

MODELIZACIÓN DE PARQUES EÓLICOS CONECTADOS A REDES DÉBILES

-

MODELING OF WIND FARMS CONNECTED TO WEAK GRIDS

Memoria que, para optar al grado de Doctor
Ingeniero Industrial, presenta:

David Velasco Vitrián

Realizada bajo la dirección de:

Jesús López Taberna

The logo for the Universidad Pública de Navarra (UPNA) consists of the lowercase letters 'upna' in a red, sans-serif font. The letters are lowercase and have a modern, clean appearance.

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de
Comunicación

Pamplona, Febrero 2019

Resumen

El aumento de penetración eólica producido a escala mundial está propiciando la conexión de una gran cantidad de parques eólicos a redes débiles. Esto supone un reto para los operadores de la red y de los propios parques eólicos, al surgir problemas de estabilidad que anteriormente no existían. A la hora de afrontar los problemas derivados de la integración en red de estos parques, resulta de gran importancia disponer de modelos precisos de la realidad. Existen en la literatura modelos completos de parques y turbinas eólicas que permiten detectar estos problemas con precisión razonable. Estos modelos, sin embargo, suelen ser complejos y computacionalmente muy costosos, por lo que se utilizan más como un instrumento de validación que de diseño. En la fase de diseño suelen emplearse modelos lineales muy sencillos que permiten simular el sistema rápidamente y, por ende, realizar grandes series de simulaciones para, por ejemplo, analizar un amplio rango de escenarios o para optimizar los parámetros de control. Estos modelos, sin embargo, suelen adolecer de una excesiva simplificación que provocan que, en muchas ocasiones, no reproduzcan con suficiente precisión la dinámica o, lo que es peor, no permitan detectar casos de inestabilidad.

En este contexto, el objetivo de la tesis realizada es la obtención de modelos lineales precisos de parques eólicos y, en particular, de lazos de control de corriente. Para ello, se han abordado las siguientes líneas de trabajo:

- Recopilación de las principales opciones de modelización lineal de aerogeneradores y redes eléctricas.
- Desarrollo de una metodología de modelización lineal que sea aplicable a una gran variedad de sistemas de generación renovable.
- Obtención de un modelo lineal que recoja de manera precisa el comportamiento y las dinámicas más importantes de un convertidor conectado a una red débil.
- Modelización de parques eólicos de turbinas Full-Converter (FC) y Doblemente Alimentadas (DFIG) conectados a una red débil.

Agradecimientos

Durante estos años, la realización de la tesis me ha aportado muchísimo tanto a nivel personal como a nivel académico. A esto han contribuido muchas personas de las que he estado rodeado, a quienes quiero dar las gracias.

Quiero agradecer en primer lugar a Jesús, por su buen hacer, por su paciencia, por saber guiarme, y por sus brillantes ideas que me han motivado a lo largo de estos años y, sobre todo, en los momentos más difíciles de este trabajo. Gracias por enseñarme tantas y tantas cosas.

A la Universidad Pública de Navarra, por abrirme las puertas durante los años de la tesis y de formación académica.

A Ingeteam Power Technology, por confiar en la Universidad y darme la oportunidad de realizar esta tesis. En especial quiero agradecer a Xabier, Iker, Eduardo y Carlos, por todo lo que han aportado en este trabajo: por asistir pacientemente a las reuniones y guiarnos en el desarrollo de la tesis con vuestra visión de empresa. Gracias Xabier por el apoyo brindado en la parte experimental.

A todos los compañeros de INGEPER, por el buen ambiente que se respira dentro del departamento y fuera de él. Siempre pendientes y dispuestos a echar una mano con lo que hiciera falta. Las comidas de Navidad, Ingebikes, Ingeskis, los congresos... Sin duda, para el más friolero de INGEPER, vosotros habéis marcado la diferencia a lo largo de estos años.

A mis amigos, “los de la bajera”, por ser una vía de escape constante que tanto me ha ayudado este tiempo.

A Isabel, Alberto, Maite, María, Amaia, Clara, Paula... Por la alegría que transmitís siempre que nos vemos. Gracias por ser tan atentos y darme tantos ánimos.

A los compañeros de alemán, que, pese a vernos de ciento a viento, me alegráis la semana. Que sigan las catas de *Bierchendt*, que son ya toda una tradición.

A Iosu, que desde lejos has seguido tan de cerca mi andadura estos años de tesis. Me faltan palabras para agradecerte tu manera de ser y tu manera de estar siempre presente.

A Bea, que tras ganar nuestra particular carrera de tesis, no has perdido la paciencia conmigo. Por todo lo que me das, tu cariño, apoyo y energía, que han hecho esta recta final tan llevadera.

De manera especial quiero agradecer a mis padres y a mi familia. Por todo el cariño y los ánimos que me dais siempre, y por la educación que he recibido de vosotros todos estos años. Sin vosotros, terminar la tesis habría sido una tarea imposible.

Índice

1	INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1	Introducción / 1	
1.2	Objetivos / 8	
1.3	Bibliografía / 9	
2	MODELIZACIÓN LINEAL DE SISTEMAS TRIFÁSICOS	11
2.1	Introducción / 11	
2.2	Representación Monofásica / 14	
2.3	Representación Multivariable / 18	
2.3.1	Matrices de funciones de transferencia / 19	
2.3.2	Funciones de transferencia complejas / 24	
2.3.3	Espacio de estados / 31	
2.4	Comparativa de las Distintas Representaciones / 34	
2.5	Conclusiones / 38	
2.6	Bibliografía / 38	
3	METODOLOGÍA DE MODELIZACIÓN PROPUESTA	41
3.1	Introducción / 41	
3.2	Cambios de Referencia en Sistemas Representados Mediante Espacio de Estados (EE) / 43	
3.3	Metodología de Modelización / 54	
3.4	Conclusiones / 72	
3.5	Bibliografía / 73	

4	MODELIZACIÓN DE UN CONVERTIDOR CONECTADO A RED	76
4.1	Introducción / 76	
4.2	Descripción del Sistema / 77	
4.3	Modelo Simplificado de Simulación / 83	
4.4	Modelo Lineal / 92	
4.5	Optimización del Controlador / 99	
4.6	Resultados Experimentales / 101	
4.7	Conclusiones / 106	
4.8	Bibliografía / 107	
5	MODELIZACIÓN DE UN PARQUE FULL-CONVERTER	110
5.1	Introducción / 110	
5.2	Descripción del Sistema / 110	
5.3	Modelo Simplificado de Simulación / 114	
5.4	Modelo Lineal / 123	
5.5	Optimización del controlador / 127	
5.6	Generación de Consignas de Corriente / 130	
5.7	Conclusiones / 137	
5.8	Bibliografía / 138	
6	MODELIZACIÓN DE UN PARQUE DFIG	140
6.1	Introducción / 140	
6.2	Descripción del Sistema / 140	
6.3	Modelo Simplificado de Simulación / 145	
6.4	Modelo Lineal / 150	
6.4.1	Modelo sin incluir el convertidor GSC / 151	
6.4.2	Modelo incluyendo el convertidor GSC / 164	
6.5	Conclusiones / 172	
6.6	Bibliografía / 173	
7	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	174
7.1	Conclusiones / 174	
7.2	Contribuciones / 177	
7.3	Líneas Futuras / 178	

ANEXOS	180
Anexo I: Ejemplos de análisis de estabilidad en sistemas SISO / 181	
Anexo II: Ejemplos de análisis de estabilidad en sistemas MIMO / 186	
Anexo III: Funciones para el análisis de estabilidad en sistemas MIMO / 190	
Anexo IV: Función <i>ab2dq_ext</i> / 195	
Anexo V: Función <i>ab2dq</i> / 197	
Anexo VI: <i>Script</i> de modelización de sistema con control vectorial / 198	
Anexo VII: Ajuste del modelo de alta frecuencia a partir de medidas experimentales / 200	
Anexo VIII: <i>Script</i> de modelización de convertidor con control vectorial dual / 202	
Anexo IX: <i>Script</i> de modelización de sistema FC / 204	
Anexo X: Generación de Consignas en sistema FC / 207	
Anexo XI: Generación de Consignas en sistema DFIG / 210	
Anexo XII: <i>Script</i> de modelización de sistema DFIG sin incluir el convertidor GSC / 214	
Anexo XIII: <i>Script</i> de modelización de sistema DFIG incluyendo el convertidor GSC / 218	
NOMENCLATURA Y ACRÓNIMOS / 224	

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

1.1 Introducción

Desde hace al menos 3000 años la energía del viento se ha empleado como fuerza motriz para bombear agua, moler grano o impulsar barcos. Sin embargo, la intermitencia del recurso eólico junto con los grandes avances surgidos en la Revolución Industrial hicieron que éste se substituyera por motores de combustión y motores eléctricos, los cuales proporcionaban una energía constante.

Hacia 1970, a raíz de la crisis del petróleo, el interés por la energía eólica despertó de nuevo. Sin embargo, esta vez surgió la idea de utilizar el viento como fuente de energía eléctrica en lugar de como fuente de energía mecánica. Los primeros prototipos de turbina eólica de unos pocos kW aparecieron a principios del siglo XX y, a partir de entonces, la tecnología ha ido desarrollándose rápidamente, alcanzando potencias del orden del MW a finales de dicho siglo. A día de hoy, es posible encontrar turbinas de hasta 9.5 MW, cuyo rotor barre una superficie equivalente a más de cuatro campos de fútbol [1.1].

Impulsada por la urgente descarbonización de la generación eléctrica a nivel mundial, la energía eólica ha protagonizado un desarrollo espectacular en la última década. Como se observa en la Figura 1.1, la potencia acumulada mundial ha experimentado un crecimiento continuo en los últimos años, pasando de los 94 GW en 2007 a los 540 GW actuales. Para finales de 2022, las previsiones estiman una capacidad acumulada de 840 GW [1.2].

La mayor parte de la potencia instalada en la actualidad se encuentra en China, Europa y Estados Unidos, tal y como muestra la Figura 1.2.

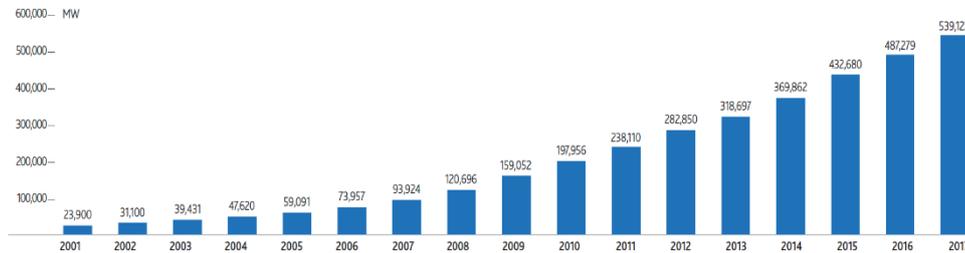


Figura 1.1: Potencia eólica acumulada a nivel mundial [1.2]

Sin embargo, en los últimos años, países en vías de desarrollo como China, India o Brasil están instalando la gran mayoría de la potencia eólica. La conexión de parques eólicos a gran escala en estos países, donde la red eléctrica es por lo general de baja calidad, supone un reto para los operadores de la red de transporte y de distribución en términos de estabilidad del sistema.

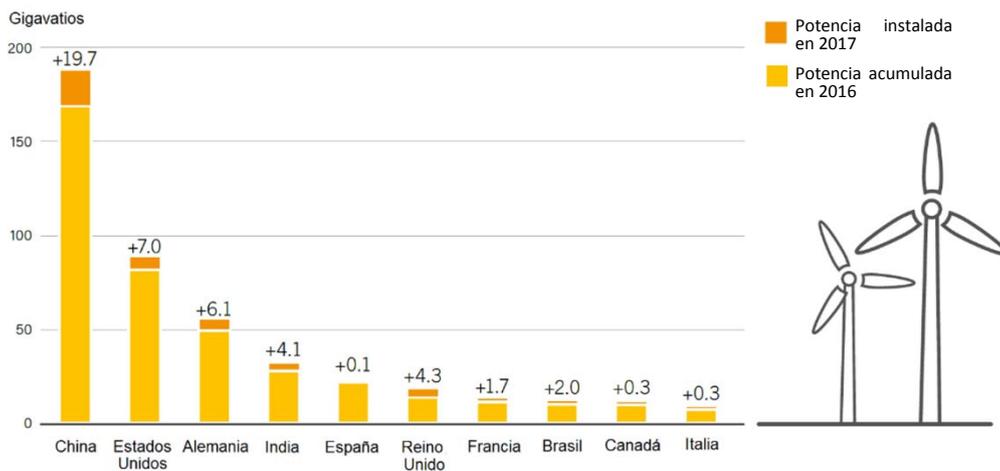


Figura 1.2: Potencia eólica acumulada por países y potencia instalada en 2017 [1.3]

El rápido aumento de la penetración eólica en la última década ha propiciado la aparición de problemas de integración de los parques eólicos en la red eléctrica [1.4]. Para asegurar el correcto funcionamiento del sistema eléctrico, se ha ido exigiendo a los parques el cumplimiento de códigos de red cada vez más exigentes.

La responsabilidad del cumplimiento de los códigos de red recae mayormente en el convertidor electrónico. La disposición del convertidor en los sistemas de conversión de energía eólica depende de la topología empleada, siendo la topología Full-Converter (FC) y la topología Doblemente Alimentada (DFIG) las más habituales.

La topología de conversión FC es la más empleada en la actualidad en la generación offshore de alta potencia. Este sistema de conversión aparece representado en la Figura 1.3 y, a continuación, se describen los distintos elementos del mismo:

- La máquina síncrona de imanes permanentes (MSIP) es la encargada de convertir la energía mecánica captada por las palas del aerogenerador en energía eléctrica.
- El convertidor *back-to-back*, dimensionado para la potencia nominal del generador, adecúa esta energía eléctrica para que pueda ser inyectada correctamente a la red eléctrica, cumpliendo con los códigos de red vigentes. La topología *back-to-back* está formada por dos convertidores trifásicos: el convertidor lado máquina (MSC) y el convertidor lado red (GSC), los cuales son simétricos respecto al bus de continua. El bus de continua está formado por una conexión serie-paralelo de condensadores y une ambos convertidores, teniendo una tensión en bornes constante. El convertidor MSC, que funciona como rectificador, se encuentra conectado al estator del generador. El convertidor GSC, que funciona como inversor, inyecta a la red eléctrica la energía producida por la turbina.

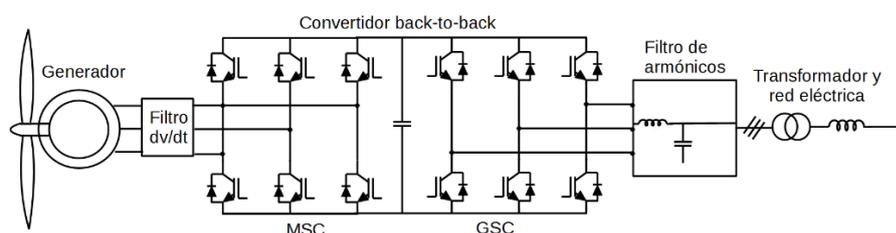


Figura 1.3: Estructura de conversión Full-Converter

- El filtro dv/dt se conecta habitualmente entre el convertidor y el generador y sirve para reducir la pendiente de los pulsos de tensión introducidos por la rápida conmutación de los interruptores utilizados en los convertidores de potencia. Estos pulsos, en ausencia del filtro dv/dt , reducen la vida útil del generador eléctrico, al no distribuirse uniformemente en todo el bobinado del estator y pueden ocasionar además interferencias electromagnéticas en los equipos electrónicos adyacentes.
- El filtro de armónicos, situado entre el convertidor y el transformador de la turbina, es el encargado de filtrar el contenido armónico de la corriente que se inyecta a la red, de tal manera que se cumplan los requisitos fijados por la normativa de conexión a red. La topología de filtro más extendida es la de filtro *LCL*, formado por una inductancia conectada a la salida del convertidor y por un condensador conectado en

paralelo. Como segunda inductancia suele aprovecharse la propia inductancia de fugas del transformador de turbina.

- El transformador de turbina, que se encuentra normalmente dentro de la *nacelle*, eleva la tensión de salida del generador para reducir las pérdidas eléctricas que tienen lugar en el transporte de la energía generada.

Por otro lado, la estructura de conversión DFIG ha sido la más empleada en aplicaciones eólicas en las últimas décadas. El generador empleado en esta topología es una máquina asíncrona de rotor bobinado cuyo estator está conectado directamente a la red y cuyo rotor está conectado a un convertidor *back-to-back*, el cual se conecta también a la red, tal y como se muestra en el esquema de la Figura 1.4. El convertidor MSC es el encargado de imponer las corrientes necesarias en el rotor para que el estator de la máquina genere las potencias activa y reactiva requeridas por el control de turbina. El convertidor GSC, por su parte, se encarga de mantener constante la tensión de bus, y de aportar cuando es necesario potencia reactiva a la red.

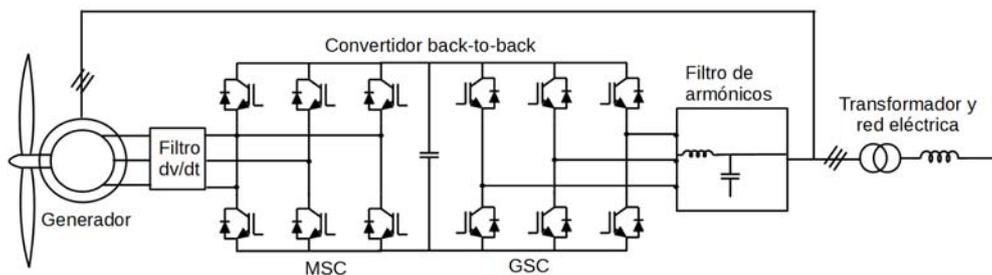


Figura 1.4: Estructura de conversión Doblemente-Alimentada

La principal ventaja de esta topología es que el convertidor del rotor resulta más pequeño y económico, al ser atravesado sólo por una fracción pequeña de la potencia nominal. Es por ello que el coste del convertidor y las pérdidas del mismo son menores que en el caso de una estructura FC, donde el convertidor está dimensionado para la potencia nominal. A su vez, los filtros requeridos para cumplir con las normativas de red son más reducidos. El bajo coste de este sistema de conversión ha sido la razón de que la mayoría de fabricantes empleen este generador en sus turbinas.

Sin embargo, la topología DFIG es particularmente sensible a las perturbaciones en la tensión de red, principalmente a los huecos de tensión. Las perturbaciones de red pueden ocasionar daños irreversibles en el convertidor del rotor, por lo que resulta habitual la instalación de elementos de protección que hagan frente a estos eventos, aumentando el coste global del sistema.

Hace unas pocas décadas, los parques eólicos eran de poca potencia y se instalaban en países con redes fuertes. Actualmente, el tamaño de los parques eólicos ha aumentado enormemente y, con la expansión de la energía eólica en todo el mundo, está proliferando la conexión de potencia en redes débiles. La interacción del convertidor electrónico con estas redes provoca la aparición de problemas de estabilidad que anteriormente no existían [1.5].

Como ya se ha mencionado, los parques eólicos deben cumplir con códigos de red cada vez más exigentes [1.6-1.8]. Entre los requerimientos que se exigen a las turbinas eólicas en la actualidad, destaca la rápida respuesta dinámica ante transitorios en la red y la limitación en el contenido armónico de la corriente inyectada. El filtro *LCL* habitualmente empleado a este último fin, tiene una frecuencia de resonancia que queda fuera del ancho de banda del control (>500 Hz frente a los aproximadamente 300 Hz del control), pudiendo comprometer la estabilidad del sistema, especialmente en redes débiles.

Este es el caso de dos parques eólicos analizados en esta tesis: uno de 21 MW compuesto por turbinas FC y otro de 44 MW compuesto por turbinas DFIG. En ambos parques, conectados a redes débiles, se detectaron varios eventos de resonancia en torno a la frecuencia del filtro *LCL*. En la Figura 1.5a puede verse cómo durante uno de estos eventos, la corriente por uno de los filtros de armónicos del parque FC llega a parar la operación de todo el sistema, mientras que en la Figura 1.5b, se aprecia una gran distorsión armónica en la tensión de uno de los filtros de armónicos del parque DFIG.

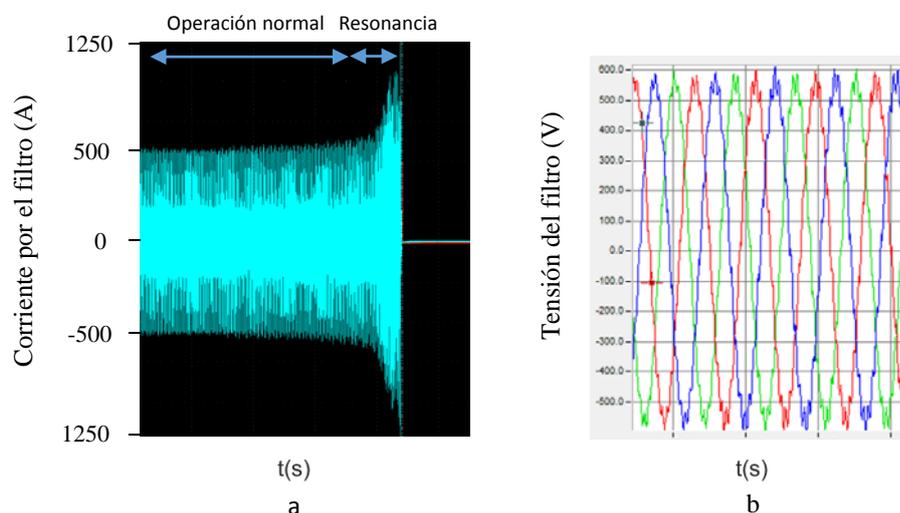


Figura 1.5: Eventos de resonancia registrados en un parque de turbinas FC (a) y en un parque de turbinas DFIG (b)

En este contexto, el convertidor electrónico de la turbina, y más en concreto, su lazo de corrientes, juegan un papel crucial en la estabilidad y respuesta dinámica del sistema [1.9,1.10]. La rapidez de este lazo, en muchas ocasiones, se ve limitada por estos problemas de estabilidad, y el cumplimiento de los códigos de red se convierte en un reto.

A la hora de afrontar algunos de los problemas derivados de la integración en red de parques eólicos, resulta de gran importancia disponer de modelos que permitan reproducir fielmente la interacción, desde el punto de vista de las variables eléctricas, entre la red y dichos parques. En este trabajo se ha hecho especial hincapié en la modelización del lazo de corriente del convertidor.

En este contexto, es posible recurrir a un modelo discontinuo y variable en el tiempo, como se denomina en la literatura [1.11,1.12]. Este modelo incluye, por lo general, las dinámicas de conmutación de los convertidores junto con los algoritmos de modulación empleados y los modelos de los componentes concretos utilizados. Se trata por tanto de un modelo detallado que puede llegar a incluir todos los algoritmos de control implementados en las turbinas eólicas (con mayor o menor detalle) y un modelo de la red de orden elevado, permitiendo visualizar la evolución de las distintas variables en el tiempo: tanto variables eléctricas como cualquier variable empleada en el control. Este tipo de modelos resultan especialmente útiles en la fase de validación de las estrategias de control, en análisis a nivel de componente o a nivel de equipo de conversión, en el estudio de comportamientos ante transitorios de red y en el cumplimiento de normativas. Sin embargo, tienen un alto coste computacional y no permiten diseñar de manera eficiente los reguladores empleados en el control de corriente.

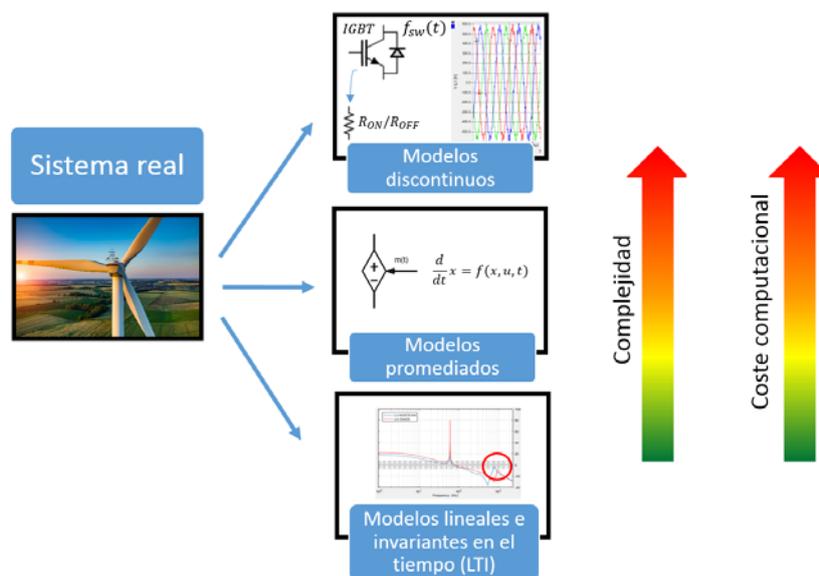


Figura 1.6: Sistema real y posibilidades de modelización en estudios de integración en red.

Otra posibilidad es recurrir a modelos promediados, los cuales consideran, como su nombre indica, un modelo promediado de convertidor. Estos modelos son también variables en el tiempo y pueden incluir dinámicas tanto lineales como no lineales. Al no considerar las conmutaciones de los interruptores e incluir un menor grado de detalle de los algoritmos de control de la turbina, tienen por lo general un menor coste computacional que los modelos discontinuos. Sin embargo, tampoco permiten diseñar de manera intuitiva los reguladores empleados en el control de corriente.

Una tercera posibilidad son los modelos lineales invariantes en el tiempo (LTI), que representan sistemas cuya dinámica se puede describir mediante ecuaciones diferenciales lineales con coeficientes constantes. En el contexto de esta tesis, estos modelos se consideran especialmente interesantes, al permitir analizar la estabilidad y las dinámicas importantes de los convertidores y de los parques eólicos conectados a red mediante herramientas de respuesta en frecuencia, análisis de valores propios, factores de participación y sensibilidad ante variaciones de parámetros, entre otras [1.11]. Además, es posible conseguir en estos modelos una alta eficiencia computacional que permita simular el comportamiento del sistema con distintos algoritmos de control, así como abarcar las diferentes casuísticas que se pueden dar en la interacción entre los parques y la red eléctrica: adición de nuevos elementos en la red, tolerancias en los componentes, variaciones en la red provocados por la conexión/desconexión de parques eólicos cercanos, etc.

En los modelos lineales, sin embargo, es habitual simplificar el sistema trifásico a uno monofásico [1.13,1.14]. Cuando el sistema tiene un acoplamiento entre fases despreciable, la modelización monofásica resulta adecuada. Por el contrario, cuando el sistema de partida tiene acoplamientos significativos, la modelización monofásica no es suficiente, ya que comete errores de modelado que pueden ser críticos a la hora de reproducir correctamente el comportamiento del sistema. Los acoplamientos entre fases aparecen, por ejemplo, al realizar un control vectorial de una planta trifásica cualquiera, al modelizar un motor de reluctancia variable, al representar asimetrías en componentes RLC trifásicos, o al modelizar sistemas que hagan el cálculo de sus consignas de corriente en ejes dq .

Además, en sistemas de generación eólica es habitual la presencia de microcontroladores, donde se encuentra implementado el control de la turbina. La frecuencia de ejecución de estos controles digitales suele ser baja, al ser ésta igual o el doble de la frecuencia de conmutación del convertidor, la cual viene limitada por las pérdidas de los interruptores empleados. La convivencia en el mismo sistema de elementos analógicos y digitales complica en buena medida la obtención de modelos lineales. Habitualmente, el control digital se modeliza mediante aproximaciones analógicas [1.10,1.15,1.16]. Sin embargo, en sistemas con dinámicas dominantes cercanas a la frecuencia de Nyquist, estas aproximaciones pueden no ser suficientemente precisas, y, si lo son, pueden elevar sustancialmente el orden del sistema [1.17]. Esto ocurre, por ejemplo, al analizar la estabilidad del control de corriente de

un filtro *LCL* o al implementar una estrategia de amortiguamiento activo para dicho filtro, dado que normalmente la frecuencia de resonancia del filtro se encuentra próxima a la frecuencia de Nyquist. En sistemas cercanos a la inestabilidad, el hecho de utilizar aproximaciones puede derivar en discrepancias importantes entre el modelo y el sistema real, siendo necesaria una modelización más exacta en el dominio discreto. Esta modelización permite además el diseño de controladores directamente en el dominio discreto, consiguiendo mejores prestaciones dinámicas que si se discretizara un controlador diseñado en el dominio analógico.

1.2 Objetivos

Los principales objetivos de esta tesis están relacionados con los retos y con los problemas mencionados en la sección anterior.

El primer objetivo consiste en desarrollar una metodología de modelización sencilla que dé lugar a modelos lineales altamente eficientes y que sea aplicable a una amplia variedad de sistemas eléctricos de potencia.

El segundo objetivo es aplicar la metodología desarrollada a sistemas de conversión de energía: por un lado, al sistema formado por el lazo de corrientes de un convertidor conectado a una red débil y, por otro, a parques eólicos de turbinas Full-Converter (FC) y de turbinas basadas en la Máquina Doblemente Alimentada (DFIG). Se busca obtener modelos reducidos que permitan reproducir el comportamiento y las dinámicas más importantes de estos sistemas.

La estructura de la tesis viene marcada por los dos objetivos descritos anteriormente. En el Capítulo 2 se presenta una recopilación de las distintas opciones de modelización lineales en sistemas de potencia en el ámbito de la generación renovable. De entre estas opciones, la modelización mediante espacio de estados (EE) resulta ser la más precisa y eficiente, siendo ésta la escogida para desarrollar los modelos lineales a lo largo de la tesis. En el Capítulo 3 se desarrolla una herramienta que permitirá, en los modelos definidos en EE, realizar de una manera ágil cambios entre los distintos sistemas de referencia utilizados en el control vectorial de corrientes. A continuación, se propone en este capítulo una metodología de modelización que permite modelizar una amplia variedad de sistemas de manera sencilla y eficiente. Con el objetivo de modelizar con precisión los sistemas digitales analizados, los modelos se representan en EE y en el dominio discreto z .

La metodología propuesta se utiliza en el Capítulo 4 para desarrollar un modelo lineal de un convertidor conectado a red, el cual se valida mediante resultados experimentales obtenidos en las instalaciones de Ingeteam Power Technology S.A. El algoritmo de control de dicho convertidor está formado por un gran número de elementos que complican la modelización. Con el objetivo de no añadir complejidad innecesaria al modelo lineal, se analiza

en primer lugar la influencia de los elementos más relevantes del lazo de corrientes y de la planta, partiendo de un modelo detallado del sistema. La gran disminución de coste computacional del modelo lineal obtenido con respecto al modelo de partida permite realizar grandes series de simulaciones, optimizando el ajuste del controlador del lazo de corrientes del convertidor. De esta manera se consigue el mejor comportamiento del mismo de acuerdo a unas especificaciones concretas de estabilidad, respuesta dinámica y robustez frente a variaciones en los componentes del filtro y en la inductancia de red.

En el Capítulo 5 se modeliza un parque eólico compuesto por turbinas FC conectado a una red débil. El parque real que se modeliza presenta inestabilidades que son consecuencia de la interacción entre el lazo de corrientes y la red eléctrica a la que se encuentra conectado. Asimismo, se desarrolla un modelo lineal siguiendo la metodología de modelización presentada en el Capítulo 3. Por último, en el Capítulo 6 se modeliza un parque eólico de turbinas DFIG conectado a una red débil. En este capítulo se desarrolla también un modelo lineal que tiene en cuenta los elementos más influyentes en la respuesta dinámica y en la estabilidad del sistema.

1.3 Bibliografía

- [1.1] MHI Vestas. Available at: <http://www.mhivestasoffshore.com/innovations/> (Accessed: 16/02/2019), 2018.
- [1.2] Global Wind Energy Council (GWEC): Global wind report: annual market update 2017. GWEC, 2018.
- [1.3] REN21: Renewables 2018 global status report. REN21, 2018.
- [1.4] Wang, X., Blaabjerg, F. "Harmonic stability in power electronic based power systems: concept, modeling, and analysis", IEEE Trans. Smart Grid. 1-12, 2018.
- [1.5] Harnefors, L., Wang, X.F., Yepes, A.G., Blaabjerg, F. "Passivity-based stability assessment of grid-connected VSCs-An overview", IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. 4, 116-125, 2016.
- [1.6] Network Code Requirements for Generators: VDE-AR-N 4120:2017-05. Connection and Operation to High-Voltage Grid and their Operation.
- [1.7] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft (BDEW), Technical Guideline: Generating plants connected to the medium- Voltage network, 2008.
- [1.8] IEEE: Application Guide for IEEE Std 1547, IEEE Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, 2008.

- [1.9] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., Timbus, A.V. "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 53, 1398-1409, 2006.
- [1.10] Freijedo, F.D., Vidal, A., Yepes, A.G., Guerrero, J.M., López, O., Malvar, J., Doval-Gandoy, J. "Tuning of synchronous-frame PI current controllers in grid-connected converters operating at a low sampling rate by MIMO root locus", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62, 5006-5017, 2015.
- [1.11] Bergna-Díaz, G., Freytes, J., Guillaud, X., D'Arco, S., Suul, J.A. "Generalized voltage-based state-space modeling of modular multilevel converters with constant equilibrium in steady state," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 6, 707-725, 2018.
- [1.12] Boroyevich, D., Burgos, R., Cvetkovic, I., Wen, B. "Modeling and control of three-phase AC high-power high-frequency converters", *Proceedings paper presentado en IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Padova, Italy. 2018.*
- [1.13] Shen, J., Schroder, S., Stagge, H., De Doncker, R.W. "Design challenges of industrial high-power converters with low pulse-ratios", *Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, USA. 817-824, 2013.*
- [1.14] Dannehl, J., Wessels, C., Fuchs, F.W. "Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 6, 380-388, 2009.
- [1.15] Shi, J.K., Shen, J., Chen, Q.Y., Schroder, S., Stagge, H., De Doncker, R.W. "Performance evaluation of current control strategies in LCL-filtered high-power converters with low pulse ratios", *Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Pittsburgh, USA. 3234-3242, 2014.*
- [1.16] Vidal, A., Yepes, A.G., Freijedo, F.D., Malvar, J., López, O., Doval-Gandoy, J. "A technique to estimate the equivalent loss resistance of grid-tied converters for current control analysis and design", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 30, 1747-1761, 2015
- [1.17] Shen, J., Schroder, S., Stagge, H., De Doncker, R.W. "Precise modeling and analysis of DQ-frame current controller for high power converters with low pulse ratio", *Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Raleigh, USA. 61-68, 2012.*

Capítulo 2

Modelización Lineal de Sistemas Trifásicos

2.1 Introducción

El presente capítulo contiene una recopilación de las distintas opciones de representación lineales de sistemas de potencia trifásicos. Pese a tratarse de representaciones maduras, en muchas ocasiones no es fácil de encontrar en la literatura las peculiaridades, ventajas y limitaciones de cada una de ellas. A lo largo de este capítulo se mostrarán por medio de ejemplos sencillos los fundamentos y particularidades de cada opción, así como algunos de los principales criterios de estabilidad y de estudio de la respuesta dinámica. Por último, las distintas representaciones se compararán entre sí, de manera que se sienten unas bases que sirvan en los capítulos posteriores para el desarrollo de modelos lineales de mayor complejidad.

Como sistema de ejemplo se considera un control de corrientes de un convertidor trifásico conectado a la red eléctrica a través de un filtro de armónicos. Por sencillez, se va a considerar un filtro LR como el de la Figura 2.1. No obstante, lo que sigue en este capítulo es directamente aplicable a una gran variedad de controles y sistemas.

La dinámica de la planta LR viene definida por

$$v_{rst} = L_{rst} \frac{di_{rst}}{dt} + R_{rst} \cdot i_{rst} \quad (2.1)$$

donde L_{rst} representa la matriz de inductancias en las fases rst , R_{rst} la matriz de resistencias, v_{rst}

las tensiones e i_{rst} las corrientes:

$$L_{rst} = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix}, \quad R_{rst} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix}, \quad v_{rst} = \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad i_{rst} = \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix}$$

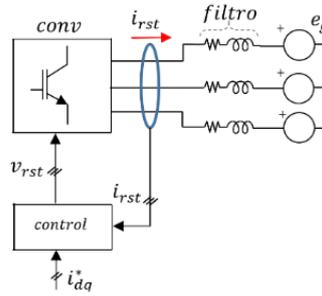


Figura 2.1: Sistema sencillo de control

Respecto al control de corrientes, tradicionalmente el regulador proporcional integral implementado en un marco de referencia síncrono (SRFPI) ha sido el más empleado. Al girar este marco a la misma frecuencia que la tensión de red, se obtienen consignas de corriente constantes para conseguir un determinado valor de potencia, lo que asegura un error de seguimiento en las corrientes nulo [2.1]. Además, si los ejes dq se orientan con la tensión de la red, se obtiene un desacoplo en la potencia activa y reactiva entregadas por el convertidor [2.2].

Las corrientes i_{rst} de la Figura 2.1 deben expresarse en los ejes giratorios dq para llevar a cabo el control vectorial. Para una variable trifásica cualquiera x_{rst} , su valor en coordenadas dq se obtiene multiplicando dicha variable por la matriz de transformación de Park:

$$P = K \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) & \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_s t) & -\sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$x_{dq} = P x_{rst} \quad (2.3)$$

siendo K una constante que depende del convenio utilizado en la transformación y ω_s la velocidad de giro de los ejes dq utilizados:

En la Expresión 2.4, se aplica la matriz de Park a la ecuación dinámica de la planta LR en ejes rst .

$$\begin{aligned}
 v_{dq} &= P v_{rst} = P L_{rst} \frac{di_{rst}}{dt} + P R_{rst} \cdot i_{rst} = PL_{rst} \frac{d(P^{-1}i_{dq})}{dt} + P R_{rst} P^{-1} \cdot i_{dq} = \\
 &= \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{pmatrix} \frac{di_{dq}}{dt} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_s L \\ \omega_s L & 0 \end{pmatrix} i_{dq} + \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} i_{dq}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

siendo v_{dq} e i_{dq} la tensión y corriente del convertidor expresada en los ejes síncronos dq , respectivamente.

Los acoplamientos que presenta esta planta (segundo término de la Expresión 2.4), también llamados términos cruzados, empeoran la dinámica del lazo de control [2.3,2.4]. Entre las distintas estrategias orientadas a desacoplar el sistema, la compensación que utiliza la medida de corriente es la más común [2.5-2.7]. En la Figura 2.2 aparece un esquema que muestra los acoplamientos del sistema junto con el regulador y la compensación empleada. Este sistema, de acuerdo a su número de entradas y salidas, es un sistema *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO), y es el que se considera a lo largo del capítulo. Por sencillez, se va a realizar el análisis de las distintas modelizaciones en el dominio analógico, pero el razonamiento es el mismo en el dominio discreto.

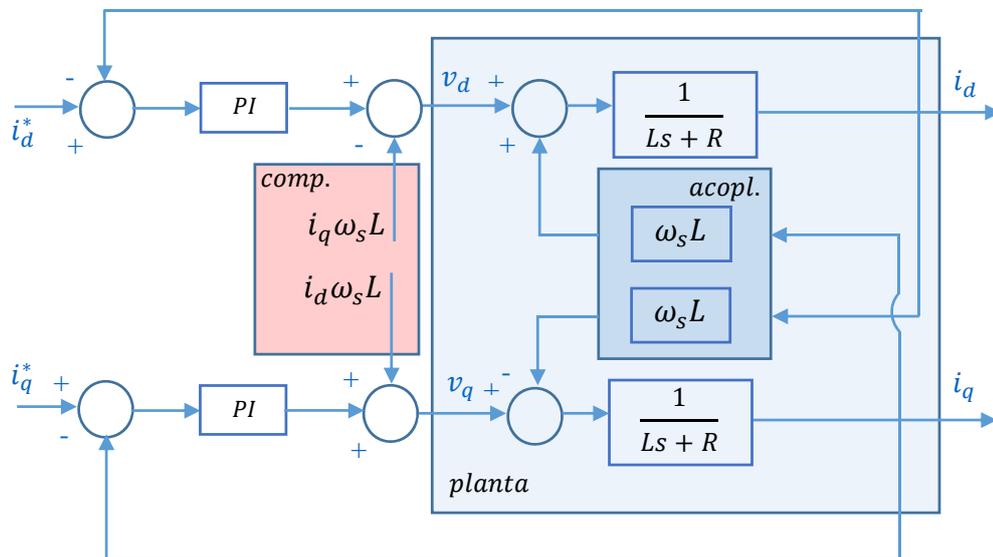


Figura 2.2: Representación MIMO del sistema expresado en ejes dq

2.2 Representación monofásica

Tradicionalmente, a la hora de modelizar un lazo de corrientes trifásico con control vectorial se considera, por sencillez, una sola fase [2.6,2.8]. Esta representación monofásica supone una compensación perfecta de los términos cruzados de la planta a controlar, quedando por tanto los lazos de control en el eje d y en el eje q desacoplados. En tal caso, se puede analizar el sistema mediante el lazo *Single-Input Single-Output* (SISO) de la Figura 2.3.

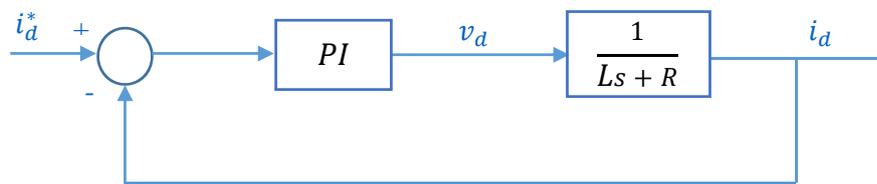


Figura 2.3: Representación SISO del sistema (se considera únicamente el eje d)

Esta modelización puede realizarse utilizando funciones de transferencia convencionales, tanto en el dominio de Laplace, en el caso de una representación analógica del sistema, como en el dominio z , en el caso de una representación digital.

Ejemplo de modelización

Mediante la Expresión 2.5 se modeliza la planta del sistema. Esta modelización no considera los acoplamientos entre ejes¹:

$$\frac{i_d}{v_d} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.5)$$

siendo L la inductancia y R la resistencia. La función de transferencia del PI considerado aparece a continuación:

$$PI = K_p \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \quad (2.6)$$

siendo K_p la constante proporcional y T_n la constante integral del controlador.

En este ejemplo, dado que se analiza un control de corrientes, interesa conocer la relación de lazo cerrado i_d/i_d^* , la cual relaciona la corriente que circula por el convertidor en el eje d con la referencia de corriente deseada en dicho eje. Mediante las expresiones 2.7 y 2.8 es posible

¹ Por simplificar la notación, en ocasiones se omite la dependencia de las distintas funciones de transferencia con la variable de Laplace s .

obtener esta relación y la relación de las mismas variables en lazo abierto:

$$LC = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{LA}{1 + LA} \quad (2.7)$$

siendo el lazo abierto:

$$LA = PI \cdot \frac{1}{Ls + R} \quad (2.8)$$

Estabilidad y respuesta dinámica

Polos

Una forma directa y muy extendida de conocer la estabilidad de sistemas de potencia es mediante el cálculo de los polos de su función de transferencia en lazo cerrado [2.9]. La estabilidad del lazo cerrado de la Figura 2.4 se puede estudiar mediante el cálculo de las raíces de la función $1+R(s)H(s)$. Mediante el comando *pole*, programas como Octave o Matlab calculan los polos de la función de transferencia en lazo cerrado. Un sistema será estable si todos sus polos de lazo cerrado se encuentran en el semiplano izquierdo, en el caso de trabajar en el dominio analógico y si todos los polos están dentro del círculo unidad, en el caso de trabajar en el dominio discreto [2.9,2.10].

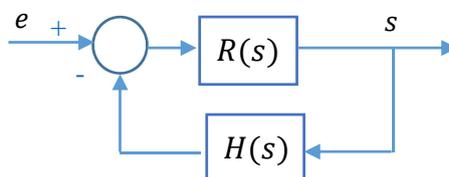


Figura 2.4: Sistema en lazo cerrado

Pese a poder aplicar este criterio a cualquier sistema, su principal desventaja es que resulta difícil analizar la influencia que tienen los parámetros del controlador en los polos del lazo cerrado del sistema, resultando poco intuitivo su diseño.

Criterio de Nyquist

El criterio de Nyquist es una alternativa útil al cálculo de los polos de lazo cerrado, especialmente en sistemas de orden elevado y/o sistemas analógicos con retrasos [2.11]. De acuerdo a este criterio, la estabilidad del sistema en lazo cerrado

$$G(s) = \frac{R(s)H(s)}{1 + R(s)H(s)} \quad (2.9)$$

de la Figura 2.4 puede analizarse mediante su expresión en lazo abierto

$$G_{LA}(s) = R(s)H(s) \quad (2.10)$$

Evaluando $G_{LA}(s)$ para todo el rango de frecuencias y representándola en el diagrama de Nyquist se obtiene la curva de Nyquist.

Cuando $G_{LA}(s)$ no tiene polos en el semiplano derecho, lo cual es cierto en la amplia mayoría de sistemas físicos empleados en electrónica de potencia [2.11], se puede decir que el sistema en lazo cerrado es estable si y solo si la curva de Nyquist evaluada en $s = j\omega$, con $-\infty < \omega < \infty$, no rodea al punto $(-1, 0j)$. Como puede apreciarse en la curva sencilla de la Figura 2.5, la curva de Nyquist para frecuencias positivas y negativas es simétrica respecto al eje real. Por ello, es suficiente con evaluar la curva a frecuencias positivas y multiplicar por dos el número de rodeos obtenido.

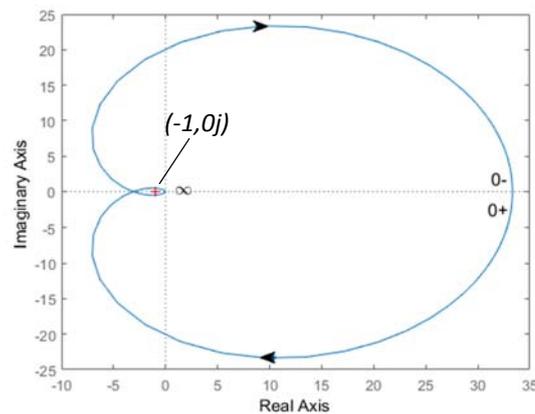


Figura 2.5: Curva de Nyquist de un sistema sencillo

Cuando $G_{LA}(s)$ tiene polos en el semiplano derecho y/o integradores (como por ejemplo, si se tiene un regulador PI), la aplicación del criterio de Nyquist se vuelve más complicada. A modo aclaratorio se pueden consultar distintos ejemplos en el Anexo I.

Diagrama de Bode

El análisis de estabilidad mediante diagrama de Bode es el criterio más utilizado en sistemas de electrónica de potencia debido a que, a partir de la expresión en lazo abierto del sistema, permite analizar de manera sencilla la influencia que tienen los parámetros del controlador en la respuesta y estabilidad del sistema en lazo cerrado.

El criterio de Bode determina que un sistema es estable si su margen de fase MF y su margen de ganancia MG son positivos [2.12]. En la Figura 2.6a se puede observar el diagrama de Bode en lazo abierto y la respuesta ante escalón en lazo cerrado para un caso estable ($MF > 0$, $MG > 0$) y uno inestable ($MF < 0$, $MG < 0$) de un sistema sencillo cualquiera.

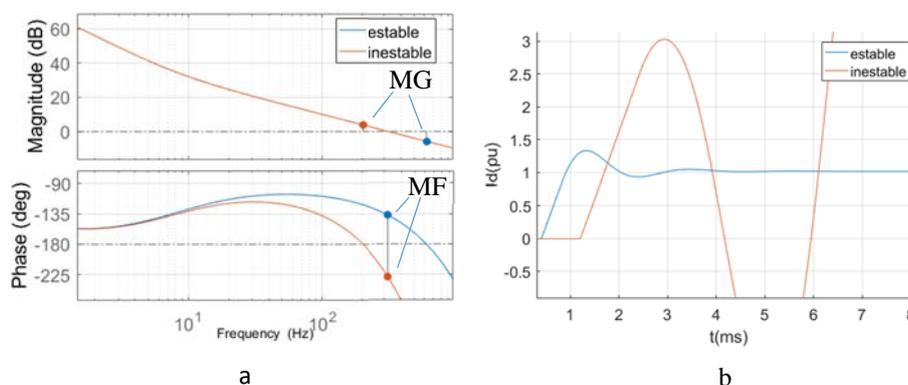


Figura 2.6: Diagrama de Bode de un sistema sencillo (a) y respuesta ante escalón (b) para un caso estable y un caso inestable

Sin embargo, en sistemas complicados es habitual encontrarse con varios márgenes de ganancia y varios márgenes de fase, y de manera menos frecuente con polos inestables en la función de lazo abierto. En estos sistemas ya no es posible aplicar por lo general² el criterio de Bode original. Con el objetivo de abarcar un mayor número de los sistemas empleados habitualmente en electrónica de potencia, se han desarrollado distintas revisiones en torno al criterio original, basadas todas ellas en el criterio de Nyquist. Una revisión bibliográfica de estos criterios y una extensa generalización del criterio de Bode se pueden encontrar en [2.13]. Por lo general, conforme aumenta la complejidad del sistema, el análisis mediante el diagrama de Bode, pese a ser viable, pierde practicidad, resultando más conveniente el análisis mediante diagrama de Nyquist.

A modo aclaratorio, en el Anexo I se pueden consultar distintos ejemplos de análisis de estabilidad mediante diagrama de Bode.

Respuesta dinámica

En cuanto a la respuesta dinámica, ésta se evalúa generalmente con la respuesta del sistema ante una entrada escalón. Mediante programas como Octave o Matlab es posible

² Para que el criterio de Bode pueda aplicarse se debe tener un único MF y MG y además debe cumplirse que el número de rodeos al punto $(-1,0j)$ a frecuencia 0 (que aparecen en el diagrama de Nyquist pero no se aprecian en el diagrama de Bode) sea igual al número de polos inestables de la función en lazo abierto P [2.13]. Dado que lo habitual en sistemas de potencia es que $P=0$, el criterio de Bode será aplicable generalmente si no se tienen rodeos a dicho punto a frecuencia 0.

obtener con el comando *step* la respuesta escalón de la función en lazo cerrado:

$$\text{step}(LC) \quad (2.11)$$

2.3 Representación multivariable

La representación monofásica del apartado anterior supone una compensación perfecta de los términos cruzados de la planta a controlar. Sin embargo, el desacoplo conseguido mediante la realimentación de corriente –que es el método de desacoplo más frecuente en la literatura [2.14-2.16]– no es exacto debido a los filtros de medida y a los retrasos de la digitalización, especialmente en sistemas con bajos ratios frecuencia de muestreo-frecuencia fundamental [2.4,2.8,2.17]. Cuando el acoplamiento entre ejes es despreciable, la representación monofásica resulta adecuada. Por el contrario, cuando el sistema a modelar tiene acoplamientos significativos, esta representación no es suficiente, ya que comete errores de modelado que pueden ser críticos a la hora de reproducir correctamente el comportamiento del sistema.

Un ejemplo que ilustra estos errores de modelado es el sistema que se tratará en el Capítulo 5: en la Figura 2.7 se ha representado la respuesta ante escalón de su lazo de corrientes utilizando dos modelos: uno que considera el acoplamiento entre ejes y otro que supone que el acoplamiento es despreciable. El modelo que ignora los acoplamientos proporciona una respuesta estable del sistema, mientras que el modelo más exacto que sí los considera (validado con modelos detallados de simulación), proporciona una respuesta inestable. En estos casos, es necesario recurrir a una modelización MIMO, las cuales son frecuentes en la literatura y permiten describir de forma precisa lazos de control multivariable.

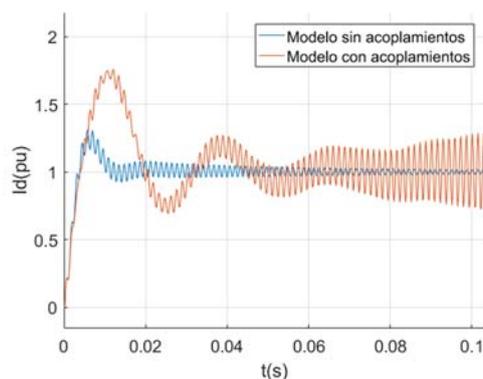


Figura 2.7: Respuesta ante escalón de un modelo que considera el acoplamiento entre ejes y otro que supone que el acoplamiento es despreciable

A continuación se repasan las principales opciones de representación de sistemas MIMO utilizadas en la literatura: la modelización basada en matrices de funciones de transferencia (MFT), la modelización basada en funciones de transferencia complejas (FTC) y la modelización mediante espacio de estados (EE).

2.3.1 Matrices de funciones de transferencia

Las matrices de funciones de transferencia (MFT) se utilizan ampliamente en la literatura en el modelado de convertidores de potencia y en aplicaciones de conexión a red [2.5,2.18,2.19]. Esta modelización representa las entradas y salidas del sistema mediante vectores escalares, y las relaciona entre sí por medio de matrices, cuyos elementos son funciones de transferencia convencionales. Por ejemplo, mediante MFT se puede expresar la relación entre tensiones y corrientes de una planta LR de acuerdo a las ecuaciones diferenciales de la Expresión 2.4:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ls + R & -\omega_s L \\ \omega_s L & Ls + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Invirtiendo la matriz anterior es posible obtener la relación corriente-tensión expresada en ejes dq:

$$planta = \frac{i_{dq}}{v_{dq}} = \begin{bmatrix} \frac{Ls + R}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} & \frac{\omega_s L}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} \\ \frac{-\omega_s L}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} & \frac{Ls + R}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Sin embargo, cuando se trata con plantas más complicadas, como una planta LCL, resulta difícil hallar su MFT. En este caso, resulta más sencillo expresar la planta en aquellos ejes donde no presente acoplamientos (ejes estacionarios), y trasladarla a los ejes dq (Figura 2.8). Esta traslación puede realizarse en sistemas analógicos cuya MFT de partida tenga elementos diagonales iguales y no presente acoplamientos entre sus ejes, lo cual no ocurre siempre [2.19].

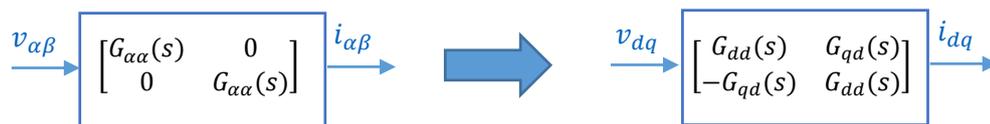


Figura 2.8: Cambio de referencia de ejes αβ a ejes dq.

En la figura anterior,

$$G_{dd} = \frac{1}{2}(G_{\alpha\alpha}(s + j\omega_s) + G_{\alpha\alpha}(s - j\omega_s)), \quad G_{qd} = \frac{1}{2}(-j \cdot G_{\alpha\alpha}(s + j\omega_s) + j \cdot G_{\alpha\alpha}(s - j\omega_s))$$

$$G_{dq} = \frac{1}{2}(j \cdot G_{\alpha\alpha}(s + j\omega_s) - j \cdot G_{\alpha\alpha}(s - j\omega_s)) \quad \text{y} \quad G_{qq} = \frac{1}{2}(G_{\alpha\alpha}(s + j\omega_s) + G_{\alpha\alpha}(s - j\omega_s))$$

siendo ω_s la velocidad de los ejes dq .

Ejemplo de modelización

Se considera el lazo de control de la Figura 2.2, el cual se expresa de forma compacta mediante el diagrama de bloques de la Figura 2.9. El lazo incluye un control vectorial de una planta LR con compensación de términos cruzados. Esta compensación se modeliza multiplicando la corriente por el término $J\omega_s L$, siendo

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

la matriz equivalente a la unidad imaginaria j . Esta matriz, utilizada en representaciones multivariable, adelanta 90° el vector al que multiplica, al permutar las componentes de los ejes ortogonales.

La planta LR puede expresarse en ejes dq mediante la Expresión 2.13. Cabe resaltar que la misma planta podría obtenerse aplicando la transformación de la Figura 2.8 a una planta LR definida en ejes $\alpha\beta$.

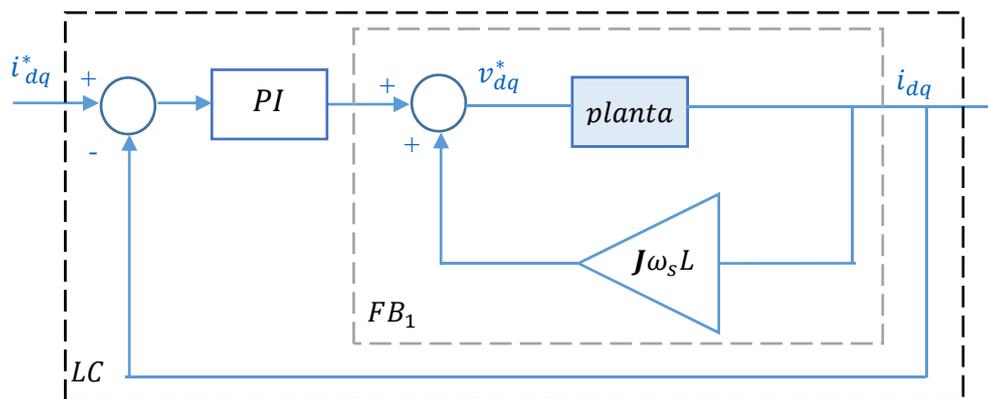


Figura 2.9: Modelo en ejes dq

Respecto al control, se considera un regulador PI para el eje d y otro para el eje q :

$$PI = \begin{bmatrix} K_p \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} & 0 \\ 0 & K_p \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Mediante álgebra de bloques se halla el lazo abierto y el lazo cerrado del sistema multivariable:

$$FB_1 = [I - J \omega_s L \cdot planta]^{-1} \cdot planta \quad (2.15)$$

$$LA = PI \cdot FB_1 \quad (2.16)$$

$$LC = [I + PI \cdot FB_1]^{-1} \cdot PI \cdot FB_1 \quad (2.17)$$

En este trabajo, la matriz identidad y la matriz nula para sistemas de orden 2 son, respectivamente

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ y } \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En Matlab, las expresiones 2.15 y 2.17 pueden calcularse fácilmente y con suficiente precisión mediante el comando *feedback*:

$$FB_1 = feedback(planta, J \omega_s L, +1) \quad (2.18)$$

$$LC = feedback(PI \cdot FB_1, I) \quad (2.19)$$

Estabilidad y respuesta dinámica

Polos

El análisis de estabilidad de un modelo basado en MFT mediante el cálculo de los polos en lazo cerrado es idéntico al caso monofásico.

Criterio de Nyquist

Al modelizar sistemas multivariable, se obtienen varios diagramas de Nyquist a partir de la matriz del sistema en lazo abierto, que corresponden a la relación entre cada entrada y cada salida, como se muestra en la Figura 2.10.

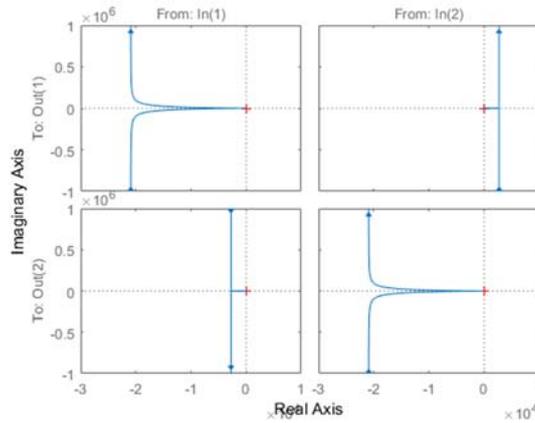


Figura 2.10: Diagrama de Nyquist en LA de un sistema MIMO relacionando las entradas y salidas del sistema

Surge entonces la pregunta: ¿cuál de ellos hay que analizar para determinar la estabilidad del sistema? Aplicar el criterio de Nyquist al primer diagrama, que relaciona la primera salida con la primera entrada no es correcto, porque se está ignorando de esta manera el acoplamiento entre ejes, que afecta a la estabilidad del sistema. Debido a la naturaleza multivariable de los sistemas modelizados mediante MFT, el criterio de Nyquist clásico resulta insuficiente en el análisis de estabilidad, siendo necesario recurrir al criterio de Nyquist multivariable (o criterio de Nyquist generalizado (GNC)). De acuerdo a este criterio, la estabilidad del sistema en lazo cerrado puede analizarse mediante los valores propios de su expresión en lazo abierto [2.20,2.21].

Cuando la expresión en lazo abierto

$$G_{LA}(s) = \begin{bmatrix} G_{LAdl}(s) & G_{LAqd}(s) \\ G_{LAdq}(s) & G_{LAqq}(s) \end{bmatrix}$$

no tiene polos en el semiplano derecho, el sistema en lazo cerrado es estable si y solo si la trayectoria que resulta al evaluar los valores propios de la matriz $G_{LA}(s)$ para $s = j\omega$, con $-\infty < \omega < \infty$ no rodea al punto $(-1, 0j)$. Los valores propios $\lambda_{1,2}(s)$ de la matriz $G_{LA}(s)$ son los que aparecen en la siguiente expresión [2.11]:

$$\lambda_{1,2}(s) = \frac{G_{LAdl}(s) + G_{LAqq}(s)}{2} \pm \sqrt{\left[\frac{G_{LAdl}(s) - G_{LAqq}(s)}{2} \right]^2 + G_{LAdq}(s)G_{LAqd}(s)} \quad (2.20)$$

A diferencia de la modelización monofásica, se tienen dos curvas ($\lambda_1(s)$ y $\lambda_2(s)$), las cuales es necesario evaluar, de acuerdo al criterio de Nyquist multivariable, a frecuencias positivas y negativas. Sin embargo, aprovechando la simetría que tienen dichas curvas a frecuencias

positivas y negativas, resulta más práctico evaluarlas solamente a frecuencias positivas o a frecuencias negativas, multiplicando por dos el número de rodeos contabilizado.

Cuando $G_{LA}(s)$ tiene polos en el semiplano derecho y/o integradores, la aplicación del criterio de Nyquist se vuelve más complicada. A modo aclaratorio se pueden consultar distintos ejemplos en el Anexo II.

Para facilitar el estudio de la estabilidad de sistemas MIMO se han desarrollado varias funciones de Matlab que utilizan el diagrama de Nyquist, el diagrama de Bode y el diagrama de Nichols. El funcionamiento de éstas y sus particularidades se han descrito en el Anexo III de esta memoria.

Diagrama de Bode

Al igual que ocurre con el diagrama de Nyquist, en un sistema de dos entradas y dos salidas se obtienen cuatro diagramas de Bode. La estabilidad del sistema debe estudiarse evaluando las dos curvas de la Expresión 2.20. De acuerdo a lo descrito en el apartado anterior, es suficiente con evaluarlas a frecuencias positivas o a frecuencias negativas.

De manera análoga a los sistemas SISO, el criterio de Bode determina que un sistema MIMO es estable si su margen de fase MF y su margen de ganancia MG son positivos. Este criterio se debe aplicar a cada una de las dos curvas de la Expresión 2.20. En el Anexo II se han incluido ejemplos de aplicación de este criterio. En sistemas más complicados que presentan varios márgenes de fase y de ganancia resulta más práctico aplicar el criterio de Nyquist.

Respuesta dinámica

En cuanto a la respuesta dinámica del sistema, en Octave o Matlab es posible calcular la respuesta escalón mediante el comando *step*. Al tratarse de un sistema multivariable, se obtienen varias respuestas, como muestra la Figura 2.11.

Las respuestas diagonales muestran la dinámica de seguimiento a la referencia en cada eje, mientras que las antidiagonales proporcionan información sobre el grado de acoplamiento entre ejes del sistema.

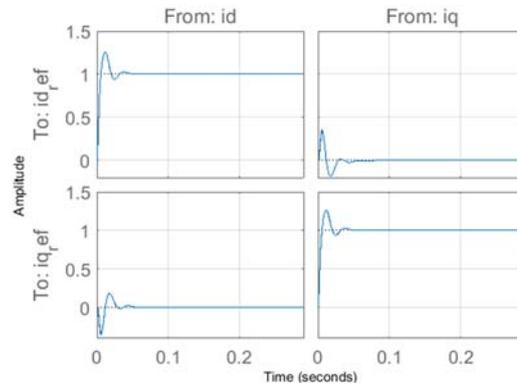


Figura 2.11: Respuesta temporal de un sistema MIMO relacionando las distintas entradas y salidas del sistema

Si se quiere obtener la respuesta y_d e y_q ante una entrada que tiene componentes tanto en d como en q , es necesario aplicar el principio de superposición, calculando por separado cada una de las salidas y sumándolas:

$$\begin{aligned}
 y_{dd} &= \text{step}(LC(1,1)) \cdot u_d \\
 y_{dq} &= \text{step}(LC(1,2)) \cdot u_q \\
 y_{qd} &= \text{step}(LC(2,1)) \cdot u_d \\
 y_{qq} &= \text{step}(LC(2,2)) \cdot u_q
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

$$\begin{aligned}
 y_d &= y_{dd} + y_{dq} \\
 y_q &= y_{qd} + y_{qq}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

2.3.2 Funciones de transferencia complejas

Cuando los elementos antidiagonales de la matriz de funciones de transferencia (MFT) genérica de la Expresión 2.23 son nulos, se está representando un sistema sin acoplamientos. Por otro lado, cuando la matriz cumple que $G_{dd} = G_{qq}$ y $G_{qd} = -G_{dq}$, se está representando un sistema simétrico [2.22]. Los sistemas simétricos se conocen en la literatura también como isotrópicos o rotacionalmente invariantes [2.23,2.24]. Algunos ejemplos de sistemas simétricos son impedancias trifásicas equilibradas, tales como cargas RLC , máquinas síncronas de polos lisos o transformadores trifásicos.

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{qd}(s) \\ G_{dq}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

Una forma muy extendida de modelizar sistemas trifásicos simétricos es combinando las variables en ejes dq (o $\alpha\beta$) en una variable compleja [2.11,2.17,2.25,2.26].

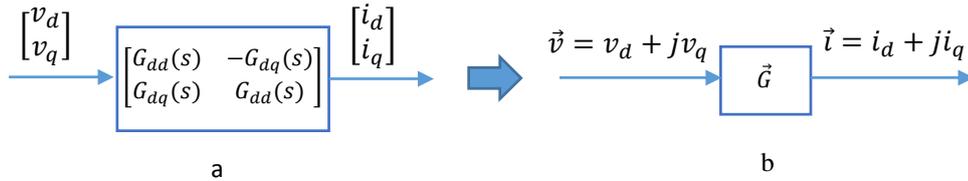


Figura 2.12: Sistema representado mediante MFT (a) y sistema equivalente representado mediante FTC (b)

Tal y como se observa en la Figura 2.12, las entradas y salidas de un sistema MIMO pueden representarse mediante números complejos, donde la parte real se corresponde con la componente en el eje d (o eje α) y la imaginaria con la componente en el eje q (o eje β). A continuación se muestra la manera de obtener la función de transferencia compleja \vec{G} que relaciona la salida con la entrada. Partiendo de la representación del sistema en MFT:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{dd} & -G_{dq} \\ G_{dq} & G_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Se tiene que

$$\vec{i} = i_d + j \cdot i_q = (G_{dd} \cdot v_d - G_{dq} \cdot v_q) + j \cdot (G_{dq} \cdot v_d + G_{dd} \cdot v_q) \quad (2.25)$$

Reagrupando términos se obtiene la función de transferencia compleja \vec{G} :

$$\vec{i} = (G_{dd} + j \cdot G_{dq}) \cdot v_d + j(G_{dq} + G_{dd}) \cdot v_q \quad (2.26)$$

$$\vec{i} = (G_{dd} + j \cdot G_{dq}) \cdot (v_d + j \cdot v_q) = \vec{G} \cdot \vec{v} \quad (2.27)$$

De donde puede concluirse que:

$$\vec{G} = G_{dd} + jG_{dq} \quad (2.28)$$

De esta forma, utilizando vectores complejos es posible obtener una representación equivalente de la MFT de la Expresión 2.24. Por ejemplo, la planta LR definida en ejes dq por

la MFT de la Expresión 2.13 se puede representar mediante una FTC:

$$\bar{G} = G_{dd} + j \cdot G_{dq} = \frac{Ls + R}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} + j \cdot \frac{-\omega_s L}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} \quad (2.29)$$

Simplificando la expresión anterior:

$$\bar{G} = \frac{1}{Ls + R + j\omega_s L} \quad (2.30)$$

Es frecuente encontrar en la literatura una representación de la planta LR anterior utilizando el diagrama de bloques de la Figura 2.13, donde se observa claramente la presencia de los términos cruzados al modelizar la planta en ejes dq.

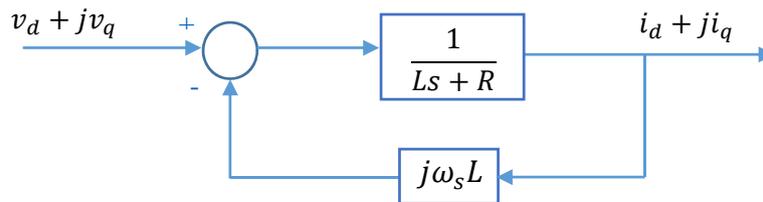


Figura 2.13: Modelo en ejes dq de una planta LR expresado mediante FTC

La FTC de la Expresión 2.30 presenta coeficientes complejos. Esto no es propio de la modelización clásica, cuyas funciones de transferencia tienen coeficientes reales, y acarrea una serie de limitaciones de índole práctico que se comentarán más adelante. Sin embargo, como se expone en [2.11,2.26], la mayor parte de herramientas de análisis y diseño de controladores en el dominio de Laplace y en el dominio de z pueden ser utilizadas en representaciones mediante FTC.

Cambio de referencia

Al igual que en las MFT, al tratar con plantas sencillas es posible obtener la función de transferencia compleja \bar{G} a partir de las ecuaciones diferenciales del sistema en ejes dq. Sin embargo, para plantas complicadas, resulta más sencillo expresarlas en aquellos ejes donde no existan acoplamientos (ejes $\alpha\beta$), y trasladarlas mediante un cambio de referencia. Así como para las MFT es necesario recurrir al cambio que muestra la Figura 2.8, que resulta algo engorroso, en [2.26] se describe una manera sencilla de hacerlo mediante FTC, aprovechando una de las propiedades de la transformada de Laplace, la cual aparece en la siguiente

expresión:

$$L(f(t)e^{-j\omega_s t}) = F(s + j\omega_s) \tag{2.31}$$

De esta forma, simplemente sustituyendo en la función de transferencia el operador s de Laplace por $s \pm j\omega_s$, siendo ω_s la velocidad de giro de los ejes dq , se consigue trasladar una función de transferencia de los ejes estacionarios $\alpha\beta$ a ejes dq y viceversa:

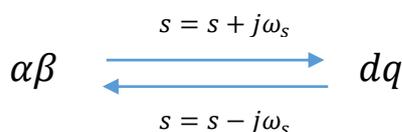


Figura 2.14: Cambio de referencia en FTC para elementos analógicos

El cambio análogo en el dominio discreto se puede realizar mediante la transformación que aparece en la Figura 2.15 [2.1,2.27,2.28], siendo T_s el periodo de muestreo del sistema digital.

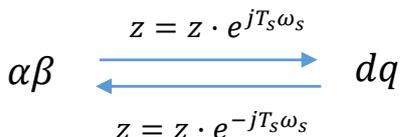


Figura 2.15: Cambio de referencia en FTC para elementos discretos

Relación entre funciones de transferencia complejas (FTC) y matrices de funciones de transferencia (MFT)

Considerando la FTC $\vec{G}(s)$ de un sistema simétrico cualquiera, y su FTC conjugada³ $\vec{G}^*(s)$, es posible obtener su MFT por medio de las expresiones 2.32 y 2.33 [2.11].

$$G_{dd}(s) = \frac{\vec{G}(s) + \vec{G}^*(s)}{2} \tag{2.32}$$

$$G_{dq}(s) = \frac{\vec{G}(s) - \vec{G}^*(s)}{2j} \tag{2.33}$$

³ Si $\vec{G}(s) = a(s) + jb(s)$, se define como función conjugada $\vec{G}^*(s) = a(s) - jb(s)$. Esta operación se puede realizar en Matlab mediante el comando *conj*.

Así, por ejemplo, si se tiene la FTC de la Expresión 2.30:

$$G_{dd}(s) = \frac{\frac{1}{Ls + R + j\omega_s L} + \frac{1}{Ls + R - j\omega_s L}}{2} = \frac{Ls + R}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} \quad (2.34)$$

$$G_{dq}(s) = \frac{\frac{1}{Ls + R + j\omega_s L} - \frac{1}{Ls + R - j\omega_s L}}{2j} = \frac{-\omega_s L}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2}$$

Resultando:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{Ls + R}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} & \frac{\omega_s L}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} \\ \frac{-\omega_s L}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} & \frac{Ls + R}{(Ls + R)^2 + (\omega_s L)^2} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

la cual, a diferencia de las FTC, está compuesta por funciones de transferencia con coeficientes reales.

Ejemplo de modelización

Se considera el lazo de control de la Figura 2.2, el cual se expresa de forma compacta mediante el diagrama de bloques de la Figura 2.16. Este diagrama coincide con el utilizado en el ejemplo con MFT (Figura 2.9) si se reemplaza la matriz \mathbf{J} por la unidad imaginaria j .

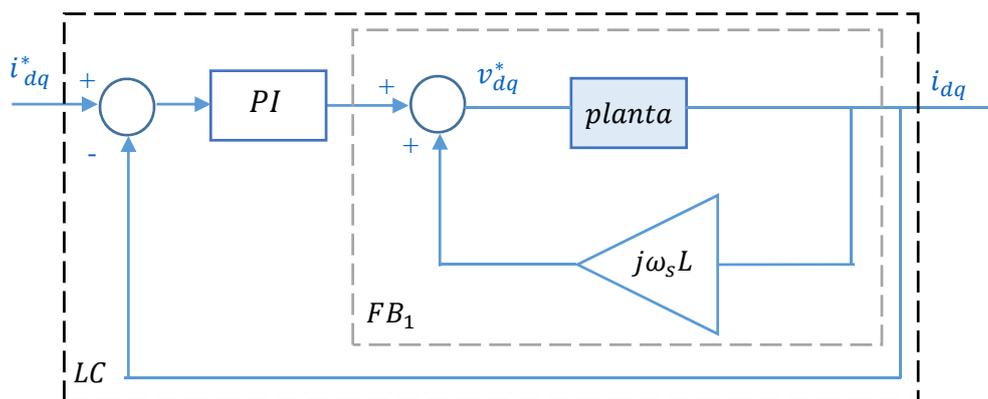


Figura 2.16: Álgebra de bloques para el modelo sencillo en ejes dq

Considerando un solo eje, la planta LR puede representarse en un marco estacionario mediante la función de transferencia $planta^s$ de la Expresión 2.36. El modelo de planta LR en ejes dq puede hallarse de manera sencilla mediante la transformación que aparece en la Figura 2.14:

$$planta^s = \frac{1}{Ls + R} \xrightarrow{\text{Figura 2.14}} planta = \frac{1}{L(s + j\omega_s) + R} \quad (2.36)$$

Como puede observarse, la FTC obtenida es la misma que la de la Expresión 2.30, la cual había sido obtenida a partir de la MFT.

Para obtener las expresiones de lazo abierto y lazo cerrado de la Figura 2.16, se procede con el álgebra de bloques convencional:

$$FB_1 = \frac{planta}{1 - j\omega_s L \cdot planta} \quad (2.37)$$

$$LA = PI \cdot FB_1 \quad (2.38)$$

$$LC = \frac{PI \cdot FB_1}{1 + PI \cdot FB_1} \quad (2.39)$$

Se obtiene por tanto una función de transferencia en lazo abierto y otra en lazo cerrado definidas en ejes dq , las cuales presentan coeficientes complejos.

Estabilidad y respuesta dinámica

Polos

Al representar un sistema MIMO de manera compacta mediante una FTC, el orden aparente del mismo se reduce a la mitad. A la hora de representar los polos del lazo cerrado (Figura 2.17), se puede observar que aparecen únicamente la mitad de los polos, teniendo polos complejos sin sus parejas conjugadas, al contrario de lo que ocurre en las funciones de transferencia convencionales. Sin embargo, esta reducción de orden no conlleva pérdida de información relevante del sistema.

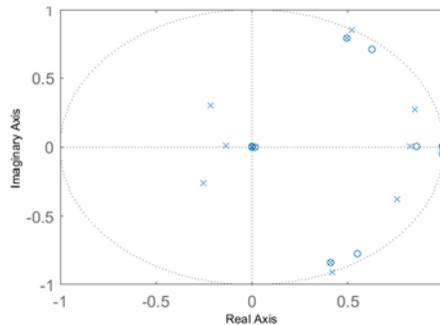


Figura 2.17: Polos y ceros del sistema en lazo cerrado

Criterio de Nyquist

Al aplicar el criterio de Nyquist multivariable al caso de sistemas simétricos, los valores propios de la Expresión 2.20 se reducen a $\lambda_{1,2}(s) = G_{LA} \pm jG_{LA}dq$, siendo G_{LA} la matriz del sistema en lazo abierto. La FTC definida como $\vec{G}_{LA} = G_{LA} dd + jG_{LA} dq$ contiene la información necesaria para evaluar la estabilidad del sistema en lazo cerrado. Para ello, es necesario evaluar la FTC en todo el rango de frecuencias. Cabe recalcar que la curva de Nyquist de una FTC cualquiera no es necesariamente simétrica a frecuencias positivas y negativas, al contrario de lo que ocurre en las funciones de transferencia convencionales.

Diagrama de Bode

Representando la función \vec{G}_{LA} mediante el diagrama de Bode, es posible también determinar la estabilidad del sistema en lazo cerrado. De acuerdo a lo descrito en el apartado anterior, se debe evaluar la función a frecuencias positivas y negativas. Al igual que en la representación monofásica y en la representación mediante MFT, en aquellos sistemas donde no se cumplan las condiciones para poder aplicar el criterio de Bode, es más conveniente la aplicación del criterio de estabilidad de Nyquist.

Respuesta dinámica

Un inconveniente de las FTC es la imposibilidad de algunos programas como Octave o Scilab de lidiar con coeficientes complejos en sus funciones de transferencia. Incluso Matlab, que en sus versiones más recientes sí puede hacerlo, es ineficiente (como se verá más adelante) y no está preparado para calcular la respuesta temporal del sistema ante entradas en los dos ejes. El comando *step* ignora las entradas al sistema en el eje imaginario, en este caso el eje q . Sin embargo, esta dificultad se puede salvar mediante el comando *lsim*, el cual permite obtener la respuesta temporal del sistema ante una entrada compleja u , definida para un vector de tiempo t . Si, por ejemplo, se tiene una entrada como la que aparece en la Figura 2.18, se puede expresar en forma compleja, como aparece en la Expresión 2.40.

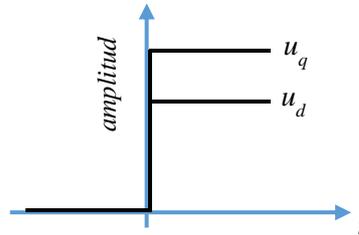


Figura 2.18: Ejemplo de vector de entrada u en ejes dq al modelo en FTC

$$\vec{u} = u_d + j u_q \tag{2.40}$$

El escalón se puede definir mediante un vector de entrada $v = [u \ u \dots \ u]$ y un vector de tiempos $t = [0 \ t_1 \ 2 \cdot t_1 \ \dots \ +\infty]$, siendo $t=0$ el momento en que se produce el escalón de entrada. La salida del sistema es una variable compleja y , cuya parte real es la componente en el eje d y cuya parte compleja es la componente en el eje q :

$$y = lsim(LC, v, t); \tag{2.41}$$

$$y_d = real(y); \tag{2.42}$$

$$y_q = imag(y); \tag{2.43}$$

2.3.3 Espacio de estados

A la hora de analizar sistemas complejos, resulta esencial reducir la complejidad de las expresiones matemáticas involucradas, para conseguir mayor eficiencia computacional. Desde este punto de vista, la representación en espacio de estados es la opción más adecuada [2.9].

El comportamiento de un sistema dinámico puede ser descrito generalmente con un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden. En forma matricial, estas ecuaciones pueden escribirse de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & \dots & b_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n1} & \dots & b_{ne} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_e \end{bmatrix} \tag{2.44}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & \dots & c_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{s1} & \dots & c_{sn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & \dots & d_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{s1} & \dots & d_{se} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_e \end{bmatrix} \tag{2.45}$$

siendo n el orden del sistema, e el número de entradas y s el número de salidas. De forma más compacta, ambas expresiones pueden escribirse como:

$$\frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + BU(t) \quad (2.46)$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t) \quad (2.47)$$

donde $X(t)$ es el vector de estado, $U(t)$ el vector de entrada, $Y(t)$ es el vector de salida y A , B , C , y D son la matriz dinámica, matriz de entrada, matriz de salida y matriz de transmisión, respectivamente. Dado que en esta tesis se trabaja fundamentalmente con modelos lineales e invariantes en el tiempo, las matrices empleadas son independientes de la variable de tiempo t . La Expresión 2.46 recibe el nombre de ecuación de estado diferencial y la 2.47, ecuación de salida.

A partir del espacio de estados (EE), puede calcularse la representación en MFT de un sistema mediante la operación de la Expresión 2.48.

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{qd}(s) \\ G_{dq}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Las ecuaciones diferenciales de la planta LR de la Expresión 2.4 se pueden representar en EE. Para ello, se elige como variable de estado la corriente por el convertidor:

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix};$$

$$\frac{dX}{dt} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_s \\ -\omega_s & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}_A X + \underbrace{I}_{B} U \quad (2.49)$$

$$Y = \underbrace{I}_{C} X + \underbrace{0}_{D} U$$

Una vez obtenidas las matrices A , B , C y D se puede utilizar el comando `ss` (state space) para obtener el modelo dinámico en Octave o Matlab:

$$\frac{i}{v} = planta = ss(A, B, C, D); \quad (2.50)$$

Al igual que en las MFT, al tratar con plantas sencillas es posible obtener modelos mediante EE partiendo de sus ecuaciones en dq . Sin embargo, para sistemas complicados, resulta más sencillo expresarlos en aquellos ejes donde no existan acoplamientos (ejes $\alpha\beta$), y hacer un cambio de referencia. Puesto que en la literatura no se ha descrito la manera de realizar este cambio, en el Capítulo 3 se desarrolla una herramienta para este propósito.

La representación en EE también puede aplicarse a sistemas discretos, cuyas ecuaciones de estado y de salida son:

$$X_{k+1} = AX_k + BU_k \quad (2.51)$$

$$Y_k = CX_k + DU_k \quad (2.52)$$

siendo k el instante de muestreo actual, $k+1$ el instante de muestreo siguiente y teniendo A , B , C y D el mismo significado que en la representación analógica pero valores distintos. Esta representación de sistemas discretos aparece explicado en detalle en [2.29].

Ejemplo de modelización

Se considera el sistema de la Figura 2.2, modelizado anteriormente mediante MFT y FTC. Asimismo, se considera la planta LR definida en EE y en ejes dq de la Expresión 2.50. Se define el controlador PI implementado en referencia síncrona, partiendo de su ecuación dinámica:

$$\frac{d \text{int}}{dt} = \frac{K_p}{T_n} \cdot e \quad (2.53)$$

$$y = \text{int} + K_p e \quad (2.54)$$

siendo y la salida del regulador, e el error de corriente e int la parte integral. Se elige como variable de estado la parte integral:

$$X = \begin{bmatrix} \text{int}_d \\ \text{int}_q \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix};$$

$$\frac{d}{dt} X = \underbrace{\mathbf{0}}_A X + \underbrace{\frac{K_p}{T_n} \mathbf{I}}_B U \quad (2.55)$$

$$Y = \underbrace{\mathbf{I}}_C X + \underbrace{K_p \mathbf{I}}_D U$$

Para obtener en Matlab el modelo dinámico del PI en EE, se utiliza el comando ss:

$$PI = ss(A, B, C, D) \quad (2.56)$$

Por otro lado, y como se ha mostrado antes, la compensación de términos cruzados se puede recoger en el lazo de control mediante una realimentación. Una vez definidos todos los elementos del lazo, se cierran las realimentaciones, de la misma manera que se hizo en el ejemplo de modelización con MFT. Mediante las mismas expresiones 2.16 y 2.17, se halla el lazo abierto y el lazo cerrado del sistema.

Estabilidad y respuesta dinámica

Es posible determinar la estabilidad del lazo cerrado LC de un sistema calculando los valores propios de la matriz dinámica A de su representación en EE. Los valores propios de A coinciden con los polos de LC. En Matlab esto puede realizarse mediante el comando $eig(A)$ o el comando $pole(LC)$.

El análisis de estabilidad puede llevarse a cabo también mediante el criterio de Nyquist y mediante el diagrama de Bode. En lo referente a estos criterios y al análisis de la respuesta dinámica del sistema, resulta directamente aplicable lo descrito para las MFT.

2.4 Comparativa de las distintas representaciones

Se compara a continuación el comportamiento de las cuatro representaciones descritas a lo largo del capítulo. Se somete en primer lugar a los distintos modelos a una entrada escalón de referencia i_d^* :

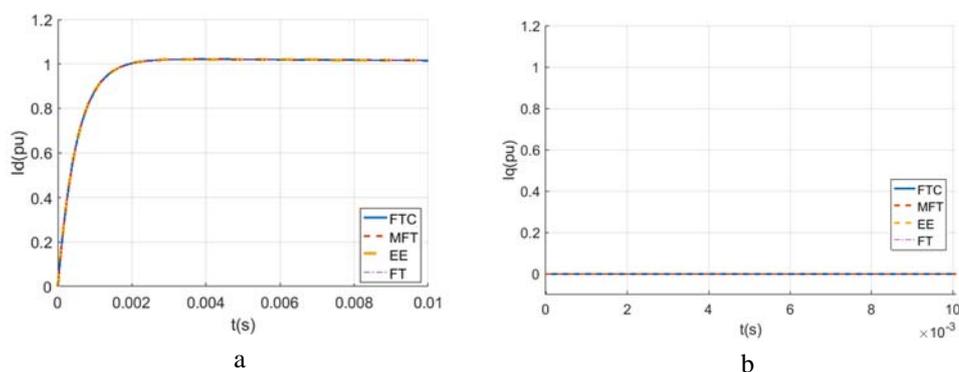


Figura 2.19: Corriente en el eje d (a) y eje q (b) de los distintos modelos ante una entrada escalón en el eje d

Como se puede observar, las respuestas obtenidas son idénticas, lo que confirma que las cuatro representaciones son equivalentes. En este caso, la representación SISO tradicional coincide con las tres representaciones MIMO, al haberse compensado perfectamente los términos cruzados de la planta y tratarse, por tanto, de un sistema desacoplado. Sin embargo, esto no será siempre posible, como se verá en el sistema del Capítulo 3, donde los retrasos existentes en el lazo de control harán que exista un fuerte acoplamiento entre ejes, resultando la representación SISO inapropiada.

A continuación se analiza la estabilidad del sistema para las tres representaciones MIMO. Se simulan mediante Matlab 1600 casos, en los que se han variado los parámetros del controlador K_p y T_n . Para las tres opciones, la estabilidad absoluta coincide. En la Figura 2.20 se muestra, para cada una de las representaciones, el tiempo total empleado en el cálculo. Como puede observarse, el EE resulta 17 veces más rápido que las MFT y 8 veces más rápido que las FTC. Esto se considera una gran ventaja del EE respecto a las demás modelizaciones, dado que en ocasiones es necesario analizar no solo la estabilidad o respuesta dinámica de un sistema concreto, sino de un conjunto grande de ellos (por ejemplo, para ver el comportamiento del mismo ante distintos controladores, ante variaciones de su planta o de su punto de operación).

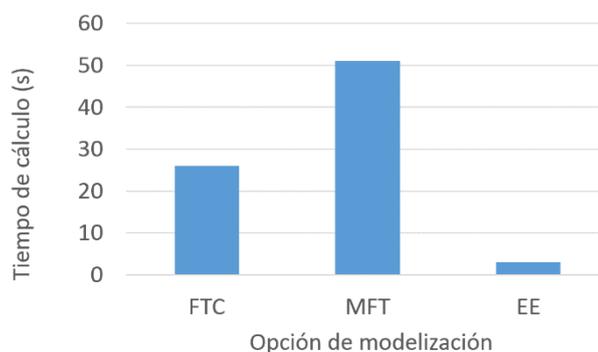


Figura 2.20: Comparativa de tiempo de cálculo de las diferentes metodologías

En la representación mediante MFT se han encontrado errores numéricos significativos al aumentar la complejidad del sistema. En la Figura 2.21 aparece la respuesta frecuencial de un filtro *LCL* trasladado a ejes *dq* mediante la transformación de la Figura 2.8. Como se puede apreciar en el diagrama de Bode, las MFT presentan errores numéricos, mientras que no ocurre lo mismo con el EE. Por lo general, al aumentar el orden del sistema, las representaciones algebraicas que utilizan funciones de transferencia (MFT y FTC) son poco fiables y deben ser evitadas, excepto si se trabaja con cálculo simbólico [2.21]. Estas representaciones cometen imprecisiones que hacen que se muevan los polos y ceros del

sistema y que vuelven a los modelos más ineficientes e imprecisos, convirtiendo a la representación en EE en una alternativa mucho más eficiente [2.21,2.30].

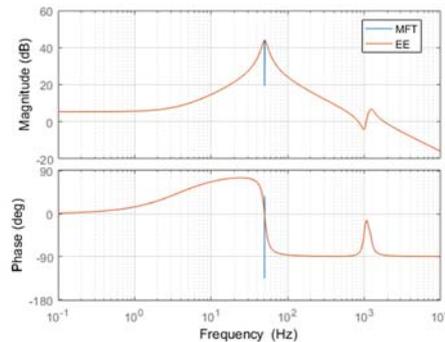


Figura 2.21: Respuesta frecuencial del sistema modelizado incluyendo una planta LCL en MFT y EE

A continuación se enumeran las principales ventajas y desventajas de las distintas opciones de modelización analizadas.

Representación monofásica

Ventajas:

- Modelización sencilla.
- Permite un estudio de estabilidad directo a partir de la función de transferencia en lazo abierto.

Desventajas:

- Modelización inexacta en sistemas con fuertes acoplamientos entre fases.

Representación mediante MFT

Ventajas:

- Permite modelizar sistemas MIMO mediante matrices de funciones de transferencia convencionales, las cuales tienen coeficientes reales.
- Permite modelizar sistemas asimétricos.

Desventajas:

- Conforme aumenta el orden de las funciones de transferencia de la matriz, la evaluación numérica de las mismas mediante software deja de ser precisa, siendo preferible la modelización en EE [2.21].
- Permite traslaciones entre distintos marcos de referencia únicamente para el caso concreto de elementos analógicos simétricos que no se presenten acoplamientos entre ejes.

- Estas traslaciones son poco eficientes, al tener un alto coste computacional y errores numéricos importantes conforme aumenta la complejidad del sistema. Al modelizar un filtro *LCL* ya se encuentran imprecisiones.
- El estudio de estabilidad a partir de la respuesta frecuencial del modelo requiere cierto cálculo previo (Expresión 2.20).

Representación mediante FTC

Ventajas:

- Permite expresar un sistema MIMO simétrico de manera compacta.
- Permite trasladar los elementos entre distintos marcos de referencia de manera sencilla.
- Permite realizar el diseño del controlador de sistemas sencillos de manera analítica [2.11,2.26].
- Se puede determinar la estabilidad de un sistema directamente a partir de su respuesta frecuencial.

Desventajas:

- Imposibilidad de modelizar sistemas asimétricos.
- Incapacidad de algunos programas de lidiar con coeficientes complejos en las funciones de transferencia. Aun existiendo programas capaces de trabajar con estas funciones, éstos resultan poco eficientes al tener un alto coste computacional y errores numéricos importantes conforme aumenta la complejidad del sistema, como se verá en el Capítulo 3.

Representación mediante EE

Ventajas:

- Permite la modelización de sistemas MIMO tanto simétricos como asimétricos
- Es la metodología de modelado más eficiente con diferencia, al trabajar con matrices cuyos elementos son números reales [2.21]. Además, no se han encontrado errores numéricos significativos al aumentar la complejidad del sistema.

Desventajas:

- El estudio de estabilidad a partir de la respuesta frecuencial del modelo requiere cierto cálculo previo.
- No se dispone de una manera cómoda y versátil de trasladar los elementos entre distintos marcos de referencia.

2.5 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado una recopilación de las distintas opciones de representación lineales de sistemas de potencia trifásicos: representación monofásica, matrices de funciones de transferencia (MFT), funciones de transferencia complejas (FTC) y espacio de estados (EE). Por medio de ejemplos sencillos se han obtenido modelos utilizando las distintas opciones, mostrando los fundamentos y particularidades de cada una. Cuando el sistema a modelizar tiene acoplamientos significativos, la representación monofásica comete errores que pueden ser críticos a la hora de reproducir correctamente el comportamiento del sistema. En estos casos, resulta necesario recurrir a una representación MIMO del sistema.

De acuerdo a la literatura y a la comparación llevada a cabo entre las distintas opciones, se escoge el EE de entre las representaciones MIMO para modelizar los distintos sistemas que se van a tratar a lo largo de la tesis, al ser ésta la opción más precisa y eficiente.

Sin embargo, en esta representación no se dispone de una manera cómoda y versátil de trasladar los elementos entre distintos marcos de referencia. Por ello, en el Capítulo 3 se tratará de resolver esta carencia. Además, como se vio en la Expresión 2.20, el estudio de estabilidad a partir de la respuesta frecuencial del modelo requiere cierto cálculo previo. Con el objetivo de facilitar el análisis de estabilidad y el diseño de controladores en sistemas MIMO, se han desarrollado una serie de funciones utilizables mediante programas como Octave o Matlab que emplean el diagrama de Bode, el diagrama de Nyquist y el diagrama de Nichols, y se han añadido en el anexo correspondiente ejemplos de uso aclaratorios.

2.6 Bibliografía

- [2.1] Van der Broeck, C.H., De Doncker, R.W., Richter, S.A., Von Bloh, J. "Discrete time modeling, implementation and design of current controllers", Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Pittsburgh, USA. 540-547, 2014.
- [2.2] Hoffmann, N., Fuchs, F.W., Kazmierkowski, M.P., Schroder, D. "Digital current control in a rotating reference frame - Part I: System modeling and the discrete time-domain current controller with improved decoupling capabilities", IEEE Trans. Power Electron. 31, 5290-5305, 2016.
- [2.3] Briz, F., Degner, M.W., Lorenz, R.D. "Analysis and design of current regulators using complex vectors", IEEE Trans. Ind. Appl. 36, 817-825, 2000.
- [2.4] Shen, J., Schroder, S., Stagge, H., De Doncker, R.W. "Precise modeling and analysis of DQ-frame current controller for high power converters with low pulse ratio", Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Raleigh, USA. 61-68, 2012.

- [2.5] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., Timbus, A.V. "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 53, 1398-1409, 2006.
- [2.6] Dannehl, J., Wessels, C., Fuchs, F.W. "Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 6, 380-388, 2009.
- [2.7] Freijedo, F.D., Vidal, A., Yepes, A.G., Guerrero, J.M., López, J., Malvar, J., Doval-Gandoy, J. "Tuning of synchronous-frame PI current controllers in grid-connected converters operating at a low sampling rate by MIMO root locus", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62, 5006-5017, 2015.
- [2.8] Shen, J., Schroder, S., Stagge, H., De Doncker, R.W. "Design challenges of industrial high-power converters with low pulse-ratios", *Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, USA.* 817-824, 2013.
- [2.9] Ogata, K. *Modern Control Engineering*. (5ª Edición), New Jersey, USA. Prentice Hall, 2009.
- [2.10] Franklin, G.F., Powell, J.D., Workman, M.L. *Digital Control of Dynamic Systems*. (3ª Edición), London, UK. Pearson Education, 2006.
- [2.11] Harnefors, L. "Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 54, 2239-2248, 2007.
- [2.12] Bode, H.W. "Relations between attenuation and phase in feedback amplifier design", *Bell Syst. Tech. J.* 19, 421-454, 1940.
- [2.13] Lumbreras, D., Barrios, E.L., Ursúa, A., Marroyo, L., Sanchis, P. "On the stability criteria for inverter current control loops with LCL output filters and varying grid impedance", *Proceedings paper presentado en European Conference on Power Electronics and Applications. Warsaw, Poland,* 2017.
- [2.14] Yepes, A.G., Vidal, A., López, O., Doval-Gandoy, J. "Evaluation of techniques for cross-coupling decoupling between orthogonal axes in double synchronous reference frame current control", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61, 3527-3531, 2014.
- [2.15] Kim, H., Degner, M.W., Guerrero, J.M., Briz, F., Lorenz, R.D. "Discrete-time current regulator design for AC machine drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.* 46, 1425-1435, 2010.
- [2.16] Yepes, A.G., Vidal, A., Malvar, J., López, O., Doval-Gandoy, J. "Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines", *IEEE Trans. Power Electron.* 29, 3041-3054, 2014.
- [2.17] Holtz, J., Quan, J., Pontt, J., Rodríguez, J., Newman, P., Miranda, H. "Design of fast and robust current regulators for high power drives based on complex state variables", *IEEE Trans. Ind. Appl.* 40, 1388-1397, 2004.

- [2.18] Harnefors, L., Nee, H.P. “Model-based current control of AC machines using the internal control method”, IEEE Trans. Ind. Appl. 34, 133-141, 1998.
- [2.19] Zmood, D.N., Holmes, D.G., Bode, G.H. “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators”, IEEE Trans. Ind. Appl. 37, 601-610, 2001.
- [2.20] MacFarlane, A.G.J., Postlethwaite, I. “The generalized Nyquist stability criterion and multivariable root loci”, Int. J. Control. 25, 81-127, 197.
- [2.21] Maciejowski, J.M. *Multivariable feedback design*. (1ª Edición), Boston, USA. Pearson Education, 1989.
- [2.22] Wang, X., Blaabjerg, F. “Harmonic stability in power electronic based power systems: concept, modeling, and analysis”, IEEE Trans. Smart Grid. 1-12, 2018.
- [2.23] Bodson, M. “Design of controllers in the complex domain”, Proceedings paper presentado en IEEE Conference on Decision and Control. Los Angeles, USA. 4077-4082, 2014.
- [2.24] Dalton, P.M., Gosbell, V.J. “A study of induction motor current control using the complex number representation”, Proceedings paper presentado en IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. San Diego, USA. 355-361, 1989.
- [2.25] Holtz, J. “The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs”, IEEE Trans. Ind. Electron. 42, 263-271, 1995.
- [2.26] Gataric, S., Garrigan, N.R. “Modeling and design of three-phase systems using complex transfer functions”, Proceedings paper presentado en Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Charleston, USA. 2, 691-697, 1999.
- [2.27] Cardenas, R., Juri, C., Pena, R., Clare, J., Wheeler, P. “Analysis and experimental validation of control systems for four-leg matrix converter applications”, IEEE Trans. Ind. Electron. 59, 141-153, 2012.
- [2.28] Van der Broeck, C.H., Biskoping, M., De Doncker, R.W. “Discrete time control design of three phase PWM rectifiers”, Proceedings paper presentado en European Conference on Power Electronics and Applications. Geneva, Switzerland. 2015.
- [2.29] Ogata, K. *Discrete time control systems*. (2ª Edición), London, UK. Pearson Education, 1994.
- [2.30] Mathworks. “Conversion between model types- Recommended working representation. Available at: <https://es.mathworks.com/help/control/ug/conversion-between-model-types.html#f3-1039600> (Accessed 16/02/2019), 2018.

Capítulo 3

Metodología de Modelización Propuesta

3.1 Introducción

En el capítulo anterior se han mostrado los fundamentos y peculiaridades de las distintas opciones de representación lineales a través de ejemplos sencillos, haciendo una comparativa que muestra las ventajas y limitaciones de cada una. La principal limitación de la representación monofásica es que, cuando el sistema a modelizar tiene acoplamientos significativos entre sus fases, comete errores en la modelización que pueden ser críticos, siendo necesario recurrir a una representación MIMO.

La representación MIMO más eficiente computacionalmente, como se ha visto en la Figura 2.20, es el espacio de estados (EE). Además, como se ha mostrado en la Figura 2.21 y se mostrará brevemente en este capítulo y en el siguiente, ésta es la más precisa, al contener errores numéricos menores que otras representaciones. Esto supone una gran ventaja conforme aumenta la carga computacional del sistema, como es el caso de los sistemas analizados en los próximos capítulos. Dicho de otra manera: la precisión y eficiencia computacional de los modelos lineales desarrollados a lo largo de la tesis no habría podido ser alcanzada utilizando otras opciones de representación.

En el ámbito de los sistemas trifásicos de potencia, es habitual encontrar modelos cuyo cálculo de consignas de tensión o corriente y/o su propio control se llevan a cabo en los ejes dq . En estos casos, resulta necesario expresar el modelo lineal en este marco de referencia. Cuando la planta a controlar es sencilla (como por ejemplo, un filtro LR), esto no supone una dificultad, y en la literatura se encuentran muchas publicaciones que realizan esta traslación de manera analítica (como se hizo en el capítulo anterior), tanto en representaciones

analógicas como digitales [3.1-3.9]. Sin embargo, cuando la planta es más compleja (como un filtro *LCL*), el manejo de expresiones analíticas se vuelve demasiado complicado, especialmente en representaciones discretas de la planta y en presencia de filtros de medida de las variables empleadas en el control. En estos casos se suele recurrir a programas como Matlab y Octave. Estos programas utilizan comandos como *ss* (state-space) o *c2d* (continuous-to-discrete) que permiten obtener en espacio de estados y de manera cómoda modelos de plantas con sus respectivos filtros.

A pesar de ello, no se dispone en la literatura de una manera de trasladar estos elementos, que pueden ser de orden alto, a ejes *dq*. Hay autores que han deducido de forma analítica las expresiones de determinadas plantas en ejes *dq* [3.10-3.12]. Sin embargo, la complejidad de las expresiones obtenidas y el hecho de que solo puedan ser aplicadas a un caso muy concreto de estudio son las principales desventajas de estas contribuciones. El primer objetivo del presente capítulo es desarrollar una herramienta que permita realizar estos cambios para cualquier planta.

En la segunda parte de este capítulo se desarrolla una metodología que permitirá obtener de la manera más sencilla posible modelos lineales de sistemas genéricos como el de la Figura 3.1.

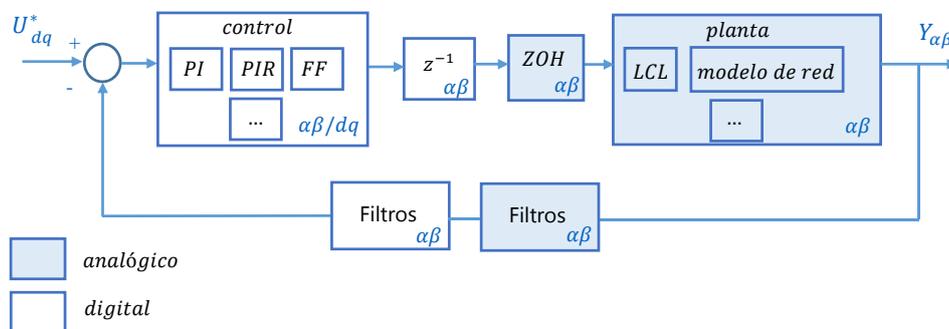


Figura 3.1: Sistema genérico a modelizar

Tal y como se ve en la figura, el sistema está compuesto de una planta cualquiera definida en los ejes $\alpha\beta$. Por otro lado, se tienen filtros analógicos y digitales de las variables de salida de la planta empleadas en el control del sistema. Por último, se considera un control compuesto por elementos digitales, tanto en ejes $\alpha\beta$ como en ejes dq .

En la metodología a desarrollar, la complejidad y número de elementos de cada una de las partes representadas en este sistema genérico no debe aumentar la dificultad en la modelización.

Esta metodología estará orientada a la modelización asistida por ordenador. Por ello se harán referencias continuas a la manera de realizar modelizaciones o análisis de los sistemas utilizando programas como Matlab u Octave.

En la Figura 3.2 se muestran los distintos elementos de un sistema genérico y los pasos que seguirá la metodología para la obtención de las expresiones en lazo abierto y en lazo cerrado. Como se puede observar, se trata de una metodología modular, donde cada uno de los elementos se modeliza en espacio de estados, sean analógicos o discretos, en $\alpha\beta$ o en dq . En segundo lugar, los distintos elementos de la planta se relacionarán entre sí dando lugar a un modelo analógico definido en el marco en el que se encuentra el retenedor ($\alpha\beta$, como se explicará más adelante), y se discretizará mediante el comando $c2d$. A continuación, la planta completa discretizada se trasladará a ejes dq . Los elementos del control, en caso de ser necesario, también se trasladarán a dq . Por último, mediante álgebra de bloques, se obtendrán las expresiones de lazo abierto y lazo cerrado del sistema con las que poder analizar la dinámica y la estabilidad.

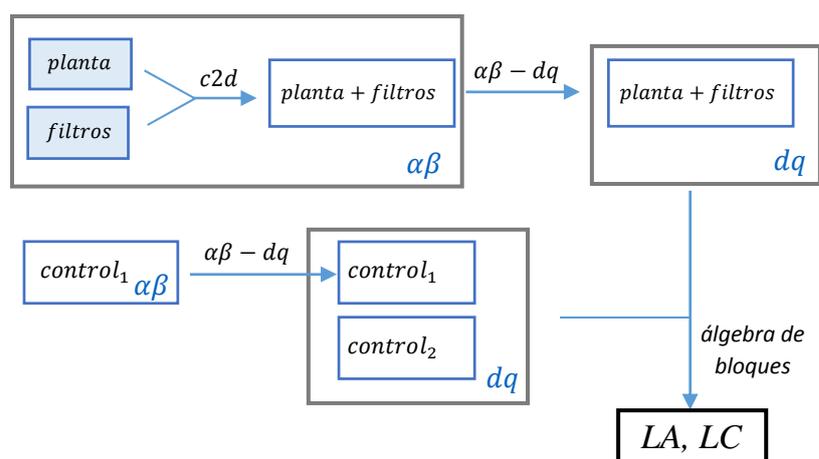


Figura 3.2: Procedimiento seguido por la metodología

La metodología se describe en el segundo apartado de este capítulo a través de un ejemplo, y será de especial utilidad en capítulos posteriores, donde se aplicará a sistemas de conversión de energía reales.

3.2 Cambios de referencia en sistemas representados mediante espacio de estados (EE)

La herramienta descrita a continuación permite realizar traslaciones de elementos definidos tanto en el dominio analógico como en el dominio discreto. Para ello se partirá de

una representación en espacio de estados (EE) con sus entradas y salidas definidas en ejes $\alpha\beta$ y se obtendrá otra representación en EE con sus entradas y salidas definidas en ejes dq . Esta herramienta será de especial utilidad en las modelizaciones de los capítulos posteriores.

Para poder realizar estas traslaciones, el sistema de partida debe ser simétrico, ya que, de otra manera, el modelo resultante dejaría de ser invariante en el tiempo al cambiar de marco de referencia [3.2]. Como se ha mencionado en el Capítulo 2, un sistema con matrices de funciones de transferencia (MFT)

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{dd}(s) & G_{qd}(s) \\ G_{dq}(s) & G_{qq}(s) \end{bmatrix}$$

se considera simétrico cuando cumple que $G_{dd} = G_{qq}$ y $G_{dq} = -G_{qd}$.

En primer lugar se deduce la traslación para sistemas de orden 2. A continuación se generalizará la deducción para sistemas de orden n .

3.2.1 Deducción para sistemas analógicos de orden 2

A continuación se deduce la forma de trasladar un espacio de estados analógico expresado en ejes $\alpha\beta$ a otro expresado en unos ejes dq que giran a velocidad ω . Se parte de la ecuación de estado y de la ecuación de salida que aparecen en las siguientes expresiones:

$$\frac{dX_{\alpha\beta}}{dt} = A \cdot X_{\alpha\beta} + B \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.1)$$

$$Y_{\alpha\beta} = C \cdot X_{\alpha\beta} + D \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.2)$$

Aplicando la matriz inversa de transformación de Park a las variables de estado, de entrada y de salida anteriores, se tiene:

$$X_{\alpha\beta} = P^{-1} \cdot X_{dq}; \quad U_{\alpha\beta} = P^{-1} \cdot U_{dq}; \quad Y_{\alpha\beta} = P^{-1} \cdot Y_{dq}; \quad (3.3)$$

siendo la matriz inversa:

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & -s \\ s & c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

y $\alpha = \omega t$, $c = \cos(\omega t)$ y $s = \sin(\omega t)$.

Aplicando esta transformación a la ecuación de estado:

$$\frac{d}{dt}(P^{-1} \cdot X_{dq}) = A \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + B \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.5)$$

Derivando el lado izquierdo de la ecuación anterior, se tiene:

$$\frac{dP^{-1}}{dt} \cdot X_{dq} + P^{-1} \frac{dX_{dq}}{dt} = A \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + B \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.6)$$

Multiplicando a ambos lados de la ecuación anterior por la matriz P :

$$P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt} \cdot X_{dq} + \frac{dX_{dq}}{dt} = P \cdot A \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + P \cdot B \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.7)$$

Las matrices del EE de sistemas simétricos cumplen las Expresiones 3.8 y 3.9 [3.13]¹.

$$P \cdot A \cdot P^{-1} = A \quad \text{y} \quad P \cdot B \cdot P^{-1} = B \quad (3.8)$$

$$P \cdot C \cdot P^{-1} = C \quad \text{y} \quad P \cdot D \cdot P^{-1} = D \quad (3.9)$$

En estos sistemas, la Expresión 3.7 se simplifica:

$$P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt} \cdot X_{dq} + \frac{dX_{dq}}{dt} = A \cdot X_{dq} + B \cdot U_{dq} \quad (3.10)$$

Desarrollando el término $P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt}$:

$$P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix} \omega \begin{bmatrix} -s & -c \\ c & -s \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = J\omega \quad (3.11)$$

Sustituyendo la Expresión 3.11 en la Expresión 3.10 y operando se obtiene la ecuación de estado final:

$$\boxed{\frac{dX_{dq}}{dt} = (A - J\omega) \cdot X_{dq} + B \cdot U_{dq}} \quad (3.12)$$

Procediendo de la misma manera con la ecuación de salida

$$P^{-1} \cdot Y_{dq} = C \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + D \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.13)$$

$$PP^{-1} \cdot Y_{dq} = P \cdot C \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + P \cdot D \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.14)$$

¹ Siempre que se escojan las mismas variables de estado para el eje α (o eje d) que para el eje β (o eje q)

Considerando que en los sistemas simétricos se cumple:

$$P \cdot C \cdot P^{-1} = C \quad \text{y} \quad P \cdot D \cdot P^{-1} = D \quad (3.15)$$

se obtiene:

$$Y_{dq} = C \cdot X_{dq} + D \cdot U_{dq} \quad (3.16)$$

Por lo tanto, modificando simplemente la matriz dinámica A de su EE, es posible trasladar un sistema analógico de un marco de referencia a otro, Para realizar la transformación inversa (de dq a $\alpha\beta$) es suficiente con cambiar de signo la velocidad de giro ω .

3.2.2 Deducción para sistemas discretos de orden 2

A continuación se deduce la forma de trasladar un espacio de estados (EE) discreto expresado en ejes $\alpha\beta$ a ejes dq . Se parte de la ecuación de estado y de la ecuación de salida discretas:

$$z \cdot X_{\alpha\beta} = A \cdot X_{\alpha\beta} + B \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.17)$$

$$Y_{\alpha\beta} = C \cdot X_{\alpha\beta} + D \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.18)$$

Siendo z el operador discreto de adelanto. Utilizando la matriz de Park inversa² en la ecuación de estado, y operando:

$$z \cdot (P^{-1} \cdot X_{dq}) = A \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + B \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.19)$$

$$zP^{-1} \cdot zX_{dq} = A \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + B \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.20)$$

$$PzP^{-1} \cdot zX_{dq} = P \cdot A \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + P \cdot B \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.21)$$

Considerando que en los sistemas simétricos se cumple:

$$P \cdot A \cdot P^{-1} = A \quad \text{y} \quad P \cdot B \cdot P^{-1} = B \quad (3.22)$$

se obtiene:

$$PzP^{-1} \cdot zX_{dq} = A \cdot X_{dq} + B \cdot U_{dq} \quad (3.23)$$

² Las matrices de Park son idénticas a las consideradas en el caso analógico, siendo $\alpha = \omega k T_s$, k la muestra actual y T_s el tiempo de muestreo.

Se calcula ahora el término PzP^{-1} de la ecuación anterior:

$$\begin{aligned} zP^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos(\alpha + \Delta\alpha) & -\sin(\alpha + \Delta\alpha) \\ \sin(\alpha + \Delta\alpha) & \cos(\alpha + \Delta\alpha) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} -\cos \alpha & -\sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos \Delta\alpha & \sin \Delta\alpha \\ \sin \Delta\alpha & \cos \Delta\alpha \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} PzP^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos \alpha & -\sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos \Delta\alpha & \sin \Delta\alpha \\ \sin \Delta\alpha & \cos \Delta\alpha \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos \Delta\alpha & -\sin \Delta\alpha \\ \sin \Delta\alpha & \cos \Delta\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c' & -s' \\ s' & c' \end{bmatrix} = e^{\Delta\alpha J} \end{aligned} \quad (3.25)$$

siendo $s' = \sin(\Delta\alpha)$, $c' = \cos(\Delta\alpha)$, T_s el tiempo de muestreo, $\Delta\alpha$ la variación en el ángulo de la transformada tras un periodo de muestreo $\Delta\alpha = \omega T_s$ y $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ la matriz equivalente a la unidad imaginaria j .

Sustituyendo la Expresión 3.25 en la Expresión 3.23, y operando, se tiene que:

$$\boxed{z \cdot X_{dq} = M \cdot A \cdot X_{dq} + M \cdot B \cdot U_{dq}} \quad (3.26)$$

siendo $M = \begin{bmatrix} c' & s' \\ -s' & c' \end{bmatrix} = e^{-\Delta\alpha J}$ la matriz de rotación discreta utilizada en la transformación.

Procediendo de la misma manera con la ecuación de salida:

$$P^{-1} \cdot Y_{dq} = C \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + D \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.27)$$

$$PP^{-1} \cdot Y_{dq} = P \cdot C \cdot P^{-1} \cdot X_{dq} + P \cdot D \cdot P^{-1} \cdot U_{dq} \quad (3.28)$$

Considerando que en los sistemas simétricos se cumple:

$$P \cdot C \cdot P^{-1} = C \quad \text{y} \quad P \cdot D \cdot P^{-1} = D \quad (3.29)$$

se obtiene la ecuación de salida:

$$Y_{dq} = C \cdot X_{dq} + D \cdot U_{dq} \quad (3.30)$$

Por lo tanto, multiplicando la matriz dinámica A y la matriz de entrada B del EE de partida por la matriz de rotación $M = e^{-\Delta\alpha J}$, se obtiene el sistema expresado en el marco de referencia dq . Para realizar la transformación inversa (de dq a $\alpha\beta$) basta con cambiar de signo la velocidad de giro ω .

3.2.3 Generalización para sistemas de orden n

El desarrollo anterior, tanto para el caso analógico como para el caso discreto, es válido únicamente para sistemas de segundo orden (como un filtro paso bajo, una planta LR o el retraso del control digital, entre otros). Se deduce a continuación una generalización de éste para poder trasladar sistemas de cualquier orden.

Suponiendo que las variables de estado están ordenadas de la siguiente manera³:

$$X = [x_{1\alpha} \ x_{1\beta} \ x_{2\alpha} \ x_{2\beta} \ \dots \ x_{n\alpha} \ x_{n\beta}]^T \quad (3.31)$$

la matriz de Park tendrá entonces la siguiente forma:

$$P = \begin{matrix} & x_{1\alpha} & x_{1\beta} & x_{2\alpha} & x_{2\beta} & \dots & x_{n\alpha} & x_{n\beta} \\ \begin{bmatrix} c & s & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -s & c & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & s & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -s & c & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & c & s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -s & c \end{bmatrix} & \begin{matrix} x_{1\alpha} \\ x_{1\beta} \\ x_{2\alpha} \\ x_{2\beta} \\ \dots \\ x_{n\alpha} \\ x_{n\beta} \end{matrix} & = & \begin{bmatrix} p & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & p & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & p \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (3.32)$$

siendo $p = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix}$, $c = \cos \alpha$, $s = \sin \alpha$ y $\alpha = \omega t$. La matriz antitransformada resulta:

$$P^{-1} = \begin{matrix} & x_{1\alpha} & x_{1\beta} & x_{2\alpha} & x_{2\beta} & \dots & x_{n\alpha} & x_{n\beta} \\ \begin{bmatrix} c & -s & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ s & c & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & -s & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & c & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & c & -s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & s & c \end{bmatrix} & \begin{matrix} x_{1\alpha} \\ x_{1\beta} \\ x_{2\alpha} \\ x_{2\beta} \\ \dots \\ x_{n\alpha} \\ x_{n\beta} \end{matrix} & = & \begin{bmatrix} p^{-1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & p^{-1} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & p^{-1} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (3.33)$$

siendo $p^{-1} = \begin{bmatrix} c & -s \\ s & c \end{bmatrix}$.

A continuación se utilizan las matrices anteriores para realizar los cambios de referencia en sistemas de cualquier orden.

³ Aunque la deducción aquí presentada se aplica a un determinado orden de las variables de estado, en la implementación software de la transformación se tienen en cuenta todas las posibles maneras de ordenar las variables.

Deducción para sistemas analógicos

Partiendo de la ecuación de estado y de la ecuación de salida:

$$\frac{dX_{\alpha\beta}}{dt} = A \cdot X_{\alpha\beta} + B \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.34)$$

$$Y_{\alpha\beta} = C \cdot X_{\alpha\beta} + D \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.35)$$

se llega, análogamente a lo desarrollado para sistemas de primer orden, a la siguiente expresión para la ecuación de estado:

$$P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt} \cdot X_{dq} + \frac{dX_{dq}}{dt} = A \cdot X_{dq} + B \cdot U_{dq} \quad (3.36)$$

Desarrollando el término $P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt}$:

$$P \cdot \frac{dP^{-1}}{dt} = \omega \begin{bmatrix} J & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & J & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & J \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Sustituyendo la Expresión 3.37 en la Expresión 3.36 y operando, se obtiene la ecuación de estado final:

$$\boxed{\frac{dX_{dq}}{dt} = (A + M) \cdot X_{dq} + B \cdot U_{dq}} \quad (3.38)$$

siendo $M = \omega \begin{bmatrix} -J & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -J & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & -J \end{bmatrix}$ la matriz de rotación buscada. Como se puede ver, el nuevo

EE tiene su matriz A modificada por la matriz de rotación M .

Razonando de la misma manera con la ecuación de salida del EE:

$$Y_{dq} = C \cdot X_{dq} + D \cdot U_{dq} \quad (3.39)$$

Deducción para sistemas discretos

Partiendo de la ecuación de estado discreta y de la ecuación de salida:

$$z \cdot X_{\alpha\beta} = A \cdot X_{\alpha\beta} + B \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.40)$$

$$Y_{\alpha\beta} = C \cdot X_{\alpha\beta} + D \cdot U_{\alpha\beta} \quad (3.41)$$

se llega, análogamente a lo desarrollado para sistemas de primer orden, a la siguiente expresión para la ecuación de estado:

$$PzP^{-1} \cdot zX_{dq} = A \cdot X_{dq} + B \cdot U_{dq} \quad (3.42)$$

Desarrollando el término PzP^{-1} :

$$zP^{-1} = \begin{bmatrix} p^{-1'} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & p^{-1'} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & p^{-1'} \end{bmatrix}, \text{ con} \quad (3.43)$$

$$p^{-1'} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha + \Delta\alpha) & -\sin(\alpha + \Delta\alpha) \\ \sin(\alpha + \Delta\alpha) & \cos(\alpha + \Delta\alpha) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} PzP^{-1} &= \begin{bmatrix} p & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & p & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^{-1'} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & p^{-1'} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & p^{-1'} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} p \cdot p^{-1'} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & p \cdot p^{-1'} & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & p \cdot p^{-1'} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\text{Con } p \cdot p^{-1'} = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha + \Delta\alpha) & -\sin(\alpha + \Delta\alpha) \\ \sin(\alpha + \Delta\alpha) & \cos(\alpha + \Delta\alpha) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c' & -s' \\ s' & c' \end{bmatrix} = e^{\Delta\alpha J}$$

siendo $s' = \sin \Delta\alpha$, $c' = \cos \Delta\alpha$ y $\Delta\alpha$ la variación en el ángulo de la transformada tras un periodo de muestreo $\Delta\alpha = \omega T_s$.

Sustituyendo la Expresión 3.44 en la Expresión 3.42, y operando, se obtiene la ecuación de estado final:

$$\boxed{z \cdot X_{dq} = M \cdot A \cdot X_{dq} + M \cdot B \cdot U_{dq}} \quad (3.45)$$

siendo la matriz M :

$$M = \begin{bmatrix} m & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & m & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & m \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\text{con } m = \begin{bmatrix} c' & s' \\ -s' & c' \end{bmatrix} = e^{-\Delta\alpha J}.$$

Razonando de la misma manera con la ecuación de salida del EE:

$$Y_{dq} = C \cdot X_{dq} + D \cdot U_{dq} \quad (3.47)$$

3.2.4 Implementación software

La generalización anterior que permite trasladar sistemas de cualquier orden ha sido implementada en una función fácilmente utilizable en programas como Octave o Matlab. A la función se le ha denominado *ab2dq_ext* y está adjunta en el Anexo IV. Dicha función crea un sistema dinámico en EE en ejes $\alpha\beta$ o dq , sin importar la naturaleza analógica o discreta del sistema de entrada ni su orden. Las entradas de la función deben ser el sistema a trasladar y la velocidad relativa de los ejes dq . El sistema de entrada puede estar definido mediante función de transferencia, MFT o EE y en una de sus fases (fase α / d) o en sus dos fases (fases $\alpha\beta / dq$), sin importar el número de entradas y de salidas del mismo.

A lo largo de la tesis se trabajará con esta función, pues su uso facilita en gran medida la tarea de modelizar sistemas complejos donde conviven elementos en distintos marcos de referencia. Dado que en muchas ocasiones es suficiente con una función que admita un modelo definido en una sola de sus fases, y amplíe el modelo a dos fases realizando la traslación necesaria, se adjunta en el Anexo V una función simplificada de *ab2dq_ext*, que se denomina *ab2dq*. Esta función simplificada se considera útil ya que, al tener que hacer menos cálculos, rebaja el coste computacional respecto de la función extendida *ab2dq_ext*.

El desarrollo del apartado anterior para sistemas de orden n ha supuesto una determinada ordenación de las variables de estado del sistema. Sin embargo, existen distintas formas de ordenar las variables de estado. Como ordenaciones más coherentes *a priori*, se consideran:

- $x_{1\alpha} \ x_{2\alpha} \ \dots \ x_{n\alpha}$: es la ordenación que tiene el sistema de partida cuando éste se define en una sola de sus fases. Se denota como ordenación SISO.
- $x_{1\alpha} \ x_{2\alpha} \ \dots \ x_{n\alpha} \ , \ x_{1\beta} \ x_{2\beta} \ \dots \ x_{n\beta}$: es una posible ordenación de las variables del sistema de partida cuando se define en sus dos fases. Se denota como ordenación de variables 1.
- $x_{1\alpha} \ x_{1\beta} \ x_{2\alpha} \ x_{2\beta} \ \dots \ x_{n\alpha} \ x_{n\beta}$: es otra posible ordenación de las variables del sistema de partida cuando se define en sus dos fases. Se denota como ordenación de variables 2.

Las matrices de transformación de Park empleadas en la deducción del apartado anterior y, en consecuencia, las matrices de rotación obtenidas, cambian en función de la ordenación de las variables de estado del sistema a trasladar. La función *ab2dq_ext* desarrollada se encarga de detectar cómo es esta ordenación de variables (OV), reordenar las variables (en caso de ser necesario) y construir la matriz de rotación correspondiente (M).

La lógica de detección de la OV del sistema de partida es la siguiente:

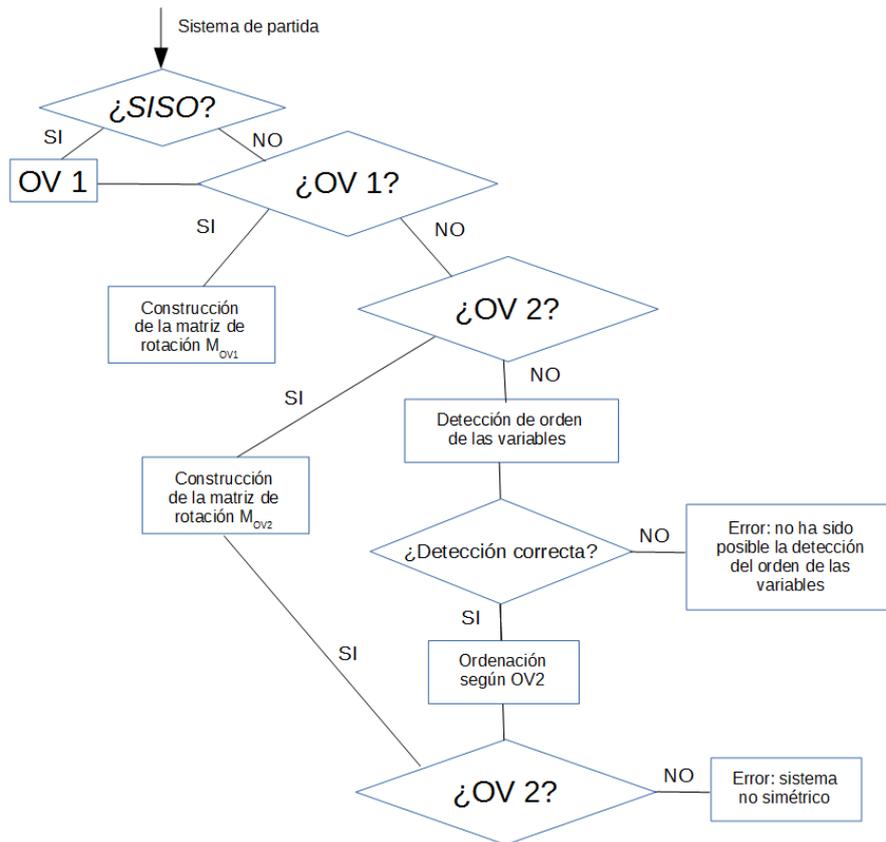


Figura 3.3: Lógica seguida en la función *ab2dq_ext* para la detección de la ordenación de variables de estado

En primer lugar, la función comprueba si el sistema cumple la ordenación de variables SISO. En tal caso, extiende el EE del sistema a una segunda fase y sigue con las comprobaciones. En caso contrario, la función pasa directamente a comprobar si el sistema cumple la OV1. En caso afirmativo, la función construye la matriz de traslación M_{OV1} adecuada, según el sistema de entrada sea analógico o discreto. En caso contrario, comprueba si el sistema cumple la OV2. En este caso, la función construye la matriz de traslación M_{OV2} . En caso contrario, la función trata de detectar la ordenación de variables del sistema, pasando a ordenarlo según la OV2 en caso de conseguirlo, y devolviendo un error en caso contrario. Si el sistema ordenado por la función cumple la OV2, la función construye la matriz de rotación M_{OV2} . En caso contrario, la función devuelve un error de sistema no simétrico y la traslación no llega a realizarse.

Tal y como se ha señalado, para poder realizar los cambios de referencia, la representación del sistema de partida en EE debe cumplir que $P \cdot A \cdot P^{-1} = A$, $P \cdot B \cdot P^{-1} = B$, $P \cdot C \cdot P^{-1} = C$ y que $P \cdot D \cdot P^{-1} = D$. Estas igualdades son equivalentes a que $P \cdot A = A \cdot P$, $P \cdot B = B \cdot P$, $P \cdot C = C \cdot P$ y que $P \cdot D = D \cdot P$. Suponiendo un sistema de segundo orden, de dos entradas y dos salidas, su matriz transformada de Park P se puede descomponer en

$$P = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Operando con una matriz X genérica:

$$XP = PX \quad (3.48)$$

$$X \left(c \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right) = \left(c \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right) X \quad (3.49)$$

$$cX + Xs \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = cX + s \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} X \Leftrightarrow X \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} X \quad (3.50)$$

En definitiva, es suficiente con comprobar que las matrices A, B, C o D del EE, cumplen la parte derecha de la Expresión 3.50. A la matriz $\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$ se le denomina en este trabajo *skew*.

La función *ab2dq_ext* utiliza matrices *skew* genéricas para comprobar si el sistema cumple la OV1 o la OV2 y para construir la matriz de rotación correspondiente M_{OV1} o M_{OV2} :

$$skew_{OV1} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \dots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}; \quad skew_{OV2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Dado que las dimensiones de las matrices que forman el EE de un sistema son, por lo general, diferentes ($A_{n \times n}$, $B_{n \times e}$, $C_{s \times n}$ y $D_{s \times e}$, siendo n el orden del sistema de partida, e el número de entradas y s el número de salidas) se requiere de tres matrices *skew* diferentes para cada OV: $skewX_{OVx}$, $skewU_{OVx}$ y $skewY_{OVx}$ ⁴. Estas matrices son variaciones de las matrices de la Expresión 3.51, adaptándose a las dimensiones requeridas en cada caso. La función realiza las

⁴ OVx indica la ordenación de variables 1 ó 2, según corresponda

siguientes comprobaciones:

$$\begin{aligned} A \cdot skewX_{OVx} &= skewX_{OVx} \cdot A; & B \cdot skewU_{OVx} &= skewX_{OVx} \cdot B; \\ C \cdot skewX_{OVx} &= skewY_{OVx} \cdot C; & D \cdot skewU_{OVx} &= skewY_{OVx} \cdot D; \end{aligned} \quad (3.52)$$

Valiéndose de la matriz $skewX_{OVx}$ la función construye la matriz de rotación adecuada, tanto para el caso analógico (Expresión 3.53) como para el caso discreto (Expresión 3.54):

$$M_{OVx} = \omega \cdot skewX_{OVx} \quad (3.53)$$

$$M_{OVx} = \omega \cdot skewX_{OVx} \cdot \sin(\omega T_s) + \mathbf{I}_n \cdot \cos(\omega T_s) \quad (3.54)$$

siendo \mathbf{I}_n la matriz identidad de orden n .

3.3 Metodología de modelización

La metodología de modelización se describe a continuación a través de un ejemplo. El sistema considerado es el representado en la Figura 3.4, el cual incluye un control digital de corrientes de un convertidor conectado a red. La corriente que circula por el convertidor es controlada mediante un regulador PI implementado en referencia síncrona. Entre el convertidor y la red se conecta un filtro LCL , al que se le ha incluido un amortiguamiento pasivo por medio de una resistencia conectada en serie con el condensador. Dado que los sistemas reales que se analizarán en capítulos posteriores de esta memoria no incluyen estrategias de amortiguamiento activo, éstas no han sido modelizadas. Sin embargo, podrían incluirse de manera sencilla siguiendo el razonamiento que muestra la metodología presentada en este apartado.

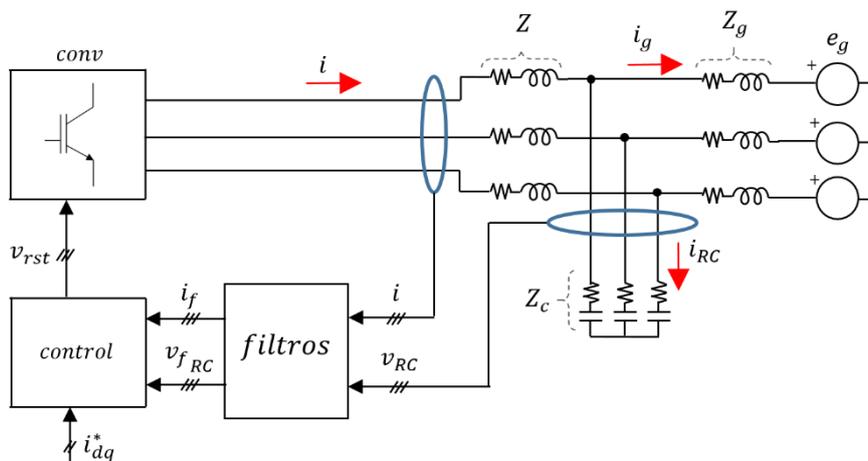


Figura 3.4: Sistema a modelizar

El convertidor que se va a tratar en este apartado es, como se observa en la Tabla 3.1, de alta potencia y baja tensión, y tiene una frecuencia de muestreo relativamente baja. Como se mencionó en el capítulo de introducción, para estudiar de manera precisa el comportamiento de sistemas digitales, se empleará el dominio discreto z .

Tabla 3.1: Parámetros generales del sistema

Valores de convertidor	
Potencia nominal S_n	1 MVA
Frecuencia nominal f_s	50 Hz
Tensión nominal U_n	690 V
Frecuencia de muestreo - conmutación	5.6 kHz - 2.8 kHz

En la modelización del ejemplo, así como en los modelos lineales desarrollados a lo largo de la tesis, se han llevado a cabo una serie de asunciones que conviene destacar:

- Los distintos componentes eléctricos como resistencias, inductancias y condensadores se consideran lineales con la corriente y equilibrados en sus fases rst : $R_r = R_s = R_t$, $L_r = L_s = L_t$ Y $C_r = C_s = C_t$.
- Aunque los interruptores reales del convertidor tienen unas funciones de conexión discontinuas en el tiempo, los modelos lineales tendrán en cuenta el valor medio de la tensión aplicada por el convertidor durante un periodo de conmutación. El convertidor de potencia se modela con fuentes ideales de tensión, sin tener en cuenta las pérdidas del mismo (conducción y conmutación).
- La velocidad de giro de los ejes dq síncronos que describen el comportamiento de los sistemas dinámicos utilizados se considera constante ya que, de otra manera, las ecuaciones resultantes no serían invariantes en el tiempo.

Como principales limitaciones de los modelos obtenidos se destacan las siguientes:

- Al tratarse de modelos promediados, no se reproducen los armónicos de conmutación que produce el convertidor en el sistema real. Por tanto, los modelos obtenidos no son apropiados para analizar la calidad de la corriente inyectada (THD, distorsión armónica, etc.).
- No se modeliza la dinámica del bus, que es no lineal. Tampoco se considera ningún algoritmo de saturación de la tensión proporcionada por el convertidor: se considera que la tensión aplicada por el convertidor coincide con la señal de control. Asimismo, no se recogen otras no-linealidades, como el algoritmo de *Phase-Locked-Loop* (PLL), la generación de consignas de corriente o los tiempos muertos, elementos habituales en sistemas de generación renovable.

En los capítulos posteriores se analizará el alcance de estas simplificaciones en sistemas reales.

A continuación se describen los elementos que forman parte del lazo de control, el cual aparece representado en la Figura 3.5. El superíndice s se utiliza en este trabajo para indicar que un modelo dinámico ha sido definido en ejes estacionarios mientras que la ausencia de superíndice indica que está definido en ejes síncronos.

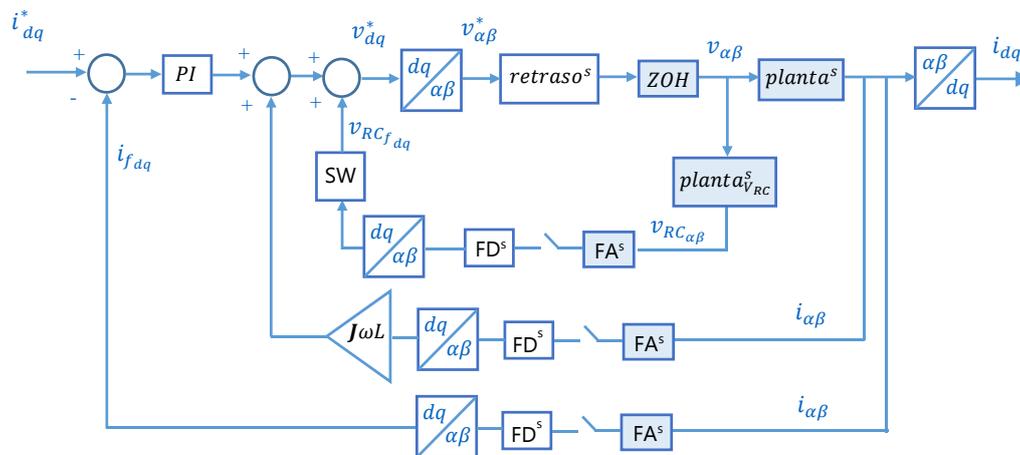


Figura 3.5: Diagrama de bloques del sistema a modelar

Filtros de medida analógicos y digitales (FA y FD)

Cuando se miden tensiones, corrientes y otras variables del sistema es habitual la presencia de filtros analógicos (filtros *antialiasing* [3.14]) en combinación con filtros digitales (como por ejemplo filtros de tipo *First Impulse Response*), los cuales son utilizados para eliminar armónicos de alta frecuencia [3.15,3.16], como por ejemplo, los armónicos producidos por las conmutaciones del convertidor.

La corriente del convertidor y la tensión del filtro RC se utilizan en el control y están filtradas tanto analógicamente (filtro FA de la Figura 3.5) como digitalmente (filtro FD).

Efectos inherentes del control digital

En un control digital, el convertidor mantiene constante la acción de control discreta durante un periodo de muestreo (*zero-order-hold* (ZOH)) [3.17]. Esta acción de control retenida es la que aplica el inversor a la planta. Además del retraso introducido por el ZOH, se tiene un retraso adicional de un periodo de muestreo (*retraso^s*) debido al tiempo de cálculo del microprocesador empleado en el control (comúnmente un *Digital Signal Processor* (DSP) [3.18]).

Dado que estos retrasos tienen lugar en un marco de referencia estacionario [3.11], es en este marco donde se van a modelizar para, posteriormente, si procede, trasladarlos al marco de referencia giratorio dq , donde se tiene implementado el controlador. Asumir que el retraso del control digital y el retraso introducido por el ZOH ocurren en ejes dq comete un error en la modelización, tal y como aparece explicado en [3.19].

Feed-forward de tensión

Generalmente, para rechazar la fuerte perturbación que supone la tensión de red y mejorar así el comportamiento de la corriente a controlar, es habitual realizar una compensación *feed-forward* de dicha perturbación [3.20-3.22]. Para ello, se necesita medir la tensión de red e_g de la Figura 3.4 y sumar esta medida a la salida del regulador. Sin embargo, al encontrarse esta tensión en un punto de la red inaccesible, ésta no puede medirse. La tensión que sí puede medirse es la de la rama RC del filtro de armónicos, v_{RC} la cual se suma a la salida del PI una vez ha sido filtrada.

Idealmente, al realizar el *feed-forward* de la tensión v_{RC} , se obtiene amortiguamiento a la frecuencia de resonancia del filtro LCL , obteniendo la respuesta equivalente de un filtro L (curva naranja de la Figura 3.6). En sistemas reales, sin embargo, los retrasos introducidos por los filtros de medida y por el control digital impiden una compensación perfecta de esta tensión [3.23,3.24]. En algunos casos, esta compensación imperfecta no amortigua completamente la resonancia del filtro LCL . En otros, como el caso analizado, en lugar de conseguir amortiguamiento, se obtiene un sistema más resonante (curva negra).

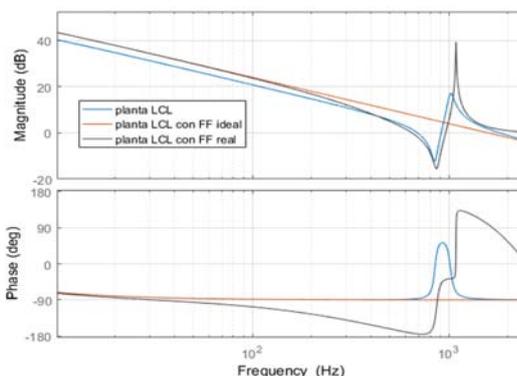


Figura 3.6: Respuesta frecuencial del filtro LCL (i/v) sin *feed-forward* de tensión, con un *feed-forward* ideal y con un *feed-forward* real

Filtro software de la tensión empleada en el *feed-forward*

Para conseguir mayor estabilidad en torno a la frecuencia de resonancia del filtro se puede añadir un filtro paso bajo adicional (SW) a la tensión empleada en el *feed-forward*. El objetivo de este filtro es eliminar el efecto del *feed-forward* en torno a la frecuencia de resonancia. En

la Figura 3.7 se puede observar cómo al introducir este filtro se reduce el pico de resonancia (curva roja).

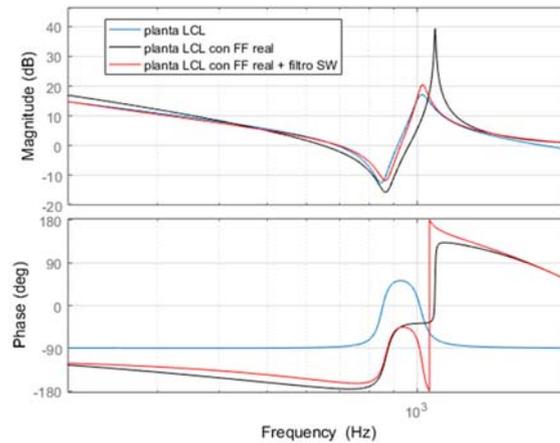


Figura 3.7: Respuesta frecuencial del filtro LCL (i/v) sin feed-forward de tensión, con un feed-forward real y al introducir el filtro SW adicional.

Este filtro se considerará en la modelización, y su influencia se analizará en el Capítulo 4 mediante resultados experimentales.

Compensación de los términos cruzados de la planta

Como se observa en el lazo de control de la Figura 3.5, se realiza un desacoplo de los términos cruzados de la planta mediante la realimentación de corriente. Si se realizara un *feed-forward* ideal de tensión (sin los retrasos introducidos por los filtros de medida y por el control digital), la planta del sistema se reduciría a la impedancia a la salida del convertidor Z . Entonces, el acoplamiento que aparecería en esta planta al trabajar en referencia síncrona se podría compensar perfectamente, utilizando en la compensación el valor de inductancia del convertidor L . Considerando el sistema real (con los retrasos), el desacoplo conseguido mediante la realimentación de corrientes se aleja mucho respecto al del sistema ideal, como se muestra en la Figura 3.8. Además, este desacoplo puede verse empeorado si los parámetros nominales de la planta difieren de los reales. En estos casos, la modelización MIMO del sistema resulta especialmente conveniente.

En los siguientes apartados se modeliza el sistema de la Figura 3.5 siguiendo la metodología propuesta. Esta metodología es modular, ya que se modeliza en primer lugar cada uno de los elementos del sistema de manera separada (elementos del lazo de control, elementos de la planta y de la red), y posteriormente se unen entre sí para dar lugar a un modelo completo con el que analizar la estabilidad o poder diseñar distintas estrategias de control. Esta modularidad permite modificar un modelo de manera sencilla en caso de que cambien

elementos del lazo de control, las condiciones de la red, o se quiera modelizar la red más en detalle.

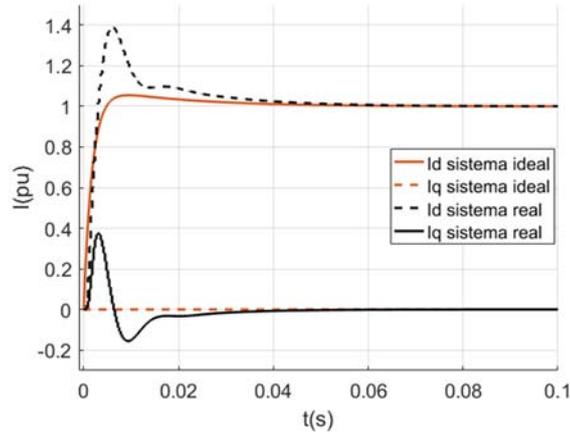


Figura 3.8: Respuesta temporal ante escalón de corriente en el eje d considerando un sistema ideal y un sistema real

3.3.2 Planta

La dinámica del filtro LCL de armónicos con amortiguamiento pasivo puede describirse en ejes estacionarios mediante las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -(R + R_c) \cdot i - v_c + R_c \cdot i_g + v \\
 C_c \frac{dv_c}{dt} &= i - i_g \\
 L_g \frac{di_g}{dt} &= R_c \cdot i + v_c - (R_c + R_g) \cdot i_g
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

siendo $i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$, $v_c = \begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix}$, $i_g = \begin{bmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \end{bmatrix}$ y $v = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$ la corriente por el convertidor, la tensión del condensador del filtro, la corriente de red y la tensión aplicada por el convertidor, respectivamente, y R_g la resistencia de la red, L_g la inductancia de la red, R la resistencia del convertidor, L la inductancia del convertidor, R_c la resistencia en serie con el condensador del filtro y C_c el condensador del filtro. En este modelo, no se incluye la tensión de red ideal e_g , al no afectar a la estabilidad del sistema.

La planta descrita tiene una frecuencia de resonancia (f_r) debida a la resonancia serie entre el condensador del filtro y el paralelo formado por la inductancia de la red y la inductancia del convertidor y una frecuencia de antirresonancia (f_a) debida al paralelo del condensador y la

inductancia de red:

$$f_r = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_c \cdot L \cdot L_g}{L + L_g}}}; \quad f_a = \frac{1}{\sqrt{C_c \cdot L_g}} \quad (3.56)$$

En la Figura 3.9 se ha representado la respuesta frecuencial i/v para distintos valores de *Short Circuit Ratio* (SCR). Se puede observar que, conforme disminuye este valor (como ocurre en redes débiles), los picos de resonancia obtenidos son cada vez mayores y las frecuencias de resonancia y antirresonancia se mueven a frecuencias más bajas y pueden llegar a interferir con los lazos de control, afectando a la estabilidad del sistema. Estos problemas de estabilidad se ven acentuados con los retrasos existentes en los lazos de control, especialmente notables en convertidores de elevada potencia [3.25].

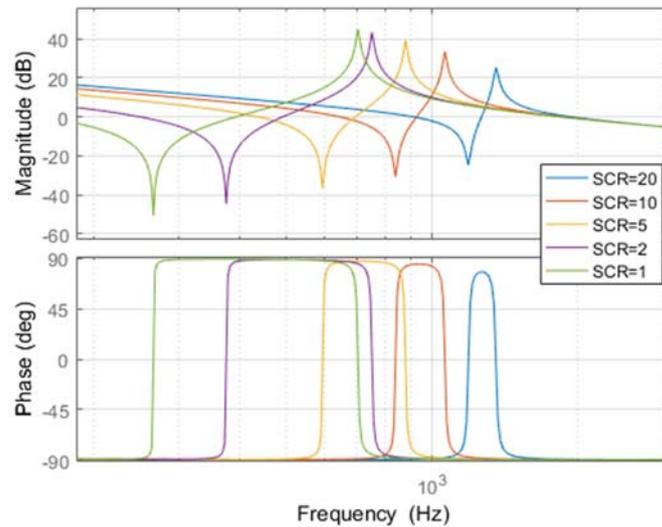


Figura 3.9: Respuesta frecuencial de una planta LCL para distintos valores de la inductancia de red

Para su representación en espacio de estados, se eligen como variables de estado la corriente por el convertidor i , la tensión del condensador v_c y la corriente de red i_g , siendo la entrada y la salida del modelo la tensión y corriente del convertidor, respectivamente.

$$X = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \\ i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}; \quad (3.57)$$

Las ecuaciones anteriores pueden agruparse de acuerdo a la Expresión 3.58, formando así la representación en EE:

$$\frac{d}{dt} X = \begin{bmatrix} -\frac{R+R_c}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{R_c}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R+R_c}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{R_c}{L} \\ \frac{1}{C_c} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_c} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_c} \\ \frac{R_c}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & -\frac{R_c+R_g}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{R_c}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & -\frac{R_c+R_g}{L_g} \end{bmatrix} X + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (3.58)$$

$$Y = [I \quad 0 \quad 0] X + 0U$$

siendo I la matriz identidad y 0 la matriz nula de orden 2. A las matrices anteriores se les denominan, por orden de escritura, matriz dinámica A , matriz de entrada B , matriz de salida C y matriz de transmisión D . Mediante el comando `ss` se puede obtener en Octave o Matlab el modelo dinámico de la planta que relaciona la corriente del convertidor con la tensión aplicada por el mismo:

$$\frac{i}{v} = \text{planta}^s = \text{ss}(A, B, C, D) \quad (3.59)$$

Para modelizar el efecto del *feed-forward* se necesita conocer la relación entre la tensión de la rama RC del filtro y la tensión aplicada por el convertidor, v_{RC}/v . Esta relación se puede obtener partiendo del EE anterior i/v y definiendo como salida del sistema la tensión $v_{RC} = v_c + (i - i_g) \cdot R_c$, tal y como se presenta a continuación:

$$\frac{d}{dt} X = A X + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (3.60)$$

$$Y = [R_c \cdot I \quad I \quad -R_c \cdot I] X + 0U$$

Se obtiene el modelo dinámico en Matlab:

$$\text{planta}^s_{v_{RC}} = \text{ss}(A, B, C, D) \quad (3.61)$$

Los modelos de planta anteriores han sido expresados en EE partiendo de las ecuaciones dinámicas de cada uno de los elementos. Sin embargo, en ocasiones resulta más cómodo partir

de un modelo en funciones de transferencia (modelización con impedancias complejas). Para el caso de la planta i/v y de la planta v_{RC}/v , se obtiene una modelización más compacta:

$$s = tf('s') \quad Z_c = \frac{R_c C_c s + 1}{C_c s} \quad Z_g = L_g s + R_g \quad Z = Ls + R \quad (3.62)$$

$$planta_{1\text{ fase}}^s = \frac{i}{v} = \frac{Z_c + Z_g}{Z_c \cdot Z_g + Z \cdot (Z_c + Z_g)} \quad (3.63)$$

$$planta_{v_{RC}1\text{ fase}}^s = planta_{1\text{ fase}}^s \cdot \frac{Z_c}{(Z_c + Z_g)} \cdot Z_g \quad (3.64)$$

siendo Z_c la impedancia de la rama RC del filtro de armónicos, Z_g la impedancia de la red, Z la impedancia del convertidor, $planta_{1\text{ fase}}^s$ el modelo para una sola fase de la planta i/v y $planta_{v_{RC}1\text{ fase}}^s$ el modelo para una sola fase de la planta v_{RC}/v . Se pueden extender las expresiones anteriores a las dos fases simplemente multiplicando la FT por la matriz identidad:

$$planta^s = planta_{1\text{ fase}}^s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

$$planta_{v_{RC}}^s = planta_{v_{RC}1\text{ fase}}^s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

Dado que, por razones de eficiencia y precisión se modeliza el sistema en EE, es posible transformar los modelos anteriores definidos en MFT a EE mediante el comando `ss` de Matlab.

Cuando las plantas anteriores están precedidas por un retenedor ZOH, el modelo discreto se puede expresar como:

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= A_d X_k + B_d U_k \\ Y_k &= C_d X_k + D_d U_k \end{aligned} \quad (3.67)$$

siendo k el índice de la muestra actual, $k+1$ el índice de la muestra futura y X , U e Y los vectores de estado, entrada y salida, respectivamente. La matriz de estado, matriz de entrada, matriz de salida y matriz de transmisión discretas resultan, respectivamente [3.14]:

$$A_d = e^{AT_s} \quad B_d = A^{-1}(e^{AT_s} - \mathbf{I}) B \quad (3.68)$$

$$C_d = C \quad D_d = D \quad (3.69)$$

siendo T_s el periodo de muestreo. Una manera sencilla de hallar este modelo discreto mediante programas como Octave o Matlab es utilizando el comando `c2d` (continuous to

discrete):

$$planta_{zoh}^s = c2d(planta^s, T_s) \quad (3.70)$$

$$planta_{V_{RC}zoh}^s = c2d(planta_{V_{RC}}^s, T_s) \quad (3.71)$$

siendo $planta^s$ y $planta_{V_{RC}}^s$ los modelos continuos expresados en el marco estacionario. $planta_{zoh}^s$ y $planta_{V_{RC}zoh}^s$ son, por tanto, los equivalentes discretos de las plantas y recogen el hecho de que la tensión aplicada por el convertidor es retenida en una referencia estacionaria [3.11].

3.3.3 Retraso del control digital

El retraso del control digital, que aparece representado en la Figura 3.5, puede representarse en EE como:

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= A X_k + B U_k \\ Y_k &= C X_k + D U_k \end{aligned} \quad (3.72)$$

siendo

$$\begin{aligned} A &= \mathbf{0} & B &= \mathbf{I} \\ C &= \mathbf{I} & D &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (3.73)$$

las matrices discretas. El modelo se obtiene mediante el siguiente comando:

$$retraso^s = ss(A, B, C, D, T_s) \quad (3.74)$$

Tal y como se ha mostrado para el caso de las plantas, puede obtenerse un modelo idéntico al de la Expresión 3.74, partiendo de la FT de un retraso en una sola de sus fases:

$$z = tf('z', T_s) \quad (3.75)$$

$$retraso_{1\text{ fase}}^s = \frac{1}{z} \quad (3.76)$$

Hallando la MFT para las dos fases y utilizando el comando `ss` de Matlab se obtiene el modelo en EE:

$$retraso^s = ss\left(retraso_{1\text{ fase}}^s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\right) \quad (3.77)$$

3.3.4 Filtros

Los filtros analógicos y digitales de las variables empleadas en el control (corriente del convertidor y tensión del filtro RC , en este caso) están implementados en el marco de referencia estacionario.

El filtro analógico puede representarse como:

$$\begin{aligned}\frac{dx_f}{dt} &= A x_f(t) + B x(t) \\ x_f(t) &= C x_f(t) + D x(t)\end{aligned}\quad (3.78)$$

donde x_f es la variable filtrada y x es la variable de entrada. Si se emplea un filtro paso bajo de primer orden, las matrices del EE pueden escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}A &= -\frac{1}{\tau} \mathbf{I} & B &= \frac{1}{\tau} \mathbf{I} \\ C &= \mathbf{I} & D &= \mathbf{0}\end{aligned}\quad (3.79)$$

siendo τ la constante de tiempo del filtro. La representación del filtro en EE se puede hallar mediante:

$$FA^s = ss(A, B, C, D) \quad (3.80)$$

Partiendo de su FT, puede obtenerse un modelo igual al anterior:

$$FA^s_{1\text{ fase}} = \frac{1}{\tau s + 1}; \quad FA^s = ss\left(FA^s_{1\text{ fase}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\right) \quad (3.81)$$

Cuando se tienen distintos elementos analógicos, como en este caso las plantas i/v y v_{RC}/v junto con sus respectivos filtros analógicos de medida, se deben hallar en primer lugar los modelos continuos completos para, posteriormente, discretizarlos:

$$\begin{aligned}planta^s_{FA\ zoh} &= c2d(planta^s \cdot FA^s, T_s) \\ planta^s_{v_{RC}FA\ zoh} &= c2d(planta^s_{v_{RC}} \cdot FA^s, T_s)\end{aligned}\quad (3.82)$$

El filtro digital considerado, cuyo propósito es eliminar la componente de las tensiones y corrientes a la frecuencia de conmutación, hace uso de tres muestras consecutivas de la variable a filtrar y se puede modelizar mediante la siguiente MFT:

$$FD^s = \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{4} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

El filtro software SW utilizado en la tensión medida de la rama RC es un filtro paso bajo que está implementado en los ejes dq . Dicho filtro puede ser descrito por la siguiente ecuación en diferencias:

$$y_{k+1} = \frac{1}{k_f} y_k + \left(1 - \frac{1}{k_f}\right) u_k \quad (3.84)$$

siendo y_{k+1} la salida filtrada en el periodo de muestreo siguiente, y_k la salida en el periodo actual, k_f la constante del filtro y u_k la entrada al filtro. La constante del filtro k_f se define como

$$k_f = 1 + \frac{T_s}{\tau_{FF}} \quad (3.85)$$

siendo τ_{FF} la constante del filtro paso bajo de primer orden.

Representándolo en EE:

$$A = \frac{1}{k_f} \mathbf{I} \quad B = \left(1 - \frac{1}{k_f}\right) \mathbf{I} \quad (3.86)$$

$$C = \frac{1}{k_f} \mathbf{I} \quad D = \left(1 - \frac{1}{k_f}\right) \mathbf{I}$$

$$SW = ss(A, B, C, D, T_s) \quad (3.87)$$

Partiendo de su FT, puede obtenerse el mismo modelo:

$$SW_{1fase} = \frac{1 - \frac{1}{k_f}}{1 - \frac{1}{k_f} z^{-1}}; \quad SW = ss\left(SW_{1fase} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\right) \quad (3.88)$$

3.3.5 Regulador

Se consideran las ecuaciones en diferencias que rigen el comportamiento de un PI digital:

$$int_{k+1} = int_k + K_p \frac{T_s}{T_n} \cdot e_k \quad (3.89)$$

$$y_k = K_p e_k + int_k \quad (3.90)$$

siendo y la salida del regulador, e_k error de la muestra actual, int_k parte integral en la muestra actual, int_{k+1} parte integral de la muestra futura y T_s el periodo de muestreo, respectivamente. Utilizando la representación en EE:

$$X = \begin{bmatrix} int_d \\ int_q \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix}; \quad (3.91)$$

$$X_{k+1} = \mathbf{I} X_k + K_p \frac{T_s}{T_n} \mathbf{I} U_k \quad (3.92)$$

$$Y_k = \mathbf{I} X_k + \left(K_p + K_p \frac{T_s}{T_n} \right) \mathbf{I} U_k$$

siendo X la variable de estado, U la entrada e Y la salida. Para definir en Matlab el EE digital, se escribe el comando:

$$PI = ss(A, B, C, D, T_s) \quad (3.93)$$

siendo A , B , C y D las matrices de su representación en EE de la Expresión 3.92.

Alternativamente, puede obtenerse el mismo modelo partiendo de su FT:

$$PI_{1\text{fase}} = K_p + K_p \cdot \frac{T_s}{T_n} \cdot \frac{z}{z-1}; \quad PI = ss \left(PI_{1\text{fase}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \quad (3.94)$$

3.3.6 Compensación de términos cruzados

La compensación de términos cruzados utiliza las corrientes filtradas, multiplicándolas por la frecuencia fundamental y por la inductancia de salida del convertidor:

$$J\omega L = \omega_s L \begin{bmatrix} i_{df} & i_{qf} \\ 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.95)$$

3.3.7 Traslación a ejes dq

Para modelizar correctamente cualquier sistema donde conviven elementos implementados físicamente en distintos marcos de referencia ($\alpha\beta$ - dq), es necesario referir todos ellos al mismo marco. Dado que las consignas de corriente, que son las entradas al sistema en este caso, son constantes en ejes dq , se elige este marco de referencia para la modelización.

La Figura 3.10 muestra un esquema con los distintos elementos, y los pasos previos necesarios (discretización y/o traslación a dq) a la obtención del lazo cerrado del sistema. Los

elementos analógicos se representan con fondo azul, mientras que los elementos discretos se representan con fondo blanco.

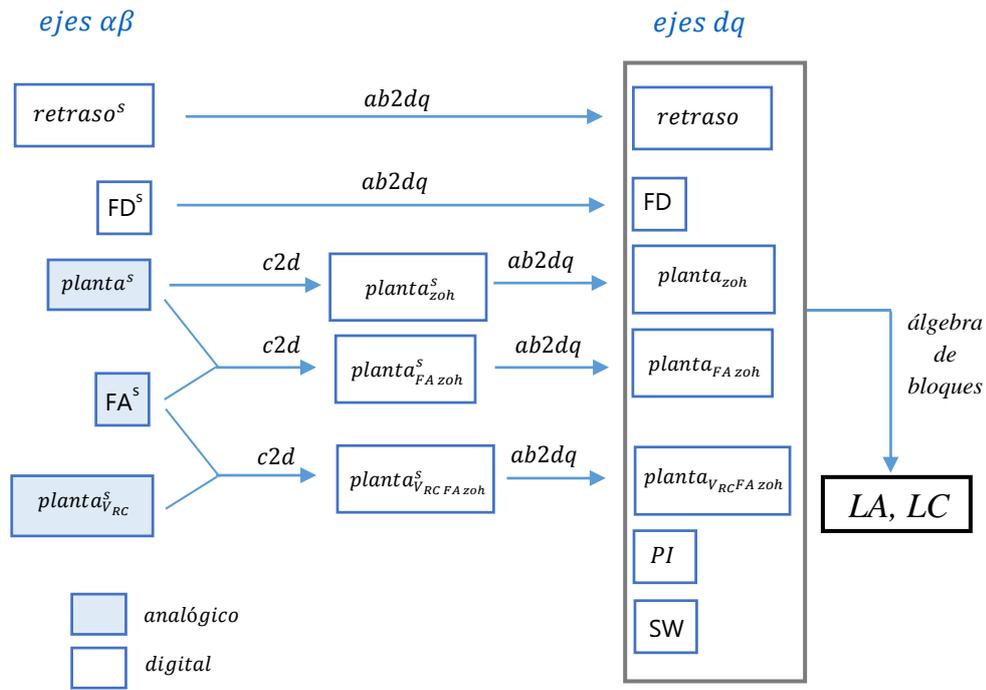


Figura 3.10: Procedimiento seguido previo a la obtención del lazo cerrado del sistema

De acuerdo a la Figura 3.10, es necesario trasladar los modelos de planta discretos $planta^s_{zoh}$, $planta^s_{FA zoh}$ y $planta^s_{v_{RC}FA zoh}$ de $\alpha\beta$ a dq , lo cual puede realizarse de manera sencilla usando la función $ab2dq_ext$:

$$planta_{zoh} = ab2dq_ext(planta^s_{zoh}, \omega_s) \quad (3.96)$$

$$planta_{FA zoh} = ab2dq_ext(planta^s_{FA zoh}, \omega_s) \quad (3.97)$$

$$planta_{v_{RC}FA zoh} = ab2dq_ext(planta^s_{v_{RC}FA zoh}, \omega_s) \quad (3.98)$$

Dado que tanto la función $ab2dq_ext$ como la función $ab2dq$ admiten la modelización mediante funciones de transferencia, se pueden obtener los mismos modelos anteriores partiendo de las FT de las Expresiones 3.63, 3.64 y 3.81 definidas en una sola de las fases:

$$planta_{zoh} = ab2dq(c2d(planta^s_{1 fase}, T_s), \omega_s) \quad (3.99)$$

$$planta_{FA\ zoh} = ab2dq(c2d(planta_{1\ fase}^s \cdot FA_{1\ fase}^s, T_s), \omega_s) \quad (3.100)$$

$$planta_{V_{RC}FA\ zoh} = ab2dq(planta_{V_{RC}1\ fase}^s \cdot FA_{1\ fase}^s, \omega_s) \quad (3.101)$$

Por lo tanto, los elementos del lazo pueden ser definidos directamente en EE partiendo de sus ecuaciones diferenciales (tal y como se hizo para la planta *LCL* de la Expresión 3.58) o partiendo de sus funciones de transferencia en una de sus fases o de su MFT y utilizando la función *ab2dq*.

A su vez, también deben ser trasladados a ejes *dq* el retraso de control de la Expresión 3.74 y el filtro de medida digital de la Expresión 3.83:

$$retraso = ab2dq_ext(retraso^s, \omega_s) \quad (3.102)$$

$$FD = ab2dq_ext(FD^s, \omega_s) \quad (3.103)$$

En cuanto al filtro de la tensión de *feed-forward SW* y al *PI*, dado que están implementados en ejes síncronos, no es necesario realizar ninguna traslación.

3.3.8 Obtención del lazo cerrado

Una vez modelizados todos los elementos de manera separada y haberlos trasladado (en caso necesario) a los ejes *dq*, es posible obtener un modelo completo que integre a todos. Para ello, se deben cerrar las realimentaciones del esquema de la Figura 3.5, obteniendo así el lazo cerrado del sistema. Como puede verse en dicha figura, la salida del sistema se sitúa entre dos elementos analógicos: la planta y el filtro analógico de medida. Esto supone una dificultad dado que, para obtener el modelo discreto exacto de la planta analógica, debe considerarse el modelo analógico completo: la planta y el filtro.

Una opción es considerar la corriente filtrada como la salida del sistema en lugar de la corriente real (Figura 3.11), lo cual resulta adecuado cuando la influencia del filtro es pequeña, i.e. la frecuencia de corte del mismo es alta.

Por el contrario, cuando la influencia del filtro es grande, se pueden tener discrepancias importantes entre la corriente real y la corriente filtrada. En este último caso se puede llevar a cabo el álgebra de bloques de la Figura 3.12, con el que se obtiene un sistema equivalente al inicial.

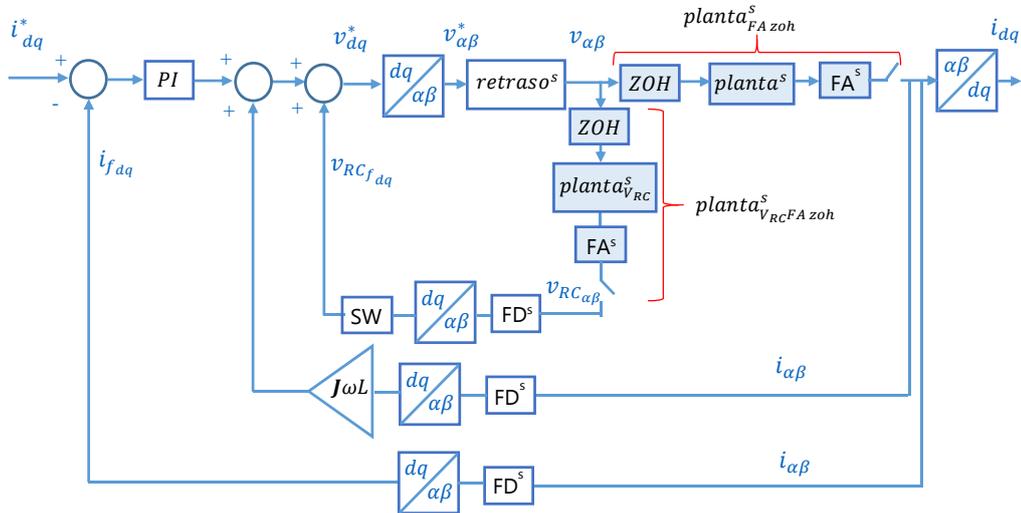


Figura 3.11: Diagrama de bloques considerando como salida la corriente filtrada

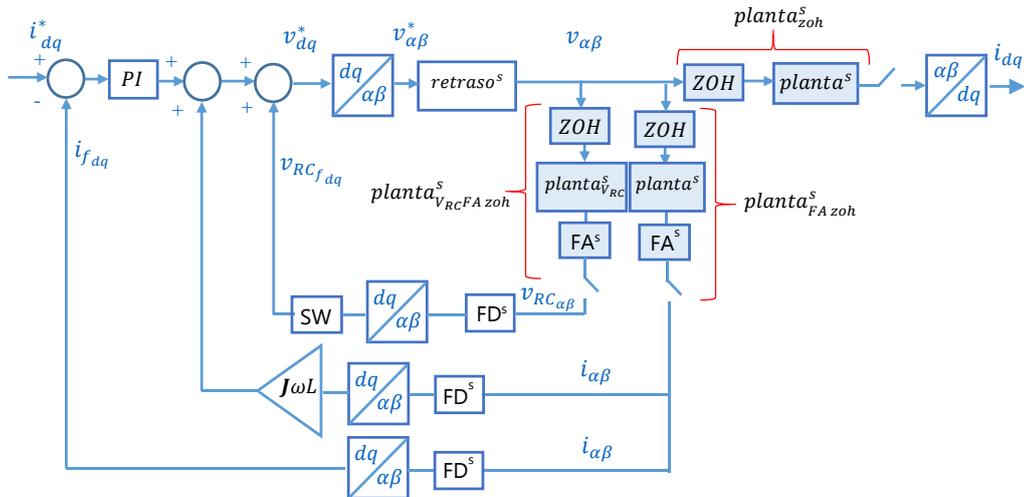


Figura 3.12: Diagrama de bloques exacto

En la Figura 3.13 se muestra un esquema equivalente al de la Figura 3.12, en el que:

- Las plantas se han reemplazado por sus equivalentes discretos.
- Todos los elementos que se encuentran entre los bloques de transformación $dq-\alpha\beta$ y $\alpha\beta-dq$, se han referido a ejes dq .

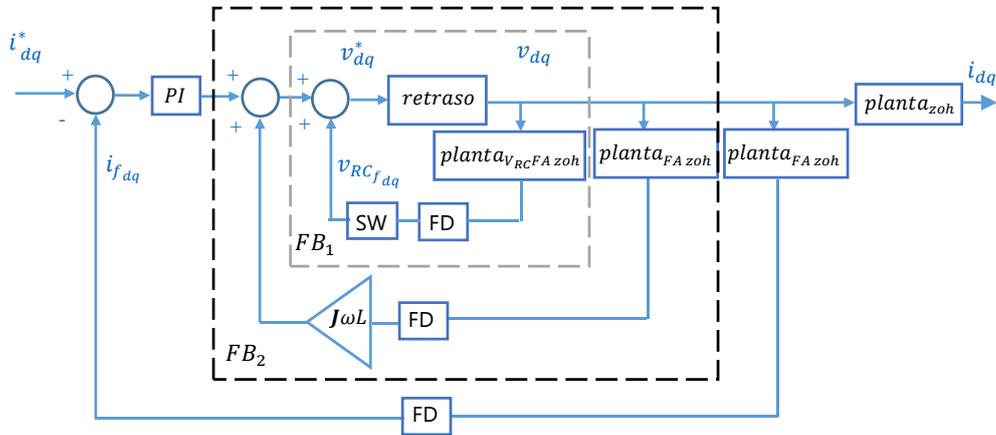


Figura 3.13: Diagrama de bloques exacto en ejes dq

Para obtener el lazo cerrado, se relacionan los distintos modelos individuales mediante el comando *feedback*:

$$FB_1 = \text{feedback}(\text{retraso}, \text{planta}_{v_{RCFAzoh}} \cdot FD \cdot SW, +1) \quad (3.104)$$

$$FB_2 = \text{feedback}(FB_1, \text{planta}_{FAzoh} \cdot FD \cdot J\omega L, +1) \quad (3.105)$$

$$LC = \text{feedback}(PI \cdot FB_2, \text{planta}_{FAzoh} \cdot FD) \cdot \text{planta}_{zoh} \quad (3.106)$$

El modelo hallado en la Expresión 3.106 contiene las ecuaciones dinámicas que definen al sistema multivariable que, en este caso, tiene dos entradas y dos salidas. En el Anexo VI se muestra un *script* de Matlab que modeliza el sistema de la Figura 3.13.

3.3.9 Validación

En el apartado anterior se ha hallado el lazo cerrado del sistema sin realizar ninguna aproximación. A modo de comprobación se ha desarrollado un modelo promediado del sistema considerado utilizando la librería SimPowerSystems de Simulink-Matlab e implementando el algoritmo de control en archivos *C-mex*. A lo largo de la tesis se ha recurrido a modelos promediados de simulación para comprobar la validez o el grado de precisión que se consigue con los modelos lineales obtenidos, salvo en el Capítulo 4, donde la metodología propuesta se ha validado adicionalmente mediante resultados experimentales.

Como se puede ver en la Figura 3.14, el modelo lineal se comporta de manera idéntica al modelo promediado de simulación, quedando por tanto validado:

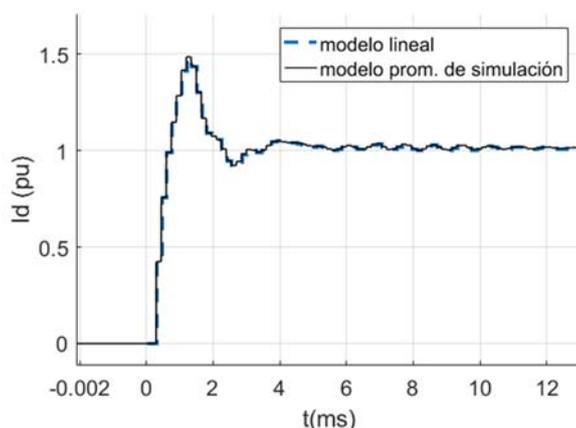


Figura 3.14: Respuesta ante escalón del modelo lineal y el modelo de simulación del sistema

Para corroborar estos resultados, se ha realizado una batería de simulaciones (1600 casos), en donde se ha variado el tiempo de muestreo T_s y la inductancia de red L_g , tanto para el modelo lineal obtenido como para el modelo promediado de simulación. De cada caso se obtiene la estabilidad del sistema, calculada a través de los polos del sistema en lazo cerrado para el caso de los modelos lineales, y a través de la respuesta escalón para el caso del modelo de simulación. Además, se incorpora a este análisis el modelo construido utilizando las funciones de transferencia complejas (FTC) descritas en el Capítulo 2⁵.

En la Figura 3.15 se muestra, para cada modelo, únicamente los casos que son estables. Como se puede ver, el modelo en EE ('x' azul) predice correctamente la estabilidad del sistema, al coincidir con el modelo promediado de simulación ('.' negro) en todos los casos. Sin embargo, el modelo basado en FTC ('x' roja) difiere del modelo de simulación cuando disminuye el periodo de muestreo (para $T_s \leq 120 \mu s$). Los motivos de estas discrepancias son errores numéricos conforme aumenta el álgebra de bloques para cerrar el lazo, y el hecho de que, al aumentar el orden del sistema, las representaciones algebraicas de las funciones de transferencia (MFT y FTC) son poco fiables, excepto si se trabaja con cálculo computacional simbólico. Estas representaciones cometen imprecisiones que hacen que se muevan los polos y ceros del sistema, y que vuelven a los modelos más ineficientes e imprecisos, convirtiendo a la representación en EE en una alternativa mucho más eficiente [3.26].

⁵ El modelo basado en MFT no se considera ya que presenta fallos numéricos, como se vio en el sistema sencillo de la Figura 2.21.

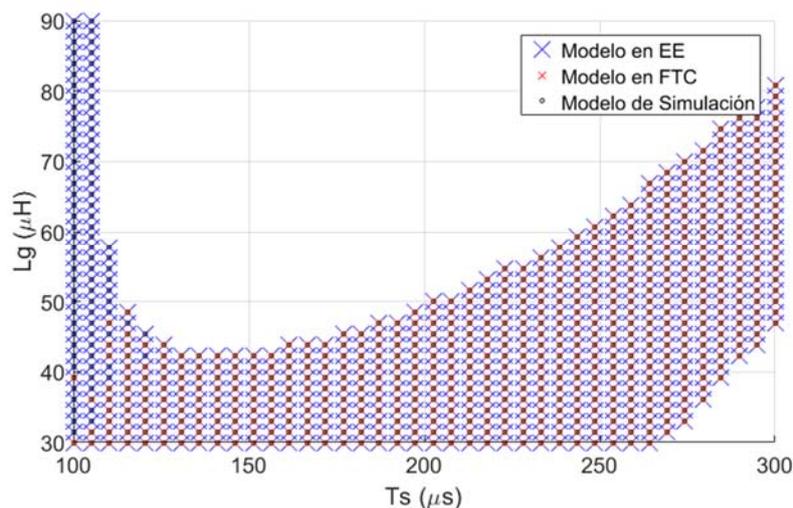


Figura 3.15: Mapa de estabilidad de los modelos lineales y del modelo de simulación

En cuanto a rapidez, el EE resulta para este sistema 3 veces más rápido que el modelo en FTC y 87 veces más rápido que el modelo promediado de simulación.

3.4 Conclusiones

En la primera parte de este capítulo se ha desarrollado una herramienta que permite realizar de manera ágil cambios de referencia entre ejes estacionarios y rotatorios de elementos definidos en espacio de estados. Estos cambios de referencia son necesarios si se quiere modelizar con precisión sistemas multivariable con acoplamientos significativos entre sus fases.

La herramienta ha sido implementada en la función *ab2dq_ext*, fácilmente utilizable con programas como Octave o Matlab. Dicha función crea un sistema dinámico en espacio de estados definido en ejes $\alpha\beta$ o dq , sin importar la naturaleza analógica o discreta del sistema de entrada ni su orden. Si el sistema a trasladar es simétrico y la traslación es factible, la función desarrollada se encarga de detectar y/u ordenar las variables de estado del sistema para aplicar la matriz de rotación correspondiente.

En la segunda parte de este capítulo se ha propuesto una metodología en espacio de estados que permite modelizar de manera simple, intuitiva y computacionalmente eficiente una amplia variedad de sistemas que incluyan elementos tanto analógicos como digitales y en distintos marcos de referencia. Esta metodología, que utiliza la herramienta descrita en la primera parte del capítulo, se describe mediante la modelización de un lazo de corriente trifásico con control vectorial sustancialmente más complejo que el tratado en el capítulo

anterior. Se trata de una metodología modular, ya que cada uno de los elementos del sistema se modeliza de manera separada (elementos del lazo de control, de la planta y de la red), y posteriormente se unen entre sí para dar lugar a un modelo completo con el que analizar la estabilidad o poder diseñar el control. Esta modularidad permite modificar el modelo de manera sencilla en caso de que cambien elementos del lazo de control, las condiciones de la red, o se quiera modelizar la red con mayor detalle. La metodología presentada se utilizará en capítulos posteriores, donde se aplicará a sistemas de conversión de energía reales.

Por otro lado, se han encontrado errores significativos en la representación mediante funciones de transferencia complejas (FTC) del ejemplo de control de corriente considerado, mientras que el espacio de estados (EE) ha sido capaz de reproducir con exactitud el comportamiento del sistema.

3.5 Bibliografía

- [3.1] Vidal, A., Yepes, A.G., Freijedo, F.D., Malvar, J., López, O., Doval-Gandoy, J. "A technique to estimate the equivalent loss resistance of grid-tied converters for current control analysis and design", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 30, 1747-1761, 2015.
- [3.2] Harnefors, L. "Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 54, 2239-2248, 2007.
- [3.3] Harnefors, L., Wang, X.F., Yepes, A.G., Blaabjerg, F. "Passivity-based stability assessment of grid-connected VSCs-An overview", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 4, 116-125, 2016.
- [3.4] Shen, J., Schroder, S., Stagge, H., De Doncker, R.W. "Precise modeling and analysis of DQ-frame current controller for high power converters with low pulse ratio", *Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Raleigh, USA.* 61-68, 2012.
- [3.5] Hoffmann, N., Fuchs, F.W., Kazmierkowski, M.P., Schroder, D. "Digital current control in a rotating reference frame - Part I: System modeling and the discrete time-domain current controller with improved decoupling capabilities", *IEEE Trans. Power Electron.* 31, 5290-5305, 2016.
- [3.6] Van der Broeck, C.H., De Doncker, R.W., Richter, S.A., Von Bloh, J. "Discrete time modeling, implementation and design of current controllers", *Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Pittsburgh, USA.* 540-547, 2014.
- [3.7] Gataric, S., Garrigan, N.R. "Modeling and design of three-phase systems using complex transfer functions", *Proceedings paper presentado en Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Charleston, USA.* 2, 691-697, 1999.

- [3.8] Kim, H., Degner, M.W., Guerrero, J.M., Briz, F., Lorenz, R.D. "Discrete-time current regulator design for AC machine drives", IEEE Trans. Ind. Appl. 46, 1425-1435, 2010.
- [3.9] Briz, F., Degner, M.W., Lorenz, R.D. "Analysis and design of current regulators using complex vectors", IEEE Trans. Ind. Appl. 36, 817-825, 2000.
- [3.10] Kukkola, J., Hinkkanen, M., Zenger, K. "Observer-based state-space current controller for a grid converter equipped with an LCL filter: Analytical method for direct discrete-time design", IEEE Trans. Ind. Appl. 51, 4079-4090, 2015.
- [3.11] Hinkkanen, M., Awan, H.A.A., Qu, Z., Tuovinen, T., Briz, F. "Current control for synchronous motor drives: Direct discrete-time pole-placement design", IEEE Trans. Ind. Appl. 52, 1530-1541, 2016.
- [3.12] Awan, H.A.A., Tuovinen, T., Saarakkala, S.E., Hinkkanen, M. "Discrete-time observer design for sensorless synchronous motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl. 52, 3968-3979, 2016.
- [3.13] Bodson, M. "Design of controllers in the complex domain", Proceedings paper presentado en IEEE Conference on Decision and Control. Los Angeles, USA. 4077-4082, 2014.
- [3.14] Goodwin, G.C., Graebe, S.F., Salgado, M.E. *Control Systems Design*, (1ª Edición), New Jersey, USA. Prentice Hall, 2000.
- [3.15] Nguyen, T.T., Li, X.J. "Application of a z-transform signal model and median filtering for power system frequency and phasor measurements", IET Gener. Transm. Dis. 1, 72-79, 2007.
- [3.16] Wu, J.K. "Numerical differentiation and digital FIR filter based algorithm for power system measurement", Proceedings paper presentado en IEEE Power Engineering Society General Meeting. San Francisco, USA. 2005.
- [3.17] Yepes, A.G., Freijedo, F.D., Doval-Gandoy, J., López, O., Malvar, J., Fernández-Comesana, P. "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers", IEEE Trans. Power Electron. 25, 1692-1712, 2010.
- [3.18] Sedighy, M., Dewan, S.B., Dawson, F.P. "A robust digital current control method for active power filters," IEEE Trans. Ind. Appl. 36, 1158-1164, 2000.
- [3.19] Bae, B.H., Sul, S.K. "A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives", IEEE Trans. Ind. Appl., 39, 802-810, 2003.
- [3.20] Agorreta Malumbres, J.L. *Modelado y control de inversores fotovoltaicos conectados en paralelo a la red* (Tesis doctoral). Universidad de Navarra. Pamplona, España. 2011.
- [3.21] Sanchis, P., Ursúa, A., Gubía, E., Marroyo, L. "Boost DC - AC inverter : A new control strategy", IEEE Trans. Power Electron. 20, 343-353, 2005.

- [3.22] Sanchis, P., Ursúa, A., Gubia, E., Marroyo, L. “Design and experimental operation of a control strategy for the buck–boost DC–AC Inverter”, IEE Proc. Electr. Power Appl. 152, 660-668, 2005.
- [3.23] Li, X., Fang, J., Tang, Y., Wu, X., Geng, Y. “Capacitor-voltage feedforward with full delay compensation to improve weak grids adaptability of LCL-filtered grid-connected converters for distributed generation systems”, IEEE Trans. Power Electron. 33, 749-764, 2018.
- [3.24] Zou, C.Y., Liu, B.Y., Duan, S.X., Li, R. “Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter”, IEEE Trans. Ind. Informatics. 10, 1775-1784, 2014.
- [3.25] Wang, X., Blaabjerg, F. “Harmonic stability in power electronic based power systems: concept, modeling, and analysis”, IEEE Trans. Smart Grid. 1-12, 2018.
- [3.26] Maciejowski, J.M. *Multivariable feedback design*. (1ª Edición), Boston, USA. Pearson Education, 1989.

Capítulo 4

Modelización de un Convertidor Conectado a Red

4.1 Introducción

A la hora de realizar estudios de integración en red de energías renovables en muchas ocasiones surge la pregunta de qué nivel de detalle es necesario considerar en los modelos para reproducir correctamente una serie de dinámicas de un sistema en concreto. Una modelización extremadamente detallada da lugar a resultados precisos pero requiere de un coste computacional excesivo. Un modelo muy simplificado, por otro lado, puede ignorar dinámicas importantes que alejen el comportamiento del modelo respecto del sistema real.

El objetivo del presente capítulo es obtener un modelo lineal preciso de un convertidor conectado a una red débil. Para ello, se utilizará la metodología de modelización del capítulo anterior.

Para dar con un modelo adecuado que consiga reproducir el comportamiento del convertidor, se partirá de un modelo detallado, y, a continuación, se hallará un modelo simplificado. Este modelo simplificado se validará por medio de resultados experimentales de un convertidor de 500 kVA al que se ha tenido acceso en este trabajo.

A continuación, se desarrollará un modelo lineal que rebaje el coste computacional del modelo simplificado. Este modelo lineal, como se verá en el apartado de validación, será capaz de reproducir correctamente el comportamiento del modelo simplificado, y por lo tanto, del convertidor. Además, a modo de ejemplo de aplicación, se utilizará dicho modelo para optimizar el controlador del lazo de corriente, consiguiendo el mejor comportamiento posible del convertidor de acuerdo a unas especificaciones concretas.

4.2 Descripción del sistema

El convertidor que se quiere modelizar se encuentra conectado a un filtro LC de armónicos, al que se le ha incluido amortiguamiento pasivo por medio de una resistencia conectada en serie con el condensador. A la salida del filtro se conecta un transformador trifásico que presenta una impedancia muy alta, simulando un sistema de convertidor conectado a una red débil. Debido a su alta impedancia, se considera la red ideal más allá del transformador. El transformador se modeliza mediante su impedancia de fugas y se representa en la Figura 4.1 con Z_g .

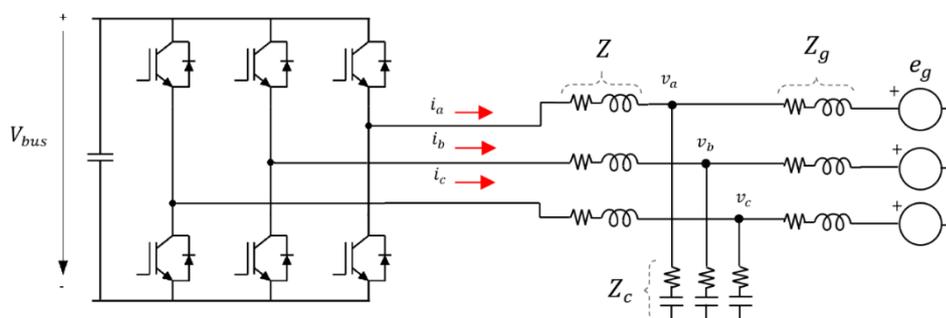


Figura 4.1: Convertidor conectado a un filtro de armónicos con amortiguamiento pasivo.

Los parámetros de dicho convertidor (desarrollado por Ingeteam Power Technology S.A.), del filtro LC y del transformador al que se encuentra conectado aparecen a continuación:

Tabla 4.1: Parámetros generales del sistema

Valores de convertidor	
Potencia nominal S_n	500 kVA
Frecuencia nominal f_s	50 Hz
Tensión nominal U_n	690 V
Frecuencia de muestreo - conmutación	5.6 kHz - 2.8 kHz
Valores del filtro de armónicos y del transformador	
Inductancia del convertidor L	400 μ H
Resistencia del convertidor R	3.5 m Ω
Condensador del filtro C_c	100 μ F
Resistencia en serie con el condensador R_c	250 m Ω
Inductancia de fugas del transformador L_g	897 μ H
Resistencia del transformador R_g	175 m Ω

A continuación se describe el algoritmo de control del lazo de corrientes implementado en el *Digital Signal Processor* (DSP) del convertidor considerado. El DSP es el encargado de tomar muestras de las variables utilizadas y de ejecutar el algoritmo de control. Dicho algoritmo aparece representado en la Figura 4.2 e incluye muchos de los elementos considerados en el sistema del apartado 3.3:

- Filtro de armónicos con amortiguamiento pasivo.
- Filtro de medida paso bajo analógico.
- Efectos inherentes del control digital.
- *Feed-forward* de tensión.
- Filtro software de la tensión usada en el *feed-forward*.

Además, se incorporan nuevos elementos:

- Control digital dual de corrientes.
- Filtros DSC de separación en secuencias para la corriente.
- Filtro de medida digital de ventana deslizante.
- Algoritmo *Phase Locked Loop* (PLL).
- Compensación dual de términos cruzados.
- Compensaciones de fase para minimizar los efectos negativos de los retrasos existentes en el lazo de control (*Comp_{dh}*, *Comp_{ff}* y *Comp_{med}*).

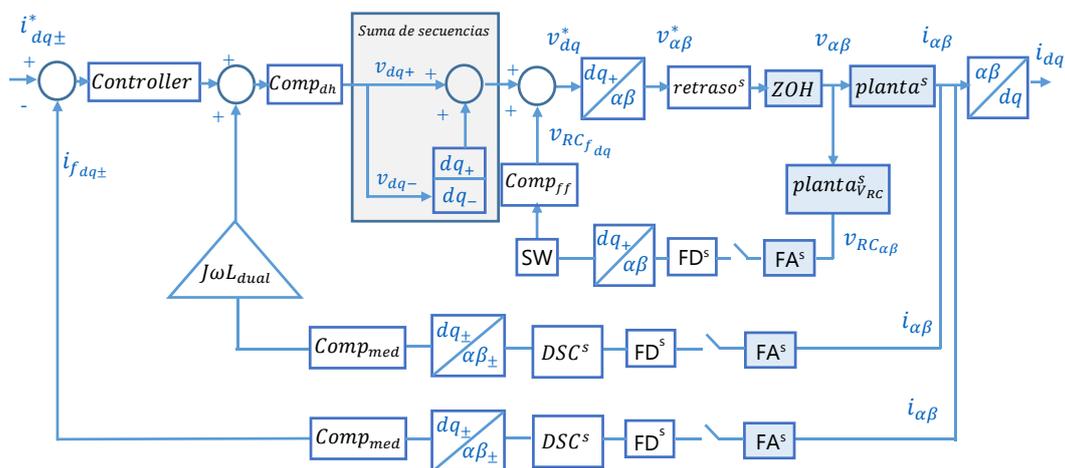


Figura 4.2: Diagrama de bloques del lazo de corrientes del convertidor

Los nuevos elementos incorporados se describen a continuación.

Control dual

Cuando las tensiones en un sistema son desequilibradas, como consecuencia, por ejemplo, de una falta asimétrica, existe una componente en secuencia inversa que causa oscilaciones en las corrientes y potencias, ya sea ésta la potencia vertida a red o la potencia extraída del bus de continua del convertidor [4.1]. Dependiendo del sistema, estas oscilaciones pueden originar sobrecorrientes en el convertidor o en el generador, y sobretensiones en el bus de continua, entre otros problemas. Estos se pueden solventar introduciendo una determinada secuencia negativa en la corriente. Asimismo, se han publicado recientemente códigos de red que obligan a apoyar a la red ante desequilibrios, controlando tanto la corriente en secuencia positiva como en secuencia negativa [4.2].

En estos casos, la referencia de corriente se puede expresar como suma de dos corrientes: una sincronizada con la secuencia positiva de la tensión de red y otra sincronizada con la secuencia negativa. El lazo de control convencional se reemplaza entonces por dos lazos independientes, los cuales conforman el control dual: uno de ellos controla la secuencia positiva y el otro la negativa [4.3]. La Figura 4.3 muestra el esquema típico de un control dual, donde los reguladores sombreados en azul controlan las dos secuencias de manera independiente.

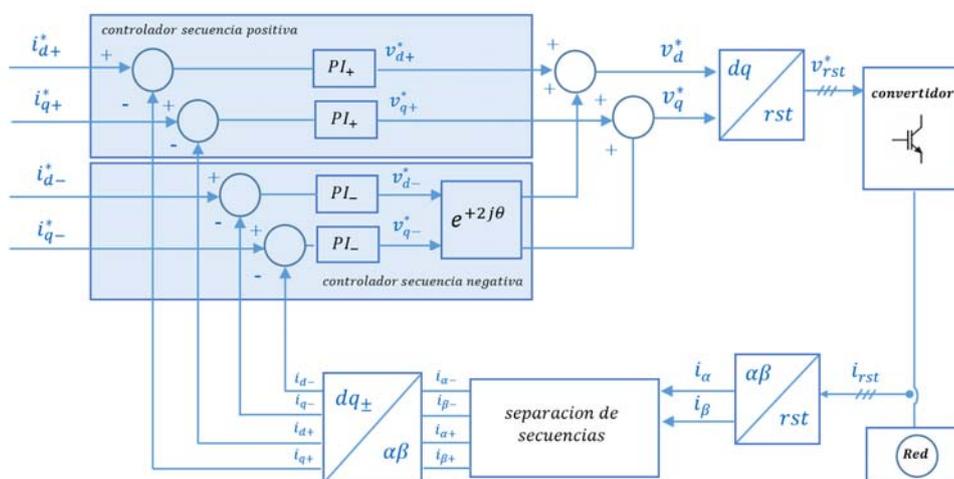


Figura 4.3: Esquema típico de un control dual de corrientes (no se representa ni el feed-forward ni la compensación de términos cruzados ni la PLL)

La corriente medida suele separarse en secuencias antes de introducirse a los reguladores de corriente, donde cada uno de ellos proporciona la tensión de referencia en los ejes correspondientes a la secuencia que controla. Dado que cada regulador PI controla una referencia de corriente constante, se eliminan los errores en régimen estacionario. La tensión total de referencia que debe sintetizar el convertidor se calcula sumando dos tensiones: la

tensión de salida del controlador en ejes dq directos (dq_+) y la tensión de salida del controlador en ejes dq inversos una vez ha sido trasladada a ejes dq directos (dq_-).

El control dual introduce unos polos de baja frecuencia (en torno a 100-200 Hz en ejes dq_+) que se han denominado en este trabajo polos duales. Los polos duales, como se verá más adelante, son propensos a volverse inestables conforme disminuye el SCR del parque o la ganancia K_p del lazo de corrientes.

Filtros DSC

Entre los distintos filtros destinados a separar las secuencias de corriente para su regulación se ha considerado el filtro de cuarto de periodo (DSC_4) [4.4]. Los filtros DSC_n (*Delay Signal Cancellation*) son un tipo de filtros basados en sumar a una señal su valor una fracción de periodo antes.

Filtro de medida digital de ventana deslizante

El filtro digital empleado es un filtro de ventana deslizante (FVD), el cual se encuentra programado en una *Field Programmable Gate Array* (FPGA). La FPGA es la encargada de proporcionar las variables filtradas al DSP, donde está programado el algoritmo de control. El filtro digital programado en la FPGA (la cual se ejecuta a una frecuencia muy superior al DSP) tiene como objetivo reducir la componente a la frecuencia de conmutación y de evitar un posible *aliasing* en las medidas proporcionadas al DSP.

El FVD puede representarse mediante la siguiente expresión:

$$FVD = \frac{1 - z^{-N}}{N(1 - z^{-1})} \quad (4.1)$$

siendo N el ratio entre la frecuencia de muestreo de la FPGA y la frecuencia de conmutación del convertidor.

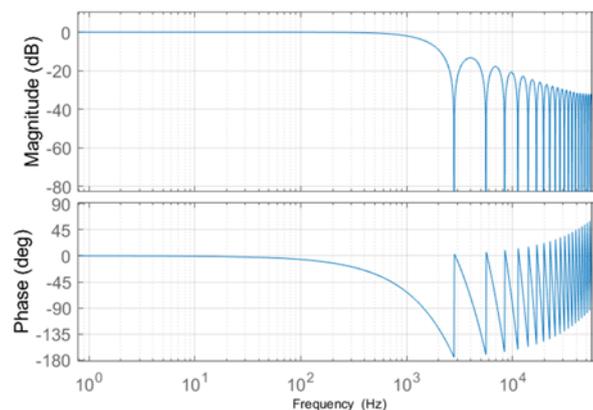


Figura 4.4: Respuesta frecuencial del filtro de ventana deslizante de la Expresión 4.1

La respuesta frecuencial de este filtro es la que se muestra en la Figura 4.4. Los armónicos de conmutación son atenuados por el filtro, como se puede ver en el diagrama de amplitud de dicha figura. Sin embargo, se introduce un retraso de 180° a la frecuencia de conmutación, lo cual puede afectar significativamente a la estabilidad.

Algoritmo Phase Locked Loop (PLL)

El ángulo del vector de tensión de red es necesario para la orientación de los marcos giratorios dq_+ y dq_- usados en el control vectorial. En el sistema analizado, este ángulo se obtiene mediante un algoritmo *Phase Locked Loop* (PLL), el cual tiene como entrada la tensión de la red (medida en bornes del filtro RC) en secuencia positiva, permitiendo obtener correctamente el ángulo en presencia de desequilibrios.

El algoritmo de PLL se compone básicamente de un regulador PI que anula el error de ángulo que se tiene respecto al vector de la tensión de red, siendo la salida del regulador la velocidad de giro angular del marco giratorio de los ejes dq . Los parámetros del regulador empleado pueden encontrarse en la Tabla 4.2.

Compensación dual de términos cruzados

Dado que se realiza un control dual, los términos cruzados que aparecen al expresar el modelo vectorial de la planta en los ejes dq_+ se pueden compensar utilizando las corrientes de la secuencia positiva, y los términos cruzados que aparecen al expresar el modelo de la planta en los ejes dq_- utilizando las corrientes en secuencia negativa. En el sistema analizado, a la salida de cada uno de los reguladores PI de cada secuencia, se suman unos términos de compensación que utilizan el valor de inductancia del convertidor y que se detallarán más adelante.

Compensaciones de fase

Por otro lado, para mejorar la dinámica del sistema se puede utilizar un adelanto de fase que aumente el margen de fase del sistema [4.5]. Este adelanto puede usarse para compensar los retrasos introducidos por el control digital y por los sensores y filtros de medida de corriente y tensión.

Considerando un sistema de dos entradas y dos salidas, el adelanto de fase puede expresarse mediante la siguiente matriz:

$$e^{J\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

siendo θ el ángulo de adelanto y J la matriz de rotación equivalente a la unidad imaginaria escalar j .

La Figura 4.5 muestra los retrasos introducidos por el control digital y por los sensores y filtros de medida de corriente y tensión. Para compensar el retraso introducido por el control

digital (retraso de computación y retraso del ZOH), es necesario considerar un ángulo $\theta_{dh} = \omega_s \cdot (T_s + 0.5 \cdot T_s)$. A su vez, para compensar el retraso de medida es necesario introducir un ángulo $\theta_{med} = \omega_s \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$, siendo τ_{FA} el retraso del filtro analógico y τ_{FD} el retraso introducido por el filtro digital, ambos a la frecuencia fundamental. Cabe destacar que estos adelantos de fase compensan los distintos retrasos únicamente a la frecuencia fundamental [4.6].

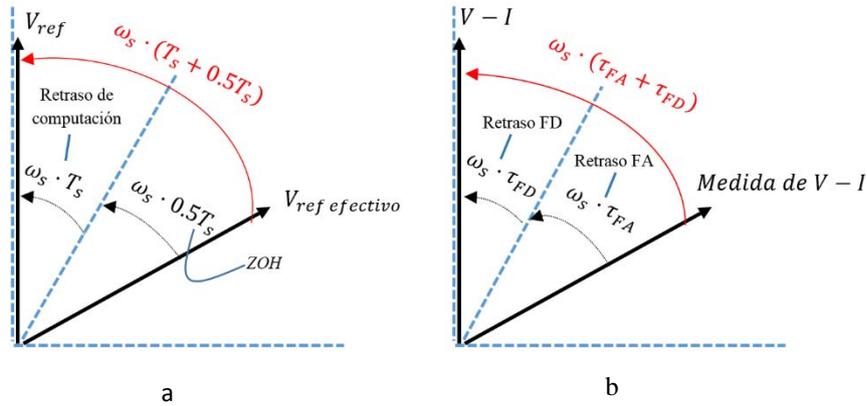


Figura 4.5: Compensaciones de fase para el retraso del control digital (a) y para el retraso de medida (b)

En el control dual, al trabajar con la secuencia positiva y negativa de manera independiente, es conveniente realizar las compensaciones de fase en el sentido de giro de la secuencia correspondiente, adelantando la secuencia positiva y retrasando la negativa. Las compensaciones de fase que se utilizan modifican las dos secuencias de la corriente simultáneamente y se definen como:

$$Comp_{dh} = \begin{bmatrix} e^{J\theta_{dh}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-J\theta_{dh}} \end{bmatrix}; \quad Comp_{med} = \begin{bmatrix} e^{J\theta_{med}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-J\theta_{med}} \end{bmatrix}; \quad (4.3)$$

siendo $\mathbf{0}$ la matriz nula de orden 2.

Las compensaciones de fase de la Expresión 4.3, además de mejorar la dinámica global del sistema, contribuyen positivamente a la estabilidad de los polos duales. Por tanto, en sistemas en los que estos polos son dominantes, pueden evitar que el sistema se vuelva inestable. Este efecto se analizará en el apartado 4.6 de resultados experimentales.

En este sistema en particular, el *feed-forward* de tensión empleado se realiza sin separar en secuencias, por lo que su compensación de fase se realiza en secuencia directa:

$$Comp_{ff} = e^{J(\theta_{med} + \theta_{dh})} \quad (4.4)$$

En cuanto a los parámetros de control de partida del convertidor, se tienen los siguientes valores:

Tabla 4.2: Parámetros generales del control empleado

Valores del control	
Constante proporcional de los reguladores PI K_p	0.559
Constante integral de los reguladores PI T_n	8.15 ms
Periodo de muestreo T_s	178.5 μ s
Constante proporcional del regulador PI de la PLL K_{p-PLL}	100
Constante integral del regulador PI de la PLL T_{n-PLL}	90 ms
Constante de tiempo del filtro paso bajo analógico τ_{FA}	20 μ s
Constante de tiempo equivalente del filtro digital τ_{FD}	178.5 μ s
Constante de tiempo del filtro digital de la tensión del feed-forward τ_{FF}	1 ms
Ángulo de compensación del retraso de control θ_{dh}	$\omega_s \cdot (T_s + 0.5T_s)$
Ángulo de compensación del retraso de las medidas θ_{med}	$\omega_s \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$

4.3 Modelo simplificado de simulación

Para discernir qué se debe incluir en la modelización y qué se puede despreciar, se parte de un modelo detallado que incluye:

- El algoritmo de control del convertidor, compuesto por el lazo de corriente, un algoritmo de PLL y un algoritmo de saturación de tensión y de control de tensión en bornes del convertidor y del bus de continua.
- Fenómenos no lineales inherentes a un convertidor real: conmutaciones de los interruptores del convertidor y tiempos muertos.
- Efectos resistivos de alta frecuencia de los componentes inductivos.

Con vistas a simplificar el modelo, se describen a continuación los elementos anteriores y se analiza su influencia en el comportamiento del mismo.

Algoritmo de control

- Lazo de corriente

El lazo de corriente del convertidor incluye un control dual. La influencia de los polos duales en el tiempo de estabilización y en la sobreoscilación de la respuesta ante entrada escalón

puede verse con claridad en la Figura 4.6, donde se ha comparado un lazo con control dual frente a uno idéntico con control normal.

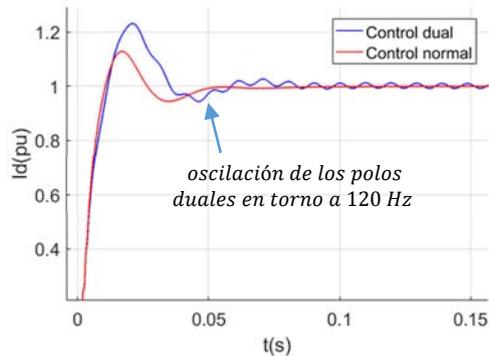


Figura 4.6: Respuesta escalón de sistema con control dual y con control normal

Como puede verse en esta respuesta dinámica, se tienen diferencias importantes entre el lazo con control dual y el lazo con control normal. Por tanto, en sistemas susceptibles de tener inestabilidades de baja frecuencia resultará necesaria la modelización del control dual.

A su vez, el lazo de corriente incluye compensaciones de fase. Como puede verse en la Figura 4.7, la dinámica del sistema ante escalón de corriente mejora al introducir el compensador, teniendo un sobrepasamiento y un tiempo de estabilización menores. La modelización de este elemento del control también se considera necesaria.

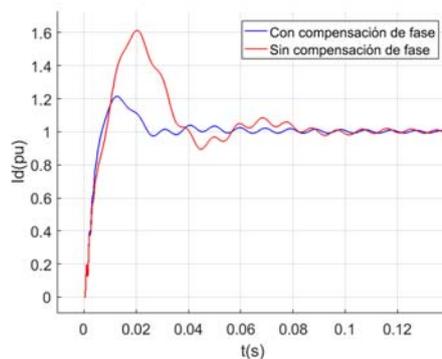


Figura 4.7: Respuesta escalón del mismo sistema con y sin compensaciones de fase.

Por otro lado, en el convertidor analizado se filtran las variables empleadas en el control tanto analógicamente como digitalmente. Como puede verse en la Figura 4.8, los filtros de medida utilizados para la tensión del *feed-forward* y para la corriente del convertidor, tienen

un impacto negativo en la respuesta dinámica del sistema. Por tanto, resulta necesaria incluir este efecto en el modelo del lazo de corrientes.

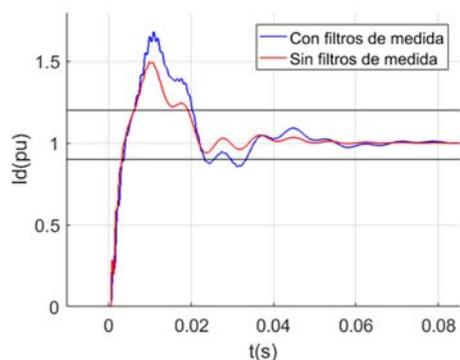


Figura 4.8: Respuesta escalón del mismo sistema con y sin filtros de medida

Debido al alto orden del FVD, y para evitar el uso de dos tiempos de muestreo distintos, se utilizará en la modelización una expresión simplificada del filtro, definida con el mismo tiempo de muestreo que el empleado por el DSP (T_s):

$$FVD_{simplificado} = \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{4} = FD \tag{4.5}$$

Como muestra la Figura 4.9, la expresión simplificada es una buena aproximación del filtro original hasta la frecuencia de Nyquist, por lo que se utilizará en la modelización.

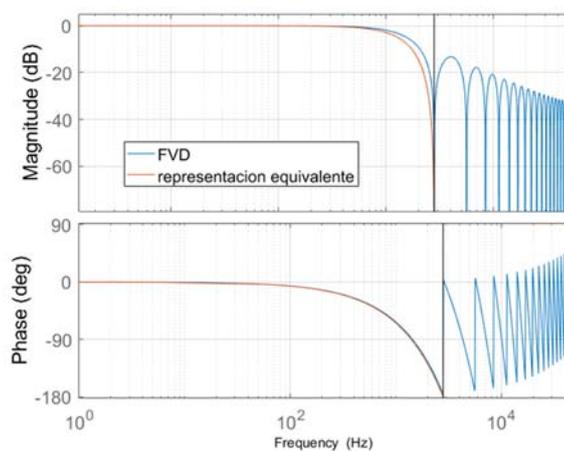


Figura 4.9: Filtro de ventana deslizando y representación equivalente

- Algoritmo *Phase Locked Loop* (PLL)

Para el sistema analizado, se muestra en la Figura 4.10 el efecto en la respuesta escalón de la interacción entre la PLL y el lazo de corrientes. En azul se representa la respuesta del lazo que considera la PLL y, por tanto, los cambios de fase producidos en la tensión de red, y en rojo, la respuesta del lazo que considera una velocidad de giro constante del vector tensión de red. Dicha representación se realiza para distintos valores de SCR de la red:

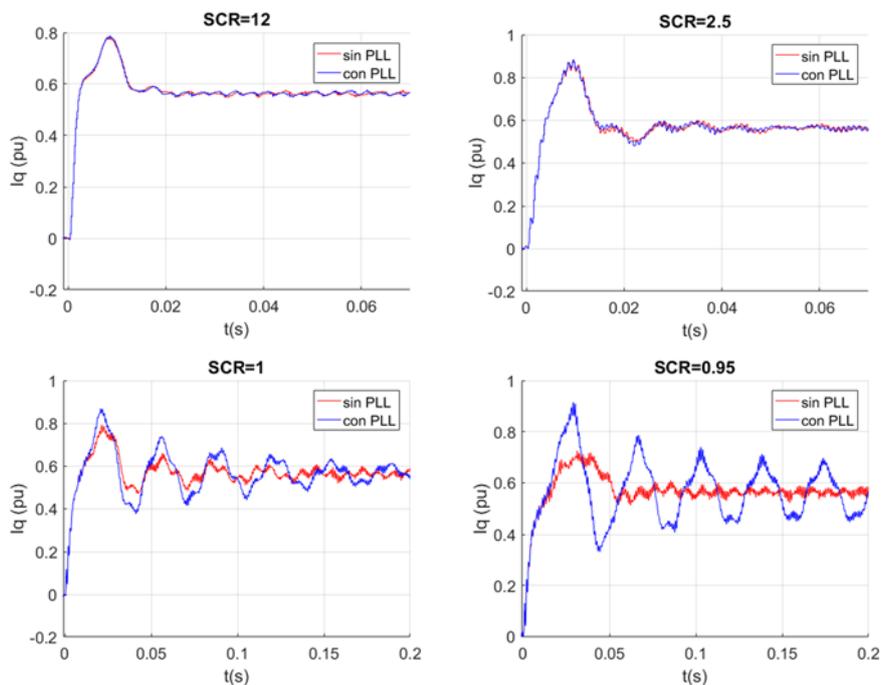


Figura 4.10: Efecto de la PLL ante una entrada escalón para distintos valores de SCR

Para valores de SCR entre 12 y 2.5, la PLL no perturba de manera significativa la respuesta dinámica del lazo de corrientes. Sin embargo, la estabilidad del sistema en redes muy débiles ($SCR < 1$) se ve comprometida. En este último caso es conveniente utilizar modelos que incluyan el efecto de la PLL [4.7,4.8]. En el convertidor analizado se tiene una SCR de aproximadamente 3, por lo que no se considera la PLL en el modelo.

- Saturación del convertidor y lazo de tensión

Habitualmente, en convertidores de potencia se emplea un algoritmo que satura la acción de control del regulador cuando ésta sobrepasa un cierto límite, el cual está marcado por la tensión disponible del bus de continua.

Pese a no afectar, generalmente, a la estabilidad del sistema, la saturación puede en ocasiones modificar la respuesta temporal del lazo de corrientes: los escalones de referencia grandes pueden requerir una tensión de convertidor que esté por encima de la tensión disponible. Para no perder el control de las corrientes, esta tensión se limita generalmente a un determinado valor.

No obstante, los escalones grandes son poco comunes durante el funcionamiento normal de la turbina, siendo habituales durante huecos de tensión. En un hueco, al disminuir la tensión de red, la acción de control necesaria ante un escalón de corriente de referencia grande es inferior a la necesaria en condiciones normales, siendo poco habitual la saturación del controlador.

Cuando se detecta la saturación en tensión del convertidor, se fija habitualmente una referencia de corriente reactiva que consiga disminuir la tensión al otro lado de la inductancia del convertidor, de tal manera que el controlador demande al convertidor una tensión menor, saliendo de esta manera de la saturación. El encargado de fijar la referencia de corriente necesaria es el controlador del lazo de tensión en bornes del convertidor, que monitoriza en todo momento el valor de dicha tensión. Debido a la dinámica tan lenta con la que se diseña este control (<20 Hz) en comparación con la del lazo de corrientes (>200 Hz), no se considerará el mismo en la modelización. Por la misma razón se ignora el lazo de tensión del bus de continua, encargado de mantener dicha tensión constante en todo momento.

Fenómenos no lineales inherentes a un convertidor real

- Conmutaciones de los IGBT

Como se observa en la Figura 4.11, las conmutaciones de los interruptores que utiliza el convertidor, determinadas por el algoritmo de modulación correspondiente, no modifican la respuesta temporal ni la estabilidad en el sistema considerado.

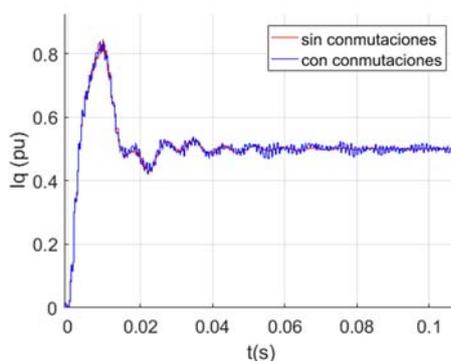


Figura 4.11: Efecto de las conmutaciones de los IGBT ante una entrada escalón

Sin embargo, los modelos promediados que no consideran las conmutaciones no resultan adecuados para estudiar la calidad de la corriente inyectada a red, al ignorar la distorsión armónica (THD) producida por las mismas. En sistemas propensos a ser inestables, la introducción de componentes armónicas de la tensión conmutada por el convertidor pueden provocar la aparición de componentes armónicas de corriente elevadas, pudiendo llegar a destruir protecciones o componentes en el filtro de armónicos, entre otros.

- Tiempos muertos

Los tiempos muertos se programan en convertidores de potencia para asegurar una conmutación segura entre dos IGBT conectados en serie. Estos tiempos muertos pueden tener una influencia importante en la respuesta dinámica y estabilidad de algunos sistemas, resultando conveniente su modelización [4.9-4.11].

En el sistema analizado, se comprueba que los tiempos muertos tienen poca influencia en la respuesta temporal del lazo de corrientes del convertidor cuando se trabaja con potencias cercanas a la nominal (Figura 4.12a), mientras que tienen una influencia más clara a potencias bajas (Figura 4.12b). Como se puede observar en las figuras, los tiempos muertos tienden a estabilizar el sistema, ya que tienen un comportamiento resistivo.

En el convertidor real que se describirá más adelante, se trabajará con potencias bajas, por lo que sí que se tendrán en cuenta los tiempos muertos en la modelización. Por simplicidad, el efecto de los tiempos muertos se modelizará mediante una resistencia conectada en serie a la salida del convertidor [4.9-4.11], la cual se ajustará en función del nivel de corriente de salida considerado.

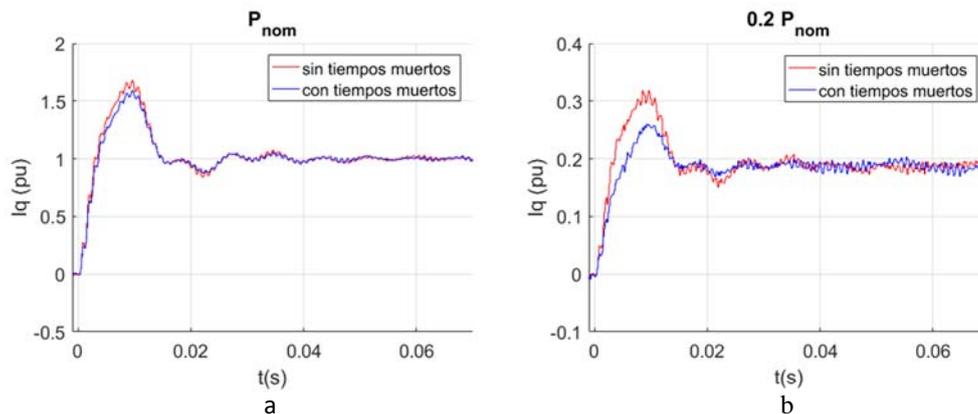


Figura 4.12: Efecto de los tiempos muertos ante una entrada escalón para distintas potencias

Efectos resistivos de alta frecuencia de los elementos inductivos

Los problemas de estabilidad de muchos parques eólicos conectados a redes débiles son consecuencia de la interacción entre el lazo de corrientes y el filtro LCL al que se encuentran conectados los convertidores. En el rango de frecuencias en el que se producen generalmente las resonancias eléctricas como consecuencia de esta interacción (500-1300 Hz), los componentes inductivos empleados en el sistema pueden ver incrementadas de manera significativa sus pérdidas respecto a las pérdidas de baja frecuencia, dotando al sistema de un mayor amortiguamiento.

En la literatura, los elementos inductivos de la planta (inductancia del convertidor, transformador e inductancia de red) se modelizan habitualmente mediante una simple inductancia. En ocasiones, esta inductancia viene acompañada de una resistencia en serie que que representa las pérdidas de la misma a la frecuencia fundamental.

Sin embargo, esta modelización no recoge la variación de la resistencia con la frecuencia asociada a las pérdidas del elemento inductivo. Las pérdidas totales son suma de las pérdidas en los devanados y de las pérdidas en el núcleo magnético. El aumento de las pérdidas en los devanados es consecuencia de dos fenómenos físicos: el efecto pelicular del conductor utilizado en dicho elemento y el efecto de proximidad [4.12-4.15]. Las pérdidas en el núcleo son suma de las pérdidas por histéresis, las pérdidas por corrientes parásitas y las pérdidas residuales, y todas ellas aumentan con la frecuencia. Debido a la dificultad de modelar teóricamente esta dependencia de las pérdidas con la frecuencia, y a la gran influencia de la geometría y materiales de cada componente (en muchas ocasiones no se dispone de esta información), se ha optado en este trabajo por medir directamente la variación de resistencia total en el rango de frecuencias de interés.

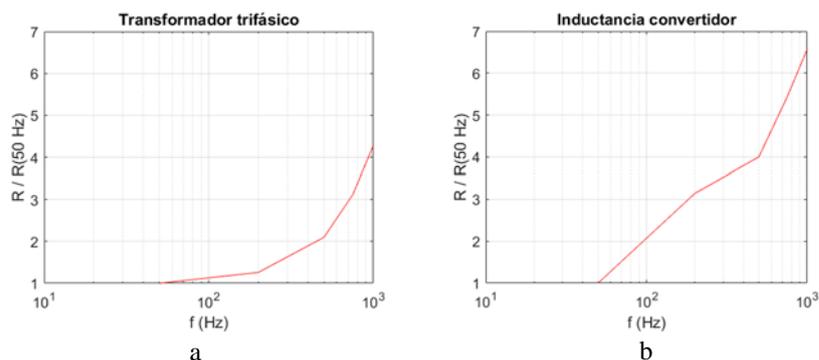


Figura 4.13: Variación de las resistencias de la inductancia del convertidor (a) y del transformador (b) con la frecuencia

Al no considerar en el diseño del filtro el amortiguamiento adicional provocado por estas variaciones, se tendrá en el sistema real mayor estabilidad a las frecuencias de resonancia de éste, lo cual es algo en principio positivo. Sin embargo, si se quiere recoger con suficiente precisión el comportamiento de sistemas propensos a la inestabilidad, es necesario tener en cuenta este fenómeno. A lo largo de la tesis se ha recurrido a un modelo sencillo que permite recoger esta variación de resistencia con la frecuencia [4.16]¹. Este modelo está compuesto por tres parámetros dominantes a baja frecuencia (L_{BF1} , L_{BF2} y R_{BF}) y uno dominante a alta frecuencia (R_{AF}):

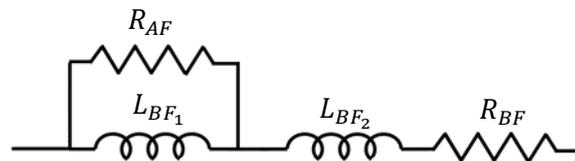


Figura 4.14: Modelo de alta frecuencia de un elemento inductivo

Para la realización de la parte experimental de la tesis, se tuvo acceso a un convertidor de 500 kVA conectado a red. Para cuantificar las variaciones de resistencia de los componentes del filtro empleados en este convertidor, se tomaron medidas a los mismos a distintas frecuencias. En la Figura 4.13 se muestra la variación de resistencia de la inductancia del convertidor y del transformador. La inductancia del convertidor aumenta su resistencia a 1000 Hz en 6.4 veces respecto a su valor a 50 Hz, mientras que el transformador ve aumentada su resistencia en 4.3 veces.

El ajuste de los modelos teóricos de cada una de las inductancias a partir de las medidas se describe en el Anexo VII. Los valores de los modelos ajustados aparecen en la siguiente tabla:

Tabla 4.3: Valores de los modelos en alta frecuencia ajustados para las distintas inductancias

	$L_{BF_1} (\mu H)$	$L_{BF_2} (\mu H)$	$R_{BF} (m\Omega)$	$R_{AF} (m\Omega)$
Inductancia convertidor L	10.2	398.8	3.5	17.6
Inductancia del transformador L_g	207.1	689.8	175.5	1720

En la Figura 4.15 se muestra en función del SCR de la red la estabilidad del modelo de convertidor que no considera los efectos resistivos de alta frecuencia y la estabilidad del modelo que sí los considera. Como se puede observar, los modelos de alta frecuencia ajustados tienen un papel importante en la estabilidad, al permitir operar al sistema con

¹ Modelos más precisos y complicados pueden encontrarse en [4.13].

valores de SCR más bajos. En el modelo será por tanto necesario incluir este efecto, al tener el convertidor un SCR en torno a 2.5-3.

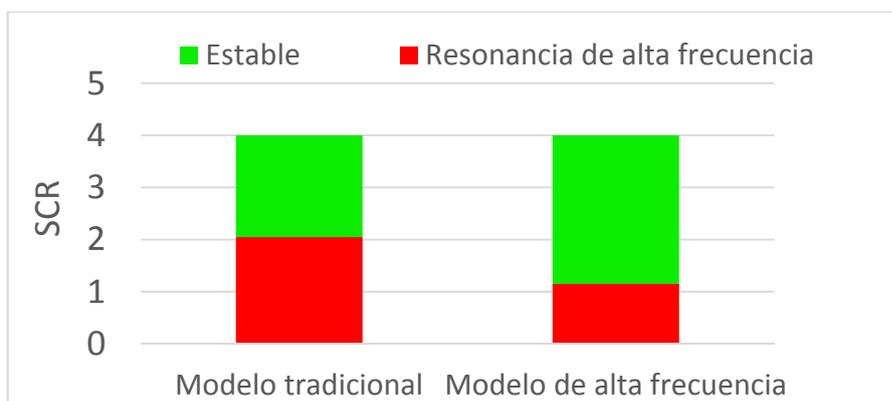


Figura 4.15: Estabilidad en función del SCR de la red del modelo de convertidor que no considera los efectos resistivos de alta frecuencia de los componentes inductivos y del que sí los considera

Resumen de las simplificaciones realizadas

Una respuesta ante entrada escalón del modelo detallado de simulación que incluye todos los elementos mencionados en el apartado anterior frente a la respuesta del convertidor real puede verse en la Figura 4.16a. Tal y como muestra la figura, el modelo detallado de simulación reproduce con precisión el comportamiento del convertidor.

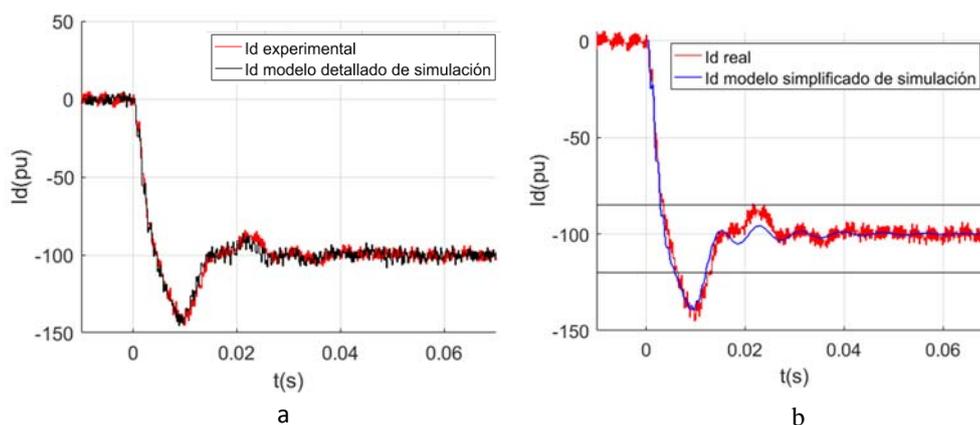


Figura 4.16: Respuesta ante escalón del convertidor real y del modelo detallado (a) y del modelo simplificado (b)

Sin embargo, de acuerdo a los resultados del apartado anterior, se puede considerar un modelo simplificado que no tenga en cuenta las conmutaciones de los interruptores, el

algoritmo de la PLL, la saturación del convertidor, y que emplee la simplificación del FVD de la Expresión 4.5. Por el contrario, este modelo debe incluir el efecto de los tiempos muertos y los efectos resistivos de alta frecuencia de las distintas inductancias. Una respuesta ante entrada escalón de este modelo frente a la respuesta del convertidor real puede verse en la Figura 4.16b. Pese a presentar ligeras discrepancias, el modelo es capaz de reproducir con suficiente precisión el comportamiento del convertidor, quedando por tanto validado.

En el siguiente apartado se desarrolla un modelo lineal que trata de reproducir el comportamiento de este modelo simplificado.

4.4 Modelo lineal

Tal y como se hizo en el capítulo anterior, se modeliza en primer lugar cada uno de los elementos del sistema de manera separada (elementos del lazo de control, elementos de la planta y de la red), y posteriormente se unen entre sí para dar lugar a un modelo completo.

Los elementos nuevos incorporados respecto del modelo lineal desarrollado en el apartado 3.3 se modelizan en primer lugar, mientras que el resto de elementos (retraso de control digital, filtro analógico y filtro software) pueden consultarse en dicho apartado.

4.4.1 Regulador

En primer lugar se definen los cuatro reguladores *PI* del control dual. Se parte de la función de transferencia de uno de ellos y se obtienen los controladores para la secuencia positiva y para la negativa:

$$PI_{1\text{ fase}} = K_p + K_p \cdot \frac{T_s}{T_n} \cdot \frac{z}{z-1} \quad (4.6)$$

$$PI_+ = ab2dq(PI_{1\text{ fase}}, 0) \quad PI_- = ab2dq(PI_{1\text{ fase}}, 2\omega_s) \quad (4.7)$$

Dado que se va a definir el modelo en ejes dq_+ , el regulador positivo no requiere de ninguna traslación. Sin embargo, el negativo es necesario trasladarlo a dichos ejes, y esto se lleva a cabo introduciendo a la función $ab2dq$ una velocidad angular $\omega_{dq^+} - \omega_{dq^-} = 2\omega_s$. Al tener que lidiar con sistemas con varias entradas y varias salidas, como ocurre en este caso con las dos secuencias de corriente, resulta más cómodo agruparlas en un mismo modelo, permitiendo una modelización más compacta. Para el caso del controlador, se ha definido un único modelo que trabaja con las dos secuencias simultáneamente:

$$Controller = \begin{bmatrix} PI_+ & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & PI_- \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

La Figura 4.17 muestra un esquema con los distintos elementos y los pasos previos necesarios (discretización y/o traslación a dq_+) a la obtención del lazo cerrado del sistema.

4.4.2 Filtros DSC

Para modelizar los filtros DSC en ejes $\alpha\beta$, basta con definir el EE de un retraso puro, y operar como si de una función de transferencia se tratara:

$$\text{retraso}^s = ab2dq\left(\frac{1}{z}, 0\right) \quad (4.9)$$

$$DSC_+^s = \frac{1}{2}\left(\mathbf{I} + \mathbf{J} \cdot \text{retraso}^{s\ n}\right) \quad DSC_-^s = \frac{1}{2}\left(\mathbf{I} - \mathbf{J} \cdot \text{retraso}^{s\ n}\right) \quad (4.10)$$

siendo

$$n = \frac{T_{fun}}{4T_s} \quad (4.11)$$

con T_{fun} el periodo de la fundamental y T_s el periodo de muestreo del control. Como puede verse en la Expresión 4.10, para hallar la secuencia positiva se suma el vector actual y el vector correspondiente al instante un cuarto de período anterior adelantado 90° en secuencia positiva. Para la secuencia negativa, se suma el vector actual y el vector correspondiente al instante un cuarto de período anterior adelantado 90° en secuencia negativa.

Para modelizar el DSC en ejes dq , basta con definir el retraso en dq , y realizar las mismas operaciones anteriores:

$$\text{retraso} = ab2dq\left(\frac{1}{z}, \omega_s\right) \quad (4.12)$$

$$DSC_+ = \frac{1}{2}\left(\mathbf{I} + \mathbf{J} \cdot \text{retraso}^n\right) \quad DSC_- = \frac{1}{2}\left(\mathbf{I} - \mathbf{J} \cdot \text{retraso}^n\right) \quad (4.13)$$

Al igual que antes, se agrupan los filtros para cada secuencia en un único modelo:

$$DSC = \begin{bmatrix} DSC_+ \\ DSC_- \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

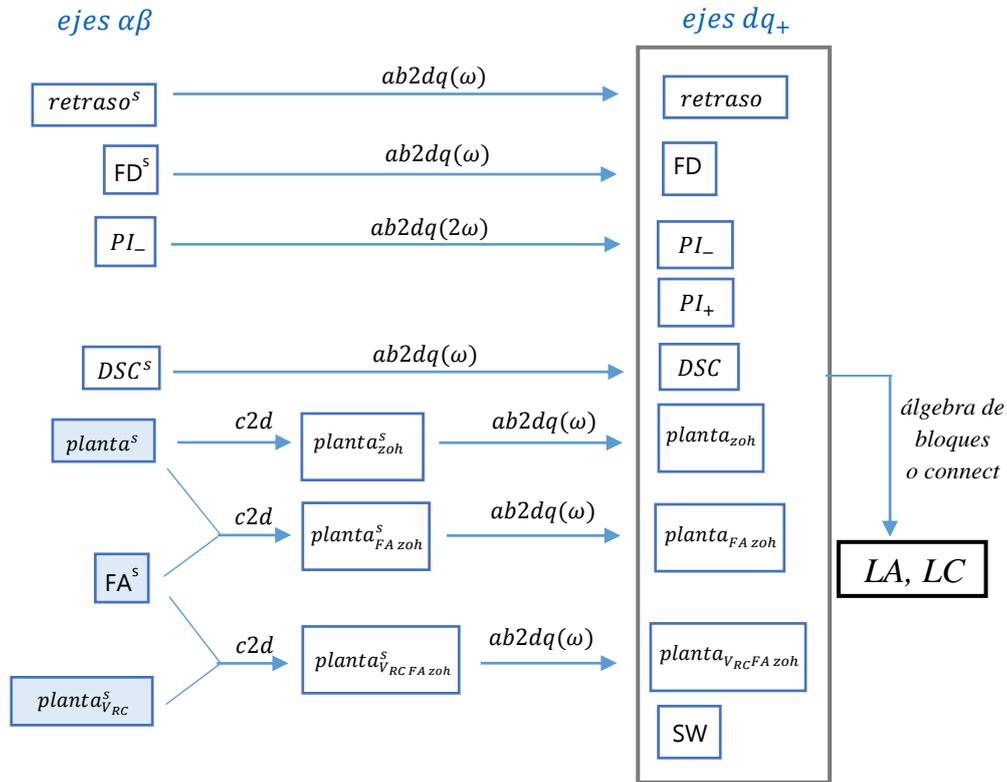


Figura 4.17: Procedimiento seguido previo a la obtención del lazo cerrado del sistema

4.4.3 Compensación dual de términos cruzados

La compensación de términos cruzados se realiza utilizando las corrientes de la secuencia positiva y de la secuencia negativa y multiplicándolas por la frecuencia fundamental y por la inductancia de salida del convertidor:

$$J\omega L_{dual} = \omega_s L \begin{bmatrix} i_{d+} & i_{q+} & i_{d-} & i_{q-} \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

4.4.4 Planta

Las plantas que se deben definir en el modelo corresponden a la relación entre la corriente del convertidor y la tensión aplicada por el mismo, i/v , y a la relación entre la tensión de la rama RC del filtro y la tensión del convertidor, v_{RC}/v . A diferencia de las plantas modelizadas en el capítulo anterior, se incluyen los modelos de alta frecuencia de la Figura 4.14 correspondientes a la inductancia de red y a la inductancia del convertidor.

En este caso, se parte de un modelo en funciones de transferencia (modelización con impedancias complejas), obteniendo una modelización más compacta:

$$Z_g = (L_{gBF2}s + R_g) + \frac{L_{gBF1}s \cdot R_{gAF}}{L_{gBF}s + R_{gAF}}; \quad Z = (L_{BF2}s + R + R_{tm}) + \frac{L_{BF1}s \cdot R_{AF}}{L_{BF}s + R_{AF}}; \quad (4.16)$$

$$Z_c = \frac{R_c C_c s + 1}{C_c s} \quad (4.17)$$

$$planta_{1\text{ fase}}^s = \frac{i}{v} = \frac{Z_c + Z_g}{Z_c \cdot Z_g + Z \cdot (Z_c + Z_g)} \quad (4.18)$$

$$planta_{V_{RC}1\text{ fase}}^s = planta_{1\text{ fase}}^s \cdot \frac{Z_c}{(Z_c + Z_g)} \cdot Z_g \quad (4.19)$$

siendo Z_g la impedancia de red, Z la impedancia LR del convertidor, Z_c la impedancia del filtro RC y R_{tm} la resistencia serie que recoge el efecto de los tiempos muertos en la conmutación del convertidor. La discretización de las plantas analógicas es idéntica a la del capítulo anterior.

4.4.5 Bloque sumador de secuencias

El bloque *Suma de secuencias* de la Figura 4.2 es el encargado de sumar las secuencias positiva y negativa de la tensión de control de referencia que entra al convertidor. Esta suma puede describirse mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d+}^* \\ v_{q+}^* \\ v_{d-}^* \\ v_{q-}^* \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

La manera de implementar esta suma en el modelo se describe en el siguiente apartado, en el que se procede a la obtención del lazo cerrado.

Cabe destacar que, al trabajar simultáneamente con las dos secuencias, es necesario invertir el orden de las multiplicaciones de los distintos elementos, como se observa en las expresiones anteriores.

A medida que el sistema aumenta en complejidad, surgen realimentaciones y bloques adicionales que vuelven más complicada la tarea de calcular el lazo cerrado. Por ejemplo, la modelización realizada puede querer extenderse en un futuro incorporando más elementos del control y/o de la planta, como controladores resonantes adicionales que mitiguen distintos armónicos, estrategias de amortiguamiento activo o filtros pasivos adicionales. Para facilitar esta tarea, en Matlab se puede utilizar el comando *connect* de la librería *Control System Toolbox*, con el que se puede obtener el lazo cerrado del sistema. Para ello es preciso especificar las entradas y salidas tanto del sistema completo como de cada elemento por separado. Este comando se utiliza conjuntamente con el comando *sumblk*, el cual permite definir un bloque que suma las señales especificadas. En el Anexo VIII se muestra un *script* de Matlab que modeliza el sistema de la Figura 4.18 mediante el comando *connect*.

4.4.7 Validación

El modelo lineal obtenido anteriormente se evalúa para un conjunto de parámetros concreto. Como se puede ver en la Figura 4.19, éste se comporta de manera idéntica al modelo simplificado de simulación, quedando por tanto validado:

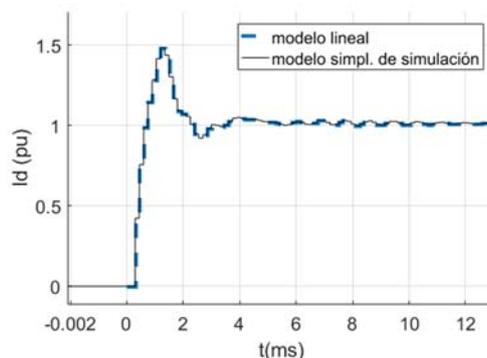


Figura 4.19: Respuesta ante escalón del modelo lineal y del modelo simplificado de simulación

Para corroborar estos resultados, se evalúan cuatro casos particulares más, considerando valores de tiempos de muestreo e inductancias de red distintos. Además, se incorpora a este

análisis un modelo construido utilizando las funciones de transferencia complejas (FTC) descritas en el Capítulo 2:

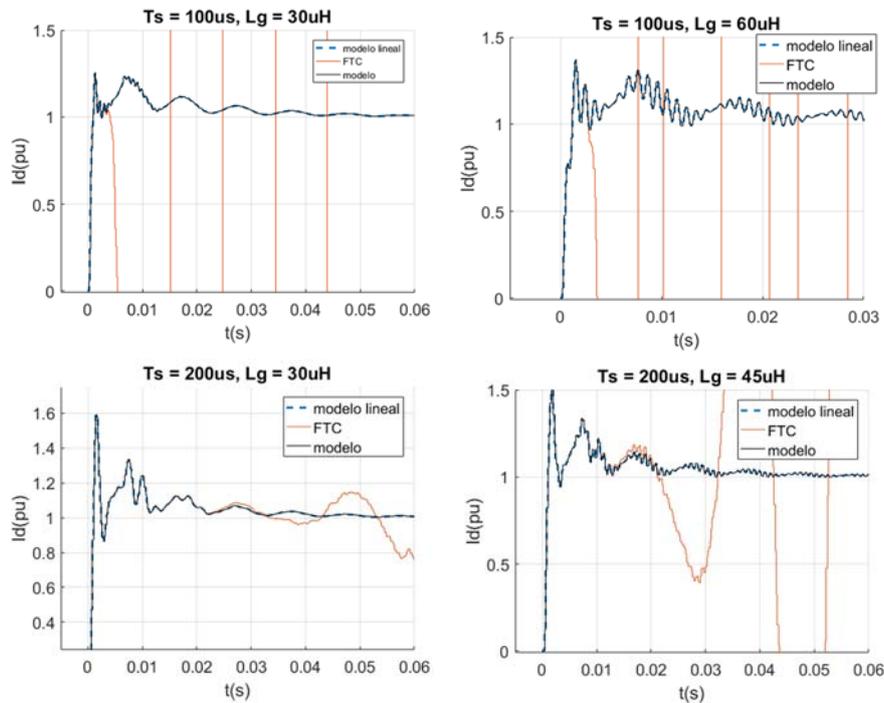


Figura 4.20: Respuesta ante escalón de los modelos lineales y del modelo simplificado de simulación para distintos T_s y L_g

Como se puede observar en las distintas respuestas escalón de la Figura 4.20, el modelo lineal presenta un comportamiento idéntico al del modelo simplificado para todos los casos analizados. Sin embargo, el modelo basado en FTC, incluso con tiempos de muestreo considerablemente grandes presenta errores numéricos que no permiten replicar el comportamiento del modelo simplificado: se puede ver un buen seguimiento en los instantes iniciales pero finalmente el modelo basado en FTC se vuelve inestable. Pese a ser teóricamente un modelo válido, conforme aumenta la complejidad del sistema, los errores numéricos de este hacen que presente un mal comportamiento.

Tras comprobar el buen comportamiento de los modelos lineales definidos en EE, incluso en sistemas complicados, la metodología propuesta en los Capítulos 3 y 4 de la tesis queda validada. Esta será la metodología empleada en los próximos capítulos, donde se tratarán sistemas más complejos.

4.5 Optimización del controlador

Como ejemplo de aplicación, en este apartado se hace uso del modelo lineal desarrollado para obtener un controlador óptimo que mejore la robustez y dinámica del lazo de corrientes implementado en el convertidor.

A la hora de diseñar el algoritmo de control del lazo de corriente de convertidores de potencia en aplicaciones con conexión a red se persiguen generalmente dos objetivos:

- Que el sistema formado por el lazo de control y la planta sea suficientemente estable y robusto ante variaciones en los distintos componentes y ante perturbaciones.
- Que la respuesta dinámica del lazo de corrientes sea suficientemente buena, para, entre otros, cumplir con la normativa de conexión a red vigente.

Aprovechando la eficiencia computacional del modelo, se analiza mediante un barrido de simulaciones la respuesta ante escalón para multitud de casos diferentes, manteniendo la estructura de control utilizada en el convertidor. Dicho barrido considera:

- Distintos valores de ganancia K_p y T_n para los controladores PI .
- Desviaciones en los valores de los componentes del filtro de armónicos empleado y en la red.

Los criterios de calidad establecidos para la optimización son:

- Criterios de dinámica:
 - o Tiempo de estabilización definido con bandas de +20% y -10%: <80 ms.
 - o Tiempo de subida definido como el tiempo que transcurre al pasar la respuesta escalón del 10% al 90% del valor final: <50 ms.
 - o Sobreoscilación: <50%.
- Criterios de robustez. Se exige que se cumpla la dinámica anterior para:
 - o Valores de SCR comprendidos entre 2 y 20. Para obtener un controlador óptimo, es conveniente acotar lo mejor posible el rango de variación de SCR. En cuanto al límite superior, aun considerando una red perfecta, en el sistema se dispone generalmente de un transformador que acota superiormente el rango de SCR. En cuanto al límite inferior, los convertidores se conectan en ocasiones a redes muy débiles, con valores de SCR incluso de 1. En este caso se escoge como límite inferior un SCR de 2, al ser este un valor menos alejado del SCR del convertidor ($SCR=2.87$).
 - o Variaciones de $\pm 10\%$ en la inductancia del convertidor, en el condensador y en la resistencia del filtro de armónicos.

Puesto que *a priori* no se conocen las peores combinaciones de los parámetros variados, se considera para cada parámetro un valor mínimo, uno máximo y un valor

intermedio. El algoritmo se define de tal manera que pueda variarse el número de valores intermedios, para poder abarcar un mayor número de combinaciones.

Funcionamiento del algoritmo

El algoritmo hace un barrido de K_p y T_n , analiza la respuesta temporal de cada caso y, en función de los criterios anteriores, devuelve un regulador óptimo. La secuencia seguida es la siguiente:

- Se evalúa el comportamiento de cada controlador para el valor máximo, mínimo y valores intermedios de los parámetros L , C_c , R_c y Z_g considerados, y para todas las combinaciones posibles entre ellos.
- Para cada controlador se identifica la peor planta: la que proporciona el mayor tiempo de estabilización.
- De entre todos los controladores, se elige aquél cuyo tiempo de estabilización para su peor planta sea mínimo.

Resultados

En la optimización realizada se mantienen los parámetros del control de partida (mostrados en el apartado 4.2) y se obtienen los valores de la ganancia K_p y T_n del controlador que cumplen con los criterios de calidad establecidos.

En la optimización se consideran 129600 casos con un ordenador de sobremesa, lo que lleva un tiempo de 90 minutos. Nótese que esto supondría un tiempo muy elevado si se dispusiera únicamente de un modelo promediado de simulación. El PI obtenido ($K_p=0.63$ y $T_n=16.3$ ms) tiene un comportamiento sustancialmente superior al PI de partida ($K_p=0.559$, $T_n=8.15$ ms), como puede verse en la Figura 4.21. La comparación se ha hecho para dos valores de SCR distintos: el límite superior de la optimización y el valor de SCR del banco experimental empleado.

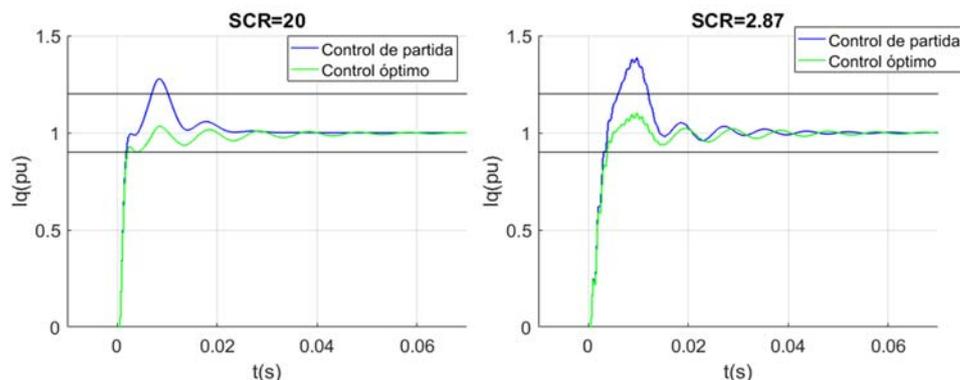


Figura 4.21: Respuesta ante escalón del sistema con el controlador actual y con el controlador óptimo para dos valores de SCR

Por lo tanto, la eficiencia del modelo lineal ha posibilitado la obtención de un algoritmo de control superior al de partida.

4.6 Resultados experimentales

En este apartado se quiere validar el modelo lineal de convertidor desarrollado por medio de resultados experimentales. Dichos resultados han sido obtenidos de un convertidor *back-to-back* de 500 kVA, cuyos parámetros más importantes aparecen en la Tabla 4.1. Para tener una impedancia de red grande y simular de esta manera las condiciones que se dan en las redes débiles se emplea en el banco experimental un transformador de baja tensión y de baja potencia (400 / 690 V y 70 kVA), obteniendo un SCR medido en bornes de la rama RC del filtro de armónicos en el momento de realizar los ensayos de 2.87. Debido al límite en potencia fijado por el transformador utilizado, los ensayos se han realizado con potencias bajas. En los ensayos mostrados a continuación únicamente se emplea el convertidor GSC, manteniendo constante en todo momento la V_{bus} a 1100 V.

En primer lugar se compara la respuesta ante una entrada escalón en la corriente de referencia del convertidor y del modelo lineal. La comparación se realiza considerando tanto los parámetros de partida del controlador como los parámetros óptimos obtenidos en el apartado anterior. La referencia de corriente se fija en -100 A. Para poder reproducir este escalón de baja corriente con el modelo lineal, es necesario fijar una resistencia serie para modelizar los tiempos muertos de $R_{\text{tiempos muertos}} = 120 \text{ m}\Omega$.



Figura 4.22: Convertidor empleado en la validación de los modelos

Como muestra la Figura 4.23, los registros obtenidos en el sistema real son reproducidos con suficiente precisión por el modelo lineal. Asimismo, puede observarse que el controlador

óptimo mejora significativamente la dinámica del convertidor respecto al controlador de partida, al obtener menor sobrepasamiento y menor tiempo de estabilización.

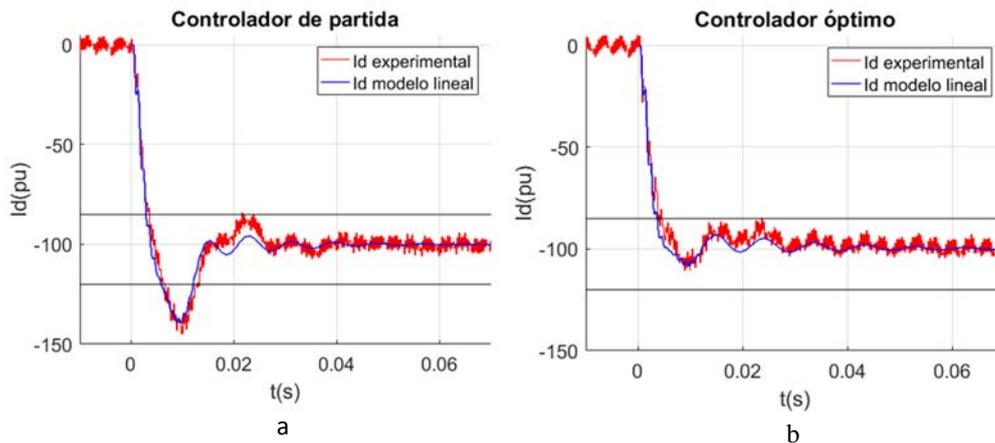


Figura 4.23: Respuesta ante escalón del convertidor real y del modelo con el controlador de partida (a) y con el controlador óptimo (b)

Por otro lado, el modelo lineal ha permitido la obtención de los polos del sistema en lazo cerrado. Para los casos de la Figura 4.23, los polos duales (≈ 120 Hz) son, junto con los polos del filtro (≈ 1000 Hz), los de menor amortiguamiento. Las oscilaciones que se observan tras el sobrepasamiento inicial son debidas a los polos duales.

Para tratar de ver cómo de bien se ajusta el modelo lineal al comportamiento del convertidor en cuanto a la estabilidad del filtro se refiere, se modifican la constante K_p del controlador y la constante del filtro software de la tensión usada en el *feed-forward*, τ_{FF} . Estos parámetros son críticos en la resonancia del filtro. En las siguientes tablas se muestra la estabilidad obtenida tanto en el modelo como en el convertidor y las frecuencias de resonancia correspondientes. Aquellos casos donde no aparece la frecuencia de resonancia son casos estables sin apenas componente de resonancia.

Tabla 4.4: Estabilidad del modelo y del convertidor real para distintos valores de K_p , con $\tau_{FF}=1$ ms y $T_n=8.15$ ms

K_p	Estabilidad		$f_{resonancia}$ (Hz)	
	Modelo lineal	Convertidor	Modelo lineal	Convertidor
0.75	SI	SI	-	-
0.8	SI	SI	997	988
0.85	SI	SI	995	988
0.9	SI	SI	994	986
0.95	NO	NO	993	982

Tabla 4.5: Estabilidad del modelo y del convertidor real para distintos valores de τ_{FF} , con $K_p=0.75$ y $T_n=8.15$ ms

τ_{FF}	Estabilidad		$f_{resonancia}$ (Hz)	
	Modelo lineal	Convertidor	Modelo lineal	Convertidor
1 s	SI	SI	-	-
2 ms	SI	SI	-	-
1 ms	SI	SI	-	-
0.1 ms	NO	NO	1077	1057

Como puede verse en las tablas, el modelo recoge correctamente la estabilidad absoluta del sistema para los casos ensayados, incluso en la frontera de la estabilidad. La frecuencia de resonancia encontrada en los registros es similar a la recogida por el modelo lineal.

Como ya se ha mencionado, una diferencia importante del modelo lineal frente al convertidor es que el primero trabaja con un modelo promediado del convertidor, por lo que no contempla la modulación, ni la consecuente introducción de armónicos de tensión a frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia. Por ello, en aquellos casos ensayados cercanos a la inestabilidad, el modelo presenta oscilaciones más pequeñas a estas frecuencias que el convertidor real. Esto puede verse en la Figura 4.24, donde se ha representado un caso inestable.

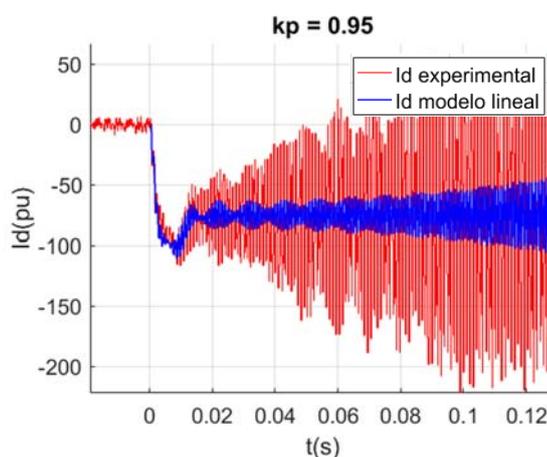


Figura 4.24: Respuesta ante escalón del convertidor real y del modelo para un caso inestable

A continuación se realiza un ensayo con el que se obtiene la respuesta frecuencial del sistema en lazo cerrado. Para ello, se excita el convertidor con una referencia de corriente senoidal en el eje q a una determinada frecuencia, y se calcula la ganancia del sistema observando la corriente de salida en dicho eje. Este proceso se repite para distintas

frecuencias, obteniendo el diagrama de la Figura 4.25, donde aparece la respuesta frecuencial de i_q/i_q^* del modelo (azul) y del convertidor real (rojo).

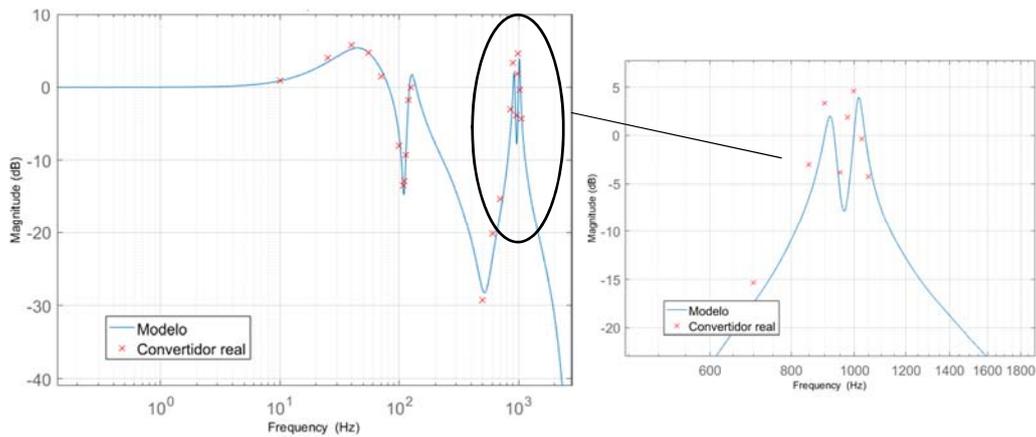


Figura 4.25: Respuesta frecuencial en lazo cerrado del convertidor y del modelo lineal

Como se puede apreciar, a bajas frecuencias (10-120 Hz), la respuesta frecuencial del modelo es muy similar a la del sistema real. A la frecuencia de resonancia del filtro, la respuesta frecuencial difiere ligeramente. Estas diferencias no son significativas a efectos prácticos, como se ha mostrado en las tablas 4.4 y 4.5, y se achacan principalmente a la simplificación realizada en la modelización del filtro digital (Expresión 4.5), que a alta frecuencia tiene cierta influencia.

En la Figura 4.26 se añade la respuesta frecuencial del mismo modelo lineal pero ignorando los efectos resistivos de alta frecuencia de las distintas impedancias del sistema. Como se puede ver, el pico de resonancia es mucho mayor, alejándose del que se tiene en el sistema real. Con este modelo, los resultados de estabilidad de las tablas 4.4 y 4.5 no son reproducibles.

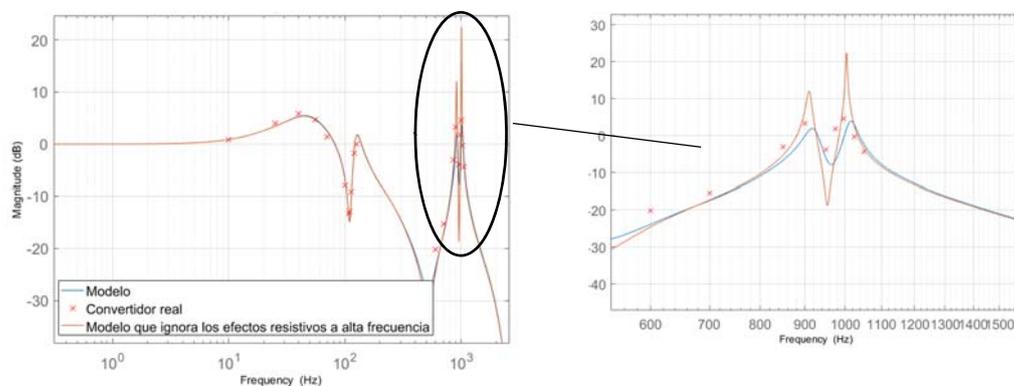


Figura 4.26: Respuesta frecuencial en lazo cerrado del convertidor y del modelo

En la Figura 4.25 se puede apreciar que, además de la resonancia del filtro, se tiene una resonancia debida a los polos duales, que en el caso analizado tiene un pico de 1.8 dB en torno a los 125 Hz. Estos polos son propensos a volverse inestables conforme disminuye el SCR del sistema o la ganancia K_p del lazo de corrientes. En los parques estudiados en los Capítulos 5 y 6, estos polos se encuentran cercanos a la inestabilidad.

En estos ensayos, para ver con mayor claridad la resonancia debida a los polos duales se va a modificar otro de los parámetros críticos en estos polos: la compensación de fase destinada a compensar los distintos retrasos del lazo de control ($Comp_{dh}$ para el retraso de control y $Comp_{med}$ para el retraso de los filtros de medida):

$$Comp_{dh} = \begin{bmatrix} e^{J\theta_{dh}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-J\theta_{dh}\cdot comp} \end{bmatrix}; \quad Comp_{med} = \begin{bmatrix} e^{J\theta_{med}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-J\theta_{med}\cdot comp} \end{bmatrix}; \quad (4.25)$$

En la secuencia negativa se ha añadido el parámetro $comp$, el cual afecta significativamente a la estabilidad de los polos duales. Como se puede ver en la Figura 4.27, al realizar una compensación correcta ($comp=1$), el sistema experimental es estable. Sin embargo, al realizar una compensación incorrecta de la secuencia inversa ($comp=-0.5$ y $comp=-1$), los polos duales cada vez tienen menor amortiguamiento.

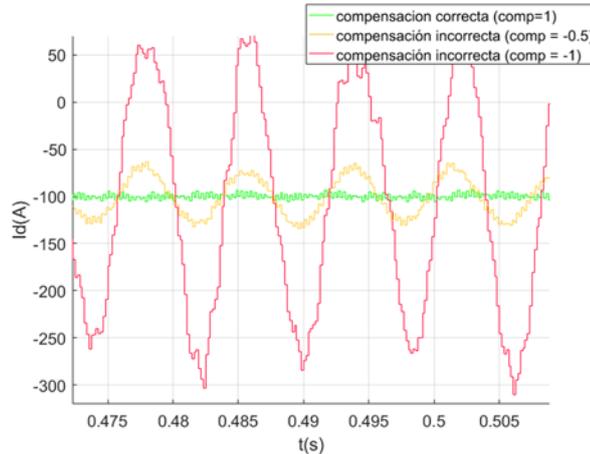


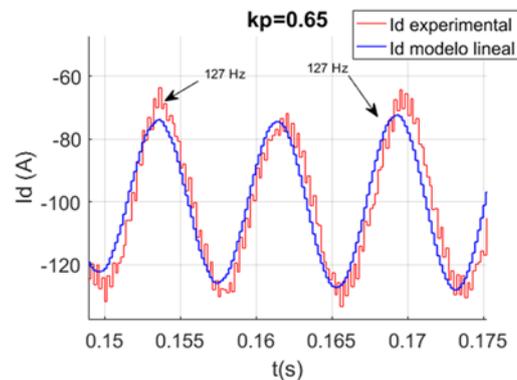
Figura 4.27: Respuesta en lazo cerrado del sistema experimental ante distintas compensaciones de fase. $K_p=0.65$, $T_n=8.15$ ms

En la Tabla 4.6 se recoge, para la compensación incorrecta $comp=-0.5$, la estabilidad del sistema y la frecuencia de resonancia al disminuir la constante K_p . Como muestra la tabla, el modelo es capaz de recoger la resonancia de baja frecuencia de 50 A de amplitud que aparece en el sistema al fijar la constante K_p a un valor de 0.65.

Tabla 4.6: Estabilidad del modelo y del convertidor real para distintos valores de K_p , $T_n=8.15$ ms

K_p	Estabilidad		$f_{resonancia}$ (Hz)	
	Modelo	Convertidor	Modelo	Convertidor
0.75	SI	SI	-	-
0.7	SI	SI	-	-
0.65	SI	SI	127	127

El registro de esta resonancia se muestra en la Figura 4.28, donde se ha superpuesto la resonancia obtenida con el modelo.

**Figura 4.28: Respuesta frecuencial en lazo cerrado del sistema experimental y del modelo lineal**

4.7 Conclusiones

La metodología presentada en el Capítulo 3 se ha aplicado en este capítulo para desarrollar un modelo lineal de un convertidor de 500 kVA conectado a una red débil, el cual tiene implementado un control dual de corrientes. Con el objetivo de no añadir complejidad innecesaria al modelo, se ha analizado la influencia de los elementos más relevantes del lazo de corrientes y de la planta, partiendo de un modelo detallado del sistema. En la modelización del sistema analizado, resulta necesario incluir el control dual, los filtros de medida de las distintas variables empleadas en el control y las compensaciones de fase. Asimismo, si se quiere reproducir con mayor precisión la respuesta dinámica del sistema, es conveniente incluir en la modelización los tiempos muertos (especialmente a bajas potencias). Por el contrario, para los estudios de estabilidad y dinámica en los sistemas considerados, se puede despreciar sin cometer un error significativo el algoritmo de la PLL, las conmutaciones de los

interruptores y el algoritmo de saturación junto con los lazos de tensión en bornes del convertidor y del bus de continua.

Otro de los elementos influyentes del sistema analizado en este capítulo es el aumento de las pérdidas con la frecuencia en los distintos elementos inductivos. Este fenómeno, poco estudiado en la literatura en el ámbito de sistemas de conversión eólicos, puede llegar a afectar de forma significativa a la estabilidad del sistema. Al ignorar el incremento de pérdidas con la frecuencia, se obtiene por lo general un modelo más inestable, lo que conduce a los fabricantes a diseños demasiado conservadores. En este sentido, se ha sustituido el modelo tradicional de la bobina y el transformador por otro capaz de reproducir fielmente el rango de frecuencias entre 0 y 1 kHz, lo que comprende las principales resonancias del lazo.

El modelo lineal obtenido recoge satisfactoriamente la dinámica del convertidor real, al ser capaz de reproducir con gran precisión la respuesta ante escalón del lazo de corrientes. Asimismo, este modelo recoge fielmente las dos fuentes de inestabilidad identificadas mediante resultados experimentales: los polos duales de baja frecuencia (inherentes al control dual de corrientes) y los polos de resonancia del filtro de armónicos al que se encuentra conectado el convertidor. Ambas dinámicas pueden comprometer la estabilidad del sistema cuando el convertidor se encuentra conectado a una red débil. Además, se ha comprobado experimentalmente que tanto la K_p del lazo de corrientes como la compensación de fase dual tiene una influencia crítica en el amortiguamiento de dichos polos.

Por otro lado, aprovechando la enorme disminución del coste computacional de este modelo respecto al modelo simplificado de partida, se ha optimizado el controlador del lazo de corrientes del convertidor, consiguiendo el mejor comportamiento del mismo de acuerdo a unas especificaciones concretas de estabilidad, respuesta dinámica y robustez frente a variaciones en los componentes del filtro y en la inductancia de red.

4.8 Bibliografía

- [4.1] Abad, G., López, J., Rodríguez, M.A., Marroyo, L., Iwansky, G. *Doubly fed induction machine: Modeling and control for wind energy generation*, Florida, USA. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [4.2] Network Code Requirements for Generators: VDE-AR-N 4120:2017-05. Connection and Operation to High-Voltage Grid and their Operation.
- [4.3] Xu, I., Wang, Y. "Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions", IEEE Trans. Power Syst. 22, 314-323, 2007.
- [4.4] Svensson, J., Bongiorno, M., Sannino, A. "Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation", IEEE Trans. Power Deliv. 22, 18-26, 2007.

- [4.5] Shahparasti, M., Catalán, P., Candela, J.I., Luna, A., Rodríguez, P. "Advanced control of a high power converter connected to a weak grid", Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Milwaukee, USA. 2016.
- [4.6] Vidal, A., Yepes, A.G., Freijedo, F.D., Malvar, J., López, O., Doval-Gandoy, J. "A technique to estimate the equivalent loss resistance of grid-tied converters for current control analysis and design", IEEE Trans. Ind. Electron. 30, 1747-1761, 2015.
- [4.7] Guo, X.Q., Liu, S.C., Wang, X.Y. "Impact of phase-locked loop on stability of active damped LCL-filter-based grid-connected inverters with capacitor voltage feedback", J. Mod. Power Syst. Clean Energy. 5, 574-583, 2017.
- [4.8] Zhang, C., Wang, X.F., Blaabjerg, F., Wang, W.S., Liu, C. "The influence of phase-locked loop on the stability of single-phase grid-connected inverter", Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Montreal, Canada. 4737-4744, 2015.
- [4.9] Colby, R.S., Simlot, A.K., Hallouda, M.A. "Simplified model and corrective measures for induction motor instability caused by PWM inverter blanking time", Proceedings paper presentado en Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. San Antonio, USA. 678-683, 1990.
- [4.10] Koga, K., Ueda, R., Sonoda, T. "Stability problem in induction motor drive system", Proceedings paper presentado en Industry Applications Society Annual Meeting. Pittsburgh, USA. 1, 129-136, 1988.
- [4.11] Krismer, F., Boillat, D.O., Kolar, J.W. "Modeling the output impedance of a T-type power converter", IEEE Trans. Power Electron. 31, 8052-8057, 2016.
- [4.12] Barrios, E. *Modelado y metodología analítica de diseño de transformadores de potencia y alta frecuencia: Análisis de los devanados, optimización de eficiencia y densidad de potencia e integración en el diseño de convertidores electrónicos* (Tesis doctoral). Universidad de Navarra. Pamplona, España. 2015.
- [4.13] Schellmanns, A., Keradec, J.P., Schanen, J.L. "Electrical equivalent circuit for frequency dependant impedance: minimum lumped elements for a given precision", Proceedings paper presentado en IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy. Rome, Italy. 3105-3110, 2000.
- [4.14] Shan D.L., Wu, X.Z. "Rotor resistance and inductance calculation of single-phase induction motors with skin effect consideration", Proceedings paper presentado en International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan, China. 79-82, 2008.
- [4.15] Kabbaj, H., Roboam, X., Lefevre, Y., Faucher, J. "Skin effect characterization in a squirrel cage induction machine", Proceedings paper presentado en IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Guimaraes, Portugal. 532-536, 1997.

- [4.16] Cogitore, B., Keradec, J.P., Barbaroux, J. "The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit", IEEE Trans. Instrum. Meas. 43, 364-371, 1994.

Capítulo 5

Modelización de Parque Full-Converter

5.1 Introducción

El objetivo del presente capítulo es modelizar un parque eólico compuesto por turbinas *Full-Converter* (FC) conectado a una red débil. Para dar con un modelo adecuado que consiga reproducir el comportamiento del parque analizado de la manera más sencilla posible, se partirá de un modelo detallado de simulación, y, a continuación, se hallará un modelo simplificado. Este último modelo se validará por medio de registros obtenidos en un parque real de 21 MW de potencia (*Parque A*).

A continuación, se desarrollará un modelo lineal que rebaje el coste computacional siguiendo la metodología de modelización de los Capítulos 3 y 4. Este modelo lineal, como se verá en el apartado de validación, será capaz de reproducir correctamente el comportamiento del modelo simplificado, y por lo tanto, del parque real. Además, al igual que en el Capítulo 4, se utilizará dicho modelo para optimizar el ajuste del controlador del lazo de corriente, consiguiendo el mejor comportamiento posible del parque de acuerdo a unas especificaciones concretas.

5.2 Descripción del sistema

El *Parque A* consta de diez turbinas *Full-Converter* de 2.1 MW conectadas a una red débil. En este parque se registraron varios eventos de resonancia cuando se operaba con un número de turbinas comprendido entre 9 y 10. En la Figura 5.1 puede verse la corriente por el filtro de armónicos de una de las turbinas durante uno de estos eventos, donde se identifica una componente en torno a 735 Hz de unos 350 A.

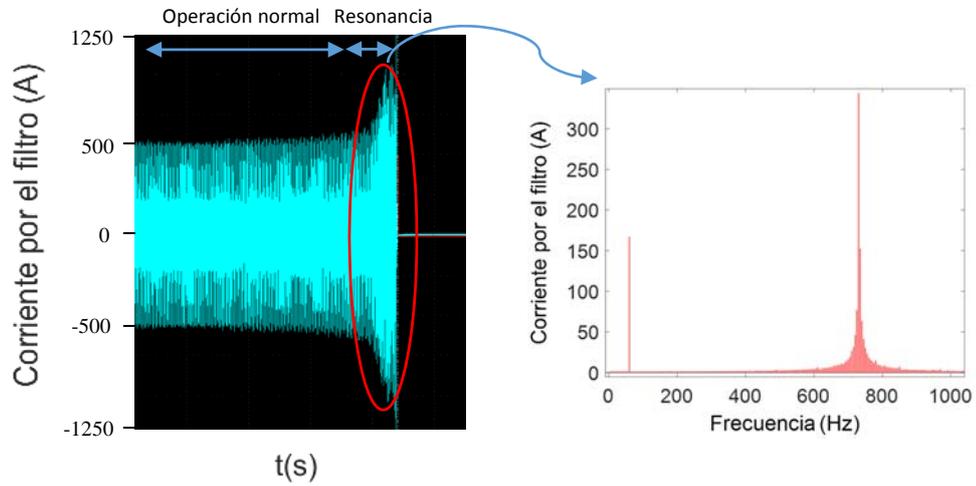


Figura 5.1: Evento de resonancia registrado en el Parque A

Dado que los eventos de resonancia que se quieren reproducir son consecuencia de la interacción entre el convertidor GSC y la red eléctrica, se despreciará en esta modelización la dinámica introducida por el MSC, el cual está desacoplado del GSC a través del bus de continua.

Partiendo del diagrama unifilar y del análisis de cortocircuito proporcionados por el operador del parque, se obtienen los valores de las distintas impedancias que forman la red interna del parque.

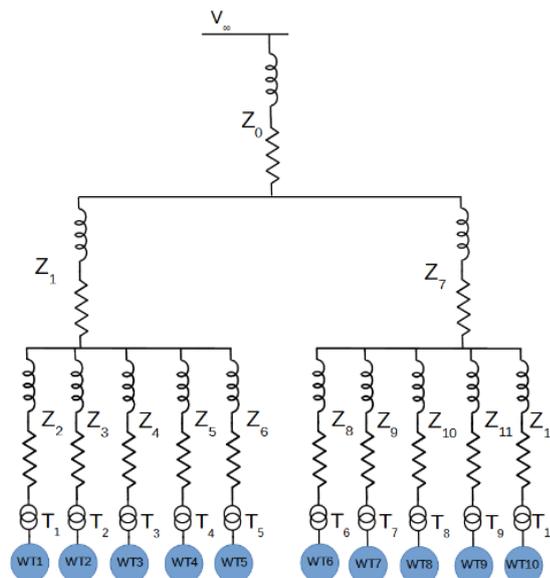


Figura 5.2: Diagrama unifilar simplificado del parque

Como se observa en la Figura 5.2, la red consta de una impedancia común a todas las turbinas (Z_0), de distintas ramificaciones con impedancias intermedias (Z_1 - Z_{12}) y de un transformador para cada turbina (T_1 - T_{10}). Se considerará que la impedancia común Z_0 está conectada a un bus infinito de red ideal V_∞ .

Cuando el parque opera con una única turbina, se tiene un SCR máximo en bornes del convertidor en torno al siguiente valor:

$$SCR_{max} = 11.35,$$

Considerando las diez turbinas, se tiene un SCR mínimo de:

$$SCR_{min} = 2.34.$$

Como se muestra en la Figura 5.3, cada uno de los convertidores GSC se encuentra conectado a un filtro LC de armónicos, a los que se les ha incluido amortiguamiento pasivo por medio de una resistencia conectada en serie con el condensador. A la salida del filtro se encuentra un transformador trifásico (el cual se modeliza mediante su impedancia de fugas), y la red equivalente del parque.

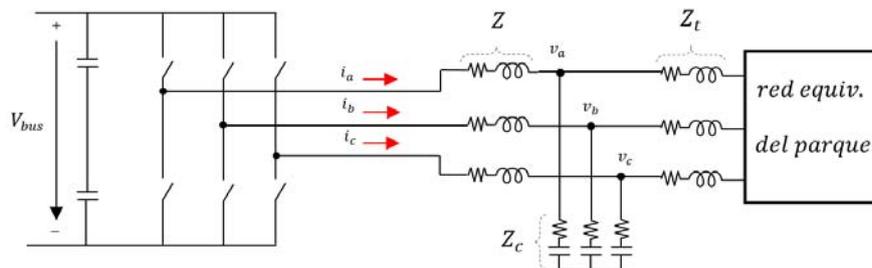


Figura 5.3: Convertidor GSC conectado a un filtro de armónicos LC con amortiguamiento pasivo.

Los parámetros del convertidor, del filtro LC y del transformador al que se encuentra conectado aparecen en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Parámetros del convertidor, del filtro LC y del transformador

Valores de turbina	
Potencia nominal S_n	2.1 MW
Frecuencia nominal f_s	60 Hz
Tensión nominal U_n	690 V
Inductancia de fugas del transformador L_t	30.3 μ H
Resistencia del transformador R_t	1.75 m Ω
Valores del filtro de armónicos	
Inductancia del convertidor L	100 μ H
Resistencia del convertidor R	2.14 m Ω
Condensador del filtro C_c	800 μ F
Resistencia en serie con el condensador R_c	25 m Ω

A continuación se describe el algoritmo de control del lazo de corrientes implementado en el *Digital Signal Processor* (DSP) de cada uno de los convertidores GSC del parque. Dicho algoritmo aparece representado en la Figura 5.4 e incluye los mismos elementos que el del Capítulo 4:

- Control digital dual de corrientes.
- Reguladores PI: dos de ellos implementados en ejes dq_+ y otros dos en ejes dq_- .
- Filtros DSC de separación en secuencias para la corriente.
- Filtro de armónicos con amortiguamiento pasivo.
- Filtro de medida paso bajo analógico (FA) y filtro de medida digital de ventana deslizante (FD).
- Algoritmo *Phase Locked Loop* (PLL).
- Compensación dual de los términos cruzados de la planta.
- Efectos inherentes del control digital.
- Feed-forward de tensión.
- Filtro software de la tensión usada en el feed-forward.
- Compensaciones de fase para minimizar los efectos negativos de los retrasos existentes en el lazo de control ($Comp_{dh}$, $Comp_{ff}$ y $Comp_{med}$).

Además, en el apartado 5.6 se incorporará en la modelización el cálculo de la generación de consignas de corriente a partir de las potencias.

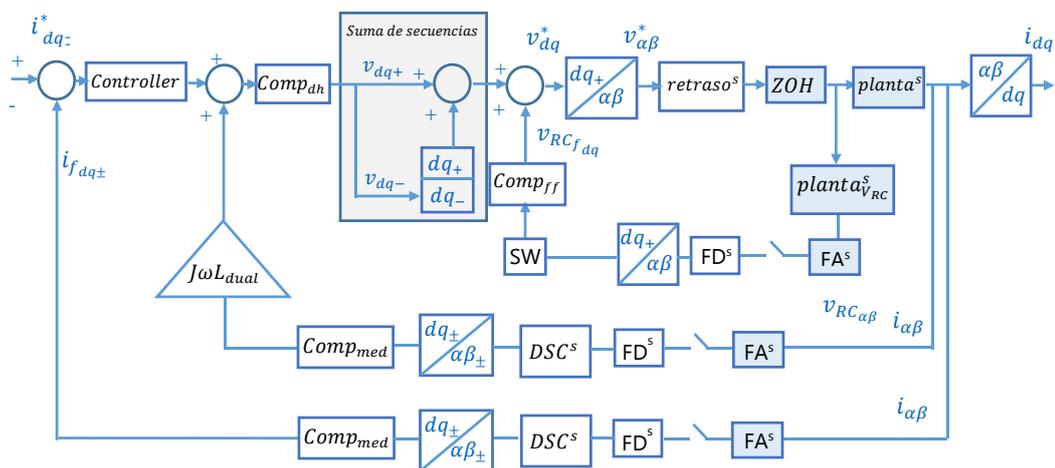


Figura 5.4: Diagrama de bloques del lazo de corrientes del GSC

Se consideran los siguientes valores para el regulador, los filtros y las compensaciones de fase:

Tabla 5.2: Parámetros generales del control empleado

<i>Valores del control</i>	
Constante proporcional de los reguladores PI K_p	0.075
Constante integral de los reguladores PI T_n	20 ms
Periodo de muestreo T_s	199.8 μ s
Constante proporcional del regulador PI de la PLL K_{p-PLL}	100
Constante integral del regulador PI de la PLL T_{n-PLL}	90 ms
Constante de tiempo del filtro analógico τ_{FA}	45 μ s
Constante de tiempo equivalente del filtro digital τ_{FD}	199.8 μ s
Constante de tiempo del filtro digital de la tensión del feed-forward τ_{FF}	1 ms
Ángulo de compensación del retraso de control θ_{dh}	$\omega_s \cdot (T_s + 0.5T_s)$
Ángulo de compensación del retraso de las medidas θ_{med}	$\omega_s \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$

5.3 Modelo simplificado de simulación

Para discernir qué se debe incluir en la modelización y qué se puede despreciar, se parte de un modelo detallado que incluye:

- Diez convertidores lado red con sus respectivos filtros de armónicos
- La red interna compuesta por distintas impedancias.
- El algoritmo de control del convertidor, compuesto por el lazo de corriente, un algoritmo de PLL y un algoritmo de saturación de tensión y de control de tensión en bornes del convertidor y del bus de continua.
- Fenómenos no lineales inherentes a un convertidor real: conmutaciones de los interruptores del convertidor y tiempos muertos.
- Efectos resistivos de alta frecuencia de los componentes inductivos.

Al igual que en el capítulo anterior, con vistas a simplificar el modelo, se analiza la influencia de cada uno de los elementos anteriores en la respuesta dinámica del lazo de corrientes.

Agregación del parque

En ocasiones resulta adecuado utilizar un modelo agregado de parque que rebaje drásticamente el coste computacional. En la literatura existen diferentes maneras de agregar un parque compuesto por varios convertidores en paralelo, basándose todas ellas, por lo

general, en agregar diferentes turbinas en una turbina equivalente que está conectada a una red eléctrica equivalente del parque [5.1,5.2].

En la Tabla 5.3 aparecen los cocientes de las distintas impedancias de la Figura 5.2 respecto de la impedancia Z_0 . Como se puede ver, la impedancia Z_0 es mucho más significativa que las impedancias intermedias Z_1-Z_{12} , por lo que resulta adecuada la simplificación que aparece en la Figura 5.5a, donde se han despreciado estas últimas.

Tabla 5.3: Cociente de las distintas impedancias respecto de la impedancia Z_0

Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_3/Z_0	Z_4/Z_0	Z_5/Z_0	Z_6/Z_0
0.3%	6%	5%	3%	3%	0.3%
Z_7/Z_0	Z_8/Z_0	Z_9/Z_0	Z_{10}/Z_0	Z_{11}/Z_0	Z_{12}/Z_0
0.1%	7.5%	6%	2%	5%	4%

Considerando que las diez turbinas son idénticas, se puede trabajar con un modelo agregado en el que no sea necesario considerar las diez turbinas con sus diez convertidores: mientras que en la Figura 5.5a cada turbina inyecta a la red su corriente nominal a través de la impedancia Z_0 , en la Figura 5.5b, la turbina agregada inyecta la misma corriente nominal, siendo el valor efectivo de la impedancia el valor Z_0 multiplicado por el número de turbinas considerado (n) [5.1].

La agregación anterior supone que las turbinas están conectadas al mismo punto y que son idénticas entre sí, ignorando la interacción entre convertidores y las posibles desviaciones en los valores de los componentes usados en cada uno de los filtros de armónicos y transformadores.

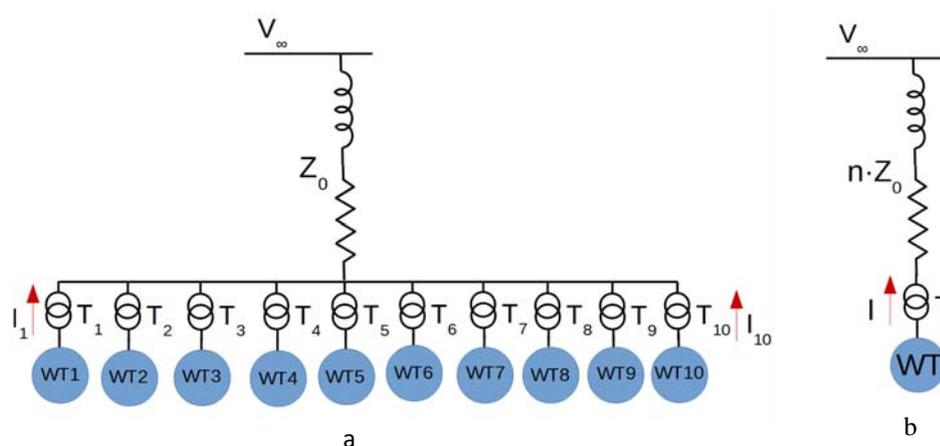


Figura 5.5: Diagrama unifilar de parque simplificado sin las impedancias intermedias (a) y modelo agregado de parque (b)

En la Figura 5.6 se compara la respuesta del modelo desagregado de la Figura 5.2 con el modelo agregado de la Figura 5.5b ante un escalón de corriente de referencia, considerando las diez turbinas conectadas. Como puede observarse, la respuesta de ambos modelos es prácticamente idéntica. Por lo tanto, se trabajará a lo largo del capítulo con un modelo agregado del parque.

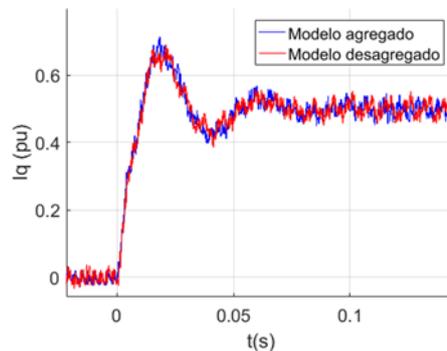


Figura 5.6: Respuesta ante escalón del modelo agregado/desagregado del parque

Algoritmo de control

- Lazo de corriente

El lazo de corriente del convertidor incluye un control dual. Este control, que ya se introdujo en el Capítulo 4, está formado por dos lazos independientes: uno de ellos controla la secuencia positiva y el otro la negativa. La corriente medida se separa en secuencias antes de introducirse a los reguladores de corriente, donde cada uno de ellos proporciona la tensión de referencia en los ejes correspondientes a la secuencia que controla. Dado que cada regulador PI controla una referencia de corriente constante, se eliminan los errores en régimen estacionario. Los reguladores PI y los filtros DSC empleados son los considerados en el Capítulo 4.

La influencia de los polos duales introducidos por el control dual en el tiempo de estabilización y en la sobreoscilación ante respuesta escalón puede verse con claridad en la Figura 5.7, donde se ha comparado un sistema con control dual frente a uno idéntico con control normal.

Tal y como ocurría en el Capítulo 4, se tienen diferencias importantes en las respuestas dinámicas del sistema con control dual y del sistema con control normal. Por tanto, en parques susceptibles de tener inestabilidades de baja frecuencia resultará necesaria la modelización del control dual.

El resto de particularidades del lazo de corriente, como los filtros de medida de las variables utilizadas en el control o las compensaciones de fase, se incluyen en la modelización tal y como se hizo en el Capítulo 4.

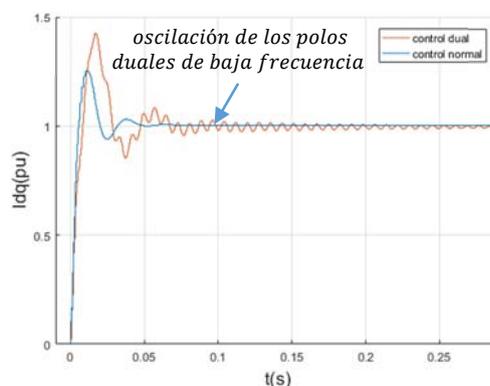


Figura 5.7: Respuesta escalón de sistema con control normal y con control dual

- Algoritmo *Phase Locked Loop* (PLL)

En la Figura 5.8 se muestra la interacción del algoritmo de la PLL para diferentes SCR de la red. En el parque analizado ($SCR_{min}=2.34$), la PLL interacciona con el lazo de corriente pero no tiene un papel significativo, como muestra la figura. Por ello, la PLL no se considera en el modelo del parque. Conforme el SCR alcanza valores menores ($SCR=1.5$), la estabilidad del sistema se ve comprometida. En este último caso es conveniente utilizar modelos que incluyan el efecto de la PLL [5.3,5.4].

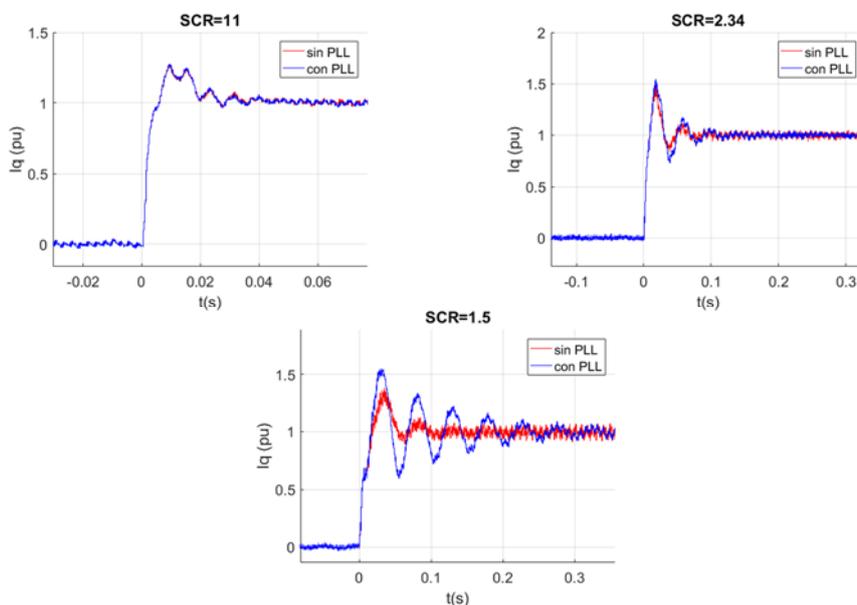


Figura 5.8: Efecto de la PLL ante una entrada escalón para distintos valores de SCR

- Saturación del convertidor y control de tensión de bus

Como se ha descrito en el Capítulo 4, en convertidores de potencia se emplea un algoritmo que satura la acción de control del regulador cuando ésta sobrepasa un cierto límite, el cual está marcado por la tensión disponible del bus de continua. Sin embargo, en condiciones nominales el convertidor no entra en saturación, por lo que no se tendrá en cuenta este algoritmo en la modelización.

Cuando se detecta la saturación en tensión del convertidor, se fija habitualmente una referencia de corriente reactiva que consiga disminuir la tensión al otro lado de la inductancia del convertidor, de tal manera que el controlador demande al convertidor una tensión menor, saliendo de esta manera de la saturación. El encargado de fijar la referencia de corriente necesaria es el controlador del lazo de tensión en bornes del convertidor, que monitoriza en todo momento el valor de dicha tensión. Debido a la dinámica tan lenta con la que se diseña este control (<20 Hz) en comparación con la del lazo de corrientes (>200 Hz), no se considerará el mismo en la modelización. Por la misma razón se ignora el lazo de tensión del bus de continua, encargado de mantener dicha tensión constante en todo momento.

Fenómenos no lineales inherentes a un convertidor real

- Conmutaciones de los IGBT

Como se observa en la Figura 5.9, y como ocurría en el convertidor del Capítulo 4, las conmutaciones de los interruptores no modifican la respuesta temporal ni la estabilidad en el sistema considerado. Sin embargo, al no considerar las conmutaciones, el modelo no resulta adecuado para estudiar la calidad de la corriente inyectada a red, al ignorar la distorsión armónica (THD) producida por las mismas.

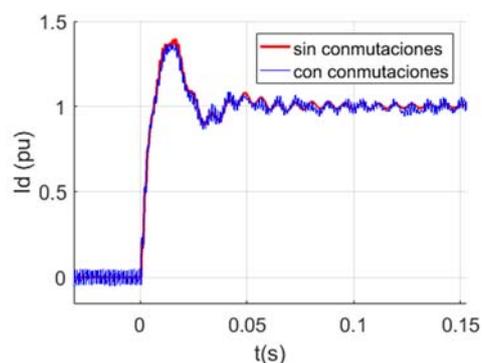


Figura 5.9: Efecto de las conmutaciones de los IGBT ante una entrada escalón

- Tiempos muertos

En el parque analizado, se comprueba que los tiempos muertos tienen poca influencia en la respuesta temporal del lazo de corrientes del convertidor cuando se trabaja con potencias cercanas a la nominal (Figura 5.10a), mientras que tienen una influencia algo más clara a potencias bajas (Figura 5.10b). Como se puede observar en las figuras, los tiempos muertos tienden a estabilizar el sistema, ya que tienen un comportamiento resistivo.

Dado que la peor situación en términos de estabilidad se da cuando no se tienen tiempos muertos, el efecto de estos no se modelizará en los Capítulos 5 y 6.

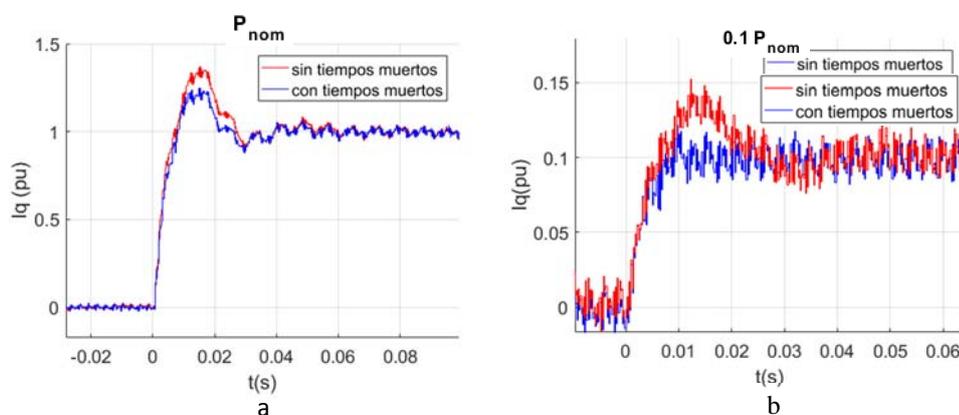


Figura 5.10: Efecto de los tiempos muertos ante una entrada escalón para distintas potencias

Efectos resistivos de alta frecuencia de los elementos inductivos

Las resonancias registradas en el Parque A son consecuencia de la interacción entre el lazo de corrientes y el filtro LCL al que se encuentran conectados los convertidores. En el rango de frecuencias en el que se producen generalmente las resonancias eléctricas como consecuencia de esta interacción (500-1300 Hz), los componentes inductivos empleados en el sistema pueden ver incrementadas de manera significativa sus pérdidas respecto a las pérdidas de baja frecuencia, dotando al sistema de mayor estabilidad.

Por ello, se recurre de nuevo al modelo empleado en el Capítulo 4, que permite recoger esta variación de resistencia con la frecuencia (Figura 5.11) [5.5].

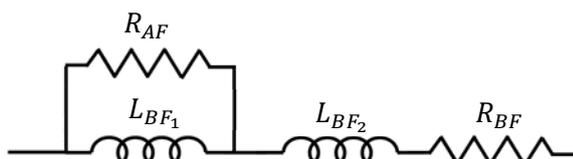


Figura 5.11: Modelo de alta frecuencia de un elemento inductivo

Dado que no se tuvo acceso a los componentes inductivos utilizados en el *Parque A*, no se pudo ajustar los parámetros del modelo a partir de medidas experimentales. De acuerdo a la literatura, el incremento de la resistencia de inductancias y transformadores con la frecuencia depende de muchos factores (geometría, materiales, bobinados, corriente que atraviesa los conductores, etc.) por lo que es esperable obtener incrementos diferentes al considerar unos componentes u otros. A falta de estos detalles constructivos, se considera como referencia el incremento de resistencia medido en los componentes del convertidor de 500 kVA utilizado en el Capítulo 4, los cuales son de características similares, pero de menor potencia. A continuación se modifican estos incrementos para acercarse más el comportamiento del modelo del parque a los registros que se tomaron en campo, manteniendo el mismo orden de magnitud. Los valores de los modelos ajustados aparecen en la siguiente tabla:

Tabla 5.4: Valores de los modelos en alta frecuencia ajustados para las distintas inductancias

	$L_{BF_1} (\mu H)$	$L_{BF_2} (\mu H)$	$R_{BF} (m\Omega)$	$R_{AF} (m\Omega)$
Inductancia convertidor L	2.5	97.5	2.14	17.6
Inductancia de red L_g (transformador de turbina y red interna equivalente) ¹	104	151	24	306

En la Figura 5.12 se muestra, en función del número de turbinas conectadas, la estabilidad del modelo del parque que no considera los efectos resistivos de alta frecuencia y la estabilidad del modelo que sí los considera. Como se puede observar, los modelos de alta frecuencia ajustados tienen un papel importante en la estabilidad, al permitir operar al parque con un mayor número de turbinas.

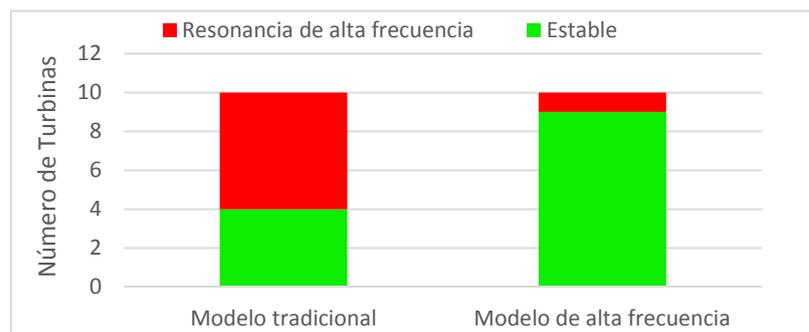


Figura 5.12: Estabilidad en función del número de turbinas conectadas en el modelo del parque

¹ Los valores de inductancia de red corresponden al parque operando con sus diez turbinas.

Resumen de las simplificaciones realizadas

De acuerdo a los resultados anteriores, se puede considerar un modelo promediado formado por un convertidor agregado, que no tenga en cuenta las conmutaciones de los interruptores, el efecto de los tiempos muertos, el algoritmo de la PLL ni la saturación del convertidor. Por el contrario, este modelo debe incluir los efectos resistivos de alta frecuencia de las distintas inductancias.

5.3.1 Comparación con los registros

Para validar el modelo simplificado de simulación se utilizan los registros del *Parque A*. Se considera en primer lugar el número de turbinas conectadas y los parámetros del sistema que se tenían durante los eventos de resonancia registrados:

Tabla 5.5: Parámetros con los que se registró la resonancia en el parque

	Nº de turbinas	K_p	$C_c (\mu F)$	$R_c (m\Omega)$	f_{res}
Parámetros con los que se registró la resonancia	9-10	0.075	800	25	735 Hz

Para analizar la estabilidad, se somete al modelo simplificado a una entrada escalón:

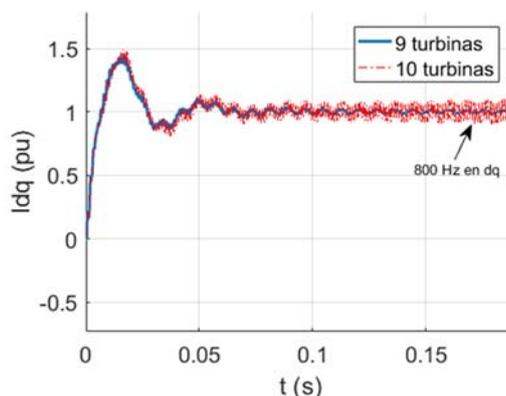


Figura 5.13: Respuesta del sistema ante entrada escalón

Como muestra la Figura 5.13, se observa inestabilidad a las frecuencias del filtro de armónicos cuando en el modelo de parque se cambia el número de turbinas de 9 a 10. La frecuencia de resonancia se encuentra en torno a 800 Hz en ejes *dq* (740 Hz en las fases *rst*), valor cercano a los 735 Hz registrados en el parque real.

Una de las medidas que se adoptaron en el parque al detectar estos problemas de resonancia consistió en disminuir el valor de la ganancia K_p del lazo de corrientes y en modificar los componentes utilizados en la rama RC de su filtro de armónicos. Esta medida, recogida en la Tabla 5.6, consiguió estabilizar el parque.

Tabla 5.6: Parámetros modificados en el parque

	Nº de turbinas	K_p	$C_c (\mu F)$	$R_c (m\Omega)$	f_{res}
Parámetros modificados	9-10	0.06	600	33	-

Con estos cambios, se observa en la Figura 5.14 que el modelo del parque también es estable, aunque se tienen oscilaciones de baja frecuencia debidas a los polos duales, indicando que estos están cercanos a la inestabilidad.

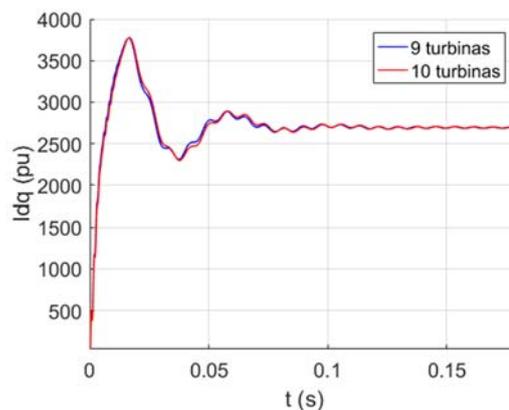


Figura 5.14: Respuesta del sistema ante entrada escalón tras aplicar una medida correctora

Por lo tanto, se ha logrado reproducir satisfactoriamente por medio del modelo simplificado el comportamiento del Parque A, llegando a coincidir la frecuencia de resonancia de los eventos registrados en campo. Sin embargo, para un estudio más minucioso del comportamiento del parque, por ejemplo, en cuanto a contenido armónico de la corriente inyectada a red, es conveniente emplear un modelo más detallado, que tenga en cuenta las conmutaciones de los IGBT y que tenga implementados los algoritmos de modulación del convertidor.

En el siguiente apartado se desarrolla un modelo lineal que trata de reproducir el comportamiento del modelo simplificado de simulación.

5.4 Modelo lineal

La modelización desarrollada en este apartado es muy similar a la realizada en el Capítulo 4. Con la intención de dotar de cierta independencia a cada capítulo de la memoria, se describe la misma de manera resumida.

El lazo de corrientes a modelizar es el que aparece en la Figura 5.4. La planta que debe controlar el convertidor GSC es un filtro *LCL*, el cual se puede modelizar como se hizo en la Expresión 3.59. Esta planta, que es la relación entre la corriente y tensión del convertidor, aparece en el diagrama de la Figura 5.4 como *planta*, mientras que la relación entre la tensión del convertidor y la tensión del condensador se representa como *planta_{VRC}*, la cual se modelizó en la Expresión 3.61.

Dado que el retenedor de la tensión aplicada a la planta por el convertidor se encuentra en ejes estacionarios, es necesario discretizar los modelos anteriores en estos mismos ejes, tal y como se hizo en las Expresiones 3.70-3.71.

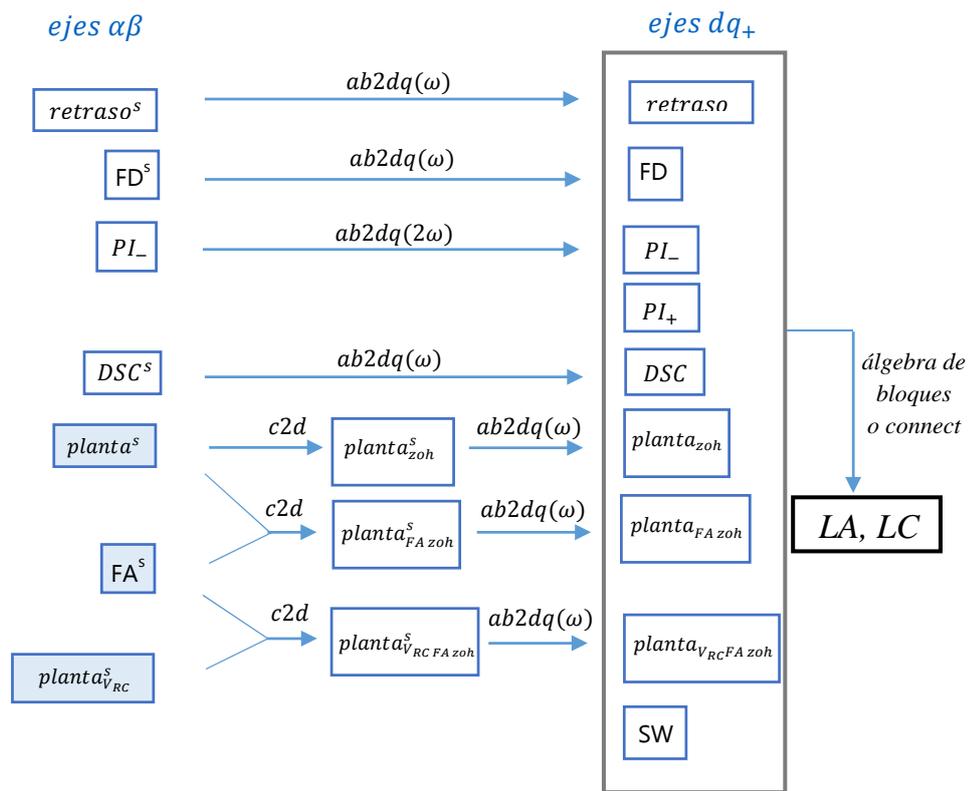


Figura 5.15: Procedimiento seguido previo a la obtención del lazo cerrado del sistema

Los modelos discretos obtenidos, así como los filtros de medida y el retraso del control digital (modelizados en las Expresiones 3.70, 3.82 y 3.74) se encuentran físicamente en ejes $\alpha\beta$ mientras que el control se encuentra en ejes dq . El marco de referencia en el que se va a obtener el modelo es el marco síncrono. La Figura 5.15 muestra un esquema con los distintos elementos y los pasos necesarios (discretización y/o traslación a dq) previos a la obtención del lazo cerrado del sistema. Los reguladores PI_+ , PI_- , los filtros DSC y el filtro SW son los que se modelizan en las Expresiones 4.8, 4.13 y 3.88.

El diagrama de bloques de la Figura 5.16 es el resultado de partir del diagrama de la Figura 5.4 y aplicar el procedimiento mostrado en la Figura 5.15.

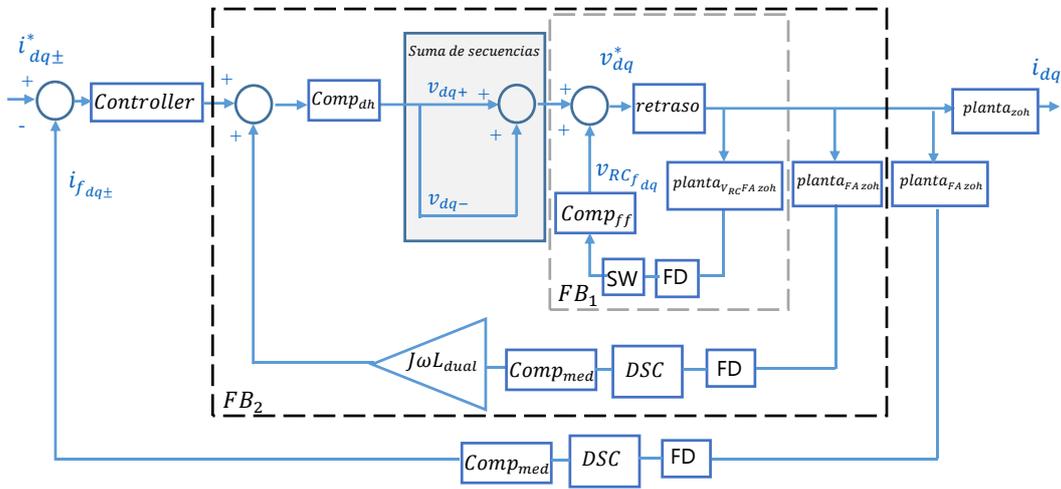


Figura 5.16: Diagrama de bloques del lazo de corrientes del GSC tras realizar el álgebra de bloques

Considerando este nuevo diagrama es posible obtener el lazo cerrado, como muestran las Expresiones 5.1-5.4.

$$FB_1 = \text{feedback}(\text{retraso}, \text{Comp}_{ff} \cdot \text{SW} \cdot \text{FD} \cdot \text{planta}_{v_{rcFA_zoh}}, +1) \quad (5.1)$$

$$FB_2 = \text{feedback}(FB_1 \cdot [\mathbf{I} \quad \mathbf{I}] \cdot \text{Comp}_{dh}, J\omega L_{dual} \cdot \text{Comp}_{med} \cdot \text{DSC} \cdot \text{FD} \cdot \text{planta}_{FA_zoh}, +1) \quad (5.2)$$

$$FB_3 = \text{feedback}(FB_2 \cdot \text{Controller}, \text{Comp}_{med} \cdot \text{DSC} \cdot \text{FD} \cdot \text{planta}_{FA_zoh}) \quad (5.3)$$

$$LC = \text{planta}_{zoh} \cdot FB_3 \quad (5.4)$$

Mediante la operación de la Expresión 5.1 se cierra la realimentación del *feed-forward* de tensión de red, el cual se realiza con toda la tensión en secuencia positiva. Mediante la

Expresión 5.2 se obtiene la suma de las secuencias positiva y negativa de la acción del controlador y se cierra la compensación dual de términos cruzados. Con la Expresión 5.3 se cierra el lazo que incluye al controlador, y finalmente con la Expresión 5.4 se halla el lazo cerrado del sistema. En el Anexo IX se puede encontrar un *script* simplificado que modeliza cada uno de estos elementos y permite hallar el modelo completo del lazo de corrientes.

5.4.1 Validación

El modelo lineal del lazo de corrientes se evalúa para un conjunto de parámetros concreto. Como se puede ver en la siguiente figura, éste se comporta de manera idéntica al modelo simplificado de simulación, quedando por tanto validado:

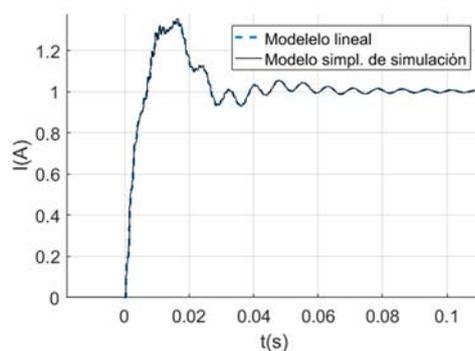


Figura 5.17: Respuesta ante escalón del modelo lineal del lazo de corrientes y del modelo simplificado de simulación

A continuación se analiza, a través del modelo lineal obtenido, el comportamiento del Parque A. La respuesta del modelo lineal se evalúa primero mediante el estudio de los polos en lazo cerrado, mostrados en la Figura 5.18.

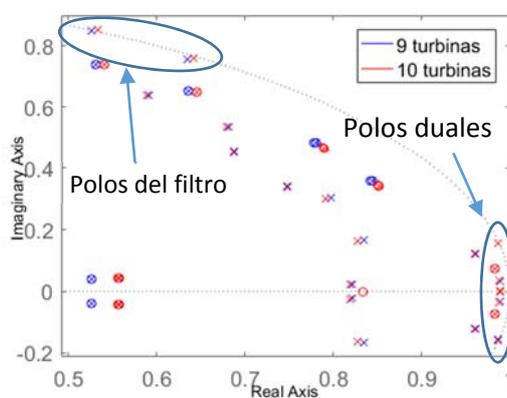


Figura 5.18: Polos en lazo cerrado del sistema

Con los parámetros originales (Tabla 5.5) se observa inestabilidad a las frecuencias del filtro de armónicos cuando el parque pasa de operar con 9 a operar con 10 turbinas. Por otro lado, los polos duales son estables, aunque se encuentran cerca de la inestabilidad.

Haciendo uso de las funciones del Anexo III se representa en la Figura 5.19 en diagrama de Bode los valores propios del sistema en lazo abierto (calculados de acuerdo a la Expresión 2.20). Partiendo del caso estable de 9 turbinas (curva azul), es fácilmente identificable la inestabilidad que se tiene con 10 turbinas (curva roja), puesto que un margen de ganancia MG pasa de ser positivo a ser negativo.

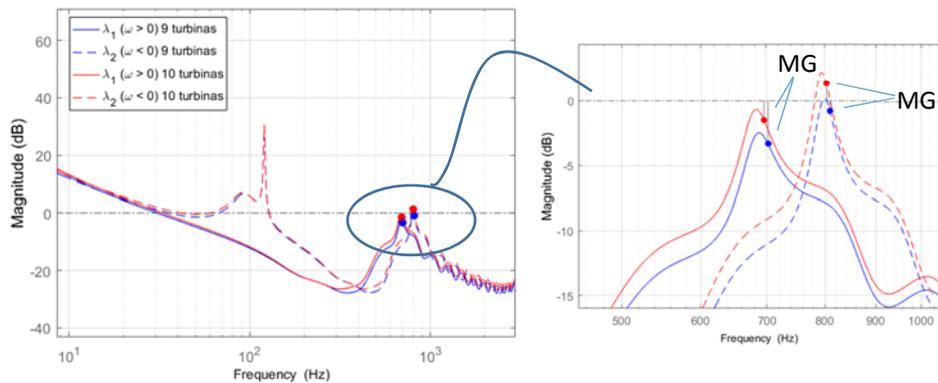


Figura 5.19: Representación en diagrama de Bode de los valores propios del sistema en lazo abierto

Modificando los parámetros como se muestra en la Tabla 5.6 (disminución de la ganancia K_p , y de la capacidad del filtro, y aumento del valor de la resistencia del filtro), se observa en la Figura 5.20 que el parque es estable incluso operando con todas sus turbinas. Los polos del filtro tienen un mayor amortiguamiento, mientras que los polos duales siguen estando cercanos a la inestabilidad.

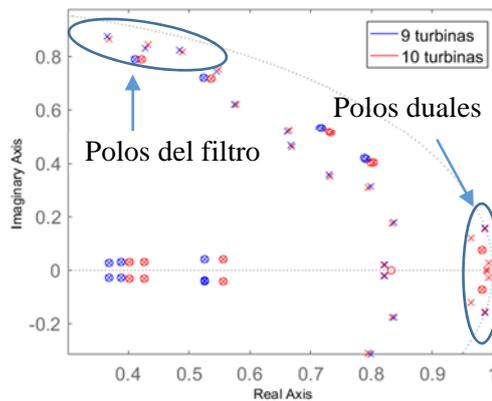


Figura 5.20: Polos en lazo cerrado tras aplicar una de las medidas en campo

En la Figura 5.21 se representa en diagrama de Bode los valores propios del sistema en lazo abierto. Disminuyendo la ganancia K_p y aumentando el valor de la resistencia, se observa cómo se consigue disminuir el pico de resonancia. Gracias a esta disminución, el MG ya no toma un valor negativo, como ocurría en la Figura 5.19, lo que se traduce en que el sistema es estable. A su vez, gracias a la disminución de la capacidad del filtro, la resonancia se desplaza hacia frecuencias más altas.

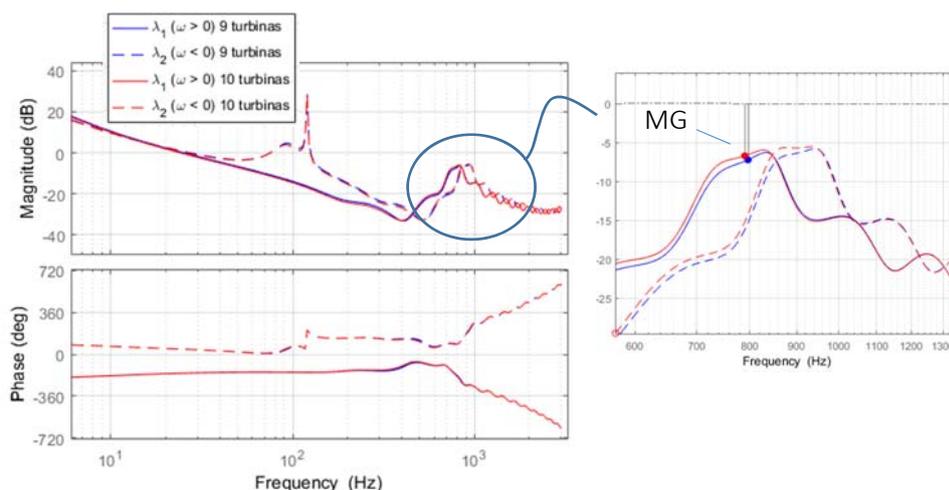


Figura 5.21: Representación en diagrama de Bode de los valores propios del sistema en lazo abierto tras aplicar una de las medidas en campo

Por lo tanto, se ha logrado reproducir satisfactoriamente por medio de los modelos lineales desarrollados el comportamiento del Parque A, llegando a coincidir la frecuencia de resonancia de los eventos registrados en campo.

5.5 Optimización del controlador

Como ejemplo de aplicación, en este apartado se hace uso del modelo lineal desarrollado para obtener un controlador óptimo que mejore la dinámica y robustez del lazo de corrientes implementado en las turbinas del Parque A. Aprovechando la eficiencia computacional del modelo, se analiza mediante un barrido de simulaciones la respuesta ante escalón para multitud de casos diferentes. Este barrido considera:

- Distintos valores de ganancia K_p y T_n para los controladores PI .
- Desviaciones en los valores de los componentes del filtro de armónicos empleado y en la impedancia de la red.

Los criterios de calidad establecidos y el funcionamiento del algoritmo de optimización son idénticos a lo descrito en el apartado 4.5 y se describen resumidamente a continuación. Los criterios de calidad establecidos son:

- Criterios de dinámica:
 - o Tiempo de estabilización definido con bandas de +20% y -10%: < 80 ms.
 - o Tiempo de subida definido como el tiempo que transcurre al pasar la respuesta escalón del 10% al 90% del valor final: < 50 ms.
 - o Sobreoscilación: < 50%.
- Criterios de robustez. Se exige que se cumpla la dinámica anterior para:
 - o Valores de SCR comprendidos entre 2 y 20.
 - o Variaciones de $\pm 10\%$ en la inductancia del convertidor, en el condensador y en la resistencia del filtro de armónicos.

Funcionamiento del algoritmo

El algoritmo hace un barrido de K_p y T_n , analiza la respuesta temporal de cada caso y, en función de los criterios anteriores, devuelve un regulador óptimo. La secuencia seguida es la siguiente:

- Se evalúa el comportamiento de cada controlador para el valor máximo, mínimo y valores intermedios de los parámetros L , C_c , R_c y Z_g considerados, y para todas las combinaciones posibles entre ellos.
- Para cada controlador se identifica la peor planta: la que proporciona el mayor tiempo de estabilización.
- De entre todos los controladores, se elige aquel cuyo tiempo de estabilización para su peor planta sea mínimo.

Se realizan dos optimizaciones distintas: la primera mantiene el lazo de control de partida (descrito en el apartado 5.2) y sólo busca optimizar los valores de K_p y T_n . La segunda valora además la posibilidad de cambiar los parámetros del *feed-forward* y de la compensación de los términos cruzados. Ambas optimizaciones devuelven los valores de la ganancia K_p y T_n del controlador que cumplen con los criterios de calidad establecidos.

Resultados

En la primera optimización se consideran 92300 casos con un ordenador de sobremesa, lo que lleva un tiempo de 55 minutos. Nótese que esto supondría un tiempo muy elevado si se dispusiera únicamente de un modelo detallado de simulación. Como puede verse en la Figura 5.22, el PI obtenido ($K_p = 0.0503$, $T_n = 0.353$ ms), mejora significativamente la respuesta respecto a la obtenida en el *Parque A* ($K_p = 0.06$, $T_n = 20$ ms). La comparación se ha hecho para el límite superior y el límite inferior del rango de SCR considerado en la optimización.

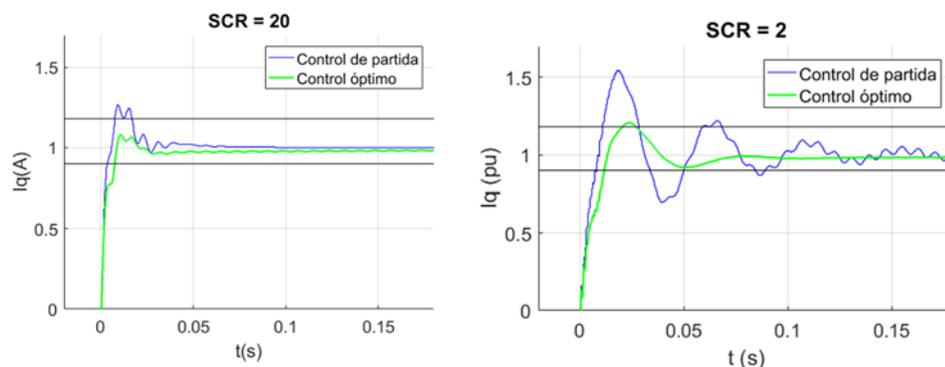


Figura 5.22: Respuesta ante escalón del sistema con el controlador actual y con el controlador óptimo para dos valores de SCR sin variar los parámetros de control de partida

La segunda optimización valora modificaciones en:

- La constante del filtro paso bajo de la tensión del condensador τ_{FF} . Se prueban los siguientes valores: 0.05 ms, 1 ms y 2 ms.
- La compensación de términos cruzados dual: se valora tanto que esté activada como que esté desactivada.

Éstas han sido las variaciones que se han estimado más interesantes para el sistema analizado. Sin embargo, existen muchas más variaciones que podrían ser consideradas en la optimización.

Para cada una de las variaciones, el algoritmo devuelve el ajuste del mejor controlador. La mejor respuesta para los criterios de calidad establecidos se obtiene con un valor de τ_{FF} de 2 ms y con la compensación de términos cruzados desactivada ($K_p = 0.0814$, $T_n = 35$ ms). Como puede verse en la Figura 5.23, el controlador óptimo con el lazo óptimo de control proporciona una respuesta superior al control óptimo con el lazo de control de partida².

² De acuerdo a los criterios de optimización elegidos, se ha obtenido una respuesta superior. Sin embargo, la curva naranja de la Figura 5.23b deja ver un alto contenido armónico en la respuesta temporal, indicando que el sistema se encuentra cercano a la inestabilidad. Este aspecto podría mejorarse estableciendo criterios de estabilidad relativa en los criterios de optimización [5.8,5.9].

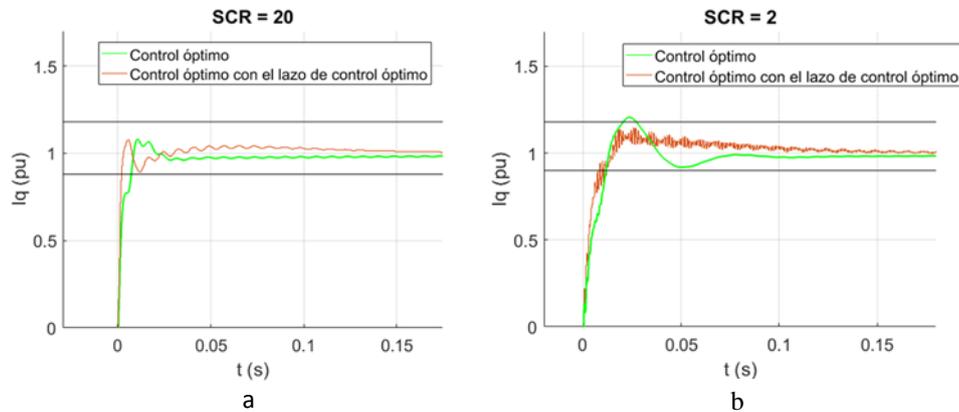


Figura 5.23: Respuesta ante escalón del sistema con el controlador óptimo y con el controlador y el lazo de control óptimos para dos valores de SCR

Por lo tanto, la eficiencia del modelo lineal ha posibilitado la obtención de un algoritmo de control superior.

5.6 Generación de consignas de corriente

Aunque en los apartados anteriores se han considerado las consignas de corriente como las entradas del lazo de control, en realidad en las turbinas del parque analizado dichas referencias se calculan a partir de las potencias deseadas y de las tensiones de la red mediante un algoritmo que se denominará generación de consignas (GC). En este apartado se analiza el efecto que tiene este elemento sobre la estabilidad y dinámica del control.

En concreto, el control cuenta con una generación de consignas dual, que calcula de forma separada las consignas de corriente de la secuencia positiva y negativa a partir de las dos secuencias de la tensión de red (medida en bornes de la rama RC del filtro de armónicos).

Existen distintas estrategias en la generación de consignas dual de un convertidor conectado a red, dependiendo de los objetivos a alcanzar [5.6]:

- Supresión de las oscilaciones de potencia vertida a red, lo que reduce las oscilaciones de potencia extraída del bus de continua del convertidor, y obtención de los valores medios de potencia deseados.
- Apoyo a la red ante desequilibrios: existen nuevos códigos de red que exigen la inyección de corriente reactiva tanto en secuencia positiva como en secuencia negativa [5.7].

En el caso analizado se emplea la primera opción, para lo cual se calculan las referencias de corriente que evitan fluctuaciones de potencia activa en la red (Expresión 5.5).

$$\begin{aligned}
 i_{d+}^* &= \frac{v_{d+} \cdot P^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) - (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} + \frac{v_{q+} \cdot Q^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) + (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} \\
 i_{q+}^* &= \frac{v_{q+} \cdot P^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) - (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} - \frac{v_{d+} \cdot Q^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) + (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} \\
 i_{d-}^* &= -\frac{v_{d-} \cdot P^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) - (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} + \frac{v_{q-} \cdot Q^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) + (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} \\
 i_{q-}^* &= -\frac{v_{q-} \cdot P^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) - (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)} - \frac{v_{d-} \cdot Q^*}{(v_{d+}^2 + v_{q+}^2) + (v_{d-}^2 + v_{q-}^2)}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

siendo v_{d+} , v_{q+} , v_{d-} y v_{q-} las tensiones medidas en el condensador del filtro LCL , filtradas y en los ejes dq .

El efecto de la generación de consignas se puede apreciar con el modelo de simulación comparando el comportamiento del lazo cuando la turbina pasa de potencia cero a potencia nominal de las dos siguientes maneras:

- Sometiendo al algoritmo de generación de consignas a un escalón de potencia de 0 a la potencia nominal, P_n (curva azul de la Figura 5.24).
- Introduciendo un escalón de corriente de referencia que lleve al sistema al mismo punto de operación anterior (P_n) pero sin emplear la GC (curva roja).

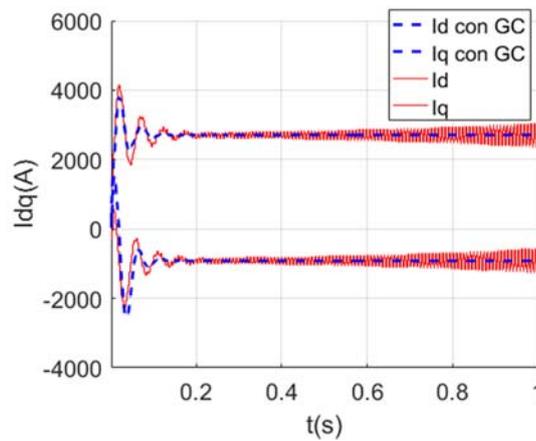


Figura 5.24: Respuesta escalón de sistema con la GC activada y desactivada

En la Figura 5.24 (obtenida con una ganancia K_p igual a 0.05 para resaltar las diferencias) destacan dos aspectos:

- El sistema con la GC desactivada es inestable (curva roja), mientras que el sistema con la GC activada es estable (curva azul). La inestabilidad encontrada tiene lugar a la frecuencia de los polos duales (≈ 120 Hz).

- La sobreoscilación de la corriente i_q es mayor cuando la generación de consignas está desactivada. Por otro lado, el transitorio inicial de la corriente i_d es distinto con y sin GC.

Como se observa en la figura, la GC tiene un efecto estabilizador. En concreto, son los polos duales, que tienden a la inestabilidad, los que están siendo estabilizados por la GC. En este caso, al no incluir la GC en la modelización, no se estaría representando correctamente la respuesta ante escalón del sistema ni la estabilidad global del mismo. Considerando los parámetros del Parque A (con la K_p de la Tabla 5.6), sin embargo, la GC tiene un efecto menor y por ello no se ha incluido la misma en los modelos de los apartados anteriores.

Dado que en otros casos el efecto de la GC puede ser determinante, se desarrolla a continuación un modelo en pequeña señal que pueda integrarse en el modelo lineal del lazo de corrientes desarrollado en el apartado 5.4.

Como se puede ver en la Expresión 5.5, la GC dual está formada por funciones no lineales, al aparecer las tensiones dividiendo. Se procede a linealizar estas funciones en torno a un punto de operación $X_{lin} = [P_{lin}^* \ Q_{lin}^* \ V_{d+ \ lin} \ V_{q+ \ lin} \ V_{d- \ lin} \ V_{q- \ lin}]$:

Tabla 5.7: Punto de operación para la linealización

Variable	Valor en el punto de operación
P^* (MW)	P_{lin}^*
Q^* (MVar)	Q_{lin}^*
v_{d+} (V)	$V_{d+ \ lin}$
v_{q+} (V)	$V_{q+ \ lin}$
v_{d-} (V)	$V_{d- \ lin}$
v_{q-} (V)	$V_{q- \ lin}$

La linealización realizada consiste en derivar cada una de las cuatro funciones de la Expresión 5.6 respecto de las potencias P^* y Q^* y respecto de las tensiones implicadas v_{d+} , v_{q+} , v_{d-} y v_{q-} , evaluando dichas derivadas en el punto de operación X_{lin} . La primera función linealizada resulta:

$$\begin{aligned} \Delta i_{d+}^* \approx & \frac{di_{d+}}{dP}(X_{lin}) \cdot \Delta P^* + \frac{di_{d+}}{dQ}(X_{lin}) \cdot \Delta Q^* + \frac{di_{d+}}{dv_{d+}}(X_{lin}) \cdot \Delta v_{d+} + \\ & + \frac{di_{d+}}{dv_{q+}}(X_{lin}) \cdot \Delta v_{q+} + \frac{di_{d+}}{dv_{d-}}(X_{lin}) \cdot \Delta v_{d-} + \frac{di_{d+}}{dv_{q-}}(X_{lin}) \cdot \Delta v_{q-} \end{aligned} \quad (5.6)$$

donde las variables ΔP^* , ΔQ^* , Δv_{d+} , Δv_{q+} , Δv_{d-} y Δv_{q-} representan las variaciones respecto del punto X_{lin} .

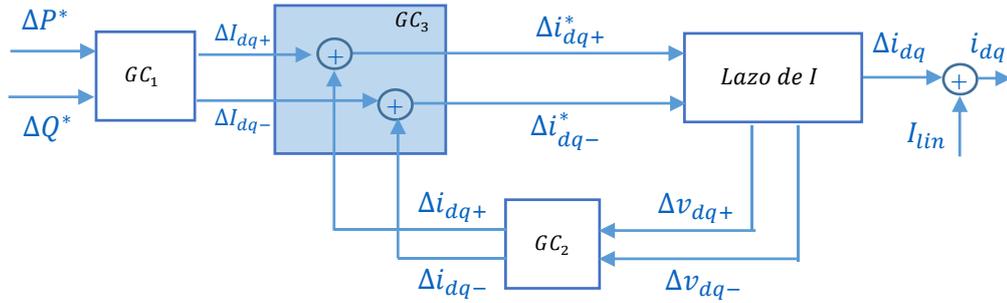


Figura 5.25: Diagrama de bloques del modelo incremental de la GC

El modelo considerado se muestra en la Figura 5.25 y está compuesto de tres bloques:

- El primero (GC_1) tiene como entradas los incrementos de potencia y como salidas los incrementos de corriente en régimen permanente del punto de operación elegido. Los términos que resultan de derivar las funciones de la Expresión 5.5 respecto de las potencias y de evaluar dichas derivadas en el punto de operación se recogen en este bloque:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{d+} \\ \Delta I_{q+} \\ \Delta I_{d-} \\ \Delta I_{q-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{d+ lin}}{D} & \frac{V_{q+ lin}}{R} \\ \frac{V_{q+ lin}}{D} & -\frac{V_{d+ lin}}{R} \\ -\frac{V_{d- lin}}{D} & \frac{V_{q- lin}}{R} \\ -\frac{V_{q- lin}}{D} & -\frac{V_{d- lin}}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P^* \\ \Delta Q^* \end{bmatrix} = GC_1 \begin{bmatrix} \Delta P^* \\ \Delta Q^* \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

siendo

$$D = (V_{d+ lin}^2 + V_{q+ lin}^2) - (V_{d- lin}^2 + V_{q- lin}^2) \quad \text{y} \quad R = (V_{d+ lin}^2 + V_{q+ lin}^2) + (V_{d- lin}^2 + V_{q- lin}^2)$$

- El segundo (GC_2) tiene como entradas las variaciones de tensión Δv_{dq+} y Δv_{dq-} (dependientes del lazo de corrientes) y como salidas las variaciones de corriente Δi_{dq+} y Δi_{dq-} . Los términos que resultan de derivar las funciones de la

Expresión 5.5 respecto de las tensiones y de evaluar dichas derivadas en el punto de operación se recogen en este bloque:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d+} \\ \Delta i_{q+} \\ \Delta i_{d-} \\ \Delta i_{q-} \end{bmatrix} = GC_2 \begin{bmatrix} \Delta v_{d+} \\ \Delta v_{q+} \\ \Delta v_{d-} \\ \Delta v_{q-} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Por brevedad se omiten los términos de este bloque y se adjuntan en el Anexo X.

- El bloque que suma las salidas de los bloques anteriores (GC_3) da como resultado las referencias de corriente linealizadas, las cuales entran al lazo de corrientes:

$$\Delta i_{dq\pm}^* = \Delta I_{dq\pm} + \Delta i_{dq\pm} \quad (5.9)$$

Para obtener la salida del modelo incremental i_{dq} se ha sumado a la salida del lazo de corrientes Δi el valor de la corriente en el punto respecto al cual se ha linealizado I_{lin} .

Con este modelo ya se puede observar el efecto que tiene la GC en la estabilidad de los polos duales. Como se observa en la Figura 5.25, la estabilidad del sistema ya no depende únicamente del lazo de corrientes (*Lazo de I*), sino que ahora depende también de los bloques añadidos (GC_1 , GC_2 y GC_3). En la Figura 5.26 se han representado los polos duales para tres puntos de operación diferentes: con potencia P^* nominal, con $P^*/2$ y con P^* nula. Como se puede observar, los polos duales pasan de ser prácticamente inestables con potencia nula a triplicar su amortiguamiento con potencia nominal.

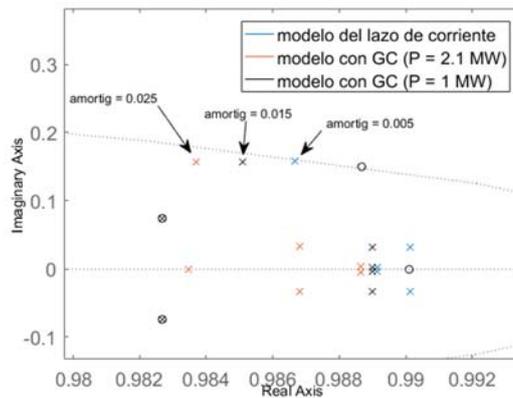


Figura 5.26: Polos en lazo cerrado del modelo del lazo de corrientes y del modelo con GC antes de aplicar las medidas correctoras

Por lo tanto, en sistemas donde los polos duales estén cercanos a la inestabilidad, la GC estabiliza el sistema conforme aumenta el nivel de potencia.

A continuación, se tratará de reproducir por medio del modelo lineal la respuesta dinámica del sistema. Los bloques GC_1 y GC_2 dependen del punto respecto al que se ha linealizado la GC. Linealizando respecto del punto de potencia nula, se obtiene el resultado que se ve en la Figura 5.27a. Linealizando respecto del punto de potencia nominal, se obtiene el resultado de la Figura 5.27b. Ambas linealizaciones aparecen en color azul mientras que el modelo de simulación que se emplea en la validación aparece en color rojo.

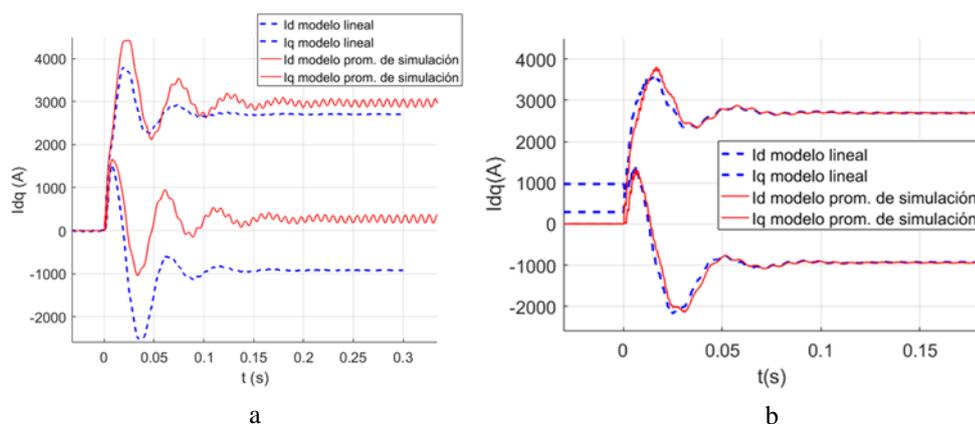


Figura 5.27: Respuesta del modelo incremental de la GC frente al modelo de simulación linealizando respecto del punto de potencia nula (a) y respecto del punto de potencia nominal (b)

Como puede verse, ninguna de las linealizaciones anteriores coincide bien con el modelo de simulación. En el primer caso, no queda bien ajustado el punto final, y en el segundo, el punto inicial. Por ello, se propone linealizar respecto del punto final (punto de régimen permanente), y ajustar el punto inicial para ganar precisión en los instantes iniciales del escalón. Para ello:

- Se considera como entrada al modelo la potencia en lugar de la variación de potencia.
- Se considera una ganancia GC'_1 que impone corriente nula ante entrada de potencia nula.

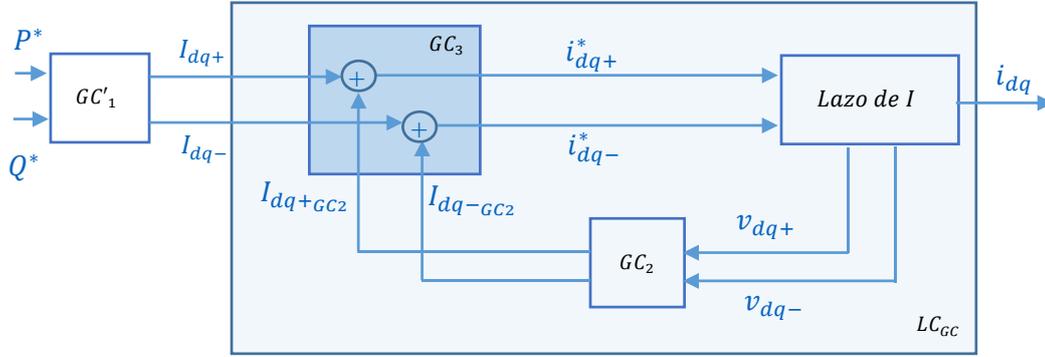


Figura 5.28: Diagrama de bloques del modelo con ajuste de punto inicial en la modelización de la GC

Mediante la ganancia GC'_1 se puede obtener a la salida del lazo las corrientes correspondientes al punto de operación final del modelo no lineal, cuando éste es sometido a una entrada de potencia. La corriente del modelo no lineal tiene el siguiente valor:

$$I_{2 \text{ Mod no lineal}} = GC_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

La corriente del modelo lineal, $I_{2 \text{ Mod lineal}}$, este otro:

$$I_{2 \text{ Mod lineal}} = G_{LC_{GC}} \cdot GC'_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

siendo $G_{LC_{GC}}$ la matriz de ganancia en régimen permanente ($\omega = 0$) del lazo sombreado en azul de la Figura 5.28 (LC_{GC}).

Dado que el modelo lineal del lazo de corrientes está expresado en ejes dq positivos, no se puede reproducir de manera intuitiva el comportamiento del sistema en un punto de operación de régimen permanente con secuencia negativa no nula. Sin embargo, la secuencia negativa que pueda aparecer durante transitorios del lazo de corrientes es recogida por el modelo mediante el bloque GC_2 .

Igualando las Expresiones 5.10 y 5.11 anteriores, se tiene la siguiente ecuación matricial:

$$GC_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} = G_{LC_{GC}} \cdot GC'_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Resolviendo la ecuación se tiene que:

$$GC'_1 = G_{LC_{GC}}^{-1} \cdot GC_1 \quad (5.13)$$

Un *script* que permite hallar el modelo completo de la GC se ha adjuntado en el Anexo X. Este modelo tiene un comportamiento superior al modelo incremental de la Figura 5.25, tal y como se muestra en el siguiente apartado.

5.6.1 Validación

A continuación se considera el modelo linealizado que incluye la GC. Como se puede ver en la siguiente figura, el modelo linealizado se comporta de manera similar al modelo de simulación, quedando por tanto validado:

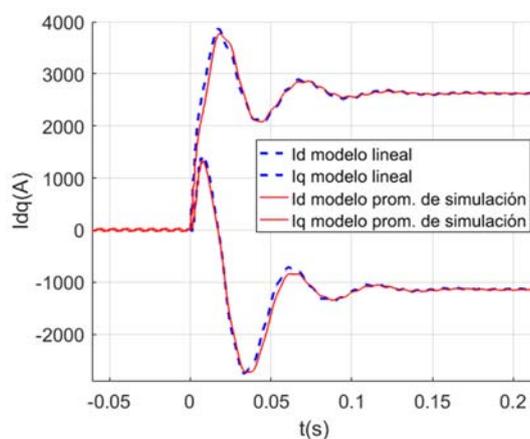


Figura 5.29: Respuesta ante escalón del modelo lineal del lazo de corrientes y del modelo no lineal, con el modelo de la GC integrado

Al haber linealizado respecto al punto de potencia nominal, conforme se acerca el sistema a dicho punto se obtiene un error menor: al comienzo del escalón y durante el transitorio se tiene un ligero error, y a la salida del mismo, se anula.

Se puede concluir que el modelo lineal obtenido es adecuado para reproducir un punto de operación donde la secuencia negativa sea nula en régimen permanente, al permitir determinar la respuesta dinámica del sistema así como la estabilidad del mismo en escenarios en los que la generación de consignas tiene una influencia significativa.

5.7 Conclusiones

En este capítulo se ha modelizado un parque eólico compuesto por turbinas FC conectado a una red débil. Este parque tuvo varios eventos de resonancia como consecuencia de la interacción entre sus convertidores y la red a la que se encontraban conectados.

Al tratarse de un sistema complicado con un gran número de elementos, se han identificado en primer lugar los elementos más relevantes con la ayuda de un modelo detallado de simulación. El modelo simplificado que se ha obtenido se ha validado mediante registros experimentales de un parque de 21 MW de potencia. En este modelo ha resultado necesario incluir el control dual, los filtros de medida, las compensaciones de fase y el modelo de alta frecuencia de los elementos inductivos. Por el contrario, para los estudios de estabilidad y dinámica en los sistemas considerados, se puede despreciar sin cometer un error significativo el algoritmo de la PLL, las conmutaciones de los interruptores, los tiempos muertos y la saturación del inversor junto con los lazos de tensión en bornes del convertidor y del bus de continua.

A continuación se ha desarrollado un modelo lineal capaz de reproducir el comportamiento del modelo de partida, y por tanto, del parque real. Mediante el análisis de los polos en lazo cerrado y del diagrama de Bode, se ha comprobado que el modelo lineal reproduce correctamente la estabilidad del parque en distintas condiciones. Además de identificar los polos del filtro de armónicos, se ha observado que los polos duales se encuentran en este parque cercanos a la inestabilidad.

El modelo lineal desarrollado ha posibilitado una optimización del controlador del lazo de corriente, mejorando significativamente la estabilidad y dinámica del parque. Esto es especialmente interesante en la situación actual, ya que en muchas ocasiones los parques eólicos se deben conectar a redes de baja calidad, donde los nuevos códigos de red exigen una rápida respuesta de las turbinas.

Por último, en el parque analizado se ha apreciado un efecto estabilizador introducido por la generación de consignas de corriente sobre los polos duales de baja frecuencia. Dado que en ocasiones esta generación de consignas puede ser determinante, se ha desarrollado un modelo lineal que ha permitido recoger este efecto.

5.8 Bibliografía

- [5.1] Agorreta, J.L., Borrega, M., López, J., Marroyo, L. "Modeling and control of N-paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants", IEEE Trans. Power Electron. 26, 770-785, 2011.
- [5.2] Al-bayati, A.M.S., Mancilla-David, F., Domínguez-García, J.L. "Aggregated models of wind farms: Current methods and future trends", Proceedings paper presentado en North American Power Symposium. Denver, USA. 2016.
- [5.3] Guo, X.Q., Liu, S.C., Wang, X.Y. "Impact of phase-locked loop on stability of active damped LCL-filter-based grid-connected inverters with capacitor voltage feedback", J. Mod. Power Syst. Clean Energy. 5, 574-583, 2017.

- [5.4] Zhang, C., Wang, X.F., Blaabjerg, F., Wang, W.S., Liu, C. "The influence of phase-locked loop on the stability of single-phase grid-connected inverter", Proceedings paper presentado en IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Montreal, Canada. 4737-4744, 2015.
- [5.5] Cogitore, B., Keradec, J.P., Barbaroux, J. "The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit", IEEE Trans. Instrum. Meas. 43, 364-371, 1994.
- [5.6] Abad, G., López, J., Rodríguez, M.A., Marroyo, L., Iwansky, G. *Doubly fed induction machine: Modeling and control for wind energy generation*, Florida, USA. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [5.7] Network Code Requirements for Generators: VDE-AR-N 4120:2017-05. Connection and Operation to High-Voltage Grid and their Operation.
- [5.8] Vilanova, R., Visioli, A. *PID Control in the third millennium - Lessons Learned and New Approaches*. (1st Edición), London, UK. Springer-Verlag London, 2012.
- [5.9] Dorf, R.C., Bishop, R.H. *Modern Control Systems*. (12ª Edición), New Jersey, USA. Pearson Education, 2008

Capítulo 6

Modelización de Parque DFIG

6.1 Introducción

El objetivo del presente capítulo es modelizar un parque eólico compuesto por turbinas Doblemente Alimentadas (DFIG) conectado a una red débil. Al igual que en el capítulo anterior, se obtendrá un modelo simplificado de simulación que se validará por medio de registros obtenidos en un parque de 44 MW de potencia (*Parque B*) al que se ha tenido acceso en esta tesis.

A continuación, se desarrollará un modelo lineal que rebaje el coste computacional de dicho modelo siguiendo la metodología de modelización de los Capítulos 3 y 4. Este modelo lineal, como se verá en el apartado de validación, será capaz de reproducir correctamente el comportamiento del modelo, y por lo tanto, del parque real.

6.2 Descripción del sistema

El *Parque B* consta de 21 turbinas DFIG de 2.1 MW cada una. En este parque se registraron varios eventos de resonancia. En la Figura 6.1 puede verse la tensión en bornes de una turbina durante uno de estos eventos, donde se observa una componente armónica importante en torno a los 860 Hz.

Partiendo de los datos proporcionados por el operador del parque, se ha obtenido el diagrama equivalente de la red interna de éste. Como se observa en la Figura 6.2a, esta red está formada por un transformador de parque (T_{parque}), de distintas impedancias intermedias (Z_1-Z_2), de un transformador intermedio (T_0) y de un transformador para cada turbina (T_1-T_{21}). En la figura puede verse el nivel de tensión en cada bus de la red interna, donde el bus de 230 kV se considera como un bus infinito de red ideal.

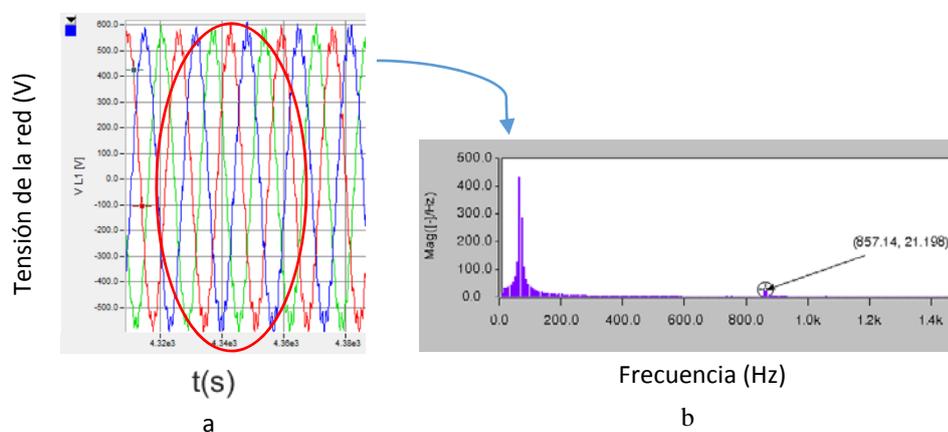


Figura 6.1: Uno de los eventos de resonancia registrado en el Parque B. Forma de onda de la tensión (a) y espectro de la tensión (b)

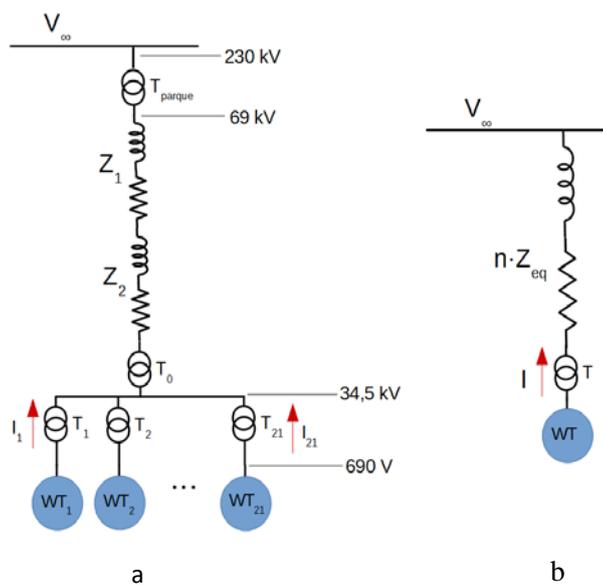


Figura 6.2: Diagrama unifilar del parque (a) y modelo agregado (b)

Al igual que en el capítulo anterior, se va a trabajar con un modelo agregado de parque. Este modelo aparece representado en la Figura 6.2b, donde Z_{eq} es la suma de la impedancias Z_1, Z_2 y de la impedancia de fugas del transformador T_0 , siendo n el número considerado de turbinas.

Considerando una única turbina inyectando potencia, se tiene un SCR de parque máximo

$$SCR_{max} = 8.58,$$

mientras que considerando las 21 turbinas, se tiene un SCR mínimo

$$SCR_{min} = 2.69.$$

Como se muestra en la Figura 6.3, cada uno de los convertidores MSC del parque se encuentra conectado a un generador DFIG, mientras que cada uno de los convertidores GSC se encuentra conectado al estator de éste a través de un filtro de armónicos. A la salida de cada filtro se encuentra un transformador trifásico, el cual se modeliza mediante su impedancia de fugas. La suma de esta impedancia junto con la impedancia de red equivalente del parque se representa mediante Z_g .

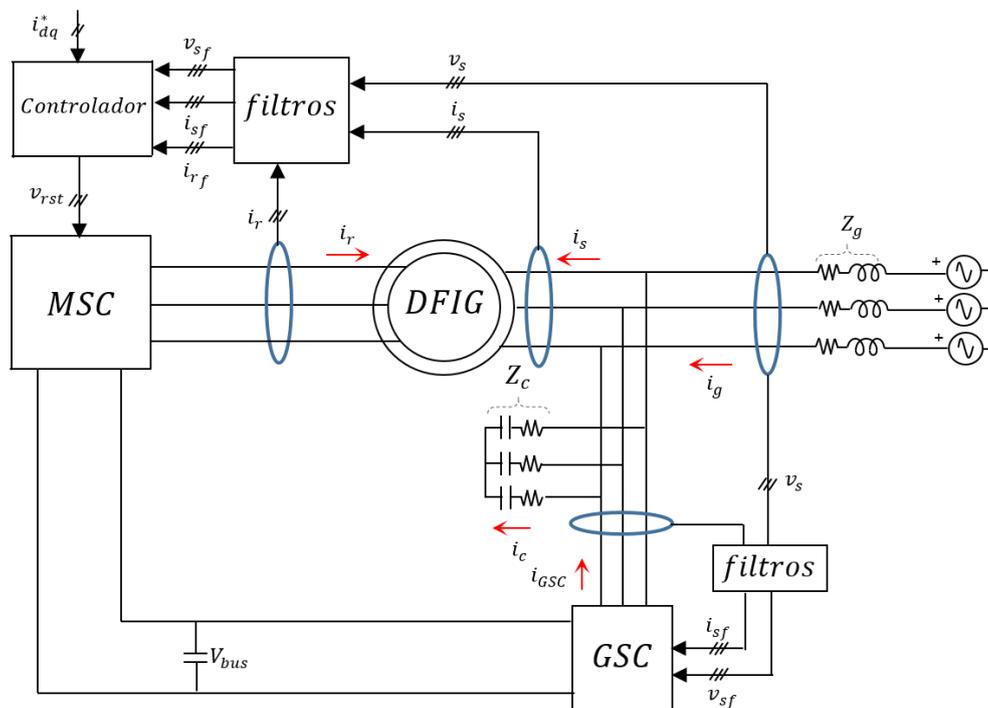


Figura 6.3: Sistema DFIG

Los parámetros de la turbina, del generador, del filtro de armónicos y del transformador aparecen en la tabla siguiente:

Tabla 6.1: Parámetros de la turbina, del generador, del transformador y del filtro de armónicos

Valores de turbina		Valores del generador	
Potencia nominal S_n	2.1 MW	Deslizamiento nominal $slip$	-0.12
Frecuencia nominal f_s	60 Hz	Inductancia de fugas del estator L_{fs}	55 μ H
Tensión nominal U_n	690 V	Inductancia de fugas del rotor L_{fr}	74.4 μ H
Valores del transformador		Inductancia magnética L_m	2.9 mH
Inductancia del transformador L_t	62.1 μ H	Resistencia del estator R_s	2.1 m Ω
Resistencia del transformador R_t	2.07 m Ω	Resistencia del rotor R_r	2.2 m Ω
Valores del filtro de armónicos		Pares de polos pp	2
Inductancia del convertidor L	400 μ H	Relación de transformación a	1 / 2.66
Resistencia del convertidor R	2.14 m Ω		
Condensador del filtro C_c	400 μ F		
Resistencia en serie con el condensador R_c	50 m Ω		

En la Figura 6.4 se representan los elementos que componen el algoritmo de control del lazo de corrientes del convertidor MSC implementado en cada una de las turbinas del parque:

- Control digital dual de corrientes.
- Reguladores PI: dos de ellos implementados en ejes dq_+ y otros dos en ejes dq_- , de manera independiente.
- Filtros DSC de separación en secuencias para las corrientes y para la tensión empleada en el feed-forward.
- Filtro de medida paso bajo analógico (FA) y filtro de medida digital (FD).
- Algoritmo *Phase Locked Loop* (PLL).
- Compensación dual de los términos cruzados de la planta ($J\omega L_{dual}$).
- Efectos inherentes del control digital.
- *Feed-forward* de tensión separada en secuencias.

- Filtro software de las tensiones en secuencia positiva y en secuencia negativa usadas en el *feed-forward*.
- Compensaciones de fase ($Comp_{dh}$ y $Comp_{med}$).

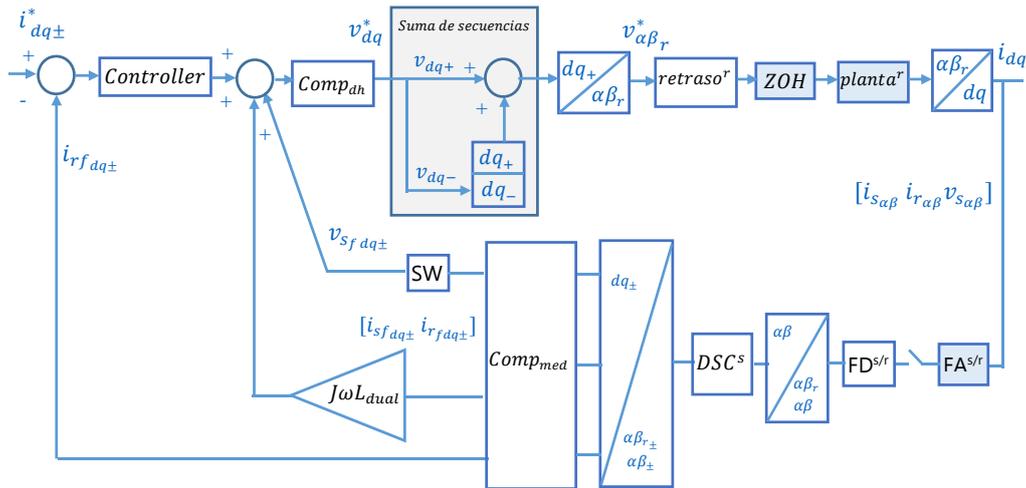


Figura 6.4: Diagrama de bloques del lazo de corriente del convertidor MSC considerado

Se consideran los siguientes valores para el regulador, los filtros y las compensaciones de fase del convertidor MSC:

Tabla 6.2: Parámetros generales del control del MSC

Valores del control	
Constante proporcional de los reguladores PI K_p	1.5
Constante integral de los reguladores PI T_n	25 ms
Periodo de muestreo T_s	199.8 μ s
Constante proporcional del regulador PI de la PLL K_{p-PLL}	100
Constante integral del regulador PI de la PLL T_{n-PLL}	90 ms
Constante de tiempo del filtro analógico τ_{FA}	136 μ s
Constante de tiempo equivalente del filtro digital τ_{FD}	99.9 μ s
Constante de tiempo del filtro digital de la tensión del <i>feed-forward</i> τ_{FF}	5 ms
Ángulo de compensación del retraso de control θ_{dh}	$\omega_s \cdot (T_s + 0.5T_s)$
Ángulo de compensación del retraso de las medidas θ_{med}	$\omega_s \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$

El algoritmo de control del convertidor GSC es muy similar al modelizado en el convertidor del Capítulo 5 y presenta los siguientes parámetros de control:

Tabla 6.3: Parámetros generales del control del GSC

Valores del control	
Constante proporcional de los reguladores PI K_p	0.5
Constante integral de los reguladores PI T_n	20 ms
Periodo de muestreo T_s	199.8 μ s
Constante proporcional del regulador PI de la PLL K_{p-PLL}	100
Constante integral del regulador PI de la PLL T_{n-PLL}	90 ms
Constante de tiempo del filtro analógico τ_{FA}	136 μ s
Constante de tiempo equivalente del filtro digital τ_{FD}	99.9 μ s
Constante de tiempo del filtro de la tensión del <i>feed-forward</i> τ_{FF}	5 ms
Ángulo de compensación del retraso de control θ_{dh}	$\omega_s \cdot (T_s + 0.5T_s)$
Ángulo de compensación del retraso de las medidas θ_{med}	$\omega_s \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$

6.3 Modelo simplificado de simulación

Siguiendo un razonamiento similar al realizado en los Capítulos 4 y 5, se muestra en la Tabla 6.4 las características del sistema que es conveniente modelizar y aquellas que, en el parque considerado, se pueden despreciar. Las gráficas del análisis que da lugar a esta tabla se omiten por su gran similitud con las mostradas en dichos capítulos.

Tabla 6.4: Características del sistema que se han considerado y que se han despreciado en el modelo

Elementos considerados por el modelo	Elementos no considerados por el modelo
Modelo agregado de parque	Algoritmo de la PLL
Control dual y compensaciones de fase	Saturación del convertidor y control de tensión en bornes del convertidor y del bus
Efectos resistivos de alta frecuencia de los elementos inductivos	Conmutaciones de los IGBT
	Tiempos muertos

Al igual que en el *Parque A*, se consideran modelos de alta frecuencia para los elementos inductivos del sistema. *A priori* sería necesario considerar cuatro modelos de alta frecuencia:

uno para la inductancia del estator, uno para la inductancia del rotor, uno para la inductancia del convertidor GSC y uno para la inductancia de red. Sin embargo, en condiciones nominales de parque, la resistencia que presenta la inductancia de red es dominante (6.5 veces mayor que el resto de resistencias), por lo que se ajusta un modelo únicamente para esta última. La variación de resistencia de esta inductancia se fija al mismo valor que en el *Parque A*, al no tener acceso a los componentes del *Parque B*, aunque se considera deseable un ajuste a partir de medidas experimentales. Los valores del modelo ajustado aparecen en la siguiente tabla:

Tabla 6.5: Valores de los modelos en alta frecuencia ajustados para la inductancia de red L_g

$L_{BF_1} (\mu H)$	$L_{BF_2} (\mu H)$	$R_{BF} (m\Omega)$	$R_{AF} (m\Omega)$
104	151	24	306

Por otro lado, a la hora de modelizar la interacción entre los lazos de control y la red eléctrica en el sistema DFIG, surge la pregunta de si es necesario incluir el convertidor GSC al modelo formado por el convertidor MSC, el generador y la red eléctrica. Para conocer el grado de influencia del GSC, en la Figura 6.5 se ha mostrado la respuesta dinámica de un modelo promediado que incluye el convertidor GSC y de un modelo que lo desprecia. Para esta simulación se han considerado los algoritmos de control implementados en las turbinas del *Parque B* y las condiciones nominales del parque.

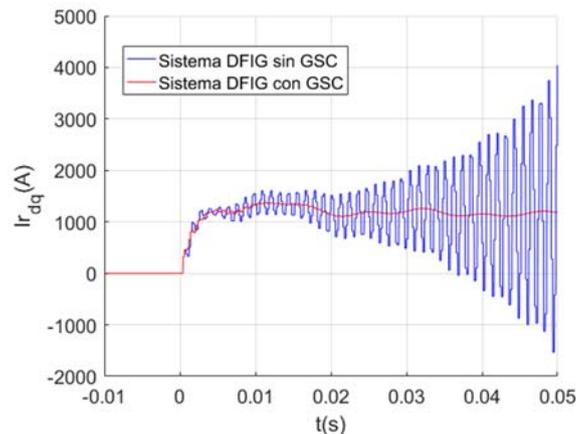


Figura 6.5: Respuesta ante escalón de la corriente del rotor con y sin convertidor GSC

En el caso analizado se observa que el GSC tiene un efecto estabilizador en el sistema, por lo que se incluye el mismo en el modelo simplificado.

6.3.1 Comparación con los registros

En la Figura 6.6 se muestra la corriente por el filtro de armónicos durante uno de los eventos de resonancia registrados en el *Parque B*. Como se puede ver, el sistema es estable, pero se tiene un armónico importante en torno a 860 Hz.

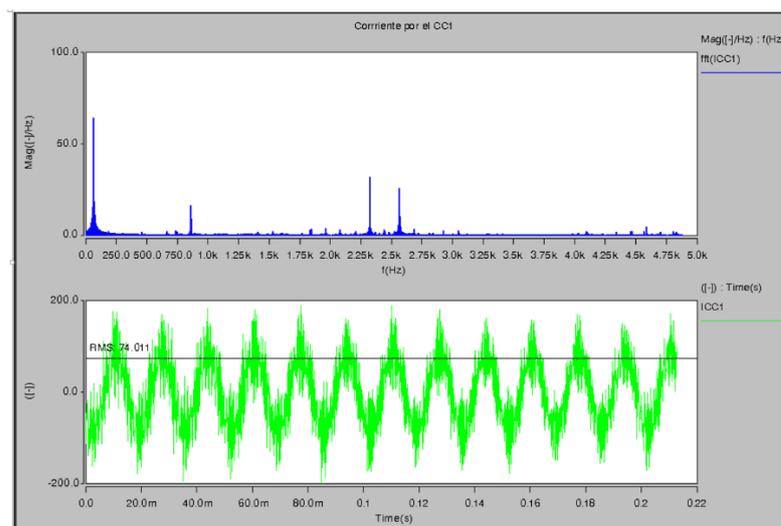


Figura 6.6: Registro de la corriente por el filtro de armónicos durante un evento de resonancia

Se considera a continuación el modelo simplificado de simulación con la configuración de control que se tenía durante los eventos de resonancia registrados:

Tabla 6.6: Parámetros con los que se registró la resonancia en campo.

	$K_p MSC$	FF_{MSC}	FF_{GSC}	Filtro de medida FD_{MSC} y FD_{GSC}	f_{res}
Parámetros con los que se registró la resonancia	1.5	Activado	Activado	Desactivado	860 Hz

La respuesta ante escalón del modelo es estable, como se observa en la corriente por el rotor mostrada en la Figura 6.7a. Sin embargo, en el momento del escalón se tiene en la corriente por el filtro una componente muy grande a la frecuencia del filtro (Figura 6.7b) indicando que el modelo, como el parque, también se encuentra cerca de la inestabilidad. Sin embargo, el modelo simplificado de simulación no recoge en régimen permanente el contenido armónico que se aprecia en el registro de la Figura 6.6, al estar la corriente libre de armónicos. Para tratar de ver estos armónicos, se incluye en el modelo las conmutaciones del convertidor. Estas conmutaciones, como se vio en los Capítulos 4 y 5, no afectan por lo general

a la estabilidad del sistema, pero sí afectan a la hora de analizar la calidad de la corriente inyectada a red.

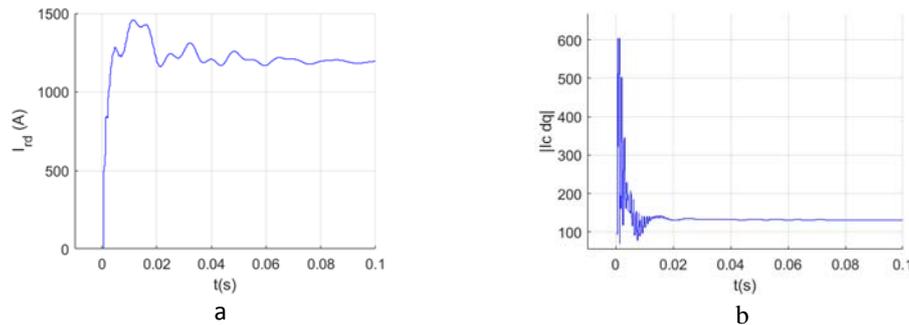


Figura 6.7: Respuesta del modelo simplificado de simulación ante entrada escalón (a) y módulo de la corriente por el filtro de armónicos RC (b)

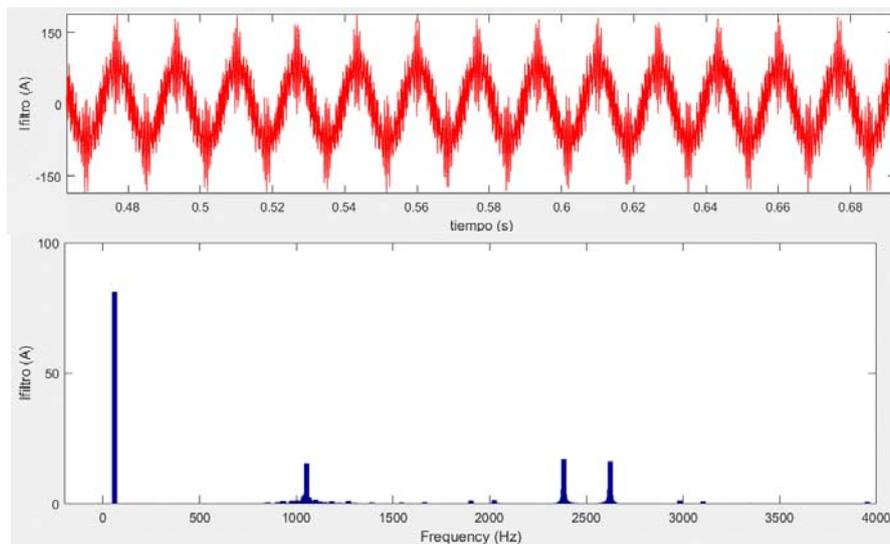


Figura 6.8: Corriente por el filtro de armónicos del modelo simplificado de simulación

En la Figura 6.8 se representa la corriente por el filtro en este nuevo modelo. Como se puede apreciar, aparece una componente armónica en torno a los 1000 Hz, dejando ver los problemas de distorsión armónica registrados en el parque. Sin embargo, la frecuencia de esta componente es ligeramente superior a los del registro, existiendo por tanto diferencias entre

el modelo y el sistema real. Estas diferencias pueden ser debidas a muchos motivos, entre los que cabe destacar:

- Incertidumbres en los componentes pasivos del filtro, en los parámetros del generador DFIG y en la impedancia de la red en el momento del registro de la resonancia.
- El modelo de la red quizás sea insuficiente para recoger las dinámicas presentes en las inmediaciones de la red del parque.
- Errores en el modelo de alta frecuencia de la inductancia de la red ocasionados por la falta de medidas experimentales.

Una de las medidas que se adoptaron en el parque al detectar estos problemas de resonancia consistió en una reducción de la constante K_p del lazo de corrientes del MSC, de cambios en el *feed-forward* de tensión del MSC y del GSC y de cambios en el filtrado de las variables utilizadas en el control. Esta medida, recogida en la Tabla 6.7, consiguió evitar la aparición de nuevas componentes armónicas a la frecuencia del filtro.

Tabla 6.7: Una de las medidas correctoras adoptadas en campo.

	$K_{p\ MSC}$	FF_{MSC}	FF_{GSC}	Filtro de medida FD_{MSC} y FD_{GSC}	f_{res}
Parámetros con los que cesa la resonancia	0.6	Desactivado	Activado con la tensión filtrada por filtro SW	Activado	-

Con esta nueva configuración, la corriente por el filtro en el modelo de simulación no presenta contenido armónico en torno a la frecuencia de resonancia, como se observa en la Figura 6.9.

Por lo tanto, el modelo simplificado de simulación es capaz de recoger los problemas de resonancia encontrados en el *Parque B*. Sin embargo, se han observado ciertas diferencias entre el modelo y el parque, como la frecuencia de resonancia obtenida, que podría ser interesante investigar más en profundidad.

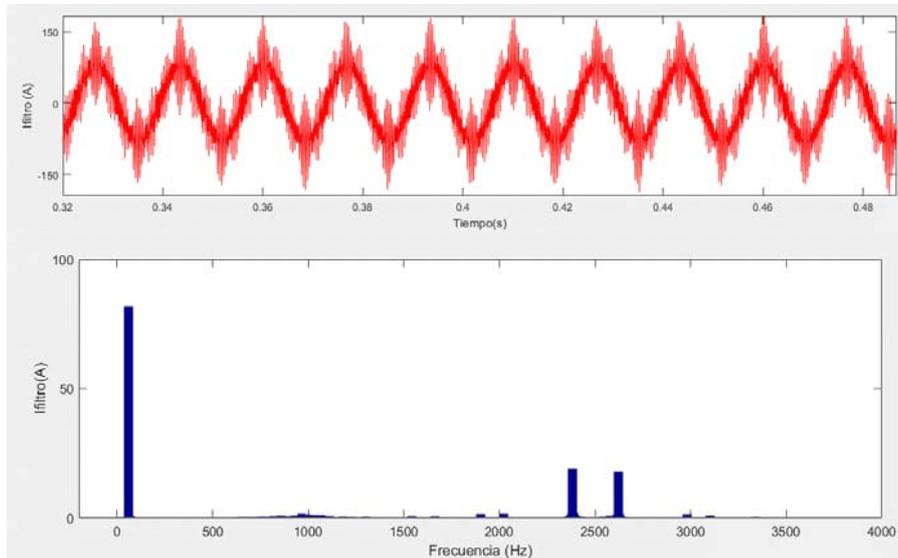


Figura 6.9: Corriente por el filtro de armónicos del modelo simplificado de simulación tras aplicar la medida correctora

En el siguiente apartado se desarrolla un modelo lineal que trata de reproducir el comportamiento del modelo simplificado de simulación. Al ser un modelo lineal e invariante en el tiempo (LTI), no será capaz de recoger los problemas de contenido armónico registrados, pero será útil en el análisis de la causa del problema, que es la cercanía del parque a la inestabilidad.

6.4 Modelo lineal

Para mostrar la modelización desarrollada de manera progresiva, se considera en primer lugar el sistema formado por el convertidor MSC, el generador DFIG, el filtro de armónicos del GSC y la red eléctrica (Figura 6.10), ignorando la influencia del convertidor GSC.

En segundo lugar, se incorporará este convertidor al modelo anterior, elevando la complejidad del mismo de manera sustancial. Con este último modelo se intentará reproducir el comportamiento del *Parque B* registrado en campo.

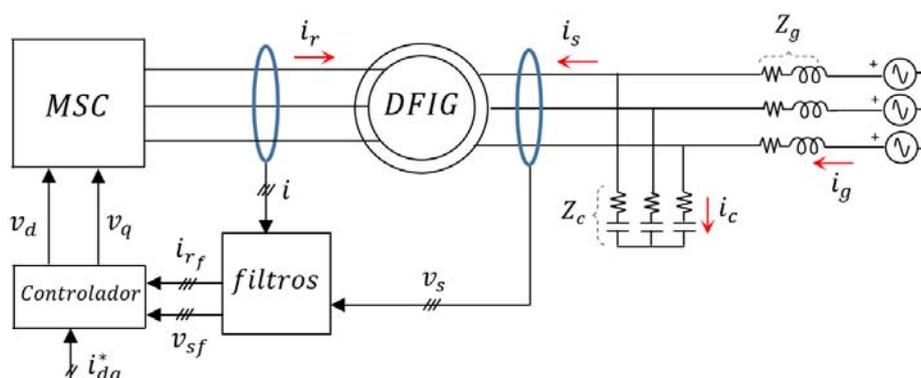


Figura 6.10: Sistema DFIG sin el convertidor GSC

6.4.1 Modelo lineal sin incluir el convertidor GSC

En primer lugar cabe destacar que en el sistema DFIG conviven cuatro marcos de referencia diferentes: el marco estacionario $\alpha\beta^1$, donde están implementados los filtros DSC y los filtros de medida de las tensiones y corrientes del estator; el marco de referencia dq_+ ², donde se encuentra el controlador de la secuencia positiva y el filtro software de la tensión de *feed-forward* en secuencia positiva; el marco de referencia dq_- , donde se encuentra el controlador de la secuencia negativa y el filtro software de la tensión en secuencia negativa; y por último, el marco de referencia rotórico $\alpha\beta_r$ ³, donde se encuentra el retraso del control, el retenedor ZOH (al ser la tensión retenida en una referencia que gira con el rotor) y los filtros de medida de la corriente del rotor. En este sistema, por tanto, hay que ser especialmente cuidadoso a la hora de definir cada uno de los elementos en el marco de referencia en el que están implementados.

Dado que los elementos empleados en este control son muy similares a los modelizados en los Capítulos 4 y 5, en este apartado se hará especial énfasis en la modelización de la planta y en su discretización.

La planta de la Figura 6.10 está formada por el generador DFIG, el filtro RC de armónicos y un modelo simplificado de la red que consiste en una inductancia y en una resistencia. El orden que se seguirá en la modelización es el siguiente:

- Modelización de la máquina DFIG, del filtro RC y de la red.
- Obtención del modelo de planta completo.

¹ Los elementos definidos en este marco se denotarán con el superíndice *s*

² Los elementos definidos en este marco carecerán de superíndice

³ Los elementos definidos en este marco se denotarán con el superíndice *r*

- Discretización de la planta y traslación a ejes dq , que es el marco de referencia en el que se desea obtener el modelo en lazo cerrado.

Máquina DFIG

Tal y como muestra la Figura 6.10, se consideran las corrientes entrantes a la máquina. Como variables de estado y como salidas del sistema se consideran las corrientes del estator y del rotor, y como entradas, las tensiones del estator y del rotor.

$$X = \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Se definen los siguientes parámetros:

- ω : velocidad de rotación del sistema de referencia al que se refiere el modelo de la máquina DFIG.
- $\omega_r = \omega - \omega_m$: diferencia entre la velocidad de rotación del sistema de referencia y la velocidad de rotación eléctrica del rotor.
- Inductancia total del estator: suma de la inductancia magnética y de la inductancia de fugas del estator: $L_s = L_m + L_{fs}$.
- Inductancia total del rotor: suma de la inductancia magnética y de la inductancia de fugas del rotor: $L_r = L_m + L_{fr}$.
- $L_\sigma^2 = L_m^2 - L_s L_r = -\sigma L_s L_r$, siendo σ el factor de fugas de la máquina ($\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$).

Partiendo del modelo vectorial de la máquina expresado en unos ejes de referencia dq genéricos, se obtienen las matrices del EE:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_r R_s}{L_\sigma^2} & \frac{L_m^2 \omega_r - L_r L_s \omega}{L_\sigma^2} & \frac{-L_m R_r}{L_\sigma^2} & \frac{L_m L_r \omega_m}{L_\sigma^2} \\ \frac{L_m^2 \omega_r - L_r L_s \omega}{L_\sigma^2} & \frac{L_r R_s}{L_\sigma^2} & \frac{L_m L_r \omega_m}{L_\sigma^2} & \frac{-L_m R_r}{L_\sigma^2} \\ \frac{-L_m R_s}{L_\sigma^2} & \frac{L_m L_s \omega_m}{L_\sigma^2} & \frac{L_s R_r}{L_\sigma^2} & \frac{L_m^2 \omega - L_r L_s \omega_r}{L_\sigma^2} \\ \frac{L_m L_s \omega_m}{L_\sigma^2} & \frac{-L_m R_s}{L_\sigma^2} & \frac{L_m^2 \omega - L_r L_s \omega_r}{L_\sigma^2} & \frac{L_s R_r}{L_\sigma^2} \end{bmatrix}; \quad (6.2)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_\sigma^2} & 0 & \frac{L_m}{L_\sigma^2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_r}{L_\sigma^2} & 0 & \frac{L_m}{L_\sigma^2} \\ \frac{L_m}{L_\sigma^2} & 0 & -\frac{L_s}{L_\sigma^2} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_\sigma^2} & 0 & -\frac{L_s}{L_\sigma^2} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & a \cdot \mathbf{I} \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Los parámetros de este modelo de máquina están referidos al estator. Las corrientes del rotor, sin embargo, se refieren al rotor a través de la matriz C . Para hallar en Matlab este modelo se puede utilizar el comando `ss`:

$$DFIG = ss(A, B, C, D) \quad (6.3)$$

Modelo de red

Partiendo de la FT que relaciona la corriente a través de la impedancia Z_g con la tensión del estator v_s , y utilizando la función `ab2dq`, se puede obtener de manera sencilla el modelo de red en EE y en unos ejes dq genéricos. La impedancia Z_g es la impedancia que presenta el modelo de alta frecuencia de la red de la Figura 4.13:

$$Z_g = (L_{gBF2}s + R_g) + \frac{L_{gBF1}s \cdot R_{gAF}}{L_{gBF}s + R_{gAF}} \quad (6.4)$$

$$red = ab2dq\left(\frac{-1}{Z_g}, \omega\right) \quad (6.5)$$

donde el signo negativo del numerador indica que la corriente de red es saliente.

Filtro RC

Partiendo de la FT que relaciona la tensión aplicada a la impedancia Z_c con la corriente por el filtro i_c , y utilizando la función `ab2dq`, se puede obtener de manera sencilla el modelo de filtro en EE y en unos ejes dq genéricos:

$$filtro_{RC} = ab2dq\left(\frac{1}{C_c s} + R_c, \omega\right) \quad (6.6)$$

Planta completa

En la Figura 6.11 se muestra un esquema de la planta completa del sistema que incluye al generador DFIG, el filtro RC y el modelo de la red. De acuerdo a la figura, la corriente que

circula por el condensador del filtro RC es la diferencia entre la corriente de la red y la corriente que circula por el estator de la máquina:

$$i_c = i_g - i_s \quad (6.7)$$

Mediante el comando *sumblk* puede definirse en Matlab un modelo que incluya esta relación entre variables de estado.

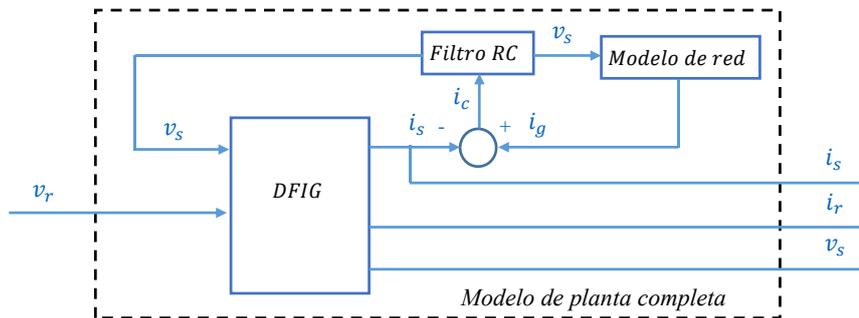


Figura 6.11: Esquema de la planta completa del sistema

Una vez que se han definido correctamente las entradas y salidas de cada uno de los modelos individuales anteriores, se puede construir el modelo de la planta completa (*planta*) utilizando el comando *connect*. El modelo de esta planta tiene como entradas las tensiones del rotor y como salidas, las corrientes del rotor y del estator y la tensión del estator. La tensión del estator interesa definirla como salida del modelo, al utilizarse en el *feed-forward* de tensión.

Dado que el modelo de la máquina DFIG está referido al estator, las tensiones del rotor, que son las entradas del modelo *planta*, se refieren también al estator mediante la relación de transformación a :

$$planta = planta \cdot a \quad (6.8)$$

Discretización de la planta

El convertidor MSC aplica a la planta una tensión que es retenida durante un periodo de muestreo T_s en una referencia que gira con el rotor. Para obtener la planta discretizada se puede usar el comando *c2d* de Matlab. Dado que el retenedor está situado en una referencia rotórica, es necesario referir el modelo dinámico de la planta a esta referencia. Para ello, los modelos de las Expresiones 6.3, 6.5 y 6.6, se referirán a unos ejes que giren a la velocidad eléctrica del rotor ($\omega = \omega_m$).

Las entradas a este modelo analógico deben ser exclusivamente las tensiones rotóricas, dado que son las únicas variables retenidas en el sistema. La planta discretizada será entonces:

$$planta_{zoh}^r = c2d(planta^r, T_s) \quad (6.9)$$

siendo $planta_{zoh}^r$ la planta discretizada en referencia rotórica. Dado que el control está implementado en referencia síncrona, resulta interesante expresar la planta en esta referencia. Para ello, se hace uso de la función $ab2dq_ext$:

$$planta_{zoh} = ab2dq_ext(planta_{zoh}^r, \omega_s - \omega_m) \quad (6.10)$$

El resto de elementos del control deben expresarse también en esta referencia antes de obtener el lazo cerrado del sistema.

Inclusión de filtros de medida analógicos

Al tener filtros analógicos de medida para las diferentes variables usadas en el control, es conveniente discretizar estos junto con el resto de la planta analógica. Los filtros analógicos empleados en el *Parque B* son filtros paso bajo de primer orden con constante de tiempo τ_{FA} . Dado que la discretización de la planta se quiere llevar a cabo en una referencia rotórica, es necesario expresar el modelo dinámico de los distintos filtros en esta referencia. En la Tabla 6.8 se indica la traslación en frecuencia necesaria para expresar cada filtro de medida en una referencia rotórica.

Tabla 6.8: Traslación en frecuencia necesaria para expresar cada filtro de medida en una referencia rotórica.

Variable a filtrar	Marco de referencia donde está implementado el filtro	Frecuencia de traslación necesaria
i_s	Estacionario	ω_m
i_r	Rotórico	0
v_s	Estacionario	ω_m

Con ayuda de la función $ab2dq$, se construye el modelo de filtro analógico (FA) que filtra cada una de las salidas de la máquina DFIG:

$$FA^r = \begin{matrix} & \begin{matrix} i_s & i_r & v_s \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} ab2dq(FA', \omega_m) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & ab2dq(FA', 0) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & ab2dq(FA', \omega_m) \end{bmatrix} & \end{matrix} \quad (6.11)$$

siendo FA' la siguiente FT en el dominio de Laplace:

$$FA' = \frac{1}{\tau_{FA}s + 1} \quad (6.12)$$

Se construye el modelo analógico completo y se lleva a cabo la discretización, en una referencia rotórica:

$$planta_{FAzoh}^r = c2d(FA^r \cdot planta^r, T_s) \quad (6.13)$$

Dado que el modelo en lazo cerrado se quiere expresar en referencia síncrona, se hace uso de la función $ab2dq_ext$:

$$planta_{FAzoh} = ab2dq_ext(planta_{FAzoh}^r, \omega_s - \omega_m) \quad (6.14)$$

Variaciones en la planta del sistema

La modelización realizada hasta ahora ha considerado como planta la máquina DFIG, el filtro RC y la impedancia de red. Sin embargo, existen estructuras de conversión DFIG con topologías de planta diferentes. Al haber modelizado cada uno de estos elementos de manera separada, es posible modificar sólo uno de los elementos (por ejemplo, el modelo de red o el filtro RC), sin que se vean afectados los demás.

A modo de ejemplo se considera el sistema de la Figura 6.12, que añade un filtro *trap* a la planta con filtro RC ya modelizada. Los filtros *trap* son un tipo de filtros destinados a limitar el contenido armónico de la corriente de salida del convertidor, tratando de optimizar el coste y volumen del filtro de salida [6.1,6.2]. El filtro considerado en la figura está sintonizado para atenuar la primera familia de armónicos de conmutación, pudiendo de esta manera poner un valor de capacidad del filtro RC más bajo.

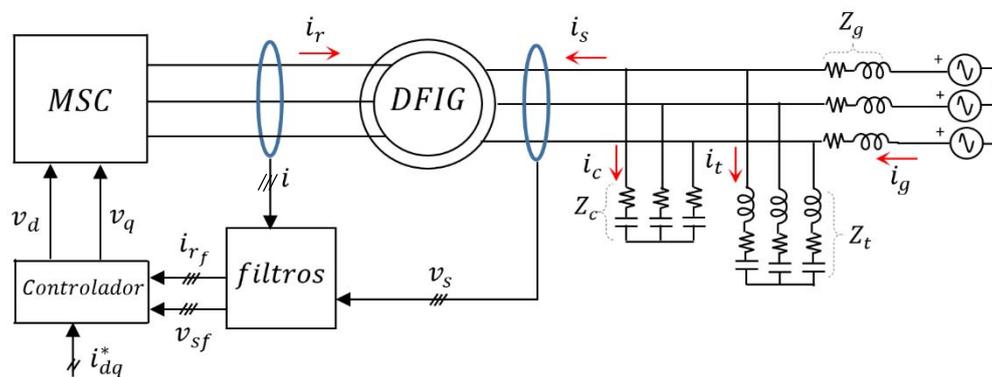


Figura 6.12: Sistema DFIG con filtro RC de armónicos y filtro trap

Para modelizar este sistema, se debe obtener el nuevo modelo de filtro, partiendo de la FT del filtro *trap*:

$$f_{\text{filtro}}^s_{\text{trap } 1 \text{ fase}} = \frac{1}{C_t s} + L_t s + R_t \tag{6.15}$$

El nuevo modelo de filtro se obtiene haciendo el paralelo del filtro *RC* y del filtro *trap*. Por medio de la función *ab2dq* se obtiene el filtro en ejes *dq*:

$$f_{\text{filtro}} = ab2dq \left(\frac{f_{\text{filtro}}^s_{RC \ 1 \text{ fase}} \cdot f_{\text{filtro}}^s_{\text{trap } 1 \text{ fase}}}{f_{\text{filtro}}^s_{RC \ 1 \text{ fase}} + f_{\text{filtro}}^s_{\text{trap } 1 \text{ fase}}}, \omega \right) \tag{6.16}$$

siendo

$$f_{\text{filtro}}^s_{RC \ 1 \text{ fase}} = \frac{1}{C_c s} + R_c$$

La manera de obtener la planta completa es la misma que en el sistema de la Figura 6.11.

Si, por ejemplo, se quiere modelizar un sistema sin ningún filtro conectado en bornes del estator (Figura 6.13), bien sea porque el sistema no disponga de filtro o porque éste sea despreciable, se puede considerar el modelo del sistema de la Figura 6.11, y fijar un valor de impedancia muy elevado al filtro *RC*.

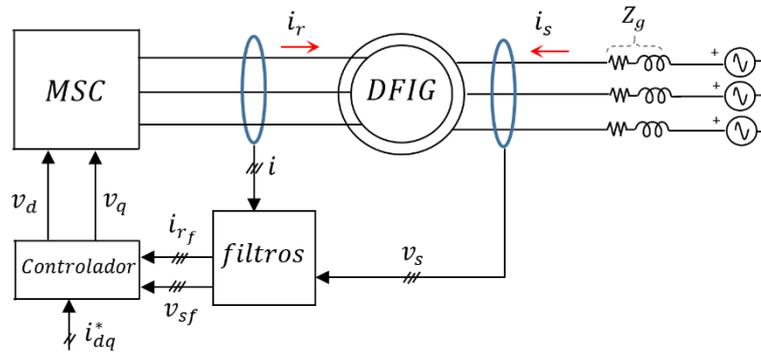


Figura 6.13: Sistema DFIG sin filtro de armónicos

En el caso modelizado, se fija un valor a la resistencia del filtro de:

$$R_c = 0.5 \cdot 10^5 \ \Omega$$

manteniendo el valor de la capacidad a su valor nominal. Este nuevo modelo reproduce perfectamente los resultados obtenidos en el modelo de simulación cuando se desconecta el filtro de armónicos.

Elementos del control empleados en el MSC

Los bloques del controlador dual (*Controller*) de la Figura 6.4 son idénticos a los modelizados en los Capítulos 4 y 5 (Expresión 4.8). El resto de elementos son ligeramente diferentes y se modelizan a continuación.

- Retraso de control

Dado que el retraso de control tiene lugar en referencia rotórica, se utiliza la función $ab2dq$ para obtener el modelo en ejes dq_+ :

$$retraso = ab2dq\left(\frac{1}{z}, \omega_s - \omega_m\right) \quad (6.17)$$

- Compensación dual de términos cruzados

El modelo vectorial de la máquina DFIG presenta unos términos cruzados tanto en el estator como en el rotor que empeoran la dinámica del lazo de corrientes. Por lo general, los términos cruzados son compensados por el control [6.3]. En el sistema modelizado, la compensación utiliza tanto la corriente estática como la corriente rotórica. Dado que se realiza un control dual, los términos cruzados que aparecen al expresar el modelo vectorial de la máquina en unos ejes dq_+ se pueden compensar utilizando las corrientes en secuencia positiva, y los términos cruzados que aparecen al expresar el modelo de la máquina en unos ejes dq_- utilizando las corrientes en secuencia negativa:

$$J\omega L_{dual} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds+} & \dot{i}_{qs+} & \dot{i}_{ds-} & \dot{i}_{qs-} & \dot{i}_{dr+} & \dot{i}_{qr+} & \dot{i}_{dr-} & \dot{i}_{qr-} \\ 0 & -comp_{+s} & 0 & 0 & 0 & -comp_{+r} & 0 & 0 \\ comp_{+s} & 0 & 0 & 0 & comp_{+r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & comp_{-s} & 0 & 0 & 0 & comp_{-r} \\ 0 & 0 & -comp_{-s} & 0 & 0 & 0 & -comp_{-r} & 0 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

siendo

$$comp_{+s} = \omega_s \cdot L_{fs} \cdot \frac{slip}{a} \quad comp_{-s} = (\omega_s + \omega_m) \cdot \frac{L_{fs}}{a} = \omega_s \cdot (2 - slip) \cdot \frac{L_{fs}}{a} \quad (6.19)$$

$$comp_{+r} = \omega_r \cdot \frac{L_{fr}}{a^2} = \omega_s \cdot slip \cdot \frac{L_{fr}}{a^2} \quad (6.20)$$

$$comp_{-r} = (\omega_s + \omega_m) \cdot \frac{L_{fr}}{a^2} = \omega_s \cdot (2 - slip) \cdot \frac{L_{fr}}{a^2}$$

Como se puede observar, los términos de compensación del estator incorporan la relación de transformación a y el deslizamiento $slip$, teniendo en cuenta de esta manera que la tensión

es aplicada por el convertidor desde el rotor. En los términos del rotor, la relación de transformación a aparece elevada al cuadrado, refiriendo de esta manera la inductancia L_{fr} del estator al rotor.

- Filtros digitales

El filtro de medida digital empleado para cada una de las salidas de la máquina DFIG realiza una media de las dos últimas muestras, y tiene la siguiente FT en el dominio discreto z :

$$FD' = \frac{1 + z^{-1}}{2} \quad (6.21)$$

Las corrientes y tensiones del estator son filtradas en una referencia estacionaria, mientras que las corrientes del rotor, en una referencia rotórica. Dado que el marco de referencia en el que se quiere expresar el modelo en lazo cerrado es el marco síncrono dq_+ , se introduce cada filtro con la frecuencia correspondiente:

$$FD = \begin{bmatrix} \dot{i}_s & \dot{i}_r & v_s \\ ab2dq(FD', \omega_s) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & ab2dq(FD', \omega_s - \omega_m) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & ab2dq(FD', \omega_s) \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

- Filtros DSC

En el sistema DFIG analizado, se deben separar en secuencias tanto la corriente del estator como la corriente del rotor, al utilizarse éstas en el control. A su vez, se separa en secuencias la tensión del estator, dado que el *feed-forward* de tensión se realiza en este sistema con las secuencias separadas.

Para obtener el modelo de los filtros DSC (implementados en $\alpha\beta$) en ejes dq , se parte del modelo de la Expresión 4.13, de tal manera que se agrupa el filtro de i_s , i_r y v_s en un mismo modelo:

$$DSC = \begin{bmatrix} \dot{i}_s & \dot{i}_r & v_s \\ DSC_+ & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ DSC_- & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & DSC_+ & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & DSC_- & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & DSC_+ \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & DSC_- \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

- Compensaciones de fase $Comp_{med}$ y $Comp_{dh}$

Para minimizar los efectos negativos que tienen en la dinámica del sistema los retrasos introducidos por los filtros de medida FA y FD , se realiza una compensación de fase a las

variables empleadas en el control, las cuales están separadas en secuencias. El modelo $Comp_{med}$ agrupa las compensaciones realizadas a las medidas de corriente y tensión del estator y de corriente del rotor:

$$Comp_{med} = \begin{bmatrix} i_{s+} & i_{s-} & i_{r+} & i_{r-} & v_{s+} & v_{s-} \\ e^{J\theta_s} & \mathbf{0} & \dots & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-J\theta_s} & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & e^{J\theta_{r+}} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & e^{-J\theta_{r-}} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & e^{J\theta_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \dots & \mathbf{0} & e^{-J\theta_s} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

siendo $\theta_s = \omega_s \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$, $\theta_{r+} = (\omega_s - \omega_m) \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$, $\theta_{r-} = (\omega_s + \omega_m) \cdot (\tau_{FA} + \tau_{FD})$, τ_{FA} y τ_{FD} los retrasos de los filtros analógico y digital a la frecuencia fundamental, respectivamente.

Los retrasos introducidos por el control digital son compensados a la frecuencia fundamental por la siguiente matriz, que actúa en las tensiones de control separadas en secuencias:

$$Comp_{dh} = \begin{bmatrix} v_{dq+} & v_{dq-} \\ e^{J\theta_{dh+}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-J\theta_{dh-}} \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

siendo $\theta_{dh+} = (\omega_s - \omega_m) \cdot 1.5 \cdot T_s$, $\theta_{dh-} = (\omega_s + \omega_m) \cdot 1.5 \cdot T_s$.

- Filtro SW

Como se mostró en el Capítulo 4, para conseguir mayor estabilidad en torno a la frecuencia de resonancia del filtro, se puede añadir un filtro paso bajo adicional a la tensión empleada en el *feed-forward*. Dado que en este sistema la compensación se realiza con la tensión separada en secuencias, se utiliza un filtro implementado en ejes dq_+ y otro en ejes dq_- :

$$SW = \begin{bmatrix} SW' & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & ab2dq(SW', 2 \cdot \omega_s) \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

siendo SW' el filtro de la Expresión 3.88. Puesto que se quiere compensar una tensión en el estator desde el convertidor del rotor, la matriz anterior se multiplica por las constantes $\frac{slip}{a}$

y $\frac{2 - slip}{a}$:

$$SW = \begin{bmatrix} v_{s+} & v_{s-} \\ \frac{slip}{a} \cdot SW' & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{2-slip}{a} \cdot ab2dq(SW', 2 \cdot \omega_s) \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Obtención del lazo cerrado

Expresando todos los elementos en ejes $dq+$, se obtiene el diagrama de bloques equivalente de la Figura 6.14.

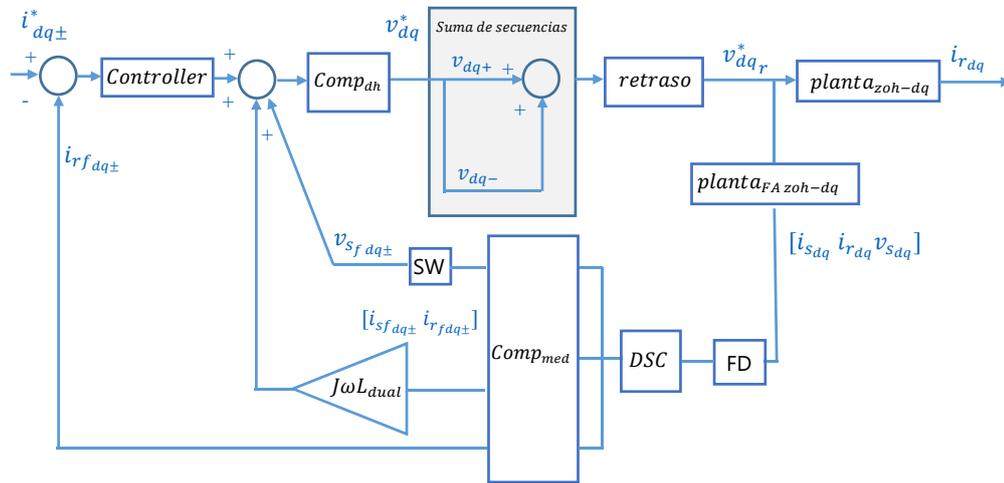


Figura 6.14: Diagrama de bloques del lazo de corrientes tras realizar el álgebra de bloques

A continuación, se utiliza el comando *connect* para cerrar el lazo de manera cómoda.

$$LC = connect(Sum^*, Controller, retraso, planta_{zoh}, planta_{FA\ zoh}, FD, DSC, SumSequence, J\omega L_{dual}, SumDQ, SW, SumFF, Comp_{med}, Comp_{dh}, \{I_{d+}^*, I_{q+}^*, I_{d-}^*, I_{q-}^*\}, \{I_{dr}, I_{qr}\}) \quad (6.28)$$

siendo Sum^* , $SumDQ$, $SumFF$, y $SumSequence$ los bloques sumadores de la Figura 6.14, definidos mediante el comando *sumblk*. Un *script* que modeliza el sistema de la figura anterior puede encontrarse en el Anexo XII.

Validación del modelo

El modelo lineal del lazo de corrientes se evalúa para un conjunto de parámetros concreto y se compara con el modelo simplificado de simulación, al cual se le ha desconectado el convertidor GSC. Como se puede ver en la siguiente figura, ambos se comportan de manera

idéntica, quedando el modelo lineal validado:

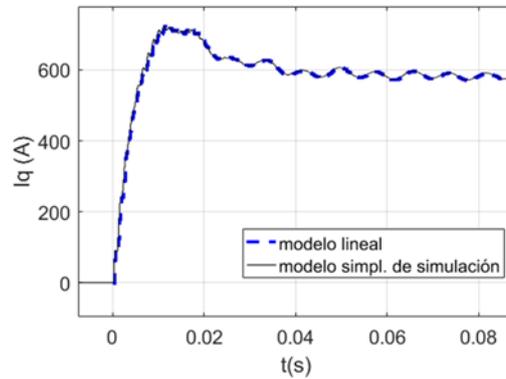


Figura 6.15: Respuesta ante escalón del modelo lineal del lazo de corrientes y del modelo simplificado del apartado 6.3 (sin el convertidor GSC)

Modelo lineal de la generación de consignas (GC)

Al igual que ocurría en el *Parque A*, en el *Parque B* los polos duales tienden a la inestabilidad, como se puede apreciar en las oscilaciones de baja frecuencia de la respuesta ante escalón de la Figura 6.15. Pese a no ser determinante en la estabilidad para el caso analizado, el sistema podría volverse inestable ante pequeñas variaciones de parámetros.

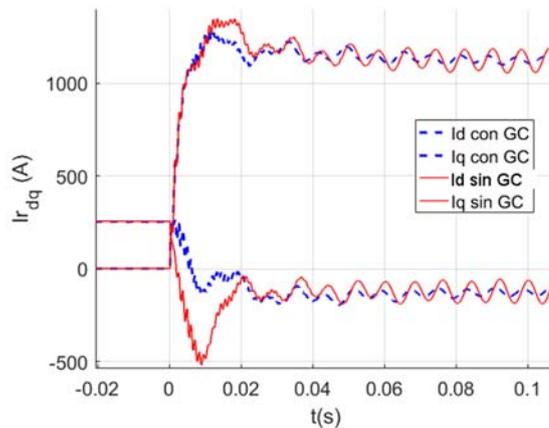


Figura 6.16: Respuesta escalón de sistema con la GC activada y desactivada

Considerando los parámetros de la Tabla 6.7 y modificando, por ejemplo, las compensaciones de fase, se puede apreciar dicha inestabilidad. En la Figura 6.16 se muestra con las compensaciones de fase desactivadas la respuesta del sistema ante escalón de potencia nominal con la generación de consignas de corriente activada y desactivada.

Para el caso de un sistema DFIG, existen distintas estrategias en la generación de consignas dual, dependiendo de los objetivos a alcanzar [6.3]:

- Supresión de las oscilaciones de potencia del estator, de tal manera que se garantice un calentamiento equilibrado en el bobinado trifásico del mismo.
- Supresión de la componente inversa de la corriente en el estator o en el rotor, para minimizar el valor eficaz de la misma en el bobinado correspondiente.
- Par electromagnético constante, para reducir el estrés mecánico en la turbina.
- Mínima tensión rotórica: resulta interesante en condiciones de red desequilibrada, para evitar que el convertidor sature.

La generación de consignas empleada en el sistema DFIG analizado presenta ligeras diferencias respecto a la empleada en el capítulo anterior y su modelización se describe en el Anexo XI.

Validación del modelo que incluye la GC

En la Figura 6.17 se introduce al sistema linealizado un escalón de $P^* = P_n$, siendo $Q^* = 0$. Como se puede ver, el modelo linealizado se comporta de manera similar al modelo no lineal, quedando también por tanto validado.

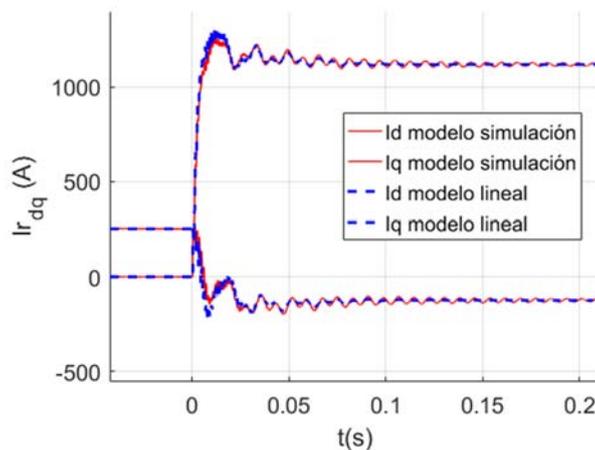


Figura 6.17: Respuesta ante escalón del modelo lineal del lazo de corrientes y del modelo de simulación, con el modelo de la GC integrado

Por lo tanto, el modelo lineal obtenido permite determinar la respuesta dinámica del sistema así como la estabilidad del mismo en escenarios en los que la generación de consignas tiene una influencia significativa.

6.4.2 Modelo lineal incluyendo el convertidor GSC

A continuación se incluye el convertidor GSC en el modelo lineal del sistema DFIG. Como se ha mencionado al inicio de este capítulo, el algoritmo de control implementado en este convertidor es muy similar al de los Capítulos 4 y 5.

Al incluir el GSC aparece una complejidad, al coexistir en la planta del sistema dos señales discretas diferentes (la tensión retenida por el GSC y la tensión retenida por el MSC) junto con señales analógicas (la tensión del estator y la corriente del GSC). Para solventar este problema y poder integrar el modelo del GSC en el modelo del MSC, los elementos discretos del control del GSC (retraso del control, retenedor ZOH, controlador PI y filtros DSC) se van a trasladar al dominio analógico. A continuación, se hallará un modelo que relacione la corriente del GSC con la tensión del estator, como si de un filtro conectado en paralelo se tratara (Figura 6.18). El modelo del GSC se integrará entonces en la planta del convertidor MSC, junto con el generador DFIG, el filtro RC y el modelo de la red.

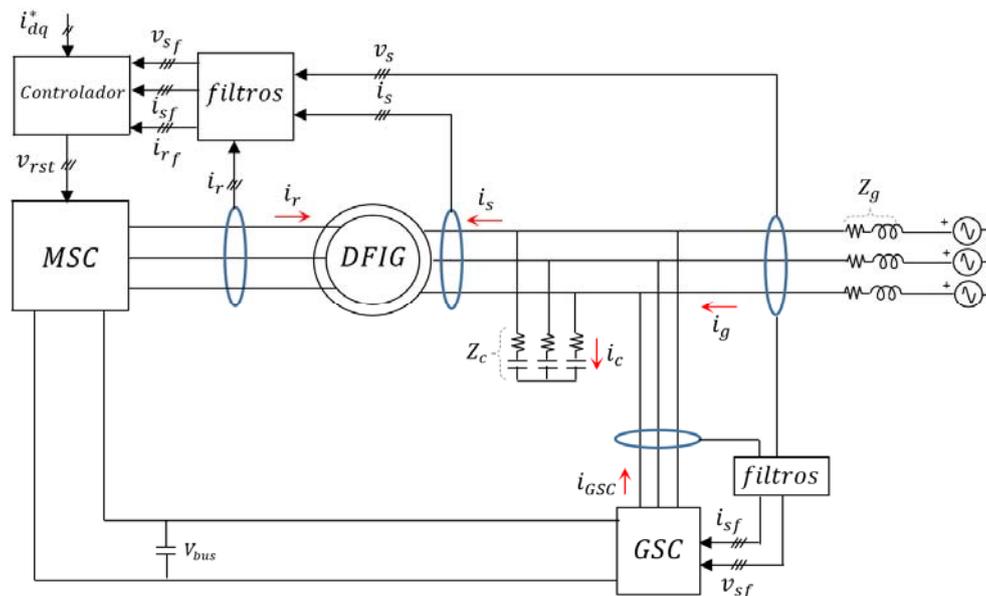


Figura 6.18: Sistema DFIG que incluye el convertidor GSC

Respecto al modelo del GSC, la planta a considerar es la inductancia y la resistencia del convertidor. La tensión aplicada a esta planta LR es retenida en el sistema real en ejes estacionarios. Sin embargo, dado que los efectos del control digital (retraso y ZOH) van a ser modelizados de manera aproximada en el dominio analógico, la planta se puede expresar en cualquier marco de referencia. Por ello, el modelo del GSC se va a expresar en unos ejes dq

genéricos, para posteriormente integrar este modelo en el modelo del MSC. Refiriendo la planta a estos ejes genéricos:

$$planta_{GSC} = ab2dq \left(\frac{1}{Ls + R}, \omega \right) \tag{6.29}$$

siendo L la inductancia del convertidor y R su resistencia. El filtro analógico de las tensiones y corrientes del estator, que está implementado en ejes estacionarios, se modeliza en estos mismos ejes genéricos:

$$FA_{GSC} = ab2dq \left(\frac{1}{\tau_{FA}s + 1}, \omega \right) \tag{6.30}$$

Dado que se quiere analizar la influencia del GSC en la estabilidad del sistema MSC, se supondrá una referencia de corriente del GSC nula. En la Figura 6.19 aparece el lazo de control considerado para el GSC:

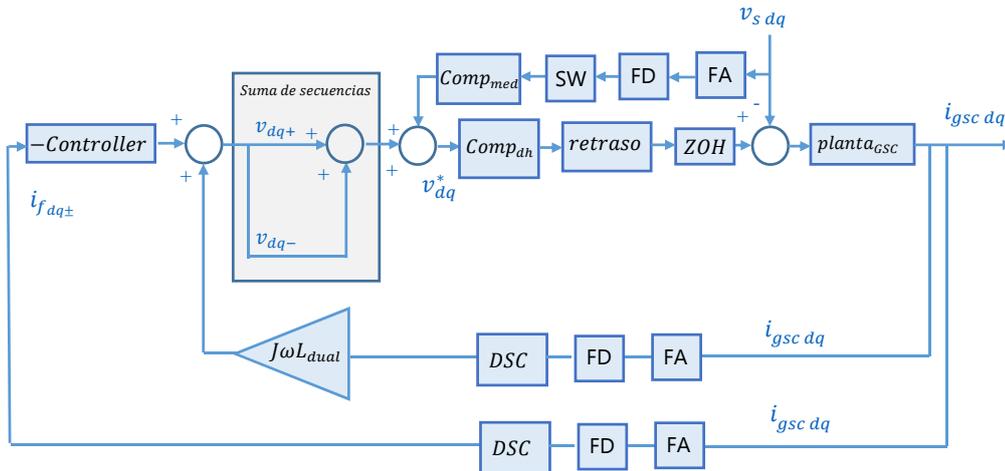


Figura 6.19: Lazo de control del convertidor GSC

Analogización de elementos

Una manera de trasladar los elementos discretos del control del GSC al dominio analógico es sustituyendo el operador de retraso discreto z por un retraso en el dominio analógico:

$$z^{-1} = e^{-T_s \cdot s} \tag{6.31}$$

Dado que los retrasos analógicos aumentan significativamente el coste computacional del modelo y dan problemas a la hora de calcular los polos del modelo completo, se considera la aproximación de Padé de tercer orden de dicho retraso, la cual es suficientemente precisa

hasta las frecuencias de resonancia del filtro de armónicos. Una aproximación analógica de este retraso analógico puede calcularse mediante el comando *pade* de Matlab:

$$pade_3 = pade(e^{-T_s \cdot s}, 3) \quad (6.32)$$

Esta aproximación se utiliza para modelizar el retraso del control digital del GSC:

$$retraso^s = pade_3 \quad (6.33)$$

Este retraso tiene lugar en ejes estacionarios pero se debe expresar en ejes *dq* genéricos, que son los ejes en los que se quiere expresar el modelo del GSC:

$$retraso = ab2dq(retraso^s, \omega) \quad (6.34)$$

Una modelización muy extendida del retenedor de orden cero en el dominio analógico aparece en la Expresión 6.35 [6.4].

$$ZOH^s = \frac{(1 - e^{-T_s \cdot s})}{T_s \cdot s} \quad (6.35)$$

Para obtener el modelo del retenedor, el retraso de la expresión anterior se sustituye por *pade₃* y se traslada a los ejes *dq* genéricos:

$$ZOH_{pade} = ab2dq\left(\frac{(1 - pade_3)}{T_s \cdot s}, \omega\right) \quad (6.36)$$

Para los controladores PI empleados en el control dual de corrientes se realiza la misma sustitución, y se expresan en unos ejes *dq* genéricos:

$$\begin{aligned} PI_+ &= ab2dq\left(K_p + K_p \cdot \frac{T_s}{T_n} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}}, \omega - \omega_s\right) \\ &\quad \downarrow \\ PI_{+pade} &= ab2dq\left(K_p + K_p \cdot \frac{T_s}{T_n} \cdot \frac{1}{1 - pade_3}, \omega - \omega_s\right) \\ &\quad \downarrow \\ PI_- &= ab2dq\left(K_p + K_p \cdot \frac{T_s}{T_n} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}}, \omega_s + \omega\right) \\ &\quad \downarrow \\ PI_{-pade} &= ab2dq\left(K_p + K_p \cdot \frac{T_s}{T_n} \cdot \frac{1}{1 - pade_3}, \omega_s + \omega\right) \end{aligned} \quad (6.37)$$

$$\text{Controller} = \begin{bmatrix} PI_{+pade} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & PI_{-pade} \end{bmatrix} \quad (6.38)$$

Para los filtros DSC, implementados en ejes $\alpha\beta$, se utiliza la aproximación del retraso de la Expresión 6.34 para su modelización en ejes dq genéricos:

$$DSC_+ = \frac{1}{2}(\mathbf{I} + \mathbf{J} \cdot \text{retraso}^n) \quad DSC_- = \frac{1}{2}(\mathbf{I} - \mathbf{J} \cdot \text{retraso}^n) \quad (6.39)$$

siendo

$$n = \frac{T_{fun}}{4T_s} \quad (6.40)$$

con T_{fun} el periodo de la fundamental y T_s el periodo de muestreo del control.

El filtro de medida digital de la corriente y tensión del estator es el mismo que el de la Expresión 6.21, donde el operador discreto se ha sustituido por la aproximación de *Padé*:

$$FD' = \begin{bmatrix} i_s & v_s \\ ab2dq \left(\frac{1 + pade_3}{2}, \omega \right) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & ab2dq \left(\frac{1 + pade_3}{2}, \omega \right) \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

Por otro lado, el filtro utilizado para la tensión del *feed-forward* es el mismo que el de la Expresión 3.88, donde también se ha utilizado la aproximación de *Padé*:

$$SW = ab2dq \left(\frac{1 - \frac{1}{k_f}}{1 - \frac{1}{k_f} pade_3}, 0 \right) \quad (6.42)$$

Obtención del lazo cerrado del GSC

Al haber expresado todos los elementos del GSC en el dominio analógico, es posible obtener su lazo cerrado, definiendo como entrada la tensión del estator del sistema y como salida, la corriente del convertidor GSC. Para ello se emplea el comando *connect*. En el *script* adjunto del Anexo XIII se pueden encontrar los comandos concretos utilizados.

Planta completa

A continuación, se integra el modelo del GSC en la planta del MSC. De acuerdo a la Figura 6.20, la corriente que circula por el condensador del filtro RC es la suma de la corriente de la red y la corriente del GSC menos la corriente que circula por el estator de la máquina:

$$i_c = i_g + i_{GSC} - i_s \quad (6.43)$$

Mediante el comando *sumblk* puede definirse en Matlab un modelo que incluya esta relación entre variables de estado.

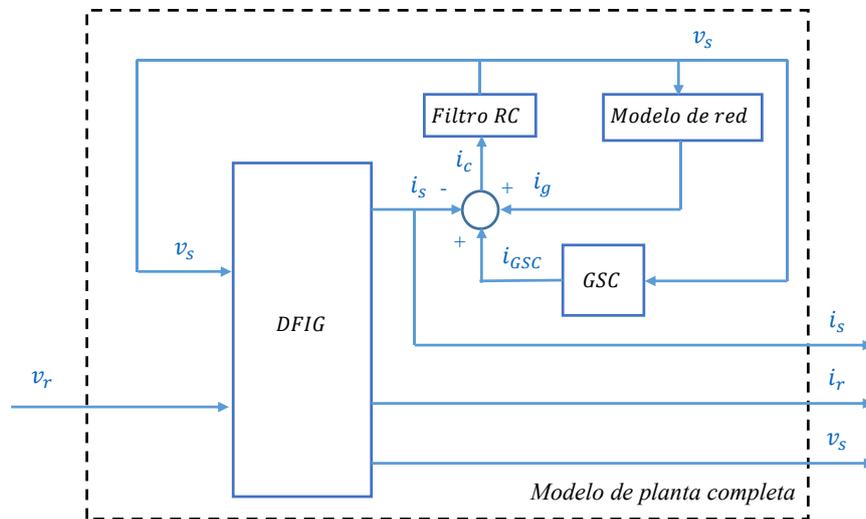


Figura 6.20: Esquema de la planta completa del sistema que incluye al GSC

Una vez que se han definido correctamente las entradas y salidas de la máquina DFIG (Expresión 6.3), del modelo de la red (Expresión 6.5), del filtro RC (Expresión 6.6) y del modelo del GSC (ver Anexo XIII), se construye el modelo de la planta completa ($planta_{MSC}$) en EE utilizando el comando *connect*. El modelo de esta planta tiene como entradas las tensiones del rotor y, como salidas, las corrientes del rotor y del estator y la tensión del estator. La tensión del estator interesa definirla como salida del modelo, al utilizarse en el *feed-forward* de tensión.

Dado que el modelo de la máquina DFIG está referido al estator, la tensión del rotor, que es entrada del modelo de planta completo, se refiere también al estator mediante la relación de transformación a :

$$planta_{MSC} = planta_{MSC} \cdot a \quad (6.44)$$

Discretización de la planta

La tensión aplicada por el MSC a la planta es retenida en el sistema real en una referencia rotórica. Por lo tanto, el modelo de planta debería expresarse en esta referencia para su discretización. Esto puede hacerse fijando el valor de ω de las Expresiones 6.3, 6.5 y 6.6 de todos los elementos del modelo del GSC que están expresados en unos ejes dq genéricos, a ω_m . A continuación, una vez discretizado el modelo, éste debería trasladarse a ejes dq , que son los ejes en los que está implementado el control del convertidor MSC. Ésta ha sido la manera de proceder en el apartado 6.4.1.

Sin embargo, debido al elevado orden del nuevo modelo y a las aproximaciones realizadas, la función $ab2dq_ext$, empleada en los cambios de referencia, devuelve un error, imposibilitando la traslación. Por ello, se va a considerar como alternativa la discretización de la planta en los ejes dq ($\omega = \omega_s$). Esta consideración conlleva un error de modelización, al encontrarse el ZOH físicamente en un marco rotórico y no en uno síncrono. Para reducir este error, se propone en [6.5] un término de corrección que tiene en cuenta el retraso y la distorsión de amplitud en la tensión como consecuencia de esta asunción:

$$K = \frac{\frac{\omega \cdot T_s}{2}}{\sin\left(\frac{\omega \cdot T_s}{2}\right)} e^{-\left(\frac{\omega \cdot T_s}{2}\right)J} \quad (6.45)$$

Dado que la planta debería discretizarse en una referencia rotórica (ω_m) y se ha discretizado en una referencia síncrona (ω_s), la velocidad relativa a utilizar en la compensación será $\omega_s - \omega_m$:

$$planta_{MSC\ zoh} = c2d(planta_{MSC}, T_s) \cdot \frac{\frac{(\omega_s - \omega_m) T_s}{2}}{\sin\left(\frac{(\omega_s - \omega_m) T_s}{2}\right)} e^{-\left(\omega_s - \omega_m\right) \frac{T_s}{2} J} \quad (6.46)$$

Como se verá en el apartado de validación, esta aproximación no introduce para el caso analizado errores significativos en la modelización.

Con ayuda de la función $ab2dq$, se construye el modelo de filtro analógico (FA) que filtra cada una de las salidas de la planta, referido a los ejes dq :

$$FA = \begin{bmatrix} i_s & i_r & v_s \\ ab2dq(FA', \omega_s) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & ab2dq(FA', \omega_s - \omega_m) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & ab2dq(FA', \omega_s) \end{bmatrix} \quad (6.47)$$

Siendo FA' la FT de la Expresión 6.12. A continuación se obtiene la planta discretizada junto con el filtro de medida:

$$planta_{MSC\ zoh} = c2d(FA \cdot planta_{MSC}, T_s) \cdot \frac{\frac{(\omega_s - \omega_m)T_s}{2}}{\sin\left(\frac{(\omega_s - \omega_m)T_s}{2}\right)} e^{-\frac{(\omega_s - \omega_m)T_s}{2}J} \quad (6.48)$$

Obtención del lazo cerrado del MSC incluyendo al GSC

Puesto que el lazo de control del MSC no ha cambiado respecto al del apartado 6.4.1, la manera de cerrar el lazo es idéntica a la descrita en dicho apartado, pudiéndose realizar de manera cómoda mediante el comando *connect* de Matlab. Un *script* que modeliza este sistema puede encontrarse en el Anexo XIII.

Validación del modelo

En la Figura 6.21 se muestra la respuesta dinámica del modelo simplificado de simulación y del modelo lineal obtenido para las condiciones nominales de parque. Además, se ha añadido la respuesta del modelo que ignora la influencia del convertidor GSC.

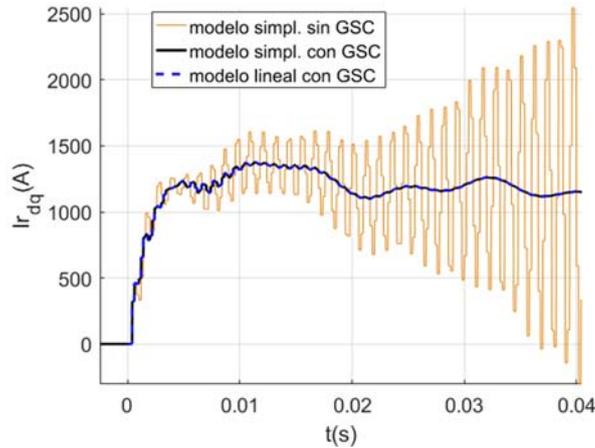


Figura 6.21: Respuesta ante escalón del modelo de simulación con y sin convertidor GSC

Como se puede observar, el modelo lineal tiene una respuesta prácticamente idéntica al modelo simplificado de simulación que incluye el convertidor GSC. Mientras el modelo que no incluye el GSC proporciona una respuesta inestable, tanto el modelo simplificado como el modelo lineal, que sí lo incluyen, proporcionan una respuesta estable.

A continuación se analiza a través del modelo lineal el comportamiento del *Parque B*. Se consideran los parámetros de control que se tenían durante los eventos de resonancia

registrados y se evalúa la respuesta del modelo mediante el análisis de los polos en lazo cerrado. Tal y como se observa en el mapa de polos y ceros de la Figura 6.22, el sistema no presenta polos inestables, aunque los polos del filtro *LCL* se encuentran cercanos a la inestabilidad, siendo este el motivo de los armónicos registrados en el parque. El elevado número de ceros y polos refleja el alto orden que tiene el modelo lineal del sistema DFIG desarrollado.

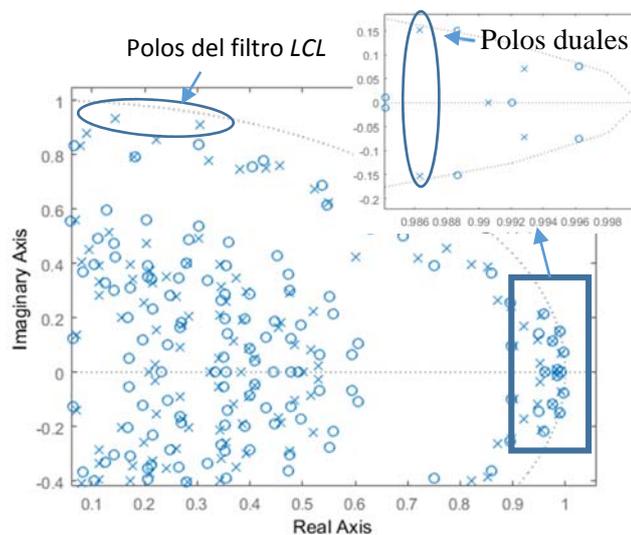


Figura 6.22: Polos en lazo cerrado antes de aplicar las medidas correctoras

Tras aplicar las medidas correctoras mostradas anteriormente en la Tabla 6.7, se obtiene el mapa de polos y ceros de la Figura 6.23. Como se puede observar en dicha figura, los polos de alta frecuencia son más estables una vez se han aplicado las medidas correctoras. Es por ello que, con esta configuración, los armónicos registrados en el parque se ven prácticamente eliminados.

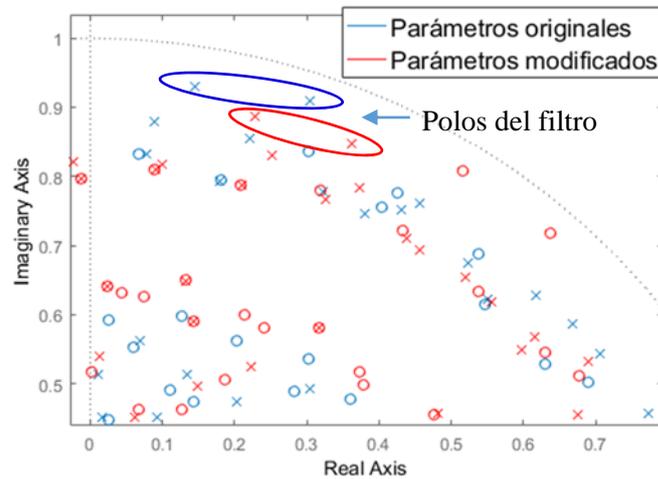


Figura 6.23: Polos en lazo cerrado tras aplicar las medidas correctoras

6.5 Conclusiones

En este capítulo se ha modelizado un parque eólico de turbinas DFIG conectado a una red débil. Al igual que en el parque de turbinas FC tratado en el capítulo anterior, se ha obtenido un modelo simplificado, y se ha conseguido mediante este modelo reproducir los problemas de contenido armónico registrados en un parque de 44 MW.

En el sistema DFIG analizado se ha observado una importante influencia del convertidor GSC en la estabilidad del sistema, resultando necesaria su modelización. Debido a la elevada complejidad del sistema, al coexistir cuatro marcos de referencia distintos y dos convertidores, se han obtenido dos modelos lineales diferentes: en una primera aproximación se ha obtenido un modelo lineal que no tiene en cuenta el convertidor GSC y posteriormente se ha completado el modelo para tener en cuenta dicho convertidor.

Para la correcta modelización de este último modelo, ha sido necesario utilizar aproximaciones analógicas de los distintos elementos que componen el algoritmo de control. Para no perder precisión, se han empleado aproximaciones de orden relativamente alto, ralentizando el modelo lineal. Asimismo, se ha empleado en la modelización un término de compensación ya publicado en la literatura que reduce el error cometido al considerar el ZOH de la tensión aplicada a la planta en unos ejes distintos. Esta compensación introduce un error despreciable en el sistema modelizado.

El modelo lineal obtenido se ha empleado para analizar satisfactoriamente la causa de los problemas de estabilidad del parque real.

6.6 Bibliografía

- [6.1] Beres, R.N., Wang, X.F., Blaabjerg, F., Liserre, M., Bak, C.L. "Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications", IEEE Trans. Power Electr. 31, 2083-2098, 2016.
- [6.2] Beres, R.N., Wang, X.F., Liserre, M., Blaabjerg, F., Bak, C.L. "A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters", IEEE J. Em. Sel. Top. P. 4, 54-69, 2016.
- [6.3] Abad, G., López, J., Rodríguez, M.A., Marroyo, L., Iwansky, G. *Doubly fed induction machine: Modeling and control for wind energy generation*, Florida, USA. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [6.4] Agorreta, J.L., Borrega, M., López, J., Marroyo, L. "Modeling and control of N-paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants", IEEE Trans. Power Electron. 26, 770-785, 2011.
- [6.5] Bae, B.H., Sul, S.K. "A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives", IEEE Trans. Ind. Appl., 39, 802-810, 2003.

Capítulo 7

Conclusiones y Líneas Futuras

7.1 Conclusiones

La conexión de parques eólicos a redes débiles propicia la aparición de inestabilidades, resultado de la interacción del lazo de control de corrientes con el filtro *LCL* de salida y/o la impedancia de la red. Estos problemas, unidos a las crecientes exigencias de las nuevas normativas de conexión a red, complican cada vez más el diseño de los lazos de control de las turbinas. En este contexto, se hace necesario disponer de modelos que recojan las distintas inestabilidades y reproduzcan fielmente la respuesta dinámica de los parques. Por otro lado, resulta deseable que estos modelos sean computacionalmente eficientes sin que ello conlleve una pérdida de precisión. La presente tesis responde a estas necesidades aportando una metodología que permite obtener modelos lineales capaces de reproducir con precisión las dinámicas más importantes de distintos sistemas de conversión de energía reales.

Utilizando los modelos lineales desarrollados en esta tesis es posible abarcar y simular multitud de casuísticas diferentes (variaciones en los componentes del filtro de salida, en el modelo de la red o en el algoritmo de control, por ejemplo), así como abordar el análisis de estabilidad y diseño de controladores mediante herramientas de respuesta en frecuencia y valores propios, lo cual resulta de gran utilidad en el ámbito de la integración en red de los parques eólicos.

En primer lugar, se han revisado en el Capítulo 2 las distintas opciones de representación lineal de sistemas trifásicos de potencia. Estos sistemas, de acuerdo a su número de entradas y salidas, son sistemas *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO). Se ha visto que, cuando el sistema a modelizar tiene acoplamientos significativos, la representación más habitual, que consiste en modelizar una sola fase, comete errores que pueden ser críticos a la hora de reproducir correctamente el comportamiento del sistema. En estos casos resulta necesario recurrir a una modelización MIMO del sistema.

De entre las representaciones MIMO, el espacio de estados es la opción más precisa y eficiente, por lo que se elige ésta para desarrollar los modelos lineales a lo largo de la tesis. Las representaciones basadas en funciones de transferencia, por el contrario, presentan fallos numéricos importantes al aumentar la complejidad del modelo.

Para facilitar el análisis de estabilidad y el diseño de controladores en sistemas MIMO, se han desarrollado una serie de funciones utilizables mediante programas como Octave o Matlab que emplean el diagrama de Bode, el diagrama de Nyquist y el diagrama de Nichols.

En el Capítulo 3 se ha propuesto una metodología que permite modelizar de manera simple, intuitiva y computacionalmente eficiente una amplia variedad de sistemas donde coexisten elementos tanto analógicos como digitales y en distintos marcos de referencia. Se trata de una metodología modular, donde cada uno de los elementos del sistema se modeliza de manera separada, y posteriormente se unen entre sí para dar lugar al modelo completo del sistema. Esta modularidad permite modificar el modelo de manera sencilla en caso de que cambien los elementos del lazo de control, las características del convertidor, o que se quiera modelizar la red con mayor detalle.

Con el objetivo de simplificar la modelización de los elementos de la planta, ésta se realiza en una referencia estacionaria (ejes $\alpha\beta$), lo que hace necesario trasladar estos modelos al marco de referencia síncrona antes de unirlos con los elementos del control, definidos en este último marco. Para ello se ha desarrollado la herramienta *ab2dq*, que permite hacer estas traslaciones en modelos tanto continuos como discretos.

La metodología presentada en este capítulo se ha aplicado a tres sistemas reales: un convertidor conectado a red (Capítulo 4), un parque eólico basado en turbinas *Full-Converter* (Capítulo 5) y un segundo parque basado en máquinas DFIG (Capítulo 6). Se trata, en los tres casos, de sistemas muy complejos con controles sofisticados que complican su modelización. Es por ello que, como primer paso, se ha realizado un trabajo de simplificación identificando los elementos del sistema más relevantes para el análisis de estabilidad y dinámica de los sistemas considerados.

Como resultado de este estudio se ha concluido que se puede despreciar sin cometer errores significativos el algoritmo de la PLL (en sistemas con $SCR > 2$), las conmutaciones de los interruptores, la saturación en tensión del convertidor, así como la dinámica de lazos externos más lentos (control de tensión del bus de continua y control de tensión de bornes del convertidor). Por el contrario, a fin de poder reproducir fielmente la realidad, el modelo debe tener en cuenta los filtros de medida, los tiempos muertos (cuando se trabaje a poca potencia) y, eventualmente, las compensaciones de retrasos que se realicen en el control. En caso de que el control de corrientes se realice mediante un regulador dual resulta también importante modelizar los lazos de regulación de las dos secuencias.

Otro de los elementos influyentes de los tres sistemas reales analizados es el aumento de las pérdidas con la frecuencia en los distintos elementos inductivos. Este fenómeno, poco tratado en la literatura en el ámbito de aplicación de esta tesis, ha resultado ser importante en términos de la estabilidad del sistema. Cuando no se considera en el modelo el incremento de pérdidas con la frecuencia, se obtiene por lo general un modelo más inestable que la realidad, lo que conduce a los fabricantes a sobredimensionar los sistemas de amortiguamiento penalizando la eficiencia global del sistema. Los modelos de alta frecuencia presentados en los Capítulos 4, 5 y 6, permiten reproducir mejor el comportamiento real del parque cuando éstos operan con redes con SCR especialmente bajas y optimizar así el diseño del sistema.

El modelo lineal desarrollado en el Capítulo 4 se ha validado satisfactoriamente mediante ensayos experimentales de un convertidor de 500 kVA. Dicho modelo recoge adecuadamente la dinámica del convertidor, al ser capaz de reproducir con gran precisión la respuesta ante escalón del lazo de corrientes y recoger fielmente las dos fuentes de inestabilidad identificadas: los polos duales de baja frecuencia (inherentes al control dual de corrientes) y los polos de resonancia del filtro de armónicos. Ambas dinámicas pueden comprometer la estabilidad del sistema cuando el convertidor se encuentra conectado a una red débil. Asimismo, en los registros tomados se ha observado la influencia de algunos parámetros críticos del control: la constante K_p y la constante τ_{FF} del filtro del *feed-forward* para la resonancia del filtro de armónicos y la K_p y la compensación de fase para la resonancia dual.

Por otro lado, la enorme disminución del coste computacional de este modelo respecto al modelo simplificado de partida, ha permitido optimizar el ajuste del controlador del lazo de corrientes del convertidor para un determinado rango de variación en los componentes del filtro y en la inductancia de red.

En el Capítulo 5 se ha modelizado un parque eólico compuesto por turbinas *Full-Converter* conectado a una red débil. En primer lugar, se ha obtenido un modelo simplificado de simulación, el cual se ha validado mediante registros experimentales de un parque real. Con el objetivo de rebajar el coste computacional de este modelo, se ha desarrollado un modelo lineal siguiendo la metodología de modelización presentada en el Capítulo 3. Este modelo lineal se ha utilizado para optimizar el ajuste del controlador del lazo de corriente, mejorando significativamente el comportamiento del parque.

Por otro lado, se ha analizado el efecto estabilizador del algoritmo de generación de consignas del parque en los polos duales de baja frecuencia. Este efecto, y su dependencia con el nivel de potencia, se ha modelizado y se ha integrado en el modelo lineal del lazo de corrientes.

Por último, en el Capítulo 6 se ha modelizado un parque eólico de turbinas DFIG conectado a una red débil. En primer lugar se ha obtenido un modelo simplificado de simulación que tiene

en cuenta los elementos más influyentes en la respuesta dinámica y en la estabilidad del sistema. La influencia del convertidor GSC en la estabilidad del sistema DFIG ha hecho necesario considerar este convertidor en el modelo. A continuación, este modelo se ha validado satisfactoriamente utilizando registros experimentales de parque.

Debido a la complejidad de este sistema, en el Capítulo 6 se han obtenido dos modelos lineales diferentes: en una primera aproximación se ha obtenido un modelo lineal que no tiene en cuenta el convertidor GSC y posteriormente se ha completado el modelo para tener en cuenta dicho convertidor. Este último modelo ha resultado útil para analizar las causas de la inestabilidad recogida en los registros del parque.

7.2 Contribuciones

En esta sección se mencionan las principales contribuciones de esta tesis.

Contribuciones a conferencias internacionales

- D. Velasco, J. López: *Low Voltage Ride Through (LVRT) Capability of an enhanced DFIG System*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. 10-12 May 2016. Nuremberg, Germany, PCIM Europe 2016.
- D. Velasco, J. López. *Discrete-Time Domain Modeling of DQ-Frame Current-Controlled Systems through easy Implementation*. 19th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, IEEE COMPEL 2018.

Participación en proyectos públicos de I+D

- *Tecnologías para la integración en la red de energías renovables: electrónica de potencia, almacenamiento, gestión energética e interacción con la red (TIRER)*, código DPI2013-42853-R. Proyecto del Plan Nacional I+D+i, Ministerio de Economía y Competitividad, 2014-2017.
- *Convertidores electrónicos avanzados para integración en red de sistemas fotovoltaicos y eólicos (CIRFE)*, código DPI2016-80641-R. Proyecto del Plan Estatal I+D+i, Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades, 2016-2019.

Participación en proyectos privados de I+D

Este trabajo se ha realizado en colaboración con la empresa Ingeteam Power Technology S.A. bajo el siguiente contrato OTRI:

- OTRI 2016 024 070: Modelización de parques eólicos conectados a redes débiles. Desde Junio del 2016 hasta Junio 2018.

7.3 Líneas Futuras

En esta tesis se han abarcado distintas cuestiones acerca del modelado de sistemas de generación renovable, lo cual resulta de gran interés para los estudios de integración en red de energía eólica. A continuación se mencionan distintos temas que no se han tratado en este trabajo y en los que podría ser interesante profundizar.

Mejora en las estrategias de control del lazo de corrientes

Los modelos desarrollados han sido capaces de recoger de manera satisfactoria las fuentes de inestabilidad detectadas en los sistemas reales. La continuación natural de este trabajo es la utilización de estos modelos para el diseño de estrategias de control superiores. Así como en los Capítulos 4 y 5 se han optimizado los parámetros del controlador PI para obtener una mejor respuesta de acuerdo a unos criterios establecidos, también sería interesante explorar otro tipo de controles, como por ejemplo, controladores MIMO, que introduzcan dinámicas tanto en los elementos diagonales como en los elementos cruzados.

Obtención de un modelo de red más completo

En los casos analizados se ha modelizado la red como un circuito *LR*. En ocasiones, sin embargo, esta modelización puede no recoger con suficiente precisión la realidad. Es el caso, por ejemplo, de una red compuesta de una gran cantidad de elementos conectados entre sí (líneas de transporte, transformadores, cables subterráneos o submarinos con un importante comportamiento capacitivo, compensadores de reactiva, STATCOMs, distintas cargas, etc). En este sentido podría ser interesante, en la medida de lo posible, considerar modelos más precisos de red, integrándolos en los modelos de parque. Esto permitiría llevar un análisis más completo acerca de las posibles fuentes de inestabilidad del sistema.

Asimismo, debido a las posibles diferencias entre las turbinas de un mismo parque, los distintos puntos de operación de cada una de ellas, las diferencias entre los componentes pasivos empleados y las distintas impedancias de las que se compone la red interna del parque, se considera interesante profundizar más en la manera de agregar el parque. Los modelos desarrollados son fácilmente extensibles a una modelización más precisa del parque que se

base en agregaciones parciales, donde cada grupo de turbinas y de componentes con características similares se agrupan en un modelo agregado, por ejemplo.

Inclusión de la PLL en el modelo del lazo de corrientes

Como se ha mostrado en los Capítulos 4 y 5, el algoritmo de la PLL no tiene una influencia significativa en los sistemas analizados. Por este motivo, este elemento del control no se ha incluido en los modelos lineales. Sin embargo, la tendencia actual es la instalación de parques eólicos en redes cada vez más débiles. En estas redes, la PLL puede llegar a tener un efecto notable, siendo conveniente su modelización. Integrando un modelo de PLL en los modelos lineales desarrollados en la tesis se podría realizar un análisis superior en este tipo de redes.

Modelización de otros problemas de integración en red

Otro de los retos actuales en la integración en red de la energía eólica son las inestabilidades de baja frecuencia que se dan como resultado de la interacción de las turbinas eólicas con redes que incluyen compensaciones serie. Estas redes utilizan condensadores conectados en serie con la línea de transporte para aumentar su capacidad de transporte. La inductancia y capacidad efectiva del sistema propicia, especialmente en redes débiles, la aparición de resonancias subsíncronas (SSR) que pueden inestabilizar el sistema.

En la literatura existen multitud de casos reales que es posible analizar aplicando la metodología de modelización utilizada en esta tesis, la cual se cree que resultaría especialmente útil a la hora de diseñar estrategias de control que traten de solventar estos problemas de estabilidad.

Anexos

Anexo I: Ejemplos de análisis de estabilidad en sistemas SISO

Criterio de Estabilidad de Nyquist

De acuerdo al criterio de estabilidad de Nyquist, un sistema es estable si se cumple la expresión $Z=P-N=0$, siendo Z el número de polos inestables en lazo cerrado, P el número de polos inestables de la función de lazo abierto y N el número de rodeos al punto $(-1,0j)$, contándose en positivo los rodeos en sentido antihorario y en negativo los rodeos en sentido horario.

Para contabilizar de manera ágil los rodeos, se pueden considerar las intersecciones de la curva de Nyquist con una semirrecta auxiliar que tiene su origen en el punto $(-1,0j)$ y su final en $(-\infty,0j)$. Dado que la curva de Nyquist es simétrica respecto al eje real, es suficiente con fijarse únicamente en el rango positivo de frecuencias, y multiplicar el número de rodeos obtenido por dos.

Para los distintos ejemplos, se muestran las curvas de Nyquist de la función correspondiente al lazo abierto y su representación en diagrama de Bode.

a) Caso estable sencillo

$$LA = \frac{1}{(s+1)^2(s+3)}$$

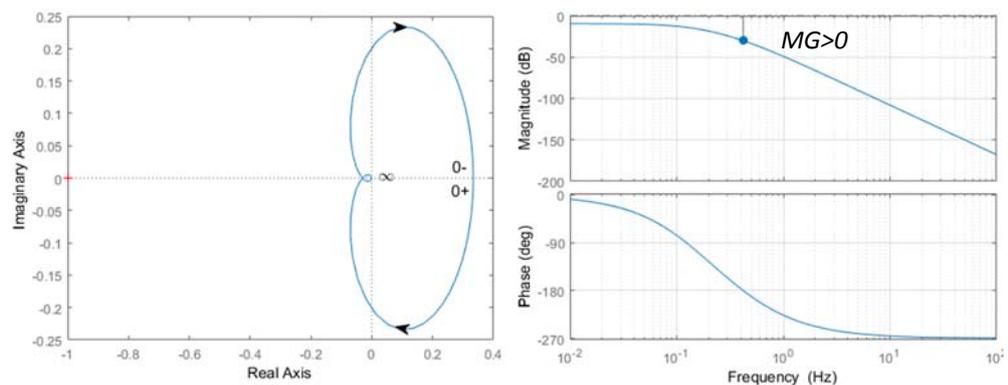


Figura A.1: Curva de Nyquist y diagrama de Bode para el caso a)

En este caso sencillo, $P=0$. Como se puede observar, no se tienen rodeos al punto $(-1,0j)$: $N=0$. Aplicando el criterio de Nyquist, no se tienen polos inestables: $Z=P-N=0$. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado, siendo todos ellos estables:

$$-3.2056 + 0.0000i \quad -0.8972 \pm 0.6655i$$

b) Caso inestable sencillo

$$LA = \frac{100}{(s+1)^2(s+3)}$$

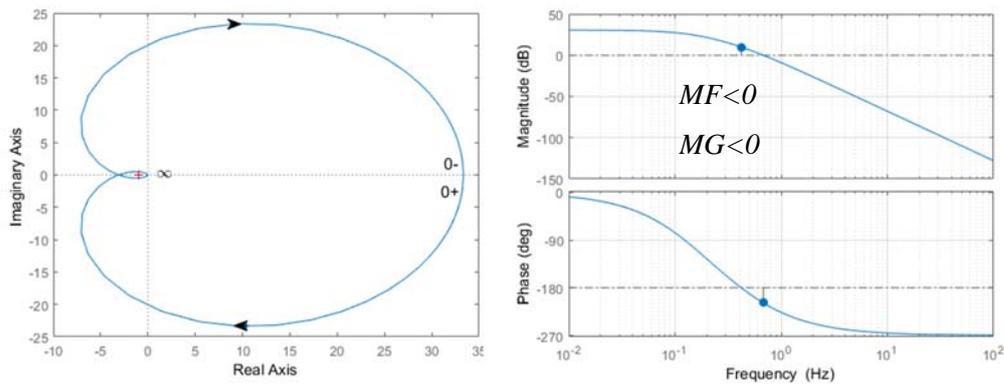


Figura A.2: Curva de Nyquist y diagrama de Bode para el caso b)

En este caso, $P=0$. Como se puede observar, se tienen 2 rodeos en sentido horario al punto $(-1,0j)$: $N=-2$. Aplicando el criterio de Nyquist, se tienen $Z=P-N=2$ polos inestables. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado, obteniendo dos polos inestables:

$$-6.4130 + 0.0000i \quad 0.7065 \pm 3.9449i$$

c) Caso estable con integrador

$$LA = \frac{1}{(s+2)^2 s}$$

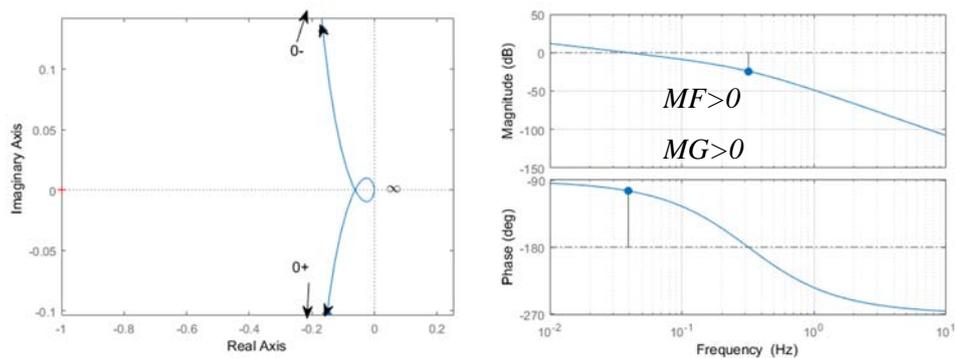


Figura A.3: Curva de Nyquist y diagrama de Bode para el caso c)

En este caso, $P=0$. Al tener un integrador en la función en lazo abierto, la curva de Nyquist no aparece cerrada. A frecuencia 0, existe una discontinuidad en el diagrama. En realidad, la curva se cierra mediante un círculo de radio infinito en sentido horario desde la frecuencia 0^- a la frecuencia 0^+ . Dicho círculo no aparece representado en la Figura A.3 y, en el ejemplo que se analiza, no rodea al punto $(-1,0j)$.

Como se puede observar, no se tienen rodeos al punto $(-1,0j)$: $N=0$. Aplicando el criterio de Nyquist, no se tienen polos inestables: $Z=P-N=0$. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado, siendo todos ellos estables:

$$-2.618 \quad -1 \quad -0.382$$

d) Caso inestable con integrador

$$LA = \frac{50}{(s+2)^2 s}$$

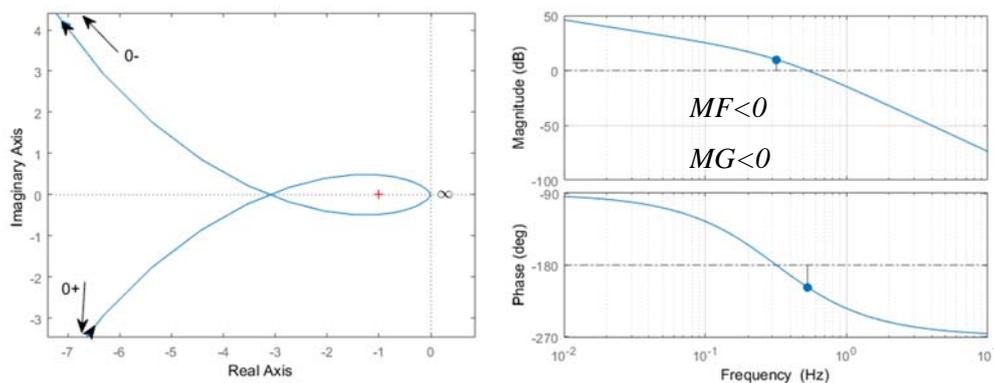


Figura A.4: Curva de Nyquist y diagrama de Bode para el caso d)

En este caso, $P=0$. Cerrando la curva mediante un círculo de radio infinito en sentido horario desde la frecuencia 0^- a la frecuencia 0^+ no se obtienen rodeos al punto $(-1,0j)$. Sin embargo, evaluando la curva a frecuencias positivas y negativas se tienen dos rodeos en sentido antihorario, por lo que $N=-2$. Aplicando el criterio de Nyquist, se tiene $Z=P-N=2$ polos inestables, lo cual se confirma hallando los polos de la función en lazo cerrado:

$$-5.1238 + 0.0000i \quad 0.5619 \pm 3.0729i$$

e) Caso estable con integrador y polos en LA inestables

$$LA = 3 \frac{(s+1)}{(s+5)(s-0.2)s}$$

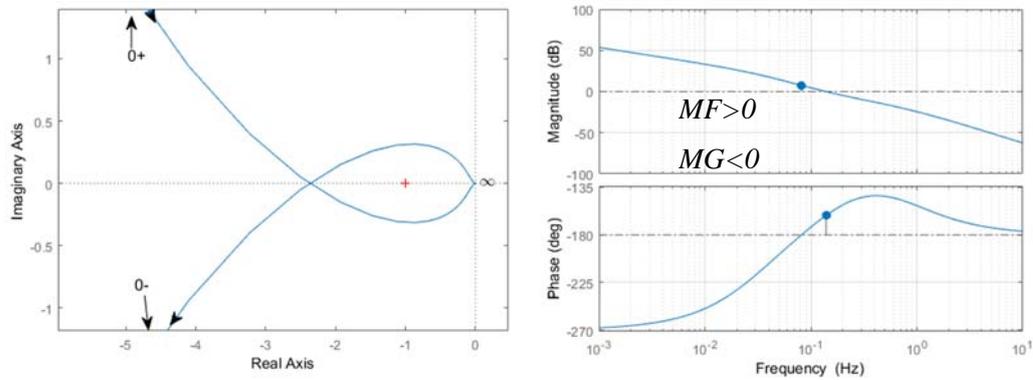


Figura A.5: Curva de Nyquist y diagrama de Bode para el caso e)

En este caso, $P=1$. Al tener un integrador en la función en lazo abierto, la curva de Nyquist no aparece cerrada. Cerrando la curva mediante un círculo de radio infinito en sentido horario desde la frecuencia 0^- a la frecuencia 0^+ se obtiene un rodeo al punto $(-1, 0j)$: -1. Evaluando las frecuencias positivas y negativas se tienen dos rodeos en sentido antihorario, por lo que $N=-1+2=1$. Aplicando el criterio de Nyquist, no se tienen polos inestables: $Z=P-N=0$. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado, siendo todos ellos estables:

$$-4.5038 + 0.0000i \quad -0.1481 \pm 0.8026i$$

f) Caso inestable con integrador y polos en LA inestables

$$LA = \frac{(s+1)}{(s+5)(s-0.2)s}$$

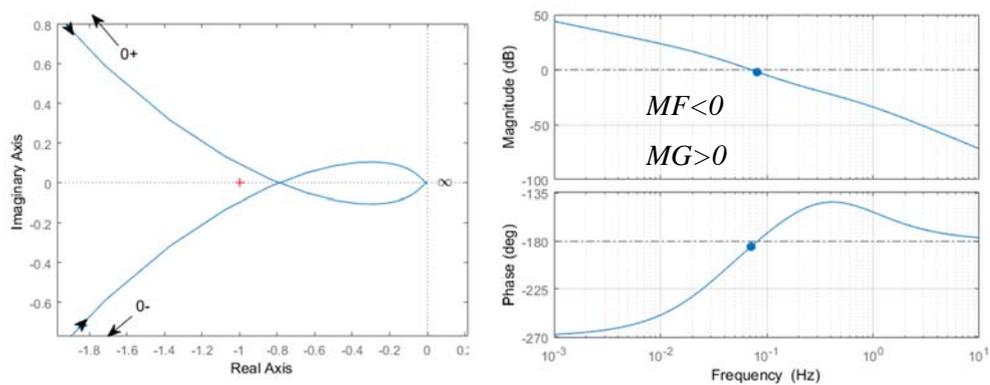


Figura A.6: Curva de Nyquist y diagrama de Bode para el caso f)

En este caso, $P=1$. Cerrando la curva mediante un círculo de radio infinito en sentido horario desde la frecuencia 0^- a la frecuencia 0^+ se obtiene un rodeo al punto $(-1,0j)$: -1. Evaluando las frecuencias positivas y negativas no se obtienen rodeos, por lo que $N=-1$. Aplicando el criterio de Nyquist, se tienen $Z=P-N=2$ polos inestables. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado:

$$-4.8426 + 0.0000i \quad 0.0213 \pm 0.4539i$$

Criterio de estabilidad de Bode

Para los casos a) - d) en los que sólo se tiene un MG y/o un MF, no se tienen polos en lazo abierto inestables y no se tienen rodeos al punto $(-1,0j)$ del diagrama de Nyquist a frecuencia 0, el criterio de Bode es aplicable. En estos casos, se puede comprobar que el sistema es estable si cumple la condición de que el MF y el MG tengan valores positivos (casos a) y c)). En caso contrario, el sistema es inestable (casos b) y d)).

Para los casos e) y f), el criterio de Bode no es aplicable y es conveniente recurrir al criterio de Nyquist. Por ejemplo, para el caso e), el criterio de Bode determina que el sistema es inestable ($MG < 0$) mientras en realidad el sistema es estable, al tener todos los polos en lazo cerrado con parte real negativa. El criterio de Nyquist, que es aplicable para cualquier sistema, determina que el sistema es estable.

Anexo II: Ejemplos de análisis de estabilidad en sistemas MIMO

Criterio de Estabilidad de Nyquist

Tal y como se ha indicado en el Capítulo 2, el criterio de Nyquist multivariable sostiene que es necesario recorrer la trayectoria de los valores propios de la Expresión 2.20 de $-\infty < \omega < \infty$ para contabilizar el número de rodeos N al punto $(-1,0j)$ y así poder determinar el número de polos inestables en lazo cerrado.

Como ejemplo de aplicación se ha elegido un sistema MIMO similar al analizado a lo largo del Capítulo 2. Para facilitar el estudio de la estabilidad de sistemas MIMO tanto a partir del diagrama de Nyquist como a partir del diagrama de Bode, se han desarrollado varias funciones de Matlab. El funcionamiento de estas y sus particularidades se han descrito en el Anexo III de la tesis.

a) Caso estable

La relación en lazo abierto del sistema tiene en este caso dos polos inestables¹ ($P=2$). En la Figura A.7 se han representado las curvas $\lambda_{1,2}$ para todo el rango de frecuencias. Como se puede observar, la trayectoria del valor propio λ_1 a frecuencias negativas presenta un rodeo al punto $(-1,0j)$ en sentido antihorario (+1). Dado que el sistema en lazo abierto tiene un integrador procedente del regulador PI, es necesario cerrar primero el diagrama.

¹ Cuando se trabaja con MFT en Matlab, normalmente se obtiene un orden del sistema mayor debido a la incorrecta cancelación de sus polos y sus ceros, fruto de errores numéricos. Esto es especialmente frecuente en sistemas de orden alto y en sistemas MIMO [2.30]. Por ello, para identificar estos posibles errores numéricos y no contabilizar polos inestables que idealmente deberían cancelarse con ceros, es conveniente calcular tanto los polos como los ceros de los sistemas en lazo abierto y en lazo cerrado.

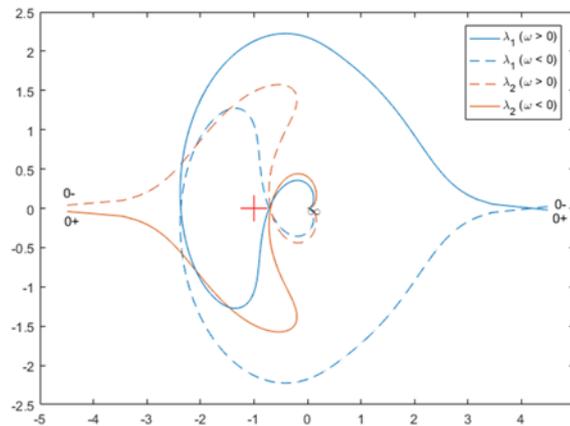


Figura A.7: Trayectoria de los valores propios de la matriz en LA con la frecuencia para un caso estable

En este caso no se tienen rodeos al unir las frecuencias 0^- y 0^+ de λ_1 . Recorriendo las frecuencias positivas, se tiene otro rodeo en sentido horario (+1). Repitiendo el mismo proceso para la curva λ_2 , no se obtienen rodeos en torno al punto $(-1, 0j)$. Por lo tanto, se tiene que el número de rodeos totales es $N=1+1=2$.

Aplicando el criterio de Nyquist, no se tienen polos inestables: $Z=P-N=2-2=0$. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado:

$$\begin{array}{ll} -1.4616 \pm 0.1569i & -0.1483 \pm 0.3626i \\ -0.0799 \pm 0.2380i & -0.005 \pm 0.0009i \end{array}$$

b) Caso inestable

De acuerdo a lo mencionado en el Capítulo 2, aprovechando la simetría que tienen las curvas λ_1 y λ_2 a frecuencias positivas y negativas, resulta más práctico evaluarlas solamente a frecuencias positivas o a frecuencias negativas, multiplicando el número de rodeos contabilizado por dos. En este caso, para poder recorrer una curva cerrada y aplicar el GNC, se dibuja la curva a frecuencias positivas de λ_1 y la curva a frecuencias negativas de λ_2 .

La relación en lazo abierto del sistema no tiene en este caso polos inestables ($P=0$). Como se puede observar, a frecuencias negativas se tiene un rodeo al punto $(-1, 0j)$ en sentido horario (-1).

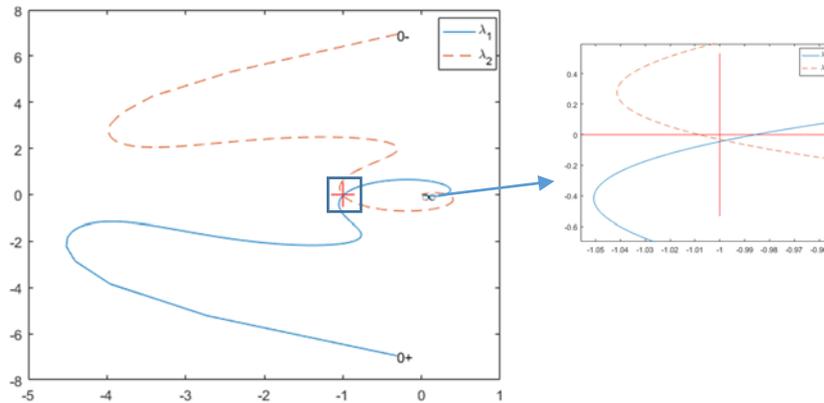


Figura A.8: Trayectoria de los valores propios de la matriz en LA con la frecuencia para un caso inestable

En este caso no se tienen rodeos al unir las frecuencias 0^- y 0^+ , al igual que tampoco se tienen en la parte positiva del diagrama. Por lo tanto, teniendo en cuenta la simetría de las curvas λ_1 y λ_2 a frecuencias positivas y negativas, $N=-1-2=-2$.

Aplicando el criterio de Nyquist, se tienen $Z = P-N = 2$ polos inestables. Se comprueba hallando los polos de la función en lazo cerrado:

$$\begin{array}{ll} -1.8858 \pm 0.0479i & 0.0045 \pm 0.4166i \\ -0.0048 \pm 0.3685i & -0.0051 \pm 0.0000i \end{array}$$

Criterio de estabilidad de Bode

La estabilidad del sistema debe estudiarse evaluando las dos curvas de la Expresión 2.20. Sin embargo, de manera análoga a lo descrito para el criterio de Nyquist, es suficiente con evaluarlas a frecuencias positivas o a frecuencias negativas.

a) Caso estable

Al igual que en el caso anterior, se dibuja la curva a frecuencias positivas de λ_1 y la curva a frecuencias negativas de λ_2 , representándolas esta vez mediante el diagrama de Bode. Para facilitar la inspección, se ha superpuesto el eje de las frecuencias negativas al de las frecuencias positivas.

Como se observa en la Figura A.9, dicho sistema tiene un único MF y MG a frecuencias positivas y a frecuencias negativas, no tiene polos inestables en su expresión en lazo abierto y no se tienen rodeos al punto $(-1,0j)$ a frecuencia cero, por lo que el criterio de Bode es aplicable.

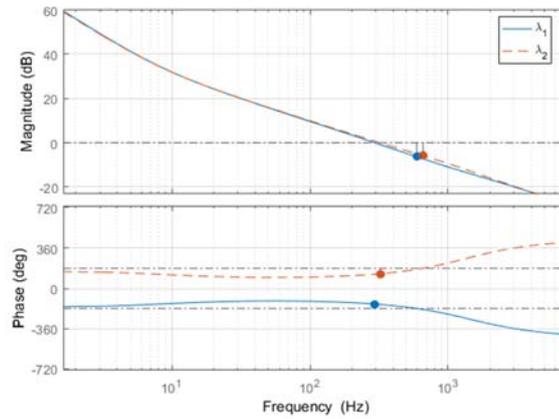


Figura A.9: Representación en diagrama de Bode de los valores propios λ_1 y λ_2 para un caso estable

En este caso, se comprueba que el sistema representado en la Figura A.9 es estable, dado que su MF y su MG, tanto a frecuencias positivas como negativas, son positivos.

b) Caso inestable

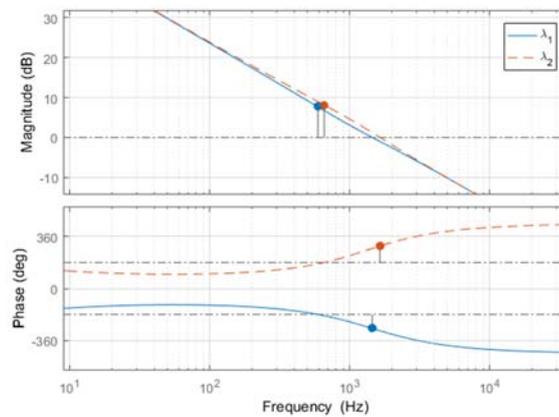


Figura A.10: Representación en diagrama de Bode de los valores propios λ_1 y λ_2 para un caso inestable

El sistema representado en la Figura A.10, al ser su MF y su MG negativos, es inestable.

Para los casos en los que el criterio de Bode no es aplicable, es conveniente recurrir al criterio de Nyquist.

Anexo III: Funciones para el análisis de estabilidad en sistemas MIMO

En primer lugar se describe el funcionamiento de las distintas funciones de Matlab utilizadas a lo largo de esta tesis en el análisis de estabilidad de sistemas MIMO. A continuación, se adjunta el código de dichas funciones.

dq2phase

La función *dq2phase* devuelve la respuesta en frecuencia de los valores propios de un sistema definido en los ejes dq o $\alpha\beta$. El comportamiento de los valores propios del lazo abierto indica la estabilidad del sistema al cerrar el lazo. Si el sistema es simétrico, los valores propios se pueden interpretar como la respuesta del sistema ante una secuencia positiva y negativa.

nyquistDQ

De acuerdo al criterio de Nyquist multivariable (GNC) descrito en el Capítulo 2, para analizar la estabilidad de un sistema de dos entradas y dos salidas en lazo cerrado, es necesario evaluar las curvas de los valores propios $\lambda_1(s)$ y $\lambda_2(s)$, obtenidas a partir de la matriz del sistema en lazo abierto (Expresión 2.20). Como se ha mencionado en el Capítulo 2, aprovechando la simetría que tienen dichas curvas a frecuencias positivas y negativas, resulta más práctico evaluarlas solamente a frecuencias positivas o a frecuencias negativas, multiplicando por dos el número de rodeos contabilizado. En este caso, para poder recorrer una curva cerrada y aplicar el GNC, se dibuja la curva a frecuencias positivas de λ_1 y la curva a frecuencias negativas de λ_2 .

La función deforma el radio pero no el ángulo de las curvas a analizar, lo cual facilita la inspección visual a la hora de contabilizar el número de rodeos.

bodeDQ

La función *bodeDQ* dibuja la curva a frecuencias positivas de λ_1 y la curva a frecuencias negativas de λ_2 mediante la representación en diagrama de Bode. En caso de que el sistema sea simétrico, las curvas representarán la respuesta en frecuencia ante una secuencia positiva y negativa respectivamente.

nicholsDQ

La función *nicholsDQ* dibuja la curva a frecuencias positivas de λ_1 y la curva a frecuencias negativas de λ_2 mediante la representación en diagrama de Nichols.

Distintos ejemplos de análisis de estabilidad de sistemas MIMO se muestran en el Anexo II, donde se han empleado las funciones *dq2phase.m*, *nyquistDQ.m* y *bodeDQ.m*.

```
function [sist1 sist2]=dq2phase(sistDQ,arg1,arg2)

% Devuelve la respuesta en frecuencia de los valores propios de un sistema
% definido en los ejes d/q o alfa/beta (el comportamiento de los valores
% propios del lazo abierto nos indica la estabilidad del sistema al cerrar el
% lazo)
%
% Si el sistema original es simétrico los valores propios se pueden interpretar
% como la respuesta del sistema ante una secuencia positiva y negativa, de
% forma que:
%
% [sistP,sistN] = dq2phase(sist_dq) devuelve la respuesta en frecuencia del
% sistema cuando sus entradas (ejes d y q) son iguales y están desfasadas 90°
% sistP es la respuesta a una secuencia positiva y sistN a una negativa
%
% [sistP,sistN] = dq2phase(sist_dq,ws) hace lo mismo pero además desplaza la
% frecuencia de tal manera que permite interpretar en unos ejes DQ a un
% sistema modelizado en alfa/beta (con ws la velocidad de los ejes DQ) o
% viceversa (pasando como argumento -ws)

w=0; ws=0; % por si no nos pasan los argumentos optativos
if nargin>1, % si el argumento es un escalar -> se trata de ws
    if size(arg1)==1, ws=arg1; % si no -> es el vector de frecuencias que
    debemos analizar
    else w=arg1; end
end
if nargin>2,
    if size(arg2)==1, ws=arg2;
    else w=arg2; end
end

% si no nos pasan las frecuencias exactas a calcular, intentamos ver cual es el
rango interesante
if iscell(w), [mag,phase,w]=bode(sistDQ,w);
elseif isscalar(w), [mag,phase,w]=bode(sistDQ);
end

resp=freqresp(sistDQ,w);
[n_sal,n_ent,pop]=size(resp);
if(n_ent==2 && n_sal==2),
    if(abs(max(resp(1,2,:)+resp(2,1,:))<1e-3) && abs(max(resp(1,1,:)-
resp(2,2,:))<1e-3),
        resp1=resp(1,1,:)-j*resp(1,2,:); % válido únicamente en sistemas
simétricos
        resp2=resp(1,1,:)+j*resp(1,2,:);
    else
        Gdd=resp(1,1,:); Gqd=resp(1,2,:); % general, válido para todo tipo de
sistemas
        Gdq=resp(2,1,:); Gqq=resp(2,2,:);
        signo=sign(imag(Gqd));
        signo(signo==0)=1;
        resp1 = (Gdd+Gqq)/2 + sqrt(((Gdd-Gqq)/2).^2+Gdq.*Gqd) .*signo;
        resp2 = (Gdd+Gqq)/2 - sqrt(((Gdd-Gqq)/2).^2+Gdq.*Gqd) .*signo; % el
último término (signo) es para forzar a MATLAB a que sqrt(-Gqd^2)=-j*Gqd y así
obtener el mismo resultado que en el caso simétrico
    end
end
```

```

end
else
    if (n_ent~=1 || n_sal~=1), error('The system must have 2 inputs and 2
outputs (or be a SISO system)'), end
    resp1=resp; resp2=resp;
end
resp2=conj(resp2); % conjugamos, para que sea interpretable a
como si tuvieramos una secuencia negativa

if ws==0,
    sist1=frd(resp1,w);
    sist2=frd(resp2,w);
else % desplazo frecuencias, solo tiene sentido en sistemas simétricos
    wp=w-ws;
    wn=-w-ws;
    sist1=frd(cat(3,resp2(:,:,wn>0), resp1(:,:,wp>0)), [wn(wn>0); wp(wp>0)]);
    sist2=frd(cat(3,resp1(:,:,wp<0), resp2(:,:,wn<0)),-[wp(wp<0); wn(wn<0)]);
end

function nyquistDQ(sistema,varargin)
% Dibuja los diagramas Nyquist de un sistema de dos fases (simétrico o no)
% con una escala logarítmica (que deforma el radio pero no el ángulo)
%
% Criterio de estabilidad:
%
% Cuidado: esta herramienta sólo dibuja la parte positiva del diagrama.
% Para contar las vueltas también hay que tener en cuenta la negativa
% (que es simétrica respecto al eje horizontal)
%
% Se puede saber si un sistema es estable en lazo cerrado a partir del
% diagrama Nyquist en lazo abierto haciendo la siguiente cuenta:
% Z = P-N
% donde:
% - Z: polos inestables del lazo cerrado
% - P: polos inestables del lazo abierto
% - N: número de vueltas alrededor del punto (-1,0) en sentido antihorario
% Normalmente los sistemas no suelen ser inestables en lazo abierto (P=0)
% En ese caso: Z=-N (es estable si no da vueltas al dicho punto)
%
% Un truco para contar las vueltas es trazar una recta desde (-1,0) hacia
% la izquierda y contar el número de veces que el diagrama Nyquist la corta
% (sumar si la corta hacia abajo y restar si lo hace hacia arriba)
%
% Cuando se usa un PI es normal tener un polo en LA en el origen. Entonces
% el diagrama Nyquist no aparece cerrado -> Hay que cerrarlo con un círculo
% de radio infinito que va en sentido horario de 0- a 0+

style='';
for ind=nargin-1:-1:1,
    if ischar(varargin{ind}), style=varargin{ind}; varargin(ind)=[]; end
end

% calculamos los valores propios
[lambda1,lambda2]=dq2phase(sistema, varargin{:});
respP=squeeze(lambda1.ResponseData);
respN=squeeze(lambda2.ResponseData);
wP=lambda1.Frequency;
wN=lambda2.Frequency;

```

```

% los dibujamos
old_hold=ishold(gca);
pP=plot(max(0,log10(abs(respP)*10)).*exp(j*angle(respP)),style); hold on
pN=plot(max(0,log10(abs(respN)*10)).*exp(j*angle(respN)),[style '--']);
legend('\lambda_1 (sec +)', '\lambda_2 (sec -)')

% Dibujamos el punto (-1,0)
escX=get(gca, 'XLim')*[-1;1]/40;
escY=get(gca, 'YLim')*[-1;1]/30;
plot(-1+[-escX escX],[0 0], 'r', [-1 -1], [-escY escY], 'r')
if(~old_hold), hold off, end

% Señalamos los extremos
popX=get(pN, 'XData'); popY=get(pN, 'YData');
text(popX(1),popY(1), '0-')
popX=get(pP, 'XData'); popY=get(pP, 'YData');
text(popX(1),popY(1), '0+')
text(popX(end),popY(end), '\infty')

% cambiamos la función del 'data cursor'
set(pP, 'Zdata', wP);
set(pN, 'Zdata', wN);
dcm_obj = datacursormode(gcf);
set(dcm_obj, 'UpdateFcn', @miupdatefcn);

% indicamos la distancia mínima al punto (-1,0)
[ minimo, cual]=min(abs(respP+1)); disp(['minimoP: ' num2str(minimo), ' @ ',
num2str(wP(cual))])
[ minimo, cual]=min(abs(respN+1)); disp(['minimoN: ' num2str(minimo), ' @ ',
num2str(wN(cual))])

end

function txt = miupdatefcn(~,event_obj)
pos = get(event_obj, 'Position');
resp=pos(1)+j*pos(2); % respuesta en frecuencia escalada
resp=10^abs(resp)/10*exp(j*angle(resp)); % idem sin escala
txt = [{'Real: ' ,num2str(real(resp),3)],...
      ['Imag: ' ,num2str(imag(resp),3)],...
      ['freq: ' ,num2str(pos(3),3)]];

End

function nicholsDQ(sistema,varargin)
% Dibuja los diagramas Nichols de un sistema de dos fases (simétrico o no)
%
% nicholsDQ(sistema) dibuja el diagrama nichols de los valores propios de
sistema
%
% nicholsDQ(sistema, w) hace lo mismo evaluando los valores propios en las
frecuencias definidas por el vector w
%
% nicholsDQ(sistema, {wmin,wmax}) hace lo mismo para el rango de
frecuencias comprendido entre wmin y wmax
%
% Se puede especificar el color y el estilo de la línea de la misma manera
% que en la función bode.

style='';

```

```

for ind=nargin-1:-1:1,
    if ischar(varargin{ind}), style=varargin{ind}; varargin(ind)=[]; end
end

[respP,respN]=dq2phase(sistema,varargin{:});
nichols(respP, style, respN,[style '--'])
legend('\lambda_1 (sec +)', '\lambda_2 (sec -)')
end

function bodeDQ(sistema,varargin)

% Dibuja los diagramas Bode de un sistema de dos fases (simétrico o no)
%
% bodeDQ(sistema) dibuja el diagrama bode de los valores propios de sistema
%
% bodeDQ(sistema, w) hace lo mismo evaluando los valores propios en las
% frecuencias definidas por el vector w
%
% bodeDQ(sistema, {wmin,wmax}) hace lo mismo para el rango de
% frecuencias comprendido entre wmin y wmax
%
% Se puede especificar el color y el estilo de la línea de la misma manera
% que en la función bode.

style='';
for ind=nargin-1:-1:1,
    if ischar(varargin{ind}), style=varargin{ind}; varargin(ind)=[]; end
end

[resp1,resp2]=dq2phase(sistema,varargin{:});
bode(resp1, style, resp2,[style '--'])
legend('\lambda_1 (sec +)', '\lambda_2 (sec -)')
end

```

Anexo IV: Función *ab2dq_ext*

A continuación, se muestra el código de la función *ab2dq_ext* en la que se han implementado las traslaciones entre marcos de referencia descritas en el Capítulo 3:

```
function EE=ab2dq_ext(system,Wo)
% Crea un sistema dinámico en los ejes alfa/beta o d/q a partir un sistema
% definido en una sola fase o de un sistema definido en otro sistema de
% referencia
%
% Por ejemplo, imaginemos una inductancia trifásica cuya función de
% transferencia para cada fase sea:
% LR = ft(1,[L R]) o LR = 1/(L*s+R)
% su modelización en los ejes alfa/beta se calcula como:
% LR_ab = ab2dq_ext(LR,0)
% y el mismo sistema, visto en unos ejes d/q que giren a velocidad Wo sería:
% LR_dq = ab2dq_ext(LR,Wo)
% o, si ya teníamos definido el sistema en los ejes alfa/beta
% LR_dq = ab2dq_ext(LR_ab,Wo)
%
% También funciona con sistemas dinámicos digitales
% Por ejemplo, un PI, cuya función de transferencia en los ejes d/q es:
% PI = Kp+Ki*z/(z-1) o PI = tf([Kp+Ki -Kp],[1 -1],Ts)
% se puede modelizar en los ejes alfa/beta haciendo:
% PI_ab = ab2dq_ext(PI,-Wo)

% Versión extendida de ab2dq (esta última solo acepta como entrada un sistema
% de una entrada y una salida)

try
    EE = ss(system);
catch ME
    error('The first argument must be a LTI system')
end
[no,ni]=size(EE);
nn=length(EE.a);
if no==1 && ni==1, EE=EE*[1 0;0 1];
else
    if mod(ni,2)==1, error('The number of the system''s inputs must be even (same
in alpha and beta axis)'); end
    if mod(no,2)==1, error('The number of the system''s outputs must be even
(same in alpha and beta axis)'); end
    nn = nn/2; % system order (per axis)
    ni = ni/2; % number of inputs (per axis)
    no = no/2; % number of outputs (per axis)
end

% Nos aseguramos de que el sistema es isotrópico (en otro caso, al cambiar la
referencia dejaría de ser LTI)
% % opción 1: las variables de estado están ordenadas así [x1d x2d ... x1q
x2q...]:
skew_X = [zeros(nn) eye(nn); -eye(nn) zeros(nn)];
skew_U = [zeros(ni) eye(ni); -eye(ni) zeros(ni)];
skew_Y = [zeros(no) eye(no); -eye(no) zeros(no)];
if (~isequal(EE.a*skew_X,skew_X*EE.a) || ~isequal(EE.b*skew_U,skew_X*EE.b) ||
~isequal(EE.c*skew_X,skew_Y*EE.c) || ~isequal(EE.d*skew_U,skew_Y*EE.d)),

% opción 2: las variables de estado están ordenadas así [x1d x1q x2d x2q...]:
skew_X=zeros(nn*2); for i=1:nn, skew_X(2*i-1,2*i)=1; skew_X(2*i,2*i-1)=-1; end
```

```

skew_U=zeros(ni*2); for i=1:ni, skew_U(2*i-1,2*i)=1; skew_U(2*i,2*i-1)=-1; end
skew_Y=zeros(no*2); for i=1:no, skew_Y(2*i-1,2*i)=1; skew_Y(2*i,2*i-1)=-1; end
if (~isequal(EE.a*skew_X,skew_X*EE.a) || ~isequal(EE.b*skew_U,skew_X*EE.b) ||
~isequal(EE.c*skew_X,skew_Y*EE.c) || ~isequal(EE.d*skew_U,skew_Y*EE.d)),

% otherwise: ordenamos las variables para dejarlas así [x1d x1q x2d x2q...]:
MM=zeros(nn*2,1); % X(orden de entrada) = MM*X' (X ordenada)
BB=ctrb(EE);
for col=1:2:ni*2*nn
    for target=unique(BB(:,col))',
        if size(MM,2)>nn*2, break, end
        enc=(BB(:,col:col+1)-target)==0;
        if(sum(sum(enc))==2) && sum(MM(find(enc(:,1)),:))<1, MM=[MM enc]; else
        enc=(abs(BB(:,col:col+1))-abs(target))==0;
        if(sum(sum(enc))==2) && sum(MM(find(enc(:,1)),:))<1, MM=[MM enc(:,2)
enc(:,1)]; end
        end
    end
end
MM(:,1)=[];
if size(MM,2)<nn*2, error('Unable to infer the order of the state variables'),
end
EE.a=inv(MM)*EE.a*MM; EE.b=inv(MM)*EE.b; EE.c=EE.c*MM; % espacio de estados
con el nuevo orden
if (~isequal(EE.a*skew_X,skew_X*EE.a) || ~isequal(EE.b*skew_U,skew_X*EE.b) ||
~isequal(EE.c*skew_X,skew_Y*EE.c) || ~isequal(EE.d*skew_U,skew_Y*EE.d)),
error('The system must be isotropic (its behaviour must be the same in both
axes)'), end

end
end

if system.Ts==0 % si el sistema es analógico
    EE.a = EE.a + Wo*skew_X;
else
    Ts=system.Ts;
    M=skew_X*sin(Wo*Ts)+eye(nn*2)*cos(Wo*Ts);
    EE.a=M*EE.a;
    EE.b=M*EE.b;
end

function ret=isequal(A,B)
    ret = max(max(abs(A-B))) < eps*100;
end

end

```

Anexo V: Función *ab2dq*

Esta función simplificada solo acepta como entrada un sistema de una entrada y una salida.

```
function mft_dq=ab2dq(ft_fase,Wo)
% Crea un sistema dinámico en los ejes alfa/beta o d/q a partir un sistema
% definido en una sola fase
%
% Por ejemplo, imaginemos una inductancia trifásica cuya función de
% transferencia para cada fase sea:
% LR = ft(1,[L R]) o LR = 1/(L*s+R)
% su modelización en los ejes d/q se calcula como:
% LR_dq = ab2dq(ft(1,[L R]),0)
% y el mismo sistema, visto en unos ejes d/q que giren a velocidad Wo sería:
% LR_dq = ab2dq(ft(1,[L R]),Wo)
%
% También funciona con sistemas dinámicos digitales
% Por ejemplo, un PI, cuya función de transferencia en los ejes d/q es:
% PI = Kp+Ki*z/(z-1) o PI = tf([Kp+Ki -Kp],[1 -1],Ts)
% se puede modelizar en los ejes alfa/beta haciendo:
% PI_ab = ab2dq(PI,-Wo)

% creamos el espacio de estados del sistema en alfa/beta
EE = ss(ft_fase)*[1 0;0 1];

orden = length(EE.a)/2; % orden del sistema

if ft_fase.Ts==0 % si el sistema es analógico
    EE.a = EE.a + Wo*[zeros(orden) eye(orden);-eye(orden) zeros(orden)];
else
    Ts=ft_fase.Ts;
    M=[cos(Wo*Ts)*eye(orden) sin(Wo*Ts)*eye(orden); -sin(Wo*Ts)*eye(orden)
    cos(Wo*Ts)*eye(orden)];
    EE.a=M*EE.a;
    EE.b=M*EE.b;
end

mft_dq = EE;
```

Anexo VI: *Script* de modelización de sistema con control vectorial

```

%Se define la planta en EE
A=[ -(R+Rc)/L 0 -1/L 0 Rf/L 0; 0 -(R+Rc)/L 0 -1/L 0 Rc/L;
1/Cc 0 0 -1/Cc 0; 0 1/Cc 0 0 0 -1/Cc; Rc/Lg 0
1/Lg 0 -(Rc+Rg)/Lg 0; 0 Rc/Lg 0 1/Lg 0 -(Rc+Rg)/Lg];
B=[1/L 0; 0 1/L ; 0 0 ; 0 0 ; 0 0 ; 0 0];
C=[1 0 0 0 0 0; 0 1 0 0 0 0]; D=zeros(2,2);
Planta=ss(A,B,C,D);
C=[Rc 0 1 0 -Rc 0; 0 Rc 0 1 0 -Rc];
PlantaVc=ss(A,B,C,D);

%Se definen los distintos elementos, especificando sus entradas y salidas
%Controlador:
A=[1 0; 0 1]; B=[Kp/Tn*Ts 0; 0 Kp/Tn*Ts]; C=eye(2); D=[Kp+Kp/Tn*Ts 0; 0
Kp+Kp/Tn*Ts ];
PI=ss(A,B,C,D,Ts);

%Compensación de términos cruzados:
JwL = ss([0 -ws*Lc; ws*Lc 0]);

%Retraso de control
A=zeros(2); B=eye(2); C=eye(2); D=zeros(2);
retraso=ss(A,B,C,D,Ts); %se pasa el retraso a dq
retraso=ab2dq(retraso,ws);

% Filtro analógico de medida
A=[-1/tau 0; 0 -1/tau]; B=[1/tau 0; 0 1/tau]; C=[1 0; 0 1]; D=[0 0; 0 0];
FA=ss(A,B,C,D);

%Filtro digital de medida:
FD = ab2dq((z^3+2*z^2+z)/(4*z^3),ws);

%Se suma a la acción del controlador la tensión del feed-forward:
SumFF=sunblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd*', 'vq*' }, { 'vd_ctrl', 'vq_ctrl' }, { 'Vrc_f_d', 'V
rc_f_q' });

%Filtro software para filtrar la tensión que se utiliza en el feed-forward
A=[1/kf 0; 0 1/kf]; B=[1-1/kf 0; 0 1-1/kf]; C=[1/kf 0; 0 1/kf]; D=[1-1/kf 0; 0
1-1/kf];
SW=ss(A,B,C,D,Ts);

%Se definen el resto de plantas, se discretizan y se pasan a dq
%planta LCL:
planta = ab2dq(c2d(Planta,Ts,'zoh'),ws);

%planta LCL y filtro analógico:
planta_FA = ab2dq(c2d(Planta*FA,Ts,'zoh'),ws);

%planta de la tensión del feed-forward y filtro:
planta_Vrc_FA = ab2dq(c2d(Planta_Vrc*FA,Ts,'zoh'),ws);

%Se cierra el lazo:
FB1 = feedback(retardo, planta_Vc_FA * FD * SW,+1);

```

```
FB2 = feedback(FB1, planta_FA * FD *JwL,+1);  
LC= feedback(PI * FB2,planta_FA*FD) * planta;  
LA= PI * Comp*planta_FA*FD;
```

Anexo VII: Ajuste del modelo de alta frecuencia a partir de medidas experimentales

En primer lugar, se ajustan los parámetros del modelo de la inductancia de salida y el transformador trifásico utilizados en el convertidor de 500 kVA al que se tuvo acceso para la realización de los resultados experimentales. Como se observa en las medidas tomadas para distintas frecuencias (curvas rojas de la Figura A.11), se obtiene un aumento de la resistencia del transformador a 1000 Hz de 4.3 respecto a su valor a 50 Hz, y una variación de la resistencia de la inductancia del convertidor a 1000 Hz de 6.5. El valor de las inductancias cae ligeramente en ambos casos, siendo los mayores decrementos del 7% respecto a su valor a 50 Hz.

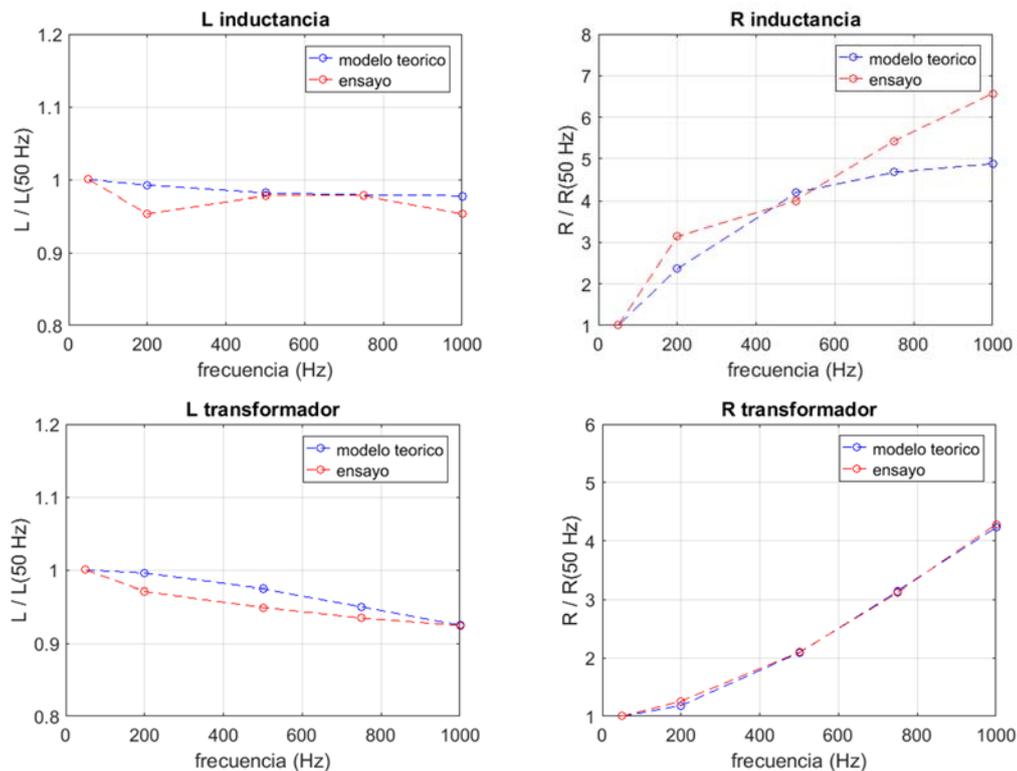


Figura A.11: Ensayo y modelo teórico ajustado que muestra los valores de inductancia y resistencia a distintas frecuencias.

A partir de las medidas se ha ajustado un modelo teórico (curvas azules de la Figura A.11)

mediante las ecuaciones de las expresiones siguientes:

$$L_{BF_1} + L_{BF_2} = L_{medida} (50 \text{ Hz})$$

$$L_{BF_2} + L_{BF_1} \cdot \frac{R_{AF}^2}{L_{BF_1}^2 \cdot \omega^2 + R_{AF}^2} = L_{medida} (f)$$

$$R_{BF} + R_{BF} \cdot \frac{L_{BF_1}^2 \cdot \omega^2}{L_{BF_1}^2 \cdot \omega^2 + R_{AF}^2} = R_{medida} (f)$$

siendo f el vector de frecuencias para el que se tomaron las medidas.

La primera de ellas iguala la suma de inductancias L_{BF_1} y L_{BF_2} a la inductancia medida a 50 Hz. La segunda de ellas impone que la suma de la inductancia L_{BF_2} y la parte inductiva del paralelo de L_{BF_1} y R_{AF} sea igual a la inductancia medida a una determinada frecuencia. La tercera impone lo mismo que la segunda pero para las resistencias del modelo.

Para ajustar el modelo teórico se ha realizado el siguiente proceso:

- Para cada frecuencia del vector f :
 - o Se resuelven las ecuaciones de las expresiones anteriores obteniendo L_{BF_1} , L_{BF_2} y R_{AF}
 - o Se construye el modelo de impedancia compleja de alta frecuencia
 - o Se calcula el error cuadrático medio entre los valores de la parte resistiva del modelo construido y las medidas de resistencia tomadas, para las distintas frecuencias
- Finalmente, se escoge aquel modelo cuyo error cuadrático medio es menor.

A pesar de que el modelo teórico presenta desviaciones respecto de las medidas tomadas, se considera un modelo adecuado al mantener un compromiso entre precisión y sencillez. En caso de necesitarse, se pueden encontrar modelos de mayor precisión y la manera de ajustarlos en [4.13].

Anexo VIII: Script de modelización de convertidor con control vectorial dual

```

%Se define el modelo de AF de las inductancias
k=0.2309;
k2=0.0249;
Lg_LF1 = Lg*k;
Lg_LF2 = Lg*(1-k);
Rg_HF = 1.7178 ;
L_LF1 = L*k2;
L_LF2 = L*(1-k2);
R_HF = 0.0176;

%Se define la planta
Z = (L_BF2*s+R + Rtm) + (L_BF1*s*R_AF)/(L_BF1*s+R_AF);

%FT impedancia filtro RC
Zc=(Rc*Cc*s+1)/(Cc*s);

%FT impedancia red
Zg=(Lg_LF2*s+Rg) + (Lg_LF1*s*Rg_HF)/(Lg_LF1*s+Rg_HF);
Planta = (Zf+Zg)/(Zf*Zg+Zc*(Zf+Zg)); %iconv/vo
PlantaVc = Planta * Zf/(Zf+Zg) * Zg; %vcond/vo

%Se definen los distintos elementos
% Error de corrientes
SumRef = sumblk('%e=%SP-%m',{ 'error_d+', 'error_q+', 'error_d-', 'error_q-'
}, {'id_+', 'iq_+', 'id_-+', 'iq_-+'}, {'id_+', 'iq_+', 'id_-+', 'iq_-+'});

%Controlador:
PI = Kp + Kp*Ts/Tn* z/(z-1);
PIpos = ab2dq(PI,0);
PIneg = ab2dq(PI,2*ws);
Controller = [PIpos zeros(2); zeros(2) PIneg];
Controller.InputName={'error_d+', 'error_q+', 'error_d-', 'error_q-'};
Controller.OutputName={'vd+_PI', 'vq+_PI', 'vd-_PI', 'vq-_PI'};

%Compensación de términos cruzados:
JwL_dual = ws*Lc*[0 -1 0 0; 1 0 0 0; 0 0 0 1; 0 0 -1 0];
JwL_dual.InputName={'id_+', 'iq_+', 'id_-+', 'iq_-+'}
JwL_dual.OutputName={'JwL_d+', 'JwL_q+', 'JwL_d-', 'JwL_q-'};

%Suma de PI y JwL
SumDQ =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd_p_ctrl', 'vq_p_ctrl', 'vd_n_ctrl', 'vq_n_ctrl'},Contr
oller.OutputName,JwL_dual.OutputName);

% Suma de secuencias (directa e inversa)
SumSequence = sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd', 'vq'},{ 'vd+_ctrl',
'vq+_ctrl'},{ 'vd-_ctrl', 'vq-_ctrl'});

%Suma de FF
SumFF =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd_FF', 'vq_FF'},{ 'vd', 'vq'},{ 'Vcond_d_ff', 'Vcond_q_ff
'});

```

```

%Retraso de control
retraso=ab2dq(1/z,ws);
retraso.InputName={'vd_FF','vq_FF'};
retraso.OutputName={'vd_retraso','vq_retraso'};

% Filtro analógico de medida
FA = 1/(tau*s+1);

%Filtro digital de medida:
FD = ab2dq((z^3+2*z^2+z)/(4*z^3),ws);
FD.InputName = {'id_fa','iq_fa','Vcond_d_fa','Vcond_q_fa'};
FD.OutputName = {'id_f','iq_f','Vcond_d_f','Vcond_q_f'};

% Filtros DSC
retrasoAB = ab2dq(1/z,ws);
Tg=2*pi/ws;
DSCpos=1/2*([1 0;0 1]+[0 -1;1 0]*retrasoAB^ceil(Tg/4/Ts));
DSCneg=1/2*([1 0;0 1]+[0 +1;-1 0]*retrasoAB^ceil(Tg/4/Ts));
DSC=[DSCpos;DSCneg];
DSC.InputName = {'id_f','iq_f'};
DSC.OutputName = {'id_+f','iq_+f','id_-f','iq_-f'};

%Filtro software para filtrar la tensión que se utiliza en el feed-forward
SW = (1-1/kf)*z/(z-1/kf);
SW = ab2dq(FPB,0);
SW.InputName={'Vcond_d_f','Vcond_q_f'};
SW.OutputName={'Vcond_d_ff','Vcond_q_ff'};

%Se definen el resto de plantas, se discretizan y se pasan a dq
planta = ab2dq(c2d(Planta,Ts,'zoh'),ws);
planta.InputName= retraso.OutputName;
planta.OutputName={'id','iq'};

planta_FA = ab2dq(c2d(Planta*FA,Ts,'zoh'),ws);
planta_FA.InputName = retraso.OutputName;
planta_FA.OutputName = {'id_fa','iq_fa'};

planta_Vrc_FA = ab2dq(c2d(PlantaVc*FA,Ts,'zoh'),ws);
planta_Vrc_FA.InputName = retraso.OutputName;
planta_Vrc_FA.OutputName = {'Vcond_d_fa','Vcond_q_fa'};

%Lazo cerrado
LC =
connect(SumRef,Controller,SumFF,SumDQ,JwL_dual,SumSequence,retraso,planta,FD,DS
C,SW,planta_FA,planta_Vrc_FA,{'id+_ref','iq+_ref','id-_ref','iq-
_ref'},planta.OutputName);

```

Anexo IX: *Script* de modelización de sistema FC

```

%Modelo de alta frecuencia
k=0.41;
k2=0.0249;
Lg_BF1 = Lg*k;
Lg_BF2 = Lg*(1-k);
Rg_AF = 0.306034652 ;
L_BF1 = L*k2;
L_BF2 = L*(1-k2);
R_AF = 0.01391;

%Se define la planta
Z = (L_BF2*s+R) + (L_BF1*s*R_AF)/(L_BF1*s+R_AF);

%FT impedancia filtro RC
Zc=(Rc*Cc*s+1)/(Cc*s);

%FT impedancia red
Zg=(Lg_BF2*s+Rg) + (Lg_BF1*s*Rg_AF)/(Lg_BF1*s+Rg_AF);
Planta = (Zf+Zg)/(Zf*Zg+Zc*(Zf+Zg)); %iconv/vo
PlantaVc = Planta * Zf/(Zf+Zg) * Zg; %vcond/vo

%Se definen los distintos elementos
% Error de corrientes
SumRef = sumblk('%e=%SP-
%m',{ 'error_d_p', 'error_q_p', 'error_d_n', 'error_q_n' }, {'id_p*', 'iq_p*', 'id
_n*', 'iq_n*'}, {'id_pfcomp', 'iq_pfcomp', 'id_nfcomp', 'iq_nfcomp'}));

%Controlador:
PI = Kp + Kp*Ts/Tn* z/(z-1);
PIp = ab2dq(PI, 0); % PI en secuencia positiva
PIin = ab2dq(PI, 2*ws); % PI en secuencia negativa
Controller = [PIp zeros(2); zeros(2) PIin];
Controller.InputName=SumRef.OutputName;
Controller.OutputName={'vd_p_PI', 'vq_p_PI', 'vd_n_PI', 'vq_n_PI'};

%Compensación de términos cruzados:
JwL_dual = ss([0 -ws*Lc 0 0; ws*Lc 0 0 0; 0 0 0 ws*Lc; 0 0 -
ws*Lc 0]);
JwL_dual.InputName={'id_pfcomp', 'iq_pfcomp', 'id_nfcomp', 'iq_nfcomp'}
JwL_dual.OutputName={'JwL_d_p', 'JwL_q_p', 'JwL_d_n', 'JwL_q_n'};

%Suma de PI y JwL
SumDQ =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2', {'vd_p_ctrl', 'vq_p_ctrl', 'vd_n_ctrl', 'vq_n_ctr
l'}, Controller.OutputName, JwL_dual.OutputName);

%Compensación del retraso de control
ang_dig = ws*1.5*Ts;
adelanto_DH_p = ss(expm([0 -1; 1 0]*ang_dig));
%angulo de adelanto para la secuencia directa

```

```

adelanto_DH_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_dig));
%angulo de retraso para la secuencia inversa
CompDH=[adelanto_DH_p zeros(2); zeros(2) adelanto_DH_n];
CompDH.InputName=SumDQ.OutputName;
CompDH.OutputName={'vdp', 'vqp', 'vdn', 'vqn'};

% Suma de secuencias directa e inversa
SumSequence =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2', {'vd', 'vq'}, {'vdp', 'vqp'}, {'vdn', 'vqn'});

% Compensación del retraso de medidas en la tensión utilizada en el
feed-forward
ang_comp = ws *(Ts+tau) + ang_dig;
CompFF = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_comp));
CompFF.InputName = {'Vffd', 'Vffq'};
CompFF.OutputName={'Vf2d', 'Vf2q'};

%Suma de FF
SumFF =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2', {'vdp_FF', 'vqp_FF'}, {'vd', 'vq'}, {'Vf2d', 'Vf2q'});

%Retraso de control
retraso=ab2dq(1/z,ws);
retraso.InputName={'vdp_FF', 'vqp_FF'};
retraso.OutputName={'vd_retraso', 'vq_retraso'};

% Filtro analógico de medida
FA = 1/(tau*s+1);

%Filtro digital de medida:
FD = ab2dq((z^3+2*z^2+z)/(4*z^3),ws);
FD.InputName = {'id_fa', 'iq_fa', 'Vcond_d_fa', 'Vcond_q_fa'};
FD.OutputName = {'id_f', 'iq_f', 'Vcond_d_f', 'Vcond_q_f'};

% Filtros DSC
retardoAB = ab2dq(1/z,ws);
DSCpos= 1/2*([1 0;0 1]+[0 -1;1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtra la secuencia positiva
DSCneg= 1/2*([1 0;0 1]+[0 1;-1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtra la secuencia negativa
DSC=[DSCpos zeros(2); DSCneg zeros(2);zeros(2) DSCpos; zeros(2)
DSCneg];
DSC.InputName={'id_f', 'iq_f', 'Vcond_d_f', 'Vcond_q_f'};
DSC.OutputName={'id_pf', 'iq_pf', 'id_nf', 'iq_nf', 'Vd_pf', 'Vq_pf', 'Vd_nf',
'Vq_nf'};

%filtro software para la tensión del condensador
SW = (1-1/kf)*z/(z-1/kf);
SW = ab2dq(SW,0);
SW.InputName={'Vfd', 'Vfq'};
SW.OutputName={'Vffd', 'Vffq'};

```

```

%Se definen el resto de plantas, se discretizan y se pasan a dq
planta = ab2dq(c2d(Planta,Ts,'zoh'),ws);
planta.InputName= retraso.OutputName;
planta.OutputName={'id','iq'};

planta_FA = ab2dq(c2d(Planta*FA,Ts,'zoh'),ws);
planta_FA.InputName = retraso.OutputName;
planta_FA.OutputName = {'id_fa','iq_fa'};

planta_Vrc_FA = ab2dq(c2d(PlantaVc*FA,Ts,'zoh'),ws);
planta_Vrc_FA.InputName = retraso.OutputName;
planta_Vrc_FA.OutputName = {'Vcond_d_fa','Vcond_q_fa'};

% Compensación del retraso de medidas en la corriente
ang_comp = ws *(Ts+tau);
adelanto_med_+ = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_comp));
%angulo de adelanto para la secuencia directa
adelanto_med_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_comp));
%angulo de retraso para la secuencia inversa
CompMED=[adelanto_med_+ zeros(2) zeros(2) zeros(2); zeros(2)
adelanto_med_n zeros(2) zeros(2); zeros(2) zeros(2) adelanto_med_+
zeros(2); zeros(2) zeros(2) zeros(2) adelanto_med_n];
CompMED.InputName = {'id_pf','iq_pf','id_nf','iq_nf',
'Vd_pf','Vq_pf','Vd_nf','Vq_nf'};
CompMED.OutputName={'id_pfcomp','iq_pfcomp','id_nfcomp','iq_nfcomp',
'Vd_pfcomp','Vq_pfcomp','Vd_nfcomp','Vq_nfcomp'};

%-----Cerrando el lazo con
connect
LC =
connect(SumRef,Controller,SumFF,SumDQ,JwL_dual,SumSequence,retraso,planta,FD,DSC,SW,CompDH,CompMED,CompFF,planta_FA,planta_Vrc_FA,{'idp*','iqp*','idn*','iqn*'},planta.OutputName);

```

Anexo X: Generación de consignas en sistema FC

Los términos que resultan de derivar las tensiones y de evaluarlos en el punto elegido para la linealización se agrupan en el bloque GC_2 :

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d+} \\ \Delta i_{q+} \\ \Delta i_{d-} \\ \Delta i_{q-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{d+} \\ \Delta v_{q+} \\ \Delta v_{d-} \\ \Delta v_{q-} \end{bmatrix} = GC_2 \begin{bmatrix} \Delta v_{d+} \\ \Delta v_{q+} \\ \Delta v_{d-} \\ \Delta v_{q-} \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = \frac{di_{d+}}{dv_{d+}}(X_{lin}) = \frac{P_{lin}}{D} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{d+lin}^2}{D}\right) + Q_{lin} \cdot V_{q+} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{12} = \frac{di_{d+}}{dv_{q+}}(X_{lin}) = \frac{Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{q+lin}^2}{R}\right) + P_{lin} \cdot V_{d+} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+lin}}{D^2}\right)$$

$$a_{13} = \frac{di_{d+}}{dv_{d-}}(X_{lin}) = -V_{d+lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-\frac{2 \cdot V_{d-}}{D^2}\right) + V_{q+lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d-lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{14} = \frac{di_{d+}}{dv_{q-}}(X_{lin}) = -V_{d+lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-\frac{2 \cdot V_{q-}}{D^2}\right) + V_{q+lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q-lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{21} = \frac{di_{q+}}{dv_{dp}}(X_{lin}) = \frac{-Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{d+lin}^2}{R}\right) + P_{lin} \cdot V_{qp} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+lin}}{D^2}\right)$$

$$a_{22} = \frac{di_{q+}}{dv_{q+}}(X_{lin}) = \frac{P_{lin}}{D} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{q+lin}^2}{D}\right) - Q_{lin} \cdot V_{dp} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{23} = \frac{di_{q+}}{dv_{d-}}(X_{lin}) = -V_{q+lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+lin}}{D^2}\right) - V_{d+lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d-lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{24} = \frac{di_{q+}}{dv_{q-}}(X_{lin}) = -V_{q+lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q-lin}}{D^2}\right) - V_{d+lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q-lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{31} = \frac{di_{d-}}{dv_{d+}}(X_{lin}) = -V_{d-lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+lin}}{D^2}\right) + V_{q-lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{32} = \frac{di_{d-}}{dv_{q+}}(X_{lin}) = -V_{d-lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+lin}}{D^2}\right) + V_{q-lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{33} = \frac{di_{d-}}{dv_{d-}}(X_{lin}) = \frac{-P_{lin}}{D} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{V_{d-lin}^2}{D}\right) + Q_{lin} \cdot V_{q-lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d-lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{34} = \frac{di_{d-}}{dv_{q-}}(X_{lin}) = \frac{Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{q- lin}^2}{R}\right) + P_{lin} \cdot V_{d- lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q- lin}}{D^2}\right)$$

$$a_{41} = \frac{di_{q-}}{dv_{d+}}(X_{lin}) = -V_{q- lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+ lin}}{D^2}\right) + V_{q- lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+ lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{42} = \frac{di_{q-}}{dv_{q+}}(X_{lin}) = -V_{q- lin} \cdot P_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+ lin}}{D^2}\right) - V_{d- lin} \cdot Q_{lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+ lin}}{R^2}\right)$$

$$a_{43} = \frac{di_{q-}}{dv_{d-}}(X_{lin}) = \frac{-Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{d- lin}^2}{R}\right) + P_{lin} \cdot V_{q- lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d- lin}}{D^2}\right)$$

$$a_{44} = \frac{di_{q-}}{dv_{q-}}(X_{lin}) = \frac{-P_{lin}}{D} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{V_{q- lin}^2}{D}\right) - Q_{lin} \cdot V_{d- lin} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q- lin}}{R^2}\right)$$

A continuación se adjunta el *script* utilizado en la modelización:

```
% Filtro software para filtrar la tensión que se utiliza en la GC
SW2 = (1-1/kf2)*z/(z-1/kf2);
%filtra la tensión del condensador separada en secuencias
SW2 = [ab2dq(SW2,0) zeros(2); zeros(2) ab2dq(SW2,2*ws)];
SW2.InputName={'Vd_pf', 'Vq_pf', 'Vd_nf', 'Vq_nf'};
SW2.OutputName={'Vd_pff', 'Vq_pff', 'Vd_nff', 'Vq_nff'};

% MODELIZACIÓN-----
%-----GENERACIÓN DE CONSIGNAS (GC)
K = 1; %convenio europeo: K=1.
D = K * (Vdp_lin^2+Vqp_lin^2-(Vdn_lin^2+Vqn_lin^2));
R = K * (Vdp_lin^2+Vqp_lin^2+(Vdn_lin^2+Vqn_lin^2));

GC2=ss(1/K .* [ (P_lin*1/D*(1-2*Vdp_lin^2/D) + Vqp_lin*Q_lin*(-
2*Vdp_lin/R^2)) Q_lin*1/R*(1-2*Vqp_lin^2/R) + P_lin*Vdp_lin*(-
2*Vqp_lin/D^2) -Vdp_lin*P_lin*(-2*Vdn_lin/D^2) + Vqp_lin*Q_lin*(-
2*Vdn_lin/R^2) -Vdp_lin*P_lin*(-2*Vqn_lin/D^2) + Vqp_lin*Q_lin*(-
2*Vqn_lin/R^2);
-Q_lin*1/R*(1-2*Vdp_lin^2/R) + Vqp_lin*P_lin*(-2*Vdp_lin/D^2)
(P_lin*1/D*(1-2*Vqp_lin^2/D) - Vdp_lin*Q_lin*(-2*Vqp_lin/R^2)) -
Vqp_lin*P_lin*(-2*Vdn_lin/D^2) - Vdp_lin*Q_lin*(-2*Vdn_lin/R^2) -
Vqp_lin*P_lin*(-2*Vqn_lin/D^2) - Vdp_lin*Q_lin*(-2*Vqn_lin/R^2);
-Vdn_lin*P_lin*(-2*Vdp_lin/D^2) + Vqn_lin*Q_lin*(-
2*Vdp_lin/R^2) -Vdn_lin*P_lin*(-2*Vqp_lin/D^2) + Vqn_lin*Q_lin*(-
2*Vqp_lin/R^2) (-P_lin*1/D*(1+2*Vdn_lin^2/D) + Vqn_lin*Q_lin*(-
2*Vdn_lin/R^2)) Q_lin*1/R*(1-2*Vqn_lin^2/R) + Vdn_lin*P_lin*(-
2*Vqn_lin/D^2);
-Vqn_lin*P_lin*(-2*Vdp_lin/D^2) - Vdn_lin*Q_lin*(-
2*Vdp_lin/R^2) -Vqn_lin*P_lin*(-2*Vqp_lin/D^2) - Vdn_lin*Q_lin*(-
2*Vqp_lin/R^2) -Q_lin*1/R*(1-2*Vdn_lin^2/R) + Vqn_lin*P_lin*(-2*Vdn_lin/D^2)
(-P_lin*1/D*(1+2*Vqn_lin^2/D) - Vdn_lin*Q_lin*(-2*Vqn_lin/R^2))]);
GC2.InputName = SW2.OutputName;
GC2.OutputName={'idp_GC', 'iqp_GC', 'idn_GC', 'iqn_GC'};

%GC3: Se suman las corrientes del GC1 y GC2 para obtener las consignas de
corrientes linealizadas
```

```

GC3 =
sumblk('%i*=%B1+%B2',{ 'idp*', 'iqp*', 'idn*', 'iqn*' }, {'Idp', 'Iqp', 'Idn', 'Iqn'}, GC
2.OutputName);          %% (substraction, inputs1, inputs2, outputs)

LC_GC =
connect(GC2, GC3, SumRef, Controller, SumFF, SumDQ, JwL_dual, SumSequence, retraso, plan
ta, FD, DSC, SW, SW2, CompDH, CompMED, CompFF, planta_FA, planta_Vc_FA, {'Idp', 'Iqp', 'Idn
', 'Iqn'}, planta.OutputName);

% Bloque de la GC que determina el régimen permanente
GLC = freqresp(LC_GC, 0); %Ganancia en permanente
GLC = [GLC(1:2, 1:4); zeros(2), GLC(3:4, 3:4)] %Se imponen ceros para evitar
imprecisiones numéricas
GLC_inv=inv(GLC);
GC1_prima=ss(GLC_inv*GC1);
GC1_prima.InputName={'p', 'q'};
GC1_prima.OutputName={'Idp', 'Iqp', 'Idn', 'Iqn'};
LC_GC=connect(GC1_prima, GC2, GC3, SumRef, Controller, SumFF, SumDQ, JwL_dual, Su
mSequence, retraso, planta, FD, DSC, SW, SW2, CompDH, CompMED, CompFF, planta_FA, planta_V
c_FA, {'p', 'q'}, planta.OutputName);

```

Anexo XI: Generación de consignas en sistema DFIG

La generación de consignas considerada en el sistema DFIG presenta ligeras diferencias respecto a la realizada en el Capítulo 5 [5.6]:

$$\begin{bmatrix} i_{dr+} \\ i_{qr+} \\ i_{dr-} \\ i_{qr-} \end{bmatrix} = \left(\frac{L_s}{L_m} \cdot \frac{P_{ref}}{D} \begin{bmatrix} v_{d+} \\ v_{q+} \\ -v_{d-} \\ -v_{q-} \end{bmatrix} + \frac{L_s}{L_m} \frac{Q_{ref}}{R} \begin{bmatrix} v_{q+} \\ -v_{d+} \\ v_{q-} \\ -v_{d-} \end{bmatrix} + \frac{1}{\omega_s L_m} \begin{bmatrix} v_{q+} \\ -v_{d+} \\ -v_{q-} \\ v_{d-} \end{bmatrix} \right) \cdot a$$

Las principales diferencias de esta expresión frente a la utilizada en el Parque A son:

- La relación de transformación a , utilizada para referir las consignas de corriente al rotor.
- El término de la corriente de magnetización que aparece en las expresiones (tercer término) que aporta la potencia reactiva necesaria para magnetizar la máquina.
- El cociente de inductancias $\frac{L_s}{L_m}$ que acompaña a los dos primeros términos.

Estas diferencias ocasionan ligeros cambios en el bloque GC_2 del modelo de la GC empleado en FC:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d+} \\ \Delta i_{q+} \\ \Delta i_{d-} \\ \Delta i_{q-} \end{bmatrix} = a \cdot \frac{L_s}{L_m} \cdot \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{d+} \\ \Delta v_{q+} \\ \Delta v_{d-} \\ \Delta v_{q-} \end{bmatrix} = GC_2 \begin{bmatrix} \Delta v_{d+} \\ \Delta v_{q+} \\ \Delta v_{d-} \\ \Delta v_{q-} \end{bmatrix}$$

Los términos de la matriz modificados respecto al bloque GC2 del Capítulo 5 son:

$$\begin{aligned} a_{12} &\approx \frac{di_{d+}}{dv_{q+}}(X_{lin}) = \frac{Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{q+}^2}{R} \right) + P_{lin} \cdot V_{d+} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q+}}{D^2} \right) + \frac{1}{L_s \omega_s} \\ a_{21} &= \frac{di_{q+}}{dv_{d+}}(X_{lin}) = \frac{-Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{d+}^2}{R} \right) + P_{lin} \cdot V_{q+} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d+}}{D^2} \right) - \frac{1}{L_s \omega_s} \\ a_{34} &\approx \frac{di_{d-}}{dv_{q-}}(X_{lin}) = \frac{Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{q-}^2}{R} \right) + P_{lin} \cdot V_{d-} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{q-}}{D^2} \right) - \frac{1}{L_s \omega_s} \\ a_{43} &\approx \frac{di_{q-}}{dv_{d-}}(X_{lin}) = \frac{-Q_{lin}}{R} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{V_{d-}^2}{R} \right) + P_{lin} \cdot V_{q-} \cdot \left(-2 \cdot \frac{V_{d-}}{D^2} \right) + \frac{1}{L_s \omega_s} \end{aligned}$$

Se considera un diagrama de bloques similar al utilizado en el sistema FC:

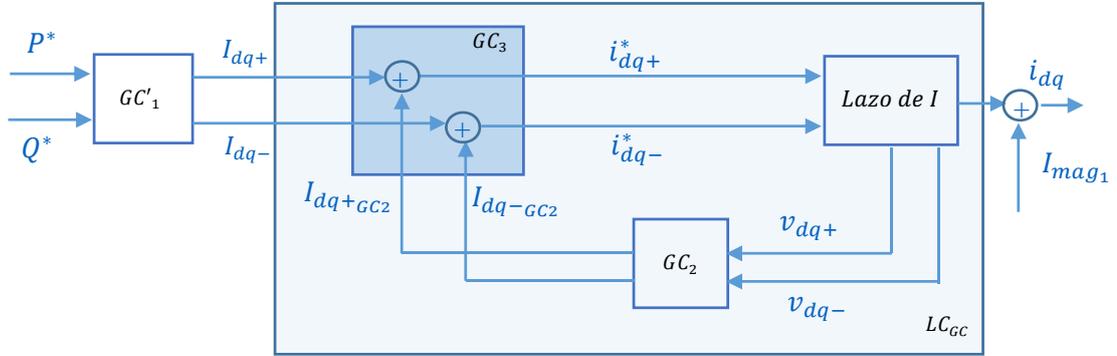


Figura A.12: Diagrama de bloques del modelo con ajuste de punto inicial en la modelización de la GC

A diferencia del Capítulo 5, para ajustar ahora en la linealización tanto el punto inicial como el final, no basta únicamente con una ganancia, al tener corrientes circulando por el rotor ante entradas de potencia nulas. Por ello, se consideran dos grados de libertad:

- Una ganancia GC'_1 que ajusta el punto final de permanente.
- Un offset a la salida del lazo que ajusta el punto inicial antes del escalón.

El valor del offset se iguala al valor de la corriente de magnetización del modelo no lineal antes del escalón:

$$I_{mag1} = \frac{1}{\omega_s L_m} \cdot a \cdot [V_{q+1} \quad -V_{d+1}]$$

siendo V_{dq+1} la tensión de la secuencia positiva del modelo no lineal antes del escalón. De esta manera, ante entradas de potencia nulas, se tiene a la salida del modelo lineal la misma corriente que en el modelo no lineal.

El valor de la ganancia GC'_1 , por otro lado, se obtiene igualando la corriente del modelo lineal y del modelo no lineal en el punto de operación tras el escalón. GC'_1 debe ser una matriz de orden 4x2, al sumarse con las corrientes de salida del bloque GC_2 , que considera la secuencia positiva y la negativa.

Las corrientes tras el escalón en ambos modelos son:

$$I_{2 \text{ Mod lineal}} = G_{LCGC} \cdot GC'_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} + I_{mag1}$$

$$I_{2 \text{ Mod no lineal}} = GC_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} + I_{mag2}$$

siendo

$$GC_1 = a \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_{d+lin}}{D} & \frac{V_{q+lin}}{R} \\ \frac{V_{q+lin}}{D} & -\frac{V_{d+lin}}{R} \\ -\frac{V_{d-lin}}{D} & \frac{V_{q-lin}}{R} \\ \frac{V_{q-lin}}{D} & -\frac{V_{d-lin}}{R} \end{bmatrix}$$

la matriz que relaciona las potencias con las corrientes del modelo no lineal y en régimen permanente, G_{LCGC} la ganancia del lazo cerrado sombreado en azul del modelo lineal (Figura A.12),

$$I_{mag2} = \frac{1}{\omega_s L_m} \cdot a \cdot [V_{q+2} \quad -V_{d+2} \quad -V_{q-2} \quad -V_{d-2}]$$

la corriente de magnetización del modelo no lineal de la secuencia positiva después del escalón, y V_{dq+2} y V_{dq-2} , la tensión del modelo no lineal después del escalón, respectivamente. De forma análoga al caso de FC, para ajustar el valor de la ganancia GC'_1 , se igualan las dos corrientes:

$$I_{2 Mod lineal} = I_{2 Mod no lineal}$$

$$G_{LCGC} \cdot GC'_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} + I_{mag1} = GC_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} + I_{mag2}$$

Se resuelve la ecuación matricial:

$$GC'_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} = G_{LCGC}^{-1} \cdot \left(GC_1 \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} + (I_{mag2} - I_{mag1}) \right) = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Esto da lugar a dos ecuaciones con dos incógnitas por ecuación (G_{dP} , G_{dQ} , G_{qP} y G_{qQ}).

$$G_{dP} \cdot P^* + G_{dQ} \cdot Q^* = a_1$$

$$G_{qP} \cdot P^* + G_{qQ} \cdot Q^* = a_2$$

siendo a_1 y a_2 números reales.

Considerando un escalón únicamente de P^* ($Q^* = 0$) se tienen dos ecuaciones con una única incógnita por ecuación. Resolviendo se obtiene una matriz solución:

$$GC'_1 = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ P^* & P^* \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A.1$$

Considerando un escalón únicamente de Q^* ($P^* = 0$) se tienen dos ecuaciones con una única incógnita por ecuación. Resolviendo se obtiene una matriz solución

$$GC'_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ a_1 & a_1 \\ Q^* & Q^* \end{bmatrix}$$

Considerando un escalón tanto de P^* como de Q^* se tienen dos ecuaciones con dos incógnitas por ecuación. De entre las infinitas soluciones se elige fijar las ganancias G_{dQ} y G_{qQ} a cero, obteniendo la misma matriz solución que en la Expresión A.1.

Anexo XII: *Script* de modelización de sistema DFIG sin incluir el convertidor GSC

```

% Error de corrientes
SumRef = sumblk('e=%SP-
%im',{ 'errorq_p', 'errorq_p', 'errorq_n', 'errorq_n' }, { 'id_p_ref', 'iq_p_ref', 'id_n_
ref', 'iq_n_ref' }, { 'id_pr_comp', 'iq_pr_comp', 'id_nr_comp', 'iq_nr_comp' });

%Controlador:
PIp=ab2dq(Kp + Kp*Ts/Tn* z/(z-1), 0);
PIN=ab2dq(Kp + Kp*Ts/Tn* z/(z-1), 2*ws);
Controller=[PIp zeros(2); zeros(2) PIN];
Controller.InputName=SumRef.OutputName;
Controller.OutputName={'vd_p_PI', 'vq_p_PI', 'vd_n_PI', 'vq_n_PI'};

%Compensación de términos cruzados:
comp_p_est = ws*Lfs/a *slip;
comp_n_est = ws*Lfs/a*(2-slip);
comp_p_rot = ws*Lfr/a^2*slip;
comp_n_rot = ws*Lfr/a^2*(2-slip);
JwL_dual=ss([0 -comp_p_est 0 0 0 -comp_p_rot 0 0; comp_p_est 0 0 0
comp_p_rot 0 0 0; 0 0 0 comp_n_est 0 0 0 comp_n_rot; 0 0 -comp_n_est 0 0 0 -
comp_n_rot 0]);
JwL_dual.InputName={'id_ps_comp', 'iq_ps_comp', 'id_ns_comp', 'iq_ns_comp', 'id_pr_
comp', 'iq_pr_comp', 'id_nr_comp', 'iq_nr_comp'};
JwL_dual.OutputName={'JwL_d_p', 'JwL_q_p', 'JwL_d_n', 'JwL_q_n'};

%Suma de PI y JwL
SumDQ =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd_p_ctrl', 'vq_p_ctrl', 'vd_n_ctrl', 'vq_n_ctrl' }, Contr
oller.OutputName, JwL_dual.OutputName);

% filtro software para la Vs: esta en d/q y se expresa en esos ejes
SW = (1-1/kf)*z/(z-1/kf);
SW = [Kav*slip*ab2dq(SW,0) zeros(2); zeros(2) Kav*(2-slip)*ab2dq(SW,2*ws)];
%Se filtra la tension separada en secuencias
SW.InputName={'vd_ps_comp', 'vq_ps_comp', 'vd_ns_comp', 'vq_ns_comp'};
SW.OutputName={'vd_ps_f', 'vq_ps_f', 'vd_ns_f', 'vq_ns_f'};

%Suma de FF
SumFF =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd_p_FF', 'vq_p_FF', 'vd_n_FF', 'vq_n_FF' }, SumDQ.OutputN
ame, SW.OutputName);

%Compensación del retraso de control
comp_dig_p = (ws-wm) *(1.5*Ts);
comp_dig_n = (ws+wm) *(1.5*Ts);
adelanto_DH_p = ss(expm([0 -1;1 0]*comp_dig_p));
adelanto_DH_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*comp_dig_n));
Comp_DH=[adelanto_DH_p zeros(2); zeros(2) adelanto_DH_n];
Comp_DH.InputName=SumFF.OutputName;
Comp_DH.OutputName={'vd_p_comp', 'vq_p_comp', 'vd_n_comp', 'vq_n_comp'};

% Suma de secuencias directa e inversa

```

```

SumSequence =
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{ 'vd', 'vq' }, { 'vd_p_comp', 'vq_p_comp' }, { 'vd_n_comp', 'vq_n_comp' });

%Retraso de control
retraso=ab2dq(1/z,ws-wm); % está en referencia rotorica, pero se expresa en ejes d/q
retraso.InputName=SumSequence.OutputName;
retraso.OutputName={ 'vd_retraso', 'vq_retraso' };

% PLANTA: DFIG+RED+FILTRO RC.
% DFIG: Entradas: Vds, Vqs, Vdr,Vqr. Salidas: ids, iqs, idr,iqr. El modelo se define en referencia rotórica (w=wm).
% Interesa discretizarla en esta referencia, ya que la tension del rotor se retiene en esta referencia. Se desprecia el GSC, pero se incluye el filtro RC.
w=wm; %marco en el que se modeliza la máquina
wr=w-wm;
Lsigma_2 = Lm^2-Ls*Lr; %valor usado en las matrices de EE
A_DFIG = [Lr*Rs/Lsigma_2 (Lm^2*wr-Lr*Rs*w)/Lsigma_2
-Lm*Rr/Lsigma_2 Lm*Lr*(wr-w)/Lsigma_2 ;
-(Lm^2*wr-Lr*Rs*w)/Lsigma_2 Lr*Rs/Lsigma_2 -
Lm*Lr*(wr-w)/Lsigma_2 -Lm*Rr/Lsigma_2 ;
-Lm*Rs/Lsigma_2 -Lm*Rs*(wr-w)/Lsigma_2
Ls*Rr/Lsigma_2 (Lm^2*w-Lr*Rs*w)/Lsigma_2 ;
Lm*Ls*(wr-w)/Lsigma_2 -Lm*Rs/Lsigma_2 -
(Lm^2*w-Lr*Rs*w)/Lsigma_2 Ls*Rr/Lsigma_2 ];
B_DFIG = [-Lr/Lsigma_2 0 Lm/Lsigma_2 0
0 -Lr/Lsigma_2 0 Lm/Lsigma_2
Lm/Lsigma_2 0 -Ls/Lsigma_2 0
0 Lm/Lsigma_2 0 -Ls/Lsigma_2];
C_DFIG= [ 1 0 0 0; 0 1 0 0; 0 0 1/Kav 0; 0 0 0 1/Kav];
D_DFIG=zeros(4,4);
DFIG=ss(A_DFIG,B_DFIG,C_DFIG,D_DFIG); %Se refieren las corrientes rotoricas al rotor, ya que el modelo da como salida las corrientes rotoricas referidas al estator
DFIG.InputName={ 'vsd_ana', 'vsq_ana', 'vrd_ana', 'vrq_ana' };
DFIG.OutputName={ 'ids_ana', 'iqs_ana', 'idr_ana', 'iqr_ana' };

% Red (Modelo de AF)
k=0.41;
k2=0.0249;
Lg_LF1 = Lg*k;
Lg_LF2 = Lg*(1-k);
Rg_HF = 0.306034652;
Zg=(Lg_LF2*s+Rg) + (Lg_LF1*s*Rg_HF)/(Lg_LF1*s+Rg_HF); %FT
impedancia red
RED=ab2dq(-1/Zg,w); %se expresa el modelo de red en el mismo marco de referencia que el usado al modelizar máquina DFIG
RED.InputName={ 'vsd_ana', 'vsq_ana' };
RED.OutputName={ 'igd_ana', 'igq_ana' };

% Filtro RC
FILTRO=ab2dq((Rf*Cf*s+1)/(Cf*s),w);
FILTRO.InputName={ 'icd_ana', 'icq_ana' };
FILTRO.OutputName={ 'vsd_ana', 'vsq_ana' };

% Planta completa: Salidas: is, ir, vs

```

```

SumI=sunblk('%icond=%ired-
%iDFIG',{ 'icd_ana', 'icq_ana'}, {'igd_ana', 'igq_ana'}, {'ids_ana', 'iqs_ana'});
%Nudo de corrientes
planta=
connect(DFIG,RED,FILTRO,SumI,{'vrd_ana', 'vrq_ana'}, {'ids_ana', 'iqs_ana', 'idr_ana',
'a', 'iqr_ana', 'vsd_ana', 'vsq_ana'});
planta=planta*a; % se refiere la entrada (tensión rotor) al estator

% Discretización de la planta (y traslación a ejes d/q)
planta_Z=c2d(planta,Ts,'zoh'); %planta: se usa para obtener
la salida del sistema, que son las corrientes en d/q. Se discretiza en ref.
rotorica
planta_Z=ab2dq_ext(planta_Z,ws-w); %Se traslada la planta
discretizada a ejes d/q
planta_Z.InputName={'vd_retraso', 'vq_retraso'};
planta_Z.OutputName={'id_s', 'iq_s', 'id_r', 'iq_r', 'vd_s', 'vq_s'};

% Filtro analógico de medida. - Is: Se filtra en w=0 Ir: Se filtra en w=wm
Vs:Se filtra en w=0
FA=1/(tau*s+1); %filtro paso bajo analógico
FA=[ab2dq(FA,w) zeros(2) zeros(2); zeros(2) ab2dq(FA,w-wm) zeros(2); zeros(2)
zeros(2) ab2dq(FA,w)]; % Se expresa todo en un marco de ref que gira a w, como
el resto de elementos analógicos
planta_Z_FA = c2d(FA * planta, Ts, 'zoh'); %planta+FH: se discretiza
el bloque analógico planta+FH. Se usa para obtener las corrientes y tensiones
filtradas con FH
planta_Z_FA = ab2dq_ext(planta_Z_FA,ws-w); %Se traslada la planta
discretizada a ejes d/q
planta_Z_FA.InputName = {'vd_retraso', 'vq_retraso'};
planta_Z_FA.OutputName = {'id_s_fh', 'iq_s_fh', 'id_r_fh', 'iq_r_fh', 'vd_s_fh', 'vq_s_fh'};

%Filtro digital de medida. Is: Se filtra en w=0 Ir: Se filtra en w=wm Vs:Se
filtra en w=0
FD = (1+z^-1)/2; %
esta en ref rotorica, se expresa en ejes d/q
FD=[ab2dq(FD,ws) zeros(2) zeros(2); zeros(2) ab2dq(FD,ws-wm) zeros(2); zeros(2)
zeros(2) ab2dq(FD,ws)];
FD.InputName = {'id_s_fa', 'iq_s_fa', 'id_r_fa', 'iq_r_fa', 'vd_s_fa', 'vq_s_fa'};
% Tensiones referidas al estator.
FD.OutputName={'id_s_f', 'iq_s_f', 'id_r_f', 'iq_r_f', 'vd_s_f', 'vq_s_f'};

% Filtro DSC: estan en alfa/beta, pero se expresan en d/q. Se filtra la %
corriente de rotor y estátor y la tensión del estátor
retardoAB = ab2dq(1/z,ws);
DSCpos= 1/2*([1 0;0 1]+[0 -1;1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtra la secuencia positiva
DSCneg= 1/2*([1 0;0 1]+[0 1;-1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtra la secuencia negativa
DSC=[DSCpos zeros(2) zeros(2); DSCneg zeros(2) zeros(2); zeros(2) DSCpos
zeros(2); zeros(2) DSCneg zeros(2); zeros(2) zeros(2) DSCpos; zeros(2) zeros(2)
DSCneg];
DSC.InputName=FD.OutputName;
DSC.OutputName={'id_ps', 'iq_ps', 'id_ns', 'iq_ns', 'id_pr', 'iq_pr', 'id_nr', 'iq_nr',
'vd_ps', 'vq_ps', 'vd_ns', 'vq_ns'};

% Compensación de retraso de las medidas del rotor:
ang_rp = (ws-wm) *(0.5*Ts+tau);
ang_rn = (ws+wm) *(0.5*Ts+tau);
adelanto_med_p = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_rp));

```

```

adelanto_med_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_rn));
Comp_med_r=[adelanto_med_p zeros(2); zeros(2) adelanto_med_n];
Comp_med_r.InputName={'id_pr','iq_pr','id_nr','iq_nr'};
Comp_med_r.OutputName={'id_pr_comp','iq_pr_comp','id_nr_comp','iq_nr_comp'};

% Compensación de retraso de las medidas del estator:
ang_s = ws *(0.5*Ts+tau);
adelanto_med_p = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_s)); %
angulo de adelanto para la secuencia directa
adelanto_med_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_s)); %
angulo de retraso para la secuencia inversa
Comp_med_s=[adelanto_med_p zeros(2,6); zeros(2) adelanto_med_n zeros(2,4);
zeros(2,4) adelanto_med_p zeros(2); zeros(2,6) adelanto_med_n];
Comp_med_s.InputName={'id_ps','iq_ps','id_ns','iq_ns','vd_ps','vq_ps','vd_ns','vq_ns'};
Comp_med_s.OutputName={'id_ps_comp','iq_ps_comp','id_ns_comp','iq_ns_comp','vd_ps_comp','vq_ps_comp','vd_ns_comp','vq_ns_comp'};

% CALCULO DEL LC
LC=
connect(SumRef,Controller,retraso,planta_Z,planta_Z_FA,FD,DSC,SumSequence,JwL_d
ual,SumDQ,SW,SumFF,Comp_med_r,Comp_med_s,Comp_DH,{'id_p_ref','iq_p_ref'},
{'id_r','iq_r'});

```

Anexo XIII: *Script* de modelización de sistema DFIG incluyendo el convertidor GSC

```

% MODELIZACIÓN MSC -----
% Error de corrientes
SumRef=sumblk('%e=%SP-
%m',{ 'error_d_p', 'error_q_p', 'error_d_n', 'error_q_n'}, {'id_p_ref', 'iq_p_ref', 'id_n_ref', 'iq_n_ref'}, {'id_pr_comp_msc', 'iq_pr_comp_sc', 'id_nr_comp_msc', 'iq_nr_comp_msc'});

%Controlador:
PIp=ab2dq(Kp + Kp*Ts/Tn* z/(z-1), 0);
PIN=ab2dq(Kp + Kp*Ts/Tn* z/(z-1), 2*ws);
Controller_MSC=[PIp zeros(2); zeros(2) PIN];
Controller_MSC.InputName=SumRef.OutputName;
Controller_MSC.OutputName={'vd_p_PI_msc', 'vq_p_PI_msc', 'vd_n_PI_msc', 'vq_n_PI_msc'};

%Compensación de términos cruzados:
comp_p_est = ws*Lfs/a *slip;
comp_n_est = ws*Lfs/a*(2-slip);
comp_p_rot = ws*Lfr/a^2*slip;
comp_n_rot = ws*Lfr/a^2*(2-slip);
JwL_dual_MSC=ss([0 -comp_p_est 0 0 0 -comp_p_rot 0 0; comp_p_est 0 0 0
comp_p_rot 0 0 0; 0 0 0 comp_n_est 0 0 0 comp_n_rot; 0 0 -comp_n_est 0 0 0 -
comp_n_rot 0]);
JwL_dual_MSC.InputName={'id_ps_comp_msc', 'iq_ps_comp_msc', 'id_ns_comp_msc', 'iq_ns_comp_msc', 'id_pr_comp_msc', 'iq_pr_comp_msc', 'id_nr_comp_msc', 'iq_nr_comp_msc'};
JwL_dual_MSC.OutputName={'JwL_msc_d_p', 'JwL_msc_q_p', 'JwL_msc_d_n', 'JwL_msc_q_n'};

%Suma de PI y JwL
SumDQ_MSC=
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2', {'vd_p_ctrl_msc', 'vq_p_ctrl_msc', 'vd_n_ctrl_msc', 'vq_n_ctrl_msc'}, Controller_MSC.OutputName, JwL_dual_MSC.OutputName);

% filtro software para la Vs: esta en d/q y se expresa en esos ejes
SW = (1-1/kf)*z/(z-1/kf);
SW_MSC = [Kav*slip*ab2dq(SW,0) zeros(2); zeros(2) Kav*(2-slip)*ab2dq(SW,2*ws)];
%Se filtra la tension separada en secuencias
SW_MSC.InputName={'vd_ps_comp_msc', 'vq_ps_comp_msc', 'vd_ns_comp_msc', 'vq_ns_comp_msc'};
SW_MSC.OutputName={'vd_ps_f_msc', 'vq_ps_f_msc', 'vd_ns_f_msc', 'vq_ns_f_msc'};

%Suma de FF
SumFF_MSC=
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2', {'vd_p_FF_msc', 'vq_p_FF_msc', 'vd_n_FF_msc', 'vq_n_FF_msc'}, SumDQ_MSC.OutputName, SW_MSC.OutputName);

%Compensación del retraso de control
comp_dig_p = (ws-wm) *(1.5*Ts);
comp_dig_n = (ws+wm) *(1.5*Ts);
adelanto_DH_p = ss(expm([0 -1;1 0]*comp_dig_p));
adelanto_DH_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*comp_dig_n));
Comp_DH_MSC=[adelanto_DH_p zeros(2); zeros(2) adelanto_DH_n];

```

```

Comp_DH_MSC.InputName=SumFF_MSC.OutputName;
Comp_DH_MSC.OutputName={'vd_p_comp_msc','vq_p_comp_msc','vd_n_comp_msc','vq_n_c
omp_msc'};

% Suma de secuencias directa e inversa
SumSequence_MSC=
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{'vd_msc','vq_msc'},{'vd_p_comp_msc','vq_p_comp_msc'},{'
'vd_n_comp_msc','vq_n_comp_msc'});

%Retraso de control
retraso_MSC=ab2dq(1/z,ws-wm); % está en referencia
rotorica, pero se expresa en ejes d/q
retraso_MSC.InputName=SumSequence_MSC.OutputName;
retraso_MSC.OutputName={'vd_retraso_msc','vq_retraso_msc'};

% PLANTA: DFIG+RED+FILTRO RC.
% DFIG: Entradas: Vds, Vqs, Vdr,Vqr. Salidas: ids, iqs, idr,iqr. El modelo se
define en referencia síncrona (w=ws).
% Como la tensión del rotor se retiene en referencia rotórica, se utilizará mas
adelante una compensación
w=ws; %marco en el que se modeliza la máquina
wr=w-wm;
Lsigma_2 = Lm^2-Ls*Lr; %valor usado en las matrices de EE
A_DFIG = [Lr*Rs/Lsigma_2 (Lm^2*wr-Lr*Ls*w)/Lsigma_2
-Lm*Rr/Lsigma_2 Lm*Lr*(wr-w)/Lsigma_2 ;
-(Lm^2*wr-Lr*Ls*w)/Lsigma_2 Lr*Rs/Lsigma_2 -
Lm*Lr*(wr-w)/Lsigma_2 -Lm*Rr/Lsigma_2 ;
-Lm*Rs/Lsigma_2 -Lm*Ls*(wr-w)/Lsigma_2
Ls*Rr/Lsigma_2 (Lm^2*w-Lr*Ls*wr)/Lsigma_2 ;
Lm*Ls*(wr-w)/Lsigma_2 -Lm*Rs/Lsigma_2 -
(Lm^2*w-Lr*Ls*wr)/Lsigma_2 Ls*Rr/Lsigma_2 ];
B_DFIG = [-Lr/Lsigma_2 0 Lm/Lsigma_2 0
0 -Lr/Lsigma_2 0 Lm/Lsigma_2
Lm/Lsigma_2 0 -Ls/Lsigma_2 0
0 Lm/Lsigma_2 0 -Ls/Lsigma_2];
C_DFIG= [ 1 0 0 0; 0 1 0 0; 0 0 1/Kav 0; 0 0 0 1/Kav];
D_DFIG=zeros(4,4);
DFIG=ss(A_DFIG,B_DFIG,C_DFIG,D_DFIG); %Se refieren las
corrientes rotoricas al rotor, ya que el modelo da como salida las corrientes
rotoricas referidas al estator
DFIG.InputName={'vds_ana','vsq_ana','vrd_ana','vrq_ana'};
DFIG.OutputName={'ids_ana','iqs_ana','idr_ana','iqr_ana'};

% Red (Modelo de AF)
k=0.41;
k2=0.0249;
Lg_LF1 = Lg*k;
Lg_LF2 = Lg*(1-k);
Rg_HF = 0.306034652;
Zg=(Lg_LF2*s+Rg) + (Lg_LF1*s*Rg_HF)/(Lg_LF1*s+Rg_HF); %FT
impedancia red
RED=ab2dq(-1/Zg,w); %se
expresa el modelo de red en el mismo marco de referencia que el usado al modelizar
máquina DFIG
RED.InputName={'vds_ana','vsq_ana'};
RED.OutputName={'igd_ana','igq_ana'};

% Filtro RC
FILTRO=ab2dq((Rf*Cf*s+1)/(Cf*s),w); %idem
FILTRO.InputName={'icd_ana','icq_ana'};

```

```

FILTRO.OutputName={'vsd_ana','vsq_ana'};

% GSC COMO BLOQUE ANALÓGICO-----
% -----LAZO DE CORRIENTES
% CORRIENTES DE REF a 0

% REGULADOR PI
orden_Pade = 3;
PIpos_c = ab2dq(minreal(Kp_GSC + Kp_GSC*Ts/Tn_GSC* 1/(1-pade(exp(-
s*Ts),orden_Pade))), 0); % PI en secuencia positiva
PIneg_c = ab2dq(minreal(Kp_GSC + Kp_GSC*Ts/Tn_GSC* 1/(1-pade(exp(-
s*Ts),orden_Pade))), 2*ws); % PI en secuencia positiva
Controller_GSC = [-PIpos_c zeros(2); zeros(2) -PIneg_c];
Controller_GSC.InputName={'id_p_comp_gsc','iq_p_comp_gsc','id_n_comp_gsc','iq_n
_comp_gsc'};
Controller_GSC.OutputName={'vd_p_PI_gsc','vq_p_PI_gsc','vd_n_PI_gsc','vq_n_PI_g
sc'};

%Compensación de términos cruzados:
JwL_dual_GSC = ss([0 -ws*L 0 0; ws*L 0 0 0; 0 0 0 ws*L; 0 0 -ws*L 0]);
JwL_dual_GSC.InputName={'id_p_comp_gsc','iq_p_comp_gsc','id_n_comp_gsc','iq_n_c
omp_gsc'};
JwL_dual_GSC.OutputName={'JwL_d_p_gsc','JwL_q_p_gsc','JwL_d_n_gsc','JwL_q_n_gsc
'};

%Suma de PI y JwL
SumDQ_GSC=
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{'vd_p_ctrl_gsc','vq_p_ctrl_gsc','vd_n_ctrl_gsc','vq_n
_ctrl_gsc'},Controller_GSC.OutputName,JwL_dual_GSC.OutputName);

%Suma de FF
SumFF_GSC=
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{'vd_p_FF_gsc','vq_p_FF_gsc'},{'vd_p_ctrl_gsc','vq_p_ct
rl_gsc'},{'vsd_ana_ff_comp','vsq_ana_ff_comp'});

%Compensación del retraso de control
ang_dig_GSC = ws*1.5*Ts;
adelanto_DH_p = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_dig_GSC));
%angulo de adelanto para la secuencia directa
adelanto_DH_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_dig_GSC));
%angulo de retraso para la secuencia inversa
Comp_DH_GSC=[adelanto_DH_p zeros(2); zeros(2) adelanto_DH_n];
Comp_DH_GSC.InputName={'vd_p_FF_gsc','vq_p_FF_gsc','vd_n_ctrl_gsc','vq_n_ctrl_g
sc'};
Comp_DH_GSC.OutputName={'vd_p_comp_gsc','vq_p_comp_gsc','vd_n_comp_gsc','vq_n_c
omp_gsc'};

% Suma de secuencias directa e inversa
SumSequence_GSC=
sumblk('%OUT=%IN1+%IN2',{'vd_gsc','vq_gsc'},{'vd_p_comp_gsc','vq_p_comp_gsc'},{'
vd_n_comp_gsc','vq_n_comp_gsc'});

%Retraso de control
retraso = minreal(pade(exp(-Ts*s),orden_Pade));
ZOH=ab2dq(minreal((1-retraso)/(s*Ts)),ws);
retraso_GSC=minreal(ab2dq(retraso,ws) * ZOH); %está
en alfa/beta pero se expresa en d/q
retraso_GSC.InputName=SumSequence_GSC.OutputName;
retraso_GSC.OutputName={'vd_retraso_gsc','vq_retraso_gsc'};

```

```

SumV_GSC = sumblk('%vgsc= -%vs_ana +
%v_delay',{ 'vd_L', 'vq_L'},{ 'vsd_ana', 'vsq_ana'},{ 'vd_retraso_gsc', 'vq_retraso_g
sc'});
% Planta gsc: iconv/vo y Planta_Vrc: Vcond/vo
Zc= Lc*s+Rc;
Planta = 1 / Zc; %FT impedancia
convertidor

% Discretización de la planta (y transformación a ejes d/q)
planta_GSC = ab2dq(Planta,ws); %planta: se usa para obtener la
salida del sistema, que son las corrientes en d/q
planta_GSC.InputName={'vd_L', 'vq_L'};
planta_GSC.OutputName={'id_gsc', 'iq_gsc'};

% Filtro analógico %filtro paso bajo
FA = 1/(tau*s+1);
analógico
FA_GSC=[ab2dq(FA,ws) zeros(2); zeros(2) ab2dq(FA,ws)];
FA_GSC.InputName={'id_gsc', 'iq_gsc', 'vsd_ana', 'vsq_ana'};
FA_GSC.OutputName={'id_fa_gsc', 'iq_fa_gsc', 'vsd_ana_fa', 'vsq_ana_fa'};

% FD del GSC
FD_GSC=(1+pade(exp(-s*Ts),orden_Pade))/2;
% esta en ref rotorica, se expresa en ejes d/q
FD_GSC=[ab2dq(minreal(FD_GSC),ws) zeros(2); zeros(2)
ab2dq(minreal(FD_GSC),ws)];
FD_GSC.InputName=FA_GSC.OutputName; %
Tensiones referidas al estator.
FD_GSC.OutputName={'id_f_gsc', 'iq_f_gsc', 'vsd_ana_f', 'vsq_ana_f'};

% FILTRO DSC: están en alfa/beta, pero se expresan en d/q.
retardoAB=ab2dq(minreal(pade(exp(-s*Ts),orden_Pade),ws);
DSCpos_c= 1/2*([1 0;0 1]+[0 -1;1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtra la secuencia positiva
DSCpos_c=minreal(DSCpos_c);
DSCneg_c= 1/2*([1 0;0 1]+[0 1;-1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtra la secuencia negativa
DSCneg_c=minreal(DSCneg_c);
DSC_GSC=[DSCpos_c ; DSCneg_c];
DSC_GSC.InputName={'id_f_gsc', 'iq_f_gsc'};
DSC_GSC.OutputName={'id_p_gsc', 'iq_p_gsc', 'id_n_gsc', 'iq_n_gsc'};

% filtro software para la Vs: esta en d/q y se expresa en esos ejes
SW = (1-1/kf)*1/(1-pade(exp(-s*Ts),2)/kf);
SW_GSC = ab2dq(minreal(SW),0);
SW_GSC.InputName={'vsd_ana_f', 'vsq_ana_f'};
SW_GSC.OutputName={'vsd_ana_ff', 'vsq_ana_ff'};

% Compensación del retraso en las medidas
ang_comp_GSC = ws *(0.5*Ts+tau);
adelanto_med_p = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_comp_GSC));
%angulo de adelanto para la secuencia directa
adelanto_med_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_comp_GSC));
%angulo de retraso para la secuencia inversa
Comp_med_GSC=[adelanto_med_p zeros(2); zeros(2) adelanto_med_n
zeros(2); zeros(2) zeros(2) adelanto_med_p];

```

```

Comp_med_GSC.InputName=
{'id_p_gsc','iq_p_gsc','id_n_gsc','iq_n_gsc','vsd_ana_ff','vsq_ana_ff'};
Comp_med_GSC.OutputName={'id_p_comp_gsc','iq_p_comp_gsc','id_n_comp_gsc','iq_n_comp_gsc','vsd_ana_ff_comp','vsq_ana_ff_comp'};

% CALCULO DEL LC
LC_GSC=
connect(Controllor_GSC,SumFF_GSC,SumDQ_GSC,JwL_dual_GSC,SumSequence_GSC,retraso_GSC,planta_GSC,SumV_GSC,FA_GSC,DSC_GSC,Comp_DH_GSC,Comp_med_GSC,FD_GSC,SW_GSC,{'vsd_ana','vsq_ana'},{'id_gsc','iq_gsc'});
LC_GSC=minreal(LC_GSC);
LC_GSC.Name=['idpref,iqpref / id,iq'];
% -----

% PLANTA COMPLETA: Salidas: is, ir, vs
SumI_MSC = sumblk('%icond = %ired+%igsc-%idFIG',{'icd_ana','icq_ana'},{'id_gsc','iq_gsc'},{'igd_ana','iqg_ana'},{'ids_ana','iqs_ana'}); %Nudo de corrientes
planta =
connect(DFIG,RED,FILTRO,SumI_MSC,LC_GSC,{'vrd_ana','vrq_ana'},{'ids_ana','iqs_ana','idr_ana','iqr_ana','vsd_ana','vsq_ana','icd_ana','icq_ana'});
planta=planta*a; % se refiere la entrada (tensión rotor) al estator

% DISCRETIZACION DE ELEMENTOS ANALOGICOS (y transformación a ejes d/q)
w_compensacion=(w-wm);
planta_MSC=c2d(planta,Ts,'zoh') *expm(-[0 -1;1 0]* w_compensacion*Ts/2) * w_compensacion*Ts/2/sin(w_compensacion*Ts/2); %Compensacion porque se discretiza en otros ejes
planta_MSC.InputName={'vd_retraso_msc','vq_retraso_msc'};
planta_MSC.OutputName={'id_s_msc','iq_s_msc','id_r_msc','iq_r_msc','vd_s_msc','vq_s_msc','id_cond','iq_cond'};

% Filtro analógico de medida - Is: Se filtra en w=0 Ir: Se filtra en w=wm Vs:Se filtra en w=0
FA=1/(tau*s+1); %filtro paso bajo analógico
FA=[ab2dq(FA,w) zeros(2) zeros(2); zeros(2) ab2dq(FA,w-wm) zeros(2); zeros(2) zeros(2) ab2dq(FA,w)]; % Se expresa todo en un marco de ref que gira a w, como el resto de elementos analógicos
planta_MSC_FA=c2d(FA * planta(1:6,1:2), Ts,'zoh') *expm(-[0 -1;1 0]*w_compensacion*Ts/2) *w_compensacion*Ts/2/sin(w_compensacion*Ts/2);
%Compensación porque discretizo en otros ejes
planta_MSC_FA.InputName = {'vd_retraso_msc','vq_retraso_msc'};
planta_MSC_FA.OutputName=
{'id_s_fa_msc','iq_s_fa_msc','id_r_fa_msc','iq_r_fa_msc','vd_s_fa_msc','vq_s_fa_msc'};

% Filtro digital FD. Is: Se filtra en w=0 Ir: Se filtra en w=wm Vs:Se filtra en w=0
FD = (1+z^-1)/2; %
esta en ref rotorica, se expresa en ejes d/q
FD=[ab2dq(FD,ws) zeros(2) zeros(2); zeros(2) ab2dq(FD,ws-wm) zeros(2); zeros(2) zeros(2) ab2dq(FD,ws)];
FD.InputName = planta_MSC_FA.OutputName;
FD.OutputName={'id_s_f_msc','iq_s_f_msc','id_r_f_msc','iq_r_f_msc','vd_s_f_msc','vq_s_f_msc'};

% Filtro DSC: estan en alfa/beta, pero se expresan en d/q. Se filtra la % corriente de rotor y estátor y la tensión del estátor

```

```

retardoAB = ab2dq(1/z,ws);
DSCpos= 1/2*([1 0;0 1]+[0 -1;1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtrar la secuencia positiva
DSCneg= 1/2*([1 0;0 1]+[0 1;-1 0]*retardoAB^ceil(Tg/4/Ts));
%Filtrar la secuencia negativa
DSC_MSC=[DSCpos zeros(2) zeros(2); DSCneg zeros(2) zeros(2); zeros(2) DSCpos
zeros(2); zeros(2) DSCneg zeros(2); zeros(2) zeros(2) DSCpos; zeros(2) zeros(2)
DSCneg];
DSC_MSC.InputName=FD.OutputName;
DSC_MSC.OutputName={'id_ps_msc','iq_ps_msc','id_ns_msc','iq_ns_msc','id_pr_msc'
,'iq_pr_msc','id_nr_msc','iq_nr_msc','vd_ps_msc','vq_ps_msc','vd_ns_msc','vq_ns
_msc'}; %Se obvia el bloque de transformacion a dq

% Compensación de retraso de las medidas del rotor:
ang_rp = (ws-wm) *(0.5*Ts+tau);
ang_rn = (ws+wm) *(0.5*Ts+tau);
adelanto_med_p = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_rp));
adelanto_med_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_rn));
Comp_med_r=[adelanto_med_p zeros(2); zeros(2) adelanto_med_n];
Comp_med_r_MSC.InputName={'id_pr_msc','iq_pr_msc','id_nr_msc','iq_nr_msc'};
Comp_med_r_MSC.OutputName={'id_pr_comp_msc','iq_pr_comp_msc','id_nr_comp_msc','
iq_nr_comp_msc'};

% Compensación de retraso de las medidas del estator:
ang_s = ws *(0.5*Ts+tau);
adelanto_med_p = ss(expm([0 -1;1 0]*ang_s)); %
angulo de adelanto para la secuencia directa
adelanto_med_n = ss(expm(-[0 -1;1 0]*ang_s)); %
angulo de retraso para la secuencia inversa
Comp_med_s=[adelanto_med_p zeros(2,6); zeros(2) adelanto_med_n zeros(2,4);
zeros(2,4) adelanto_med_p zeros(2); zeros(2,6) adelanto_med_n];
Comp_med_s_MSC.InputName={'id_ps_msc','iq_ps_msc','id_ns_msc','iq_ns_msc','vd_p
s_msc','vq_ps_msc','vd_ns_msc','vq_ns_msc'};
Comp_med_s_MSC.OutputName={'id_ps_comp_msc','iq_ps_comp_msc','id_ns_comp_msc','
iq_ns_comp_msc','vd_ps_comp_msc','vq_ps_comp_msc','vd_ns_comp_msc','vq_ns_comp_
msc'};

% CALCULO DEL LC
LC_MSC_y_GSC =
connect(SumRef,Controller_MSC,retraso_MSC,planta_MSC,planta_MSC_FA,FD,DSC_MSC,S
umSequence_MSC,JwL_dual_MSC,SumDQ_MSC,SW_MSC,SumFF_MSC,Comp_med_r_MSC,Comp_med_
s_MSC,Comp_DH_MSC,{'id_p_ref','iq_p_ref'},{'id_r_msc','iq_r_msc'});

```

Nomenclatura y Acrónimos

Capítulo 2

$\alpha\beta$	Ejes estacionarios
dq	Ejes síncronos
v_x	Tensión en la fase x
i_x	Corriente en la fase x
i_x^*	Corriente de referencia en la fase x
v_x^*	Tensión de referencia en la fase x
e_g	Tensión de la red ideal
L_{rst}	Matriz de inductancias de las fases rst
R_{rst}	Matriz de resistencias de las fases rst
Z	Impedancia de salida del convertidor
L	Inductancia del convertidor
R	Resistencia del convertidor
ω_s	Frecuencia de sincronismo
ω	Frecuencia de rotación genérica
P	Matriz de transformación de Park
P^{-1}	Matriz de transformación inversa de Park
K_p	Constante proporcional
T_n	Constante integral
s	Variable de Laplace

$G(s)$	Función de transferencia en el dominio de Laplace
$G_{LA}(s)$	Función de transferencia en lazo abierto
$G_{xy}(s)$	Función de transferencia de la salida en el eje y ante una entrada en el eje x .
j	Unidad imaginaria escalar
J	Matriz equivalente a la unidad imaginaria j
I	Matriz identidad
O	Matriz nula
P	Número de polos inestables en lazo abierto
Z	Número de polos inestables en lazo cerrado
$\lambda_{1,2}$	Valores propios 1 y 2
y_x	Respuesta del sistema en el eje x
y_{xy}	Respuesta del sistema en el eje x debido a una entrada en el eje y
t	Vector de tiempos
\vec{G}	Función de transferencia compleja
$\overrightarrow{G^*}$	Función de transferencia compleja conjugada
\vec{i}	Vector complejo de corriente
\vec{v}	Vector complejo de tensión
T_s	Período de muestreo digital
$X(t)$	Vector de estado
$U(t)$	Vector de entrada
$Y(t)$	Vector de salida
A	Matriz dinámica
B	Matriz de entrada
C	Matriz de salida
D	Matriz de transmisión
ss	State-space

k	Instante de muestreo actual
$k+1$	Instante de muestreo siguiente
int	Parte integral del controlador
e	Entrada
s	Salida

Capítulo 3

s	Seno
c	Coseno
M	Matriz de rotación empleada en los cambios de referencia
z	Operador discreto de adelanto
z^{-1}	Operador discreto de retraso
$skew$	Matriz que comprueba la ordenación de variables de estado
I_n	Matriz identidad de orden n
i	Corriente del convertidor
i_g	Corriente de red
i_{RC}	Corriente por el filtro RC
v_{RC}	Tensión en el filtro RC
v	Tensión del convertidor
Z	Impedancia del convertidor
L	Inductancia del convertidor
R	Resistencia del convertidor
Z_c	Impedancia del filtro RC
R_c	Resistencia del filtro RC
C_c	Capacidad del filtro RC
Z_g	Impedancia de la red
L_g	Inductancia de la red

R_g	Resistencia de la red
f_r	Frecuencia de resonancia del filtro LCL
f_a	Frecuencia de antiresonancia del filtro LCL
A_d	Matriz dinámica discreta
B_d	Matriz de entrada discreta
C_d	Matriz de salida discreta
D_d	Matriz de transmisión discreta
τ	Constante de tiempo de un filtro paso bajo
k_f	Constante del filtro software utilizado

Capítulo 4

$Comp_{dh}$	Compensación de fase del retraso de control
$Comp_{ff}$	Compensación de fase de medida para la tensión del feed-forward
$Comp_{med}$	Compensación de fase del retraso de medida
v_{x+}	Tensión en la fase x en secuencia positiva
v_{x-}	Tensión en la fase x en secuencia negativa
i_{x+}	Tensión en la fase x en secuencia positiva
i_{x-}	Tensión en la fase x en secuencia negativa
τ_{FA}	Constante de tiempo del filtro analógico
τ_{FD}	Constante de tiempo equivalente del filtro digital
τ_{FF}	Constante de tiempo del filtro software
K_{p-PLL}	Constante proporcional del regulador PI de la PLL
T_{n-PLL}	Constante integral del regulador PI de la PLL
N	Ratio entre la frecuencia de muestreo de la FPGA y la frecuencia de conmutación del convertidor
L_{BF1}	Inductancia de baja frecuencia del modelo de alta frecuencia
L_{BF2}	Inductancia de baja frecuencia del modelo de alta frecuencia

R_{BF}	Resistencia de baja frecuencia del modelo de alta frecuencia
R_{AF}	Resistencia de alta frecuencia del modelo de alta frecuencia
$R_{\text{tiempos muertos}}$	Resistencia empleada para los tiempos muertos

Capítulo 5

V_{∞}	Tensión en el bus infinito de red ideal
L_t	Inductancia de fugas del transformador
R_t	Resistencia del transformador
P^*, Q^*	Potencia activa y reactiva de referencia
i_{x+}^*	Corriente de referencia en la fase x en secuencia positiva
i_{x-}^*	Corriente de referencia en la fase x en secuencia negativa
PQ_{lin}^*	Potencias activa y reactiva en el punto de linealización
$V_{x+ lin}$	Tensión en la fase x en secuencia positiva en el punto de linealización
$V_{x- lin}$	Tensión en la fase x en secuencia negativa en el punto de linealización

Capítulo 6

i_r	Corriente del rotor
i_s	Corriente del estator
i_{GSC}	Corriente por el convertidor GSC
i_t	Corriente por el filtro trap
v_s	Tensión del estator
v	Tensión del convertidor
a	Relación de transformación
$slip$	Deslizamiento
ω	Velocidad de rotación del sistema de referencia al que se refiere el modelo de la máquina DFIG
ω_m	Velocidad de rotación eléctrica del rotor

ω_r	Diferencia entre la velocidad de rotación del sistema de referencia y la velocidad de rotación eléctrica del rotor
pp	Pares de polos
L_{fs}	Inductancia de fugas del estator del generador
L_{fr}	Inductancia de fugas del rotor del generador
L_m	Inductancia magnética del generador
L_s	Inductancia total del estator
L_r	Inductancia total del rotor
R_s	Resistencia del estator del generador
R_r	Resistencia del rotor del generador

Abreviaturas

FC	Full Converter
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
SISO	Single-Input Single-Output
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
FT	Funcion de Transferencia
MFT	Matriz de Función de Transferencia
FTC	Función de Transferencia Compleja
EE	Espacio de Estados
PI	Proporcional Integral
SRFPI	Synchronous Reference Frame Proportional Integral
LA	Lazo abierto
LC	Lazo cerrado
MF	Margen de Fase
MG	Margen de Ganancia
FB	Feedback

OV	Ordenación de variables
THD	Total Harmonic Distortion
PLL	Phase Locked Loop
FF	Feed-forward
FA	Filtro analógico
FD	Filtro digital
SW	Filtro Software
ZOH	Zero-Order-Hold
DSP	Digital Signal Processor
SCR	Short Circuit Ratio
DSC	Delay Signal Cancellation
FPGA	Field Programmable Gate Array
FVD	Filtro de Ventana Deslizante
GC	Generación de Consignas

Este trabajo ha sido apoyado por Ingeteam Power Technology tanto a nivel económico como de soporte y colaboración. Esta tesis ha recibido financiación también de la Agencia Española de Investigación (AEI) y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER-UE) a través de los proyectos de investigación y desarrollo DPI2013-42853-R y DPI2016-80641-R.

