = \begin{bmatrix} G_{Vref}(s) & G_{V_{C1}}'(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{C1}^* \\ \tilde{V}_{C1} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$G_{V_{C1}}'(s) = \frac{3}{2}v_{dg} \left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_{ac}s^2 + (R_{ac} + K_{pi})s + K_{ii}} \right) G_{damp}(s) \frac{1}{V_{C1o}} - G_{Vref}(s) - \frac{I_{1o}}{V_{C1o}} \quad (5.26)$$

Donde $G_{Vref}(s)$ es la función de transferencia que relaciona V_{C1}^* y V_{C1} (2.110).

Si el lazo de control de amortiguamiento activo se ajusta debidamente, tal y como se ha mencionado anteriormente, únicamente actúa cuando las resonancias del sistema son excitadas. De esta forma se evita que la solución consuma corriente o potencia en régimen permanente. A diferencia de las soluciones basadas en filtros pasivos, mediante esta estrategia de control se prescinde de un gasto extra o espacio requerido, ya que el lazo de control se puede incorporar en la arquitectura o software de control del convertidor.

Es conveniente resaltar que al conectar varios convertidores en paralelo es necesario realizar un reparto de carga (o de corriente de amortiguamiento) entre los mismos ya que, en caso de no hacerlo, los convertidores pueden interferir entre ellos y generar unas corrientes circulantes inapropiadas que pueden resultar dañinas para los equipos [147] o incluso hacer que el amortiguamiento en sí no funcione de manera correcta. Para garantizar un reparto de carga (o de corriente de amortiguamiento) adecuado, existen diferentes técnicas de control, tales como las basadas en la comunicación entre los diferentes convertidores o las denominadas ‘droop’ (o incluso ‘impedancias virtuales’) que incorporan el control para el reparto de forma independiente o autónoma en cada equipo.

En la estrategia de amortiguamiento activo propuesta, para garantizar un reparto de amortiguamiento activo adecuado entre convertidores, la ganancia estática ‘ k_{damp} ’ (ecuación (5.2)) se puede interpretar que tiene un efecto equivalente al reparto obtenido mediante estrategias tales como las denominadas ‘droop’ o ‘impedancias virtuales’.

5.2.3 Validación de la estrategia de control de amortiguamiento activo

En este apartado se describe el proceso de validación de la estrategia de control de amortiguamiento activo bajo dos modelos de PEB-DCDS diferentes. El primero de los modelos es el modelo analítico desarrollado y descrito en el Capítulo 2, mientras que el segundo modelo es un modelo de simulación en el entorno *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM*. Este último contempla varios aspectos que limitan la capacidad de la estrategia de control en una situación real de convertidor. Con el objetivo de mostrar la efectividad del lazo de amortiguamiento, se modifican los valores de las inductancias del circuito ($x2$) para que las resonancias estén a menor frecuencia ($f_{res1} = 620\text{Hz}$ y $f_{res2} = 948\text{Hz}$).

5.2.3.1 Validación bajo modelo analítico

El efecto de la estrategia de control de amortiguamiento activo propuesta en este capítulo se puede ilustrar mediante diferentes análisis en el dominio frecuencial y temporal, haciendo uso del modelo analítico del PEB-DCDS.

Por ejemplo, en la Figura 5.9 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia V_{CI}/V_{CI}^* con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A). En ella se puede observar que el lazo de control es capaz de atenuar las resonancias (la primera en especial) sin influir en el ancho de banda de la tensión de bus DC. Esto haría posible mejorar los márgenes de estabilidad del sistema y la calidad de señal de las corrientes y tensiones de la red DC, tal y como se puede comprobar en los diagramas de Bode de la Figura 5.10 y la Figura 5.11.

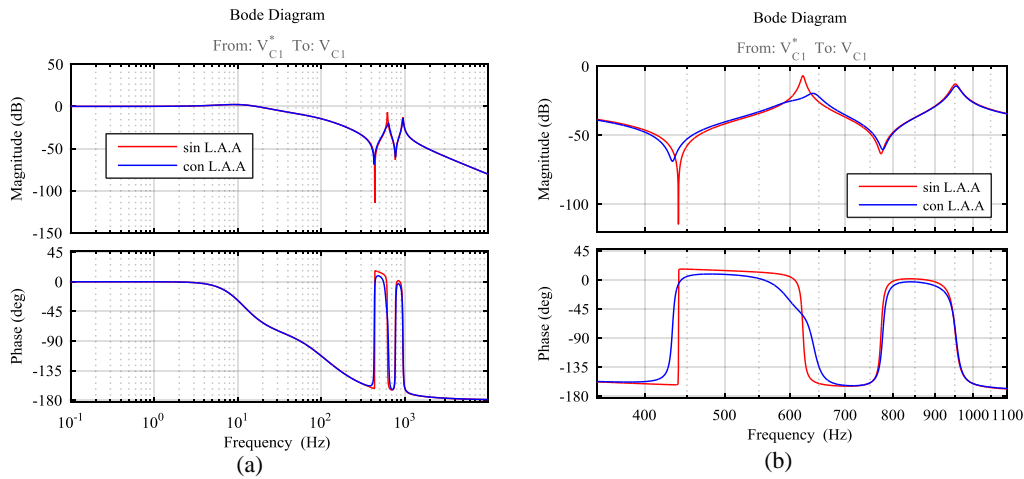


Figura 5.9. (a) Diagrama de Bode de la función de transferencia V_{C1}/V_{C1}^* con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A). (b) Zoom de (a).

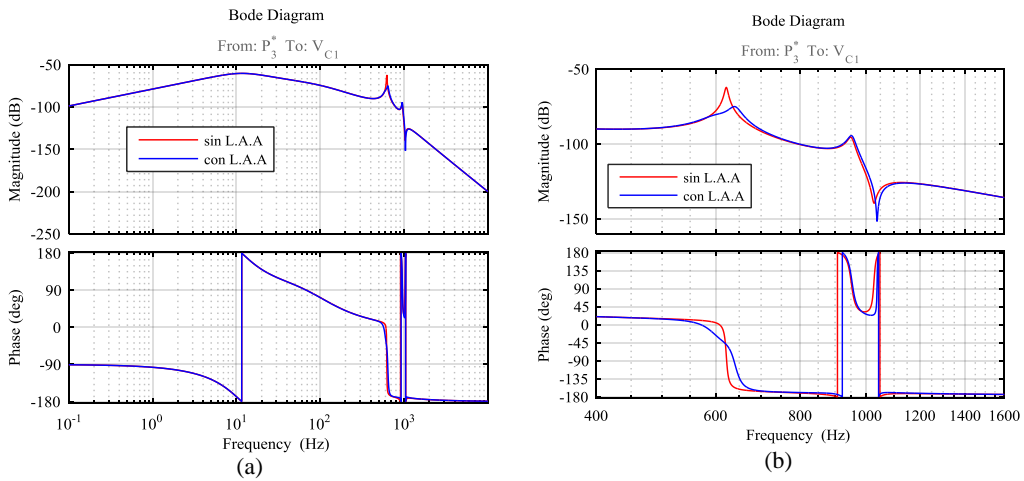


Figura 5.10. (a) Diagrama de Bode de la función de transferencia V_{C1}/P_3^* con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A). (b) Zoom de (a).

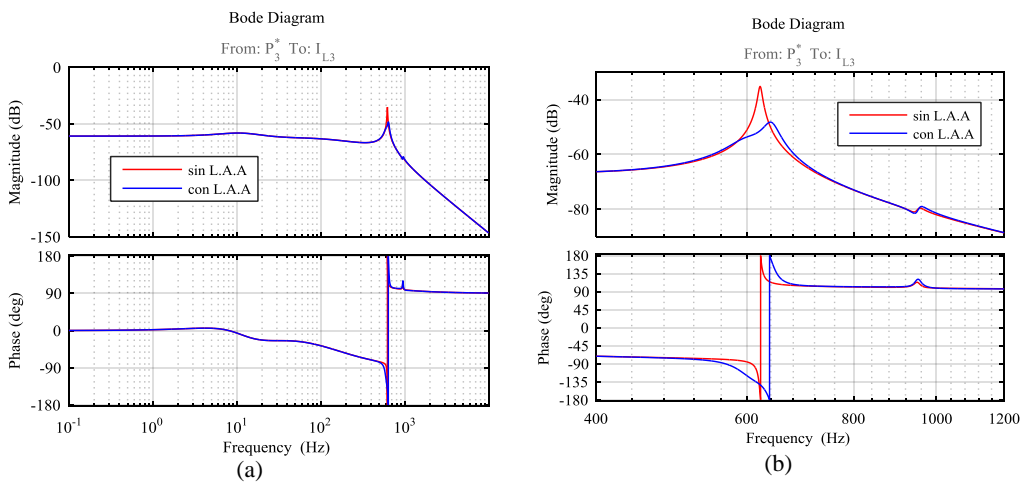


Figura 5.11. (a) Diagrama de Bode de la función de transferencia I_{L1}/P_3^* con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A). (b) Zoom de (a).

En la Figura 5.12 se puede ver el efecto del lazo de control de amortiguamiento activo sobre las corrientes y tensiones de la red en caso de una demanda de potencia brusca. Por un lado, se puede comprobar que la dinámica del lazo de tensión no se ve afectada por el lazo de control y, por otro lado, se puede observar que las oscilaciones debidas a las resonancias y presentes en los transitorios de corriente se reducen considerablemente.

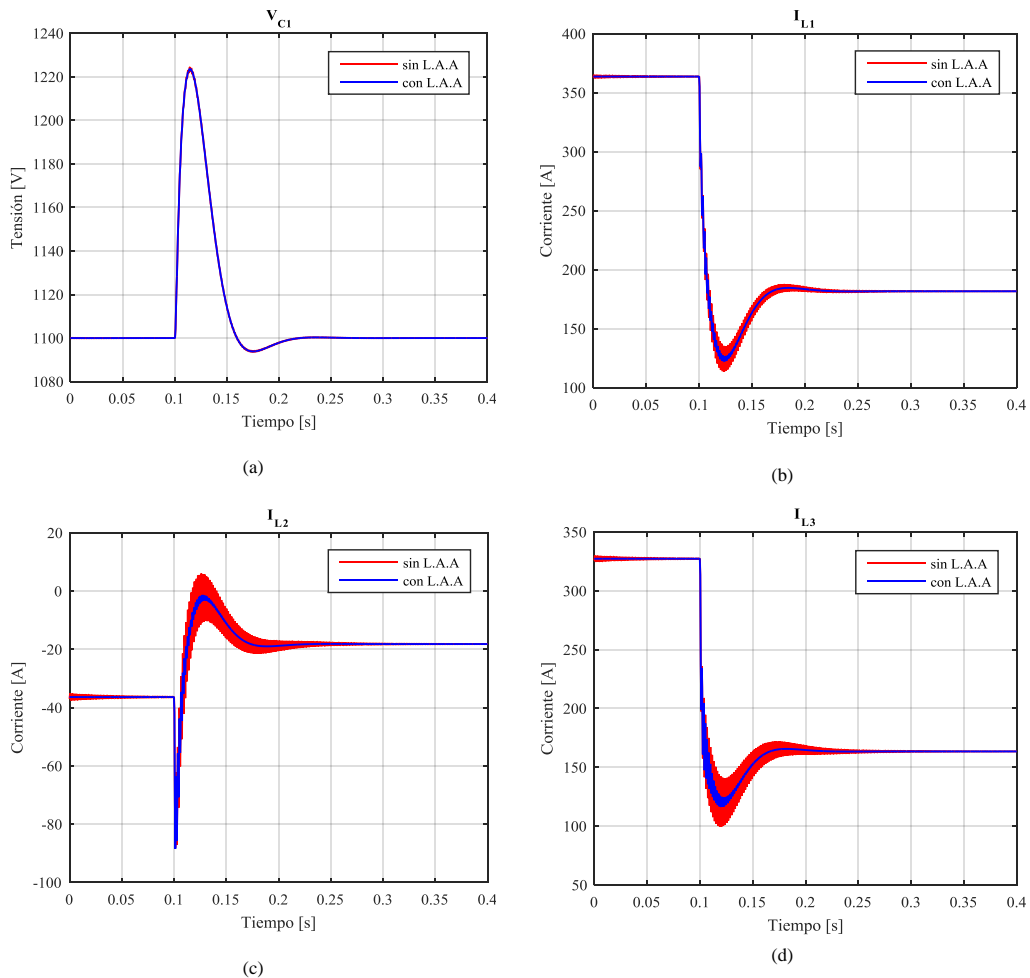


Figura 5.12. Simulación en el dominio temporal ante una demanda de potencia del 50% en las cargas de las ramas 2 y 3 en el instante $t=0.1s$ con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A.). (a) Tensión V_{C1} . (b)(c)(d) Corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} . P.O. inicial: $P_{AFE}^*=400kW$, $P_2^*=40kW$, $P_3^*=360kW$, $V_{C1}^*=1100V$.

En esta estrategia es evidente que el hecho de conocer la localización exacta de las frecuencias de resonancia es importante para poder lograr un buen ajuste y una buena operación de la estrategia de control de amortiguamiento activo.

Por otro lado, al emplear un modelo de convertidor analítico y linealizado alrededor de un punto de equilibrio no existen limitaciones reales de los propios convertidores que dificulten el desarrollo y la validación de la estrategia de control. Al implementar esta estrategia de control en la práctica, existen algunos aspectos a tener en cuenta tales como la frecuencia de conmutación de los convertidores, el tiempo de muestreo de las señales o los diferentes retardos en medidas y/o control. Obviamente estos aspectos, limitan la capacidad de la estrategia de control para mitigar los efectos causados por las resonancias. En los siguientes apartados se hace una breve descripción de estos aspectos a tener en

cuenta y se describen las modificaciones necesarias en la estrategia de control para poder abordar sus limitaciones.

5.2.3.2 Modelo analítico vs. modelo en SimPower SystemsTM: las no-linealidades de los convertidores electrónicos de potencia.

Tal y como se ha comentado en el Capítulo 4, existen dos factores principales que hacen que el modelo analítico desarrollado (en pequeña señal y linealizado) sea un modelo inexacto con respecto a la operación real de un convertidor VSC; la discretización y el retardo entre la señal de control generada por el control y la síntesis realizada por el convertidor [137], a partir de ahora llamado ‘retardo del convertidor’. Estos dos factores producen un deterioro en el seguimiento de los lazos de corriente ‘ i_d ’ e ‘ i_q ’ con respecto al conseguido según el modelo analítico. La Figura 5.13 ilustra de forma simplificada cómo se ve afectado el seguimiento del lazo de corriente ‘ i_d ’ por dichos factores cuando de manera artificial se superpone a la consigna de corriente, i_d^* , una componente senoidal de ‘alta’ frecuencia. En ella se puede apreciar cómo al considerar la discretización y el retardo, el desfase entre la señal medida o real y la señal de consigna aumenta. Este deterioro en el seguimiento del lazo de corriente hace que la estrategia de control de amortiguamiento activo, cuando tenga que actuar, no genere una corriente de amortiguamiento ‘virtual’ con el desfase apropiado (90°) y, por tanto, no mitigue los efectos de las resonancias de forma adecuada. Este deterioro en el seguimiento del lazo de corriente, es más acusado cuanto mayor sea la frecuencia senoidal con la que tiene que trabajar.

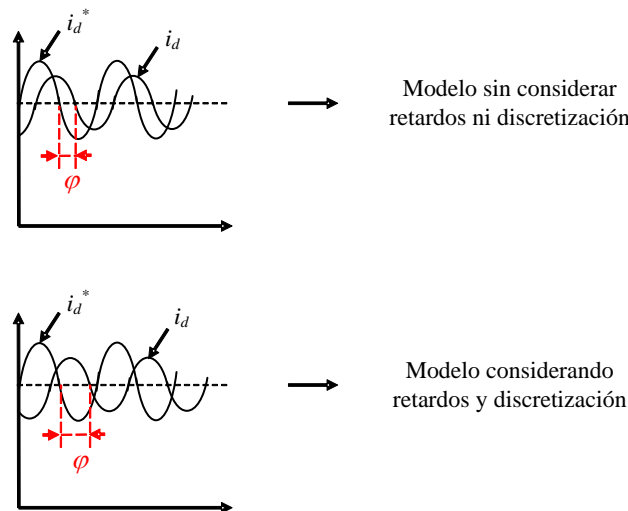


Figura 5.13. Efecto del retardo y la discretización sobre el seguimiento del lazo de corriente ‘ i_d ’.

En el diagrama de bloques de la Figura 5.14 se plantea una solución para abordar el deterioro en los lazos de corriente, mediante la inclusión de los compensadores (5.27) y (5.28). Para ello, es necesario conocer el desfase producido por el lazo de corriente al incluir la discretización y el retardo del convertidor, ‘ φ ’, a las frecuencias de resonancia f_{res1} y f_{res2} . Ya que este desfase puede ser próximo a -180° , es recomendable añadir una ganancia negativa de valor unitario al comienzo del lazo de amortiguamiento activo, produciendo un

desfase de 180°. Finalmente, el lazo de amortiguamiento, $G_{damp}(s)$, incluye dos compensadores (uno por cada lazo interno dependiendo del número de resonancias que se deseen atenuar), los cuales vienen dados por las siguientes expresiones:

$$Comp_1(s) = \frac{1}{s + \omega_{comp1}} \quad (5.27)$$

$$Comp_2(s) = \frac{1}{s + \omega_{comp2}} \quad (5.28)$$

Donde ' ω_{comp1} ' y ' ω_{comp2} ' (rad/s) son dos polos ajustados intencionadamente para que la fase de la admitancia $\tilde{I}_x / \tilde{V}_{Cx}$, teniendo en cuenta la discretización y el retardo del convertidor, sea muy próxima a -90° y el lazo de amortiguamiento sea efectivo.

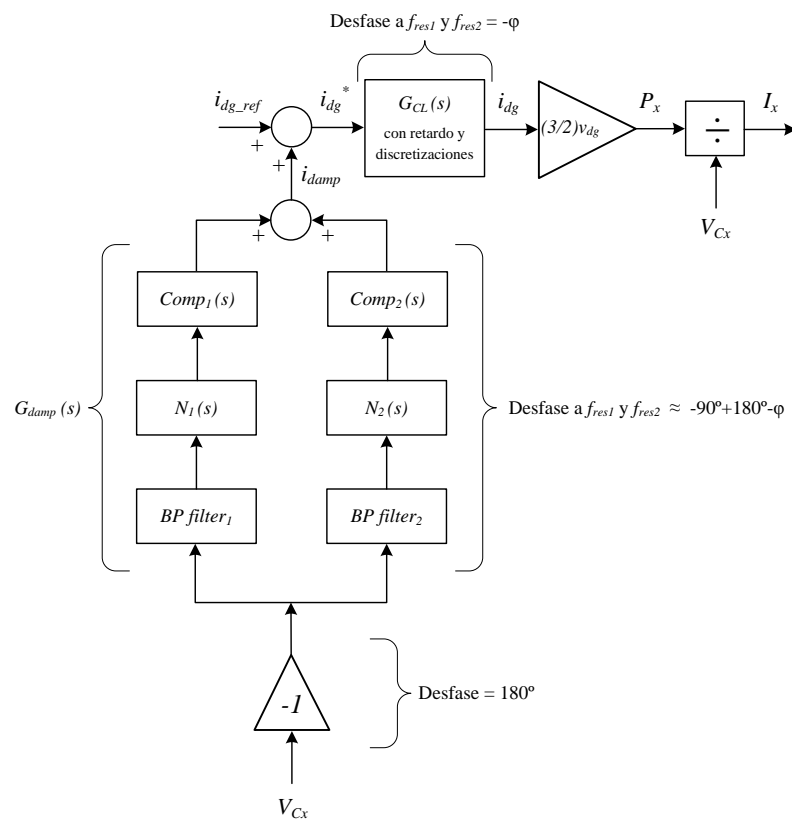


Figura 5.14. Lazo de control vectorial ' i_d ' con el lazo de amortiguamiento activo y la transferencia de potencia considerando el desfase debido a la discretización y al retardo del convertidor.

5.2.3.3 Validación bajo modelo en SimPower SystemsTM

En este apartado se lleva a cabo la validación de la estrategia de control de amortiguamiento activo bajo un modelo de PEB-DCDS de tres ramas (un AFE y dos CPLs) implementado en el entorno de simulación *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM*. Este modelo, descrito en el Capítulo 4, tiene en cuenta las no-linealidades que presentan los convertidores electrónicos de potencia mencionadas anteriormente y, por lo tanto, se acerca más a la realidad de un PEB-DCDS. Por ello, se emplea el lazo de amortiguamiento mostrado en la Figura 5.14, el cual incorpora el compensador de los retardos y la discretización.

Para validar la estrategia de control de amortiguamiento activo, se estudia la respuesta temporal del sistema ante perturbaciones bruscas de potencia en diferentes puntos de operación y con diferentes ajustes del regulador de tensión de bus DC. Con el fin de apreciar mejor el efecto del lazo, se modifican los parámetros de la red DC (resistencia /5 e inductancia x2) para que el sistema esté poco amortiguado y las resonancias sean atenuables con una frecuencia de conmutación de 2.5kHz.

En la Figura 5.15 y en la Figura 5.16 se muestra la tensión V_{CI} y las corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} ante una demanda de potencia en las cargas de las ramas 2 y 3 en el instante $t=0.1s$, con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A).

En los casos analizados, se puede observar que la dinámica de la tensión de bus DC no se ve afectada por el lazo de amortiguamiento activo, mientras que las oscilaciones debidas a las resonancias de la red DC presentes en los transitorios y régimen permanente de las corrientes DC se ven amortiguadas, en especial las de la corriente por la tercera rama del PEB-DCDS, I_{L3} .

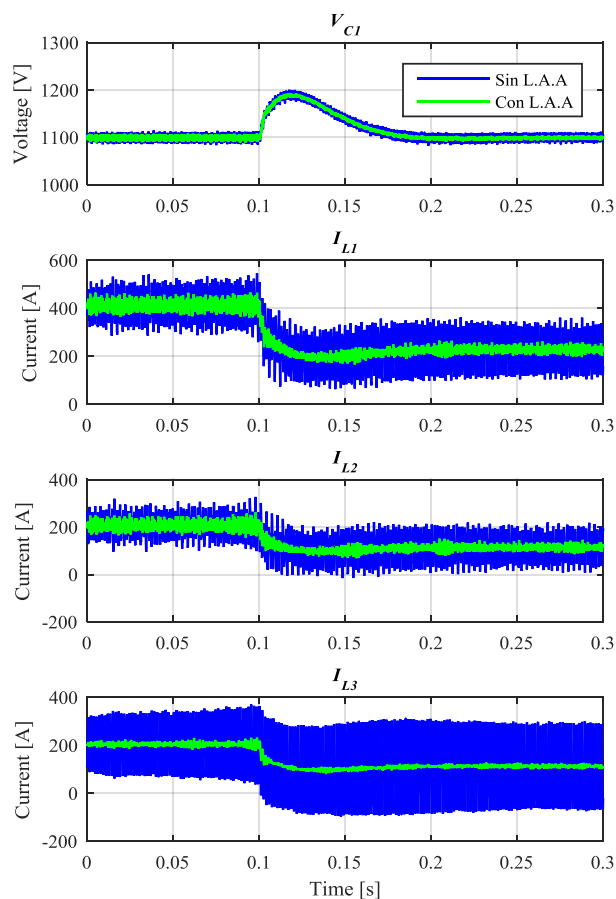


Figura 5.15. Tensión V_{CI} y corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} ante una demanda de potencia de -100kW en las cargas de las ramas 2 y 3 en el instante $t=0.1s$ con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A). $P_{AFE}^* = 450kW$, $P_2^* = P_3^* = 225kW$, $M_p = 100V$ y $P_{salto} = 200kW$ (salto de 100kW en cada carga).

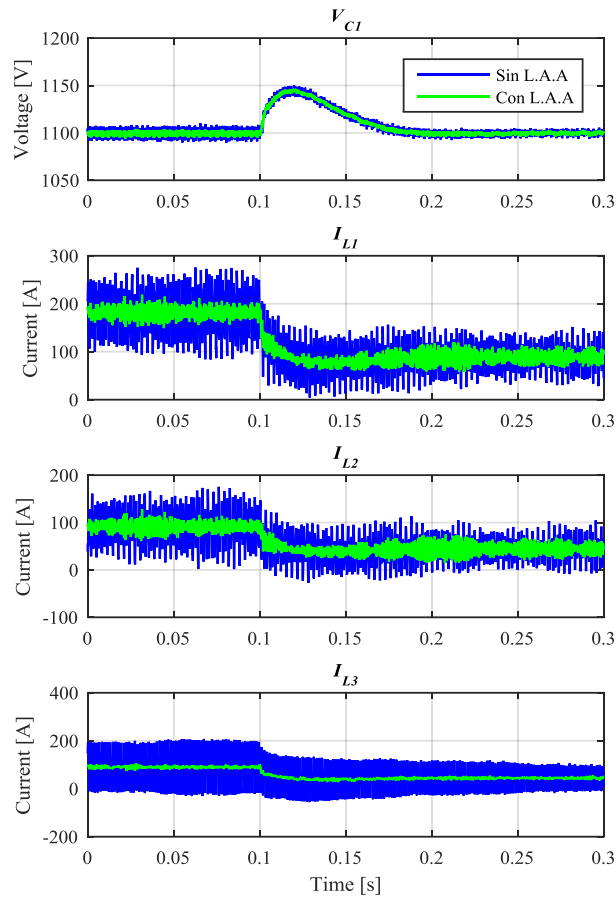


Figura 5.16. Tensión V_{C1} y corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} ante una demanda de potencia de -50kW en las cargas de las ramas 2 y 3 en el instante $t=0.1$ s con y sin lazo de amortiguamiento activo (L.A.A). $P_{AFE}^*=200$ kW, $P_2^*=P_3^*=100$ kW, $M_p=50$ V y $P_{salto}=100$ kW (salto de 50kW en cada carga).

En el caso de no utilizar el compensador del retardo mostrado en la Figura 5.14, el sistema se inestabiliza en el instante en el que el lazo de amortiguamiento se activa (sin salto de potencia), tal y como se muestra en la Figura 5.17.

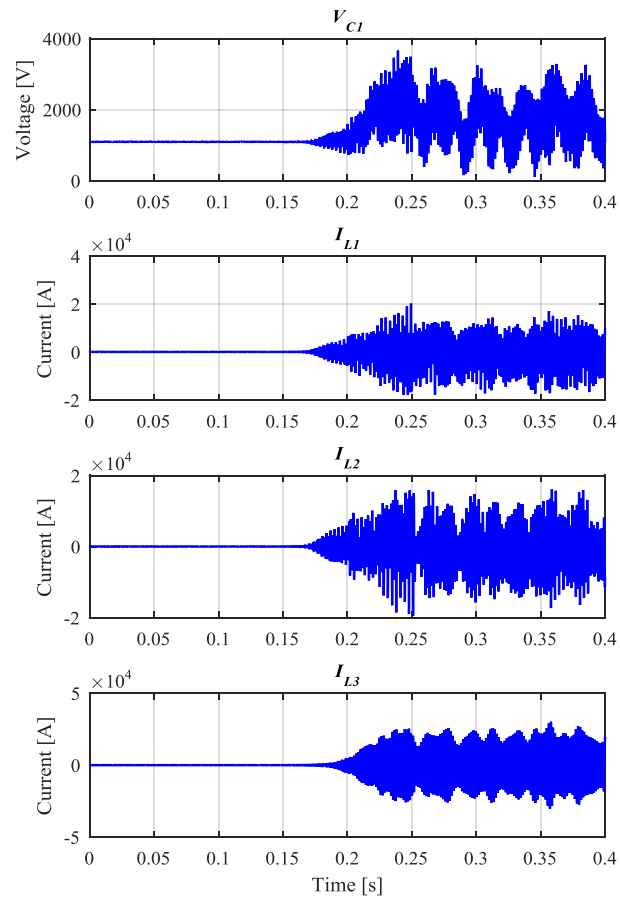


Figura 5.17. Tensión V_{C1} y corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} en régimen permanente con el lazo de amortiguamiento activo sin compensador de retardo activado en el instante $t=0.15$ s.

5.3 Uso de filtros pasivos

Los efectos de las resonancias del sistema sobre la calidad de señal de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS se pueden mitigar mediante otros métodos como, por ejemplo, mediante filtros pasivos [74]. Estos filtros, conectados estratégicamente en el circuito eléctrico, son una combinación de elementos pasivos tales como resistencias, inductancias y/o capacidades.

Entre las topologías de filtros pasivos típicas, destacan dos posibles soluciones para mitigar el efecto de las resonancias de la red DC y/o mejorar la calidad de señal:

- a) Una inductancia en serie con las impedancias de la red DC.

Esta solución consiste en introducir una inductancia en serie en una o varias ramas de la red DC, tal y como se muestra en la Figura 5.18.

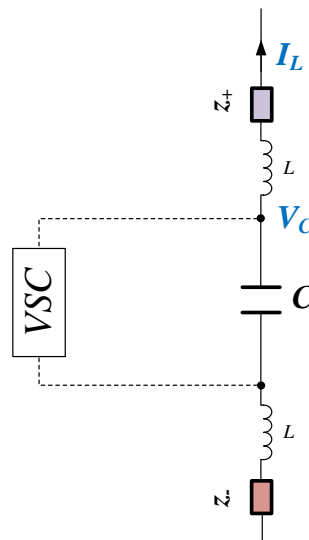


Figura 5.18. Filtro 'L' en serie con las impedancias de la rama.

A pesar de que la calidad de las señales se vería mejorada, al llevar esta inductancia asociada una resistencia en serie por la que circularía la corriente ' I_L ', las pérdidas generadas serían considerables.

Además, aumentaría la inductancia total del circuito eléctrico del PEB-DCDS, lo que supondría una modificación de la amplitud y frecuencia de las resonancias y de las oscilaciones de respuesta transitoria, tal y como se ha mostrado en el Capítulo 3.

- b) Un filtro ‘RLC’ o ‘Notch’ en paralelo con las capacidades de bus de los convertidores.

Este filtro consiste en la combinación de una resistencia, una inductancia y una capacidad en serie que, conectadas en paralelo a la capacidad de bus del VSC, rechazarían la frecuencia de resonancia del sistema. En caso de haber más de una frecuencia de resonancia, habría que conectar el mismo número de filtros en paralelo, cada uno ajustado a la frecuencia que se quisiera mitigar.

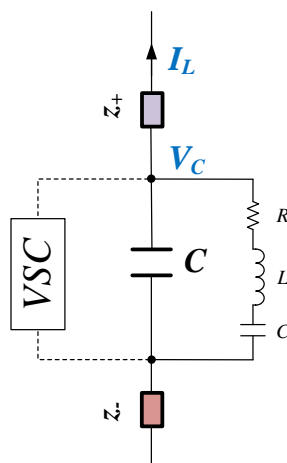


Figura 5.19. Filtro ‘RLC’ o ‘Notch’ en paralelo a la ‘C’ de bus de un VSC.

Este filtro, cuya admitancia en el dominio de Laplace está definida por (5.29), requiere de un ajuste preciso para actuar sobre la frecuencia de resonancia exacta y de forma adecuada.

$$Y_{notch_filter}(s) = \frac{1/L_f s}{s^2 + R_f/L_f s + 1/L_f C_f} \quad (5.29)$$

Donde ‘ R_f ’, ‘ L_f ’ y ‘ C_f ’ son los valores de resistencia, inductancia y capacidad del filtro.

Un valor de resistencia reducido conlleva un efecto ‘contrario’ al deseado ya que, además de generar una anti-resonancia a la frecuencia de resonancia, también genera dos resonancias en ambos laterales de dicha frecuencia. Por ello, la tolerancia con la que se elabore el filtro en la realidad es un factor determinante en la eficacia de éste.

Cabe destacar el hecho de que al emplear filtros pasivos, el coste, el peso y el volumen de la solución aumentan. En el caso de una inductancia en serie, la problemática asociada a las resonancias no se ve resuelta, ya que las resonancias permanecen a frecuencia más baja. Además del coste, peso y volumen, al circular la corriente nominal por este filtro, las pérdidas totales aumentan también. En el caso de utilizar un filtro ‘RLC’ en paralelo al condensador de bus del VSC, es necesario elaborar el filtro con una precisión suficiente para acertar en la frecuencia de resonancia y no generar un efecto contrario al deseado. En este caso, únicamente circulan los armónicos debidos a las frecuencias de resonancia por el filtro, pero es necesario utilizar tantos filtros en paralelo como resonancias haya en el sistema, por lo que el coste de la solución se vería incrementado de nuevo.

5.4 Conclusiones

En este capítulo se han descrito varias soluciones para mitigar las oscilaciones presentes en las corrientes y tensiones del PEB-DCDS debidas a las resonancias naturales del sistema.

Dichas soluciones pueden basarse en el diseño de filtros pasivos como, por ejemplo, un filtro ' L ' en serie con las impedancias de la red DC o un filtro ' RLC ' en paralelo a la capacidad de bus de los convertidores.

Por otro lado, el control vectorial empleado en los convertidores (y descrito en el Capítulo 2), hace posible la implementación de una estrategia de control activo que permite amortiguar las resonancias de la red DC. Dicha solución se basa en un lazo de control que se comporta como una capacidad virtual en paralelo con la admitancia que representa el convertidor, que únicamente actúa a las frecuencias de resonancia y que no interfiere en la dinámica dominante del sistema.

En la Tabla 5.1 y en la Tabla 5.2 se muestra un resumen de las características de cada solución contemplada y algunos aspectos a tener en cuenta a la hora de llevar a cabo la implementación de cada solución.

TABLA 5.1

CARACTERÍSTICAS DE LAS SOLUCIONES PROPUESTAS PARA MITIGAR LAS RESONANCIAS DEL PEB-DCDS.

	Filtro paralelo ' RLC '	Filtro serie ' L '	Control de amortiguamiento activo
Efectos sobre la calidad de onda			
Filtrado de la frecuencia de resonancia de la red DC	Sí	No	Sí
Filtrado de la frecuencia de conmutación del control	No	Sí	No
Reduce el rizado/oscilación de V_{DC}	Sí	Sí	Poco
Reduce el rizado/oscilación de I_{DC}	Sí	Sí	Sí
Efectos sobre el control			
Reduce al ancho de banda del lazo de corriente	No	No	No
Reduce el ancho de banda del lazo de V_{DC}	No	Si la ' L ' es grande sí.	No

TABLA 5.2

CUESTIONES A TENER EN CUENTA EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO.

Filtro paralelo 'RLC'	Filtro serie 'L'	Control de amortiguamiento activo
Complejidad constructiva del filtro		
<ul style="list-style-type: none"> - Componentes de tensión cercana a la nominal. - Componentes de poca corriente. Sólo trabaja a corrientes de $f_{resonancia}$, lo que abarata el diseño. 	<ul style="list-style-type: none"> - Inductancia de corriente nominal y capaz de trabajar a corrientes de conmutación de kHz, lo que encarece el diseño. 	<ul style="list-style-type: none"> - La eficacia del filtro depende de la f_{sw} del convertidor.
Incrementos de pérdidas del sistema		
Incrementa poco	Incrementa considerablemente	No incrementa
Incertidumbres		
<ul style="list-style-type: none"> - Obtención de valores de 'L' y 'C' suficientemente precisas, para acertar con la $f_{resonancia}$ del sistema. - Posible necesidad de utilizar más de un filtro en paralelo para garantizar robustez, incrementando el coste. - Es necesario ajustar bien la 'R', ya que una 'R' demasiado pequeña puede generar un efecto contrario. 	<ul style="list-style-type: none"> - Necesidad de incrementar la tensión de bus DC por la caída de tensión en el filtro. 	

La validación de la estrategia de control de amortiguamiento activo se ha llevado a cabo en el modelo analítico desarrollado y en el entorno de simulación *Matlab/SimulinkTM* & *SimPower SystemsTM*, mostrando su efectividad tanto en régimen permanente como en transitorio.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

Este capítulo resume las conclusiones obtenidas en este trabajo, detalla las diferentes tareas que quedan pendientes de ejecución y propone mejoras de cara al futuro. Además, se enumeran las contribuciones científicas resultantes del trabajo realizado.

6.1 Conclusiones

El continuo desarrollo de la electrónica de potencia ha hecho que los sistemas de distribución eléctrica de buques con propulsión eléctrica sean un área de constante investigación tecnológica. En este contexto, los sistemas de distribución en DC basados en electrónica de potencia o PEB-DCDS han generado un gran interés industrial debido a los beneficios que ofrecen en términos de eficiencia energética y consumo de combustible, entre otros. Este tipo de sistemas de distribución, donde los grupos generadores pueden operar a velocidad variable, son una solución atractiva para ser implantada en buques con perfiles de carga altamente variables como, por ejemplo, buques ‘*offshore*’ que requieren de posicionamiento dinámico.

Sin embargo, existen algunos aspectos a tener en cuenta a la hora de diseñar un PEB-DCDS, como por ejemplo la estabilidad y sus márgenes, la calidad de señal o los sistemas de protección. Estos aspectos pueden verse comprometidos en función de factores como el material y trazado empleados en las líneas de distribución o las características de hardware

y software, en general de la tecnología de los convertidores conectados al sistema, entre otros. Unos márgenes de estabilidad pobres (sistema poco amortiguado) o un rizado excesivo en las corrientes y tensiones de la red DC en régimen permanente degradan el comportamiento del sistema.

En este contexto, el objetivo principal de este trabajo de investigación ha sido desarrollar un modelo analítico de bajo coste computacional que permita analizar el comportamiento de un PEB-DCDS en términos de estabilidad, calidad de señal y respuesta dinámica, y por tanto sirva de apoyo en el diseño del mismo desde sus fases tempranas de conceptualización.

La técnica de modelado propuesta es una técnica de modelado modular de reducido coste computacional, donde el sistema se divide en componentes individuales que después se interconectan para formar el sistema completo. Los componentes en los que se divide el sistema de distribución incluyen la red DC externa (con sus impedancias parásitas), la red DC interna (con sus impedancias parásitas) y los convertidores (con su control vectorial asociado) funcionando como rectificadores AFE o como inversores alimentando cargas que pueden tener operación a potencia constante o CPLs. Primero, todos los componentes se modelan de forma independiente y luego se agrupan en base a relaciones de interconexión existentes entre los componentes, formando un modelo de sistema completo representado por una matriz de funciones de transferencia. La técnica seguida permite el modelado de distintas configuraciones y topologías de PEB-DCDS.

El hecho de modelar un PEB-DCDS de forma modular por medio de la impedancia y/o admitancia que presenta cada componente, es sumamente adecuado para poder realizar análisis de distintas naturalezas, entre los que destacan los análisis de estabilidad local mediante inmitancias generalizadas introducidos en el Capítulo 1. Respecto a las técnicas o métodos que proponen diferentes autores, este trabajo destaca en varios puntos. Por un lado, el sistema analizado no se reduce ni se simplifica a un sistema de una única fuente y una única carga, sino que se contemplan todos los convertidores y elementos del sistema de distribución que interactúan entre sí. Además, se contempla una topología de convertidor más compleja (convertidores VSC trifásicos de dos niveles) y se tiene en cuenta la red AC a la que se conectan mediante su correspondiente etapa de filtrado en AC. Por otro lado, se contempla la posibilidad de que la red DC externa contenga a su vez otras redes DC o sistemas de distribución internos formados por más convertidores. Este aspecto supone que se pueden tener en cuenta y modelar también topologías de sistemas de distribución a caballo entre las configuraciones distribuidas y centralizadas. Finalmente, cabe destacar el hecho de que la técnica de modelado propuesta permite analizar la calidad de señal de las corrientes y tensiones en todos los puntos del PEB-DCDS.

La utilidad del modelo analítico desarrollado se ha mostrado a lo largo del documento, mediante diferentes análisis en el dominio frecuencial (diagramas de Bode y mapas de polos) y temporal (respuestas ante escalones unitarios). En dichos análisis se ha visto que el sistema tiene unas resonancias debidas a la interacción de las impedancias parásitas de la red DC con los condensadores de bus de los convertidores. El número de resonancias

existentes está relacionado con el número de ramas de la red DC, mientras que la magnitud y frecuencia donde se sitúan están relacionadas con los valores de R , L y C presentes en la red DC. Estas resonancias hacen que las corrientes y tensiones de la red DC presenten unas oscilaciones en régimen permanente y transitorio.

También se ha analizado el efecto que tienen los parámetros del sistema de distribución (parámetros de la red DC y de los convertidores) en la estabilidad y el comportamiento dinámico del sistema. Para ello, se han realizado variaciones en los valores R , L y C de la red DC, en los parámetros de control de los convertidores (parámetros de los reguladores de tensión y corriente) así como en el punto de operación del buque. Como resultado, se ha observado que la variación de un parámetro afecta de distinta forma al desplazamiento de los diferentes polos del sistema en el plano ' s ' o ' $j\omega$ '. Se ha visto que el sistema presenta peligro de desestabilizarse en diferentes situaciones, principalmente cuando la red DC presenta valores reducidos de resistencia parásita, valores de inductancia altos, ante una respuesta dinámica del regulador de tensión de bus en general lenta o en puntos de operación de alta potencia demandada en los que la potencia consumida por las cargas conectadas a la red sea muy diferente entre sí (consumo de las cargas desigual o no equitativo).

En la práctica, además de unas especificaciones dadas para la dinámica de la tensión de bus DC, es habitual que existan otras especificaciones o limitaciones que aseguran la protección del convertidor. Por ejemplo, es necesario garantizar que en régimen transitorio la tensión de bus no supere o sea inferior a unos límites predefinidos. Este tipo de comportamiento que puede provocar eventos discontinuos no es apreciable mediante los análisis o herramientas de la automática clásica que comúnmente se utilizan para el análisis de sistemas lineales continuos. Fruto de este modelo analítico es el criterio de sintonía que se ha descrito para el regulador de la tensión de bus DC. Este criterio de sintonía permite que el sistema cumpla con las especificaciones de dinámica establecidas, permitiendo imponer especificaciones relacionadas con los límites definidos para la protección del convertidor ante perturbaciones bruscas de potencia.

Otro de los aspectos a tener en cuenta a la hora de diseñar un PEB-DCDS es la calidad de onda o calidad de señal de las tensiones y corrientes presentes a lo largo de la red DC. En régimen permanente, unos rizados de tensión o corriente excesivos pueden suponer la degradación de dicho sistema en términos de pérdidas, calentamiento y coste (debido por ejemplo al posible necesario sobredimensionamiento de los componentes). Se hace recomendable por tanto llevar a cabo análisis de calidad de señal desde las etapas iniciales de diseño para diferentes puntos de operación con el objetivo de optimizar el diseño.

En este trabajo de investigación se presentan unas consideraciones generales para analizar la calidad de señal de las corrientes y tensiones del PEB-DCDS mediante el análisis de los diagramas de Bode. Se ha propuesto relacionar y estudiar (mediante los diagramas de Bode) las corrientes que circulan por las ramas de la red DC y las tensiones de bus de los condensadores con respecto a las corrientes DC inyectadas o extraídas por los convertidores conectados a la red. Esta información junto con el espectro del contenido armónico de las

corrientes inyectadas o extraídas por los convertidores según la modulación empleada, ofrecen un fragmento de información que posteriormente ha sido corroborado mediante simulación. Cabe destacar que se deben analizar y considerar todos los diagramas de Bode que relacionan la corriente o tensión que se desee analizar con respecto a las corrientes de todos los convertidores conectados al sistema, ya que el contenido armónico de éstos también afecta a la corriente o tensión objeto de estudio. El sistema final objeto de análisis está fuertemente acoplado y es lineal por lo que se puede aplicar el teorema de superposición para analizar la calidad de onda de una señal debido a la influencia de todos los convertidores. Se ha podido comprobar que a medida que la frecuencia de conmutación del convertidor se acerca a la/s frecuencia/s de resonancia del sistema, el rizado de las corrientes del PEB-DCDS puede ser muy elevado, llegando a oscilar de tal forma que probablemente activarían las protecciones del convertidor.

La validación del modelo analítico se ha llevado a cabo en el entorno de simulación *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM* y en una plataforma real de experimentación que posee una configuración y arquitectura cercana a la podría ser instalada en un buque real. Se han definido dos aspectos principales a validar: el modelo de la red de distribución y la respuesta dinámica de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS.

La validación del circuito de distribución (modelo de red de un PEB-DCDS de cuatro ramas) permite corroborar la localización de las frecuencias de resonancia del sistema y conocer la exactitud del método empleado para estimar las impedancias parásitas de la red DC. Para ello, se ha contemplado un escenario donde los cuatro convertidores están conectados al sistema (sus capacidades de bus están conectados a la red DC) pero éstos no se encuentran en operación. El diagrama de Bode correspondiente al circuito presente en la plataforma real se ha obtenido de manera experimental mediante la utilización de una fuente programable capaz de inyectar tensiones y corrientes a diferentes frecuencias en el circuito. Los resultados obtenidos comparando el diagrama de Bode obtenido experimentalmente con respecto al obtenido directamente por medio del modelo analítico propuesto, muestran que las resonancias están más amortiguadas y ligeramente desplazadas a la derecha en la realidad. De esta forma, considerando los diferentes análisis realizados a lo largo del documento, se puede deducir que en la plataforma de ensayos hay más resistencia y menos inductancia parásitas de las estimadas inicialmente de manera teórica. Esta diferencia puede ser debida a que, para la estimación de las impedancias parásitas de la red DC, no se tienen en cuenta las diferentes conexiones y uniones existentes dentro de los armarios o módulos de potencia y en general a lo largo del bus DC. Sin embargo, los ensayos demuestran que el método empleado para la estimación de las impedancias parásitas es suficientemente preciso y considerablemente útil para localizar el rango de frecuencias donde se sitúan las resonancias del sistema.

La validación del comportamiento dinámico de las tensiones y corrientes del PEB-DCDS se ha realizado para distintas configuraciones de PEB-DCDS con los convertidores conectados al sistema y esta vez en operación. Para ello, se ha sometido al sistema a demandas abruptas de potencia y cambios en la consigna de tensión de bus DC. Los

resultados obtenidos demuestran que tanto el modelo analítico desarrollado como el modelo (no-lineal) de simulación construido en *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM* se ajustan bastante bien a las medidas obtenidas con la plataforma experimental en operación.

Además del modelo analítico, el trabajo de investigación realizado propone una solución para mitigar el efecto de las resonancias del sistema sobre la estabilidad y la calidad de señal de un PEB-DCDS poco amortiguado. La solución propuesta es una estrategia de control de amortiguamiento activo que actúa como una impedancia virtual conectada en paralelo a los convertidores, modificando así su respuesta frecuencial en las frecuencias donde se sitúan las resonancias. Si el lazo de control de amortiguamiento activo se ajusta debidamente, tal y como se ha descrito en el documento, únicamente actúa cuando las resonancias del sistema son excitadas. De esta forma se evita que la solución consuma corriente o potencia en régimen permanente. A diferencia de las soluciones basadas en filtros pasivos, mediante esta estrategia de control se prescinde de un gasto extra o espacio requerido, ya que el lazo de control se puede incorporar en la arquitectura o software de control del convertidor. Cabe destacar el hecho de que tanto la dinámica del lazo de corriente como la frecuencia de conmutación del convertidor limitan la capacidad del control de amortiguamiento para atenuar frecuencias de resonancia. La validación de la estrategia de control de amortiguamiento activo se ha llevado a cabo en el modelo analítico desarrollado y en el modelo no-lineal construido sobre el entorno de simulación *Matlab/SimulinkTM & SimPower SystemsTM*, mostrando su efectividad tanto en régimen permanente como en transitorio.

Finalmente, se puede concluir que el modelo analítico desarrollado en este trabajo de investigación puede ser utilizado como herramienta de apoyo y optimización de un PEB-DCDS desde las etapas iniciales de diseño, ya que permite analizar o evaluar el comportamiento dinámico y la calidad de señal del PEB-DCDS y ver cuánto de alejado se encuentra de los objetivos, especificaciones o requisitos impuestos. Uno de los aspectos más favorables del modelo es su bajo coste computacional en comparación con modelos de simulación no-lineales de mayor complejidad y coste computacional los cuales modelan o incluyen fenómenos tales como la modulación, conmutación, discretización, retardos, o tiempos muertos, entre otros.

6.1.1 Principales aportaciones

A continuación se resumen las principales aportaciones de este trabajo de investigación.

La base de este trabajo de tesis y su principal contribución es un modelo analítico multivariable y lineal que representa un sistema de distribución DC basado en electrónica de potencia o PEB-DCDS orientado a buques con propulsión eléctrica. Se ha contemplado un sistema de distribución genérico que incluye la posibilidad de integrar una o varias sub-redes o redes internas dentro del PEB-DCDS y que es extensible a distintas configuraciones de PEB-DCDS. Siguiendo el procedimiento matemático propuesto, la incorporación de nuevas ramas se puede realizar de forma relativamente simple.

La segunda aportación de esta tesis está relacionada con la metodología empleada para realizar los análisis de estabilidad y de calidad de señal en el PEB-DCDS. Tal y como se ha visto a lo largo del documento, este modelo analítico se presta a realizar análisis de diferentes naturalezas, tanto en el dominio temporal como en el dominio frecuencial, mediante los cuales se obtiene información muy valiosa a tener en cuenta desde las etapas iniciales de diseño del PEB-DCDS.

Fruto del modelo analítico propuesto surge la tercera contribución; un método para la sintonía del lazo de control de tensión presente en el rectificador de frente activo utilizado para generar la tensión de la red DC. Este criterio permite que el sistema cumpla con las especificaciones de dinámica establecidas y garantiza que no se active la protección del convertidor ante perturbaciones bruscas de potencia.

Finalmente, la cuarta aportación de este trabajo de investigación está relacionada con el desarrollo de una estrategia de control de amortiguamiento activo. Este lazo de control, cuya sintonía se puede realizar utilizando información extraída del modelo analítico, permite mitigar los efectos de las resonancias presentes en la red DC sobre las corrientes y tensiones de un PEB-DCDS poco amortiguado sin interferir en la dinámica dominante del sistema y puede ser incorporado en la arquitectura de control de cualquier convertidor sin coste adicional.

6.2 Contribución científica

A continuación se enumeran las aportaciones científicas que han resultado de este trabajo:

Publicaciones

- A. Alacano, J. J. Valera-García, and G. Abad, “A Multivariable Modeling Approach for the Design of Power Electronics Based DC Distribution Systems in Diesel-Electric Vessels,” in *the 17th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2016*, 2016, pp. 1-8.
- A. Alacano, G. Abad and J. J. Valera-García, “Active Damping Control Strategy to Avoid Resonance Issues in Diesel-Electric Vessels with DC Distribution Systems,” in *the 17th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2016*, 2016, pp. 1-8.
- A. Alacano, J. J. Valera-García, G. Abad, and P. Izurza, “Power Electronics Based DC Distribution Systems for Electrically Propelled Vessels: A Multivariable Modeling Approach for Design and Analysis,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017. **Under revision.**

6.3 Líneas futuras

Las tareas pendientes de realización en el contexto de este trabajo y los posibles aspectos en los que podría resultar interesante profundizar para la optimización del modelo analítico de un PEB-DCDS se resumen a continuación.

Una de las principales tareas pendientes consiste en la validación experimental de la estrategia de control de amortiguamiento activa propuesta en este trabajo. Además, para poder definir una metodología de diseño de un PEB-DCDS sería necesario llevar a cabo un análisis de fallos o cortocircuitos en el PEB-DCDS.

Así mismo, se pueden ir integrando extensiones al modelo que permitan tener en cuenta aspectos tales como la consideración de estrategias de control para la operación autónoma de los convertidores [59], [64]–[69]. De esta forma habría más de un convertidor encargado de regular la tensión DC de la red y el “reparto de carga”. También se podrían incluir convertidores DC/DC para conectar sistemas de almacenamiento de energía y/o de generación mediante fuentes renovables al PEB-DCDS. Los sistemas de almacenamiento de energía mejorarían la eficiencia del sistema y reducirían aún más el consumo de fuel, permitiendo reducir los transitorios bruscos de potencia, las variaciones de tensión y las emisiones contaminantes [3], [21], [22], [148]. Además, este tipo de convertidores podrían emplearse a modo de ‘*DC circuit breakers*’ en el sistema de protección [149] o incluso a modo de transformadores de estado sólido o SST (*Solid State Transformers*) para adaptar niveles de tensión y garantizar un aislamiento galvánico [41], [61].

Por otro lado, sería interesante considerar convertidores de otra naturaleza como por ejemplo convertidores de Media Tensión (MT), ya que la distribución en DC en Media Tensión se sitúa como una solución atractiva para los sistemas de distribución de buques íntegramente eléctricos o AES [41]. Una distribución DC en MT cuenta con los mismos beneficios de la distribución DC en Baja Tensión mencionados en el Capítulo 1 e incorpora la ventaja de una mejor gestión de las corrientes de fallo. Aun así, es una topología en la que todavía se están realizando numerosos esfuerzos en investigar [112], [113].

Finalmente, se podría analizar el efecto de la resistencia e inductancia parásita de los condensadores de bus de los convertidores. Dependiendo del valor de estos parámetros, su efecto sobre la impedancia total de la red DC puede llegar a ser considerable. Unido a esta idea, se podría hilar todavía más fino y extender el análisis integrando fenómenos más complejos tales como la variación de los valores de R y L de la red DC asociados a la variación de temperatura (relacionados a su vez con el punto de operación). Así mismo, el contemplar el circuito en modo común u homopolar del sistema, permitiría analizar tensiones y corrientes en modo común y por tanto su interacción con el circuito dominante de la red DC y problemáticas asociadas a capacidades parásitas a tierra, bucles homopolares del circuito DC/AC, etc.

Tanto las aportaciones obtenidas en este trabajo de investigación, como las tareas pendientes de realizar o los aspectos a integrar, darían como resultado un conjunto de

herramientas que permitirían definir una metodología de diseño de un PEB-DCDS orientada a buques con propulsión eléctrica, tal y como se muestra en el diagrama de la Figura 6.1. Así mismo, realizar un análisis del peso, volumen y coste del sistema eléctrico es un aspecto a considerar en la metodología de diseño del sistema de distribución [150].

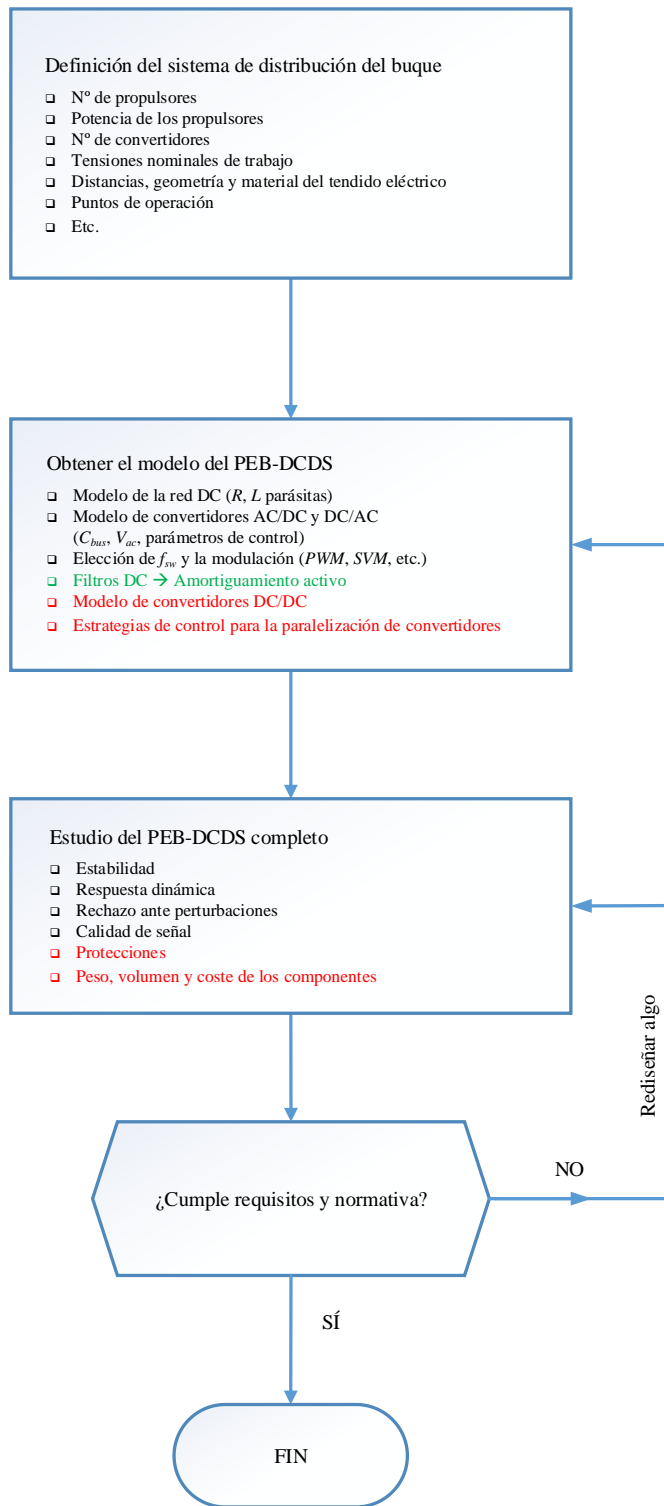


Figura 6.1. Diagrama de flujo de la metodología de diseño de un PEB-DCDS con las aportaciones y las líneas de trabajo a incorporar.

Referencias

- [1] “Ulstein.” [Online]. Available: www.ulstein.com.
- [2] A. K. Ådnanes, “Maritime Electrical Installations And Diesel Electric Propulsion,” ABB, 2003.
- [3] MAN Marine Engines & Systems, “Diesel-electric Drives. Diesel-electric Propulsion Plants.” pp. 1–27.
- [4] T. J. McCoy, “Electric Ships Past, Present, and Future [Technology Leaders],” *IEEE Electrif. Mag.*, vol. 3, no. 2, pp. 4–11, Jun. 2015.
- [5] E. Skjong, E. Rodskar, M. Molinas, T. A. Johansen, and J. Cunningham, “The Marine Vessel’s Electrical Power System: From its Birth to Present Day,” *Proc. IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2410–2424, Dec. 2015.
- [6] E. Skjong, R. Volden, E. Rodskar, M. Molinas, T. A. Johansen, and J. Cunningham, “Past, Present, and Future Challenges of the Marine Vessel’s Electrical Power System,” *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 2, no. 4, pp. 522–537, Dec. 2016.
- [7] “Life at SEA.” [Online]. Available: http://mylifeatsea.blogspot.com.es/2009_05_01_archive.html.
- [8] M. Hokkanen, “Elektrische Schiffsantriebssysteme.” ABB, 2012.
- [9] Siemens, “Reference list. Offshore Vessels. Low Voltage Propulsion.” 2012.
- [10] R. R. Chan, L. Chua, and T. Tjahjowidodo, “Enabling technologies for sustainable all — Electric hybrid vessels (Invited paper),” in *2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2016, pp. 401–406.
- [11] J. J. Valera-García and I. Atutxa-Lekue, “Sistemas Integrados de Potencia en Buques Offshore: Control, tendencias y retos,” *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 13, no. 1, pp. 3–14, 2016.
- [12] J. F. Hansen, J. O. Lindtjørn, T. A. Myklebust, and K. Vänskä, “Trends in technology: onboard DC grid,” *ABB Review*, no. 2, pp. 29–33, 2012.
- [13] J. F. Hansen, J. O. Lindtjørn, and K. Vanska, “Onboard DC Grid for enhanced DP operation in ships,” in *MTS Dynamic Positioning Conference*, 2011.
- [14] ABB, “Onboard DC Grid. The step forward in Power Generation and Propulsion,” 2012. [Online]. Available: [http://www04.abb.com/global/seitp/seitp202.nsf/0/292d42e87306453dc12579ad0050a457/\\$file/12_10_OnboardDCGrid_Technical-Information.pdf](http://www04.abb.com/global/seitp/seitp202.nsf/0/292d42e87306453dc12579ad0050a457/$file/12_10_OnboardDCGrid_Technical-Information.pdf).
- [15] Siemens, “BlueDrive PlusC.” [Online]. Available:

- https://w3.siemens.no/home/no/no/sector/industry/marine/Documents/Orig.BDPC_16pages.pdf.
- [16] R. Prenc, A. Cuculic, and I. Baumgartner, “Advantages of using a DC power system on board ship,” *J. Marit. Transp. Sci.*, vol. 52, pp. 83–97, 2016.
- [17] A. Opdahl, “Fuel Savings Obtained by Replacing Traditional AC-distribution Systems onboard Vessels with DC-distribution Systems,” NTNU - Trondheim. Norwegian University of Science and Technology, 2013.
- [18] J. F. Hansen, J. O. Lindtjorn, U. U. Odegaard, and T. A. Myklebust, “Increased operational performance of OSVs by Onboard DC Grid,” in *4th International Conference on Technology and Operation of Offshore Support Vessels*, 2011.
- [19] F. D. Kanellos, G. J. Tsekouras, and J. Prousalidis, “Onboard DC grid employing smart grid technology: challenges, state of the art and future prospects,” 2014.
- [20] S. Rao K., P. J. Chauhan, S. K. Panda, G. Wilson, Xiong Liu, and A. K. Gupta, “An Exercise to Qualify LVAC and LVDC Power System Architectures for a Platform Supply Vessel,” in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2016, pp. 332–337.
- [21] B. Zahedi, L. E. Norum, and K. B. Ludvigsen, “Optimized efficiency of all-electric ships by dc hybrid power systems,” *J. Power Sources*, vol. 255, pp. 341–354, 2014.
- [22] B. Zahedi, “Shipboard DC Hybrid Power Systems: Modeling, efficiency analysis and stability control,” Norwegian University of Science and Technology (NTNU), 2014.
- [23] S. Jayasinghe, L. Meegahapola, N. Fernando, Z. Jin, and J. M. Guerrero, “Review of Ship Microgrids: System Architectures, Storage Technologies and Power Quality Aspects,” *Inventions*, vol. 2, no. 1, p. 4, Feb. 2017.
- [24] ABB, “Onboard DC Grid - one year in operation.” [Online]. Available: <http://new.abb.com/marine/generations/technology/onboard-dc-grid---one-year-in-operation>.
- [25] “Electric Propulsion Drive Using DC Bus On OSVs.” [Online]. Available: <http://www.ynfpublishers.com/2011/02/electric-propulsion-drive-using-dc-bus-on-osvs>.
- [26] T. Oomkens and A. Rudgley, “In Depth: A Big Cat Far from Becoming Extinct.” [Online]. Available: <http://worldmaritimeneews.com/archives/141329/a-big-cat-far-from-becoming-extinct/>.
- [27] “Dubbeldoop Abis Dover en Abis Dublin.” [Online]. Available: <http://koopvaardij.blogspot.com.es/2012/09/dubbeldoop-abis-dover-en-abis-dublin.html>.
- [28] Siemens, “Animation of Blue Drive PulsC.” [Online]. Available: <https://vimeo.com/105129769>.
- [29] ABB, “Dina Star.” [Online]. Available: <http://new.abb.com/marine/references/dina-star>.
- [30] Corvus Energy, “Edda Ferd – Platform Supply Vessel PSV.” [Online]. Available: <http://corvusenergy.com/marine-project/edda-ferd-platform-supply-vessel-psv/>.
- [31] Gondan Shipbuilders, “Edda Ferd.” [Online]. Available: http://www.gondan.com/es/portfolio_page/edda-ferd/.
- [32] “Vision of the Fjords.” [Online]. Available:

- <http://new.abb.com/marine/references/vision-of-the-fjords>.
- [33] “ABB Orders Cable-laying Vessel.” [Online]. Available: <https://www.marinelink.com/news/cablelaying-orders-vessel398047>.
- [34] “ABB to provide power, propulsion and automation for world’s most advanced port icebreaker.” [Online]. Available: <http://www.abb.com/cawp/seitp202/701B21FE858B55AEC1257F1F000FF964.aspx>.
- [35] N. Doerry, “Naval Power Systems: Integrated power systems for the continuity of the electrical power supply.,” *IEEE Electrifi. Mag.*, vol. 3, no. 2, pp. 12–21, Jun. 2015.
- [36] J. G. Ciezki and R. W. Ashton, “Selection and stability issues associated with a navy shipboard DC zonal electric distribution system,” *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 15, no. 2, pp. 665–669, 2000.
- [37] C. R. Petry and J. W. Rumburg, “Zonal electrical distribution systems: an affordable architecture for the future,” *Nav. Eng. J.*, vol. 105, no. 3, pp. 45–51, 1993.
- [38] D. Ritchie, C. Booth, and J. Devlin, “Protection of Future Marine Electrical Systems,” in *Universities’ Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International*, 2011, pp. 1–6.
- [39] M. Bash, R. R. Chan, J. Crider, C. Harianto, J. Lian, J. Neely, S. D. Pekarek, S. D. Sudhoff, and N. Vaks, “A Medium Voltage DC Testbed for ship power system research,” in *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2009, pp. 560–567.
- [40] F. D. Kanellos, J. Prousalidis, and G. J. Tsekouras, “Optimal Active Power Management in All Electric Ship Employing DC Grid Technology,” in *Operational Research in Business and Economics: 4th International Symposium and 26th National Conference on Operational Research, Chania, Greece, June 2015*, E. Grigoroudis and M. Doumpos, Eds. Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 271–284.
- [41] S. Castellan, R. Menis, A. Tessarolo, and G. Sulligoi, “Power electronics for all-electric ships with MVDC power distribution system: An overview,” in *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2014, pp. 1–7.
- [42] A. Tessarolo, S. Castellan, R. Menis, and G. Sulligoi, “Electric generation technologies for all-electric ships with Medium-Voltage DC power distribution systems,” in *2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2013, pp. 275–281.
- [43] B. Zahedi and L. E. Norum, “Modeling and Simulation of All-Electric Ships With Low-Voltage DC Hybrid Power Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4525–4537, Oct. 2013.
- [44] Z. Jin, G. Sulligoi, R. Cuzner, L. Meng, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Next-Generation Shipboard DC Power System: Introducing Smart Grid and dc Microgrid Technologies into Maritime Electrical Networks,” *IEEE Electrifi. Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 45–57, Jun. 2016.
- [45] Zheming Jin, M. Savaghebi, J. C. Vasquez, Lexuan Meng, and J. M. Guerrero, “Maritime DC microgrids - a combination of microgrid technologies and maritime onboard power system for future ships,” in *2016 IEEE 8th International Power*

- Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 179–184.
- [46] M. E. Baran and N. R. Mahajan, “DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 39, no. 6, pp. 1596–1601, 2003.
- [47] S. Girinon, H. Piquet, N. Roux, and B. Sareni, “Analytical input filter design in DC distributed power systems approach taking stability and quality criteria into account,” in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE’09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1–10.
- [48] X. Liu, A. Forsyth, H. Piquet, S. Girinon, X. Roboam, N. Roux, A. Griffo, J. Wang, S. Bozhko, and P. Wheeler, “Power quality and stability issues in more-electric aircraft electrical power systems,” *Rapp. Tech. MOET Proj. Consort.*, 2009.
- [49] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, “Active Stabilization of DC Microgrids Without Remote Sensors for More Electric Aircraft,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, pp. 2352–2360, Sep. 2013.
- [50] S. D. Sudhoff, S. F. Glover, P. T. Lamm, D. H. Schmucker, and D. E. Delisle, “Admittance space stability analysis of power electronic systems,” *Aerosp. Electron. Syst. IEEE Trans.*, vol. 36, no. 3, pp. 965–973, 2000.
- [51] R. T. Naayagi, “A review of more electric aircraft technology,” in *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*, 2013, pp. 750–753.
- [52] B. Sarlioglu and C. T. Morris, “More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft,” *IEEE Trans. Transp. Electrifi.*, vol. 1, no. 1, pp. 54–64, Jun. 2015.
- [53] P. Wheeler and S. Bozhko, “The More Electric Aircraft: Technology and challenges,” *IEEE Electrifi. Mag.*, vol. 2, no. 4, pp. 6–12, Dec. 2014.
- [54] P. W. Wheeler, J. C. Clare, A. Trentin, and S. Bozhko, “An overview of the more electrical aircraft,” *Proc. Inst. Mech. Eng. Part G J. Aerosp. Eng.*, vol. 227, no. 4, pp. 578–585, Apr. 2013.
- [55] H. Zhang, C. Saudemont, B. Robyns, and R. Meuret, “Comparison of different DC voltage supervision strategies in a local Power Distribution System of More Electric Aircraft,” *Math. Comput. Simul.*, vol. 81, no. 2, pp. 263–276, Oct. 2010.
- [56] M. Cupelli, F. Ponci, G. Sulligoi, A. Vicenzutti, C. S. Edrington, T. El-Mezyani, and A. Monti, “Power Flow Control and Network Stability in an All-Electric Ship,” *Proc. IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2355–2380, Dec. 2015.
- [57] S. Whaite, B. Grainger, and A. Kwasinski, “Power Quality in DC Power Distribution Systems and Microgrids,” *Energies*, vol. 8, no. 5, pp. 4378–4399, May 2015.
- [58] T. Dragicevic, X. Lu, J. Vasquez, and J. Guerrero, “DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [59] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, and J.-W. Jung, “AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 24, pp. 387–405, Aug. 2013.
- [60] A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, “DC microgrids and

- distribution systems: An overview,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 119, pp. 407–417, Feb. 2015.
- [61] I. Patrao, E. Figueres, G. Garcerá, and R. González-Medina, “Microgrid architectures for low voltage distributed generation,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 43, pp. 415–424, Mar. 2015.
- [62] E. Planas, J. Andreu, J. I. Gárate, I. Martínez de Alegría, and E. Ibarra, “AC and DC technology in microgrids: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 43, pp. 726–749, Mar. 2015.
- [63] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “DC Microgrids - Part II: A Review of Power Architectures, Applications and Standardization Issues,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, May 2016.
- [64] E. Unamuno and J. A. Barrena, “Primary control operation modes in islanded hybrid ac/dc microgrids,” in *IEEE EUROCON 2015 - International Conference on Computer as a Tool (EUROCON)*, 2015, pp. 1–6.
- [65] E. Unamuno and J. A. Barrena, “Hybrid ac/dc microgrids—Part II: Review and classification of control strategies,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 52, pp. 1123–1134, Dec. 2015.
- [66] E. Unamuno and J. Barrena, “Equivalence of Primary Control Strategies for AC and DC Microgrids,” *Energies*, vol. 10, no. 1, p. 91, Jan. 2017.
- [67] W. W. Weaver, R. D. Robinett, G. G. Parker, and D. G. Wilson, “Distributed control and energy storage requirements of networked Dc microgrids,” *Control Eng. Pract.*, vol. 44, pp. 10–19, Nov. 2015.
- [68] L. Yang, Y. Chen, A. Luo, W. Wu, K. Huai, X. Zhou, L. Zhou, Q. Xu, and J. M. Guerrero, “Second Ripple Current Suppression by Two Band-Pass Filters and Current Sharing Method for Energy Storage Converters in DC Microgrid,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2016.
- [69] E. A. A. Coelho, D. Wu, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, T. Dragičević, Č. Stefanović, and P. Popovski, “Small-Signal Analysis of the Microgrid Secondary Control Considering a Communication Time Delay,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6257–6269, 2016.
- [70] S. Ahmed, Z. Shen, P. Mattavelli, D. Boroyevich, and K. Karimi, “Small-Signal Model of a Voltage Source Inverter (VSI) and a voltage source converter (VSC) Considering the Dead-Time Effect and Space Vector Modulation Types,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1–1, 2016.
- [71] D. K. Fulwani and S. Singh, *Mitigation of Negative Impedance Instabilities in DC Distribution Systems: A Sliding Mode Control Approach*. Springer, 2016.
- [72] M. Salmani and C. S. Edrington, “Method for small-signal stability assessment of power systems using source side shunt current injection and load side perturbations.” US 9470762 B1, 2016.
- [73] X. Lu, K. Sun, L. Huang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and Y. Xing, “Virtual impedance based stability improvement for DC microgrids with constant power loads,” *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, no. 51177083, pp. 2670–2675, 2014.
- [74] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, “Constant-power load system stabilization by passive damping,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1832–1836, 2011.

- [75] A. Riccobono and E. Santi, "Stability analysis of an all-electric ship MVDC Power Distribution System using a novel Passivity-Based Stability Criterion," in *Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), 2013 IEEE*, 2013, pp. 411–419.
- [76] G. J. Roth, "Stability Analysis of a Constant Power Load Serviced by a Buck Converter as the Source Impedance Varies," DTIC Document, 2012.
- [77] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, 2006.
- [78] A. Emadi and A. Ehsani, "Dynamics and Control of Multi-Converter DC Power Electronic Systems," *2001 IEEE 32nd Annu. Power Electron. Spec. Conf. (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 1, pp. 248–253, 2001.
- [79] S. Singh, A. R. Gautam, and D. Fulwani, "Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 72, no. January, pp. 407–421, May 2017.
- [80] S. D. Sudhoff and S. F. Glover, "Three-dimensional stability analysis of DC power electronics based systems," *Power Electron. Spec. Conf. 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annu.*, vol. 1, no. c, pp. 101–106 vol.1, 2000.
- [81] S. D. Sudhoff, S. F. Glover, S. H. Zak, S. D. Pekarek, E. J. Zivi, D. E. Delisle, and D. Clayton, "Stability analysis methodologies for DC power distribution systems," in *Proceedings of the 13th International Ship Control Systems Symposium*, 2003.
- [82] S. D. Sudhoff and J. M. Crider, "Advancements in Generalized Immittance Based Stability Analysis of DC Power Electronics Based Distribution Systems," *IEEE Electr. Sh. Technol. Symp. ESTS 2011*, pp. 207–212, 2011.
- [83] H. Suryanarayana and S. D. Sudhoff, "Refinements in Generalized Immittance Based Stability Analysis of DC Power Electronics Based Distribution Systems," in *2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2015, pp. 80–85.
- [84] A. Riccobono and E. Santi, "Comprehensive Review of Stability Criteria for DC Power Distribution Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, Sep. 2014.
- [85] A. Riccobono and E. Santi, "A novel Passivity-Based Stability Criterion (PBSC) for switching converter DC distribution systems," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 2560–2567.
- [86] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," *IAS'76*, 1976.
- [87] X. Wang, R. Yao, and F. Rao, "Three-step impedance criterion for small-signal stability analysis in two-stage DC distributed power systems," *Power Electron. Lett. IEEE*, vol. 1, no. 3, pp. 83–87, 2003.
- [88] "DC Stability Toolbox v3.0." Purdue University.
- [89] S. F. Glover, "Modeling and stability analysis of power electronics based systems," Purdue University, 2003.
- [90] M. K. Zadeh, G.-G. Roghayeh, S. Pierfederici, N.-M. Babak, and M. Molinas, "A discrete-time tool to analyze the stability of weakly filtered active front-end PWM converters," in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo*

- (ITEC), 2014, pp. 1–7.
- [91] M. Karbalaye Zadeh, R. Gavagsaz-Ghoachani, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and M. Molinas, “Stability Analysis and Dynamic Performance Evaluation of a Power Electronics-Based DC Distribution System With Active Stabilizer,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 93–102, Mar. 2016.
- [92] M. K. Zadeh, R. Gavagsaz-Ghoachani, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and M. Molinas, “Dynamic analysis of an on-board DC distribution system with active stabilizer,” in *2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2015, pp. 1–6.
- [93] S. Nadarajan, A. K. Gupta, and S. K. Panda, “Review of smart grid requirements and design standards for future Naval vessels,” in *2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2016, pp. 338–343.
- [94] T. Kourmpelis, J. Prousalidis, D. Spathis, S. Dallas, F. Kanellos, and M. Korn, “Power quality analysis for the highly-electric asset with DC power distribution,” in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, 2015, pp. 1–7.
- [95] Y. Khersonsky, “New IEEE Power Electronics Standards for Ships.”
- [96] M. Kempkes, I. Roth, and M. Gaudreau, “Solid-state circuit breakers for Medium Voltage DC power,” in *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, pp. 254–257.
- [97] L. Qi, A. Antoniazzi, L. Raciti, and D. Leoni, “Design of Solid State Circuit Breaker Based Protection for DC Shipboard Power Systems,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2016.
- [98] S. Krstic, E. L. Wellner, A. R. Bendre, and B. Semenov, “Circuit Breaker Technologies for Advanced Ship Power Systems,” in *2007 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2007, pp. 201–208.
- [99] E. L. Wellner and A. R. Bendre, “IGCTs vs. IGBTs for circuit breakers in advanced ship electrical systems,” in *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2009, pp. 400–405.
- [100] R. Cuzner, D. MacFarlin, D. Clinger, M. Rumney, and G. Castles, “Circuit breaker protection considerations in power converter-fed DC Systems,” in *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2009, pp. 360–367.
- [101] J. Lindtjoern, “A DC-power system with system protection capabilities,” EP 2 634 885 B1, 2015.
- [102] M. E. Baran and N. R. Mahajan, “Overcurrent protection on voltage-source-converter-based multiterminal DC distribution systems,” *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 22, no. 1, pp. 406–412, 2007.
- [103] M. Baran and N. R. Mahajan, “PEBB Based DC System Protection: Opportunities and Challenges,” in *Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005/2006 IEEE PES*, 2006, pp. 705–707.
- [104] M. E. Baran, S. Teleke, and S. Bhattacharya, “Overcurrent protection in DC zonal shipboard power systems using solid state protection devices,” in *Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS’07. IEEE*, 2007, pp. 221–224.
- [105] Z. Xu, B. Zhang, S. Sirisukprasert, X. Zhou, and A. Q. Huang, “The emitter turn-

- off thyristor-based DC circuit breaker,” in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*, 2002, vol. 1, pp. 288–293.
- [106] J. Häfner and B. Jacobson, “Device and method to break the current of a power transmission or distribution line and current limiting arrangement,” 2012.
- [107] J. M. Meyer and A. Rufer, “A DC hybrid circuit breaker with ultra-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (IGCTs),” *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 21, no. 2, pp. 646–651, 2006.
- [108] P. Cairoli and R. A. Dougal, “New Horizons in DC Shipboard Power Systems: New fault protection strategies are essential to the adoption of dc power systems,” *IEEE Electr. Mag.*, vol. 1, no. 2, pp. 38–45, Dec. 2013.
- [109] P. Cairoli, I. Kondratiev, and R. a. Dougal, “Coordinated control of the bus tie switches and power supply converters for fault protection in DC microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 2037–2047, 2013.
- [110] P. Cairoli, R. A. Dougal, and K. Lentijo, “Coordination between supply power converters and contactors for fault protection in multi-terminal MVDC distribution systems,” in *2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2013, pp. 493–499.
- [111] J. Tucker, D. Martin, R. Mersenski, A. Barkley, P. Cairoli, U. Ghisla, A. Riccobono, R. Dougal, and E. Santi, “Fault protection and ride-through scheme for MVDC power distribution systems utilizing a supervisory controller,” in *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, pp. 319–325.
- [112] N. H. Doerry, “Next Generation Integrated Power Systems for the Future Fleet,” in *Corbin A. McNeill Symposium*, 2009, pp. 1–22.
- [113] “IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships,” *IEEE Std 1709-2010*. pp. 1–54, 2010.
- [114] K. Vänskä, “Onboard DC Grid. The step forward in Power Generation and Propulsion.” 2012.
- [115] “Provelectro. Proveedores eléctricos.” [Online]. Available: <http://provelectro-ec.com/index.php/productos.html>.
- [116] “Busbar section for Logstrup Low Voltage panel system.” [Online]. Available: <http://www.logstrup.com/content/busbar-section>.
- [117] M. M. Saha, J. J. Izykowski, and E. Rosolowski, *Fault location on power networks*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [118] “Transmission line models.” [Online]. Available: http://nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT-KANPUR/power-system/chapter_2/chap2.htm.
- [119] M. Zubiaga, G. Abad, S. Aurtenetxea, J. A. Barrena, and A. Cárcar, *Energy Transmission and Grid Integration of AC Offshore Wind Farms*. 2012.
- [120] AENOR, “UNE-EN 61660-1: corrientes de cortocircuito en instalaciones auxiliares de corriente continua de centrales y subestaciones. Parte 1: Cálculo de las corrientes de cortocircuito.” AENOR (Asociación Española de Normalización y Certificación), 1999.
- [121] S. Caniggia and F. Maradei, *Signal Integrity and Radiated Emission of High-Speed Digital Systems*. Wiley, 2008.
- [122] C. Hoer and C. Love, “Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors

- With Applications to More Complicated Geometries,” *J. Res. Natl. Bur. Stand. - C. Eng. Instrum.*, vol. 69C, No.2, 1965.
- [123] A. Ametani, T. Ohno, and N. Nagaoka, *Cable System Transients*. Singapore: John Wiley & Sons, Singapore Pte. Ltd, 2015.
- [124] R. W. Erickson and D. Marsimovic, “Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers,” *Norwell, MA*, 2001.
- [125] R. Teodorescu and M. Liserre, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, vol. 29. John Wiley & Sons, 2011.
- [126] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*, vol. 85. John Wiley & Sons, 2011.
- [127] G. Abad, *Power electronics and electric drives for traction applications*. John Wiley & Sons, 2016.
- [128] A. Milikua, “Estrategias de control de un compensador paralelo de reactiva en redes con tensiones desequilibradas,” Mondragon Unibertsitatea, 2015.
- [129] K. Tsuboi, M. Tsuji, and E. Yamada, “A simplified method of calculating busbar inductance and its application for stray resonance analysis in an inverter dc link,” *Electr. Eng. Japan*, vol. 126, no. 3, pp. 49–63, 1999.
- [130] B. Wu, *High-power converters and ac drives*. A John Wiley & Sons. John Wiley & Sons, 2006.
- [131] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, vol. 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [132] M. Bierhoff and F. W. Fuchs, “DC link harmonics of three phase voltage source converters influenced by the pulse width modulation strategy-an analysis,” *31st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2005. IECON 2005.*, pp. 491–496, 2005.
- [133] S. Haghbin and T. Thiringer, “Impact of Line Current Harmonics on the DC Bus Quality of a Three-Phase PWM Inverter,” *Int. J. Electr. Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 184–188, 2014.
- [134] S. Haghbin and T. Thiringer, “DC bus current harmonics of a three-phase PWM inverter with the zero sequence injection,” in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014, pp. 1–6.
- [135] Young-Wook Park, Dong-Choon Lee, and Jul-Ki Seok, “Spectral analysis of DC link ripple currents in three-phase AC/DC/AC PWM converters feeding AC machines,” in *IECON’01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*, 2001, vol. 2, no. C, pp. 1055–1060.
- [136] “Ingeteam.” [Online]. Available: www.ingeteam.com.
- [137] A. G. Yepes, “Digital Resonant Current Controllers for Voltage Source Converters,” 2011.
- [138] M. K. Zadeh, R. Gavagsaz-Ghoachani, J.-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and M. Molinas, “Discrete-Time Modeling, Stability Analysis, and Active Stabilization of DC Distribution Systems With Multiple Constant Power Loads,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 4888–4898, Nov. 2016.
- [139] J. Siegers, S. Arrua, and E. Santi, “Stabilizing Controller Design for Multibus MVDC Distribution Systems Using a Passivity-Based Stability Criterion and Positive Feedforward Control,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5,

- no. 1, pp. 14–27, Mar. 2017.
- [140] M. Wu and D. D.-C. Lu, “Active stabilization methods of electric power systems with constant power loads: a review,” *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 233–243, Sep. 2014.
- [141] A. Riccobono, J. Siegers, and E. Santi, “Stabilizing positive feed-forward control design for a DC power distribution system using a passivity-based stability criterion and system bus impedance identification,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014, pp. 1139–1146.
- [142] A. A. a Radwan and Y. A.-R. I. Mohamed, “Linear Active Stabilization of Converter-Dominated DC Microgrids,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 203–216, Mar. 2012.
- [143] M. Wu and D. D.-C. Lu, “A Novel Stabilization Method of LC Input Filter with Constant Power Loads without Load Performance Compromise in DC Microgrids,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 3, no. c, pp. 1–1, 2014.
- [144] A. M. Rahimi and A. Emadi, “Active damping in DC/DC power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1428–1439, 2009.
- [145] S. D’Arco, J. A. Suul, and M. Molinas, “Implementation and Analysis of a Control Scheme for Damping of Oscillations in VSC-based HVDC Grids,” *16th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo.*, pp. 586–593, 2014.
- [146] X. Zhang and W. Ming, “Stabilization of a Cascaded DC System via Adding a Virtual Impedance in Series with the Load Converter,” vol. 31, no. 3, pp. 1826–1832, 2016.
- [147] E. Planas, “Aportaciones al diseño del control jerárquico de microrredes eléctricas,” Universidad del País Vasco - Euskal Herriko Unibertsitatea, 2012.
- [148] R. Mo and H. Li, “Hybrid Energy Storage System with Active Filter Function for Shipboard MVDC System Applications Based on Isolated Modular Multilevel DC/DC Converter (IM2DC),” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2016.
- [149] D. Jovcic and Bin Wu, “Fast fault current interruption on high-power DC networks,” in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–6.
- [150] R. Soman, M. Steuer, T. Toshon, M. O. Faruque, and R. M. Cuzner, “Size and Weight Computation of MVDC Power Equipment in Architectures Developed Using the Smart Ship Systems Design Environment,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2016.

Anexo A

Cálculo de la inductancia parásita de las pletinas

A.1 Fichero principal

```
%-----  
%           Parámetros  
%-----  
clear all;  
cero = 0.00001;  
% barra rectangular 1 (todas las dimensiones en centímetros)  
a = 8;  
b = 0.8;  
l1 = 600;  
  
% barra rectangular 2 (todas las dimensiones en centímetros)  
c = b;  
d = a;  
l2 = l1;  
  
% Distancias entre barras (todas las dimensiones en centímetros)  
E = cero;  
l3 = cero;  
P = 4.25;  
  
% sentidos corrientes (0 ó 1)  
sb1 = 1;  
sb2 = 0;  
%-----
```

```

% Cálculo de la inductancia mutua Mb (microhenrios)
q = [E-a ; E+d-a ; E+d ; E];
r = [P-b ; P+c-b ; P+c ; P];
s = [l3-l1 ; l3+l2-l1 ; l3+l2 ; l3];

Mb = 0.001*operador(q,r,s)/(a*b*c*d);

% Cálculo de la inductancia propia barra 1 Lb1 (microhenrios)
q = [a ; cero ];
r = [b ; cero ];
s = [l1 ; cero];
Lb1 = 0.008*operador2(q,r,s)/(a^2 * b^2);

% Cálculo de la inductancia propia barra 2 Lb2 (microhenrios)
q = [d ; cero];
r = [c ; cero];
s = [l2 ;cero];

Lb2 = 0.008*operador2(q,r,s)/(d^2 * c^2);

% L total barras 1: Lt1 y Lt2 (microhenrios)

if (sb1 == sb2)
    Lt1 = Lb1 + Mb;
    Lt2 = Lb2 + Mb;
else
    Lt1 = Lb1 - Mb;
    Lt2 = Lb2 - Mb;
end
end

```

A.2 Funciones

- Función ‘operador’:

```

function [ o1 ] = operador( q,r,s)

sum1=0;
sum2=0;
sum3=0;
for i=1:4
    sum2=0;
    for j=1:4
        sum3=0;
        for k=1:4
            m=i+j+k+1;
            sum3=sum3+(power(-1,m)* f_xyz(q(i),r(j),s(k)));
        end
        sum2=sum2+sum3;
    end
    sum1=sum1+sum2;
end

o1 = sum1;
end

```


- Función 'operador2':

```
function [ o1 ] = operador2( q,r,s)
sum1=0;
sum2=0;
sum3=0;
for i=1:2
    sum2=0;
    for j=1:2
        sum3=0;
        for k=1:2
            m=i+j+k+1;
            sum3=sum3+(power(-1,m)* f_xyz(q(i),r(j),s(k)));
        end
        sum2=sum2+sum3;
    end
    sum1=sum1+sum2;
end

o1 = sum1;
end
```


Anexo B

Desarrollo de la sintonía del regulador de tensión DC

B.1 Desarrollo y simplificación de la función de transferencia V_{C1}/P_2^* en simbólico

Función de transferencia original:

$$\begin{aligned} & ((C^*L3^*P2_ref^*ka^*Kpi)^*s^4 + (C^*L3^*P2_ref^*ka^*Kii + C^*P2_ref^*R3^*ka^*Kpi + \\ & L3^*P2_ref^*ka^*kd^*Kpi)^*s^3 + (P2_ref^*ka^*Kpi + C^*P2_ref^*R3^*ka^*Kii + L3^*P2_ref^*ka^*kd^*Kii + \\ & P2_ref^*R3^*ka^*kd^*Kpi)^*s^2 + (P2_ref^*ka^*Kii + P2_ref^*R3^*ka^*kd^*Kii)^*s) / ((- C^3^*L1^*L2^*Lac - \\ & C^3^*L1^*L3^*Lac - C^3^*L2^*L3^*Lac)^*s^8 + (- C^3^*L1^*Lac^*R2 - C^3^*L2^*Lac^*R1 - C^3^*L1^*Lac^*R3 - \\ & C^3^*L3^*Lac^*R1 - C^3^*L2^*Lac^*R3 - C^3^*L3^*Lac^*R2 - C^2^*L1^*L2^*Lac^*kb - C^2^*L1^*L3^*Lac^*kb - \\ & C^2^*L2^*L3^*Lac^*kb - C^2^*L1^*L2^*Lac^*kc - C^2^*L1^*L3^*Lac^*kc - C^2^*L2^*L3^*Lac^*kc - C^2^*L1^*L2^*Lac^*kd \\ & - C^2^*L1^*L3^*Lac^*kd - C^2^*L2^*L3^*Lac^*kd - 2^*C^3^*L1^*L2^*Lac^*wni - 2^*C^3^*L1^*L3^*Lac^*wni - \\ & 2^*C^3^*L2^*L3^*Lac^*wni)^*s^7 + (C^2^*L1^*L2^*ka^*Kpi^*Kpv - 2^*C^2^*L2^*Lac - 2^*C^2^*L3^*Lac - \\ & C^3^*Lac^*R1^*R2 - C^3^*Lac^*R1^*R3 - C^3^*Lac^*R2^*R3 - C^2^*L1^*Lac^*R2^*kb - C^2^*L2^*Lac^*R1^*kb - \\ & C^2^*L1^*Lac^*R3^*kb - C^2^*L3^*Lac^*R1^*kb - C^2^*L2^*Lac^*R3^*kb - C^2^*L3^*Lac^*R2^*kb - \\ & C^2^*L1^*Lac^*R2^*kc - C^2^*L2^*Lac^*R1^*kc - C^2^*L1^*Lac^*R3^*kc - C^2^*L3^*Lac^*R1^*kc - C^2^*L2^*Lac^*R3^*kc \\ & - C^2^*L3^*Lac^*R2^*kc - C^2^*L1^*Lac^*R2^*kd - C^2^*L2^*Lac^*R1^*kd - C^2^*L1^*Lac^*R3^*kd - \\ & C^2^*L3^*Lac^*R1^*kd - C^2^*L2^*Lac^*R3^*kd - C^2^*L3^*Lac^*R2^*kd - 2^*C^3^*L1^*Lac^*R2^*wni - \\ & 2^*C^3^*L2^*Lac^*R1^*wni - 2^*C^3^*L1^*Lac^*R3^*wni - 2^*C^3^*L3^*Lac^*R1^*wni - 2^*C^3^*L2^*Lac^*R3^*wni - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & 2*C^{\wedge}3*L3*Lac*R2*wni - C^{\wedge}3*L1*L2*Lac*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}3*L1*L3*Lac*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}3*L2*L3*Lac*wni^{\wedge}2 - \\
 & C*L1*L2*Lac*kb*kc - C*L1*L3*Lac*kb*kc - C*L2*L3*Lac*kb*kc - C*L1*L2*Lac*kb*kd - \\
 & C*L1*L3*Lac*kb*kd - C*L2*L3*Lac*kb*kd - C*L1*L2*Lac*kc*kd - C*L1*L3*Lac*kc*kd - \\
 & C*L2*L3*Lac*kc*kd - 2*C^{\wedge}2*L1*L2*Lac*kb*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*L3*Lac*kb*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L2*L3*Lac*kb*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*L2*Lac*kc*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*L3*Lac*kc*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L2*L3*Lac*kc*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*L2*Lac*kd*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*L3*Lac*kd*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L2*L3*Lac*kd*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*Lac + C^{\wedge}2*L1*L3*ka*Kpi*Kpv + C^{\wedge}2*L2*L3*ka*Kpi*Kpv)*s^{\wedge}6 + \\
 & (C^{\wedge}2*L1*L2*ka*Kii*Kpv - 2*C^{\wedge}2*Lac*R2 - 2*C^{\wedge}2*Lac*R3 - 4*C^{\wedge}2*L1*Lac*wni - 4*C^{\wedge}2*L2*Lac*wni - \\
 & 4*C^{\wedge}2*L3*Lac*wni - 2*C*L1*Lac*kb - C*L2*Lac*kb - C*L3*Lac*kb - C*L1*Lac*kc - 2*C*L2*Lac*kc - \\
 & C*L3*Lac*kc - C*L1*Lac*kd - C*L2*Lac*kd - 2*C*L3*Lac*kd - C^{\wedge}2*Lac*R1*R2*kb - \\
 & C^{\wedge}2*Lac*R1*R3*kb - C^{\wedge}2*Lac*R2*R3*kb - C^{\wedge}2*Lac*R1*R2*kc - C^{\wedge}2*Lac*R1*R3*kc - \\
 & C^{\wedge}2*Lac*R2*R3*kc - C^{\wedge}2*Lac*R1*R2*kd - C^{\wedge}2*Lac*R1*R3*kd - C^{\wedge}2*Lac*R2*R3*kd - \\
 & 2*C^{\wedge}3*Lac*R1*R2*wni - 2*C^{\wedge}3*Lac*R1*R3*wni - 2*C^{\wedge}3*Lac*R2*R3*wni - C^{\wedge}3*L1*Lac*R2*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}3*L2*Lac*R1*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}3*L1*Lac*R3*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}3*L3*Lac*R1*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}3*L2*Lac*R3*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}3*L3*Lac*R2*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*L2*Lac*kb*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*L3*Lac*kb*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L2*L3*Lac*kb*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*L2*Lac*kc*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*L3*Lac*kc*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L2*L3*Lac*kc*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*L2*Lac*kd*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*L3*Lac*kd*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L2*L3*Lac*kd*wni^{\wedge}2 - C*L1*Lac*R2*kb*kc - C*L2*Lac*R1*kb*kc - C*L1*Lac*R3*kb*kc - \\
 & C*L3*Lac*R1*kb*kc - C*L2*Lac*R3*kb*kc - C*L3*Lac*R2*kb*kc - C*L1*Lac*R2*kb*kd - \\
 & C*L2*Lac*R1*kb*kd - C*L1*Lac*R3*kb*kd - C*L3*Lac*R1*kb*kd - C*L2*Lac*R3*kb*kd - \\
 & C*L3*Lac*R2*kb*kd - C*L1*Lac*R2*kc*kd - C*L2*Lac*R1*kc*kd - C*L1*Lac*R3*kc*kd - \\
 & C*L3*Lac*R1*kc*kd - C*L2*Lac*R3*kc*kd - C*L3*Lac*R2*kc*kd - L1*L2*Lac*kb*kc*kd - \\
 & L1*L3*Lac*kb*kc*kd - L2*L3*Lac*kb*kc*kd - 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*R2*kb*wni - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*R1*kb*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*R3*kb*wni - 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*R1*kb*wni - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*R3*kb*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*R2*kb*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*R2*kc*wni - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*R1*kc*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*R3*kc*wni - 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*R1*kc*wni - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*R3*kc*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*R2*kc*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*R2*kd*wni - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*R1*kd*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*R3*kd*wni - 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*R1*kd*wni - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*R3*kd*wni - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*R2*kd*wni - 2*C^{\wedge}2*Lac*R1 + C^{\wedge}2*L1*L2*ka*Kiv*Kpi + C^{\wedge}2*L1*L3*ka*Kii*Kpv + \\
 & C^{\wedge}2*L1*L3*ka*Kiv*Kpi + C^{\wedge}2*L2*L3*ka*Kii*Kpv + C^{\wedge}2*L2*L3*ka*Kiv*Kpi + C^{\wedge}2*L1*R2*ka*Kpi*Kpv \\
 & + C^{\wedge}2*L2*R1*ka*Kpi*Kpv + C^{\wedge}2*L1*R3*ka*Kpi*Kpv + C^{\wedge}2*L3*R1*ka*Kpi*Kpv + \\
 & C^{\wedge}2*L2*R3*ka*Kpi*Kpv + C^{\wedge}2*L3*R2*ka*Kpi*Kpv - 2*C*L1*L2*Lac*kb*kc*wni - \\
 & 2*C*L1*L3*Lac*kb*kc*wni - 2*C*L2*L3*Lac*kb*kc*wni - 2*C*L1*L2*Lac*kb*kd*wni - \\
 & 2*C*L1*L3*Lac*kb*kd*wni - 2*C*L2*L3*Lac*kb*kd*wni - 2*C*L1*L2*Lac*kc*kd*wni - \\
 & 2*C*L1*L3*Lac*kc*kd*wni - 2*C*L2*L3*Lac*kc*kd*wni + C*L1*L2*ka*kc*Kpi*Kpv + \\
 & C*L1*L3*ka*kc*Kpi*Kpv + C*L2*L3*ka*kc*Kpi*Kpv + C*L1*L2*ka*kd*Kpi*Kpv + \\
 & C*L1*L3*ka*kd*Kpi*Kpv + C*L2*L3*ka*kd*Kpi*Kpv)*s^{\wedge}5 + (2*C*L1*ka*Kpi*Kpv - 4*C^{\wedge}2*Lac*R1*wni \\
 & - 4*C^{\wedge}2*Lac*R2*wni - 4*C^{\wedge}2*Lac*R3*wni - 2*C^{\wedge}2*L1*Lac*wni^{\wedge}2 - 2*C^{\wedge}2*L2*Lac*wni^{\wedge}2 - \\
 & 2*C^{\wedge}2*L3*Lac*wni^{\wedge}2 - 2*C*Lac*R1*kb - C*Lac*R2*kb - C*Lac*R3*kb - C*Lac*R1*kc - 2*C*Lac*R2*kc \\
 & - C*Lac*R3*kc - C*Lac*R1*kd - C*Lac*R2*kd - 2*C*Lac*R3*kd - L1*Lac*kb*kc - L2*Lac*kb*kc - \\
 & L1*Lac*kb*kd - L3*Lac*kb*kd - L2*Lac*kc*kd - L3*Lac*kc*kd - 4*C*L1*Lac*kb*wni - \\
 & 2*C*L2*Lac*kb*wni - 2*C*L3*Lac*kb*wni - 2*C*L1*Lac*kc*wni - 4*C*L2*Lac*kc*wni - \\
 & 2*C*L3*Lac*kc*wni - 2*C*L1*Lac*kd*wni - 2*C*L2*Lac*kd*wni - 4*C*L3*Lac*kd*wni - 3*C*Lac + \\
 & C*L2*ka*Kpi*Kpv + C*L3*ka*Kpi*Kpv - C^{\wedge}3*Lac*R1*R2*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}3*Lac*R1*R3*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}3*Lac*R2*R3*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*Lac*R2*kb*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L2*Lac*R1*kb*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L1*Lac*R3*kb*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L3*Lac*R1*kb*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L2*Lac*R3*kb*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L3*Lac*R2*kb*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*Lac*R2*kc*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L2*Lac*R1*kc*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L1*Lac*R3*kc*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L3*Lac*R1*kc*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L2*Lac*R3*kc*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L3*Lac*R2*kc*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L1*Lac*R2*kd*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L2*Lac*R1*kd*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L1*Lac*R3*kd*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L3*Lac*R1*kd*wni^{\wedge}2 - C^{\wedge}2*L2*Lac*R3*kd*wni^{\wedge}2 - \\
 & C^{\wedge}2*L3*Lac*R2*kd*wni^{\wedge}2 - C*Lac*R1*R2*kb*kc - C*Lac*R1*R3*kb*kc - C*Lac*R2*R3*kb*kc - \\
 & C*Lac*R1*R2*kb*kd - C*Lac*R1*R3*kb*kd - C*Lac*R2*R3*kb*kd - C*Lac*R1*R2*kc*kd -
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & C*Lac*R1*R3*kc*kd - C*Lac*R2*R3*kc*kd - L1*Lac*R2*kb*kc*kd - L2*Lac*R1*kb*kc*kd - \\
 & L1*Lac*R3*kb*kc*kd - L3*Lac*R1*kb*kc*kd - L2*Lac*R3*kb*kc*kd - L3*Lac*R2*kb*kc*kd - \\
 & 2*C^2*Lac*R1*R2*kb*wni - 2*C^2*Lac*R1*R3*kb*wni - 2*C^2*Lac*R2*R3*kb*wni - \\
 & 2*C^2*Lac*R1*R2*kc*wni - 2*C^2*Lac*R1*R3*kc*wni - 2*C^2*Lac*R2*R3*kc*wni - \\
 & 2*C^2*Lac*R1*R2*kd*wni - 2*C^2*Lac*R1*R3*kd*wni - 2*C^2*Lac*R2*R3*kd*wni + \\
 & C^2*L1*L2*ka*Kii*Kiv + C^2*L1*L3*ka*Kii*Kiv + C^2*L2*L3*ka*Kii*Kiv + C^2*L1*R2*ka*Kii*Kpv + \\
 & C^2*L1*R2*ka*Kiv*Kpi + C^2*L2*R1*ka*Kii*Kpv + C^2*L2*R1*ka*Kiv*Kpi + C^2*L1*R3*ka*Kii*Kpv + \\
 & C^2*L1*R3*ka*Kiv*Kpi + C^2*L3*R1*ka*Kii*Kpv + C^2*L3*R1*ka*Kiv*Kpi + \\
 & C^2*L2*R3*ka*Kii*Kpv + C^2*L2*R3*ka*Kiv*Kpi + C^2*L3*R2*ka*Kii*Kpv + C^2*L3*R2*ka*Kiv*Kpi \\
 & + C^2*R1*R2*ka*Kpi*Kpv + C^2*R1*R3*ka*Kpi*Kpv + C^2*R2*R3*ka*Kpi*Kpv + \\
 & L1*L2*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + L1*L3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + L2*L3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv - \\
 & C*L1*L2*Lac*kb*kc*wni^2 - C*L1*L3*Lac*kb*kc*wni^2 - C*L2*L3*Lac*kb*kc*wni^2 - \\
 & C*L1*L2*Lac*kb*kd*wni^2 - C*L1*L3*Lac*kb*kd*wni^2 - C*L2*L3*Lac*kb*kd*wni^2 - \\
 & C*L1*L2*Lac*kc*kd*wni^2 - C*L1*L3*Lac*kc*kd*wni^2 - C*L2*L3*Lac*kc*kd*wni^2 - \\
 & 2*C*L1*Lac*R2*kb*kc*wni - 2*C*L2*Lac*R1*kb*kc*wni - 2*C*L1*Lac*R3*kb*kc*wni - \\
 & 2*C*L3*Lac*R1*kb*kc*wni - 2*C*L2*Lac*R3*kb*kc*wni - 2*C*L3*Lac*R2*kb*kc*wni - \\
 & 2*C*L1*Lac*R2*kb*kd*wni - 2*C*L2*Lac*R1*kb*kd*wni - 2*C*L1*Lac*R3*kb*kd*wni - \\
 & 2*C*L3*Lac*R1*kb*kd*wni - 2*C*L2*Lac*R3*kb*kd*wni - 2*C*L3*Lac*R2*kb*kd*wni - \\
 & 2*C*L1*Lac*R2*kc*kd*wni - 2*C*L2*Lac*R1*kc*kd*wni - 2*C*L1*Lac*R3*kc*kd*wni - \\
 & 2*C*L3*Lac*R1*kc*kd*wni - 2*C*L2*Lac*R3*kc*kd*wni - 2*C*L3*Lac*R2*kc*kd*wni + \\
 & C*L1*L2*ka*kc*Kii*Kpv + C*L1*L2*ka*kc*Kiv*Kpi + C*L1*L3*ka*kc*Kii*Kpv + \\
 & C*L1*L3*ka*kc*Kiv*Kpi + C*L2*L3*ka*kc*Kii*Kpv + C*L2*L3*ka*kc*Kiv*Kpi + \\
 & C*L1*L2*ka*kd*Kii*Kpv + C*L1*L2*ka*kd*Kiv*Kpi + C*L1*L3*ka*kd*Kii*Kpv + \\
 & C*L1*L3*ka*kd*Kiv*Kpi + C*L2*L3*ka*kd*Kii*Kpv + C*L2*L3*ka*kd*Kiv*Kpi + \\
 & C*L1*R2*ka*kc*Kpi*Kpv + C*L2*R1*ka*kc*Kpi*Kpv + C*L1*R3*ka*kc*Kpi*Kpv + \\
 & C*L3*R1*ka*kc*Kpi*Kpv + C*L2*R3*ka*kc*Kpi*Kpv + C*L3*R2*ka*kc*Kpi*Kpv + \\
 & C*L1*R2*ka*kd*Kpi*Kpv + C*L2*R1*ka*kd*Kpi*Kpv + C*L1*R3*ka*kd*Kpi*Kpv + \\
 & C*L3*R1*ka*kd*Kpi*Kpv + C*L2*R3*ka*kd*Kpi*Kpv + C*L3*R2*ka*kd*Kpi*Kpv - \\
 & 2*L1*L2*Lac*kb*kc*kd*wni - 2*L1*L3*Lac*kb*kc*kd*wni - 2*L2*L3*Lac*kb*kc*kd*wni)*s^4 + \\
 & (2*C*L1*ka*Kii*Kpv - Lac*kc - Lac*kd - 6*C*Lac*wni - 2*C^2*Lac*R1*wni^2 - 2*C^2*Lac*R2*wni^2 - \\
 & 2*C^2*Lac*R3*wni^2 - Lac*R1*kb*kc - Lac*R2*kb*kc - Lac*R1*kb*kd - Lac*R3*kb*kd - Lac*R2*kc*kd - \\
 & Lac*R3*kc*kd - 4*C*Lac*R1*kb*wni - 2*C*Lac*R2*kb*wni - 2*C*Lac*R3*kb*wni - 2*C*Lac*R1*kc*wni \\
 & - 4*C*Lac*R2*kc*wni - 2*C*Lac*R3*kc*wni - 2*C*Lac*R1*kd*wni - 2*C*Lac*R2*kd*wni - \\
 & 4*C*Lac*R3*kd*wni - Lac*kb + 2*C*L1*ka*Kiv*Kpi + C*L2*ka*Kii*Kpv + C*L2*ka*Kiv*Kpi + \\
 & C*L3*ka*Kii*Kpv + C*L3*ka*Kiv*Kpi + 2*C*R1*ka*Kpi*Kpv + C*R2*ka*Kpi*Kpv + C*R3*ka*Kpi*Kpv \\
 & - 2*L1*Lac*kb*kc*wni - 2*L2*Lac*kb*kc*wni - 2*L1*Lac*kb*kd*wni - 2*L3*Lac*kb*kd*wni - \\
 & 2*L2*Lac*kc*kd*wni - 2*L3*Lac*kc*kd*wni + L1*ka*kc*Kpi*Kpv + L2*ka*kc*Kpi*Kpv + \\
 & L1*ka*kd*Kpi*Kpv + L3*ka*kd*Kpi*Kpv - 2*C*L1*Lac*kb*wni^2 - C*L2*Lac*kb*wni^2 - \\
 & C*L3*Lac*kb*wni^2 - C*L1*Lac*kc*wni^2 - 2*C*L2*Lac*kc*wni^2 - C*L3*Lac*kc*wni^2 - \\
 & C*L1*Lac*kd*wni^2 - C*L2*Lac*kd*wni^2 - 2*C*L3*Lac*kd*wni^2 - C^2*Lac*R1*R2*kb*wni^2 - \\
 & C^2*Lac*R1*R3*kb*wni^2 - C^2*Lac*R2*R3*kb*wni^2 - C^2*Lac*R1*R2*kc*wni^2 - \\
 & C^2*Lac*R1*R3*kc*wni^2 - C^2*Lac*R2*R3*kc*wni^2 - C^2*Lac*R1*R2*kd*wni^2 - \\
 & C^2*Lac*R1*R3*kd*wni^2 - C^2*Lac*R2*R3*kd*wni^2 - Lac*R1*R2*kb*kc*kd - Lac*R1*R3*kb*kc*kd - \\
 & Lac*R2*R3*kb*kc*kd + C^2*L1*R2*ka*Kii*Kiv + C^2*L2*R1*ka*Kii*Kiv + C^2*L1*R3*ka*Kii*Kiv + \\
 & C^2*L3*R1*ka*Kii*Kiv + C^2*L2*R3*ka*Kii*Kiv + C^2*L3*R2*ka*Kii*Kiv + C^2*R1*R2*ka*Kii*Kpv + \\
 & C^2*R1*R2*ka*Kiv*Kpi + C^2*R1*R3*ka*Kii*Kpv + C^2*R1*R3*ka*Kiv*Kpi + C^2*R2*R3*ka*Kii*Kpv \\
 & + C^2*R2*R3*ka*Kiv*Kpi - 2*L1*Lac*R2*kb*kc*kd*wni - 2*L2*Lac*R1*kb*kc*kd*wni - \\
 & 2*L1*Lac*R3*kb*kc*kd*wni - 2*L3*Lac*R1*kb*kc*kd*wni - 2*L2*Lac*R3*kb*kc*kd*wni - \\
 & 2*L3*Lac*R2*kb*kc*kd*wni + L1*L2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L1*L2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + \\
 & L1*L3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L1*L3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L2*L3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + \\
 & L2*L3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L1*R2*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + L2*R1*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + \\
 & L1*R3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + L3*R1*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + L2*R3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &L3^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kpi^*Kpv - C^*L1^*Lac^*R2^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*L2^*Lac^*R1^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*L1^*Lac^*R3^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*L3^*Lac^*R1^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*L2^*Lac^*R3^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*L3^*Lac^*R2^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*L1^*Lac^*R2^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L2^*Lac^*R1^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*L1^*Lac^*R3^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L3^*Lac^*R1^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L2^*Lac^*R3^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*L3^*Lac^*R2^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L1^*Lac^*R2^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L2^*Lac^*R1^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*L1^*Lac^*R3^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L3^*Lac^*R1^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*L2^*Lac^*R3^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*L3^*Lac^*R2^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L1^*L2^*Lac^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L1^*L3^*Lac^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &L2^*L3^*Lac^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - 2^*C^*Lac^*R1^*R2^*kb^*kc^*wni - 2^*C^*Lac^*R1^*R3^*kb^*kc^*wni - \\
 &2^*C^*Lac^*R2^*R3^*kb^*kc^*wni - 2^*C^*Lac^*R1^*R2^*kb^*kd^*wni - 2^*C^*Lac^*R1^*R3^*kb^*kd^*wni - \\
 &2^*C^*Lac^*R2^*R3^*kb^*kd^*wni - 2^*C^*Lac^*R1^*R2^*kc^*kd^*wni - 2^*C^*Lac^*R1^*R3^*kc^*kd^*wni - \\
 &2^*C^*Lac^*R2^*R3^*kc^*kd^*wni + C^*L1^*L2^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*L1^*L3^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + \\
 &C^*L2^*L3^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*L1^*L2^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*L1^*L3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 &C^*L2^*L3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*L1^*R2^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + C^*L1^*R2^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + \\
 &C^*L2^*R1^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + C^*L2^*R1^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + C^*L1^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + \\
 &C^*L1^*R3^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + C^*L3^*R1^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + C^*L3^*R1^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + \\
 &C^*L2^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + C^*L2^*R3^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + C^*L3^*R2^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + \\
 &C^*L3^*R2^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + C^*L1^*R2^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + C^*L1^*R2^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + \\
 &C^*L2^*R1^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + C^*L2^*R1^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + C^*L1^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + \\
 &C^*L1^*R3^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + C^*L3^*R1^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + C^*L3^*R1^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + \\
 &C^*L2^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + C^*L2^*R3^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + C^*L3^*R2^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + \\
 &C^*L3^*R2^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + C^*R1^*R2^*ka^*kc^*Kpi^*Kpv + C^*R1^*R3^*ka^*kc^*Kpi^*Kpv + \\
 &C^*R2^*R3^*ka^*kc^*Kpi^*Kpv + C^*R1^*R2^*ka^*kd^*Kpi^*Kpv + C^*R1^*R3^*ka^*kd^*Kpi^*Kpv + \\
 &C^*R2^*R3^*ka^*kd^*Kpi^*Kpv)^s^{\wedge}3 + (ka^*Kpi^*Kpv - 2^*Lac^*kc^*wni - 2^*Lac^*kd^*wni - 2^*Lac^*kb^*wni - \\
 &3^*C^*Lac^*wni^{\wedge}2 + 2^*C^*L1^*ka^*Kii^*Kiv + C^*L2^*ka^*Kii^*Kiv + C^*L3^*ka^*Kii^*Kiv + 2^*C^*R1^*ka^*Kii^*Kpv + \\
 &2^*C^*R1^*ka^*Kiv^*Kpi + C^*R2^*ka^*Kii^*Kpv + C^*R2^*ka^*Kiv^*Kpi + C^*R3^*ka^*Kii^*Kpv + C^*R3^*ka^*Kiv^*Kpi - \\
 &2^*Lac^*R1^*kb^*kc^*wni - 2^*Lac^*R2^*kb^*kc^*wni - 2^*Lac^*R1^*kb^*kd^*wni - 2^*Lac^*R3^*kb^*kd^*wni - \\
 &2^*Lac^*R2^*kc^*kd^*wni - 2^*Lac^*R3^*kc^*kd^*wni + L1^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + L1^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + \\
 &L2^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + L2^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + L1^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + L1^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + L3^*ka^*kd^*Kii^*Kpv \\
 &+ L3^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + R1^*ka^*kc^*Kpi^*Kpv + R2^*ka^*kc^*Kpi^*Kpv + R1^*ka^*kd^*Kpi^*Kpv + \\
 &R3^*ka^*kd^*Kpi^*Kpv - 2^*C^*Lac^*R1^*kb^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R2^*kb^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R3^*kb^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*Lac^*R1^*kc^*wni^{\wedge}2 - 2^*C^*Lac^*R2^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R3^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R1^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*Lac^*R2^*kd^*wni^{\wedge}2 - 2^*C^*Lac^*R3^*kd^*wni^{\wedge}2 - L1^*Lac^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - L2^*Lac^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - \\
 &L1^*Lac^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - L3^*Lac^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - L2^*Lac^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L3^*Lac^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 + \\
 &C^{\wedge}2^*R1^*R2^*ka^*Kii^*Kiv + C^{\wedge}2^*R1^*R3^*ka^*Kii^*Kiv + C^{\wedge}2^*R2^*R3^*ka^*Kii^*Kiv - \\
 &2^*Lac^*R1^*R2^*kb^*kc^*kd^*wni - 2^*Lac^*R1^*R3^*kb^*kc^*kd^*wni - 2^*Lac^*R2^*R3^*kb^*kc^*kd^*wni + \\
 &L1^*L2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + L1^*L3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + L2^*L3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 &L1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + L1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + L2^*R1^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + \\
 &L2^*R1^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + L1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + L1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + \\
 &L3^*R1^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + L3^*R1^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + L2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + \\
 &L2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + L3^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + L3^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + \\
 &R1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kpi^*Kpv + R1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kpi^*Kpv + R2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kpi^*Kpv - \\
 &C^*Lac^*R1^*R2^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R1^*R3^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R2^*R3^*kb^*kc^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*Lac^*R1^*R2^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R1^*R3^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R2^*R3^*kb^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &C^*Lac^*R1^*R2^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R1^*R3^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - C^*Lac^*R2^*R3^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &L1^*Lac^*R2^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L2^*Lac^*R1^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L1^*Lac^*R3^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - \\
 &L3^*Lac^*R1^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L2^*Lac^*R3^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 - L3^*Lac^*R2^*kb^*kc^*kd^*wni^{\wedge}2 + \\
 &C^*L1^*R2^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*L2^*R1^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*L1^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + \\
 &C^*L3^*R1^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*L2^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*L3^*R2^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + \\
 &C^*L1^*R2^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*L2^*R1^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*L1^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 &C^*L3^*R1^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*L2^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*L3^*R2^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 &C^*R1^*R2^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + C^*R1^*R2^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + C^*R1^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + \\
 &C^*R1^*R3^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + C^*R2^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + C^*R2^*R3^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi +
 \end{aligned}$$

B.1. Desarrollo y simplificación de la función de transferencia V_{C1}/P_2^* en simbólico

$$\begin{aligned}
 & C^*R1^*R2^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + C^*R1^*R2^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + C^*R1^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + \\
 & C^*R1^*R3^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + C^*R2^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + C^*R2^*R3^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi) * s^2 + (ka^*Kii^*Kpv + \\
 & ka^*Kiv^*Kpi - Lac^*kb^*wni^2 - Lac^*kc^*wni^2 - Lac^*kd^*wni^2 + 2^*C^*R1^*ka^*Kii^*Kiv + C^*R2^*ka^*Kii^*Kiv + \\
 & C^*R3^*ka^*Kii^*Kiv + L1^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + L2^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + L1^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + L3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 & R1^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + R1^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + R2^*ka^*kc^*Kii^*Kpv + R2^*ka^*kc^*Kiv^*Kpi + R1^*ka^*kd^*Kii^*Kpv \\
 & + R1^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi + R3^*ka^*kd^*Kii^*Kpv + R3^*ka^*kd^*Kiv^*Kpi - Lac^*R1^*kb^*kc^*wni^2 - \\
 & Lac^*R2^*kb^*kc^*wni^2 - Lac^*R1^*kb^*kd^*wni^2 - Lac^*R3^*kb^*kd^*wni^2 - Lac^*R2^*kc^*kd^*wni^2 - \\
 & Lac^*R3^*kc^*kd^*wni^2 + L1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + L2^*R1^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + L1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv \\
 & + L3^*R1^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + L2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + L3^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 & R1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + R1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + R1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + \\
 & R1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi + R2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kpv + R2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kiv^*Kpi - \\
 & Lac^*R1^*R2^*kb^*kc^*kd^*wni^2 - Lac^*R1^*R3^*kb^*kc^*kd^*wni^2 - Lac^*R2^*R3^*kb^*kc^*kd^*wni^2 + \\
 & C^*R1^*R2^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*R1^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + C^*R2^*R3^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + \\
 & C^*R1^*R2^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*R1^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + C^*R2^*R3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv) * s + (ka^*Kii^*Kiv + \\
 & R1^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + R2^*ka^*kc^*Kii^*Kiv + R1^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + R3^*ka^*kd^*Kii^*Kiv + \\
 & R1^*R2^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + R1^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv + R2^*R3^*ka^*kc^*kd^*Kii^*Kiv))
 \end{aligned}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 & Vdco = 1100; \\
 & Idco = P_{afe}/Vdco; \\
 & Idc2 = P_{load_2}/Vdco; \\
 & Idc3 = P_{load_3}/Vdco; \\
 & ka = 1/Vdco \\
 & kb = -(Idco / Vdco) \\
 & kc = -(Idc2 / Vdco) \\
 & kd = -(Idc3 / Vdco)
 \end{aligned}$$

Proceso para definir un criterio de sintonía:

- **Función de transferencia original en numérico**

$$\begin{aligned}
 & - 141298279331650235267022848*s^4 - 738070354371240860630927802368*s^3 - \\
 & 868533912492316916700605111599104*s^2 - 3662639814816090563720575364766892032*s / \\
 & 4196017205994795*s^8 + 86083680576321896448*s^7 + 577433469815140191830016*s^6 + \\
 & 2110161109453752487506870272*s^5 + 10000947812648193931247068643328*s^4 + \\
 & 11730721614817750652780388659757056*s^3 + 40146997657043355697518960420927307776*s^2 + \\
 & 4941617664134989025951620359724719931392*s + 155167235546046943022094745888927818711040
 \end{aligned}$$

- **Función de transferencia simplificación en numérico**

Se ve que los coeficientes dominantes en el numerador y en el denominador son:

$$\frac{-3.663e36 \text{ s}}{4.015e37 \text{ s}^2 + 4.942e39 \text{ s} + 1.552e41}$$

- **Comprobación de que la función de transferencia original y la simplificada son similares**

En la Figura B.1 se muestra la respuesta temporal de la función de transferencia original (en color azul) y la simplificada (en color rojo) ante un escalón unitario. Se observa que tienen la misma dinámica dominante pero en la original se aprecian oscilaciones de dinámica “rápida” superpuestas, debidas a los polos asociados a las resonancias de la red DC.

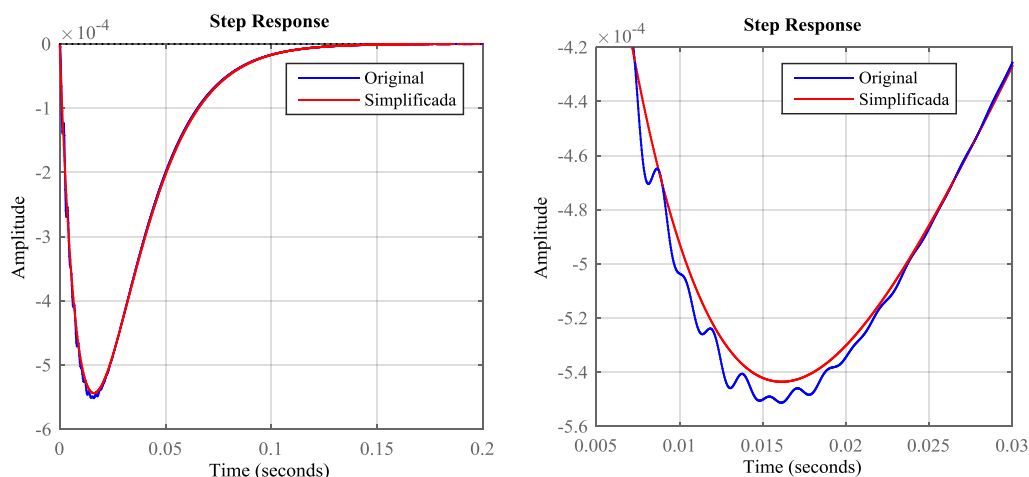


Figura B.1. (a) Respuesta temporal de la función de transferencia original (en color azul) y la simplificada (en color rojo) ante un escalón unitario. (b) Zoom de (a).

En la Figura B.2 se muestra el diagrama de Bode de ambas funciones de transferencia, donde también se aprecia que la simplificada no contempla los polos asociados a las resonancias de la red DC.

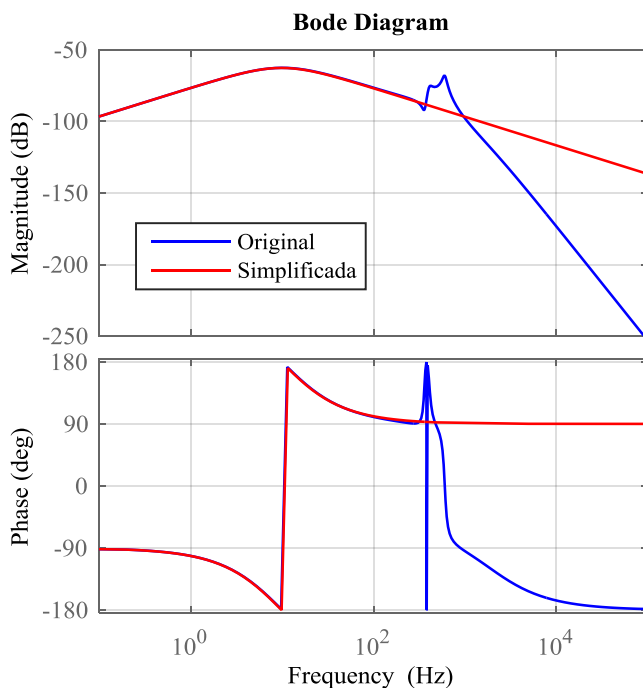


Figura B.2. Diagrama de Bode de la función de transferencia original (en color azul) y la simplificada (en color rojo).

▪ **Función de transferencia simplificación en simbólico**

$$\begin{aligned}
 & (P2_ref*ka*Kii + P2_ref*R3*ka*kd*Kii)*s)/(ka*Kpi*Kpv - 2*Lac*kc*wni - 2*Lac*kd*wni - 2*Lac*ka*wni \\
 & - 3*C*Lac*wni^2 + 2*C*L1*ka*Kii*Kiv + C*L2*ka*Kii*Kiv + C*L3*ka*Kii*Kiv + 2*C*R1*ka*Kii*Kpv \\
 & + 2*C*R1*ka*Kiv*Kpi + C*R2*ka*Kii*Kpv + C*R2*ka*Kiv*Kpi + C*R3*ka*Kii*Kpv + \\
 & C*R3*ka*Kiv*Kpi - 2*Lac*R1*ka*kc*wni - 2*Lac*R2*ka*kc*wni - 2*Lac*R1*ka*kd*wni - \\
 & 2*Lac*R3*ka*kd*wni - 2*Lac*R2*ka*kd*wni - 2*Lac*R3*ka*kd*wni + L1*ka*kc*Kii*Kpv + \\
 & L1*ka*kc*Kiv*Kpi + L2*ka*kc*Kii*Kpv + L2*ka*kc*Kiv*Kpi + L1*ka*kd*Kii*Kpv + L1*ka*kd*Kiv*Kpi \\
 & + L3*ka*kd*Kii*Kpv + L3*ka*kd*Kiv*Kpi + R1*ka*kc*Kpi*Kpv + R2*ka*kc*Kpi*Kpv + \\
 & R1*ka*kd*Kpi*Kpv + R3*ka*kd*Kpi*Kpv - 2*C*Lac*R1*ka*wni^2 - C*Lac*R2*ka*wni^2 - \\
 & C*Lac*R3*ka*wni^2 - C*Lac*R1*kc*wni^2 - 2*C*Lac*R2*kc*wni^2 - C*Lac*R3*kc*wni^2 - \\
 & C*Lac*R1*kd*wni^2 - C*Lac*R2*kd*wni^2 - 2*C*Lac*R3*kd*wni^2 - L1*Lac*ka*kc*wni^2 - \\
 & L2*Lac*ka*kc*wni^2 - L1*Lac*ka*kd*wni^2 - L3*Lac*ka*kd*wni^2 - L2*Lac*ka*kd*wni^2 - \\
 & L3*Lac*ka*kd*wni^2 + C^2*R1*R2*ka*Kii*Kiv + C^2*R1*R3*ka*Kii*Kiv + C^2*R2*R3*ka*Kii*Kiv - \\
 & 2*Lac*R1*R2*ka*kc*kd*wni - 2*Lac*R1*R3*ka*kc*kd*wni - 2*Lac*R2*R3*ka*kc*kd*wni + \\
 & L1*L2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L1*L3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L2*L3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + \\
 & L1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L1*R2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L2*R1*ka*kc*kd*Kii*Kpv + \\
 & L2*R1*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L1*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + \\
 & L3*R1*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L3*R1*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + \\
 & L2*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L3*R2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L3*R2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + \\
 & R1*R2*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + R1*R3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + R2*R3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv - \\
 & C*Lac*R1*R2*ka*kc*wni^2 - C*Lac*R1*R3*ka*kc*wni^2 - C*Lac*R2*R3*ka*kc*wni^2 - \\
 & C*Lac*R1*R2*ka*kd*wni^2 - C*Lac*R1*R3*ka*kd*wni^2 - C*Lac*R2*R3*ka*kd*wni^2 - \\
 & C*Lac*R1*R2*kc*kd*wni^2 - C*Lac*R1*R3*kc*kd*wni^2 - C*Lac*R2*R3*kc*kd*wni^2 - \\
 & L1*Lac*R2*ka*kc*kd*wni^2 - L2*Lac*R1*ka*kc*kd*wni^2 - L1*Lac*R3*ka*kc*kd*wni^2 - \\
 & L3*Lac*R1*ka*kc*kd*wni^2 - L2*Lac*R3*ka*kc*kd*wni^2 - L3*Lac*R2*ka*kc*kd*wni^2 + \\
 & C*L1*R2*ka*kc*Kii*Kiv + C*L2*R1*ka*kc*Kii*Kiv + C*L1*R3*ka*kc*Kii*Kiv + \\
 & C*L3*R1*ka*kc*Kii*Kiv + C*L2*R3*ka*kc*Kii*Kiv + C*L3*R2*ka*kc*Kii*Kiv + \\
 & C*L1*R2*ka*kd*Kii*Kiv + C*L2*R1*ka*kd*Kii*Kiv + C*L1*R3*ka*kd*Kii*Kiv + \\
 & C*L3*R1*ka*kd*Kii*Kiv + C*L2*R3*ka*kd*Kii*Kiv + C*L3*R2*ka*kd*Kii*Kiv + \\
 & C*R1*R2*ka*kc*Kii*Kpv + C*R1*R2*ka*kc*Kiv*Kpi + C*R1*R3*ka*kc*Kii*Kpv + \\
 & C*R1*R3*ka*kc*Kiv*Kpi + C*R2*R3*ka*kc*Kii*Kpv + C*R2*R3*ka*kc*Kiv*Kpi + \\
 & C*R1*R2*ka*kd*Kii*Kpv + C*R1*R2*ka*kd*Kiv*Kpi + C*R1*R3*ka*kd*Kii*Kpv + \\
 & C*R1*R3*ka*kd*Kiv*Kpi + C*R2*R3*ka*kd*Kii*Kpv + C*R2*R3*ka*kd*Kiv*Kpi)*s^2 + (ka*Kii*Kpv + \\
 & ka*Kiv*Kpi - Lac*ka*wni^2 - Lac*kc*wni^2 - Lac*kd*wni^2 + 2*C*R1*ka*Kii*Kiv + C*R2*ka*Kii*Kiv + \\
 & C*R3*ka*Kii*Kiv + L1*ka*kc*Kii*Kiv + L2*ka*kc*Kii*Kiv + L1*ka*kd*Kii*Kiv + L3*ka*kd*Kii*Kiv + \\
 & R1*ka*kc*Kii*Kpv + R1*ka*kc*Kiv*Kpi + R2*ka*kc*Kii*Kpv + R2*ka*kc*Kiv*Kpi + R1*ka*kd*Kii*Kpv \\
 & + R1*ka*kd*Kiv*Kpi + R3*ka*kd*Kii*Kpv + R3*ka*kd*Kiv*Kpi - Lac*R1*ka*kc*wni^2 - \\
 & Lac*R2*ka*kc*wni^2 - Lac*R1*ka*kd*wni^2 - Lac*R3*ka*kd*wni^2 - Lac*R2*ka*kd*wni^2 - \\
 & Lac*R3*ka*kd*wni^2 + L1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L2*R1*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv \\
 & + L3*R1*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L3*R2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + \\
 & R1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + R1*R2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + R1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + \\
 & R1*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + R2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + R2*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi - \\
 & Lac*R1*R2*ka*kc*kd*wni^2 - Lac*R1*R3*ka*kc*kd*wni^2 - Lac*R2*R3*ka*kc*kd*wni^2 + \\
 & C*R1*R2*ka*kc*Kii*Kiv + C*R1*R3*ka*kc*Kii*Kiv + C*R2*R3*ka*kc*Kii*Kiv + \\
 & C*R1*R2*ka*kd*Kii*Kiv + C*R1*R3*ka*kd*Kii*Kiv + C*R2*R3*ka*kd*Kii*Kiv)*s + (ka*Kii*Kiv + \\
 & R1*ka*kc*Kii*Kiv + R2*ka*kc*Kii*Kiv + R1*ka*kd*Kii*Kiv + R3*ka*kd*Kii*Kiv + \\
 & R1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + R1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + R2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv))
 \end{aligned}$$

▪ **Identificación de términos dominantes en simbólico**

Numerador:

Término orden 1			
$(P2_ref*ka*Kii + P2_ref*R3*ka*kd*Kii)*s$			
Término original	valor	Términos dominantes	valor
$ka*Kii + R3*ka*kd*Kii$	2.204371154643509e+01	$ka*Kii$	2.205049070556110e+01

Denominador:

Término orden 2			
$(ka*Kpi*Kpv - 2*Lac*kc*wni - 2*Lac*kd*wni - 2*Lac*kb*wni - 3*C*Lac*wni^2 + 2*C*L1*ka*Kii*Kiv + C*L2*ka*Kii*Kiv + C*L3*ka*Kii*Kiv + 2*C*R1*ka*Kii*Kpv + 2*C*R1*ka*Kiv*Kpi + C*R2*ka*Kii*Kpv + C*R2*ka*Kiv*Kpi + C*R3*ka*Kii*Kpv + C*R3*ka*Kiv*Kpi - 2*Lac*R1*kb*kc*wni - 2*Lac*R2*kb*kc*wni - 2*Lac*R1*kb*kd*wni - 2*Lac*R3*kb*kd*wni - 2*Lac*R2*kc*kd*wni - 2*Lac*R3*kc*kd*wni + L1*ka*kc*Kii*Kpv + L1*ka*kc*Kiv*Kpi + L2*ka*kc*Kii*Kpv + L2*ka*kc*Kiv*Kpi + L1*ka*kd*Kii*Kpv + L1*ka*kd*Kiv*Kpi + L3*ka*kd*Kii*Kpv + L3*ka*kd*Kiv*Kpi + R1*ka*kc*Kpi*Kpv + R2*ka*kc*Kpi*Kpv + R1*ka*kd*Kpi*Kpv + R3*ka*kd*Kpi*Kpv - 2*C*Lac*R1*kb*wni^2 - C*Lac*R2*kb*wni^2 - C*Lac*R3*kb*wni^2 - C*Lac*R1*kc*wni^2 - 2*C*Lac*R2*kc*wni^2 - C*Lac*R3*kc*wni^2 - C*Lac*R1*kd*wni^2 - C*Lac*R2*kd*wni^2 - 2*C*Lac*R3*kd*wni^2 - L1*Lac*kb*kc*wni^2 - L2*Lac*kb*kc*wni^2 - L1*Lac*kb*kd*wni^2 - L3*Lac*kb*kd*wni^2 - L2*Lac*kc*kd*wni^2 - L3*Lac*kc*kd*wni^2 + C^2*R1*R2*ka*Kii*Kiv + C^2*R1*R3*ka*Kii*Kiv + C^2*R2*R3*ka*Kii*Kiv - 2*Lac*R1*R2*kb*kc*kd*wni - 2*Lac*R1*R3*kb*kc*kd*wni - 2*Lac*R2*R3*kb*kc*kd*wni + L1*L2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L1*L3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L2*L3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L1*R2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L2*R1*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L2*R1*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L1*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L3*R1*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L3*R1*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L2*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + L3*R2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + L3*R2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + R1*R2*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + R1*R3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv + R2*R3*ka*kc*kd*Kpi*Kpv - C*Lac*R1*R2*kb*kc*wni^2 - C*Lac*R1*R3*kb*kc*wni^2 - C*Lac*R2*R3*kb*kc*wni^2 - C*Lac*R1*R2*kb*kd*wni^2 - C*Lac*R1*R3*kb*kd*wni^2 - C*Lac*R2*R3*kb*kd*wni^2 - C*Lac*R1*R2*kc*kd*wni^2 - C*Lac*R1*R3*kc*kd*wni^2 - C*Lac*R2*R3*kc*kd*wni^2 - L1*Lac*R2*kb*kc*kd*wni^2 - L2*Lac*R1*kb*kc*kd*wni^2 - L1*Lac*R3*kb*kc*kd*wni^2 - L3*Lac*R1*kb*kc*kd*wni^2 - L2*Lac*R3*kb*kc*kd*wni^2 - L3*Lac*R2*kb*kc*kd*wni^2 + C*L1*R2*ka*kc*Kii*Kiv + C*L2*R1*ka*kc*Kii*Kiv + C*L1*R3*ka*kc*Kii*Kiv + C*L3*R1*ka*kc*Kii*Kiv + C*L2*R3*ka*kc*Kii*Kiv + C*L3*R2*ka*kc*Kii*Kiv + C*L1*R2*ka*kd*Kii*Kiv + C*L2*R1*ka*kd*Kii*Kiv + C*L1*R3*ka*kd*Kii*Kiv + C*L3*R1*ka*kd*Kii*Kiv + C*L2*R3*ka*kd*Kii*Kiv + C*L3*R2*ka*kd*Kii*Kiv + C*R1*R2*ka*kc*Kii*Kpv + C*R1*R2*ka*kc*Kiv*Kpi + C*R1*R3*ka*kc*Kii*Kpv + C*R1*R3*ka*kc*Kiv*Kpi + C*R2*R3*ka*kc*Kii*Kpv + C*R2*R3*ka*kc*Kiv*Kpi + C*R1*R2*ka*kd*Kii*Kpv + C*R1*R2*ka*kd*Kiv*Kpi + C*R1*R3*ka*kd*Kii*Kpv + C*R1*R3*ka*kd*Kiv*Kpi + C*R2*R3*ka*kd*Kii*Kpv + C*R2*R3*ka*kd*Kiv*Kpi)$			
Término original	valor	Términos dominantes	valor
	-2.416259530154500e+02	$-3*C*Lac*wni^2$	-2.328531818507252e+02
		$ka*Kpi*Kpv$	-5.870340033905201e+00
		$2*C*R1*ka*Kii*Kpv$	-1.170860208728628e+00
		$C*R3*ka*Kii*Kpv$	-1.170860208728628e+00

B.1. Desarrollo y simplificación de la función de transferencia V_{C1}/P_2^* en simbólico

Término orden 1			
$(ka*Kii*Kpv + ka*Kiv*Kpi - Lac*kb*wni^2 - Lac*kc*wni^2 - Lac*kd*wni^2 + 2*C*R1*ka*Kii*Kiv + C*R2*ka*Kii*Kiv + C*R3*ka*Kii*Kiv + L1*ka*kc*Kii*Kiv + L2*ka*kc*Kii*Kiv + L1*ka*kd*Kii*Kiv + L3*ka*kd*Kii*Kiv + R1*ka*kc*Kii*Kpv + R1*ka*kc*Kiv*Kpi + R2*ka*kc*Kii*Kpv + R2*ka*kc*Kiv*Kpi + R1*ka*kd*Kii*Kpv + R1*ka*kd*Kiv*Kpi + R3*ka*kd*Kii*Kpv + R3*ka*kd*Kiv*Kpi - Lac*R1*kb*kc*wni^2 - Lac*R2*kb*kc*wni^2 - Lac*R1*kb*kd*wni^2 - Lac*R3*kb*kd*wni^2 - Lac*R2*kc*kd*wni^2 - Lac*R3*kc*kd*wni^2 + L1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L2*R1*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L3*R1*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + L3*R2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + R1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kpv + R1*R2*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + R1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + R1*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi + R2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kpv + R2*R3*ka*kc*kd*Kiv*Kpi - Lac*R1*R2*kb*kc*kd*wni^2 - Lac*R1*R3*kb*kc*kd*wni^2 - Lac*R2*R3*kb*kc*kd*wni^2 + C*R1*R2*ka*kc*Kii*Kiv + C*R1*R3*ka*kc*Kii*Kiv + C*R2*R3*ka*kc*Kii*Kiv + C*R1*R2*ka*kd*Kii*Kiv + C*R1*R3*ka*kd*Kii*Kiv + C*R2*R3*ka*kd*Kii*Kiv)$			
Término original	valor	Términos dominantes	valor
	-2.974127947834526e+04	$ka*Kii*Kpv$	-2.950756574416904e+04

Término independiente			
$(ka*Kii*Kiv + R1*ka*kc*Kii*Kiv + R2*ka*kc*Kii*Kiv + R1*ka*kd*Kii*Kiv + R3*ka*kd*Kii*Kiv + R1*R2*ka*kc*kd*Kii*Kiv + R1*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv + R2*R3*ka*kc*kd*Kii*Kiv)$			
Término original	valor	Términos dominantes	valor
	-9.338788291434979e+05	$ka*Kii*Kiv$	-9.348126888648593e+05

▪ **Función de transferencia simplificada en simbólico con términos dominantes**

$$\frac{(ka*Kii)*s}{(-3*C*Lac*wni^2)*s^2 + (ka*Kii*Kpv)*s + (ka*Kii*Kiv)}$$

Asemejando el sistema a un sistema de segundo orden estándar con $\zeta=1$:

$$\frac{(ka*Kii)/(-3*C*Lac*wni^2)*s}{s^2 + ((ka*Kii*Kpv)/(-3*C*Lac*wni^2))*s + ((ka*Kii*Kiv)/(-3*C*Lac*wni^2))}$$

Por lo tanto:

$$Kpv = [(-3*C*Lac*wni^2)*2*wnv]/(ka*Kii)$$

$$Kiv = [(-3*C*Lac*wni^2)*wnv^2]/(ka*Kii)$$

Se deduce que el lazo de tensión depende del lazo de corriente también.

B.2 Valores empleados para la comprobación del criterio

Valores de la red DC y parámetros de control de convertidores para la Figura 3.6.

```

C = 3.2e-3;
R = 6.2e-3;
L = 3.0290e-05;

R1 = R;
R2 = 0.5*R;
R3 = 2*R;
L1 = L;
L2 = 0.5*L;
L3 = 2*L;

Pnom = 100e3;
P_afe = -100e3;
P_load_2 = -P_afe*(0.7);
P_load_3 = -P_afe*(1-0.7);

Vdco = 1100;
Idco = P_afe/Vdco;
Idc2 = P_load_2/Vdco;
Idc3 = P_load_3/Vdco;

ka = 1/Vdco;
kb = -(Idco / Vdco);
kc = -(Idc2 / Vdco);
kd = -(Idc3 / Vdco);

wni = (400*2*pi)*4;
Rac = 3e-6;
Lac = 240e-6;
Kpi = 2*wn*Lac-Rac;
Kii = wn^2*Lac;

P_salto = Pnom;
Mp = 0.05*Vdco; % Variación de Vbus respecto al equilibrio
wnv = (ka*Kii)/(-3*C*Lac*wni^2)*(-1) * (0.368/Mp) * (P_salto);
Kiv = ((-3*C*Lac*wn^2)*wnv^2)/(k1*ki);
Kpv = ((-3*C*Lac*wn^2)*2*wnv)/(k1*ki);
tp = 1/wnv;
    
```

Anexo C

Anexos de un PEB-DCDS con red interna

C.1 Valores utilizados para el análisis

TABLA C.1
PARÁMETROS DEL PEB-DCDS CON RED DC INTERNA

	Parámetro	Valor		Parámetro	Valor
Red DC principal	z_{1+}, z_{1-}	R=600 $\mu\Omega$, L=3.75 μ H	AFE	K_{pv}	-1045.7
	z_{2+}, z_{2-}	R=600 $\mu\Omega$, L=3.75 μ H		K_{iv}	-55190
	z_{3+}, z_{3-}	R=600 $\mu\Omega$, L=3.75 μ H		K_{pi}	0.302
	z_{f1}, z_{f2}, z_{f3}	R=0, L=0		K_{ii}	94.748
	z_{b1+}, z_{b1-}	R=216 $\mu\Omega$, L=1.34 μ H		R_{ac}	3 $\mu\Omega$
	z_{b2+}, z_{b2-}	R=1.5m Ω , L=9.42 μ H		L_{ac}	240 μ H
	z_{b3+}, z_{b3-}	R=370 $\mu\Omega$, L=2.3 μ H		V_{ac}	690V _{LLrms}
	C_1, C_2, C_3	3.2mF		ω_n	2 π x 100HZ
CPL 2			CPL 3	P_i^*	400kW
	K_{pi}	0.302		K_{pi}	0.302
	K_{ii}	94.748		K_{ii}	94.748
	R_{ac}	3 $\mu\Omega$		R_{ac}	3 $\mu\Omega$
	L_{ac}	240 μ H		L_{ac}	240 μ H
	V_{ac}	690V _{LLrms}		V_{ac}	690V _{LLrms}
	ω_n	2 π x 100HZ		ω_n	2 π x 100HZ

	P_2^*	$0.35xP_1^*$		P_2^*	$0.35xP_1^*$
Red DC interna	Z_{41+}, Z_{41-}	$R=600\mu\Omega, L=3.75\mu H$	CPL 41	K_{pi}	0.302
	Z_{42+}, Z_{42-}	$R=600\mu\Omega, L=3.75\mu H$		K_{ii}	94.748
	Z_{43+}, Z_{43-}	$R=600\mu\Omega, L=3.75\mu H$		R_{ac}	$3\mu\Omega$
	$Z_{f41}, Z_{f42}, Z_{f43}$	$R=0, L=0$		L_{ac}	240 μH
	Z_{b41+}, Z_{b41-}	$R=216\mu\Omega, L=1.34\mu H$		V_{ac}	690V _{LLrms}
	Z_{b42+}, Z_{b42-}	$R=216\mu\Omega, L=1.34\mu H$		ω_n	$2\pi \times 100\text{HZ}$
	C_{41}, C_{42}, C_{43}	3.2mF		P_{41}^*	$0.1xP_1^*$
CPL 42	K_{pi}	0.302	CPL 43	K_{pi}	0.302
	K_{ii}	94.748		K_{ii}	94.748
	R_{ac}	$3\mu\Omega$		R_{ac}	$3\mu\Omega$
	L_{ac}	240 μH		L_{ac}	240 μH
	V_{ac}	690V _{LLrms}		V_{ac}	690V _{LLrms}
	ω_n	$2\pi \times 100\text{HZ}$		ω_n	$2\pi \times 100\text{HZ}$
	P_{42}^*	$0.1xP_1^*$		P_{43}^*	$0.1xP_1^*$

C.2 Validación del modelo de una red externa con red interna en simulación

En la Figura C.1 se muestra el circuito eléctrico equivalente de una red de cuatro ramas con una red interna en la cuarta rama (mostrado en la Figura 3.44) en *Matlab/Simulink*TM & *SimPower Systems*TM.

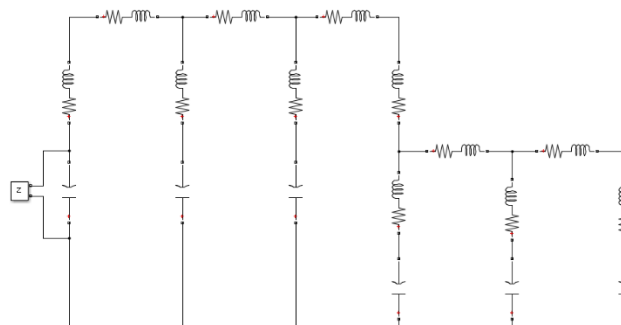


Figura C.1. Circuito eléctrico equivalente del modelo de la red DC de un PEB-DCDS de cuatro ramas con una red interna en la cuarta rama.

Se utiliza el bloque medidor de impedancia ‘ $Z_{measurement}$ ’ de *Matlab/Simulink*TM para poder medir la impedancia entre dos nodos en el dominio frecuencial. Dicha impedancia (magnitud y fase) se visualiza en función de la frecuencia mediante la herramienta ‘*Impedance vs. Frequency Measurement*’ del bloque ‘*Powergui*’. De esta forma, conectando el medidor de impedancia en paralelo a los diferentes condensadores de bus del circuito se obtiene el diagrama de Bode entre la tensión del propio condensador y la

corriente que inyecta el medidor, es decir, V_{C1}/I_1 . Como ejemplo se muestra el proceso para comprobar el diagrama de Bode V_{C1}/I_1 .

La magnitud de la primera resonancia obtenida mediante el medidor de impedancia es de 0.5791Ω , tal y como se muestra en la Figura C.2.

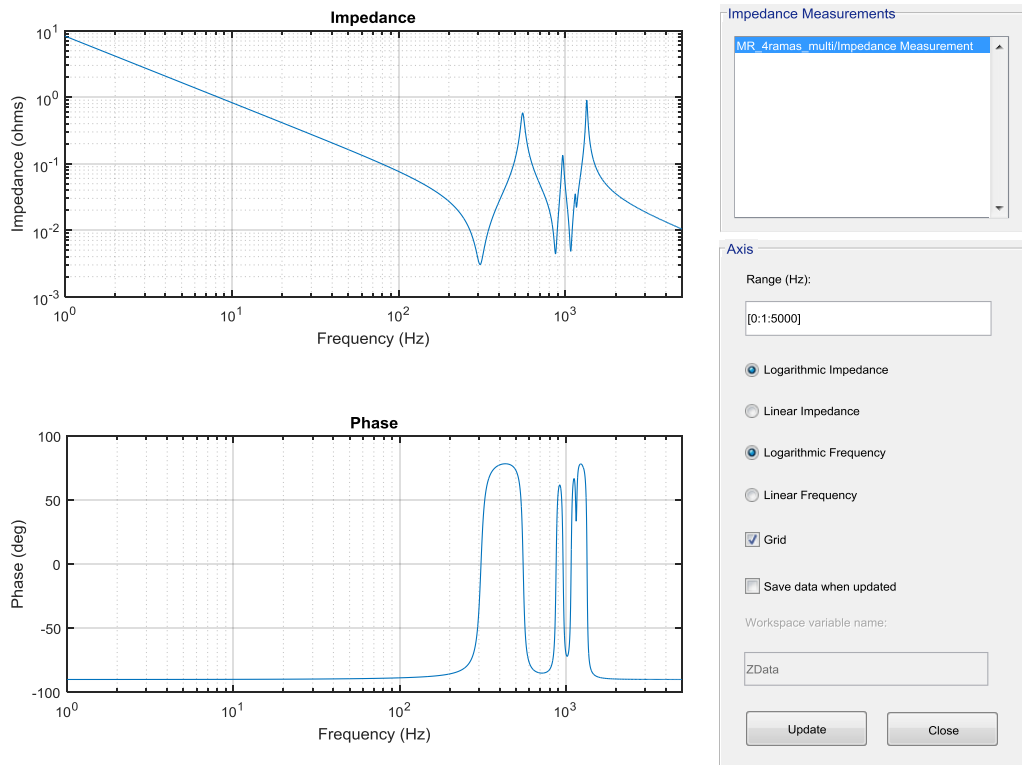


Figura C.2. Diagrama de Bode de V_{C1}/I_1 obtenido mediante la herramienta 'Impedance vs. Frequency Measurement' de Matlab/Simulink™.

La magnitud de la primera resonancia obtenida mediante el modelo analítico es de -4.74dB , tal y como se muestra en la Figura C.3.

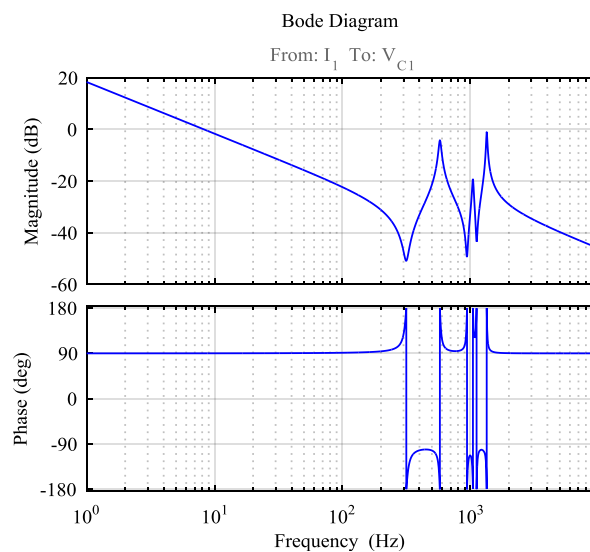


Figura C.3. Diagrama de Bode de V_{C1}/I_1 obtenido mediante el modelo analítico.

Mediante la siguiente ecuación se puede calcular la ganancia correspondiente a la función de transferencia V_{C1}/I_I . Se puede observar que el valor obtenido mediante el modelo analítico es prácticamente idéntico al obtenido mediante el medidor de impedancia de *Matlab/Simulink*TM.

$$\begin{aligned}
 dB &= 20 \log(G) \\
 -4.74dB &= 20 \log(G) \\
 G &= 10^{(-4.74/20)} = 0.5794\Omega
 \end{aligned}
 \tag{C.1}$$

Este proceso se repite para el resto de resonancias y el resultado obtenido es el mismo (en algunas resonancias hay diferencias en el tercer o cuarto decimal, pero se puede decir que coinciden).

TABLA C.2
COMPROBACIÓN DE LOS VALORES DE LA MAGNITUD DE LAS RESONANCIAS.

Nº de resonancia	Mag. según modelo en <i>SimPower Systems</i> TM	Mag. según modelo analítico	Coinciden
1	0.5791 Ω	-4.74dB	✓
2	0.133 Ω	-17.5dB	✓
3	0.03495 Ω	-29.1dB	✓
4	0.8981 Ω	-0.934dB	✓