

Trabajo Fin de Máster

Control Avanzado de un Convertidor
Resonante Serie en Doble Puente
Activo

Advanced Control of a Dual Active
Bridge Series Resonant
Converter

Autor

Eduardo Sebastián Rodríguez

Directores

Eduardo Montijano Muñoz
Carlos Bernal Ruiz

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
2020

Resumen

El Trabajo Fin de Máster tiene como objetivo desarrollar una nueva estrategia de control para un Convertidor Resonante Serie en Doble Puente Activo (DAB-SRC). La estrategia busca asegurar la estabilidad del convertidor en todo su rango de trabajo al mismo tiempo que se agiliza la respuesta transitoria del sistema. Ambas propiedades permiten extender el uso del convertidor en nuevas aplicaciones en las que se requieren dinámicas rápidas o configuraciones flexibles, superando el rendimiento de los lazos de realimentación actuales. Para conseguirlo se presenta el flujo completo de trabajo desde su concepción y desarrollo teórico inicial hasta su implementación y experimentación en un equipo real. Partiendo del modelo promediado generalizado del convertidor, se propone una estrategia de control basada en técnicas de control no lineal, convenientes de acuerdo al carácter fuertemente no lineal del modelo dinámico. Tras el diseño teórico se describen y justifican una serie de adaptaciones de cara a la implementación de la estrategia en un microcontrolador o un DSP, incluyendo leyes adaptativas para los parámetros y procedimientos para robustecer el control ante la ausencia de medida de algunas variables. Todo ello se estudia mediante la evaluación de la estrategia en simulación, comparándola con la estrategia implementada actualmente basada en reguladores PI. Finalmente, el éxito de la propuesta se analiza en un experimento real con un DAB-SRC comercial.

El trabajo que se presenta en esta memoria ha supuesto la redacción de dos artículos. El primero, centrado en el desarrollo teórico de la propuesta de control, ha sido aceptado en el Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2020 bajo el nombre de *Diseño de un Control No Lineal Implementable para un Convertidor Resonante Serie*. El segundo añade toda la parte relativa a adaptaciones y experimentos reales; con el nombre de *Nonlinear Implementable Control of a Dual Active Bridge Series Resonant Converter*, está en proceso de redacción.

Abstract

The Master Thesis aims to develop a new control strategy for a Dual Active Bridge Series Resonant Converter (DAB-SRC). The strategy seeks to ensure the stability of the converter over its entire working range while enhances the system's transient response. Both properties allow the converter to be used extensively in new applications where fast dynamics or flexible configurations are required, surpassing the performance of current feedback loops. To achieve this, the complete workflow is presented from its initial theoretical conception and development to its implementation and experimentation in a real equipment. Starting from the generalized averaging model of the converter, a control strategy is proposed based on non-linear control techniques, suitable according to the strongly non-linear nature of the dynamical model. After the theoretical design, a series of adaptations are described and justified in order to implement the strategy in a microcontroller or a DSP, including adaptive laws for the parameters and procedures to strengthen the control in the absence of measurement of certain variables. All this is studied by evaluating the strategy in simulation, comparing its performance with respect to the strategy currently implemented, based on PI regulators. Finally, the success of the proposal is analyzed in a real experiment with a commercial DAB-SRC.

The work presented in this report has involved the writing of two articles. The first one, focused on the theoretical development of the control proposal, has been accepted in the Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2020 under the name of *Diseño de un Control No Lineal Implementable para un Convertidor Resonante Serie*. The second one adds all the part related to adaptations and real experiments; with the name of *Nonlinear Implementable Control of a Dual Active Bridge Series Resonant Converter*, it is in process of writing.

Índice general

Resumen	I
Abstract	II
Índice general	III
Índice de figuras	VI
Índice de tablas	VIII
Índice de símbolos	IX
1. Introducción	1
1.1. Motivación y Contexto	1
1.2. Objetivos y alcance	4
1.3. Metodología y distribución de tareas	6
1.4. Estructura de la memoria	7
2. Revisión del Estado del Arte	9
3. Descripción y modelado del DAB-SRC	14
3.1. Descripción del convertidor DAB-SRC	14
3.2. Modelado del convertidor DAB-SRC	17

4. Diseño teórico de las estrategias de control	20
4.1. Breve introducción a la teoría de estabilidad de Lyapunov	21
4.2. Diseño de la estrategia de control	24
4.3. Corrección de la singularidad en la acción de control	27
5. Buscando la implementabilidad: adaptaciones en el diseño	29
5.1. Discretización del sistema y aproximaciones discretas	30
5.2. Observabilidad de x_3 y x_4	31
5.3. Adaptación de los parámetros que influyen en el control	33
6. Simulación de las estrategias de control	37
6.1. Simulación algorítmica de las estrategias de control	37
6.2. Simulación a partir del modelo circuital del convertidor	45
7. Evaluación experimental de las estrategias de control	53
7.1. Simulando el convertidor real	53
7.2. Experimentos con el convertidor real	60
8. Conclusiones y trabajo futuro	63
8.1. Líneas de trabajo futuro	64
A. Anexos	66
A.1. Caracterización en bucle abierto del convertidor	66
A.2. Demostración geométrica de la expresión para δ	70
A.3. Alternativas de control discreto de un sistema	71
A.4. Alternativas a la observabilidad y estimación de x_3 y x_4	72
B. Artículo SAAEI	79

Índice de figuras

1.1. Estructura de ESS convencional	2
1.2. Sistema de recuperación de energía basado en ultracondensadores, desarro- llado por Epic Power®.	3
1.3. Cronograma de la actividad realizada durante el Trabajo Fin de Máster.	8
3.1. Arquitectura del DAB-SRC.	15
3.2. Formas de onda principales en el DAB-SRC.	16
3.3. Equivalente simplificado del DAB-SRC.	18
5.1. Tensión máxima admisible en un condensador de resonancia típico de un DAB-SRC.	32
6.1. Resultados obtenidos con el control no lineal en tiempo continuo.	39
6.2. Resultados obtenidos con el control no lineal en tiempo discreto.	40
6.3. Resultados obtenidos con el control basado en PIs.	41
6.4. Resultados obtenidos con el control no lineal adaptado.	42
6.5. Resultados obtenidos con la propuesta de control final.	43
6.6. Comportamiento del control diseñado ante perturbaciones.	44
6.7. Modelo de Simulink® del DAB-SRC y su control.	46
6.8. Bloque que implementa el modulador.	46
6.9. Bloque que implementa el modelo topológico.	47

6.10. Bloque de Control en Simulink®.	47
6.11. La corriente de corte medida presenta ruido y espurios (arriba). El filtro digital los elimina para el cálculo del control (abajo).	49
6.12. Resultados en Simulink®2011b obtenidos con la propuesta de control. . .	50
6.13. Resultados en Simulink®2011b obtenidos con el control basado en PIs. . .	51
7.1. Comportamiento del convertidor real ante una secuencia de escalones aleatoria, donde $V_H = V_{H,n}$ y $V_L = V_{L,n}$	57
7.2. Comportamiento del convertidor real con un control basado en PIs ante una secuencia de escalones aleatoria, donde $V_H = V_{H,n}$ y $V_L = V_{L,n}$	59
7.3. Montaje del experimento.	60
7.4. Osciloscopio utilizado en los experimentos	61
7.5. Ejemplo de comportamiento estable del convertidor: arriba, evolución temporal de u_1 (amarillo), u_2 (verde), I_b (rojo) e i_{AC} (azul); abajo, las mismas formas de onda detallas.	62
A.1. Resultado de simular el DAB-SRC en bucle abierto con el método <i>ode45</i> . .	67
A.2. Resultado de simular el DAB-SRC en bucle abierto con el método <i>Euler Forward</i> : arriba, $T_s = 20ns$; abajo, $T_s = 2ns$	68
A.3. Comportamiento del DAB-SRC en bucle abierto ante cambios en δ y w . . .	69
A.4. Triángulo rectángulo con sus lados definidos.	70

Índice de tablas

6.1. Principales parámetros de simulación del DAB-SRC.	38
7.1. Principales parámetros del convertidor real.	54
7.2. Resultados de la caracterización usando la propuesta de control.	55
7.3. Resultados de la caracterización usando un control basado en PIs.	58

Índice de símbolos

ΔI_+	amplitud de escalón positivo en I_b
ΔI_-	amplitud de escalón negativo en I_b
δ	desfase entre puentes
δ_{\max}	desfase máximo entre puentes
δ_{\min}	desfase mínimo entre puentes
δ_{Ly}	acción de control no lineal de δ
$\dot{\delta}_{\max}$	límite en la velocidad de δ
\dot{V}	derivada en el tiempo de la función de Lyapunov
\dot{w}_{\max}	límite en la velocidad de w
\hat{a}_i	estimación del parámetro i -ésimo
λ_i	i -ésimo valor propio
\mathbb{R}	conjunto de los números reales
A	matriz de estados
B	matriz de acciones
C	matriz de salida
D	matriz de transmisión directa
O	matriz de observabilidad
u	vector de acciones
x	vector de estados
x*	vector de estados deseados

\mathbf{y}	vector de salidas
τ	ratio de error en x_2
$\tilde{\mathbf{x}}$	vector de errores
\tilde{a}_i	error de estimación del parámetro i -ésimo
\tilde{x}_i	error en el estado i -ésimo
ε	valor umbral en τ para el cambio entre controles
a_i	parámetro i -ésimo a adaptar
C	condensador de resonancia
D	ciclo de servicio
f	frecuencia de conmutación de los puentes en Hz
f_0	frecuencia de resonancia en Hz
f_{\max}	frecuencia máxima de conmutación de los puentes
f_{\min}	frecuencia mínima de conmutación de los puentes
I_b	amplitud de la corriente por el bus
I_c	corriente de corte en el lado de alta tensión
i_{ac}	corriente instantánea por el tanque resonante
i_L	corriente instantánea por la inductancia total
k	tiempo discreto
K_i	constantes de control del estado i -ésimo
K_I^δ	constante integral de PI^δ
K_I^w	constante integral de PI^w
K_P^δ	constante proporcional de PI^δ
K_P^w	constante proporcional de PI^w
K_{a_i}	constantes de adaptación del parámetro i -ésimo
L	inductancia total
L_r	inductancia de resonancia
L_t	inductancia de pérdidas del transformador

n	relación de transformación del transformador
$n(\mathbf{x})$	función de términos negativos de \dot{V}
$p(\mathbf{x})$	función de términos positivos de \dot{V}
PI^δ	acción de control PI de δ
PI^w	acción de control PI de w
R	resistencia total
Si	interruptor i -ésimo del convertidor
SO	sobreoscilación
t	tiempo continuo
T_s	tiempo de muestreo y paso de integración
tr	tiempo de respuesta
U	conjunto de posibles acciones
u_i	estado del dispositivo i -ésimo
V	función de Lyapunov
V_a	tensión del lado de alta tensión trasladada al lado de alta tensión
V_b	tensión del lado de baja tensión trasladada al lado de alta tensión
V_H	tensión del lado de alta tensión
V_L	tensión del lado de baja tensión
$v_{C,pp}$	tensión de pico en el condensador de resonancia
$v_{C,rms}$	valor eficaz de la tensión en el condensador de resonancia
v_C	tensión instantánea en el condensador de resonancia
V_{lim}	valor límite en la tensión de pico del condensador de resonancia
v_{RLC}	tensión instantánea por el tanque resonante
w	frecuencia de conmutación de los puentes en rad/s
w_0	frecuencia de resonancia en rad/s
w_{Ly}	acción de control no lineal de w
X	conjunto de estados alcanzables

x_i^* elemento i -ésimo vector de estados deseados

x_i elemento i -ésimo del vector de estados

Capítulo 1

Introducción

“Shutting off the thought process is not rejuvenating; the mind is like a car battery - it recharges by running”

Bill Watterson

En este primer Capítulo de la memoria se presentan los elementos que han motivado la realización de este Trabajo Fin de Máster, ofreciendo un contexto para encuadrarlo en la titulación. Tras esto se plantean los principales objetivos a resolver, así como el alcance del trabajo para llegar a dichos objetivos. Seguidamente, se desarrolla brevemente la metodología de trabajo aplicada, incluyendo un cronograma con la distribución de tareas durante el curso. Finalmente, se describe la estructura del resto de la memoria.

1.1. Motivación y Contexto

Actualmente, la gestión de la energía recibe una gran atención dentro de los campos de la electrónica de potencia y las energías renovables. Es indudable que en el momento actual es imprescindible poder diseñar sistemas que gasten la menor energía posible, que pierdan la menor energía posible y que prolonguen su vida útil lo máximo posible; sistemas como el de la Fig. 1.1.

Bajo el nombre de Sistemas de Almacenamiento de Energía (Energy Storage Systems, ESS), estas infraestructuras permiten la generación, almacenamiento y distribución de energía desde sus puntos de origen a las cargas que demandan dicha energía. En el camino se hace imprescindible transformar esa energía, de naturaleza eléctrica, para adaptarla a las características eléctricas concretas del sistema que la recibe. Por ejemplo, de nuevo acudiendo al caso de la Fig. 1.1, el panel fotovoltaico genera energía eléctrica que o se

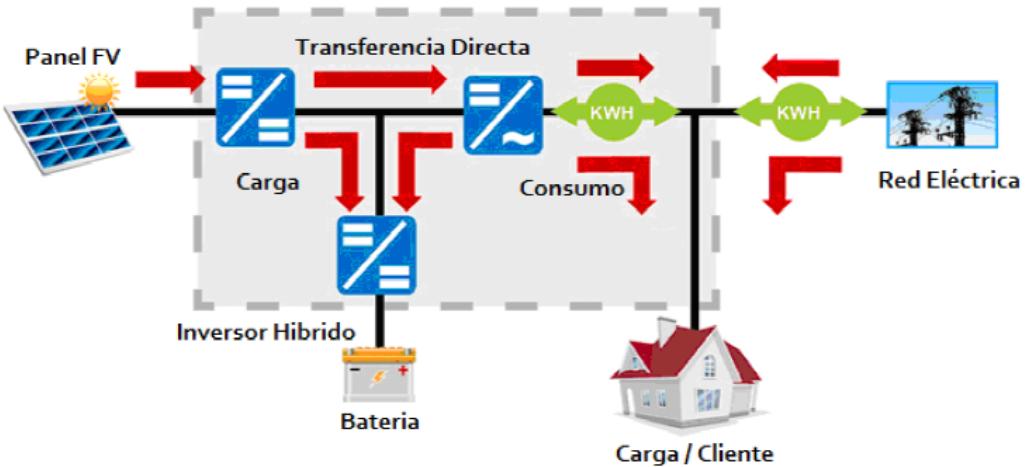


Figura 1.1: Estructura de ESS convencional ¹.

almacena en una batería para su posterior uso o se distribuye directamente a la red eléctrica o a una carga. Los cuatro elementos tienen, en general, características eléctricas diferentes: la red eléctrica opera mediante una señal alterna a $50Hz$ y $230V$ de tensión RMS; mientras, por ejemplo, la batería puede caracterizarse por una tensión continua de $48V$ y una corriente de $5A$; todo ello cuando la señal generada por los paneles es de $12V$ de continua.

La adaptación de esta energía entre los diferentes elementos se realiza mediante convertidores de potencia, etapas electrónicas que consiguen transferir energía eléctrica entre dos puntos minimizando, en la medida de lo posible, la energía perdida por el camino. En particular, a día de hoy, los convertidores DC-DC reciben especial atención por la gran variedad de aplicaciones donde pueden trabajar. Desde el desarrollo de energías renovables [1] y el coche eléctrico [2], hasta sistemas de recuperación de energía [3] [4], las aplicaciones no se conciben sin la mejora continua en convertidores DC-DC. Conforme se producen estos avances también crece la complejidad de las etapas electrónicas requeridas [5], por lo que a día de hoy sigue siendo un ámbito por explorar y sobre el que trabajar.

Dentro del campo de los convertidores DC-DC, los convertidores resonantes bidireccionales son una alternativa altamente eficiente cuando se necesitan elevados ratios de conversión de tensión y potencia [6]. Con las mejoras tecnológicas actuales es posible trabajar en aplicaciones con dinámicas rápidas y cambiantes [7]. Pongamos, por ejemplo, el caso de un sistema de recuperación de energía en ascensores, desarrollado por la empresa Epic Power®(<https://epicpower.es/>) y que se muestra en la Fig. 1.2.

¹Extraída de <http://www.energiasinteligentes.com/images/noticias/1401291368-sistema-hibrido.png> a fecha 2020-05-21

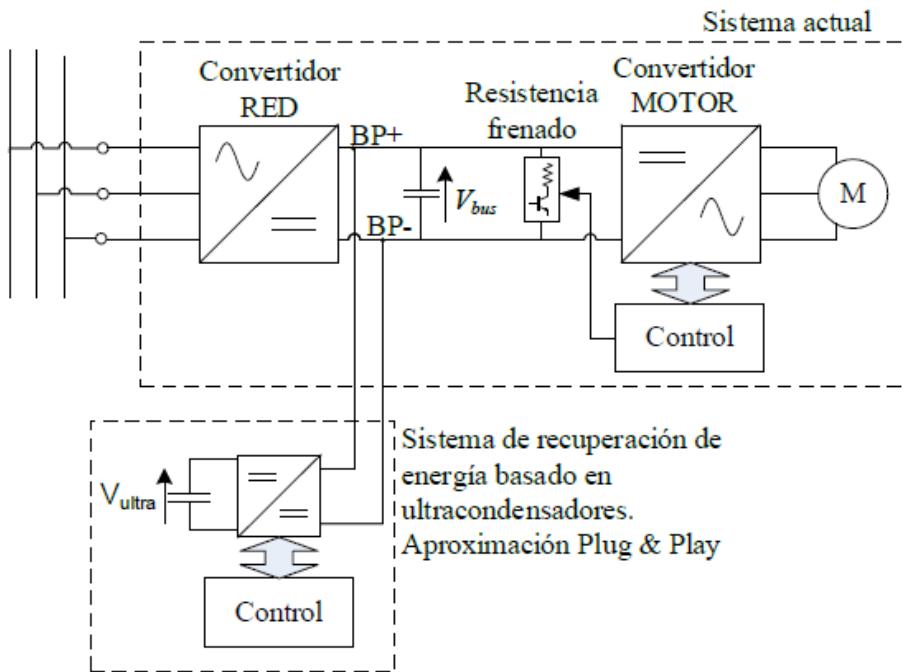


Figura 1.2: Sistema de recuperación de energía basado en ultracondensadores, desarrollado por Epic Power®.

El sistema de recuperación de energía se basa en un banco de ultracondensadores que se engancha al sistema de alimentación del ascensor gracias a un convertidor DC-DC bidireccional. En los momentos de subida, el banco de ultracondensadores proporciona energía adicional al motor, ayudando a tener una tensión más estable y controlada. En los momentos de bajada, el banco de condensadores trabaja como carga, recibiendo la energía recuperada. Con estos sistemas se consiguen mejoras en la eficiencia de hasta un 40 %. Por supuesto, las condiciones de operación son fuertemente cambiantes (el peso que lleva el ascensor, por ejemplo) y necesitan de dinámicas rápidas para maximizar la recuperación energética, todo ello sin perder energía en la conversión. Esto supone un reto desde el punto de vista del control, extendiéndose esta conclusión al resto de posibles aplicaciones en las que se emplean esta clase de convertidores.

En este contexto, el Trabajo Fin de Máster aborda el control de un Convertidor Resonante Serie en Doble Puente Activo (DAB-SRC) con el objetivo de potenciar sus prestaciones, proponiendo una ley general de control estabilizadora en todo el rango dinámico del convertidor y mejorando la rapidez de su respuesta. Gracias a ello, se puede extender el uso de estos convertidores en nuevas aplicaciones con dinámicas muy rápidas (del orden de ms).

La conexión entre electrónica y control permite un trabajo interdisciplinar entre varios grupos de investigación. Por un lado, el Grupo de Electrónica de Potencia y Microelectrónica (GEPM) lleva trabajando en la conversión eficiente de energía desde hace más

de 20 años. En concreto, el curso pasado, un estudiante de Grado [8] estuvo trabajando metodologías para conseguir potencia cero en un DAB-SRC. Además, Trabajos Fin de Máster como [9] también giran en torno a esta arquitectura de convertidor. Por otro lado, el grupo de Robótica, Percepción y Tiempo Real (RoPeRT) tiene una larga experiencia en el trabajo con sistemas de control. Esto motiva la transferencia de conocimiento en el ámbito de la teoría de control hacia la electrónica. También se ha colaborado con el grupo HOWLAB, aportando su experiencia en sistema inteligentes y Machine Learning. La interdisciplinariedad también se ve reflejada en la colaboración con la empresa Epic Power®, que ha proporcionado el equipamiento y el conocimiento para la realización de experimentos reales. Por último, mencionar que, en el contexto de este Trabajo Fin de Máster, se ha obtenido un contrato del Instituto de Investigación en Ingenierías de Aragón (I3A) de prácticas extracurriculares.

1.2. Objetivos y alcance

Tanto la motivación como el contexto favorecen la realización de este proyecto. Sin embargo, no debemos quedarnos únicamente en la idea general y por eso, a continuación, se concretan los principales hitos que se afrontan en el TFM.

- **Diseño de una estrategia de control robusta para un convertidor DAB-SRC:** dado el amplio abanico de posibles aplicaciones del DAB-SRC y los diferentes requisitos que se le pueden pedir, el objetivo es diseñar una estrategia de control que sea válida para cualquier DAB-SRC. Para ello, es necesario que la propuesta funcione en todo el rango de operación del convertidor y que lo haga de forma robusta, rechazando posibles perturbaciones y cambios en el modo de operación. Además, debe proporcionar una respuesta rápida para afrontar los requisitos de las aplicaciones más exigentes.
- **Implementación de la estrategia de control:** como el objetivo final de la estrategia de control es que funcione en una aplicación real, es necesario tener en cuenta las características de su implementación. Tiempos de muestreo, carga computacional o medición de variables son algunos de los fenómenos que tendrá que contemplar la estrategia de control, buscando las prestaciones descritas en el punto anterior.
- **Evaluación experimental de la estrategia de control en un equipo real:** el objetivo es llegar a probar la estrategia de control en un equipo industrial real, completando el camino de la transferencia de conocimiento y evaluando el impacto real de la propuesta del Trabajo Fin de Máster.

Todos estos puntos, que comprendían los objetivos del Trabajo Fin de Máster, se han realizado con éxito, como se puede comprobar en este documento. Para llevarlos a cabo, se

ha realizado un trabajo fundamental en tiempo y necesidad, del que destacan los siguientes elementos:

- **Recopilación de información y estudio del estado del arte:** en primer lugar se ha llevado a cabo un análisis sistemático del estado del arte en materia de convertidores de potencia. Esto ha permitido ver las aproximaciones habituales que se utilizan para afrontar el control de estos dispositivos. Conocido esto, se ha profundizado en las técnicas actuales de control de convertidores DAB-SRC, haciendo hincapié en aquellas que demuestran sus prestaciones en aplicaciones prácticas reales, más allá de simulaciones.
- **Desarrollo teórico de la estrategia de control:** todo el diseño teórico de la estrategia de control es trabajo realizado en el contexto del Trabajo Fin de Máster. Esto incluye dos aspectos fundamentales: el estudio de la técnica utilizada y de otras existentes en la literatura; y el diseño concreto sobre el sistema que modela el convertidor. Respecto a este segundo aspecto, no existe una aplicación de la técnica que proponemos en el estado del arte, por lo que el esfuerzo de diseño es mayor.
- **Adaptaciones buscando la implementabilidad:** gran parte de las técnicas de control de convertidores que se plantean en la literatura se quedan en pruebas en simulación. Nuestro objetivo va más allá, por lo que se ha trabajado en el diseño de adaptaciones que permiten implementar la estrategia de control en un dispositivo basado en microcontrolador sin perder la naturaleza de la propuesta, manteniendo todos sus beneficios e incluyendo mejoras como leyes adaptativas, eliminación de requisitos de medida de variables, etc.
- **Desarrollo de plataformas de simulación:** la evaluación de las estrategias de control ha supuesto la generación de diferentes plataformas de simulación, en orden creciente de complejidad a medida que nos acercamos a la implementación real. Éstas incluyen bloques de modulación, latencia, sensado y filtros, además de modelos circuitales, para acercar lo máximo posible la simulación al comportamiento real de la aplicación.
- **Evaluación de la propuesta:** para asegurarnos de que la estrategia de control funciona se han realizado numerosas evaluaciones, desde simulaciones algorítmicas hasta experimentos reales. Esto se ha podido hacer gracias al esfuerzo invertido en el desarrollo de simulaciones explicado en el punto anterior y a la colaboración con Epic Power®.
- **Transferencia de conocimiento:** la realización de los experimentos con equipamiento real ha supuesto la adaptación de las estrategias de control a un entorno que permitiese la transferencia directa de la estrategia de control al convertidor. En particular, el convertidor implementa los algoritmos de control en un microcontrolador, así que se ha trabajado con bloques compilados en lenguaje C en Matlab®2011b para realizar la evaluación final en simulación. Por supuesto, ese código ha sido

adaptado para coincidir con la estructura algorítmica de control del convertidor de Epic®.

- **Redacción de artículos:** el conocimiento generado en este Trabajo Fin de Máster ha motivado la redacción de dos artículos. El primero, titulado *Diseño de un Control No Lineal Implementable para un Convertidor Resonante Serie*, aceptado en el Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2020; y el segundo, titulado *Nonlinear Implementable Control of a Dual Active Bridge Series Resonant Converter*, está en proceso de redacción.

1.3. Metodología y distribución de tareas

Para alcanzar los objetivos descritos en la Sección anterior se ha utilizado una metodología de seguimiento semanal de la actividad por parte de los directores del Trabajo Fin de Máster, planteando hitos a corto y medio plazo que fuesen motivadores y que permitiesen avanzar de forma coordinada el trabajo. Este seguimiento se ha visto complementado por reuniones mensuales o cada dos meses en las que se han presentado los resultados más actuales hasta esa fecha. Gracias a ello, se ha recibido el feedback de diferentes miembros externos al Trabajo Fin de Máster y se ha reforzado la presentación oral de resultados científicos.

Con respecto al diseño y evaluación de la estrategia de control propuesta, se ha llevado a cabo un proceso iterativo en el que cada nuevo avance se ha evaluado exhaustivamente, con el fin de ir analizando las mejoras con respecto a propuestas anteriores. Esta metodología progresiva ha dado lugar a las adaptaciones en la estrategia de control que se describen más adelante.

La progresión ha ido acompañada de un acercamiento, también progresivo, desde el desarrollo teórico inicial hasta la implementación final en hardware real. Entre ambos extremos se han ido realizando una serie de evaluaciones, basadas en simulación, cada vez más complejas, moviéndonos desde un modelo aproximado hasta un modelo realista del convertidor que incluye las etapas electrónicas externas. Así, se ha podido evaluar también el impacto del modelo de simulación en los resultados obtenidos.

Por otra parte, la redacción de artículos ha supuesto un ejercicio de aprendizaje con respecto a la difusión del conocimiento generado en este Trabajo Fin de Máster, tanto oral como escrita.

La Fig. 1.3 detalla, mediante un diagrama de Gantt, el cronograma que planifica las tareas y objetivos que se han llevado a cabo para la realización de este Trabajo Fin de Máster.

1.4. Estructura de la memoria

Tras explicar las razones que motivan este trabajo y describir los objetivos y metodologías que lo sustentan, el resto de la memoria se organiza de la siguiente forma:

- El Capítulo 2 consiste en una revisión sistemática de la literatura centrada en los aspectos fundamentales que se abordan en el TFM. Por un lado, se describe el estado del arte relacionado con el control de convertidores DC/DC, sin particularizar en ninguna topología concreta. Por otro lado, se revisa el estado actual con respecto al convertidor DAB-SRC, prestando atención tanto a la formulación teórica de los controles como a su implementación en casos prácticos reales.
- El Capítulo 3 presenta al convertidor DAB-SRC desde un punto de vista cualitativo y formal. La descripción cualitativa permite comprender el funcionamiento del convertidor y su estructura. La descripción formal permite desarrollar un modelo dinámico, base sobre la que se desarrolla, posteriormente, la estrategia de control.
- Seguidamente, el Capítulo 4 desarrolla la estrategia de control que se propone en este Trabajo Fin de Máster. Atendiendo al modelo dinámico, se opta por un diseño basado en técnicas no lineales. Tras una breve revisión de la técnica, se detalla el procedimiento de diseño, acabando con un análisis de las expresiones de control finales.
- El Capítulo 5 parte de las observaciones sobre la estrategia de control que se realizan en el Capítulo anterior, y tiene como objetivo describir las adaptaciones necesarias para la implementación de la propuesta de control en un equipo real. Todas estas adaptaciones están debidamente justificadas y buscan mantener, en la medida de lo posible, la naturaleza del control diseñado en el Capítulo 4.
- Con el diseño completado, el Capítulo 6 evalúa la propuesta de control mediante simulaciones, que son de dos tipos. Las primeras son de carácter algorítmico, de forma que tanto el control como el sistema se simulan mediante códigos de Matlab®. Una vez se comprueba su funcionamiento y prestaciones, las simulaciones se realizan en Simulink®, acercándonos lo máximo posible a un experimento real.
- Caracterizado el comportamiento y ajustados los parámetros de control, el siguiente paso es proceder a la evaluación experimental en un equipo real. Esto se describe en el Capítulo 7, donde se trabaja con un DAB-SRC real. Previamente, para facilitar la transferencia del algoritmo de control a la aplicación, se realizan unas simulaciones en Simulink® ya con el modelo real del convertidor.
- El Capítulo 8 presenta las principales conclusiones del Trabajo Fin de Máster, relacionándolas tanto con el trabajo personal como con la titulación. Además, se describe brevemente las líneas de trabajo futuras que se derivan de este.

Nombre	Fecha de ini...	Fecha de fin
• Estudio del estado del arte	21/10/19	29/11/19
• Comprensión y modelado del DAB-SRC	4/11/19	22/11/19
• Diseño de la estrategia de control del DAB-SRC	25/11/19	14/02/20
• Evaluación de la estrategia de control del DAB	20/01/20	20/03/20
• Diseño de las adaptaciones del control	2/03/20	3/04/20
• Redacción artículo congreso	20/03/20	31/03/20
• Evaluación de la estrategia de control completa	30/03/20	29/05/20
• Implementación en un sistema real	4/05/20	9/06/20
• Redacción artículo revista	1/06/20	26/06/20
• Memoria y documentación	9/12/19	26/06/20

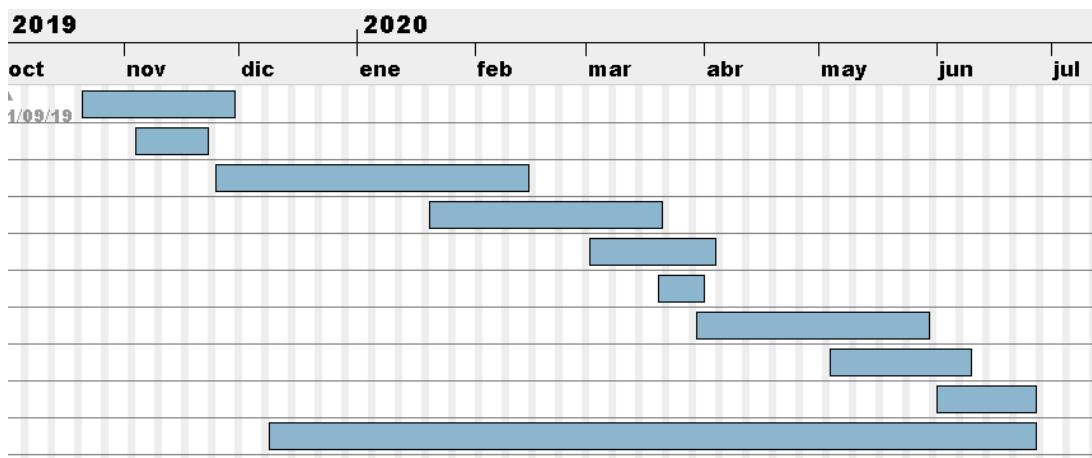


Figura 1.3: Cronograma de la actividad realizada durante el Trabajo Fin de Máster.

Capítulo 2

Revisión del Estado del Arte

“Each source that I read, I would look through the bibliography and the footnotes, and use that as a map for the next thing I would read”

Alexander Chee

El primer paso para entender el problema al que nos enfrentamos es estudiar el estado del arte, motivación principal de este Capítulo. El objetivo del TFM es diseñar una estrategia de control para un Convertidor Resonante Serie con una estructura en Doble Puente Activo, de tal forma que la respuesta transitoria sea rápida, suave y que valga para todo el rango de trabajo del convertidor.

Aunque muchas de las topologías de convertidores electrónicos de potencia se conocen desde hace tiempo, el control de las mismas sigue siendo un tema abierto y candente [10]. Ya sólo en el ámbito de los sistemas de distribución de energía existe una gran variedad de niveles de jerarquía en cuanto a control se refiere, estando el control de convertidores en el nivel más bajo. Esto implica que conseguir un funcionamiento adecuado (es decir, un control adecuado) es fundamental para poder llevar a cabo las tareas de alto nivel. Estas necesidades se pueden extraer a otros ámbitos, como el desarrollo de energías renovables [1], el coche eléctrico [2] o los sistemas de recuperación de energía [3] [4] ya mencionados en el Capítulo 1.

Igual que podemos generalizar con respecto a las necesidades, también lo podemos hacer con respecto a las dificultades. Las topologías de convertidores de potencia están, generalmente, basadas en dispositivos commutados, lo que implica trabajar con un sistema fuertemente no lineal [11]. Como se puede ver en este ejemplo, para reflejar con suficiente precisión el comportamiento del convertidor necesitamos un modelo con un alto grado de complejidad. En el momento en el que se modela la interacción del tanque resonante con la commutación aparecen no linealidades fuertemente acopladas. Otros trabajos como [12] o [13] refuerzan la idea. Esto complica las tareas de diseño del control por lo que,

normalmente, ya no es posible trabajar en bucle abierto o recurrir a una implementación electrónica del regulador (por ejemplo, un bloque de amplificadores operacionales que hagan las veces de un control Proporcional Integral Derivativo). La opción habitual consiste en implementar los reguladores en un dispositivo digital [14], ya sean microcontroladores (μ Cs), DSPs o FPGAs.

Sabiendo esto, la revisión del estado del arte va a tomar dos enfoques. Por un lado, se van a estudiar las técnicas más habituales a la hora de controlar convertidores de potencia, a fin de ver si alguna de ellas es aplicable a nuestro problema. Por otro lado, se va a hacer énfasis en las soluciones que haya en la literatura con respecto a nuestra topología concreta de convertidor, viendo en qué aspectos podemos contribuir con este trabajo. En ambos casos, se va a seguir la taxonomía propuesta en [15], distinguiendo entre soluciones basadas en regulación y soluciones basadas en control óptimo.

Las soluciones basadas en regulación comprenden aquellas propuestas que tienen como objetivo conseguir que el sistema (en nuestro caso, el convertidor) acabe en una configuración o modo de operación concreto, a la vez que se garantizan determinadas propiedades en el régimen transitorio. Ésta aproximación al problema ofrece, a día de hoy, multitud de soluciones. Un ejemplo es [16], donde se emplean técnicas de control robusto para asegurar la estabilidad de un Buck ante incertidumbres en los parámetros. Para ello, los autores construyen un observador de orden reducido en contraste con los observadores más clásicos en los que se observa todo el estado, por lo que se ahoran la necesidad de incluir sensores extra en el convertidor. Además, el diseño de la ley de control es tal que, unido al observador, se consigue estabilidad asintótica y global del Buck a pesar de incertidumbres en los parámetros del convertidor (en la L y la C). La formulación de control, basada en ecuaciones diferenciales simples, permiten la implementación de la propuesta en un dispositivo digital, ofreciendo resultados experimentales de laboratorio satisfactorios. El Trabajo Fin de Máster busca algo similar pero aplicado a una topología más compleja, la del DAB-SRC, y que funcione en un equipo comercial.

Estas ideas son compartidas por otros trabajos, donde se busca el control de topologías diferentes. Los autores de [17] proponen una solución basada en la teoría de estabilidad de Lyapunov para desarrollar un control pasivo y adaptativo en un inversor monofásico con aplicaciones en redes de distribución de energía. La propuesta también busca la estabilidad global del convertidor frente a incertidumbres en los parámetros del sistema, aunque en este caso la observación de las variables de estado no es un problema. Una limitación que comparte esta solución con la anterior es que la propuesta de control es validada en un prototipo de laboratorio, no en un equipo comercial. Sin embargo, la aproximación al control de convertidores a partir de técnicas de estabilización, robustez y control no lineal es un denominador común que ofrece buenos resultados.

En la misma línea se presenta el trabajo en [18], donde la propuesta crece en jerarquía y complejidad con respecto a las dos anteriores. El objetivo es controlar un convertidor AC/DC trifásico independientemente de la carga que tenga que alimentar. Para ello, los autores construyen un control en dos niveles: el nivel interior, el lazo de corriente, se en-

carga de estabilizar el convertidor a la vez que se pone en el punto de operación idóneo; el nivel superior, el lazo de tensión, aprovecha que se puede situar la corriente en el punto que queramos para seguir consignas de más alto nivel relacionadas con requisitos de tensión, potencia y factor de potencia. El lazo de corriente se controla mediante control deslizante [19] mientras que un observador de estados alimenta el lazo de tensión. La propuesta es interesante porque el control deslizante permite conseguir estabilidad asintótica y global del convertidor con una convergencia rápida. Sin embargo, la construcción del segundo lazo obliga a relajar las prestaciones en tiempo de respuesta cuando se prueba en prototipos (siendo de unas decenas de ms), lo que impide su aplicación en problemas de dinámica rápida. Además, para poder implementar el control con garantías es necesario un DSP, lo que puede ser una limitación en costes cuando hablamos de equipos comerciales.

Al final, una práctica habitual en el control de convertidores complejos suele ser el uso de lazos de realimentación basados en PIs [20], ralentizando lo suficiente el sistema como para despreciar perturbaciones o incertidumbres en el modelo. Esto se debe a razones de coste, complejidad o flexibilidad, donde la solución más útil acaba siendo la linealización del sistema y el control basado en el modelo de pequeña señal. El DAB-SRC es un ejemplo de ello, como en [21], donde se presenta una metodología para la generación de modelos en pequeña señal de convertidores, haciendo énfasis en el DAB-SRC. El modelo fasorial y el análisis de transitorio y permanente que proponen puede servir como base para el desarrollo de controladores basado en técnicas clásicas, ya sea en el espacio de estados o en el espacio frecuencial. Los mismos autores parten de esa base para desarrollar un control del DAB-SRC basado en ganancias [22] con el que consiguen mejorar las prestaciones que se consiguen con una ganancia estática. El tiempo de respuesta es cuatro veces menor (en torno a $5ms$) a costa de tener que caracterizar todos los rangos y modos de operación del convertidor para encontrar la ganancia adecuada para cada región de pequeña señal. Aún siendo ese el caso, nuestro objetivo es mejorar todavía más el tiempo de respuesta del convertidor.

En lo que respecta al DAB-SRC, no hay soluciones basadas en regulación que mejoren significativamente los resultados en [22]. Las técnicas que hemos visto son prometedoras en tanto que permiten obtener soluciones implementables. Además, las técnicas de regulación permiten demostrar o asegurar determinadas propiedades deseables como el tiempo de respuesta, la sobreoscilación en el transitorio o el comportamiento en régimen permanente, mientras se evita el efecto de la incertidumbre en los parámetros o las perturbaciones. El inconveniente principal es que su aplicación crece en dificultad cuando el convertidor se hace más complejo, pues su correspondiente modelo dinámico también se vuelve más complejo.

Volviendo a [10], muchas veces los requisitos de operación del convertidor demandan comportamientos óptimos respecto a algún índice de calidad o eficiencia. Este aspecto no se tiene en cuenta en las soluciones basadas en técnicas de regulación. Por ello, en los últimos años, las técnicas de control óptimo han tomado fuerza en el control de convertidores. De todas ellas, la más popular por prestaciones y flexibilidad es el Control por Modelo Predictivo (MPC) [23]. La técnica consiste en calcular la secuencia de acciones que

consigue minimizar un determinado índice de calidad sobre un lapso temporal determinado. Una vez calculada, se aplica la primera acción de dicha secuencia y se recalcula una nueva. El índice, normalmente, depende tanto de los estados del convertidor como de sus acciones, de forma que podemos conseguir respuestas óptimas en términos de eficiencia energética, factor de potencia, suavidad de la acción, desgaste de los dispositivos, etc. Un ejemplo es [24], donde los autores plantean una solución basada en MPC para controlar un convertidor resonante serie, en este caso con una topología de puente completo, aplicado en calentamiento doméstico. El modelo que utilizan para modelar el convertidor es sencillo pero consigue buenos resultados, donde el índice a optimizar es un compromiso entre la trayectoria deseada a seguir (corriente por el tanque) y la acción aplicada (tensión en el conjunto resistencia-inductancia de la bobina).

Cuando el modelo es más complicado, el diseño por MPC también se complica. Los autores de [25] presentan una propuesta de MPC sobre un DAB-SRC donde la primera simplificación es clara: para obtener un modelo utilizable realizan el control únicamente sobre el ciclo de servicio de los transistores, dejando fijos tanto la frecuencia de conmutación como los posibles desfases. Además, trabajan con el modelo de pequeña señal con el fin de tener un conjunto de ecuaciones tratable para la optimización. Los resultados que obtienen son muy positivos, pero únicamente están validados en simulaciones mediante la MPC Toolbox de Matlab® y tampoco ofrecen garantías de estabilidad o convergencia lejos del punto de operación sobre el que se linealiza.

Existen otras técnicas de control óptimo como el Control Cuadrático Lineal (LQR) [26]. El método parte de un sistema lineal e invariante en el tiempo para obtener la ley de control que optimiza un índice de calidad que puede ser similar al del MPC. Sin embargo, el mismo trabajo descrito en [26] demuestra que el rendimiento se deteriora cuando nos alejamos del valor nominal, de forma que cuando queremos trabajar con dinámicas rápidas y/o alejadas de la pequeña señal se pierde el sentido de optimalidad perseguido, y, por tanto, el sentido de utilizar la técnica.

El control óptimo, pese a sus virtudes, todavía presenta una serie de inconvenientes que impiden su implementación directa en equipos reales, en especial el Control por Modelo Predictivo [27]. Por un lado, el coste computacional es un impedimento en determinadas aplicaciones. El proceso de optimización, normalmente, es un proceso que se debe realizar en tiempo real y que requiere de métodos numéricos para llevarlo a cabo. La carga computacional de algoritmos como Levenberg-Marquardt es demasiado grande para ser soportada por microcontroladores o DSPs (incluso FPGAs). Por otro lado, no siempre podemos asegurar propiedades como error cero en régimen permanente, estabilidad o velocidad de la respuesta transitoria. Esto es un hándicap a la hora de valorar si un convertidor es adecuado para una aplicación concreta. Además, una operación óptima en términos de eficiencia y degradación suele ser antagónica con una respuesta transitoria rápida, porque las variables de control inciden directamente en el modo de operación de los dispositivos del convertidor. Por eso, en este trabajo se opta por acudir a técnicas de regulación.

Después de revisar la literatura, podemos decir que la principal contribución de este Trabajo Fin de Máster es el desarrollo de una nueva estrategia de control para un DAB-SRC que garantiza la estabilidad de operación en cualquier configuración alcanzable topológicamente y una respuesta transitoria rápida. Estas propiedades tienen un impacto directo favorable en aplicaciones de electrónica de potencia, pues aseguran el correcto funcionamiento del convertidor en todo su rango dinámico y permiten trabajar con aplicaciones que demandan dinámicas rápidas. En ese sentido, la otra contribución de este trabajo es el diseño de una serie de adaptaciones para posibilitar la implementación del algoritmo en un equipo real, manteniendo las propiedades derivadas de la teoría de estabilidad de Lyapunov. En última instancia, se propone demostrar no sólo en simulación, sino también en un experimento con un equipo comercial, la eficacia de la propuesta. Con este punto nos desmarcamos del estado del arte, reforzando nuestra contribución. En cualquier caso, de la revisión también se evidencia la ausencia de propuestas de control para esta topología de convertidor, probablemente debido a su complejidad.

Simplemente como apunte final, decir que en el control de convertidores complejos como el DAB-SRC también existen multitud de trabajos que discuten ya no la estrategia de control, sino las variables de control necesarias para conseguirlo. Trabajos como [28], [29] o [30] estudian la conveniencia de modular las estrategias de control usando el ciclo de servicio y la frecuencia de commutación, los desfases entre puentes, los desfases entre ramas de un mismo puente dejando fija la frecuencia de commutación de los dispositivos, etc. Realmente ésta es la primera fase en el diseño de estrategias de control, pero en el Trabajo Fin de Máster se va a considerar que la decisión ya está tomada, siendo la misma que utilizan los autores en [30]. Para mayor profundidad a este respecto, se pueden consultar los trabajos en [9] o en [31].

Capítulo 3

Descripción y modelado del DAB-SRC

“The smart way to keep people passive and obedient is to strictly limit the spectrum of acceptable opinion, but allow very lively debate within that spectrum....”

Noam Chomsky

En este Capítulo presentamos el convertidor DAB-SRC, sistema sobre el que se basa toda la propuesta de este Trabajo Fin de Máster. Tras una descripción cualitativa de sus características para comprender su funcionamiento, se describe el modelo matemático del convertidor, necesario para el desarrollo de la estrategia de control. Finalmente, se plantea un breve estudio del comportamiento del convertidor en circuito abierto con el fin de comprender mejor el modelo generado y sus implicaciones tanto en diseño como en simulación.

3.1. Descripción del convertidor DAB-SRC

La denominación de DAB-SRC corresponde a las siglas de Dual Active Bridge Series Resonant Converter. Es decir, nuestro objetivo es controlar un Convertidor Resonante Serie en Doble Puente Activo, cuya estructura se muestra en la Fig. 3.1. El convertidor está formado por dos puentes completos conectados por medio de un tanque resonante serie y un transformador. Uno de los puentes se denomina *puente de alta* con el subíndice H , y el otro se denomina *puente de baja* con el subíndice L . La denominación de Resonante Serie viene, por tanto, de la configuración de los elementos que constituyen el tanque, apreciables en la parte central de la misma Fig. 3.1: dos elementos almacenadores de energía y un tercero disipador, todos ellos en serie. Estos elementos del tanque resonante se denotan como C , R y L . En R se incluyen tanto la resistencia de pérdidas del tanque resonante como las resistencias de conducción de los dispositivos. De forma similar, L está

compuesta por la inductancia de resonancia L_r y la inductancia de pérdidas que aporta el transformador L_t . Esto significa que, en realidad, ni R ni L constituyen un elemento eléctrico independiente, como pudiera ser una resistencia o una bobina comprada, por lo que para conocer sus valores es necesario realizar una caracterización del convertidor. El resultado de esta caracterización, en el mejor de los casos, está sujeto a tolerancias, mediciones, condiciones de operación y degradaciones, por lo que la precisión de sus valores es un hándicap que tendremos en cuenta en el diseño del control. Por otro lado, el condensador sí que es un elemento incluido como componente electrónico, y se dimensiona para conseguir la resonancia del tanque.

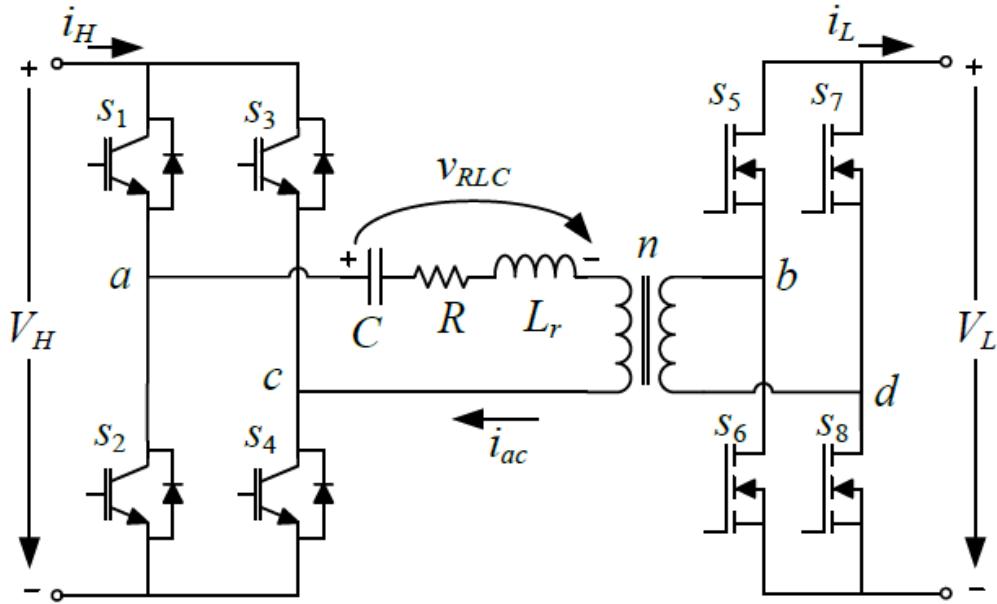


Figura 3.1: Arquitectura del DAB-SRC.

La estructura simétrica del convertidor permite un flujo bidireccional de potencia en función de la configuración de los dos puentes. En todo momento, uno trabaja como inversor y el otro como rectificador, de forma que entre entrada y salida hay un convertidor DC/DC. El papel que juegue cada uno de los puentes dependerá de la dirección de la corriente i_{ac} . En el caso de la Fig. 3.1, el puente formado por $S1 - S4$ es un inversor (transforma la señal continua en la entrada por una señal alterna, que es la que atraviesa el tanque resonante) y el puente formado por $S5 - S8$ actúa como rectificador (devolviendo a la señal su carácter continuo). El transformador, que es de alta frecuencia, proporciona aislamiento galvánico y permite salvar grandes saltos de tensión. Esto se debe a que el rango de operación en que trabaja este convertidor es del orden de decenas y centenares de kHz. A su vez, el rango de tensión que se maneja en ambos lados del convertidor es de decenas y centenares de Voltios, por lo que el transformador es necesario para adaptar esos rangos, que en ocasiones son de un orden de magnitud. Semejantes diferencias en tensiones (adaptadas por el factor n del transformador) suponen, a su vez, los mismos saltos en corriente. Éstas pueden alcanzar valores del orden de 10 – 20A en el lado de alta

tensión, por lo que en el lado de baja tensión, según la topología, se alcanzan valores de centenares de amperios. Con estas magnitudes, los dispositivos que implementan ambos puentes son especialmente críticos, pues soportan grandes corrientes (y, por tanto, picos de corriente) a la vez que conmutan a grandes velocidades. Por ello, en función de las tensiones V_H y V_L y la potencia demandada, los dispositivos $S1 - S4$ y $S5 - S8$ son MOSFETs o IGBTs (y actualmente dispositivos SiC), siendo el lado de baja tensión donde habrá que ser más cuidadosos con las corrientes de corte.

Por último, la interconexión de los puentes por medio de un tanque resonante permite operar en conmutación suave (ZVS) por encima de la frecuencia de resonancia $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Además, gracias a ello se puede suponer que la corriente por el tanque es prácticamente sinusoidal, como se observa en la representación de i_L en la Fig. 3.2.

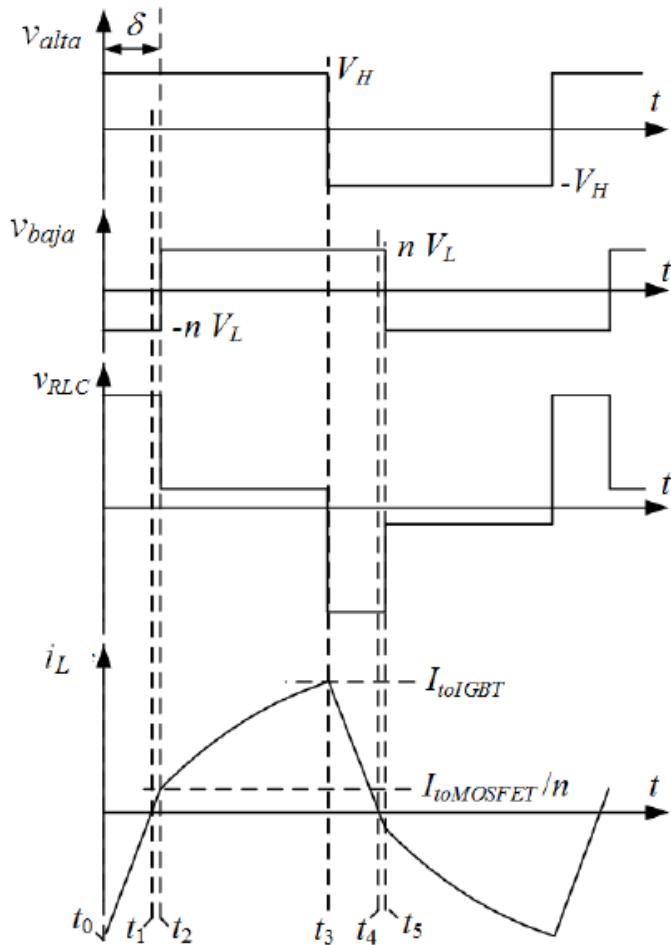


Figura 3.2: Formas de onda principales en el DAB-SRC.

La arquitectura que acabamos de describir ofrece una gran variedad de grados de libertad en el control. Siendo puristas, podríamos considerar el control independiente de los 8 transistores que constituyen el convertidor, cada uno con una frecuencia de conmutación

f_i y un tiempo en ON t_i distinto. Sin embargo, esto no es práctico y, por supuesto, la complejidad que lleva es difícilmente abordable. Por ello, se suelen considerar ciertas simplificaciones para reducir el número de grados de libertad en el control. En [8], por ejemplo, se explora el uso de tres variables de control para conseguir llegar a potencia cero con el convertidor. En este trabajo, sin embargo, se van a considerar las mismas dos variables de control que se emplean en [9]. La potencia y eficiencia del convertidor se van a controlar mediante la frecuencia de conmutación de los puentes, $w = 2\pi f$ y el desfase en la operación entre los dos puentes δ . Además, el signo de δ controla la dirección del flujo de potencia. La modulación en ambos puentes es de onda completa sin cancelación de fase (es decir, el ciclo de servicio de ambos puentes es $D = 0.5$) y con tiempo muerto despreciable. La máxima de transferencia de potencia se consigue con $w \simeq w_0$ y $|\delta| = 90^\circ$.

En este trabajo, el objetivo es asegurar que el convertidor entregue la potencia que se le demanda, independientemente de la configuración en la que se encuentre, a la vez que se asegura una respuesta transitoria rápida. Estos objetivos se traducen en que se deben controlar dos variables del dispositivo. Por un lado, I_b es la amplitud de la corriente de bus, que determina la potencia entregada a la carga. Por otro lado, es necesario asegurar una corriente mínima de corte I_c para evitar problemas en la conmutación de los dispositivos. El acoplamiento entre las variables de control y las variables a controlar es claro. Tanto la frecuencia w como el desfase entre puentes δ se pueden emplear para cambiar la potencia (es decir, I_b) que entrega el convertidor a la carga. Pero claro, un cambio en cualquiera de estas variables implica cambiar la corriente que circula por el tanque en el momento en el que se produce la conmutación, I_c . De hecho, esta relación se visualiza en la Fig. 3.2: cuanto mayor es el módulo de δ , mayor es el valor medio de tensión v_{RLC} y también la amplitud de la onda de corriente i_L . La simetría del puente, junto con la arquitectura resonante consigue el comportamiento sinusoidal de la corriente, de forma que I_c queda determinada por el valor de esa onda en el instante en el que se conmuta, determinado por δ y el ciclo de servicio D .

3.2. Modelado del convertidor DAB-SRC

El modelado del convertidor se realiza mediante el Modelo Promedio Generalizado [32], suponiendo que la componente fundamental es suficientemente buena bajo las condiciones de resonancia. Las formas de onda mostradas en la Sección anterior justifican esta aproximación. El estado de los dispositivos se va codificar por medio de $u_1 = \{-1, 1\}$ y $u_2 = \{-1, 1\}$ para el lado de alta y baja respectivamente. Los transistores $S1, S4$ están en ON si $u_1 = 1$ y viceversa, mientras que $S5, S8$ están en ON si $u_2 = 1$. En cualquiera de los casos, el convertidor se puede ver como un modelo circuital simplificado, tal y como aparece en la Fig. 3.3. Las conmutaciones en los dispositivos únicamente modifican el valor instantáneo en V_H y V_L . Sin embargo, esta no linealidad es suficiente para tener que realizar el modelado que se describe a continuación.

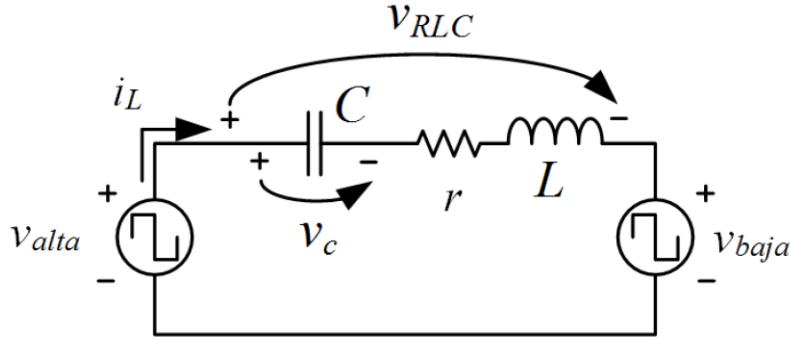


Figura 3.3: Equivalente simplificado del DAB-SRC.

El modelo circuital de la Fig. 3.3 da lugar a unas ecuaciones topológicas

$$\begin{aligned} V_a u_1 &= L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + v_C + u_2 V_b \\ i_L &= C \frac{dv_C}{dt} \end{aligned}, \quad (3.1)$$

donde $V_a = V_H$ y $V_b = nV_L$. Aplicando el promediado generalizado con el armónico fundamental a la Eq. (3.1), se obtiene que

$$\begin{aligned} V_a \langle u_1 \rangle &= L \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} + R\langle i_L \rangle + \langle v_C \rangle + V_b \langle u_2 \rangle + jLw\langle i_L \rangle \\ \langle i_L \rangle &= C \frac{d\langle v_C \rangle}{dt} + jwC\langle v_C \rangle \end{aligned}, \quad (3.2)$$

donde $\langle \cdot \rangle$ denota el armónico fundamental. Operando con las ecuaciones se llega al valor de las diferentes derivadas

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} &= -\frac{R\langle i_L \rangle}{L} - \frac{\langle v_C \rangle}{L} - \frac{V_b \langle u_2 \rangle}{L} + \frac{V_a \langle u_1 \rangle}{L} - jw\langle i_L \rangle \\ \frac{d\langle v_C \rangle}{dt} &= \frac{\langle i_L \rangle}{C} - jw\langle v_C \rangle \end{aligned}. \quad (3.3)$$

Para obtener de forma explícita I_b e I_c , se plantea el siguiente cambio de variable, separando las partes reales e imaginarias

$$\begin{aligned} \langle i_L \rangle &= x_1 + jx_2, \langle v_C \rangle = x_3 + jx_4 \\ \langle u_1 \rangle &= v_1 + jv_2, \langle u_2 \rangle = v_3 + jv_4 \end{aligned}, \quad (3.4)$$

y se considera u_2 como referencia de fase ($u_2 \angle 0^\circ$), mientras que u_1 está desfasada un ángulo δ ($u_1 \angle -\delta$). Desarrollando sus armónicos fundamentales, tenemos

$$\begin{aligned} \langle u_1 \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) e^{-jwt} dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-jwt} dt - \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T e^{-jwt} dt = -j \frac{2}{\pi} e^{-j\delta} \\ \langle u_2 \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T u_2(t) e^{-jwt} dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\delta}{w}}^{\frac{T}{2} - \frac{\delta}{w}} e^{-jwt} dt - \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2} - \frac{\delta}{w}}^{T - \frac{\delta}{w}} e^{-jwt} dt = -j \frac{2}{\pi} \end{aligned} \quad (3.5)$$

y, por tanto,

$$\begin{aligned} v_1 &= \frac{2}{\pi} \sin(\delta), v_2 = -\frac{2}{\pi} \cos(\delta) \\ v_3 &= 0, v_4 = -\frac{2}{\pi} \end{aligned} . \quad (3.6)$$

Finalmente, se deriva el conjunto de ecuaciones dinámicas que permiten realizar el diseño del controlador

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{Rx_1}{L} + wx_2 - \frac{x_3}{L} + \frac{2V_a}{L\pi} \sin(\delta) \\ \dot{x}_2 = -wx_1 - \frac{Rx_2}{L} - \frac{x_4}{L} + \frac{2V_b}{L\pi} - \frac{2V_a}{L\pi} \cos(\delta) \\ \dot{x}_3 = \frac{x_1}{C} + wx_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{x_2}{C} - wx_3 \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Aquí, x_1 es la corriente de corte por los transistores del lado de baja I_c (pero trasladada al primario, es decir, n veces menor que la que circula realmente por el secundario), x_2 es la corriente de bus I_b , y x_3, x_4 componen la parte real e imaginaria de la tensión en el condensador v_C respectivamente. La elección de este método de modelado frente a otros más clásicos permite tener en cuenta la fuerte bi-linealidad entre la frecuencia w y los estados x_1, x_2, x_3 y x_4 , además de otras no linealidades más débiles como los términos $\frac{2V_a}{L\pi} \sin(\delta)$ y $\frac{2V_a}{L\pi} \cos(\delta)$.

Este modelo será sobre el que trabajaremos para diseñar la estrategia de control. Como se puede observar, el modelo es fuertemente no lineal con respecto a todas las variables implicadas debido a que el sistema se encuentra en permanente conmutación. Pese a utilizar el Modelo Promediado Generalizado, nos seguimos encontrando con un sistema dinámico que supone un reto en términos de control, tal y como demuestra el estado del arte revisado en el Capítulo 2. Para mayor información sobre las características del convertidor y su modelado, se recomienda acudir a [9], [31] o [8].

En todo problema de control es interesante analizar el modelo del sistema que vamos a controlar, así como su comportamiento en bucle abierto. Esto suele ofrecer alguna clave tanto para el diseño del regulador como para la simulación del sistema. Como el propósito del Trabajo Fin de Máster es el diseño y evaluación de una nueva propuesta de control, el cuerpo de la memoria se centra en estos aspectos. Sin embargo, con el fin de completar la descripción del convertidor, el Anexo A.1 incluye toda la información relativa al análisis en bucle abierto del modelo del DAB-SRC realizado en el contexto de este TFM. El análisis incluye la obtención de los valores propios del sistema linealizado (polos), la influencia del paso de simulación de la respuesta del convertidor y la subamortiguación en la respuesta en bucle abierto.

Capítulo 4

Diseño teórico de las estrategias de control

“Realists do not fear the results of their study”

Fyodor Dostoevsky

El objetivo de este Capítulo es desarrollar, de forma teórica, una estrategia de control que consiga que el convertidor alcance el estado de referencia que deseemos independientemente de cuál sea su configuración inicial. Para ello, partiremos del modelo descrito en el Capítulo 3. Como se ha observado líneas atrás, este modelo es fuertemente no lineal con respecto al estado y la acción, como muestran los términos wx_2 , $\sin(\delta)$ o $\cos(\delta)$, lo cuál nos hace plantear el uso de técnicas enmarcadas dentro del control no lineal. Una vez diseñada la estrategia, analizaremos sus características para poder estudiar su implementabilidad, lo que dará pie a las adaptaciones propuestas en el Capítulo 5.

Acudiendo a la nomenclatura habitual en la teoría de control, vamos a realizar una serie de definiciones previas al diseño propiamente dicho. En primer lugar, vamos a definir los conceptos de estado y de acción en el DAB-SRC. Sea \mathbf{x} el vector de estados del sistema y sea \mathbf{u} el vector de acciones del sistema

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \in X, \\ \mathbf{u} &= [\delta \ w]^T \in U,\end{aligned}\tag{4.1}$$

donde $X \subset \mathbb{R}^4$ es el conjunto de estados alcanzables y $U \subset \mathbb{R}^2$ es el conjunto de posibles acciones del convertidor. En este Capítulo trabajaremos asumiendo unos conjuntos X y U generales, pero en la práctica, ambos están definidos y limitados. Por un lado, δ toma valores entre $-\pi/2$ y $\pi/2$, mientras que w está limitada inferiormente por una frecuencia cercana a la de resonancia y superiormente por limitaciones tecnológicas. Por otro lado,

todos los elementos de \mathbf{x} también están limitados, de acuerdo a la definición de esos elementos en el Capítulo anterior (p.e., hay una corriente máxima que puede atravesar el bus).

El objetivo de control es que el DAB-SRC siga una consigna deseada, que denotaremos como $\mathbf{x}^* \in X$. Así, a partir de ahora, trabajaremos con el error y su dinámica, que definimos como

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*. \quad (4.2)$$

Aunque el sistema con el que trabajamos es autónomo (no depende del tiempo de forma explícita), el error sí que es una magnitud temporal. Es importante notar, entonces, la diferencia entre $\mathbf{x}(t)$ y $\tilde{\mathbf{x}}$. En el primer caso hablamos de una trayectoria, la de los estados que recorre el convertidor a lo largo del tiempo, mientras que en el segundo caso estamos hablando de un estado, una configuración concreta. Por tanto, $\tilde{\mathbf{x}}$ es el error entre estado y consigna en una configuración determinada.

En general, de acuerdo a la descripción realizada en el Capítulo 3, se desea imponer unas consignas en la corriente de bus y la corriente de corte del lado de baja tensión, por lo que $x_3^*(t) = x_3(t)$ y $x_4^*(t) = x_4(t)$ para todo t . Realmente, la tensión en el condensador sólo se introduce como medio para construir el modelo del convertidor y su única labor es hacer que el DAB sea un dispositivo resonante. Siguiendo con la terminología de la teoría de control, esto es similar a lo que sucede en el control en espacio de estados clásico, cuando lo que se pretende es controlar un subconjunto de las variables de estado del sistema. Por tanto, será habitual llamar a x_3 y x_4 variables libres, mientras que x_1 y x_2 son las variables controladas.

El problema, observando la Eq. (3.7), es no lineal respecto al estado y a la acción. Para resolverlo, proponemos una estrategia de control utilizando la teoría de estabilidad de Lyapunov [33], y más concretamente, el método de síntesis directa. Con ello se busca encontrar una expresión para \mathbf{u} que consiga que el sistema sea global y asintóticamente estable, es decir, que converja a $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ para cualquier configuración del sistema. Pero antes, en la siguiente Sección vamos a introducir brevemente en qué consiste el concepto de estabilidad según Lyapunov y las herramientas de las que disponemos para realizar el diseño del controlador.

4.1. Breve introducción a la teoría de estabilidad de Lyapunov

La teoría de estabilidad de Lyapunov tiene el objetivo de demostrar si un sistema dinámico, definido por una serie de ecuaciones diferenciales, es estable. En este sentido, la teoría es general para cualquier estructura de ecuaciones diferenciales,

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) \quad (4.3)$$

independientemente de si estas ecuaciones son lineales o no lineales, por lo que es una excelente herramienta en el segundo caso. Es importante notar que, al menos originalmente, estos sistemas son únicamente dependientes de unos estados $\mathbf{x} \in X \subset \mathbb{R}^n$, donde n es la dimensión del sistema. La pregunta, en este punto, es ver qué es estabilidad en el sentido de Lyapunov.

Dado un determinado estado $\mathbf{x}_0 \in X$, un sistema es estable en el punto \mathbf{x}_0 si, partiendo de ese estado inicial \mathbf{x}_0 , el sistema siempre permanece en sus inmediaciones. Remarcar que la estabilidad se define en un punto, de forma que, estrictamente, en los sistemas no lineales siempre hablaremos de estabilidad en una determinada configuración. Siendo rigurosos, la definición formal de estabilidad de un punto (que llamaremos de equilibrio) \mathbf{x}_0 es tal que

$$\forall R > 0, \exists r > 0 \Rightarrow \|\mathbf{x}_0\| > r \Rightarrow \|\mathbf{x}(t)\| < R \quad \forall t \geq 0 \text{ y } R > r, \quad (4.4)$$

siendo $R \in \mathbb{R}_+$ y $r \in \mathbb{R}_+$ dos constantes.

El proceso que se está definiendo es el siguiente. Partimos de nuestro estado inicial, que tiene una norma mayor que r y menor que R . Este sistema describe una trayectoria cuya norma siempre es menor que R , por lo que nunca sale de un cierto dominio. Visualmente, se puede pensar que la trayectoria de estados del sistema siempre permanece dentro de una esfera de dimensión n y de radio R , donde el estado inicial estaba fuera de una esfera interior definida por el radio r . Como el sistema permanece siempre dentro de la esfera de radio R , el sistema no se inestabiliza.

En este punto necesitamos un par de características adicionales para empezar a trabajar en el diseño. La primera de ellas es la de estabilidad asintótica, que parte de las definiciones anteriores. La descripción en (4.4) no garantiza que el sistema converja a nuestro punto deseado, simplemente que no se inestabiliza. Pero en control, habitualmente, deseamos que el sistema acabe en una determinada configuración $\mathbf{x}^* \in X$. Asumiremos, sin perder generalidad, que $\mathbf{x}^* = \mathbf{0}$ (se puede encontrar una transformación que haga que el objetivo de control sea llevar el sistema al $\mathbf{0}$). Según Lyapunov, un sistema es asintóticamente estable si, además de (4.4), se cumple que

$$\exists r_0 > 0 \quad \|\mathbf{x}_0\| < r_0 \Rightarrow \mathbf{x}(t) \rightarrow \mathbf{0} \text{ y } t \rightarrow \infty, \quad (4.5)$$

con $r_0 \in \mathbb{R}_+$ una constante positiva. Ahora, estamos añadiendo que además de no salir de la esfera de radio R , la trayectoria de nuestro sistema tiende a $\mathbf{0}$, que, recordemos, es nuestro estado deseado. Como esta convergencia es asintótica, la estabilidad es asintótica.

Sin embargo, de nuevo, estamos en la situación de que la estabilidad está definida puntualmente, y nosotros, en este trabajo, perseguimos que el sistema converja a la consigna desde cualquier configuración. Para resolver este inconveniente necesitamos la segunda característica de las que hablábamos, y es la de estabilidad asintótica y global. Partiendo de (4.4) y (4.5), si

$$r_0 \rightarrow +\infty \quad (4.6)$$

entonces el sistema es globalmente y asintóticamente estable. Como r_0 tiende a infinito, la esfera en la que la estabilidad asintótica está definida abarca todos los posibles estados del sistema y, por tanto, ya podemos hablar de estabilidad sin tener que pensar en una configuración concreta.

Una vez que tenemos claro que lo que estamos buscando es la estabilidad asintótica y global del convertidor, la siguiente pregunta es saber cómo demostrar que nuestro sistema cumple estas características. Para ello, la teoría de estabilidad de Lyapunov ofrece una serie de reglas, basadas en establecer, de forma arbitraria, una función de Lyapunov $V(\mathbf{x})$ que depende del estado del sistema. La función de Lyapunov puede ser cualquiera que queramos, pero debe ser tal que

$$\left\{ \begin{array}{l} V(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}, \text{ es decir, es una función escalar} \\ V(\mathbf{x}) \geq 0 \forall \mathbf{x} \in X, \text{ es decir, es positiva definida} \\ \dot{V}(\mathbf{x}) < 0 \forall \mathbf{x} \in X \setminus \mathbf{0}, \text{ es decir, es negativa definida} \\ \dot{V}(\mathbf{0}) = 0 \\ V(\mathbf{x}) \rightarrow +\infty \text{ si } \|\mathbf{x}\| \rightarrow +\infty \end{array} \right. \quad (4.7)$$

Si se cumplen las cinco condiciones, entonces el sistema definido en la Eq. (4.3) es global y asintóticamente estable. Las condiciones 1, 2 y 5 son relativas a $V(\mathbf{x})$ y, por tanto, son elección del diseñador. Las condiciones realmente importantes son la tercera y la cuarta, porque

$$\dot{V}(\mathbf{x}) = \frac{d}{dt}V(\mathbf{x}) = \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}}V(\mathbf{x})\dot{\mathbf{x}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}}V(\mathbf{x})f(\mathbf{x}) \quad (4.8)$$

y, como se puede ver, la dinámica del sistema aparece en la definición de $\dot{V}(\mathbf{x})$. Observando estas condiciones, podemos ver como al definir V y \dot{V} estamos planteando una función de energía ficticia del sistema, de forma que como la derivada de V siempre es negativa (salvo en el punto deseado, que es 0), siempre perdemos energía hasta llegar al punto de mínima energía, que coincide con nuestro estado deseado.

Sabiendo esto, la tarea del diseñador es la siguiente. Partiendo de nuestro sistema, por ejemplo el convertidor, definido como

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \quad (4.9)$$

debemos diseñar \mathbf{u} tal que se cumplan las condiciones descritas en (4.8). Esto es lo que se conoce como el método de síntesis directa, y será el que apliquemos en este trabajo. Como las condiciones 1, 2 y 5 se cumplen en el momento en el que se plantea la función V , la estructura del controlador aparece al intentar cumplir las condiciones 3 y 4.

Con todo esto, ya estamos listos para plantear el diseño de la estrategia de control para el DAB-SRC.

4.2. Diseño de la estrategia de control

Para diseñar la estrategia de control, partimos de las ecuaciones dinámicas que describen el convertidor, definidas en la Eq. (3.7). En primer lugar, planteamos una función de Lyapunov, que va a ser nuestra candidata para el proceso de diseño

$$V(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2}K_1\tilde{x}_1^2 + \frac{1}{2}K_2\tilde{x}_2^2, \quad (4.10)$$

donde K_1 y K_2 son dos constantes positivas. Viendo la Eq. (4.10), dos son los aspectos a resaltar. Por un lado, V está definido en función del error $\tilde{\mathbf{x}}$ y no del estado \mathbf{x} porque nuestro objetivo es llevar el error entre el estado y la consigna a $\mathbf{0}$, independientemente del valor concreto que tenga esa consigna. Así, esta suerte de cambio de coordenadas si que cumple con las explicaciones de la Sección 4.1. Por otro lado, la función V involucra exclusivamente a los estados controlados.

Esta expresión cumple tres de las cinco condiciones para que el sistema sea global y asintóticamente estable

- Es escalar.
- $V(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$.
- $V(\tilde{\mathbf{x}}) \rightarrow \infty$ cuando $\|\tilde{\mathbf{x}}\| \rightarrow \infty$.

La tercera y cuarta condición son las que quedan por cumplir y que vamos a utilizar para diseñar el controlador. Buscamos una expresión para \mathbf{u} que asegure que

$$\begin{aligned} \dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) &< \mathbf{0} & \forall \tilde{\mathbf{x}} \text{ menos el } \mathbf{0} \\ \dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) &= \mathbf{0} & \text{si } \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0} \end{aligned} \quad . \quad (4.11)$$

Desarrollando la Eq. (4.11), se deriva que

$$\begin{aligned} \dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) &= K_1\tilde{x}_1\dot{\tilde{x}}_1 + K_2\tilde{x}_2\dot{\tilde{x}}_2 = \\ &= K_1\tilde{x}_1\dot{x}_1 + K_2\tilde{x}_2\dot{x}_2 = \\ &= wK_1x_1x_2 - \frac{R}{L}K_1x_1^2 - \frac{1}{L}K_1x_1x_3 + \frac{R}{L}K_1x_1x_1^* - wK_1x_1^*x_2 + \\ &\quad \frac{1}{L}K_1x_1^*x_3 - wK_2x_1x_2 - \frac{R}{L}K_2x_2^2 - \frac{1}{L}K_2x_2x_4 + \frac{2V_b}{L\pi}K_2x_2 + \\ &\quad wK_2x_1x_2^* + \frac{R}{L}K_2x_2x_2^* + \frac{1}{L}K_2x_2^*x_4 - \frac{2V_b}{L\pi}K_2x_2^* + \\ &\quad K_1\tilde{x}_1\frac{2V_a}{L\pi}\sin\delta - K_2\tilde{x}_2\frac{2V_a}{L\pi}\cos\delta \end{aligned} \quad (4.12)$$

Como se puede observar, estamos suponiendo que la consigna es constante en el tiempo, por lo que

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}^* = \dot{\mathbf{x}}. \quad (4.13)$$

En general, consideraremos que la dinámica de la consigna es mucho más lenta que la dinámica del sistema, por lo que esta aproximación es válida. En la Eq. (4.12) se pueden observar varios fenómenos. Hay términos que son siempre negativos y que, por tanto, contribuyen siempre a la estabilidad del sistema. Estos son $-\frac{R}{L}K_1x_1^2$ y $-\frac{R}{L}K_2x_2^2$. Por otro lado, no se puede asegurar el signo del resto de términos. Siendo este el caso, en general, sin dar valores a las acciones no podemos asegurar que se cumplen ni la tercera ni la cuarta condición de (4.11). Así, nuestro siguiente paso es emplear δ y w para cancelar estos términos en los que tenemos incertidumbre y así asegurar que \dot{V} es siempre negativo (y 0 en la consigna).

El primer paso es eliminar los términos trigonométricos de la Eq. (4.12) imponiendo

$$\delta = \arctan 2(K_2\tilde{x}_2, K_1\tilde{x}_1), \quad (4.14)$$

donde $\arctan 2$ es la función arcotangente respetando los signos de numerador y denominador, de forma que δ puede tomar valores en los cuatro cuadrantes. Es interesante comprobar como, al hacer esto, se cancelan los términos que dependen de senos y cosenos en la Eq. (4.12). Si tenemos en cuenta que

$$K_1\tilde{x}_1 \frac{2V_a}{L\pi} \sin \delta - K_2\tilde{x}_2 \frac{2V_a}{L\pi} \cos \delta = 0, \quad (4.15)$$

entonces

$$K_1\tilde{x}_1 \sin \delta = K_2\tilde{x}_2 \cos \delta \quad (4.16)$$

y

$$\frac{\sin \delta}{\cos \delta} = \tan \delta = \frac{K_2\tilde{x}_2}{K_1\tilde{x}_1}. \quad (4.17)$$

Para facilitar la comprensión de este razonamiento, en el Anexo A.2 de incluye la demostración geométrica para la expresión de δ .

Hecho esto, quedan por compensar el resto de términos en los que hay incertidumbre de la Eq. (4.12). Para ello, vamos a utilizar la segunda acción disponible, w . En cada instante, los términos de la Eq. (4.12) son evaluados, de forma que habrá ciertos términos que serán negativos (y que nos ayudan a tener derivada negativa de la función de Lyapunov) y ciertos términos positivos (que querremos compensar para que no consigan que \dot{V} sea positiva). De esta forma,

$$w = \frac{-1}{K_1x_2\tilde{x}_1 - K_2x_1\tilde{x}_2} p(\mathbf{x}) \quad (4.18)$$

donde la función $p(\mathbf{x})$ recoge los términos positivos de la Eq. (4.12).

Hay que tener en cuenta que este diseño compensa todos los términos positivos en la derivada de la función de Lyapunov, dejando los términos negativos sin modificar

para que contribuyan a esa “dissipación de energía” ficticia. Sin embargo, no es necesario ser tan exigentes en cuanto a la compensación. La idea es que al existir una serie de posibles términos negativos en la Eq. (4.12) los aprovechamos para no ser tan exigentes en la eliminación de términos positivos. Gracias a esto, podemos compensar únicamente la diferencia entre términos positivos y negativos, siempre y cuando la magnitud de los primeros supere a los segundos y sin utilizar ni $-\frac{R}{L}K_1x_1^2$ ni $-\frac{R}{L}K_2x_2^2$ para asegurar que \dot{V} siempre es menor o igual que 0.

Más formalmente, el cambio consiste en transformar la Eq. (4.18) por

$$w = \frac{-1}{K_1x_2\tilde{x}_1 - K_2x_1\tilde{x}_2}(p(\mathbf{x}) + n(\mathbf{x})) \quad (4.19)$$

donde $n(\mathbf{x})$ recoge todos los términos negativos de la Eq. (4.12) excepto $-\frac{R}{L}K_1x_1^2$ y $-\frac{R}{L}K_2x_2^2$. Con esto, se relaja el cambio en la función de energía \dot{V} y el transitorio es más suave. La suavidad es una propiedad deseable para desgastar lo menos posible los dispositivos del convertidor. Por otro lado, la velocidad del transitorio sigue siendo rápida, en tanto que K_1 y K_2 pueden modularla.

Con esto, hemos definido nuestra estrategia de control. En general, el control converge asintóticamente a cualquier configuración alcanzable por el DAB-SRC que queramos consignar, incluyendo situaciones de arranque del sistema. Esta conclusión es inmediata en tanto que se ha empleado la técnica de síntesis directa para diseñar las expresiones para δ y w , buscando asegurar las condiciones de estabilidad asintótica y global del convertidor. Sin embargo, no podemos decir que el control sea globalmente estable, porque existe un punto en el que la acción en frecuencia no está definida. En efecto, si observamos la Eq. (4.18), el denominador se hace 0 cuando el convertidor está en el punto deseado. En el resto de puntos, en cualquier caso, el control si que consigue estabilidad asintótica, suponiendo que $K_1x_2\tilde{x}_1 \neq K_2x_1\tilde{x}_2$. En un sentido más práctico, esto no es tanto un inconveniente porque, debido a ruidos en la medida, cuantificación o demás, difícilmente se va a llegar a esa situación (numéricamente hablando). Sin embargo, en entornos cercanos a la consigna deseada el denominador adoptará valores pequeños que, a su vez, implicarán valores elevados en w . Llegados a un determinado punto, estos valores no serán tecnológicamente realizables, con respuestas en altas frecuencias demasiado exigentes que favorecen degradaciones prematuras.

Para solucionarlo, en la siguiente Sección se plantea una adaptación en la estrategia de control que busca solucionar el problema de la singularidad al mismo tiempo que se mantiene la naturaleza y propiedades de la propuesta.

4.3. Corrección de la singularidad en la acción de control

Para resolver el problema de la singularidad de la acción en la configuración deseada y las altas frecuencias en sus entornos cercanos vamos a aplicar los conceptos de control deslizante suave de [19]. Al final, tanto la Eq. (4.18) como (4.19) construyen una superficie con transiciones abruptas. Pongamos, por caso, el término $\frac{R}{L}K_1x_1x_1^*$ de la Eq. (4.12). Suponiendo $x_1^* > 0$, mientras tengamos $x_1 < 0$, el término será negativo y pertenecerá a $n(\mathbf{x})$. En determinado instante, como la consigna en x_1 es positiva y nuestro control funciona, x_1 cambiará de signo y, entonces, el término será positivo y pasará a ser compensado en $p(\mathbf{x})$. Este razonamiento permite ver cómo existe una cierta frontera en $x_1 = 0$ que delimita dos regiones diferentes en el control. Este caso, extendido al resto de términos, establece una serie de fronteras donde cada una se puede ver como la línea que separa dos planos (en este caso, hiperplanos). De todas ellas, la más preocupante es la que se encuentra cuando las variables alcanzan los valores de referencia. Este fenómeno se puede resolver diseñando funciones de transición suave entre regiones.

Así, se plantea un control mixto que realiza una transición suave entre las expresiones (4.14) y (4.19) a dos controles Proporcional-Integral, uno para δ y otro para w

$$\begin{aligned} PI^\delta &= K_P^\delta \tilde{x}_1 + K_I^\delta \int_0^t \tilde{x}_1 dt \\ PI^w &= K_P^w \tilde{x}_2 + K_I^w \int_0^t \tilde{x}_2 dt \end{aligned}, \quad (4.20)$$

de forma que $K_P^\delta, K_I^\delta, K_P^w$ y K_I^w son ciertas constantes de diseño. Los controles PI, ajustados convenientemente, pueden desacoplar dinámicas entrelazadas y compensar los efectos no lineales.

Por otro lado, asegurar la suavidad en la transición supone que, en el cambio entre las Eqs. (4.14) (4.19) y la Eq. (4.20), la acción sea continua y derivable. Para ello, en la transición se cargan los términos integrales

$$\begin{aligned} \int_0^t \tilde{x}_1 dt &= (\delta_{Ly} - K_P^\delta \tilde{x}_1)/K_I^\delta \\ \int_0^t \tilde{x}_2 dt &= (w_{Ly} - K_P^w \tilde{x}_2)/K_I^w \end{aligned}, \quad (4.21)$$

donde δ_{Ly} y w_{Ly} son las acciones resultantes de las Eqs. (4.14) y (4.19). De esta manera se iguala las expresión de las acciones integrales con el resultado de la acción basada en el control no lineal para que, en el instante en el que se produce la transición entre controles, la acción sea continua y derivable.

Para finalizar, queda decidir cuándo realizar la transición. La idea es hacerla en entornos cercanos a la configuración deseada, para asegurar que las propiedades del control se

mantienen. Por ello, se define como τ el ratio de error en x_2 , tal que si

$$\tau = \left| \frac{\tilde{x}_2}{x_2} \right| < \varepsilon, \quad (4.22)$$

entonces se realiza el cambio al control definido en (4.20). Valores recomendables para ε son 0.05, 0.02 o 0.01.

La razón de realizar así la transición es tecnológica. El objetivo de control requiere la máxima velocidad y precisión en la potencia entregada, descrita por x_2 . La consigna en x_1 asegura una conmutación eficiente de los dispositivos, por lo que no es necesario imponer una velocidad tan alta en su respuesta. Dado que la transición se realiza en entornos muy cercanos a x_2^* , se puede considerar que x_1 y x_2 están desacopladas. Gracias a ello, ya no existe singularidad en el control y las acciones son suaves y realizables en todo el rango dinámico del convertidor, manteniendo la velocidad en el transitorio.

Como hemos visto, cuando τ es menor que ε entonces se produce una transición a un control basado en PIs cuyo único objetivo es pulir los últimos instantes del transitorio para evitar la singularidad en el control basado en Lyapunov. Ahora bien, en el momento en el que se produce un cambio en la consigna, teóricamente, debemos pasar, de nuevo, al control no lineal. Sin embargo, puede que cuando se produzca el cambio en la consigna ya estemos en esa situación, porque tanto la consigna actual como la siguiente son muy parecidas. Lo que se propone es comprobar, cuando se produce un cambio en la consigna, si $\tau < \varepsilon$. En caso afirmativo, el control permanece en su configuración de PIs; en caso negativo, pasamos al control no lineal. Con esta iniciativa se evita que el algoritmo de control, en un primer instante, aplique una acción brusca en el convertidor que no sea necesaria.

Capítulo 5

Buscando la implementabilidad: adaptaciones en el diseño

“The worst enemy of life, freedom and the common decencies is total anarchy; their second worst enemy is total efficiency”

Aldous Huxley

Como se ha visto en el Capítulo anterior, la estrategia de control tiene una serie de características que hacen que su integración en un DAB-SRC sea deseable. Sin embargo, para ello, es necesario solventar una serie de inconvenientes que imposibilitan su aplicación directa en un equipo real. Así, el objetivo de este Capítulo es describir y justificar las adaptaciones realizadas sobre la estrategia original que permiten esa integración. En particular, las características de la estrategia de control actual son las siguientes

- El control diseñado es estable y converge asintóticamente a cualquier valor deseado (que sea alcanzable) desde cualquier configuración. Además, dadas las expresiones de w y δ , se maximiza la velocidad en el transitorio, pues en cada instante se compensan todos los términos que ralentizan el cambio en la función de energía V . Gracias a las constantes K_1 y K_2 podemos regular la magnitud de la función de energía que estamos modelando con V , de forma que el diseñador puede ajustar la suavidad y velocidad del control con ellas.
- Los valores de V_a y V_b pueden cambiar bruscamente sin que el control falle, rechazando directamente cualquier perturbación que venga, por ejemplo, de la red eléctrica.
- Las expresiones que forman la ley de control son, desde el punto de vista algorítmico, muy poco costosas computacionalmente. El cálculo de w requiere de unas

pocas sumas, multiplicaciones y cláusulas condicionales, mientras que el cálculo de δ requiere de una arcotangente, operación que se encuentra en gran parte de los microcontroladores de la actualidad. Incluso sin ser ese el caso, se puede plantear una LUT para obtener ese valor.

- El control necesita trabajar en tiempo continuo por su definición. Esto no es posible en una implementación real en tanto que el control se realiza mediante dispositivos digitales que trabajan en tiempo discreto. Además, hay que dejar suficiente tiempo para poder medir las variables y realizar los cálculos.
- El control necesita conocer los valores de x para calcular la acción. Tanto x_1 como x_2 son medibles, pues se corresponden con la amplitud de la corriente de bus y la corriente de corte. Sin embargo, x_3 y x_4 constituyen la parte real e imaginaria de la tensión en el condensador de resonancia del tanque, y por tanto no se pueden medir.
- El control necesita conocer con precisión los valores de R , L y C para calcular la acción de control. Sin embargo, los condensadores de resonancia que se utilizan habitualmente en la construcción de un DAB-SRC tienen tolerancias del 20 %. Por otro lado, R y L son valores que nacen de la construcción y caracterización del convertidor, incluyendo el transformador. Es razonable pensar que ambos parámetros van a diferir entre convertidores y sufrirán derivas con el tiempo y el uso.

De aquí se deduce que existen tres principales restricciones que impiden la aplicación directa de la ley de control. Las siguientes Secciones abordan cada uno de estos aspectos, con el objetivo no sólo de solucionarlos, sino también de que las características deseables que ya posee la estrategia de control no se pierdan.

5.1. Discretización del sistema y aproximaciones discretas

El primer aspecto a abordar es el de la discretización del sistema y/o la estrategia de control. La implementación en un equipo real se hace mediante un dispositivo digital basado en microcontrolador, lo que comúnmente se llama control por computador en el argot de la teoría de control. Esto implica, inmediatamente, que la estrategia de control debe trabajar en tiempo discreto, con un tiempo de muestreo T_s . Entre dos períodos, $kT_s < t < (k+1)T_s$, las entradas permanecen constantes, recalculando la acción de control de acuerdo a las medidas obtenidas al comienzo del nuevo ciclo. Este razonamiento choca con el desarrollo en tiempo continuo de la propuesta de control donde se asume que, en todo instante, disponemos de la información actual del sistema y podemos calcular e imponer la acción correspondiente.

El problema de controlar un sistema en tiempo discreto presenta multitud de alternativas de abordaje. En este Trabajo Fin de Máster se han evaluado dichas opciones, buscando

aquella que cumpliese con las especificaciones que nos planteamos como objetivo. Para aligerar la lectura de la memoria en esta Sección solamente se incluye la alternativa elegida. El resto de alternativas que se han estudiado en el contexto del TFM se incluyen en el Anexo A.3, justificando la/s razón/es por las que no se han escogido.

Con el fin de tener en cuenta que la implementación de la estrategia de control es discreta asumiremos que los cambios tanto en estado como en acción serán lo suficientemente suaves como para que la aproximación al modelo continuo sea válida. Para poder tener garantías de que esto se cumple, debemos introducir algún elemento extra en la estrategia de control. Ese cambio consiste en limitar el cambio de las acciones en el tiempo, lo que tiene varias implicaciones. Por un lado, limitar la velocidad a la que cambia la frecuencia w supone que los transistores comutan en un régimen de operación más regular, por lo que el estrés que sufren es menor. Además, una hipótesis del modelo promediado es que la frecuencia es constante o, al menos, poco cambiante. Al limitar la velocidad de cambio en w nos acercamos a esta hipótesis. Por otro lado, la limitación en el cambio del desfase entre puentes δ nos ayuda a que la corriente de corte se mantenga en torno a la referencia deseada. Con ello, a su vez, también estamos ayudando a que no se degraden los transistores, porque siempre tienen una corriente de corte parecida con la que comutar. Esto es especialmente importante en el lado de baja tensión, donde se soporta mayores corrientes. Así, tenemos que

$$|\dot{\delta}| < \dot{\delta}_{\max} ; |\dot{w}| < \dot{w}_{\max} \quad (5.1)$$

con $\dot{\delta}_{\max}$ y \dot{w}_{\max} dos constantes positivas a ajustar dentro del diseño. En el Anexo A.1 se corrobora esta aproximación mediante ejemplos, justificando que las saturaciones en $\dot{\delta}$ y \dot{w} no deterioran la velocidad del convertidor.

5.2. Observabilidad de x_3 y x_4

La estrategia de control que se propone en este trabajo depende, de forma clara, tanto de x_3 como de x_4 . En particular, si nos centramos en la Eq. (4.12) vemos que el término

$$-\frac{1}{L}K_1x_3\tilde{x}_1 - \frac{1}{L}K_2x_4\tilde{x}_2 \quad (5.2)$$

necesita conocer ambos estados para poder ser compensado en caso de necesitarlo. Sin embargo, esta información no es accesible en el sistema real. Recordemos que x_3 y x_4 corresponden a la parte real e imaginaria de la tensión en el condensador de resonancia cuando se aplica la descomposición armónica en el modelo circuital del convertidor. Como no podemos medirlas, la primera pregunta que nos debemos plantear es si podemos observar los estados x_3 y x_4 . En caso afirmativo se puede plantear el diseño de una ley de observación para estimar el valor de estos estados para que la ley de control siga funcionando ante la ausencia de dichas medidas.

La cuestión sobre la observabilidad es un tema extendido, profundo y todavía abierto dentro de la teoría de control cuando hablamos de sistemas no lineales. En este Trabajo

Fin de Máster se han estudiado diferentes alternativas desde dos perspectivas: por un lado, se ha profundizado en la teoría de observabilidad de sistemas no lineales; por otro lado, una vez garantizada la observabilidad de x_3 y x_4 se han buscado alternativas de diseño de leyes de observación. Toda esta discusión está detallada en el Anexo A.4 con el fin de que el lector interesado pueda informarse convenientemente. Igual que en la Sección 5.1, en esta Sección únicamente describimos la alternativa escogida.

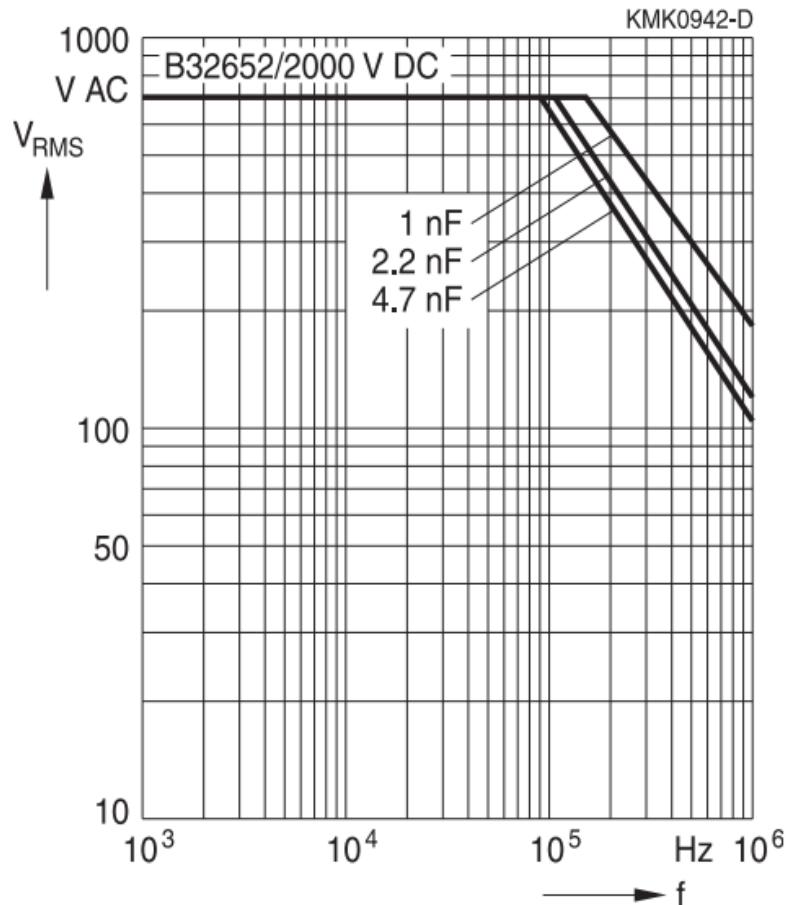


Figura 5.1: Tensión máxima admisible en un condensador de resonancia típico de un DAB-SRC.

Así pues, la alternativa que se propone para solucionar este inconveniente es la siguiente. Al principio de la Sección se ha visto que el único término donde influyen x_3 y x_4 es en $-\frac{1}{L}K_1x_3\tilde{x}_1 - \frac{1}{L}K_2x_4\tilde{x}_2$. Tecnológicamente, la tensión del condensador está limitada, como se puede ver en el ejemplo de la Fig. 5.1. Teniendo en cuenta que

$$v_{C,pp} = \sqrt{2}v_{C,rms} = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}, \quad (5.3)$$

entonces tanto x_3 como x_4 están limitados por la tensión máxima admisible en el condensador de resonancia

$$v_{C,pp} = \sqrt{2}v_{C,rms} = \sqrt{x_3^2 + x_4^2} \leq V_{lim} \rightarrow |x_3|, |x_4| \leq V_{lim}. \quad (5.4)$$

Poniéndonos en el peor caso, es decir, que el término en la Eq. (5.2) sea lo más positivo posible, su valor sería

$$\frac{1}{L} V_{lim}(K_1|\tilde{x}_1| + K_2|\tilde{x}_2|). \quad (5.5)$$

Sabiendo esto, lo único que tenemos que hacer es incluir este término dentro de $p(\mathbf{x})$, por lo que estamos asegurando que la derivada de la función de Lyapunov cumple siempre las condiciones. El resto de términos

$$\frac{R}{L} K_1 x_1 x_1^* + \frac{2V_b}{L\pi} K_2 x_2 + \frac{R}{L} K_2 x_2 x_2^* + \frac{2V_b}{L\pi} K_2 x_2^* \quad (5.6)$$

son los que tenemos que comprobar y asignar a $p(\mathbf{x})$ o $n(\mathbf{x})$. Esta adaptación cuenta con la ventaja de que únicamente estamos añadiendo velocidad al transitorio, porque la “pérdida de energía” se acentúa.

En ambos casos, se resuelven dos problemas al mismo tiempo. Por un lado, ya no es necesario medir x_3 y x_4 ; por otro lado, en ningún momento se necesita el valor de C , por lo que no es necesario diseñar ninguna ley de adaptación ni analizar la sensibilidad del control ante este parámetro. El control es, en definitiva, robusto ante cualquier incertidumbre o tolerancia con respecto al condensador de resonancia.

5.3. Adaptación de los parámetros que influyen en el control

El último inconveniente por solucionar es la diferencia entre los parámetros caracterizados y los reales. Estas diferencias podrían llevar a una compensación incorrecta de los términos de la función de Lyapunov e inestabilizar el sistema. Para salvar esta circunstancia, se propone diseñar una ley de adaptación que permite calcular, en tiempo real, los valores de los parámetros que desconocemos para seguir asegurando la estabilidad del convertidor. En concreto, se propone construir una ley de adaptación para R y L , pues lo demás es medible o conocido con precisión.

Para ello, en primer lugar, definimos

$$a_1 = \frac{R}{L}; \quad a_2 = \frac{1}{L}, \quad (5.7)$$

con el objetivo de facilitar la construcción de la ley de adaptación. En efecto, si se observa de nuevo la Eq. (3.7), no es necesario obtener los valores concretos de R y L , pudiendo trabajar directamente con los coeficientes a_1 y a_2 . Como se está asumiendo que no se conoce con precisión los valores de R y L , los nuevos parámetros se pueden expresar como la suma de dos términos

$$a_1 = \hat{a}_1 + \tilde{a}_1; \quad a_2 = \hat{a}_2 + \tilde{a}_2. \quad (5.8)$$

Aquí, \hat{a}_1 y \hat{a}_2 corresponden al valor de los parámetros que resultan de sustituir los valores caracterizados del convertidor \hat{R} y \hat{L} . Sin embargo, como ya se ha comentado, no podemos asumir que $\hat{R} = R$ y $\hat{L} = L$. Por tanto, añadimos los términos \tilde{a}_1 y \tilde{a}_2 para tener en cuenta ese error.

El objetivo de la ley de adaptación es hacer evolucionar a \tilde{a}_1 y \tilde{a}_2 para que la ley de control definida en las Eqs. (4.14) y (4.18) siga funcionando. Por tanto, se trata de preservar la condición de que la derivada de la función de Lyapunov sea negativa.

Para ello, se redefine la función de Lyapunov de la Eq. (4.10) para tener en cuenta este error en los parámetros

$$V(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2) = \frac{1}{2}K_1\tilde{x}_1^2 + \frac{1}{2}K_2\tilde{x}_2^2 + \frac{1}{2}K_{a_1}\tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2}K_{a_2}\tilde{a}_2^2, \quad (5.9)$$

donde K_{a_1} y K_{a_2} son dos ganancias positivas que servirán más adelante para ajustar la ley de adaptación.

El error en la estimación de los parámetros no sólo se debe tener en cuenta en la construcción de la función de Lyapunov, también en los términos que se compensan con la ley de control. Algunos de estos términos dependen de a_1 y a_2 , por lo que sólo se puede compensar, a priori, la parte que depende de \hat{a}_1 y \hat{a}_2 , que es la que conocemos. Por ello, la derivada de la función de Lyapunov cambia por

$$\begin{aligned} \dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2) &= K_1\tilde{x}_1\dot{x}_1 + K_2\tilde{x}_2\dot{x}_2 + K_{a_1}\tilde{a}_1\dot{\tilde{a}}_1 + K_{a_2}\tilde{a}_2\dot{\tilde{a}}_2 \\ &= K_{a_1}\tilde{a}_1\dot{\tilde{a}}_1 + K_{a_2}\tilde{a}_2\dot{\tilde{a}}_2 - \tilde{a}_1K_1x_1\tilde{x}_1 - \tilde{a}_2K_1x_3\tilde{x}_1 + \tilde{a}_2K_1\tilde{x}_1\frac{2V_a}{\pi}\sin\delta \\ &\quad - \tilde{a}_1K_2x_2\tilde{x}_2 - \tilde{a}_2K_2x_4\tilde{x}_2 + \tilde{a}_2\frac{2V_b}{\pi}K_2\tilde{x}_2 - \tilde{a}_2K_2\tilde{x}_2\frac{2V_a}{\pi}\cos\delta + W, \end{aligned} \quad (5.10)$$

donde $W < 0$ reúne todos los términos compensados por la ley de control.

Como se puede observar en la Eq. (5.10), la incertidumbre añade una serie de términos que no hemos podido compensar con nuestra expresión para δ y w . Sin embargo, ahora tenemos dos nuevos términos en V que nos pueden ayudar a solucionar esto. La idea es la siguiente: si conociésemos perfectamente los parámetros, $\tilde{a}_1 = \tilde{a}_2 = 0$ y W incluiría todos los términos existentes, estando en la situación ideal; como esto no es así, lo que nos gustaría es que todos los términos extra que aparecen en la Eq. (5.10) (por culpa de que $\tilde{a}_1 \neq 0$ y $\tilde{a}_2 \neq 0$) sumasen 0 con el fin de estar en la situación ideal. Para conseguirlo, lo que hacemos es igualar estos términos con los dos nuevos miembros de la nueva función de Lyapunov. En la expresión de la Eq. (5.10) tenemos, realmente, cuatro nuevos grados de libertad: las constantes K_{a_1} y K_{a_2} , y $\dot{\tilde{a}}_1$ y $\dot{\tilde{a}}_2$. En efecto, una ley de adaptación consiste en diseñar una expresión que haga evolucionar la estimación de los parámetros con el tiempo, es decir, una expresión para sus derivadas. Atendiendo a la definición de la Eq. (5.8) y tomando derivadas, tenemos que

$$\dot{a}_1 = 0 = \dot{\hat{a}}_1 + \dot{\tilde{a}}_1 ; \dot{a}_2 = 0 = \dot{\hat{a}}_2 + \dot{\tilde{a}}_2, \quad (5.11)$$

asumiendo que los parámetros reales del convertidor no cambian o cambian muy lentamente con el tiempo. De esta forma,

$$\dot{\hat{a}}_1 = -\dot{\tilde{a}}_1 ; \dot{\hat{a}}_2 = -\dot{\tilde{a}}_2. \quad (5.12)$$

Por tanto, diseñar una ley de adaptación supone diseñar una expresión para $\dot{\hat{a}}_1$ y $\dot{\hat{a}}_2$, lo que a su vez implica diseñar una expresión para $\dot{\tilde{a}}_1$ y $\dot{\tilde{a}}_2$. Por eso, $\dot{\tilde{a}}_1$ y $\dot{\tilde{a}}_2$ son dos grados de libertad que disponemos para conseguir eliminar los términos de la Eq. (5.10).

Primero, podemos hacer que

$$K_{a_1}\tilde{a}_1\dot{\tilde{a}}_1 = \tilde{a}_1 K_1 x_1 \tilde{x}_1 + \tilde{a}_1 K_2 x_2 \tilde{x}_2, \quad (5.13)$$

de donde se obtiene que

$$\dot{\tilde{a}}_1 = \frac{1}{K_{a_1}}(K_1 x_1 \tilde{x}_1 + K_2 x_2 \tilde{x}_2). \quad (5.14)$$

Esta expresión es, directamente, la ley de adaptación para el parámetro a_1 , pues describe la dinámica $\dot{\tilde{a}}_1$ que consigue compensar parte de los términos extra. Con esta evolución, los términos seleccionados se anulan y, por consiguiente, nuestro valor estimado debe evolucionar de acuerdo a

$$\dot{\hat{a}}_1 = \dot{a}_1 - \dot{\tilde{a}}_1 = -\frac{1}{K_{a_1}}(K_1 x_1 \tilde{x}_1 + K_2 x_2 \tilde{x}_2). \quad (5.15)$$

Siguiendo la misma filosofía, igualamos el resto de términos que quedan por compensar

$$K_{a_2}\tilde{a}_2\dot{\tilde{a}}_2 = \tilde{a}_2 K_1 x_3 \tilde{x}_1 - \tilde{a}_2 K_1 \tilde{x}_1 \frac{2V_a}{\pi} \sin \delta + \tilde{a}_2 K_2 x_4 \tilde{x}_2 - \tilde{a}_2 K_2 \tilde{x}_2 \frac{2V_b}{\pi} \cos \delta. \quad (5.16)$$

Teniendo en cuenta que $\tilde{a}_2 K_1 \tilde{x}_1 \frac{2V_a}{\pi} \sin \delta = \tilde{a}_2 K_2 \tilde{x}_2 \frac{2V_b}{\pi} \cos \delta$ por la definición de δ , podemos deducir que

$$\dot{\tilde{a}}_2 = \frac{1}{K_{a_2}}(K_1 x_3 \tilde{x}_1 + K_2 x_4 \tilde{x}_2 - \frac{2V_b}{\pi} K_2 \tilde{x}_2) \quad (5.17)$$

y, entonces,

$$\dot{\hat{a}}_2 = \dot{a}_2 - \dot{\tilde{a}}_2 = -\frac{1}{K_{a_2}}(K_1 x_3 \tilde{x}_1 + K_2 x_4 \tilde{x}_2 - \frac{2V_b}{\pi} K_2 \tilde{x}_2) \quad (5.18)$$

es la ley de adaptación para el segundo parámetro. Se puede comprobar rápidamente como al sustituir las Eqs. (5.14) y (5.17) en la Eq. (5.10) se obtiene que $\dot{V} = W$, lo que significa que la ley de control es robusta ante errores en los parámetros R y L . Teniendo en cuenta la discusión de la Sección anterior, debemos sustituir x_3 y x_4 de la Eq. (5.18) por

$$\dot{\hat{a}}_2 = \dot{a}_2 - \dot{\tilde{a}}_2 = -\frac{1}{K_{a_2}}(K_1 V_{lim} \tilde{x}_1 + K_2 V_{lim} \tilde{x}_2 - \frac{2V_b}{\pi} K_2 \tilde{x}_2) \quad (5.19)$$

para reflejar el término en (5.5).

Por tanto, el algoritmo de control no necesita de modificaciones, más allá de añadir dos ecuaciones adicionales, las Eqs. (5.15) y (5.19). El control es robusto ante los tres parámetros del tanque resonante del DAB-SRC. De este desarrollo se comprueba, además, la conveniencia de trabajar con a_1 y a_2 , y no con R y L . La inductancia aparece dividiendo en el modelo dinámica del convertidor, por lo que la ley de adaptación podría tener singularidades en torno al valor en régimen permanente. Es interesante notar que la ley de adaptación no busca obtener el valor preciso real de los parámetros. Simplemente hace evolucionar las estimaciones para asegurar la estabilidad del convertidor. Por último, decir que la ley de adaptación debe funcionar únicamente cuando trabajamos con el control basado en Lyapunov: cuando se produce el cambio a PIs, la adaptación se detiene, pues tampoco necesitamos conocer los parámetros para calcular la acción.

Como resumen y a fin de aclarar en qué consiste la estrategia de control final, el Algoritmo 1 recoge la secuencia de instrucciones que la implementan. El diseño garantiza, formalmente, la estabilidad del convertidor y, por tanto, error cero en régimen permanente ante incertidumbres en parámetros y perturbaciones. Las constantes de diseño permiten regular el comportamiento transitorio aunque, debido a la estructura cambiante de las Eqs. (4.18) (4.20) y a las saturaciones en δ y \dot{w} no se puede fijar a priori el tiempo de respuesta.

Algoritmo 1 Estrategia de control completa

```

1: Inicializar variables
2: while True do
3:   Leer Sensores y Consignas:  $x_1, x_2, x_1^*, x_2^*, V_a, V_b$ 
4:   if Cambios en consignas o tensiones y  $\tau > \varepsilon$  then
5:     Cambiar a modo Lyapunov
6:   end if
7:   if Modo Lyapunov then
8:     Calcular ley de adaptación:  $\hat{a}_1, \hat{a}_2$ , Eqs. (5.15) (5.19)
9:     Calcular Términos Lyapunov:  $p, n$ , Eq. (5.6)
10:    Compensar en  $p$  ausencia de  $x_3$  y  $x_4$ , Eq. (5.5)
11:    Calcular Frecuencia Lyapunov:  $w$ , Eq. (4.19)
12:    Calcular Desfase Lyapunov:  $\delta$ , Eq. (4.14)
13:    Calcular  $\tau$ , Eq. (4.22)
14:    if  $\tau < \varepsilon$  then
15:      Cargar integrales PI, Eq. (4.21)
16:      Activar Modo PI
17:    end if
18:   else {Modo PI}
19:     Calcular Frecuencia y Desfase PI:  $w, \delta$ , Eq. (4.20)
20:   end if
21:   Aplicar Saturaciones:  $\delta, w$ , Eq. (5.1)
22:   Esperar hasta  $T_s$ 
23: end while

```

Capítulo 6

Simulación de las estrategias de control

“Study lends a kind of enchantment to all our surroundings”

Honoré de Balzac

Una vez diseñada y justificada la estrategia de control completa es momento de evaluar sus prestaciones. Por ello, y en primer lugar, este Capítulo describe una serie de experimentos en simulación para analizar el comportamiento de un DAB-SRC ante la propuesta de control y así verificar que las condiciones que hemos estado buscando se cumplen. En particular, las simulaciones son de dos tipos. La Sección 6.1 evalúa el comportamiento del DAB-SRC mediante simulaciones algorítmicas utilizando el Modelo Promediado Generalizado. Una vez verificadas las prestaciones, la Sección 6.2 presenta un modelo de convertidor completo en Simulink®, dando un salto en complejidad y cercanía al convertidor real mediante el modelo circuital. Ambas simulaciones se van a realizar a partir de los parámetros de un modelo real de convertidor, aunque distinto del que se utilizará para la evaluación experimental para dar mayor robustez al análisis de la propuesta de control del TFM.

6.1. Simulación algorítmica de las estrategias de control

El camino desde el diseño de la estrategia de control hasta su implementación en un convertidor comercial es largo y lleno de posibles complicaciones. Con el fin de facilitar la transición y las tareas de comprensión y depuración, el primer conjunto de experimentos se realiza mediante programas en Matlab®2019b que implementan tanto la estrategia de control como el modelo descrito en la Eq. (3.7). La implementación del modelo está sujeta

a las consideraciones ya mencionadas en la Sección 3.1 y en el Anexo A.1. Gracias a ello, podemos evaluar el comportamiento del sistema obviando otras consideraciones como el ruido en la medida de las variables, la latencia en la aplicación de la acción, etc.

En concreto, las características del DAB-SRC que vamos a simular en este Capítulo se describen en la Tabla 6.1. Podemos ver como existe un importante salto de tensión entre la tensión del lado de alta tensión y el de baja tensión, lo que motiva que haya un transformador con una relación de transformación $n = 15$. El tanque RLC da lugar a una frecuencia de resonancia $f_0 = 29991\text{Hz}$ por lo que el rango de operación del convertidor asegura comutación ZVS. El periodo de muestreo es de $200\mu\text{s}$ y se ha escogido para que sea igual que el del convertidor comercial que analizaremos más adelante.

Parámetro	Símbolo	Valor
Tiempo de muestreo	T_s	$200\mu\text{s}$
Tensión bus alta	V_H	$600V$
Tensión bus baja	V_L	$25V$
Bobina equivalente	L	$320\mu\text{H}$
Condensador	C	$88n\text{F}$
Resistencia	R	0.625Ω
Ratio transformador	n	15
Frecuencia mínima	f_{\min}	35kHz
Frecuencia máxima	f_{\max}	70kHz
Frecuencia resonancia	f_o	29.9kHz
Delta máxima	δ_{\max}	$\pi/2 \text{ rad}$
Delta mínima	δ_{\min}	$-\pi/2 \text{ rad}$

Tabla 6.1: Principales parámetros de simulación del DAB-SRC.

Para evaluar en condiciones la estrategia de control vamos a comparar los resultados utilizando dos propuesta de control adicionales. Por un lado, veremos como se comporta el convertidor cuando se le aplica la estrategia de control diseñada en la Sección 4.2. Recordemos que esta es la propuesta original, sin adaptaciones, que surge de aplicar el método de síntesis directa de estabilidad de Lyapunov. Por otro lado, vamos a comparar las prestaciones de nuestra propuesta con las obtenidas mediante un control basado en dos lazos Proporcionales-Integrales, uno para δ y otro para w . Este es el control empleado habitualmente en los DAB-SRC, por lo que la comparación es interesante para ver si la propuesta es realmente ventajosa.

Para esta primera tanda de experimentos vamos a demandar una serie de consignas con forma de escalón, incluyendo la evolución del convertidor durante el arranque. Vamos a considerar como arranque el lapso de tiempo sucedido entre la configuración $\mathbf{x} = [0, 0, 0, 0]$ y la primera configuración de régimen permanente. El objetivo que perseguimos con ello es evaluar de forma más exhaustiva la estabilidad de la propuesta de control y su flexibilidad. La consigna en la corriente de corte se va a mantener en un valor constante de $1A$ asumiendo que es el valor ideal para la comutación de los transistores.

En todos los casos de esta Sección, los parámetros de los controles son los siguientes:

- $K_1 = 1, K_2 = 1.$
- $K_P^\delta = 0.001, K_I^\delta = 0.015, K_P^w = 10, K_I^w = 1200.$
- $\dot{\delta}_{\text{máx}} = 2\pi/360\text{rad}, \dot{w}_{\text{máx}} = 2\pi 2000\text{rad/s}.$
- $\tau = 0.05.$

Como se puede ver en la Fig. 6.1, el control desarrollado en la Sección 4.2 presenta una respuesta prácticamente inmediata cuando trabajamos en tiempo continuo, con apenas un pequeño rizado en la corriente de corte debido a la singularidad en la referencia. El resultado es un comportamiento quasi-ideal con un tiempo de respuesta en I_b de apenas unas décimas de milisegundo, incluyendo el arranque del dispositivo. Con respecto a la corriente de corte, ésta se mantiene en su referencia salvo unos breves instantes que coinciden con el cambio en la consigna de I_b . Esto es natural en tanto que el control no lineal está acoplado, como ya hemos descrito en los Capítulos anteriores.

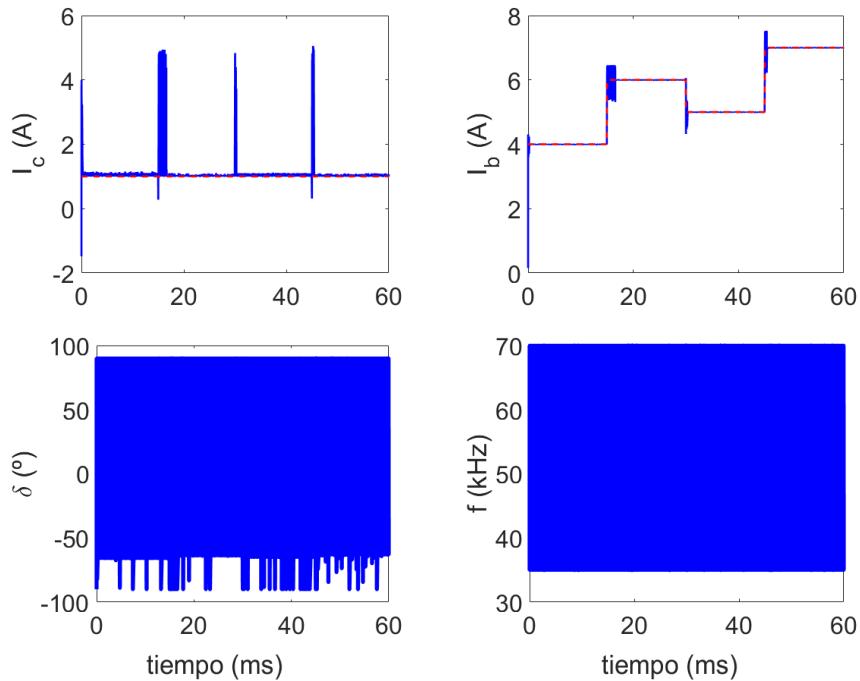


Figura 6.1: Resultados obtenidos con el control no lineal en tiempo continuo.

Sin embargo, las acciones son totalmente irrealizables en un sistema físico. Tanto δ como w presentan una respuesta en muy altas frecuencias, tan alta como el paso de simulación permite. Para estas simulaciones en particular, el paso de simulación es de 2ns por lo que las acciones actúan a una frecuencia de 500MHz . Teniendo en cuenta que el convertidor puede actuar cada $200\mu\text{s}$, esto es imposible de realizar. De hecho, esto se

comprueba en la Fig. 6.2. Aquí se ha simulado la misma propuesta de control no lineal de la Sección 4.2 pero aplicándola con el tiempo discreto determinado por T_s . Como la estrategia de control basada en Lyapunov está diseñada para trabajar en tiempo continuo, en el momento en el que se aplica en tiempo discreto es incapaz de llevar al convertidor a la referencia deseada. Al final, para garantizar la estabilidad el control debe compensar instantáneamente todos aquellos términos de la función de Lyapunov que hagan que \dot{V} sea menor que cero. Al actuar instantáneamente pero cada T_s el control es incapaz de hacerlo de manera efectiva, dando lugar al comportamiento oscilante tanto en I_c como en I_b .

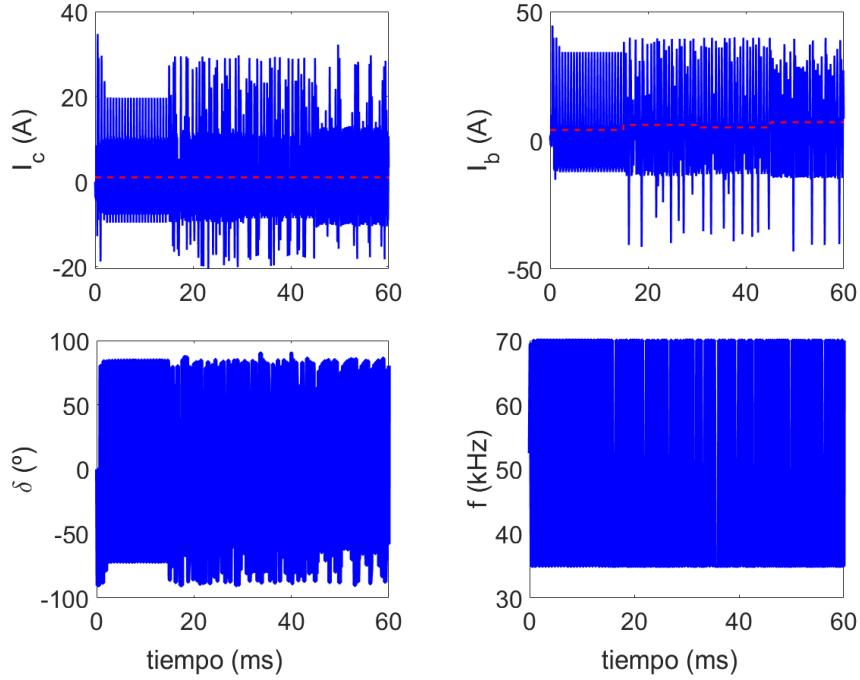


Figura 6.2: Resultados obtenidos con el control no lineal en tiempo discreto.

Si simulamos el convertidor utilizando los dos lazos de realimentación basados en PI (en tiempo discreto, por supuesto), el comportamiento es el esperado. Como se puede observar en la Fig. 6.3, el sistema es estable pero a costa de un tiempo de respuesta muy alto y dependiente del escalón en la consigna sobre I_b . El convertidor necesita unos $20ms$ para alcanzar la consigna deseada, lo suficientemente lento para desacoplar las dinámicas y que el control de I_c e I_b sea independiente. En este sentido, el PI de δ regula I_c y el PI de w regula I_b . Los $20ms$ son orientativos puesto que, como se puede ver comparando los escalones en $t = 20ms$ y $t = 40ms$, la amplitud del cambio en la consigna influye en el tiempo de respuesta, lo cual puede ser un inconveniente en algunas aplicaciones. De hecho, en el arranque, el convertidor no consigue llegar a tiempo a \mathbf{x}^* . Ahora bien, las acciones son totalmente realizables por un convertidor real, lo que favorece su aplicación en un equipo comercial.

La propuesta adaptada consigue una mejora sustancial con respecto al control basado

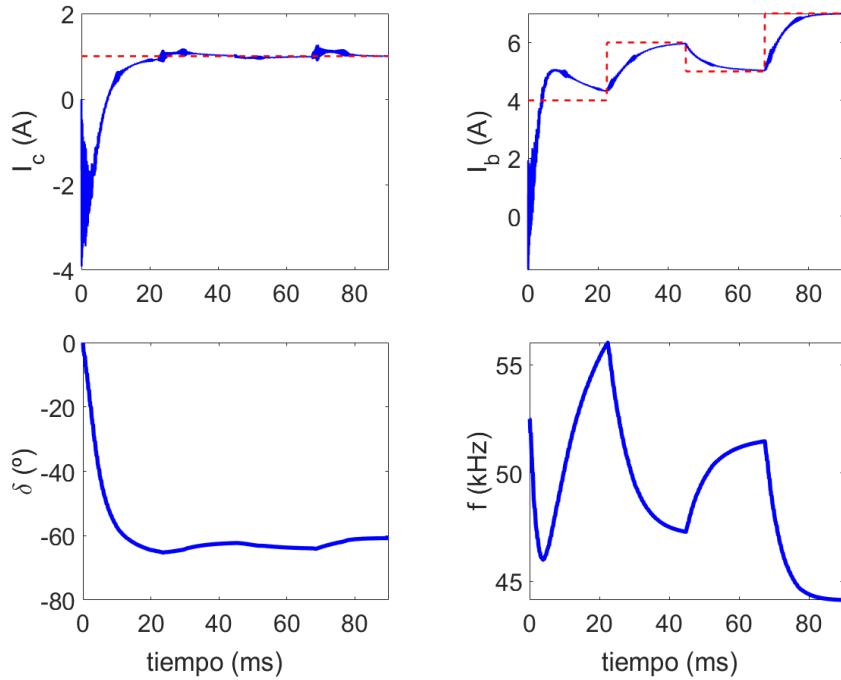


Figura 6.3: Resultados obtenidos con el control basado en PIs.

en PIs, como se puede ver en la Fig. 6.4. En este punto todavía no hemos incluido ni la adaptación ni la restricción en la medida de x_3 y x_4 , con el objetivo de desacoplar el análisis de las diferentes características de la estrategia de control. Por un lado, el tiempo de respuesta es sustancialmente menor que en el caso del control basado en PIs, consiguiendo llegar a la consigna deseada en unos $5ms$. El tiempo de respuesta puede ser cuatro veces más rápido que antes porque ahora ya no necesitamos ralentizar la dinámica para desacoplar ninguna variable. Con la limitación en la velocidad de cambio de δ y w conseguimos acciones realizables mientras el control está en el modo de Lyapunov, mientras que en los instantes finales el modo de PIs consigue que el error en I_c e I_b sea cero sin que haya ninguna singularidad creando altas frecuencias. Estas conclusiones se extienden al arranque del convertidor. Como única desventaja, el transitorio generado por el control de síntesis directa provoca reacciones en los estados más bruscas que los PIs, de forma que en los instantes iniciales, el comportamiento es más abrupto. Estos componentes en altas frecuencias afectan especialmente a la commutación de los transistores, aunque con una correcta elección de los parámetros de control la corriente de corte nunca es menor que 0.

El comportamiento de la propuesta adaptada es adecuado pero no es robusto ante incertidumbres en los parámetros ni ante la ausencia de medidas de x_3 y x_4 . Estos hechos, que motivan las leyes de adaptación y la robustez descritas en el Capítulo 5, son añadidos para evaluar la propuesta de control completa en la Fig. 6.5. El algoritmo que implementa la estrategia de control es el que se describe en el Al. 1, con $K_{a1} = 500$, $K_{a2} = 500$ y $V_{lim} = 700\sqrt{2}V$ de acuerdo a la Fig. 5.1. Para evaluar el comportamiento ante incertidumbres en

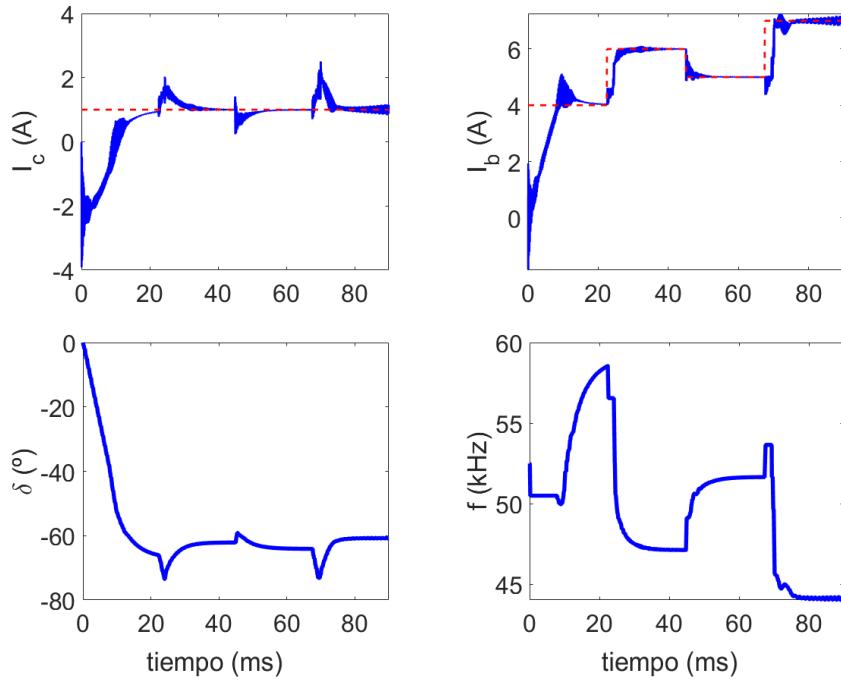


Figura 6.4: Resultados obtenidos con el control no lineal adaptado.

los parámetros se ha supuesto que $\hat{R} = 0.5\Omega$ y que $\hat{L} = 200\mu H$, es decir, una incertidumbre del 20 % en ambos casos.

Los resultados son prácticamente idénticos en cuanto a tiempo de respuesta pero bastante diferentes en cuanto a la acción aplicada. La ley de adaptación consigue hacer evolucionar a \hat{R} y \hat{L} para que los requisitos respecto a la función de Lyapunov se sigan cumpliendo. Tal y como se explica en la Sección 5.3, la estimación no tiene por qué evolucionar hacia el valor real de los parámetros, simplemente evoluciona tal que el sistema siga siendo estable. Al dejar de medir x_3 y x_4 mediante el término de compensación aumentamos ligeramente la velocidad del sistema, por lo que la acción en términos de w es más intensa que en el caso anterior. En cualquier caso, las acciones son de nuevo realizables y los requisitos respecto a I_c e I_b se mantienen.

Para acabar esta Sección vamos a evaluar el rechazo de la estrategia de control completa ante perturbaciones en V_a y V_b . Para ello, se simula un rizado de $\Delta V_a = 20V$ y con una frecuencia de $300Hz$, emulando la rectificación de la red trifásica

$$V_a(t) = 600 + 20 \sin(2\pi 300t). \quad (6.1)$$

Con respecto a V_b , se introducen cambios uniformemente aleatorios en el intervalo $[20, 30]V$ cada $18ms$. La Fig. 6.6 muestra como el control consigue estabilizar el convertidor independientemente de los cambios introducidos, a pesar de que son bruscos. La respuesta presenta cierto rizado en régimen permanente debido a la parte PI del control, pero el valor medio sigue a la referencia con la misma mejora del tiempo de respuesta. El transitorio, gracias a la ley de control basada en Lyapunov, no se ve perturbado por los cambios

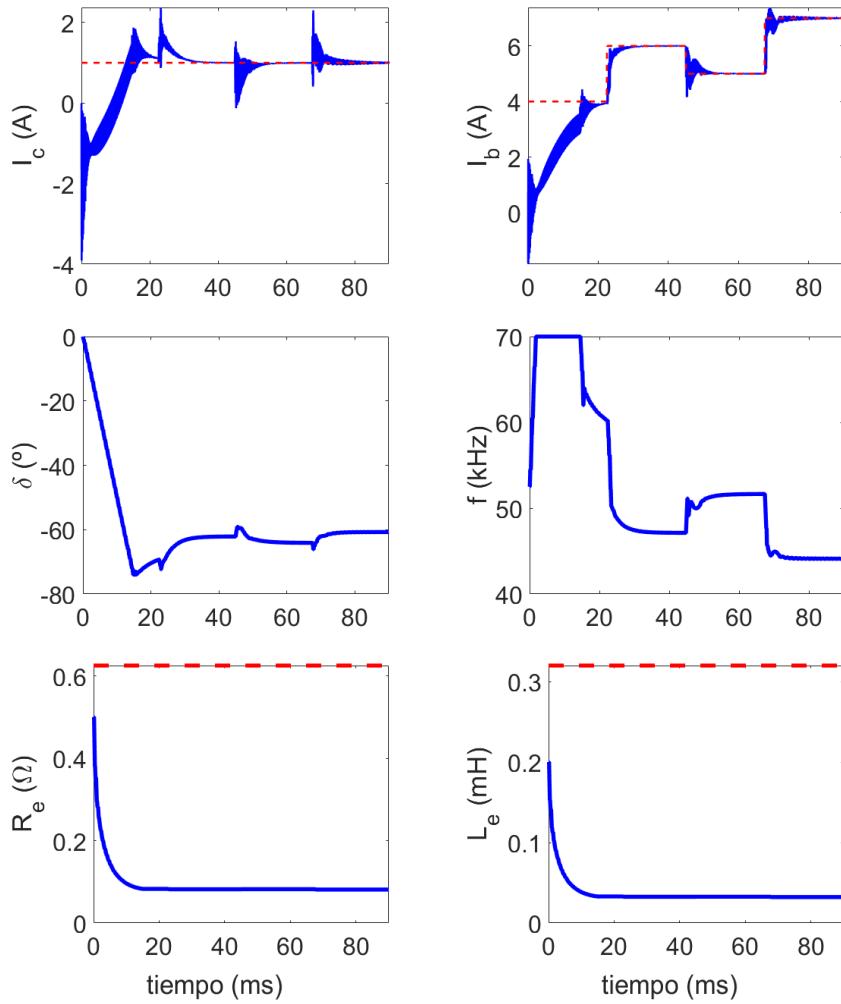


Figura 6.5: Resultados obtenidos con la propuesta de control final.

en los puentes pese a que la magnitud y periodicidad de ambas perturbaciones es alta. Ahora bien, si que se observa que cambios bruscos en V_b coincidentes con cambios en la referencia de I_b pueden provocar que, momentáneamente, I_c supere la barrera de los 0A.

Viendo estos resultados es interesante reflexionar sobre si es posible, de alguna forma, que tanto el control como la respuesta del convertidor no se vean afectados por el rizado de la rectificación. En el peor de los casos esta rectificación viene, como hemos comentado, de una alimentación trifásica con una frecuencia de 300Hz. Esto implica que el periodo de la señal que nos está aportando “ruido” en la tensión de alta V_a es de 3.3ms. Por otro lado, para que no se produzca esta influencia, dos son las cosas que tienen que suceder. Primero, que la estrategia de control sea tal que el transitorio dure unas 5-10 veces menos que el periodo del ruido. Si esto sucede, se puede considerar que V_a es prácticamente constante durante el transitorio, y por tanto no afecta ningún ruido. Estos requisitos de velocidad son imposibles de conseguir con el hardware actual. Un transitorio entre 5-10 veces más rápido implica un tiempo de respuesta en torno a 330 – 600 μ s. El tiempo de

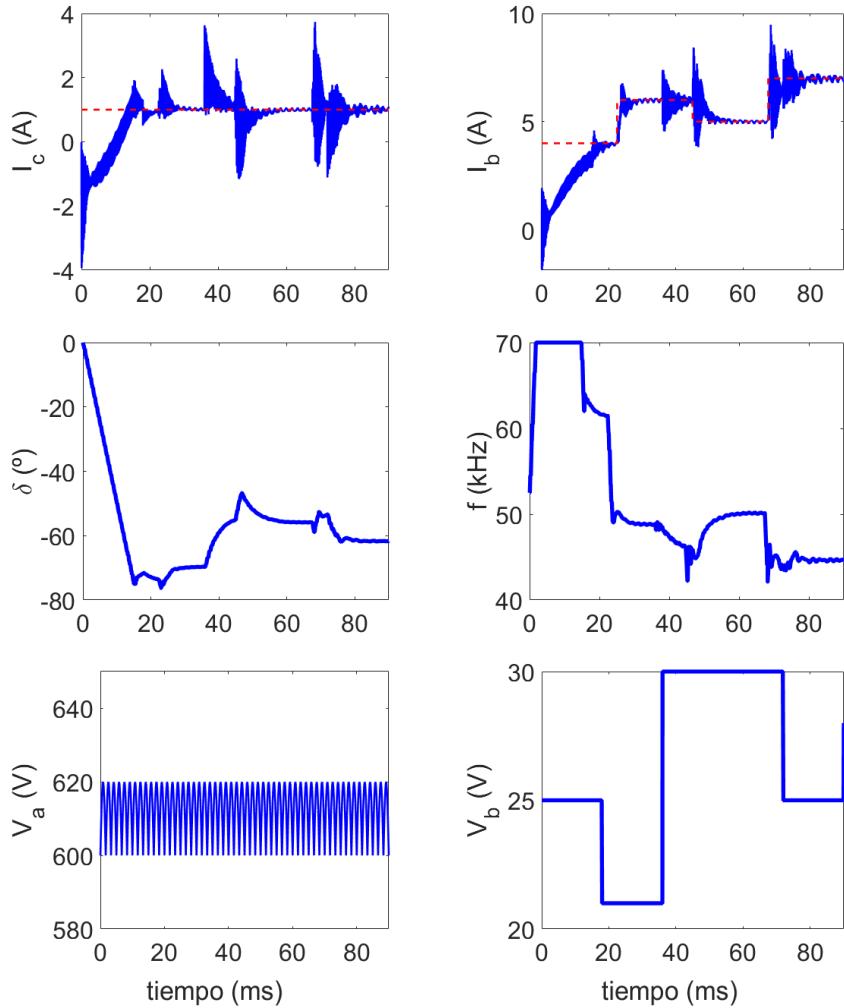


Figura 6.6: Comportamiento del control diseñado ante perturbaciones.

muestreo del sistema es de $200\mu s$, por lo que el transitorio debería durar entre 1 y 3 muestras. Esto sólo se consigue con estrategias de tipo dead-beat [34] que, claramente, no son implementables en un dispositivo real por las acciones que demandan. De hecho, teniendo en cuenta que nuestro control opera con un $T_s = 200\mu s$, el tiempo de respuesta mínimo para tener un transitorio bien construido es de $2.5 - 5ms$, para tener en torno a $10 - 20$ muestras. Este requisito sí que se cumple, pudiendo afirmar que nuestro control es el más rápido realizable. En cualquier caso, nuestra estrategia de control es robusta frente a cualquier cambio en V_a y V_b así que, aunque el transitorio se vea ligeramente afectado, el control puede compensar sus efectos. En segundo lugar nos debemos preocupar del régimen permanente. Una eliminación completa del rizado se puede conseguir por medio de una prealimentación del rizado de tensión considerando que, además, no puede haber latencia entre la medida del rizado y la aplicación de la compensación. En todo caso, el valor medio de la amplitud de la corriente de bus en régimen permanente es el valor que estamos consignando, así que en muchas aplicaciones puede ser suficiente. El rizado,

trasladado a I_b e I_c , es apenas perceptible.

Por tanto, podemos concluir que la estrategia de control propuesta consigue controlar el convertidor para cualquier configuración inicial y final, con un comportamiento transitorio satisfactorio y suficientemente rápido como para mejorar las prestaciones de los controles actuales. Añadiendo la ley de adaptación y el resto de modificaciones conseguimos que el control sea robusto frente a incertidumbres, tolerancias, perturbaciones y ausencia de medidas. Sin embargo, estos resultados se han dado en un simulaciones algorítmicas, por lo que la siguiente Sección presenta un entorno de simulación mucho más complejo y cercano a un convertidor real.

6.2. Simulación a partir del modelo circuital del convertidor

Las simulaciones que se van a realizar en esta Sección se han implementado en Simulink®2011b. La herramienta Simulink®de Matlab ®permite acercarnos enormemente a una implementación real del algoritmo de control en un convertidor real. Por un lado es capaz de llevar a cabo simulaciones híbridas en las que algunos bloques trabajan en tiempo continuo (p.e., el convertidor) y otros trabajan en tiempo discreto (p.e., el control). Gracias a ello, en esta Sección vamos a trabajar directamente con el modelo circuital del convertidor descrito en la Sección 3.1. Además, vamos a poder evaluar la influencia de otros elementos auxiliares como los filtros que lleva el convertidor para medir I_c e I_b o la latencia en la aplicación de la acción. Por último, otro aspecto fundamental es que la herramienta permite implementar el algoritmo de control en lenguaje C , que es el mismo que utilizan muchos microcontroladores. De hecho, esto está relacionado con el cambio de utilizar Simulink®2011b respecto al Matlab®2019b. La herramienta permite transferir el código en C directamente a determinados microcontroladores. La empresa Epic Power®, que es la que proporciona el convertidor comercial, tiene todo el procedimiento de transferencia de algoritmos de control diseñado sobre Simulink®2011b así que, para facilitar la transferencia, en el Trabajo Fin de Máster se decide utilizar esa versión.

El modelo generado en Simulink®se resume en la Fig. 6.7. Este modelo incluye dos bloques de control (en azul), uno con la estrategia de control propuesta (arriba) y otro con el mismo control basado en PIIs de la Sección anterior (abajo). Dos interruptores manuales permiten cambiar entre ellos. A continuación, el modelo incorpora dos bloques de retraso puro (en amarillo). La idea es modelar la latencia entre el cálculo de la acción y la aplicación de la acción. La latencia en los microcontroladores es, normalmente, variable, por lo que para ser lo más rigurosos posible esta latencia se elige igual a su valor máximo en el DAB-SRC de Epic Power®, es decir, un periodo de muestreo. La señal que sale de ambos bloques se dirige a dos modelos del convertidor. El bloque magenta de abajo corresponde al Modelo Promediado Generalizado en (3.7). El bloque magenta de arriba corresponde al modelo circuital descrito por las ecuaciones topológicas en (3.1). Previamente, la señal

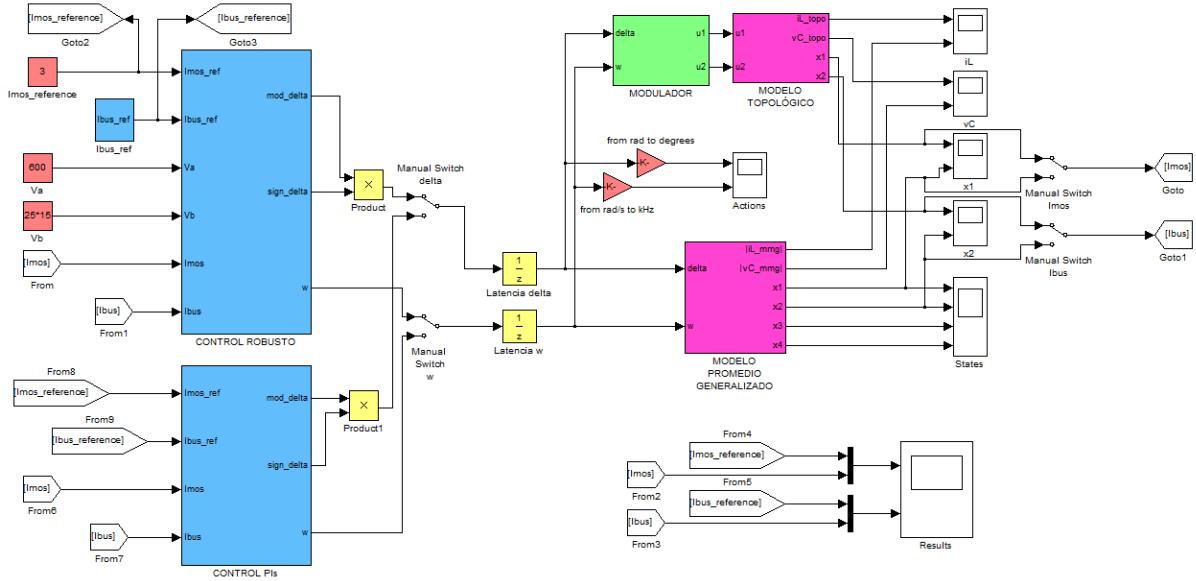


Figura 6.7: Modelo de Simulink® del DAB-SRC y su control.

de control debe ser modulada para generar las señales u_1 y u_2 . Esto se lleva a cabo en el bloque verde.

El bloque que implementa el modulador se muestra en detalle en la Fig. 6.8. Para que la señal evolucione con el tiempo es necesario integrar en el tiempo w porque en caso contrario la salida senoidal sólo cambiaría cada T_s . La modulación está diseñada en relación a la descripción realizada en el Capítulo 3.

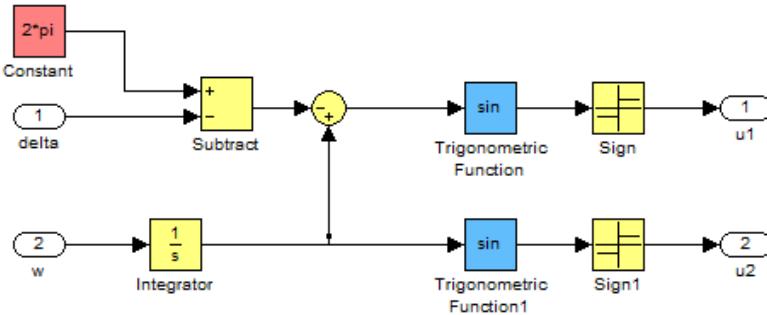


Figura 6.8: Bloque que implementa el modulador.

Por otro lado, la Fig. 6.9 muestra en detalle el bloque que implementa el modelo circuital del DAB-SRC. Lo destacable en este caso es la medición de I_c e I_b . La corriente de corte se captura en el instante en el que commuta la señal u_2 ya que es la señal de referencia de fase. La corriente de bus se obtiene de la rectificación en doble onda de la corriente por la bobina y su posterior filtrado mediante un filtro analógico Butterworth de segundo orden. Este filtro forma parte del hardware de los convertidores de Epic®.

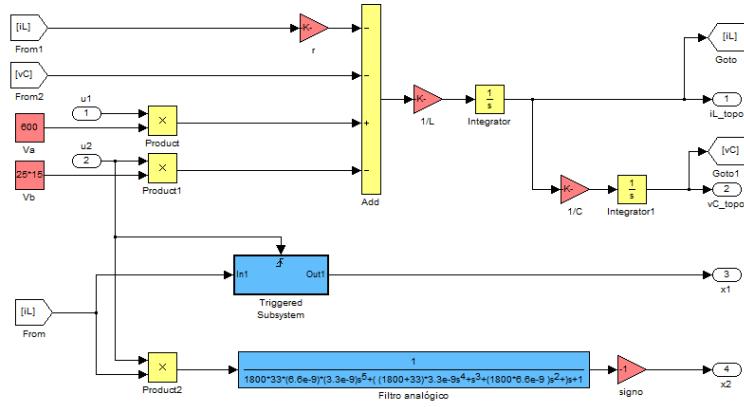


Figura 6.9: Bloque que implementa el modelo topológico.

La Fig. 6.10 muestra en detalle el bloque de control del modelo. El módulo central corresponde a una función definida por parte del usuario que se llama *S-Function Builder*. Esta función es la que permite implementar el algoritmo de control en *C* y luego transferirlo al microcontrolador. Se puede ver que hay muchas señales entrando y saliendo del bloque, previo paso por un bloque de retraso puro. La razón es que esta es la forma más fácil de implementar registros con una *S-Function Builder*. Para más información se recomienda consultar la documentación que proporciona MathWorks® [35] [36].

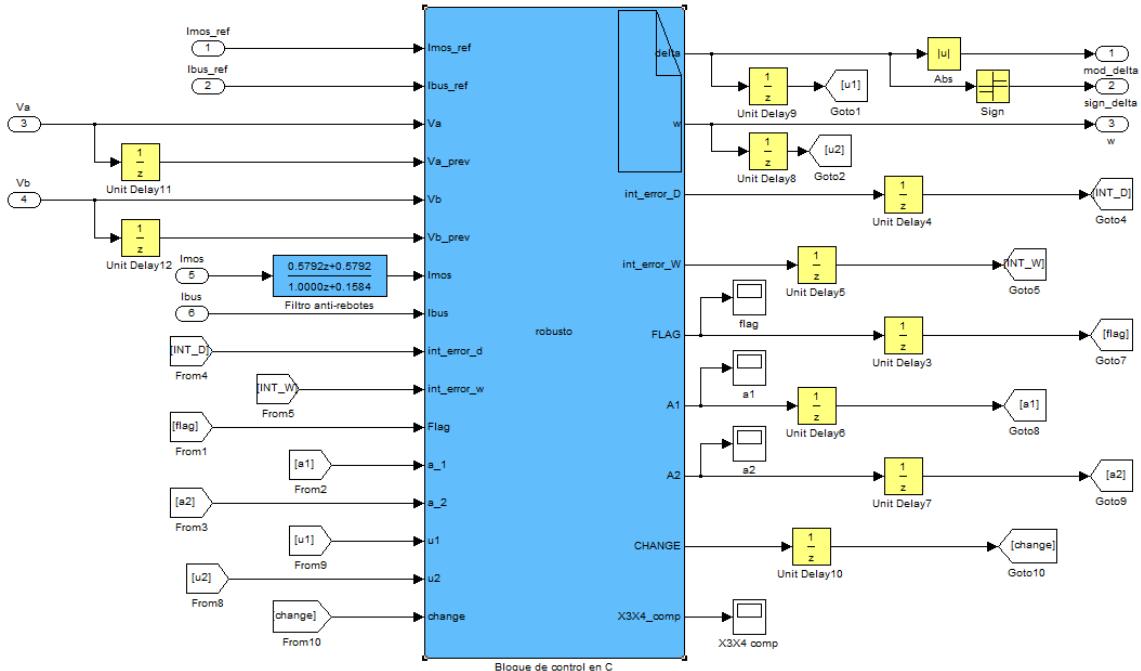


Figura 6.10: Bloque de Control en Simulink®.

Por otro lado, puede llamar la atención que la salida de δ esté dividida en módulo y signo. La razón es que la arquitectura del software del microcontrolador del DAB-SRC

donde se va a probar la propuesta recibe por separado estas dos informaciones, así que la implementación del control se adapta a esta circunstancia. Por último, vamos a explicar la razón de por qué hay un filtro digital en la entrada de I_c .

Como se puede observar en la Fig 6.11, la evolución temporal de la corriente de corte presenta tres componentes principales. Por un lado, existe una evolución temporal dominante, en las bajas frecuencias, que es la dinámica que queremos controlar y que corresponde a nuestro modelo de x_1 . Por otro lado, en torno a esa evolución temporal aparece un cierto ruido de alta frecuencia que se debe a que el modelo con el que estamos trabajando ahora se corresponde con las ecuaciones circuitales del convertidor. Este aspecto, entre otros, dota de mayor realismo a la evaluación en simulación del control, pues la planta que estamos controlando está muy cerca del modelo real. Por último, en ciertos instantes de tiempo aparecen unos “espurios” que tienen una amplitud significativamente mayor que las medidas de su alrededor. Esta circunstancia, más allá de que sea causada por la propia simulación híbrida o por el modelo, puede ser ligeramente perjudicial para la tarea de control. En efecto, si da la casualidad de que en el instante en el que se toma la muestra de x_1 y x_2 para calcular la acción de control sucede uno de estos espurios, la estrategia de control va a perder, momentáneamente, la evolución temporal de la corriente de corte. Esta circunstancia no es problemática desde un punto de vista formal, pues el control simplemente trabajaría con ello para compensarlo. Sin embargo, desde un punto de vista práctico sí que es algo a considerar, en tanto que estos espurios pueden provocar acciones más bruscas y que demanden un comportamiento más extremo en la corriente de corte donde, recordemos, debemos mantenernos siempre en entornos cercanos a la referencia sin llegar a valores negativos.

Para evitar la influencia de estos espurios (y mitigar, en cierta medida, el ruido de alta frecuencia), se propone incluir un filtro digital en la medida de la corriente de corte. El convertidor real ya incluye un filtro para la corriente de bus, pero no en la corriente de corte. La idea es conseguir un ligero filtrado sin tener que modificar el hardware del convertidor. En particular, se ha considerado un filtro Butterworth de primer orden bajo [37], con una frecuencia de muestreo $T_s = 5kHz$ y una frecuencia normalizada de corte de 0.6

$$F(z) = \frac{0.5792z + 0.5792}{z + 0.1584} \quad (6.2)$$

Un ejemplo de los resultados de este filtrado se muestran en la Fig. 6.11, donde se observa claramente como estos espurios llegan a los $0.5A$ mientras que la tendencia general de la corriente de corte apenas sobrepasa los $1.5A$. Con esto conseguimos mantener la velocidad del control y evitamos que el ruido o los espurios en la medida empeoren su suavidad. Por terminar, y simplemente para remarcar, decir que el filtro digital forma parte del bloque algorítmico a incluir dentro del microcontrolador del convertidor. No es parte de la estrategia de control, pero al estar implementado en software sí que debe ir dentro del algoritmo de control.

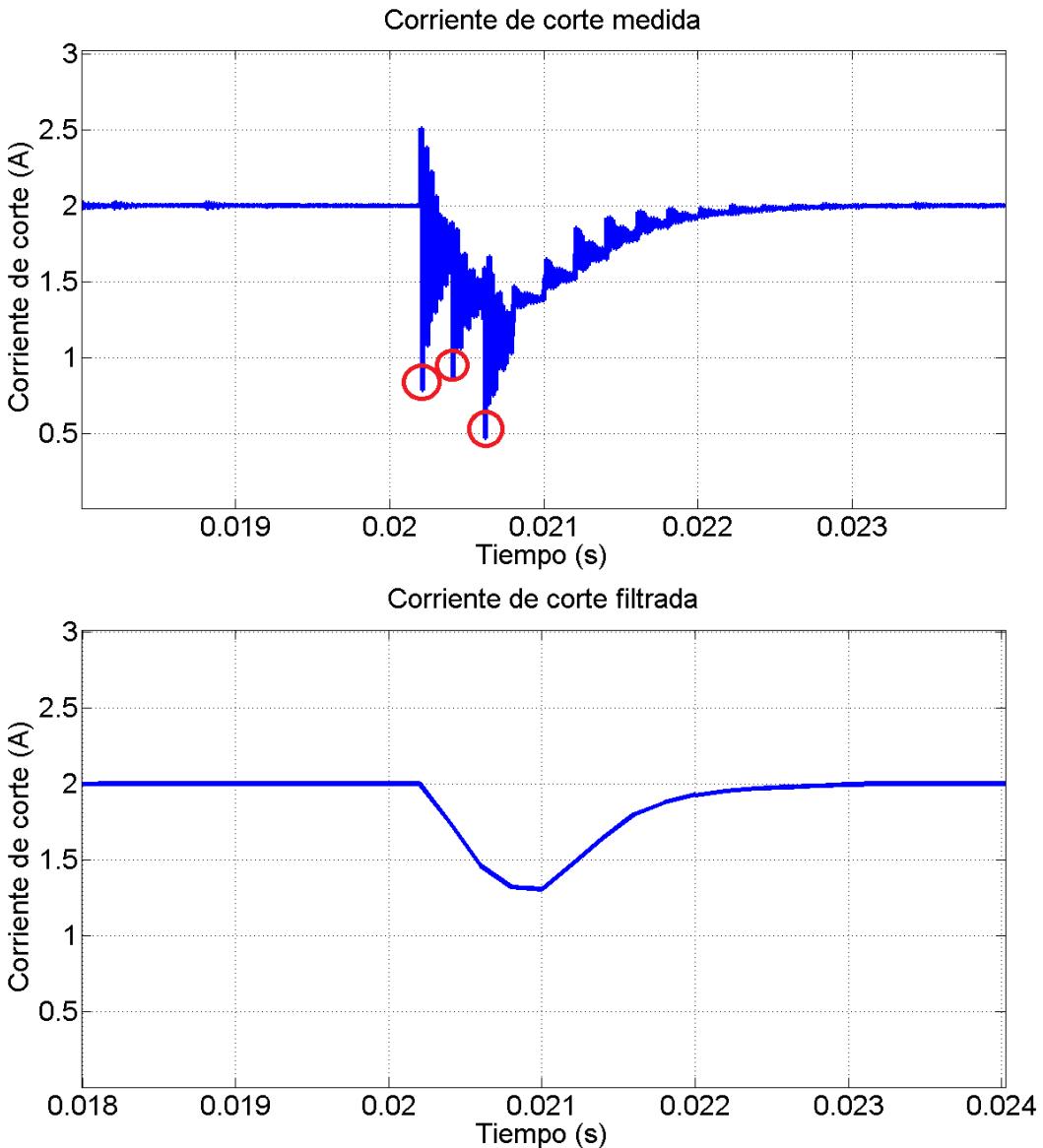


Figura 6.11: La corriente de corte medida presenta ruido y espurios (arriba). El filtro digital los elimina para el cálculo del control (abajo).

Tras describir el modelo de simulación, vamos a experimentar con él repitiendo el mismo patrón de consignas utilizado en la Sección anterior con el objetivo de comparar resultados. Al trabajar con el modelo circuital la respuesta del convertidor está formada por todos sus armónicos, y no solo el fundamental del modelo promediado. Lo normal es, por tanto, que la respuesta del DAB-SRC sea ligeramente más amortiguada que la observada durante las simulaciones algorítmicas, lo cual es beneficioso porque podemos exigir mayor velocidad al control sin que las oscilaciones de la corriente de corte bajen por debajo de cero. Por ello, los parámetros de control son ahora ligeramente distintos

- $K_1 = 1, K_2 = 1, K_P^\delta = 0.0002, K_I^\delta = 0.01, K_P^w = 1, K_I^w = 2000$.
- $\dot{\delta}_{\text{máx}} = 2\pi/360\text{rad}, \dot{w}_{\text{máx}} = 2\pi 2000\text{rad/s}, \tau = 0.1$.
- $K_{a_1} = 500, K_{a_2} = 5, V_{lim} = 700\sqrt{2}$.

La respuesta del convertidor se muestra en la Fig. 6.12. Lo primero que podemos ver es que las trazas de I_c e I_b se ven superpuestas a un ruido de alta frecuencia. Esto se debe a que la medida de la corriente de bus pasa a través de un filtro analógico que no elimina por completo todo el rizado de la rectificación en doble onda. Además, hay que tener en cuenta las oscilaciones en el ciclo límite que aparecen en el régimen permanente cuando controlamos en tiempo discreto. Pese a todo, el control es capaz de llevar al convertidor a todas las configuraciones deseadas con un tiempo de respuesta de $3 - 5\text{ms}$, similar a las prestaciones que obtuvimos en las simulaciones algorítmicas. No se aprecia ningún efecto provocado por la latencia del control, simplemente responde un periodo de muestreo más tarde que el cambio de la consigna.

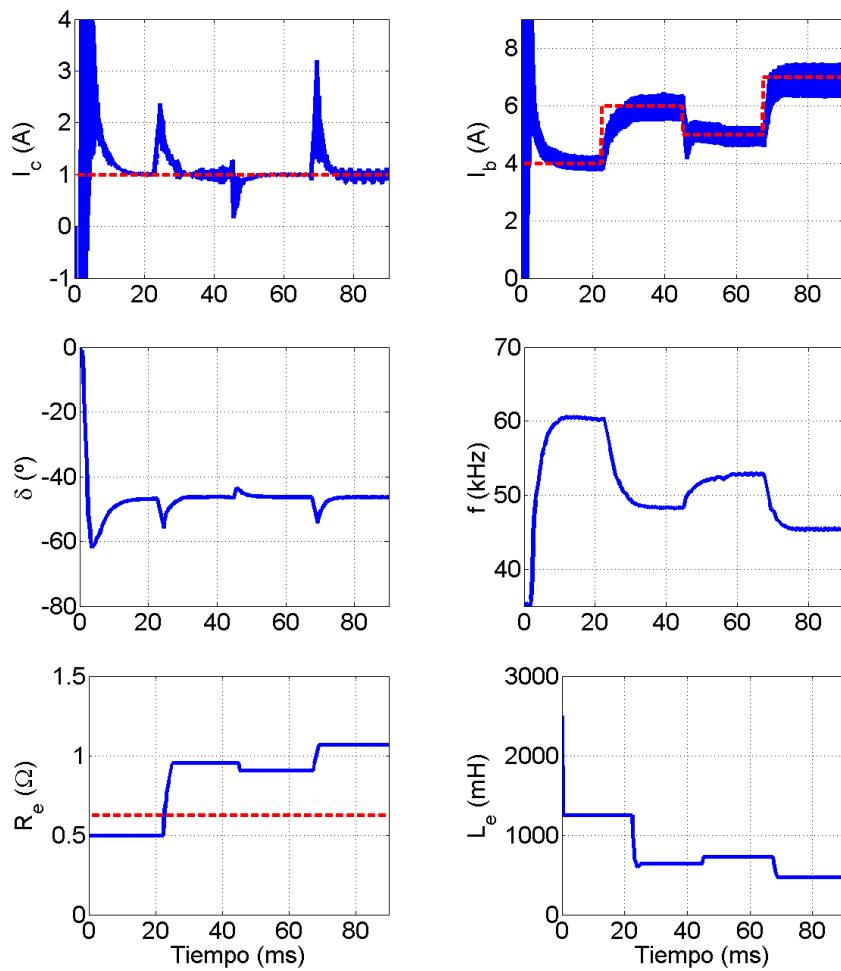


Figura 6.12: Resultados en Simulink®2011b obtenidos con la propuesta de control.

Por otro lado, la respuesta en la corriente de corte sigue presentando oscilaciones en los momentos de cambio de consigna, pero enseguida converge al valor deseado y siempre respetando los márgenes tecnológicos de los dispositivos. Con respecto a la ley de adaptación, los dos parámetros del convertidor van evolucionando de acuerdo a las necesidades de la ley de control. La respuesta en el arranque no es un problema, pues los convertidores comerciales poseen sus propias medidas para realizar arranques seguros.

Igual que en la Sección anterior, comparamos los resultados obtenidos con el mismo regulador basado en dos lazos de realimentación PI, usando también los mismos parámetros de control. La Fig. 6.13 confirma las conclusiones que obtuvimos: el tiempo de respuesta del sistema es mucho mayor que con nuestra propuesta de control y además es dependiente de la amplitud del escalón y el punto de operación en el que nos encontramos. Ahora bien, también es cierto que al exigir una velocidad de respuesta mucho menor el comportamiento del convertidor es más suave, lo que se refleja de forma más notoria en la corriente de corte. Sin embargo, como ya hemos comentado, el requisito sobre I_c es tecnológico, por lo que tampoco es necesario permanecer de forma tan precisa sobre esa consigna.

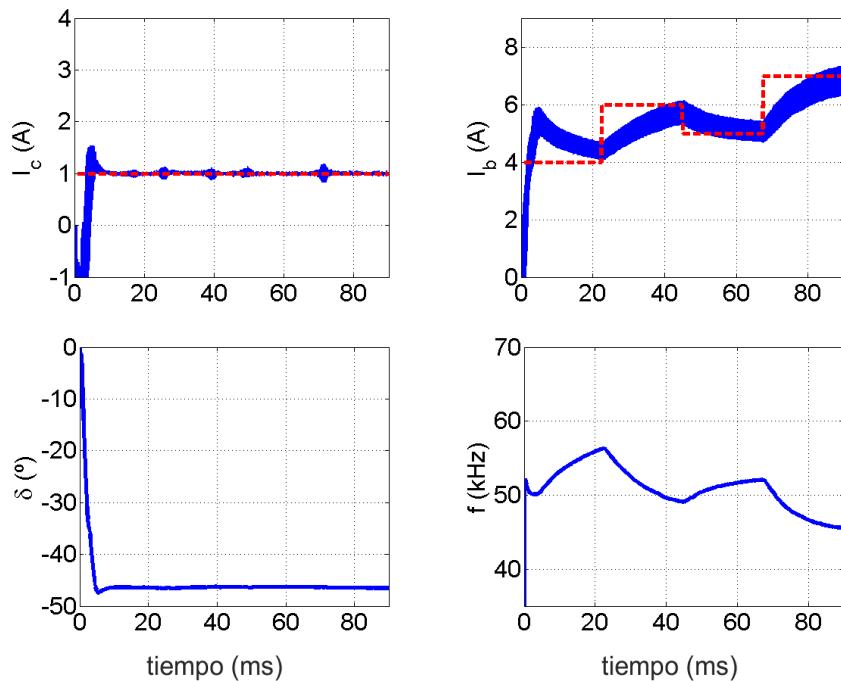


Figura 6.13: Resultados en Simulink®2011b obtenidos con el control basado en PIs.

Con esto ponemos fin al Capítulo 6. En este punto habría que realizar un conjunto de simulaciones para determinar las características de comportamiento del convertidor bajo nuestra propuesta de control en todo su rango de trabajo, así como estudiar el rango estático admisible para I_b . Sin embargo, el fin de este ejemplo es caracterizar la estrategia de control, no el convertidor puesto que, por ejemplo, no tenemos información sobre el rango de posibles valores para V_a y V_b . Al final, nuestro objetivo es controlar el

convertidor comercial proporcionado por Epic®y por eso esa evaluación exhaustiva se va a realizar en el siguiente Capítulo, donde tenemos conocimiento completo del convertidor y sabemos que estamos trabajando con unos valores reales. Los resultados obtenidos en este Capítulo nos permiten concluir que la propuesta es exitosa frente a los objetivos planteados, realizando además una descripción de los entornos de simulación diseñados. Gracias a ello podemos dedicar el siguiente Capítulo a trabajar sobre el convertidor real.

Capítulo 7

Evaluación experimental de las estrategias de control

“If your experiment needs statistics, you ought to have done a better experiment”

Ernest Rutherford

En el Capítulo anterior hemos visto que la estrategia de control consigue unos resultados satisfactorios tanto en simulaciones algorítmicas como en simulaciones más sofisticadas con Simulink®. Llegados a este punto, el paso final para completar el trabajo es realizar una evaluación experimental de la propuesta, contenido principal del Capítulo. El convertidor que se va a utilizar es un modelo comercial proporcionado por la empresa Epic Power®, que además ha ofrecido sus instalaciones, instrumental y personal para la preparación y ejecución de los experimentos. Esta circunstancia justifica que el estudio llevado a cabo en este Capítulo conste de dos partes. En primer lugar, la Sección 7.1 describe la simulación exhaustiva del modelo del convertidor real para caracterizarlo con precisión. El objetivo es conocer con seguridad el comportamiento del equipo para poder preparar adecuadamente los experimentos. Una vez hecho esto, la Sección 7.2 describe esos experimentos, verificando si las conclusiones razonadas en simulaciones se mantienen en un convertidor comercial.

7.1. Simulando el convertidor real

Para realizar la simulación del convertidor real se utiliza el mismo modelo de Simulink®2011b de la Sección 6.2, pero cambiando los parámetros por aquellos que describen el DAB-SRC comercial. La Tabla 7.1 resume las características del convertidor, donde se pueden apreciar varias diferencias con respecto al primer DAB-SRC estudiado. Por un

lado, el salto de tensión entre los puentes de alta y baja tensión es mucho menor, pasando de una relación de transformación $n = 15$ a $n = 13/9$. Esto motiva que las tensiones presentes en ambos lados no sean tan distintas y, por tanto, tampoco las corrientes que circulan por los dispositivos. Observando los nuevos valores para R, L y C vemos como, aunque la frecuencia de resonancia es el doble que la del primer modelo ($f_0 = 59\text{kHz}$), el comportamiento del convertidor real va a ser más amortiguado, lo que es beneficioso para nuestra estrategia dada la discusión del Capítulo 5. Además, el rango estático para w es mucho mayor que en el caso anterior, pasando de 35kHz a 130kHz , por lo que el rango de posibles potencias crece y también la versatilidad en el transitorio por parte de la estrategia de control.

Parámetro	Símbolo	Valor
Tiempo de muestreo	T_s	$200\mu\text{s}$
Tensión bus alta	V_H	$[650 - 800]\text{V}$
Tensión bus alta nominal	$V_{H,n}$	750V
Tensión bus baja	V_L	$[280 - 600]\text{V}$
Tensión bus baja nominal	$V_{L,n}$	350V
Bobina equivalente	L	$55\mu\text{H}$
Condensador	C	$27 * 4.7\text{nF}$
Resistencia	R	1Ω
Ratio transformador	n	$13/9$
Frecuencia mínima	f_{\min}	70kHz
Frecuencia máxima	f_{\max}	200kHz
Frecuencia resonancia	f_o	60.2kHz
Delta máxima	δ_{\max}	$\pi/2 \text{ rad}$
Delta mínima	δ_{\min}	$-\pi/2 \text{ rad}$

Tabla 7.1: Principales parámetros del convertidor real.

Otra diferencia con respecto al DAB-SRC del Capítulo anterior es que ahora disponemos de información sobre el rango de valores de V_H y V_L con los que trabaja el convertidor, por lo que podemos caracterizar su comportamiento de forma general mediante una evaluación sistemática. El objetivo es conocer el rango de corrientes de bus (es decir, potencias) que se puede demandar al convertidor. La corriente de corte está delimitada tecnológicamente y en este caso su valor es de $I_c = 2A$ siempre.

La caracterización del convertidor consiste en lo siguiente. Dados los rangos de tensiones de V_H y V_L se presentan infinidad de configuraciones. Para optimizar el estudio, seleccionamos 9 combinaciones: $750\text{V} - 350\text{V}$, $750\text{V} - 415\text{V}$, $750\text{V} - 280\text{V}$, $800\text{V} - 350\text{V}$, $800\text{V} - 415\text{V}$, $800\text{V} - 280\text{V}$, $650\text{V} - 350\text{V}$, $650\text{V} - 415\text{V}$ y $650\text{V} - 280\text{V}$. Estas combinaciones resultan de utilizar los valores nominales y los valores extremos de ambos rangos, lo que nos permite estudiar el comportamiento del convertidor cuando el salto de tensiones es máximo, mínimo y cuando se extrema la demanda sobre el valor nominal. En cada combinación se evalúa el rango estático de I_b por medio de la introducción de escalones de $1A$, $2A$, $3A$ y $4A$ para entender ese rango tanto desde el punto de vista del régimen

transitorio como del permanente. Tras esto se estudian tres situaciones. Todas ellas parten del punto medio del rango estático caracterizado y consisten en introducir un escalón (ya sea positivo o negativo) y ver su respuesta transitoria.

V_H (V)	V_L (V)	$I_{b,\min}$ (A)	$I_{b,\max}$ (A)	ΔI_- (A)	ΔI_+ (A)	I_b (A)	tr (ms)	$SO I_c$ (A)
750	350	8	17	3 – 4	4 – 5	9.5	2.0	-1.5
750	350	8	17	3 – 4	4 – 5	14.5	1.5	1.5
750	350	8	17	3 – 4	4 – 5	16.5	2.0	2.0
750	415	7	13	2 – 3	2 – 3	8	2.0	-1.5
750	415	7	13	2 – 3	2 – 3	11	1.5	1.0
750	415	7	13	2 – 3	2 – 3	12.5	2.5	-2.0
750	280	9	19	3 – 4	4 – 5	11	2.0	-1.7
750	280	9	19	3 – 4	4 – 5	16	2.0	1.5
750	280	9	19	3 – 4	4 – 5	17.5	2.0	3.0
800	350	8	20	4 – 5	4 – 5	10	2.0	-2.0
800	350	8	20	4 – 5	4 – 5	15	1.5	-1.0
800	350	8	20	4 – 5	4 – 5	17	1.5	2.0
800	415	7	14	2 – 3	2 – 4	8	2.0	-1.8
800	415	7	14	2 – 3	2 – 4	11.5	1.5	1.5
800	415	7	14	2 – 3	2 – 4	12.5	2.5	-2.0
800	280	10	22	3 – 4	5 – 6	12	2.0	-2.0
800	280	10	22	3 – 4	5 – 6	18	2.0	2.0
800	280	10	22	3 – 4	5 – 6	20	2.0	2.5
650	350	6	13	2 – 3	2 – 4	7	2.0	-1.5
650	350	6	13	2 – 3	2 – 4	11	2.5	-1.5
650	350	6	13	2 – 3	2 – 4	12	3.0	-2.0
650	415	5	10	2 – 3	2 – 3	6	2.5	-1.0
650	415	5	10	2 – 3	2 – 3	8.5	2.0	1.0
650	415	5	10	2 – 3	2 – 3	9.5	3.0	-1.5
650	280	6	16	3 – 4	4 – 5	8	2.0	-1.5
650	280	6	16	3 – 4	4 – 5	13	2.0	1.0
650	280	6	16	3 – 4	4 – 5	14.5	2.0	1.5

Tabla 7.2: Resultados de la caracterización usando la propuesta de control.

En el estudio hay que tener en cuenta que en la caracterización del rango estático de I_b debemos dejar cierto margen para que actúe el transitorio. Si establecemos como valor máximo de corriente de bus $I_{b,\max}$ la conseguida para $f = 70kHz$ es probable que se produzcan deterioros en el transitorio. Como hemos visto en el Capítulo anterior, la respuesta transitorio del convertidor suele presentar cierta sobreoscilación, que, en este caso, sobrepasaría los límites del rango estático caracterizado. Lo mismo sucede en el límite inferior con $I_{b,\min}$.

En el análisis también caracterizamos los escalones máximos y mínimos en la consigna de I_b tales que se siga respetando la restricción de que $I_c > 0$. Para denominar estos

valores usaremos ΔI_- y ΔI_+ para los escalones máximos negativos y positivos respectivamente. Por otro lado, para cada caso registraremos también el tiempo de respuesta tr y la sobreoscilación en la corriente de corte, que denominaremos $SO I_c$. Con ello buscamos caracterizar el transitorio y comprobar que no se viola la restricción en la corriente de corte.

Esta vez, los parámetros de control se han ajustado a los siguientes valores

- $K_1 = 1, K_2 = 1, K_P^\delta = 0.0002, K_I^\delta = 0.015, K_P^w = 10, K_I^w = 5000$.
- $\dot{\delta}_{\max} = 2\pi/360\text{rad}, \dot{w}_{\max} = 2\pi 5000\text{rad/s}, \tau = 0.05$.
- $K_{a_1} = 2000, K_{a_2} = 1000, V_{lim} = 700\sqrt{2}$.

Los resultados de este estudio se muestran en la Tabla. 7.2. Como se puede ver, el control propuesto en el TFM consigue una respuesta dinámica muy rápida en todos los posibles puntos de operación del convertidor, dando lugar a un tiempo de respuesta entre $1.5ms$ y $3ms$ en todos los casos. Obtener un tiempo de respuesta tan estable es una ventaja a la hora de aplicar el control porque ya conocemos, de antemano, cuál va a ser el tiempo de respuesta de cara a la aplicación. Teniendo en cuenta que el periodo de muestreo es de $200\mu s$, unos tiempos de respuesta entre $1.5ms$ y $2.5ms$ implica que el transitorio consta de entre 8 – 12 muestras. Esto, desde la perspectiva de la teoría de control discreto, es el límite que se suele considerar para poder capturar la información relevante durante el transitorio y que el control consiga su propósito. Por tanto, tiempos de respuesta más pequeños son, de alguna forma, imposibles debido a las limitaciones tecnológicas de la aplicación. Podemos decir que esta solución es la más rápida realizable, descartando controles de tipo dead-beat porque demandan acciones demasiado exigentes para la aplicación. Por otro lado, este hecho, junto con las características de la propuesta de control permiten extender la técnica a situaciones en las que el periodo de muestreo sea distinto, simplemente ajustando ligeramente los valores de los parámetros de control. Esto significa que si, por ejemplo, la cadena de sensores y cómputo del dispositivo se reemplaza por una que permite periodos de muestreo más pequeños (p.e., $100\mu s$), entonces el tiempo de respuesta se puede mejorar hasta cumplir, de nuevo, con transitorios compuestos por 8–12 muestras (p.e., en el caso de $T_s = 100\mu s$, tiempos de respuesta entre $0.8ms$ y $1.2ms$). Con esto se quiere remarcar la flexibilidad de la propuesta, válida para los DAB-SRC en distintas configuraciones tecnológicas.

En todos los casos se respetan los requisitos con respecto a la corriente de corte. En la columna de sobreoscilaciones vemos que en el peor de los casos $SO I_c$ es igual a $-2A$ y teniendo en cuenta que la consigna es de $2A$, entonces $I_c \leq 0$ siempre. Comparando los rangos estáticos de las diferentes configuraciones podemos deducir que cuanto mayor es la distancia entre V_H y V_L mayor es el rango estático admitido por el convertidor, lo que es lógico teniendo en cuenta que hay una mayor caída de tensión sobre el tanque resonante. Es interesante ver el contraste entre el caso $V_H = 800V, V_L = 280V$ y el caso $V_H = 650V, V_L = 415V$. Además, a mayor valor de V_H y V_L mayores son los valores de $I_{b,\max}$ e $I_{b,\min}$.

Por supuesto, estas diferencias en el rango estático de operación también influyen en los escalones de I_b que podemos consignar. Los valores tanto de ΔI_- como de ΔI_+ crecen a la par que el rango estático. En un caso extremo, es imposible consignar un escalón de 6A cuando $V_H = 650V$ y $V_L = 415V$ puesto que el rango estático en este caso es de 5A. En general, $\Delta I_- < \Delta I_+$ porque escalones negativos implican un transitorio en el que $SO I_c$ es menor que cero, por lo que hay que tener cuidado con sobrepasar los 0A. La razón de que los valores de ΔI_- y ΔI_+ aparezcan en intervalos es que los escalones admisibles dependen del punto en el que nos encontramos: si nos encontramos cerca de los extremos del rango estático e imponemos un escalón muy pronunciado es posible que el transitorio demande una corriente irrealizable en términos de w . Esto es particularmente importante para potencias elevadas, donde w se acerca a w_0 . A modo ilustrativo, la Fig. 7.1 muestra

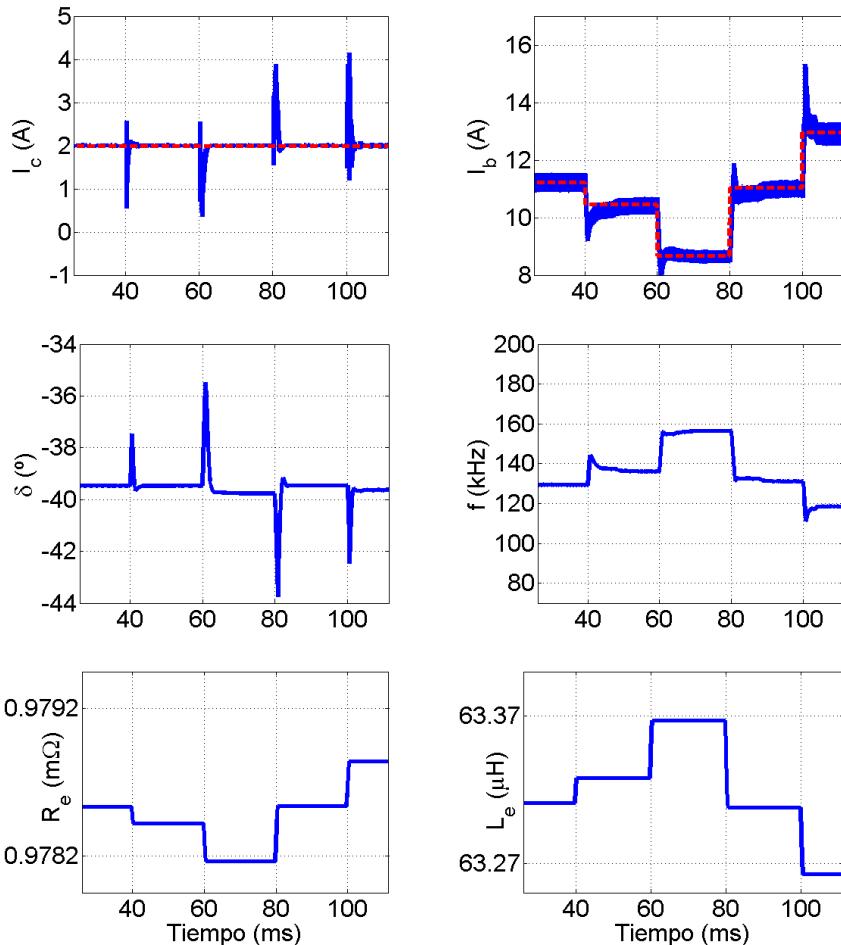


Figura 7.1: Comportamiento del convertidor real ante una secuencia de escalones aleatoria, donde $V_H = V_{H,n}$ y $V_L = V_{L,n}$.

la evolución de las variables de interés frente a una secuencia aleatoria de escalones de I_b para los valores nominales de V_H y V_L . La evolución del convertidor es satisfactoria abarcando todo el rango estático del convertidor con idéntico tiempo de respuesta. En los primeros instantes del cambio de consigna I_c e I_b presentan cierta sobreoscilación fruto

de la velocidad que se le está exigiendo al sistema pero en ningún caso se rompen los requisitos de operación. Las acciones son realizables y la ley de adaptación modifica los valores de \hat{R} y \hat{L} para asegurar la estabilidad del control. Es interesante destacar que ahora ya no tenemos unos valores de R y L con los que comparar los valores estimados. Los valores que nos han proporcionado son, en realidad, $\hat{R}(0)$ y $\hat{L}(0)$. Además, el valor de V_{lim} es el mismo que el mostrado en la Fig. 5.1 porque la imagen corresponde a un extracto de la hoja de características de los condensadores utilizados en el convertidor de Epic®.

V_H (V)	V_L (V)	$I_{b,\min}$ (A)	$I_{b,\max}$ (A)	ΔI_- (A)	ΔI_+ (A)	I_b (A)	tr (ms)	$SO I_c$ (A)
750	350	8	17	5 – 6	5 – 6	9.5	8.0	-0.3
750	350	8	17	5 – 6	5 – 6	14.5	5.0	-0.4
750	350	8	17	5 – 6	5 – 6	16.5	6.0	-0.4
750	415	7	13	5 – 6	5 – 6	8	6.0	-0.1
750	415	7	13	5 – 6	5 – 6	11	5.0	0.1
750	415	7	13	5 – 6	5 – 6	12.5	6.0	-0.2
750	280	9	19	5 – 6	5 – 6	11	8.0	-0.3
750	280	9	19	5 – 6	5 – 6	16	5.0	0.3
750	280	9	19	5 – 6	5 – 6	17.5	6.0	-0.3
800	350	8	20	5 – 6	5 – 6	10	9.0	-0.2
800	350	8	20	5 – 6	5 – 6	15	4.0	0.0
800	350	8	20	5 – 6	5 – 6	17	5.0	0.1
800	415	7	14	5 – 6	5 – 6	8	7.0	-0.2
800	415	7	14	5 – 6	5 – 6	11.5	5.0	0.1
800	415	7	14	5 – 6	5 – 6	12.5	6.0	-0.3
800	280	10	22	5 – 6	5 – 6	12	7.0	-0.25
800	280	10	22	5 – 6	5 – 6	18	3.0	-0.2
800	280	10	22	5 – 6	5 – 6	20	4.0	-0.4
650	350	6	13	4 – 5	4 – 5	7	10.0	-0.1
650	350	6	13	4 – 5	4 – 5	11	5.0	-0.1
650	350	6	13	4 – 5	4 – 5	12	6.0	-0.2
650	415	5	10	4 – 5	4 – 5	6	4.0	0.0
650	415	5	10	4 – 5	4 – 5	8.5	4.0	0.0
650	415	5	10	4 – 5	4 – 5	9.5	4.0	-0.1
650	280	6	16	5 – 6	5 – 6	8	8.0	-0.1
650	280	6	16	5 – 6	5 – 6	13	5.0	-0.1
650	280	6	16	5 – 6	5 – 6	14.5	5.0	-0.2

Tabla 7.3: Resultados de la caracterización usando un control basado en PI.

De nuevo, con el fin de tener una referencia para comparar las prestaciones de nuestra propuesta repetimos la misma secuencia de experimentos utilizando como regulador el doble lazo PI. Los resultados aparecen en la Tabla. 7.3. En general podemos observar que las conclusiones a las que llegamos en el Capítulo anterior se mantienen. Por un lado, el

tiempo de respuesta es del orden de 2–4 veces mayor que con nuestra propuesta de control. Además, tr es dependiente de la amplitud del escalón y la configuración concreta en la que se encuentra el DAB-SRC, por lo que es más complicado predecir, a priori, cuál va a ser el tiempo de respuesta ante un determinado escalón en I_b . Ahora bien, el control basado en PIIs presenta una ventaja: la sobreoscilación en la corriente de corte es prácticamente nula, lo que permite trabajar en un rango estático ligeramente superior. Ahora bien, esta ventaja se consigue a través de la ralentización de la dinámica del convertidor. De hecho, con nuestra propuesta no hay inconvenientes en dividir el cambio de consigna en dos escalones sucesivos en el caso de que se requiera un escalón muy pronunciado. El tiempo de respuesta total seguiría superando las prestaciones de los PIIs.

La Fig. 7.2 presenta la respuesta del convertidor ante la misma secuencia de consignas de la Fig. 7.1 pero utilizando los dos lazos de realimentación basados en PIIs. La respuesta del convertidor es mucho más lenta que antes y es dependiente de la amplitud del escalón introducido. Como δ apenas cambia, I_c tampoco lo hace. La ventaja de esto es que la corriente que circula por los transistores es muy estable pero como el control no dispone de δ para regular I_b , w debe encargarse de regular la potencia con una respuesta en I_b mucho más lenta que con nuestra propuesta.

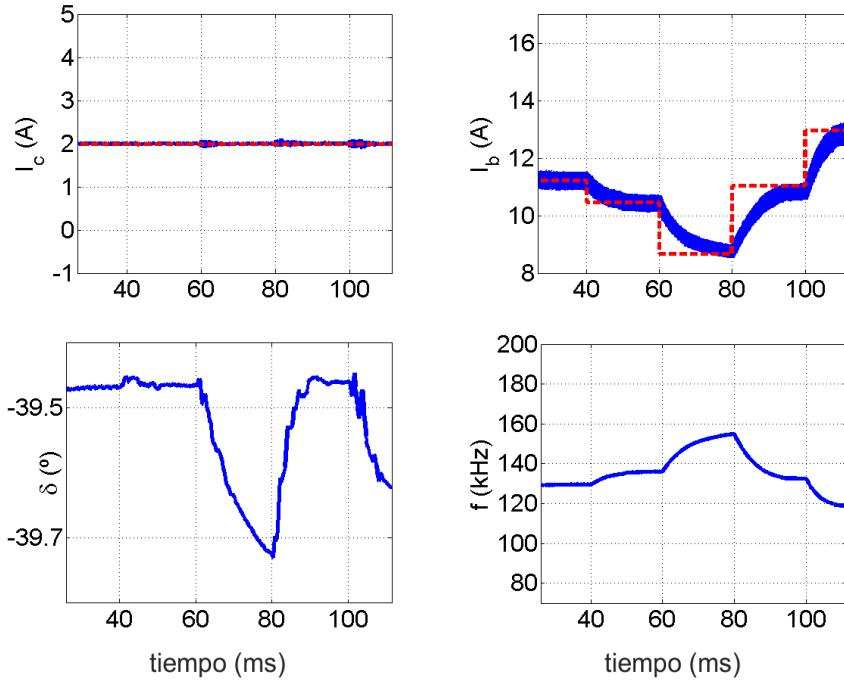


Figura 7.2: Comportamiento del convertidor real con un control basado en PIIs ante una secuencia de escalones aleatoria, donde $V_H = V_{H,n}$ y $V_L = V_{L,n}$.

7.2. Experimentos con el convertidor real

Todos los esfuerzos anteriores han permitido evaluar exhaustivamente la propuesta de control de forma que podemos dar el salto hacia la experimentación con un equipo real. El dispositivo con el que vamos a trabajar es propiedad de la empresa Epic Power® y se muestra en la Fig. 7.3, junto con el montaje completo del experimento. En la parte inferior izquierda se muestra el convertidor, con acceso a la placa, el microcontrolador y los dispositivos auxiliares de medida. En la parte superior derecha aparece el osciloscopio junto con las diferentes sondas de medida: dos de ellas son de tensión y dos de corriente. El osciloscopio se encuentra sobre un banco de fuentes de alimentación, que son las que se encargan de suministrar la energía al convertidor. En concreto, estas fuentes de alimentación se caracterizan por poder fijar la tensión para demandas bidireccionales de corriente, por lo que pueden suministrar energía (carga) o devolverla a la red trifásica (descarga). Con respecto a las fuentes de alimentación habituales esto es una ventaja porque permite evaluar las prestaciones del convertidor sin vernos limitados en la corriente a suministrar, aunque por razones de seguridad, se puede limitar a un valor máximo deseado.

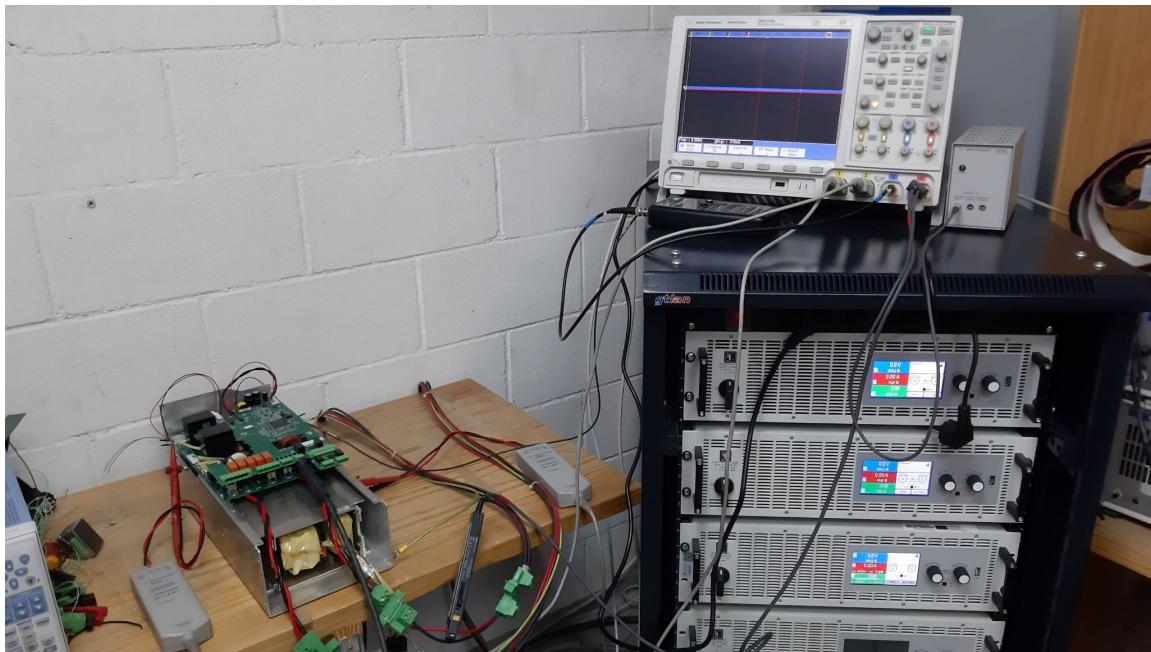


Figura 7.3: Montaje del experimento.

Dentro de las características del convertidor la más importante en el contexto de este TFM es que el microcontrolador que implementa la estrategia de control es de 32 bits, con capacidad para trabajar con coma flotante (tiene una unidad de punto flotante FPU) y, además, incluye librerías para poder realizar operaciones como la arctan 2 [38], necesaria para el cálculo de δ por parte del control no lineal. El microcontrolador también dispone de suficientes pines configurables de salida para monitorizar, ya sea mediante comunicación

serie como mediante medición directa con osciloscopio, variables internas del control para la depuración. El resto de características ya se han descrito en Secciones anteriores.

La medida de las diferentes variables de interés se realiza mediante un osciloscopio MSO7104B perteneciente a la serie 7000B de InfiniiVision® [39]. El osciloscopio, que se muestra en detalle en la Fig. 7.4, dispone de cuatro canales y un ancho de banda de $1GHz$, aunque puede transmitir por comunicación serie hasta 20 canales.

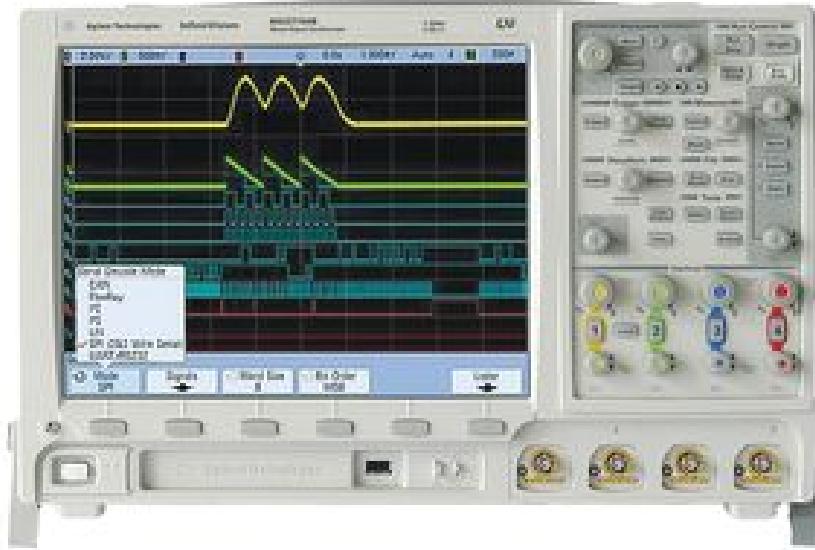


Figura 7.4: Osciloscopio utilizado en los experimentos ¹.

El osciloscopio captura las señales de activación de los transistores u_1 (amarillo) y u_2 (verde), además de la amplitud de la corriente por el bus I_b (rojo) y la corriente por el tanque i_{AC} (azul). La medida de la corriente por el tanque se hace mediante una sonda Rogowski [40], por lo que la señal puede presentar un cierto valor en modo común que debemos despreciar. Lo que nos interesa es que la señal roja, I_b , siga la consigna deseada. En los experimentos se configura el convertidor para que $V_a = 650V$, $V_b = 320V$, $x_2^* = I_b^* = 7A$ y $x_1^* = I_c^* = 2A$.

Debido a las circunstancias de los últimos meses ocasionadas por el virus Covid-19, la realización de los experimentos ha estado sujeta a las restricciones del estado de alarma, por lo que no se han podido preparar hasta una semana antes de la entrega de la memoria del TFM. Los condicionantes ajenos al TFM han provocado, por tanto, que los resultados experimentales de esta Sección sean preliminares, a la espera de que en las próximas semanas se pueda terminar de poner a punto la estrategia de control en el dispositivo y puedan ser mostrados en la presentación del trabajo. Como se puede observar en la Fig. 7.5, tras un transitorio inicial en el que actúa el control no lineal la estrategia

¹Extraída de <https://www.newark.com/keysight-technologies/mso7104b/oscilloscope-20-channel-1ghz-4gsps/dp/55R0648> a fecha 2020-06-25

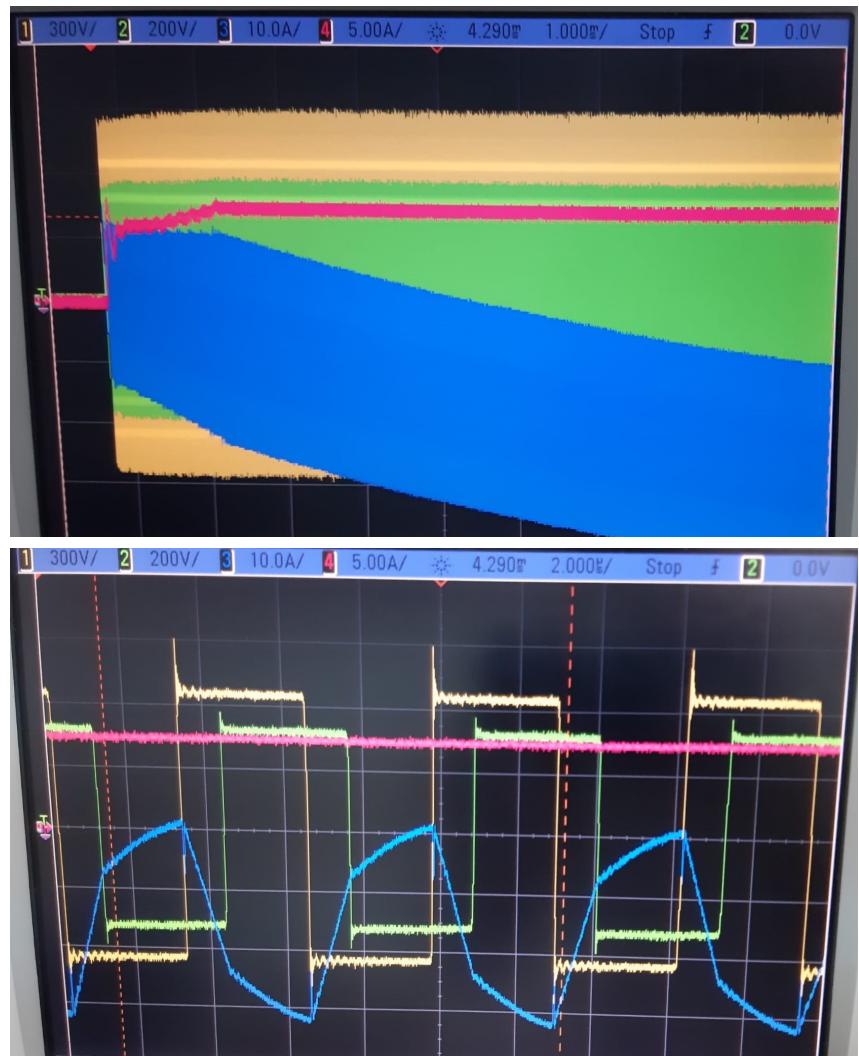


Figura 7.5: Ejemplo de comportamiento estable del convertidor: arriba, evolución temporal de u_1 (amarillo), u_2 (verde), I_b (rojo) e i_{AC} (azul); abajo, las mismas formas de onda detalladas.

cambia al control basado en PI, convergiendo a la referencia deseada. De acuerdo a la escala de tiempos, el tiempo de respuesta es de aproximadamente $1.5ms$, corroborando las conclusiones obtenidas mediante simulaciones.

Capítulo 8

Conclusiones y trabajo futuro

“A las cosas por su nombre”

Sergio Rodríguez Fernández

El Trabajo Fin de Máster ha presentado una nueva estrategia de control para controlar un DAB-SRC. La propuesta de control está basada en la teoría de estabilidad de Lyapunov, que permite diseñar reguladores cuando el sistema objetivo es no lineal, como es el caso del DAB-SRC. Se ha comprobado que este diseño consigue una serie de propiedades deseables desde el punto de vista de la aplicación. Por un lado, asegura la estabilidad del convertidor en lazo cerrado para todo su rango dinámico de trabajo, lo que permite, por otro lado, una mejora en el tiempo de respuesta con respecto a los reguladores actuales, pues no hay riesgos de inestabilizar el sistema. Sin embargo, la estrategia de control inicialmente diseñada no es realizable físicamente, así que se han incluido unas adaptaciones que permiten la implementación en un dispositivo digital, manteniendo los beneficios de la estrategia no lineal original.

Estas modificaciones, además, añaden dos propiedades adicionales que son idóneas en cualquier sistema a controlar. Ante incertidumbres en los parámetros del modelo o degradaciones con el paso del tiempo, la estrategia de control dispone de leyes de adaptación que corrigen los valores de los parámetros en tiempo real, asegurando la estabilidad y rapidez del convertidor sin añadir carga computacional en el algoritmo. Esta característica, que añade robustez, se ve complementada por el hecho de que no es necesario medir la tensión en el condensador ni ninguna otra variable auxiliar que no fuese accesible ya en un equipo real. Gracias a ello, el algoritmo de control se puede incluir directamente en un equipo sin modificar el hardware del convertidor y, a su vez, es más robusto ante ruidos en la medida de esas variables.

Todas estas propiedades se han estudiado y demostrado en numerosas simulaciones, en orden creciente de complejidad, superando las prestaciones de las soluciones actuales

basadas en reguladores Proporcionales Integrales. No sólo conseguimos una respuesta de la corriente de bus rápida y suave en todo el rango dinámico sino que los objetivos con respecto a la corriente de corte se cumplen, manteniéndonos siempre en el margen tecnológico de los dispositivos.

8.1. Líneas de trabajo futuro

Para cerrar la memoria del Trabajo Fin de Máster, esta Sección describe brevemente las líneas de trabajo futuras que nacen de su contenido. Algunas se deducen directamente de los resultados obtenidos con la estrategia de control propuesta. Otras, sin embargo, tienen un trasfondo más profundo y surgen de las posibles aplicaciones que tiene tanto la estrategia como el convertidor en sí mismo. En cualquier caso, y a tenor de las circunstancias de los últimos meses explicadas en la Sección 7.2, el objetivo a corto plazo es terminar los experimentos con el equipo real proporcionado por Epic® para completar la transferencia y el estudio de la propuesta de control. Las siguientes líneas de trabajo se refieren al medio y largo plazo.

En primer lugar, como se describe en la Sección 5.1, existe una brecha entre el modelado del convertidor, el diseño de la estrategia de control y la implementación de ese control. El modelo dinámico disponible del DAB-SRC es de naturaleza continua y fuertemente no lineal, lo que nos ha llevado a diseñar una propuesta en tiempo continuo. En cambio, la implementación, por fuerza, debe ser en tiempo discreto. Por tanto, para poder controlar de la forma más efectiva posible el convertidor sería ideal disponer de un regulador discreto, para lo cual necesitamos un modelo discreto del sistema. Una posible línea de trabajo futura consiste en generar un modelo discreto del convertidor que capture con suficiente precisión su comportamiento para así poder diseñar una estrategia de control directamente en tiempo discreto. Con ello conseguiríamos superar la necesidad de algunas de las adaptaciones que se han planteado en el Capítulo 5.

Partiendo de esa base, o trabajando de forma independiente, otra línea de trabajo que se plantea es el diseño de un observador de estados que permita reconstruir los estados x_3 y x_4 . Ahora bien, este observador no debe, en ningún caso, empeorar las prestaciones del control propuesto, por lo que se vislumbran dos opciones: o se diseña, de forma desacoplada, un observador que converja lo suficientemente rápido para que su dinámica no interfiera con la del control; o se rediseña la estrategia para tener en cuenta, al mismo tiempo, los aspectos de regulación y observación. En los dos casos debemos recurrir a diseños no lineales, dada la naturaleza del convertidor.

La última línea de trabajo se plantea a más alto nivel e involucra las ideas con las que comienza esta memoria. Como se contextualiza en el Capítulo 1, los Sistemas de Almacenamiento de Energía son la base de gran parte de los avances en eficiencia y gestión energética. En este ámbito existen multitud de aplicaciones que necesitan de convertidores como el DAB-SRC, donde consignas de alto nivel son gestionadas por una estrategia de

control como la que propone el Trabajo Fin de Máster. Sabiendo que podemos seguir dichas consignas con seguridad y rapidez, el siguiente paso es diseñar las estrategias de alto nivel que coordinen, por ejemplo, un grupo de celdas de baterías híbrido. El objetivo de estas nuevas estrategias es elegir el modo de operación óptimo de las baterías para poder llevar a cabo una determinada tarea, minimizando el consumo y la degradación. La asignación de un modo de operación (reposo, carga o descarga en las condiciones precisas) implica una coordinación que se puede realizar porque el control de bajo nivel asegura que la tarea asignada se materializa en apenas unos milisegundos. Los resultados obtenidos en este trabajo animan a dar el salto a la coordinación de alto nivel.

Apéndice A

Anexos

A.1. Caracterización en bucle abierto del convertidor

Para analizar el modelo del DAB-SRC vamos a linealizar el sistema y comprobar qué valores propios presenta. Lógicamente, en tanto que el sistema es fuertemente no lineal, estos valores propios serán “válidos” en un entorno cercano al punto sobre el que se linealice. Sin embargo, nuestro interés no se encuentra tanto en valores concretos sino en órdenes de magnitud y relaciones entre estos valores propios que, recordemos, son los polos del sistema. Suponiendo que linealizamos el sistema de la Eq. (3.7) en torno al punto $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}, \delta_0, w_0, \dot{x}_{10}, \dot{x}_{20}, \dot{x}_{30}, \dot{x}_{40}$, se obtiene que

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}\Delta x_1 + w_0\Delta x_2 + x_{20}\Delta w - \frac{1}{L}\Delta x_3 + \frac{2V_a}{L\pi}\sin(\delta_0)\Delta\delta \\ \Delta\dot{x}_2 = -w_0\Delta x_1 - x_{10}\Delta w - \frac{R}{L}\Delta x_2 - \frac{1}{L}\Delta x_4 - \frac{2V_a}{L\pi}\cos(\delta_0)\Delta\delta \\ \Delta\dot{x}_3 = \frac{1}{C}\Delta x_1 + w_0\Delta x_4 + x_{40}\Delta w \\ \Delta\dot{x}_4 = \frac{1}{C}\Delta x_2 - w_0\Delta x_3 - x_{30}\Delta w \end{array} \right. \quad (\text{A.1})$$

Viendo el sistema linealizado, los valores propios (es decir, los polos) se obtienen de la siguiente matriz

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & w_0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ -w_0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & w_0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -w_0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

Por ejemplo, para el caso $R = 0.625\Omega$, $L = 320\mu H$, $C = 88nF$ y $w_0 = 2\pi 55000rad/s$,

tenemos los siguientes valores propios

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= -976.56 + 534020j, \\ \lambda_2 &= -976.56 - 534020j, \\ \lambda_3 &= -976.56 + 157130j, \\ \lambda_4 &= -976.56 - 157130j.\end{aligned}\tag{A.3}$$

Como se puede ver, el sistema tiene cuatro polos complejos conjugados dos a dos, todos ellos con parte real negativa. Por tanto, el sistema en bucle abierto es localmente estable en el punto de trabajo, lo cual es sensato teniendo en cuenta que, en general, los sistemas electrónicos de potencia son estables sin necesidad de un controlador. Por otro lado, resulta curioso ver que los cuatro comparten la misma parte real, que es de unos 3 órdenes de magnitud menor que las respectivas partes complejas. Sin embargo, si relacionamos estos polos con el convertidor, el resultado es sensato. Al final, el objetivo del sistema es, efectivamente, que haya un intercambio de energía entre los componentes pasivos (C y L) de forma que la parte real de la tensión del condensador interaccione con la parte imaginaria de la corriente en la bobina y la parte real de la corriente en la bobina interaccione con la parte imaginaria de la tensión en el condensador. Este “peloteo” de energía es buscado en tanto que la configuración del tanque es resonante; la R , por eso, es muy pequeña, para buscar la mínima amortiguación (y por tanto disipación térmica en el convertidor). Las magnitudes de los valores propios en (A.3) condicionan fuertemente

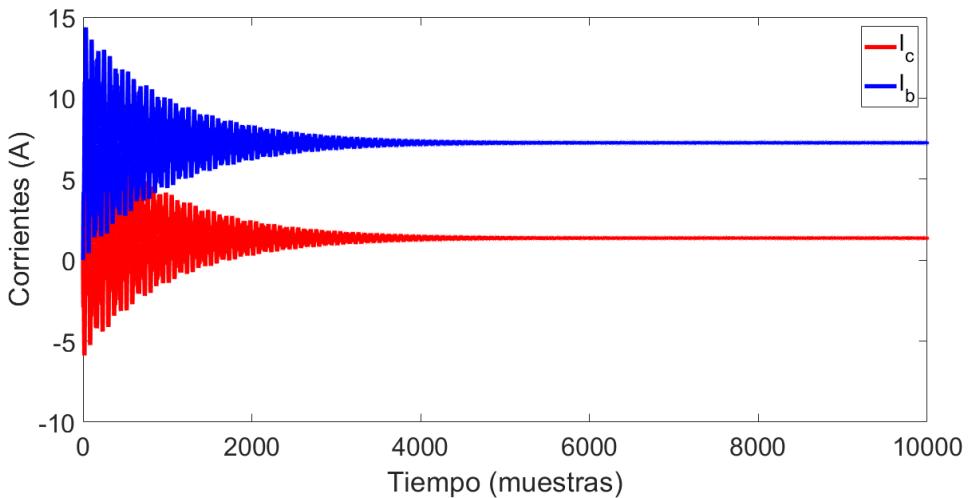


Figura A.1: Resultado de simular el DAB-SRC en bucle abierto con el método *ode45*.

el modo en el que se realiza la simulación del modelo. Supongamos, como caso, que queremos simular en bucle abierto el sistema definido en la Eq. (3.7). Empleando los mismos valores que en el caso anterior, y con $V_a = 600V$, $V_b = 25V$, $n = 15$, $\delta = \pi/4$ y $w = 2\pi 55000 rad/s$, vamos a simular el modelo con el método numérico que viene por defecto en Matlab®2019b, llamado *ode45*. Este método simula ecuaciones diferenciales continuas con un paso de integración variable, y el resultado se muestra en la Fig. A.1. La respuesta en bucle abierto del convertidor es estable pero con muchas oscilaciones, como se

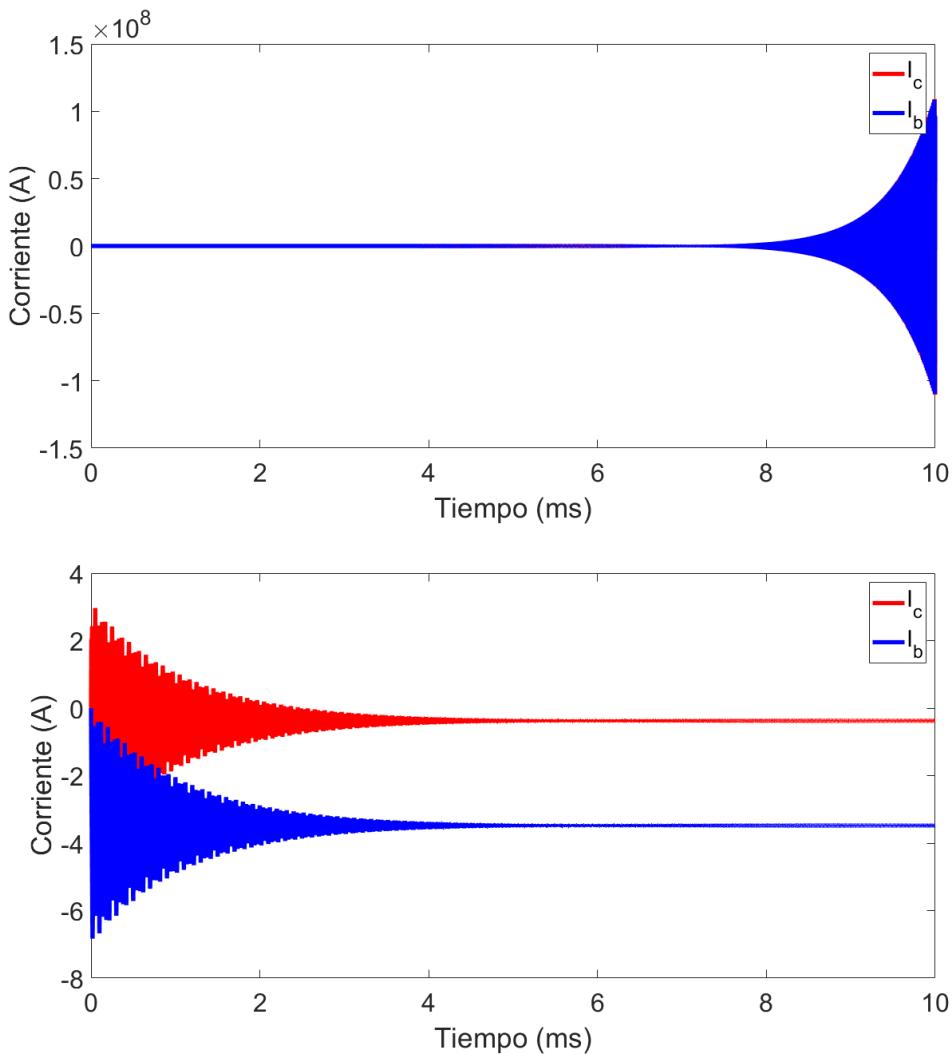


Figura A.2: Resultado de simular el DAB-SRC en bucle abierto con el método *Euler Forward*: arriba, $T_s = 20\text{ns}$; abajo, $T_s = 2\text{ns}$.

esperaba. Lo que ocurre es que, al menos en etapas iniciales, la simulación de un modelo junto con su control se realiza de forma algorítmica, usando para ello una aproximación de paso fijo como el *Euler Forward*

$$x_{k+1} = x_k + T_s \dot{x}_k \quad (\text{A.4})$$

donde T_s es el paso de integración (es, también, el paso de discretización). En este segundo caso, la elección de T_s es crítica atendiendo a los valores propios de la matriz \mathbf{A} , como se muestra en la Fig. A.2. La parte compleja de los valores propios no sólo significa un comportamiento fuertemente subamortiguado, sino que también es necesario simular el sistema con la suficiente precisión como para no inestabilizar el modelo discreto. Cuando se elige $T_s = 20\text{ns}$, el algoritmo no tiene la suficiente información como para simular correctamente el sistema, obteniendo la respuesta de un sistema claramente inestable. Recordar, de nuevo, que todo esto se está realizando en bucle abierto, sin ningún tipo de

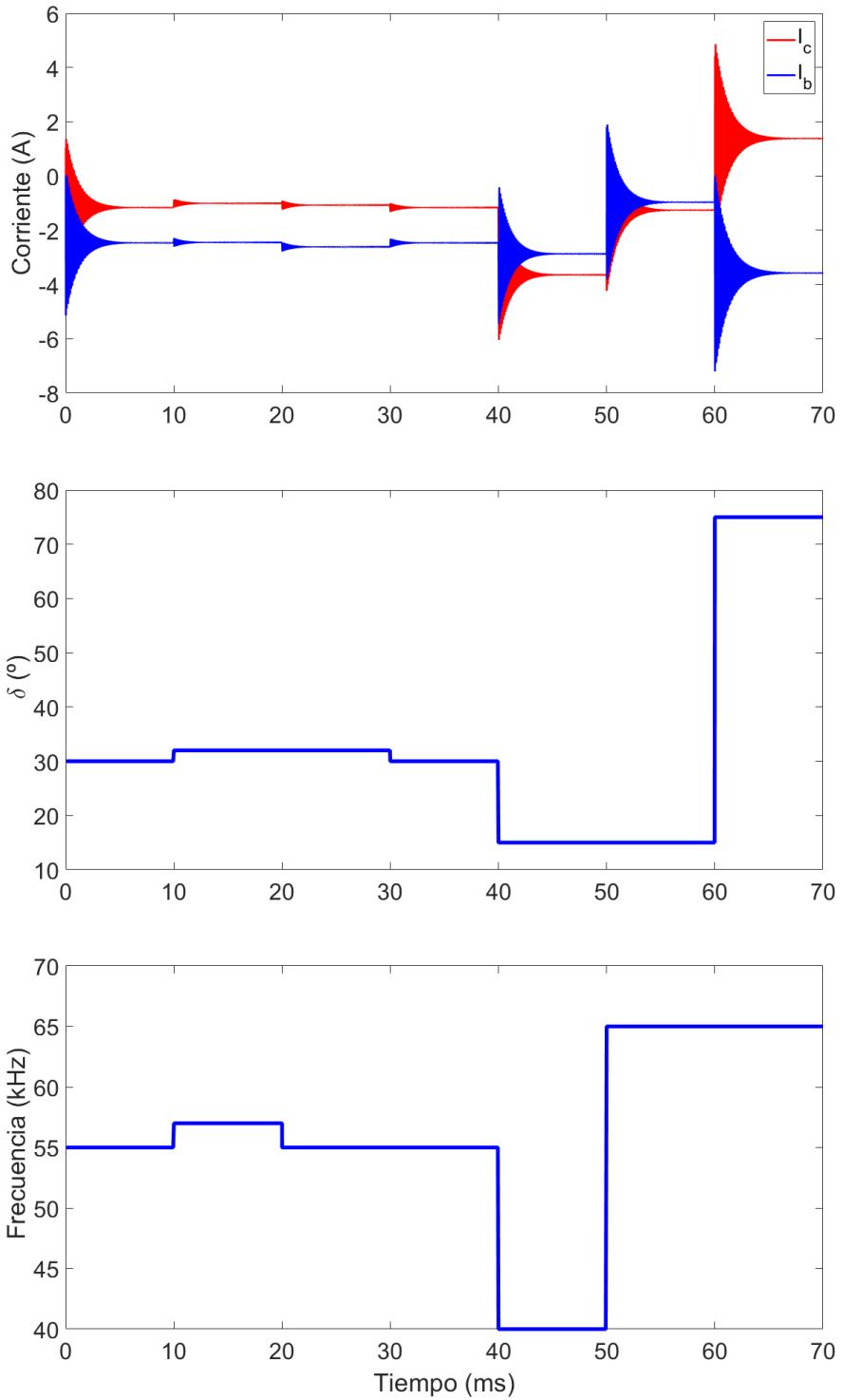


Figura A.3: Comportamiento del DAB-SRC en bucle abierto ante cambios en δ y w .

control. En cambio, si bajamos el paso de integración/discretización a $T_s = 2\text{ns}$, entonces el algoritmo ya simula correctamente el sistema, como también se ve en la Fig. A.2. Resulta

interesante comprobar como el tiempo de respuesta del sistema es de unos $3ms$, lo que nos da una idea de los órdenes de magnitud temporales en los que vamos a trabajar.

Por otro lado, viendo la magnitud de los valores propios descritos en (A.3), aunque existe una dinámica rápida y fuertemente subamortiguada impuesta por su parte compleja, la parte real determina una dinámica más lenta. Si la magnitud de la respuesta de la dinámica lenta es suficientemente mayor que la de la dinámica rápida, entonces la respuesta es suficientemente suave sin que haya un deterioro en la velocidad de respuesta.

Como se puede ver en la Fig. A.3, cuando los cambios en w y δ son pequeños, la dinámica que predomina es la correspondiente a la parte real de los valores propios, en contraste con las oscilaciones amplias de las Figs. A.1 y A.2. En la respuesta temporal que aparece en la Fig. A.3 los escalones en las acciones provocan un escalón inmediato en x_1 y x_2 . Lo importante es que las oscilaciones son despreciables y, por tanto, el comportamiento es suave cuando los escalones están limitados por $\dot{\delta}_{\max}$ y \dot{w}_{\max} . En cambio, cuando los escalones son grandes, las oscilaciones son predominantes.

Gracias a la limitación en velocidad de las acciones se puede implementar en tiempo discreto la estrategia de control incluyendo un Bloqueador de Orden Cero (ZOH) con garantías de estabilidad. Al limitar el cambio en \mathbf{u} el comportamiento del convertidor se suaviza porque la dinámica subamortiguada característica de un circuito resonante deja de dominar frente a la dinámica sobreamortiguada. Esto no supone un deterioro en la velocidad de respuesta porque el objetivo es controlar la dinámica sobreamortiguada. Además, al limitar $|\dot{\delta}|$ y $|\dot{w}|$ protegemos a los dispositivos de degradaciones prematuras.

A.2. Demostración geométrica de la expresión para δ

Geométricamente, la expresión para δ en la Eq. (4.14) es coherente y se puede comprobar si observamos la Fig. A.4.

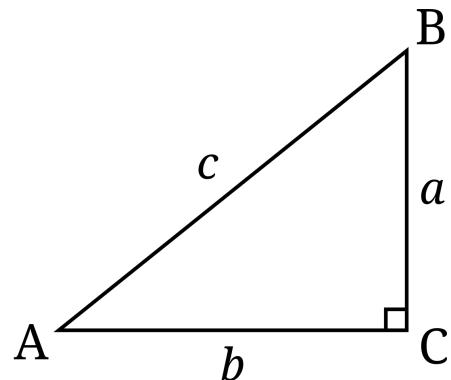


Figura A.4: Triángulo rectángulo con sus lados definidos.

Definiendo

$$\sin \delta = \frac{a}{c}, \cos \delta = \frac{b}{c}, \tan \delta = \frac{a}{b} \quad (\text{A.5})$$

y considerando δ como en la Eq. (4.14), entonces

$$a = K_2 \tilde{x}_2, b = \tilde{x}_1 \quad (\text{A.6})$$

y, por tanto,

$$\begin{aligned} K_1 \tilde{x}_1 \frac{2V_a}{L\pi} \sin \delta &= K_1 \tilde{x}_1 \frac{2V_a}{L\pi} \frac{K_2 \tilde{x}_2}{c}, \\ K_2 \tilde{x}_2 \frac{2V_a}{L\pi} \cos \delta &= K_2 \tilde{x}_2 \frac{2V_a}{L\pi} \frac{K_1 \tilde{x}_1}{c} \end{aligned}, \quad (\text{A.7})$$

que son iguales para cualquier valor de c .

A.3. Alternativas de control discreto de un sistema

Para sistemas Lineales e Invariantes en el tiempo (LTI), la solución al problema de discretización consiste en obtener el equivalente discreto del sistema y/o regulador, procedimiento bien conocido [34]. Sin embargo, este proceso requiere de unas suposiciones que no se cumplen en sistemas no lineales. Para solucionarlo se plantean diferentes alternativas en la literatura.

La primera de ellas consiste en la linealización del sistema y posterior discretización sobre el sistema linealizado [41]. Esta opción no es válida en el contexto del Trabajo Fin de Máster por varios motivos: la estrategia de control diseñada en el Capítulo 4 perdería todo su sentido, pues se aplica a sistemas no lineales, y el sistema linealizado sí que es lineal; además, la linealización es una aproximación local, por lo que en cuanto nos alejásemos del punto de linealización las prestaciones se degradarían; por otro parte, una linealización punto a punto supondría un coste computacional inabordable para una aplicación en microcontrolador.

Así, la siguiente opción es intentar acudir a alguna técnica de discretización de sistemas no lineales. Repasando el estado del arte, se puede ver cómo la discretización de sistemas no lineales es un campo poco explorado, con soluciones parciales y que, generalmente, acaban en una aproximación del sistema original. Un ejemplo es [42], donde el método de discretización se basa en una expansión en Series de Taylor y la hipótesis de Bloqueador de Orden Cero. La diferencia con respecto a la discretización clásica de sistemas no lineales es que aquí se emplean los términos de orden superior de la expansión, a costa de utilizar métodos numéricos demasiado costos computacionalmente.

Otros trabajos, como [43] y [44], proponen métodos de discretización basados en la linealización exacta del sistema no lineal a través de la expansión de Peano-Baker [45]. Esta técnica es una alternativa a las series de Taylor para la resolución de ecuaciones

diferenciales ordinarias (ODE). Aunque la propuesta es más general que la citada en el párrafo anterior, de nuevo es difícilmente aplicable en un equipo real basado en microcontrolador porque necesitamos calcular la inversa de la matriz Jacobiana del sistema con respecto al estado en cada instante.

Aún en el caso de encontrar una representación discreta y exacta del modelo obtenido en el Capítulo 3, nos encontraríamos ante otra dificultad. La teoría de estabilidad de Lyapunov descrita en la Sección 4.1 tiene su versión discreta, donde las condiciones en (4.7) se sustituyen por

$$\begin{cases} V(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}, \text{ es decir, es una función escalar} \\ V(\mathbf{x}) \geq 0 \forall \mathbf{x} \in X, \text{ es decir, es positiva definida} \\ V(\mathbf{x}_{k+1}) - V(\mathbf{x}_k) < 0 \forall \mathbf{x} \in X \setminus \mathbf{0}, \text{ es decir, es negativa definida} \\ V(\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{0}) - V(\mathbf{x}_k = \mathbf{0}) = 0 \\ V(\mathbf{x}) \rightarrow +\infty \text{ si } \|\mathbf{x}\| \rightarrow +\infty \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

La condición sobre la derivada de V ha cambiado, por lo que el diseño del control del Capítulo 4 ya no sería válido. De hecho, suponiendo la misma V que en la Eq. (4.10)

$$V(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}) - V(\tilde{\mathbf{x}}_k) = \frac{1}{2}K_1\tilde{x}_{1,k+1}^2 + \frac{1}{2}K_2\tilde{x}_{2,k+1}^2 - \frac{1}{2}K_1\tilde{x}_{1,k}^2 - \frac{1}{2}K_2\tilde{x}_{2,k}^2 = \frac{1}{2}(K_1(f_1(\tilde{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}), T_s)^2 + K_2(f_2(\tilde{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}, T_s))^2 - K_1\tilde{x}_{1,k}^2 - K_2\tilde{x}_{2,k}^2) \quad (\text{A.9})$$

donde tanto f_1 como f_2 representan las funciones de la dinámica discretizada de \tilde{x}_1 y \tilde{x}_2 . La dificultad de diseñar el control mediante síntesis directa es patente.

A.4. Alternativas a la observabilidad y estimación de x_3 y x_4

Para refrescar conceptos, la observabilidad se define como la capacidad para conocer los estados de un sistema al observar las salidas de ese mismo sistema [41]. En sistemas LTI existe un método muy sencillo para evaluar esta propiedad [46]. Sea el sistema a controlar definido por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{aligned}, \quad (\text{A.10})$$

donde \mathbf{A} es la matriz de estados, \mathbf{B} la matriz de acciones, \mathbf{C} la matriz de salidas y \mathbf{D} la matriz de transmisión directa. Con este modelo se puede construir una matriz \mathbf{O} , llamada de observabilidad

$$\mathbf{O} = \begin{pmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \mathbf{CA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.11})$$

donde n es la dimensión del estado. Si el rango de \mathbf{O} es igual a n , entonces el sistema es observable.

De nuevo, cuando trabajamos con un sistema no lineal, las cosas cambian. Ahora, en general, debemos hablar de observabilidad en una determinada configuración. Si todas las configuraciones son observables, entonces el sistema es observable. Asegurar esto no es sencillo y en la literatura existen diferentes propuestas para conseguirlo.

La primera opción es, de nuevo, trabajar con el sistema linealizado y comprobar la condición de observabilidad para ese modelo. Recordemos del Capítulo 3 que, linealizando la Eq. (3.7)

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & w_0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ -w_0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & w_0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -w_0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.12})$$

Además, como podemos medir tanto x_1 como x_2 directamente, tenemos que \mathbf{C} es

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.13})$$

Con esto podemos construir la matriz \mathbf{O} como

$$\mathbf{O} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L} & w_0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ -w_0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ o_{51} & o_{52} & o_{53} & o_{54} \\ o_{61} & o_{62} & o_{63} & o_{64} \\ o_{71} & o_{72} & o_{73} & o_{74} \\ o_{81} & o_{82} & o_{83} & o_{84} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.14})$$

donde los términos desde la quinta a la octava fila de definen como

$$\begin{aligned}
o_{51} &= \frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{CL} - w_0^2 \\
o_{52} &= -\frac{2Rw_0}{L} \\
o_{53} &= \frac{R}{L^2} \\
o_{54} &= -\frac{2w_0}{L} \\
o_{61} &= -o_{52} \\
o_{62} &= o_{51} \\
o_{63} &= -o_{54} \\
o_{64} &= o_{53} \\
o_{71} &= \frac{2Rw_0^2}{L} + (R\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2} + w_0^2)\frac{1}{L} + \frac{R}{CL^2} \\
o_{72} &= \frac{2R^2w_0}{L^2} - \frac{2w_0}{CL} - w_0(\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2} + w_0^2) \\
o_{73} &= (\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2} + w_0^2)\frac{1}{L} + \frac{2w_0^2}{L} \\
o_{74} &= \frac{3Rw_0}{L^2} \\
o_{81} &= -o_{72} \\
o_{82} &= o_{71} \\
o_{83} &= -o_{74} \\
o_{84} &= o_{73}
\end{aligned} \tag{A.15}$$

Analizando el rango de esta matriz \mathbf{O} utilizando el soporte de cálculo simbólico de Matlab®2019b, se obtiene que

$$\text{rank}(\mathbf{O}) = 4 \tag{A.16}$$

excepto si $\frac{R}{L} = \frac{1}{L} = w_0 = 0$, lo cual es imposible. Por tanto, el sistema linealizado sí es observable.

El problema es que la observabilidad puede estar condicionada por las no linealidades del sistema, teniendo en cuenta que queremos trabajar en todo el rango dinámico del convertidor. La observabilidad de sistemas no lineales es un tema todavía abierto en la literatura, sobretodo si trabajamos con sistemas fuertemente no lineales como el DAB-SRC. Un trabajo pionero en este ámbito fue [47], donde se proporcionan dos condiciones suficientes (que no necesarias) para determinar la observabilidad de sistemas no lineales. El problema es que, en su formulación, los autores no contemplan sistemas que dependen de una acción. Por ello, en los años siguientes surgieron trabajos como [48], donde los sistemas de estudio sí que estaban bajo una formulación clásica de control, con sus estados y acciones. La condición que proporciona este trabajo es válida para nuestro problema, pero es poco práctica en general. Esto se debe a que es necesario construir un espacio formado por las infinitas derivadas de Lie [49] y demostrar que la dimensión de ese espacio es de la misma dimensión que el estado, lo cual es impracticable para sistemas complejos.

Afortunadamente, en [50] se demuestra que para sistemas de la forma

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= h(\mathbf{x})\end{aligned}, \quad (\text{A.17})$$

es suficiente con construir una matriz con las $n - 1$ derivadas de Lie con respecto a la función de medida $h(\mathbf{x})$. En nuestro caso particular, para llegar a esa formulación debemos sustituir la expresión de δ (4.14) en el modelo. Es importante recordar que la observabilidad de x_3 y x_4 sólo es necesaria cuando trabajamos con el control basado en Lyapunov, pues los PIs solo necesitan el error en x_1 y x_2 . Haciendo esta sustitución tenemos que

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{Rx_1}{L} + wx_2 - \frac{x_3}{L} + \frac{2V_a K_1 \tilde{x}_1}{L\pi c} \\ \dot{x}_2 = -wx_1 - \frac{Rx_2}{L} - \frac{x_4}{L} + \frac{2V_b}{L\pi} - \frac{2V_a K_2 \tilde{x}_2}{L\pi c} \\ \dot{x}_3 = \frac{x_1}{C} + wx_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{x_2}{C} - wx_3 \end{array} \right. \quad (\text{A.18})$$

con c la misma constante que en (A.5). Este sistema tiene la forma descrita en la Eq. (A.17), por lo que calculamos las sucesivas derivadas de Lie con respecto de la función de medida, definiendo $h(\mathbf{x})$ como

$$h(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.19})$$

La nueva matriz de observabilidad \mathbf{O} queda como

$$\mathbf{O} = \begin{pmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial x_1} & \frac{\partial x_1}{\partial x_2} & \frac{\partial x_1}{\partial x_3} & \frac{\partial x_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial x_2}{\partial x_1} & \frac{\partial x_2}{\partial x_2} & \frac{\partial x_2}{\partial x_3} & \frac{\partial x_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial x_1}{\partial \dot{x}_1} & \frac{\partial x_2}{\partial \dot{x}_1} & \frac{\partial x_3}{\partial \dot{x}_1} & \frac{\partial x_4}{\partial \dot{x}_1} \\ \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \ddot{x}_2}{\partial x_1} & \frac{\partial \ddot{x}_2}{\partial x_2} & \frac{\partial \ddot{x}_2}{\partial x_3} & \frac{\partial \ddot{x}_2}{\partial x_4} \end{pmatrix}. \quad (\text{A.20})$$

Dando valor a los términos se obtiene que

$$\mathbf{O} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L} & w(0) + \frac{2V_a K_2}{\pi c L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ -w(0) - \frac{2V_a K_1}{\pi c L} & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ o_{51} & o_{52} & o_{53} & o_{54} \\ o_{61} & o_{62} & o_{63} & o_{64} \\ o_{71} & o_{72} & o_{73} & o_{74} \\ o_{81} & o_{82} & o_{83} & o_{84} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.21})$$

siendo $w(0)$ la frecuencia evaluada en el instante $t = 0$, es decir, la w en el instante inicial. En las siguientes líneas se incluyen los valores que completan la matriz de observabilidad

$$\begin{aligned} o_{51} &= \frac{R^2}{L^2} - (w(0))^2 - w(0)\frac{2V_a K_2}{\pi c L} - \frac{1}{CL} - w(0)\frac{2V_a K_1}{\pi c L} - \frac{4V_a^2 K_1 K_2}{\pi^2 c^2 L^2} \\ o_{52} &= -2\frac{R}{L}w(0) - \frac{4RV_a K_2}{\pi c L^2} \\ o_{53} &= \frac{R}{L^2} \\ o_{54} &= -w(0)\frac{2}{L} - \frac{2V_a K_2}{\pi c L^2} \\ o_{61} &= -o_{52} \\ o_{62} &= o_{51} \\ o_{63} &= -o_{54} \\ o_{64} &= o_{53} \\ o_{71} &= -o_{51}\frac{R}{L} - o_{52}(w(0) + \frac{2V_a K_1}{\pi c L}) + o_{53}\frac{1}{C} \\ o_{72} &= -o_{52}\frac{R}{L} + o_{51}(w(0) + \frac{2V_a K_2}{\pi c L}) + o_{54}\frac{1}{C} \\ o_{73} &= -o_{51}\frac{1}{L} + o_{54}w(0) \\ o_{74} &= -o_{52}\frac{1}{L} + o_{54}w(0) \\ o_{81} &= -o_{72} \\ o_{82} &= o_{71} \\ o_{83} &= -o_{74} \\ o_{84} &= o_{73} \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Utilizando el soporte simbólico de nuevo se concluye que

$$\text{rank}(\mathbf{O}) = 4, \quad (\text{A.23})$$

para cualquier valor de c distinto de 0 (lo cuál es evidente, dada la deducción geométrica de la Sección 4.2) y para cualquier valor inicial de w . Por tanto, el sistema es observable.

Respondida la cuestión de la observabilidad, el siguiente paso es ver si podemos diseñar una ley que permita reconstruir x_3 y x_4 . Recordemos que buscamos mantener las propiedades que tiene la estrategia de control y que la ley debe ser implementable en un microcontrolador. De nuevo, una opción podría ser el diseño de una ley de observación a

partir del sistema linealizado [51], pero tendríamos los mismos inconvenientes que en las discusiones anteriores.

Otra opción es utilizar las ecuaciones de la dinámica de las dos variables libres para realizar la observación. Sin embargo, como trabajamos en tiempo discreto, las ecuaciones continuas harían diverger la observación. En efecto, de la Eq. (3.7) tenemos que

$$\begin{aligned}\dot{x}_3 &= \frac{x_1}{C} + wx_4 \\ \dot{x}_4 &= \frac{x_2}{C} - wx_3\end{aligned}. \quad (\text{A.24})$$

Para realizar una observación acertada tendríamos que integrar estas ecuaciones en tiempo continuo y conocer el valor inicial de x_3 y x_4 a la perfección, lo cual es inviable en una aplicación práctica. Tampoco es posible utilizar las ecuaciones circuitales porque obtendríamos x_3 en función de x_4 o viceversa.

La otra opción es diseñar una ley de observación no lineal, pero presenta varios inconvenientes que relevan la alternativa a trabajos futuros. El primero y más importante es que trabajamos con un sistema del tipo

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} &= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}\end{aligned}, \quad (\text{A.25})$$

lo que rara vez se resuelve en la literatura; y si se hace, es para un problema concreto, difícilmente generalizable. Para convertir el sistema de la Eq. (A.25) en un sistema como el de la Eq. (A.17) necesitamos sustituir δ . Al hacer esto, acoplamos el diseño del control con el de la observación, lo que no es deseable si queremos garantizar las propiedades que nos proponemos. Por otro lado, incluso en caso de poder proceder de esta forma, sería necesario buscar una solución que no incrementase excesivamente el tiempo de cómputo y que fuese realizable. Por último, el diseño del observador tendría que ser en tiempo continuo, por lo que habría que preocuparse de que su implementación discreta no hiciese diverger al controlador o al propio observador.

Desde un punto de vista más práctico, se puede optar por la siguiente opción. En cada instante es posible conocer la dinámica de las variables controladas

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{Rx_1}{L} + wx_2 - \frac{x_3}{L} + \frac{2V_a}{L\pi} \sin(\delta) \\ \dot{x}_2 &= -wx_1 - \frac{Rx_2}{L} - \frac{x_4}{L} + \frac{2V_b}{L\pi} - \frac{2V_a}{L\pi} \cos(\delta)\end{aligned}. \quad (\text{A.26})$$

De aquí conocemos δ y w , medimos x_1 y x_2 , y se puede aproximar \dot{x}_1 y \dot{x}_2 como $\frac{x_{1,k+1}-x_{1,k}}{T_s}$

y $\frac{x_{2,k+1} - x_{2,k}}{T_s}$ respectivamente. Por tanto, podemos despejar las variables libres como

$$\begin{aligned} x_3 &\simeq L\left(-\frac{R}{L}x_1 + wx_2 \frac{2V_a}{L\pi} \sin(\delta) - \frac{x_{1,k+1} - x_{1,k}}{T_s}\right) \\ x_4 &\simeq L\left(-wx_1 - \frac{R}{L}x_2 \frac{2V_b}{L\pi} - \frac{2V_a}{L\pi} \cos(\delta) - \frac{x_{2,k+1} - x_{2,k}}{T_s}\right). \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Esta propuesta, sin embargo, tiene un gran inconveniente que impide su utilización. El convertidor trabaja con periodos de muestreo T_s del orden de los cientos de microsegundos. Sin embargo, de (A.3) vemos como la parte compleja de los valores propios determina unas oscilaciones en torno a $50 - 100\text{kHz}$, lo que implica periodos de decenas de microsegundos. Por tanto, entre cada muestra se producen unos 10 periodos en las oscilaciones tanto en x_1 como en x_2 y entonces tanto $\dot{x}_1 \simeq \frac{x_{1,k+1} - x_{1,k}}{T_s}$ como $\dot{x}_2 \simeq \frac{x_{2,k+1} - x_{2,k}}{T_s}$ no son aproximaciones válidas.

Apéndice B

Artículo SAAEI

Diseño de un Control No Lineal Implementable para un Convertidor Resonante Serie

Eduardo Sebastián¹, Eduardo Montijano², Estanis Oyarbide³, Carlos Bernal³, Antonio Bono⁴

¹ Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón - I3A

² Robotics, Perception and Real Time - RoPeRT

³ Group of Power Electronics and Microelectronics - GEPM

⁴ Human Openware Research Lab - HOWLab

Universidad de Zaragoza

Zaragoza, España

Email: 3fsebastian@gmail.com

Resumen—Este trabajo presenta una nueva estrategia de control para un Convertidor Resonante Serie en una topología de Doble Puente Activo. La estrategia busca asegurar la estabilidad global y asintótica del convertidor en lazo cerrado y agilizar la respuesta transitoria del sistema. Ambas propiedades permiten extender el uso del convertidor en nuevas aplicaciones en las que se requieren dinámicas rápidas o configuraciones flexibles, superando el rendimiento de los lazos de realimentación actuales. Tras desarrollar teóricamente el control, se describen una serie de adaptaciones que permiten su implementación en microcontroladores o DSPs. Todo ello se estudia mediante la evaluación y comparación de las estrategias en simulación.

I. INTRODUCCIÓN

La electrónica de potencia está presente en gran parte de los avances tecnológicos de la actualidad. El desarrollo de energías renovables [1], el coche eléctrico [2] o sistemas de recuperación de energía [3] [4] no se conciben sin la mejora continua en convertidores electrónicos. Conforme se producen estos avances también crece la complejidad de las etapas electrónicas [5]. Más concretamente, los convertidores resonantes bidireccionales son una alternativa altamente eficiente cuando se necesitan elevados ratios de conversión de tensión y potencia [6]. Con las mejoras tecnológicas actuales es posible trabajar en aplicaciones con dinámicas rápidas y cambiantes [7], lo que supone un reto desde el punto de vista del control. En este contexto, el artículo aborda el control de un Convertidor Resonante Serie (SRC) en una topología de Doble Puente Activo con el objetivo de potenciar sus prestaciones, proponiendo una ley general de control estabilizadora en todo el rango dinámico del convertidor y mejorando la rapidez de respuesta.

El control en electrónica de potencia es un tema abierto en la literatura [8]. Las topologías están, generalmente, basadas en dispositivos commutados, lo que implica trabajar con un sistema fuertemente no lineal [9]. Esto complica las tareas de diseño del control, dando lugar, normalmente, a soluciones que sólo se pueden implementar mediante un dispositivo digital [10], por lo que es necesario considerar sus implicaciones. Para referirnos a las diferentes propuestas del estado del arte usaremos la taxonomía presentada en [11], distinguiendo entre soluciones de regulación y de control óptimo.

Con respecto a las propuestas de regulación se pueden encontrar diversos ejemplos, como [12], donde se emplean técnicas de control robusto para diseñar un observador de orden reducido que asegura la estabilidad de un Buck ante incertidumbres en los parámetros. La teoría de estabilidad de Lyapunov es la base de [13] para desarrollar un control pasivo y adaptativo en un inversor monofásico, aunque en este caso la observación de las variables no es un problema. Los resultados de ambas propuestas son satisfactorios en prototipos. En [14] los autores diseñan un control deslizante [15] aplicado a un convertidor de trifásico e implementado en un DSP. Para poder hacerlo deben relajar las prestaciones en tiempo de respuesta, lo que impide su aplicación en problemas de dinámica rápida. Una práctica habitual en el control de convertidores complejos es el uso de lazos de realimentación basados en técnicas lineales [16], ralentizando lo suficiente el sistema como para despreciar perturbaciones o no linearidades en el modelo. Trabajos como [17] y [18] son los más cercanos a la topología que se aborda en este trabajo.

Por otro lado se encuentran las técnicas de control óptimo, siendo la más popular el Control por Modelo Predictivo (MPC) [19]. Un ejemplo es [20], donde los autores plantean una solución basada en MPC para controlar un convertidor resonante serie. El modelo que utilizan para modelar el convertidor es sencillo pero consigue buenos resultados. Los autores de [21] presentan una propuesta de MPC sobre un SRC con la misma topología de Doble Puente Activo de este trabajo. Para ello, necesitan trabajar con el modelo de pequeña señal controlando únicamente el ciclo de servicio de los transistores. El MPC se encuentra en gran desarrollo [22], pues ofrece unas prestaciones muy deseables en términos de eficiencia. Otra técnica de control óptimo aplicada a convertidores resonantes es el Control Cuadrático Lineal (LQR) [23]. Sin embargo, al requerir de la linealización del modelo el rendimiento se deteriora cuando nos alejamos del valor nominal.

En definitiva, las técnicas de regulación son prometedoras porque permiten obtener soluciones robustas ante incertidumbres y son implementables. Además, demuestran propiedades deseables como el tiempo de respuesta y el comportamiento en régimen transitorio y/o permanente. El inconveniente principal

Diseño de un Control No Lineal Implementable para un Convertidor Resonante Serie

Edmundo Sebastián¹, Eduardo Montielano², Esteban Gómez-Pérez³, Carlos Bernál⁴, Antonio Bono⁵

¹ Instituto de Investigación en Electrónica de Aragón - I3A
Universidad de Zaragoza, Zaragoza, España
E-mail: 3sebasti@unizar.es

² Group of Power Electronics and Microelectronics - GEPM
Universidad de Zaragoza, Zaragoza, España
E-mail: 3sebasti@unizar.es

Resumen— Este trabajo presenta una nueva estrategia de control para un Convertidor Resonante Serie con una topología de Double Pulse Active. La estrategia busca asegurar la estabilidad global del sistema y minimizar el efecto de respuesta transitoria del sistema. Ambas propiedades permiten una mejor respuesta en el tiempo de respuesta. La base de la Lypunov es la de [13] para desarrollar un control casero y adaptativo en un inversor monofásico, aunque en este caso el resultado es la estabilización de la respuesta transitoria. Esta es la propuesta que presenta este trabajo perteneciente al ámbito de las técnicas de regulación.

INTRODUCCIÓN
La electricidad en nuestro país presenta, en gran parte de los avances tecnológicos de la industria. El desarrollo de energías renovables [1], el coche eléctrico [2] o sistemas de recuperación de energía [3] no se conciben sin la respuesta transitoria del sistema. Ambas propiedades permiten una mejor respuesta en el tiempo de respuesta. La base de la Lypunov es la de [13] para desarrollar un control casero y adaptativo en un inversor monofásico, aunque en este caso el resultado es la estabilización de la respuesta transitoria. Esta es la propuesta que presenta este trabajo perteneciente al ámbito de las técnicas de regulación.

En el control de la electricidad se presentan las técnicas de control, como el control por modelo prediccivo (MPC) [4]. Un ejemplo es [5], donde los autores plantean el control de la corriente en aplicaciones con una fuente constante de corriente. El MPC, para controlar el sistema resonante serie, es sencillo pero consigue resultados. Los autores mencionados en [5] presentan su estrategia basada en la misma topología de Double Pulse Active de este trabajo.

Para referirnos a las diferentes propuestas del estado del arte, queremos la tesis comparativa de [6], distinguiendo entre soluciones de regulación y de control óptimo.

Con respecto a las propuestas de regulación se pueden encontrar diversos ejemplos, como [12], donde se emplean técnicas de control robusto para diseñar un observador de orden reducido que asegura la estabilidad del Buck active. Otra estrategia es la de [14] para el control de la fuente de Lyapunov es la de [13] para desarrollar un control casero y adaptativo en un inversor monofásico, aunque en este caso el resultado es la estabilización de la respuesta transitoria. Esta es la propuesta que presenta este trabajo perteneciente al ámbito de las técnicas de regulación.

Con respecto a las estrategias de control, la principal contribución de este artículo es el desarrollo de una nueva estrategia de control para un SRC que garantiza la estabilidad de operación en cualquier condición de trabajo. La estrategia de control propuesta es una puesta en marcha rápida. Estas propiedades tienen un impacto directo favorable en aplicaciones de electrónica de potencia, más específicamente en convertidores resonantes, ya que en todo su rango dinámico y permiten trabajar con aplicaciones que demandan dinámitas rápidas. En ese sentido, la otra contribución es la evaluación experimental de la estrategia de adaptaciones para posibilitar la implementación del algoritmo en un equipo real, manteniendo las propiedades derivadas de la teoría.

La organización del resto del artículo es la siguiente. En la Sección II se describe la topología del convertidor, presentando la descripción matemática del sistema. En la Sección III detalló el desarrollo de la estrategia de control. La implementación de la propuesta requiere un uso modificado de la configuración de los dispositivos. En la Sección IV se evalúan las estrategias de control existentes en la literatura y se comparan las prestaciones con la arquitectura de control basada en PFC. Finalmente, en la Sección V se presentan unas breves conclusiones e indicaciones de trabajo.

II. DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA
En esta Sección se describen las características dimensionales del sistema. Esto permite obtener las dimensiones del sistema que posteriormente se utilizará para diseñar el control.

La estructura del sistema se muestra en la Fig. 1. Es un sistema de fuente de corriente constante alimentado por medio de un tanque resonante serie y un transformador.

Para ello, necesitamos tratar el problema de la corriente residual. El problema es que el modelo de pequeña señal que se obtiene en la Sección IV es de orden uno. Los términos de respuesta que se obtienen en la Sección IV son precisamente, más detalladas en la Sección V, en función de la velocidad.

En definitiva, las técnicas de regulación son prometedoras para obtener soluciones robustas ante incertidumbres y son implementables. Además, demuestran propiedades deseables como el tiempo de respuesta y el comportamiento en régimen transitorio y permanente. El inconveniente principal

es que su aplicación crece en dificultad cuando el convertidor se hace más complejo. En control óptimo se visualizan soluciones óptimas en términos de eficiencia, degradación o consumo. Sin embargo, todavía presenta una serie de inconvenientes que impiden su implementación directa. Por ello, es necesario evaluar las estrategias de control determinadas aplicaciones. Por otro lado, no siempre podemos asegurar propiedades de respuesta cero permanentemente, estableciendo la dirección de la respuesta transitoria. Esta es la propuesta que presenta este trabajo perteneciente al ámbito de las técnicas de regulación.

Con respecto a la arquitectura, la principal contribución de este artículo es el desarrollo de una nueva estrategia de control para un SRC que garantiza la estabilidad de operación en cualquier condición de trabajo. La estrategia de control propuesta es una puesta en marcha rápida. Estas propiedades tienen un impacto directo favorable en aplicaciones de electrónica de potencia, más específicamente en convertidores resonantes, ya que en todo su rango dinámico y permiten trabajar con aplicaciones que demandan dinámitas rápidas. En ese sentido, la otra contribución es la evaluación experimental de la estrategia de adaptaciones para posibilitar la implementación del algoritmo en un equipo real, manteniendo las propiedades derivadas de la teoría.

La operación del resto del artículo es la siguiente. En la Sección II se describe la topología del convertidor, presentando la descripción matemática del sistema. En la Sección III detalló el desarrollo de la estrategia de control. La implementación de la propuesta requiere un uso modificado de la configuración de los dispositivos. En la Sección IV se evalúan las estrategias de control existentes en la literatura y se comparan las prestaciones con la arquitectura de control basada en PFC. Finalmente, en la Sección V se presentan unas breves conclusiones e indicaciones de trabajo.

III. DISEÑO DEL CONTROL
En esta Sección se describen las características dimensionales del sistema. Esto permite obtener las dimensiones del sistema que posteriormente se utilizará para diseñar el control.

Se da el vector de estados del sistema y se da el vector de acciones del sistema:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \\ u &= [\dot{x}_1 \ \dot{x}_2]^T \end{aligned} \quad (8)$$

donde $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$ es el vector de estados alcanzables y $U \subset \mathbb{R}^2$ es el conjunto de posibles acciones del convertidor.

El objetivo que el convertidor sigue es una corriente deseada, denotada como $x^* \in \mathbb{R}^2$. Así, a partir de ahora, será habitual referirse a la corriente deseada como x^* y a la corriente demandada, los dispositivos S1-S4 y S5-S8 son MOSFETs o IGBTs y se calculan las corrientes de salida de acuerdo con la ecuación:

$$i_S = \frac{1}{2} K_1 x_1 + \frac{1}{2} K_2 x_2 \quad (9)$$

En definitiva, la ecuación (9) es no lineal tanto con respecto al estado como a la acción. Para resolverlo, se aplica el control de punto fijo. Una vez que se ha encontrado una expresión para que el sistema siga la corriente deseada, se calcula la diferencia $V(x) = x - x^*$ y se aplica la ecuación (10) para conseguir la convergencia del sistema.

El problema, observando la Eq. (7), es no lineal tanto con respecto al control como a la acción. Para resolverlo, se aplica el control de punto fijo.

La ecuación (10) recibe los términos positivos de la Eq. (10) y (x) los negativos salvo $\frac{1}{2}K_1 x_1 + \frac{1}{2}K_2 x_2$. Los valores de V_a y V_b y el punto de corte dependen tanto de x como de x^* . La ecuación (10) es una ecuación perturbada que venga, por ejemplo, de la red eléctrica.

IV. ADAPTACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN
Esta Sección presenta las series de modificaciones que permiten la implementación de la estrategia de control en un dispositivo digital. La propuesta de la Sección anterior adolece de dos restricciones que impiden su aplicación directa en equipos digitales:

- El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).
- La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello, se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (13)$$

donde $w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2}$ recibe los términos positivos de la Eq. (10) y (x) los negativos salvo $\frac{1}{2}K_1 x_1 + \frac{1}{2}K_2 x_2$. Los valores de V_a y V_b y el punto de corte dependen tanto de x como de x^* . La ecuación (10) es una ecuación perturbada que venga, por ejemplo, de la red eléctrica.

V. EVALUACIÓN
En esta Sección se presentan los experimentos que han sido realizados para evaluar la propuesta de control. Para ello,

se realizó el control definido en (13). Valores recomendables para $x_1 = 0.05, 0.02, 0.01$. La razón de realizar así la transición es tecnológica. El objetivo de control requiere la máxima velocidad y precisión en la respuesta, y el dispositivo digital que se usa no tiene una comunicación eficiente de datos, por lo que no es necesario imponer una velocidad tan alta en su respuesta. De modo similar, se realizó la transición entre cercanas a x_2 se puede considerar que x_2 está cerca de x_2^* elegir valores límites para K_1, K_2, K_3, K_4 .

El segundo trabajo consistió en realizar una simulación del cambio de control. Así, se basó en la Ecuación (13) con los cambios de control definidos en (13).

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (15)$$

se realice el control definido en (13). Valores recomendables para $x_1 = 0.05, 0.02, 0.01$. La razón de realizar así la transición es tecnológica. El objetivo de control requiere la máxima velocidad y precisión en la respuesta, y el dispositivo digital que se usa no tiene una comunicación eficiente de datos, por lo que no es necesario imponer una velocidad tan alta en su respuesta. De modo similar, se realizó la transición entre cercanas a x_2 se puede considerar que x_2 está cerca de x_2^* elegir valores límites para K_1, K_2, K_3, K_4 .

El segundo trabajo consistió en realizar una simulación del cambio de control. Así, se basó en la Ecuación (13) con los cambios de control definidos en (13).

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (16)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (17)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (18)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (19)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (20)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (21)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (22)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (23)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (24)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (25)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (26)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (27)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (28)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (29)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (30)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

• La transición entre controles se debe dar en entornos cercanos a la configuración deseada para asegurar que las propiedades descritas en la Sección III se mantienen. Por ello,

se define como τ el ratio de respuesta, tal que si

$$w = \frac{1}{K_1 x_1 + K_2 x_2} \quad (31)$$

de forma que K_1, K_2, K_3, K_4 son constantes de control. La estabilidad del convertidor y, por tanto, su velocidad de respuesta se evalúan en las Eqs. (11) y (12) con los controles PL uno para w y uno para w .

• El control es singular cuando el sistema alcanza los valores de referencia, por lo que en ensayos cercanos a las acciones resultantes de la Eqs. (11) y (12).

Bibliografía

- [1] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, and A. M. Knight, “A review of power converter topologies for wind generators,” *Renewable Energy*, vol. 32, no. 14, pp. 2369–2385, 2007.
- [2] R. Tavakoli and Z. Pantic, “Analysis, design, and demonstration of a 25-kW dynamic wireless charging system for roadway electric vehicles,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1378–1393, Sep. 2018.
- [3] E. Oyarbide, I. Elizondo, A. Martínez-Iturbe, C. Bernal, and J. Irisarri, “Ultracapacitor-based plug play energy-recovery system for elevator retrofit,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, June 2011, pp. 462–467.
- [4] L. Chen, N. Chu, C. Wang, and R. Liang, “Design of a reflex-based bidirectional converter with the energy recovery function,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 3022–3029, Aug 2008.
- [5] V. F. Pires, E. Romero-Cadaval, D. Vinnikov, I. Roasto, and J. Martins, “Power converter interfaces for electrochemical energy storage systems – a review,” *Energy Conversion and Management*, vol. 86, pp. 453–475, 2014.
- [6] Z. Pavlović, J. A. Oliver, P. Alou, O. García, and J. A. Cobos, “Bidirectional dual active bridge series resonant converter with pulse modulation,” in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Feb 2012, pp. 503–508.
- [7] B. Zhao, G. Wang, and W. G. Hurley, “Analysis and performance of LCCLC resonant converters for high-voltage high-frequency applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 1272–1286, Sep. 2017.
- [8] J. García, *Study of modulation strategies leading to zero power conversion on a DAB-SRC*. Degree Thesis, University of Zaragoza, 2019.
- [9] J. S. Artal, *Dynamic modelling and control of a Dual Active Bridge Series Resonant Converter (DAB-SRC)*. Master Thesis, University of Zaragoza, 2016.
- [10] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in AC microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, Nov 2012.

- [11] C. Bernal, E. Oyarbide, P. Molina, and A. Mediano, “Multi-frequency model of a single switch ZVS class E inverter,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, July 2010, pp. 939–944.
- [12] Tasi-Fu Wu and Yu-Kai Chen, “Modeling PWM DC/DC converters out of basic converter units,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 870–881, 1998.
- [13] H. Saad, J. Peralta, S. Dennetière, J. Mahseredjian, J. Jatskevich, J. A. Martinez, A. Davoudi, M. Saeedifard, V. Sood, X. Wang, J. Cano, and A. Mehrizi-Sani, “Dynamic averaged and simplified models for MMC-based HVDC transmission systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1723–1730, 2013.
- [14] C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, “Digital control of power converters—a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 437–447, Aug 2012.
- [15] R. S. Sutton, A. G. Barto, and R. J. Williams, “Reinforcement learning is direct adaptive optimal control,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, no. 2, pp. 19–22, 1992.
- [16] C. Zhang, J. Wang, S. Li, B. Wu, and C. Qian, “Robust control for PWM-based DC–DC buck power converters with uncertainty via sampled-data output feedback,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 504–515, Jan 2015.
- [17] C. Meza, D. Biel, D. Jeltsema, and J. M. A. Scherpen, “Lyapunov-based control scheme for single-phase grid-connected PV central inverters,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 20, no. 2, pp. 520–529, March 2012.
- [18] J. Liu, S. Vazquez, L. Wu, A. Marquez, H. Gao, and L. G. Franquelo, “Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 22–31, Jan 2017.
- [19] C. Edwards and S. K. Spurgeon, *Sliding Mode Control. Theory and Applications*, 1st ed. CRC Press, 1998.
- [20] F. Vasca and L. Iannelli, *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters.*, 1st ed. Springer, London, 2012.
- [21] D. Seltzer, L. Corradini, D. Bloomquist, R. Zane, and D. Maksimović, “Small signal phasor modeling of dual active bridge series resonant DC/DC converters with multi-angle phase shift modulation,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept 2011.
- [22] D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, and D. Maksimovic, “Gain-scheduled control of multi angle phase shift modulated dual active bridge series resonant DC/DC converters,” in *IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 2012, pp. 1–7.

- [23] L. Grüne and J. Pannek, *Nonlinear Model Predictive Control*. In: *Nonlinear Model Predictive Control. Communications and Control Engineering*. Springer, Cham, 2017.
- [24] M. Nawaz, M. Saqib, and S. Kashif, “Model predictive control strategy for a solar-based series-resonant inverter in domestic heating,” *Electronics Letters*, vol. 53, pp. 556–558(2), April 2017.
- [25] D. N. Pawar and N. M. Singh, “MPC based controller for dual active bidirectional DC-DC converter driving inverter using dynamic phasor approach,” in *IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering*, 2017, pp. 661–666.
- [26] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, and I. Queinnec, “Robust LQR control for PWM converters: An LMI approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2548–2558, July 2009.
- [27] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb 2017.
- [28] Bo-Yue Luan and Xiaodong Li, “A new control strategy to reduce circulation current for a bidirectional resonant converter,” in *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2016, pp. 3477–3482.
- [29] E. Prieto-Araujo, S. F. Fekriasl, and O. Gomis-Bellmunt, “Control and experimental validation of a dual active bridge series resonant converter,” in *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2015, pp. 1–8.
- [30] N. Duy-Dinh, N. D. Tuyen, F. Goto, and F. Toshihisa, “Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2015, pp. 1215–1222.
- [31] L. L. Giménez, *Estudio de convertidor resonante con tres grados de libertad en el control*. Master Thesis, University of Zaragoza, 2015.
- [32] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, “Generalized averaging method for power conversion circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, 1991.
- [33] H. K. Khalil, *Nonlinear Control*. Pearson Education, 2014.
- [34] G. Franklin, J. Powell, and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd ed. Ellis-Kagle Press, 2014.
- [35] MathWorks®, *Simulink®Developing S-Functions*. MathWorks®, 2020.
- [36] ——, *Simulink®User’s Guide*. MathWorks®, 2020.

- [37] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing*, 4th ed. Prentice Hall, 2007.
- [38] T. Instruments, “CLA math library user guide,” 2018.
- [39] A. Technologies, “Agilent InfiniiVision 7000B Series Oscilloscopes user’s guide,” 2010.
- [40] E. Oyarbide, C. Bernal, and P. Molina-Gaudó, “New current measurement procedure using a conventional rogowski transducer for the analysis of switching transients in transistors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2490–2492, 2017.
- [41] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Pearson, 2009.
- [42] N. Kazantzis and C. Kravaris, “Time-discretization of nonlinear control systems via taylor methods,” *Computers and Chemical Engineering*, no. 23, p. 763–784, 1999.
- [43] V. T. Nguyen and H. Noriyuki, “New class of discrete-time models for non-linear systems through discretisation of integration gains,” *IET Control Theory and Applications*, vol. 7, no. 1, pp. 80–89, 2013.
- [44] V. T. Nguyen, H. Noriyuki, and M. Nahon, “A discrete-time model of nonlinear non-autonomous systems,” in *American Control Conference*, 2014, pp. 5150–5155.
- [45] M. Baake and U. Schlaegel, “The Peano-Baker series,” 2010.
- [46] G. F. Franklin, D. J. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 4th ed. Prentice Hall PTR, 2001.
- [47] S. A. Kou, D. L. Elliott, and T. J. Tarn, “Observability of nonlinear systems,” *Information and Control*, no. 22, pp. 89–99, 1973.
- [48] R. Hermann and A. J. Krener, “Nonlinear controllability and observability,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 5, pp. 728–740, oct 1977.
- [49] J.-J. E. Slotine, W. Li *et al.*, *Applied nonlinear control*. Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991, vol. 199, no. 1.
- [50] M. Anguelova, *Observability and identifiability of nonlinear systems with applications in biology*. Chalmers, Mathematical Sciences, 2007.
- [51] E. D. Sontag, *Mathematical control theory: deterministic finite dimensional systems*. Springer Science & Business Media, 2013, vol. 6.