

Proyecto Fin de Carrera

Grado en Ingeniería de las Tecnologías de
Telecomunicación

Diseño y análisis de un sistema de carga inalámbrica
de inducción bidireccional para vehículos eléctricos
utilizando simulaciones basadas en Matlab-Simulink

Autor: Aurora Borreguero Moreno

Tutores: Eduardo Galván Díez y Juan Manuel Carrasco Solís

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

Sevilla, 2022



Proyecto Fin de Carrera
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

**Diseño y análisis de un sistema de carga
inalámbrica de inducción bidireccional para
vehículos eléctricos utilizando simulaciones basadas
en Matlab-Simulink**

Autor:

Aurora Borreguero Moreno

Tutores:

Eduardo Galván Díez

Juan Manuel Carrasco Solís

Dpto. de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2022

A mi familia

A mis amigos

Resumen

La crisis climática que estamos experimentando, y para la cual se prevé un empeoramiento considerable en las próximas décadas, unida al inminente agotamiento de los combustibles fósiles y, recientemente, a conflictos geopolíticos que dificultan el comercio de combustibles; han sido el caldo de cultivo propicio para que se impulsen el uso de energías renovables y los vehículos eléctricos. Por eso, el objetivo de este trabajo es estudiar y simular una de las propuestas de vehículo eléctrico más novedosas: la carga inalámbrica de motores eléctricos.

En este Trabajo Fin de Grado se analizará el estado del arte en cuestión de vehículos eléctricos y se revisará la mencionada carga inalámbrica propuesta en la tesis doctoral del Dr. Roman Bosshard [1], de donde se obtendrán todos los datos del diseño necesarios. El sistema de carga consta de 3 topologías: un rectificador trifásico conectado a la red, un convertidor Dual Active Bridge mediante el cual se realizará la transferencia inductiva de la potencia, donde no se utiliza un transformador de alta frecuencia, si no que se utilizan bobinas acopladas, una en el asfalto y otra en el pick-up del VE, y un convertidor DC/DC reductor y elevador para suministrar la potencia necesaria a la batería del vehículo. El funcionamiento del sistema de carga debe ser bidireccional proporcionando carga a la batería del vehículo, pero también pudiendo descargar la batería y proporcionando energía a la red eléctrica, para poder realizar una estrategia de control Vehicle to Grid (V2G). Para cada topología se hará un estudio detallado e independiente de su funcionamiento y de su sistema de control. Además, se harán modificaciones de parámetros de componentes del sistema para adecuarlo a las especificaciones del diseño objeto de este TFG, que varían respecto del modelo de referencia. Por último, se hará una simulación y análisis de los resultados del sistema completo incluido el algoritmo de control propuesto en [1], verificando que los resultados son los esperados.

Abstract

The climate crisis we are experiencing, which is expected to worsen considerably in the coming decades, coupled with the imminent depletion of fossil fuels and, recently, geopolitical conflicts that hinder fuel trade, have been the breeding ground for the use of renewable energies and electric vehicles. Therefore, the aim of this dissertation is to study and simulate one of the most novel electric vehicle proposals: the wireless charging of electric motors.

In this dissertation, the state of the art in electric vehicles will be analyzed and the aforementioned wireless charging proposed in the PhD thesis of Dr. Roman Bosshard [1] will be reviewed, from which all the necessary design data will be extracted. The charging system consists of 3 topologies: a three-phase rectifier connected to the grid, a Dual Active Bridge converter by which will perform the inductive power, where coupled coils are used instead of a high frequency transformer, one on the track and one on the pick-up of the EV, and a Buck + Boost DC/DC converter to supply the necessary power to the vehicle battery. The operation of the charging system must be bidirectional providing charge to the vehicle battery, but also being able to discharge the battery and providing power to the grid, in order to realize a Vehicle to Grid (V2G) control strategy. For each topology, a detailed and independent study of its operation and control strategy will be made. In addition, modifications of system component parameters will be made to adapt it to the specifications of the design object of this dissertation, which vary with respect to the reference model. Finally, a simulation and analysis of the results of the complete system including the control algorithm proposed in [1] will be performed, verifying that the results are as expected.

Índice

Resumen	17
Abstract	19
Índice	21
Índice de Tablas	22
Índice de Figuras	23
1 Introducción	25
1.1. Breve historia del vehículo eléctrico	25
1.2. Introducción a la tecnología de carga bidireccional o V2G	26
1.3. Objetivos	26
2 Estado del Arte	27
2.1. Carga inalámbrica estática y dinámica	28
3 Topologías	30
3.1. Convertidor DC/DC: Dual Active Bridge	30
3.2.1 Tanque resonante	31
3.2.2 Señales de disparo	31
3.2. Convertidor DC/DC: Buck+Boost	32
3.3.1 Funcionamiento del convertidor	34
3.3.2 Bobinas acopladas	35
3.3.3 Rediseño del convertidor	36
4 Estrategia de control	38
4.1. Buck + Boost	38
4.2. Dual Active Bridge	38
4.3. Rectificador trifásico	39
5 Verificación mediante simulación	43
5.1. Resultados del convertidor Buck+Boost en solitario	43
5.2. Resultados del sistema de carga completo	43
5.3. Robustez del sistema de control	44
6 Conclusiones	46
7 Referencias	48
Glosario	49

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Autonomía de los primeros EV [5].	25
Tabla 2. Especificaciones de diseño.	26

ÍNDICE DE FIGURAS

- Fig. 2-1. Esquema del sistema de carga que hace uso de la transferencia inductiva de potencia, IPT [16].
- Fig. 2-2. Tecnologías de carga de vehículos eléctricos de batería [16].
- Fig. 2-3. Impedancia mutua calculada de acuerdo con la desviación longitudinal para varias desviaciones laterales [12].
- Fig. 2-4. Evolución del coeficiente de acoplamiento magnético (arriba) y de la corriente RMS en el primario y el secundario (abajo) según la distancia vertical entre las bobinas [1].
- Fig. 3-1. Cadena completa de conversión de potencia del sistema carga de la batería [1].
- Fig. 3-2. Esquema del puente activo dual usado para la transferencia de potencia.
- Fig. 3-3. Señales de disparo de los interruptores del *Dual Active Bridge*.
- Fig. 3-4. a) Esquemáticos de los convertidores reductor (Buck) y elevador (Boost) que se combinan en b), que es el esquemático del reductor-elevador, que se necesita para permitir la carga bidireccional.
- Fig. 3-5. Esquemático del reductor+elevador intercalado [1].
- Fig. 3-6. (a)-(c) muestran los diferentes estados del modo reductor y el recorrido de las corrientes i_{L1} e i_{L2} ; (d)-(f) muestran los diferentes estados del modo elevador y el recorrido de las corrientes i_{L1} e i_{L2} . Los estados (b) y (e) son posibles dado que el duty cycle usado es $D < 0,5$, por lo que existe un periodo de tiempo en el que ambos transistores complementarios están en el mismo estado [1].
- Fig. 3-7 a) Esquema del circuito equivalente de los transformadores para ICI (izquierda) y DCI (derecha), b) circuitos equivalentes del convertidor en operación reductor, reemplazando las tensiones nodales u_{11} , la que cae en T_{12} ; y u_{21} , la que cae en T_{22} ; por fuentes rectangulares representando la tensión de modo común, u_{CM} ; y la de modo diferencial, u_{DM} . U_{ICI} y U_{DCI} hacen referencia a las tensiones que caen en las bobinas homólogas [1].
- Fig. 3-8. Rizado de la corriente de alimentación de la batería, I_{batt} , respecto de su valor de referencia, para una potencia, P_2^{ref} , de 20 kW.
- Fig. 3-9. Rizado de la corriente de alimentación de la batería, I_{batt} , respecto de su valor de referencia, para una potencia, P_2^{ref} , de 50 kW.
- Fig. 4-1. Captura del modelo completo desarrollado en Simulink.
- Fig. 4-2. a) modelo en Simulink del DAB, b) esquema del bucle de control del voltaje, U_2 .
- Fig. 4-3. a) captura del modelo desarrollado en Simulink del Buck+Boost, b) esquema del bucle control de la corriente, I_{batt} .
- Fig. 4-4. Esquema del bucle de control de la potencia, P_2 .
- Fig. 4-5. Señal de enable usada en la simulación.
- Fig. 5-1. Resultados del Buck+Boost en solitario. a) rizado de la corriente entregada a la batería, I_{batt} ; b) tensión del *DC link* del *pick-up*, U_2 , y b) rizado de la potencia entregada a la batería, P_2 , respecto a sus valores de referencia.
- Fig. 5-2. Respuesta del sistema completo ante entrada (señal de potencia de referencia, P_2^{ref}) en escalón. a) rizado de la corriente entregada a la batería, I_{batt} ; b) tensión del *DC link* del *pick-up*, U_2 , y b) rizado de la potencia entregada a la batería, P_2 , respecto a sus valores de referencia.
- Fig. 5-3. Señal de referencia de la potencia entregada a la batería, P_2^{ref} . Variaciones graduales del $\pm 20\%$ respecto al valor de referencia original.
- Fig. 5-4. Respuesta del sistema completo ante variaciones en forma de rampa de la referencia de potencia, P_2^{ref} . a) rizado de la corriente entregada a la batería, I_{batt} ; b) tensión del *DC link* del *pick-up*, U_2 , y b) rizado de la

potencia entregada a la batería, P_2 , respecto a sus valores de referencia.

1 INTRODUCCIÓN

La principal causa del calentamiento global es el aumento de emisiones de CO₂ a raíz de la Revolución Industrial. Se estima [2] que las emisiones anuales de CO₂ de procedencia humana ascendieron a 43.000 millones de toneladas en 2019, perteneciendo 36.800 millones del total a actividades industriales y a la quema de combustibles fósiles. Estas ingentes emisiones han provocado una subida de 1.1°C en la temperatura media mundial respecto a la temperatura media preindustrial y se calcula que habrá que reducir las emisiones en un 25% durante la próxima década para mantener la subida de temperatura en tan solo 2°C.

Para reducir estas emisiones, en 2015 se firmó el Acuerdo de París [3], un plan de actuación a nivel mundial para limitar el calentamiento global. En este acuerdo, los países pertenecientes a Naciones Unidas se comprometen a alcanzar cuanto antes sus respectivos picos de emisiones de CO₂, implantar medidas de desarrollo sostenible, y a reunirse cada 5 años para evaluar los avances.

Por su parte, la Unión Europea firmó en 2019 el Pacto Verde Europeo [4] en el que detalla las medidas que tomará para asegurar una transición energética justa e integradora. En el Pacto se especifica la necesidad de alcanzar medios de transporte menos contaminantes, idealmente de emisión 0. Y es que el transporte representa el 25% de las emisiones de gases de efecto invernadero de la UE. Evidentemente, debe ser uno de los principales aspectos a desarrollar para alcanzar los objetivos del Acuerdo de París [3].

1.1. Breve historia del vehículo eléctrico

Los vehículos eléctricos, en adelante EV (EV proviene del acrónimo anglosajón de Electrical Vehicle), fueron de los primeros vehículos en ser desarrollados, de hecho, a principios del siglo XX se registraron hasta 3 veces más ventas de estos que de los de gasolina [5]. Sin embargo, a partir de la década de 1930 el motor de combustión ganó más repercusión gracias a que su producción en masa era más barata y desde entonces los combustibles fósiles han sido los más usados. No es hasta finales de la década de 1990 y en los 2000 que las marcas de automoción - como Toyota, GM, Honda o Ford - empiezan a producir modelos de coches eléctricos. Sin embargo, la autonomía que ofrecían aún era muy baja.

<i>Modelo</i>	<i>Marca</i>	<i>Distancia máxima</i>
EV1	GM	~100 millas
Ranger	Ford	~75 millas
Rav4	Toyota	~100 millas
Car	Honda	~100 millas

Tabla 1. Autonomía de los primeros EV [5].

En las siguientes décadas aparecieron diversos tipos de coches eléctricos [6]:

- EV de batería (BEV). También denominados eléctrico puro o Full Electric.
- EV híbridos (HEV).
- EV híbridos enchufados (PHEV).
- Pila de Combustible o Fuel Cell EV (FCEV), que consumen combustible de hidrógeno.

En concreto, en este trabajo se va a estudiar la carga inalámbrica de baterías embarcadas en coches eléctricos.

1.2. Introducción a la tecnología de carga bidireccional o V2G

El funcionamiento de un circuito de carga suele ser unidireccional, en este caso es G2V (grid-to-vehicle). Esto significa que la red (*grid*) alimenta la batería del vehículo. No obstante, con el auge de las *smartgrids* es posible monitorizar el estado de los nodos usuarios e incluso, que estos nodos se conviertan en suministradores de electricidad en momentos puntuales en los que pudiera ser necesario, por ejemplo, averías de la red de suministro o caídas de tensión puntuales. Las principales ventajas que presentan las *smartgrids* [7] son:

- Permiten detectar y aislar problemas en el suministro, permitiendo que el restablecimiento del servicio sea rápido y se pueda planificar para devolver el servicio a los nodos más críticos.
- Se hace un mejor uso de los microgeneradores en el caso de no disponer de electricidad procedente de la compañía suministradora.
- Optimizan el control del consumo por parte del usuario.
- Permiten la incorporación de electricidad proveniente de fuentes renovables en la red general, haciendo la red más sostenible.
- Facilitan la acumulación de energía cuando el consumo de la red es bajo para mejorar la eficiencia y evitar la necesidad de nuevas instalaciones generadoras.

Por todo esto, resulta muy interesante diseñar un sistema de carga que permita ser integrado en estas redes inteligentes. No solo puede llegar a proporcionar electricidad a la red o consumir electricidad generada mediante fuentes renovables, consiguiendo un consumo aún más sostenible, sino que se pueden integrar sistemas de seguridad y atención en carretera. Para adaptar el sistema propuesto en este proyecto a un sistema V2G solo sería necesario adaptar el control dado que las topologías propuestas permiten la bidireccionalidad de la potencia.

1.3. Objetivos

El objetivo de este trabajo es el análisis y diseño de un sistema de carga inalámbrica inductiva que proporcione 50 kW a la batería y funcione según los estándares a una frecuencia de 85 kHz para conseguir la transferencia inductiva de potencia desde la instalación de tierra hacia el vehículo eléctrico. Para ello, se estudiará las diferentes topologías de convertidores de potencia que se plantean en un trabajo previo que se encuentra en el estado del arte [1], así como los sistemas de control implementados en dicho trabajo previo. Además, se adaptará el diseño propuesto a modelos más simplificados. Por último, se verificará su funcionamiento mediante simulación y se detallarán líneas futuras de trabajo. En la Tabla 2 se pueden encontrar las especificaciones del diseño.

<i>Magnitud</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
Potencia de referencia entregada a la batería	P_2^{ref}	50 kW
Tensión de la batería	U_{batt}	600 V
Corriente de referencia de carga de la batería	$I_{\text{batt}}^{\text{ref}}$	83,3 A
Frecuencia de resonancia del tanque resonante	f_0	85 kHz
Frecuencia de conmutación del convertidor	f_{sw}	50 kHz
Tensión de referencia del <i>DC link</i> del <i>pick-up</i>	U_2^{ref}	800V
Tensión de referencia del <i>DC link</i> del transmisor	U_1^{ref}	800V

Tabla 2. Especificaciones de diseño.

2 ESTADO DEL ARTE

La carga inalámbrica es un método de transferencia de potencia eléctrica desde una fuente a un sistema receptor sin hacer uso de conductores. Este tipo de carga consta de un sistema primario de carga en tierra que transmite la potencia a un secundario embarcado en el coche, como se puede ver en la Fig. 2-1

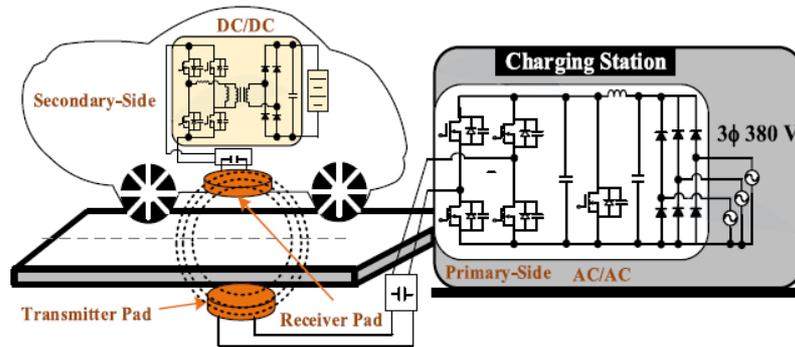


Fig. 2-1. Esquema del sistema de carga que hace uso de la transferencia inductiva de potencia, IPT [10].

En la Fig. 2-2 se pueden ver las diferentes tecnologías que reconoce el IEEE para carga de baterías, tanto inalámbricas como enchufadas. Dentro de las inalámbricas, se distinguen [8]:

- Transferencia de potencia por microondas (MPT):
 - Es un método de transmisión de potencia en campo lejano entre antenas que no están acopladas.
 - Su mayor desventaja es que la potencia necesaria para este tipo de transferencia es muy alta y no es segura para los humanos.
- Transferencia de potencia inalámbrica capacitiva (CWPT).
 - Se trata de una transmisión de potencia en campo cercano. Consta de dos láminas metálicas recubiertas de un dieléctrico, a modo de condensador. Al suministrar energía eléctrica sobre la lámina del emisor, se genera un campo eléctrico. Esto, a su vez, provoca una diferencia de potencial entre las láminas. Dado que el modelo equivalente incluye una bobina y una resistencia en serie, es posible encontrar una frecuencia de resonancia para la que la transferencia de potencia es máxima y se filtran los armónicos de orden más alto.
 - La principal ventaja respecto a la transferencia inductiva es que se reduce la interferencia electromagnética (EMI).
- Transferencia de potencia inalámbrica inductiva (IPT).
 - Al igual que en la CWPT, se trata de una transferencia de potencia de campo cercano. En este caso, se usan dos o más bobinas acopladas y se le inyecta una corriente variable a las pertenecientes al primario. De forma análoga al CWPT, se genera un campo magnético que induce una corriente en el secundario. Igualmente, si se diseña el circuito de compensación de acuerdo con la frecuencia de resonancia, la transferencia de potencia es máxima.
 - Este tipo es el preferido dado que permite controlar la frecuencia de resonancia y mejora la eficacia de la transferencia entre otros motivos y, por lo que este será el método usado en este trabajo.

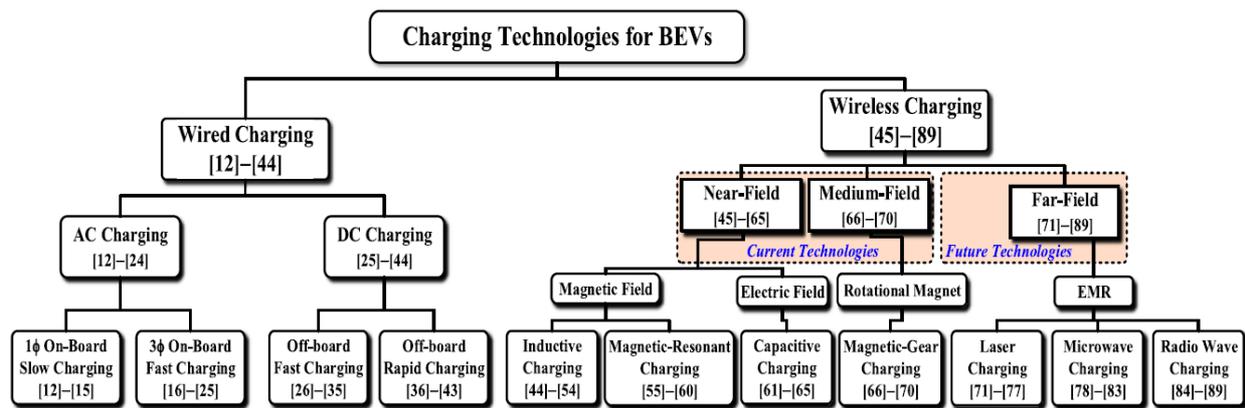


Fig. 2-2. Tecnologías de carga de vehículos eléctricos de batería [10].

2.1. Carga inalámbrica estática y dinámica

Los primeros sistemas de carga inalámbrica que se desarrollaron eran estáticos, es decir, la transmisión de potencia se produce estando aparcado el vehículo en una estación de carga. Sin embargo, esto significa que durante la carga no se puede hacer uso del vehículo, condicionando la autonomía de este. Como solución, se desarrolla la carga dinámica.

Consiste en crear carriles con bobinas alimentadas por la red con una corriente alterna que induzca una corriente en el secundario o pick-up del vehículo. Por lo tanto, el vehículo va cargando la batería mientras se desplaza. Las principales desventajas que presenta son:

- La distancia entre ambas bobinas es irremediamente más alta de lo que podría ser en el caso de una carga estática. Así que cuanto mayor sea la distancia, menor es el coeficiente de acoplamiento magnético como se puede ver en Fig. 2-4. Evolución del coeficiente de acoplamiento magnético (arriba) y de la corriente RMS en el primario y el secundario (abajo) según la distancia vertical entre las bobinas. Por lo tanto, la potencia necesaria para alcanzar la misma tensión en el secundario aumenta dado que la relación entre este coeficiente, k , y la potencia de salida, P_2 es inversa como se puede ver en las siguientes Ecuaciones que se extraen de [1]. La Ecuación 2.1 relaciona el coeficiente de acoplamiento magnético con la resistencia equivalente al convertidor de puente completo del *pick-up*, $R_{L,eq}$, y con su bobina. A su vez, la Ecuación 2.2 relaciona esta resistencia con la potencia disipada por el convertidor. Por último, la potencia que consumirá el *pick-up*, P_2 , y que será entregada a la batería se calcula mediante la Ecuación 2.3.

$$k \approx \frac{R_{L,eq}}{2\pi \cdot f_0 \cdot L_2} \quad (2.1)$$

$$R_{L,eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_2^2}{P_2} \quad (2.2)$$

$$P_2 = \frac{8 \cdot U_2^2}{\pi^2 \cdot k \cdot \omega_0 \cdot L_2} \quad (2.3)$$

- El mal alineamiento es otra causa por la que la eficiencia de la transferencia empeora. Un ejemplo sería el momento de cambiar de carril o de incorporarse a este. Como se puede ver en Fig. 2-3 el mal alineamiento lateral y longitudinal afecta a la potencia recibida en el *pick-up*. La relación entre el coeficiente de acoplamiento magnético y la impedancia mutua, M , es como se presenta en la Ecuación 2.4.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.4)$$

Por lo que sustituyendo en Ecuación 2.3 se puede ver que la relación entre la potencia de salida y la impedancia mutua es inversa y viene dada por la Ecuación 2.5.

$$P_2 = \frac{8 \cdot U_2^2}{\pi^2 \cdot M \cdot \omega_0} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2.5)$$

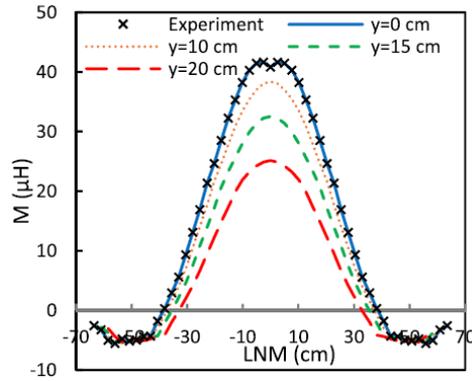


Fig. 2-3. Impedancia mutua calculada de acuerdo con la desviación longitudinal para varias desviaciones laterales [9].

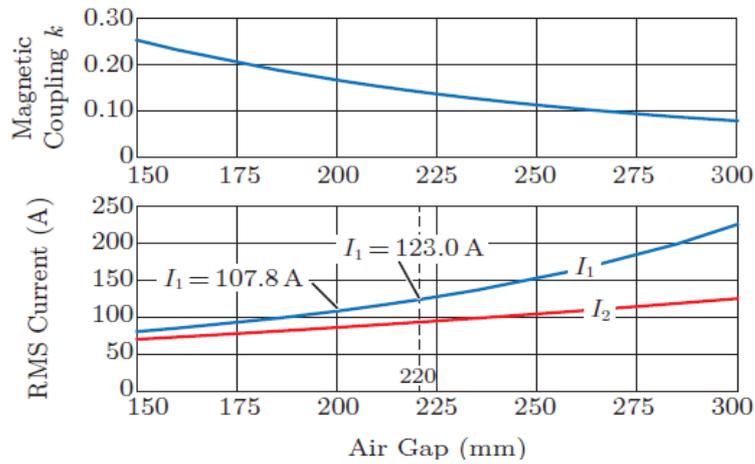


Fig. 2-4. Evolución del coeficiente de acoplamiento magnético (arriba) y de la corriente RMS en el primario y el secundario (abajo) según la distancia vertical entre las bobinas [1].

3 TOPOLOGÍAS

En este capítulo se estudiarán las diferentes topologías que intervendrán en el sistema de carga completo propuesto en [1]. También, se detallarán los rediseños que han sido necesarios en comparación con el modelo que se usa como punto de partida y que se describe a continuación.

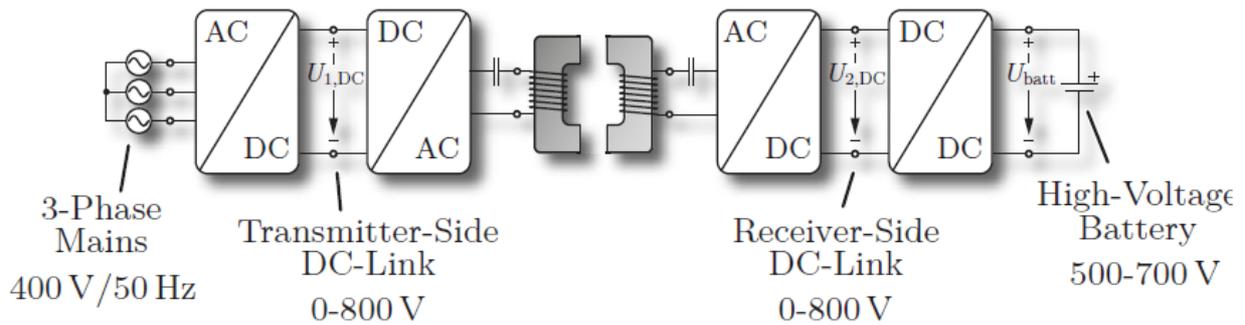


Fig. 3-1. Cadena completa de conversión de potencia del sistema carga de la batería [1].

El modelo de partida está compuesto por una primera etapa rectificadora con entrada desde la red eléctrica como se ve en la Fig. 3-1. Esta topología rectifica la señal trifásica y genera una tensión de 800 V de continua en el primer *DC link*, U_1 . Sin embargo, en este trabajo se modelará como una fuente de tensión controlada. A continuación, la siguiente topología está repartida entre la bobina transmisora y la receptora o *pick-up*. Se trata del puente activo dual y consta de 2 convertidores de topología puente completo. El primer puente genera una señal de corriente alterna en el primario de las bobinas acopladas, induciendo a su vez una corriente en el secundario, que será rectificadora por el segundo puente para generar una tensión continua de 800V en el segundo *DC link*, U_2 . Por último, la topología restante actúa de reductor o elevador dependiendo del sentido en el que esté circulando la potencia para suministrar la carga a la batería (elevador) o hacia la red (reductor).

3.1. Convertidor DC/DC: Dual Active Bridge

En la Fig. 3-2 se puede ver el convertidor que se usará para implementar el sistema de transferencia de potencia, IPT. Se trata del puente activo dual o *Dual Active Bridge*, DAB, y consiste en 2 convertidores sincronizados y relacionados entre ellos a través de bobinas acopladas, ambas con el mismo número de vueltas y características, y con una separación (*air gap*) de 100-200 mm. Se trata de un convertidor que presenta una alta densidad de potencia con un tamaño y peso reducidos.

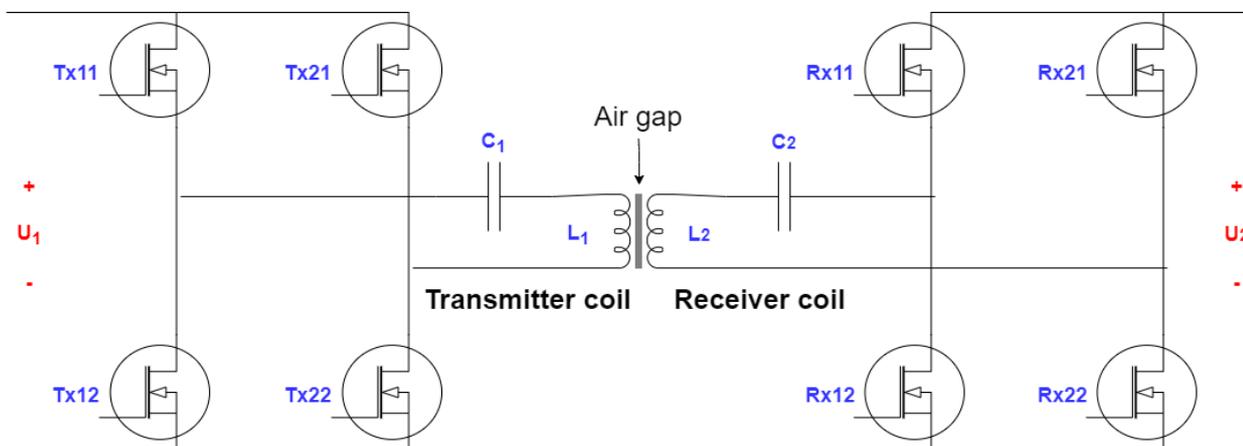


Fig. 3-2. Esquema del puente activo dual usado para la transferencia de potencia.

A ambos lados de las bobinas acopladas se encuentran convertidores de puente completo de 4 MOSFETs. En el caso de la izquierda, el correspondiente al transmisor, el convertidor realiza la conversión DC/AC. Este se sitúa en tierra y alimenta el tanque resonante del transmisor con una corriente alterna para crear el campo magnético que inducirá la correspondiente corriente en la bobina del pick-up. En el lado derecho, actúa a modo de inversor AC/DC, rectificando la corriente alterna inducida en L_2 para proporcionar una tensión constante a la siguiente etapa.

3.2.1 Tanque resonante

Dado que la transferencia de potencia es inductiva y no conductiva, el coeficiente de acoplamiento magnético es bastante bajo, por lo que, para asegurar que la transferencia de potencia se produce con la mayor efectividad posible, se diseña la compensación del sistema de modo que la frecuencia de resonancia coincida con la de conmutación de los convertidores.

Los requisitos del diseño son:

- Tensión de referencia del *DC link* del receptor, U_2^{ref} : 800V¹
- Frecuencia de resonancia del tanque resonante, f_0 : 85 kHz
- Potencia de referencia entregada a la batería, P_2^{ref} : 50 kW
- Coeficiente de acoplamiento magnético, k : 0,2299 [1]

Por lo tanto, basándonos en la Ecuación 2.1, podemos calcular el valor de las bobinas L_1 y L_2 a través de la Ecuación (3.3).

$$L_1 = L_2 = \frac{8 \cdot U_2^{ref^2}}{\pi^2 \cdot k \cdot f_0 \cdot 2\pi \cdot P_2^{ref}} = 84,5 \mu H \quad (3.3).$$

A su vez, los tanques resonantes se diseñan para que a la frecuencia de resonancia se anule la componente imaginaria de la impedancia, de forma que el espectro en frecuencia presenta un valle en la frecuencia de resonancia f_0 , en este caso: 85 kHz. La condición que debe cumplir en este caso se expresa en la Ecuación (3.4).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (3.4).$$

Por lo que sustituyendo en la Ecuación 3.4 obtenemos un valor para los condensadores C_1 y C_2 de 41,5 nF. Por último, las resistencias parásitas que aparecen en el modelo de bobinas acopladas de Simulink se fijan a 10 mΩ. Estas resistencias parásitas no pueden ser muy elevadas ya que, en ese caso, consumirá demasiada potencia y el transformador no será capaz de proporcionar la potencia necesaria.

3.2.2 Señales de disparo

El convertidor de puente completo, *full-bridge* en inglés, es un convertidor de potencia que consta de 4 interruptores, en este caso 4 MOSFETs, que se activan 2 a 2 con un desfase de 180° mediante señales cuadradas con un *duty cycle* del 50%. De forma que cuando, por ejemplo, Tx11 y Tx22 están activos, Tx12 y Tx21 están inactivos, y de igual modo en el receptor. A su vez, al tratarse de 2 puentes sincronizados entre sí, para que trabajen correctamente, el funcionamiento de ambos puentes debe estar desfasado 90°.

En la Fig. 3-3 se muestran las señales de disparo que se generan para este convertidor. En rojo se aprecian las señales S_1 y S_2 , correspondientes al convertidor del transmisor. La señal S_1 se aplica a los interruptores Tx11 y Tx22, S_2 se aplica por el contrario a Tx12 y Tx21. Por su parte, las señales en azul son las señales S_3 y S_4 , correspondientes al convertidor del receptor. Análogamente al transmisor, S_3 se aplica a Rx12 y Rx21, y S_4 se aplica a Rx11 y Rx22. Se puede observar fácilmente entre las señales S_2 y S_3 que están desfasadas 90° ya que las transiciones entre estados de una se producen a la mitad de los periodos de activación (o desactivación) de la otra.

¹ De acuerdo con [1], el valor de L_1 y L_2 es de 71,6 μH, sin embargo, estos valores de inductancia resultan en un valor de U_2 de 740 V cuando se aplican a la Ecuación 3.3. Se comprobó durante la simulación que esta tensión de entrada era insuficiente para el correcto funcionamiento del convertidor Buck+Boost intercalado, de ahí que sea necesario el rediseño de las bobinas en esta topología.

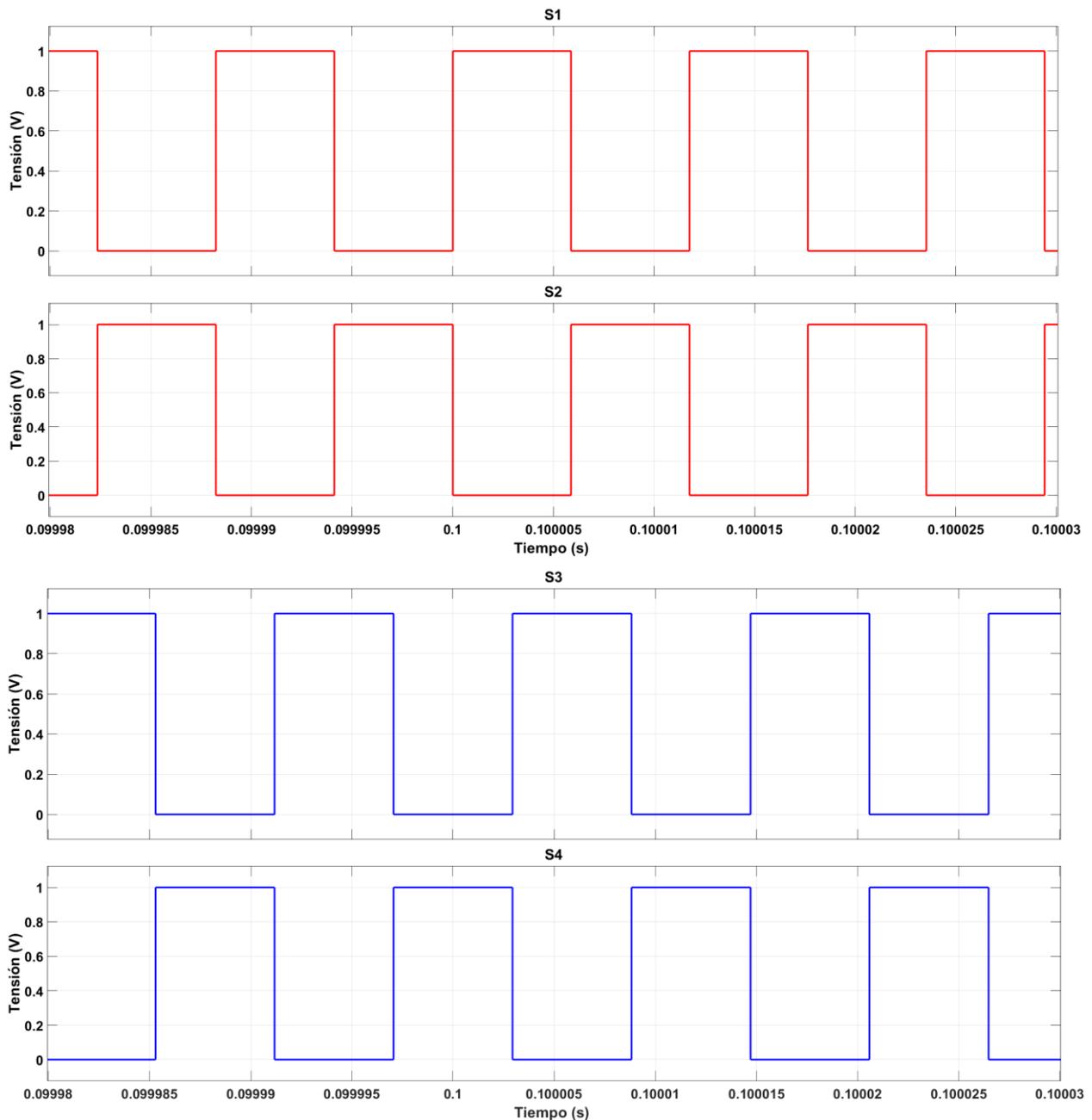


Fig. 3-3. Señales de disparo de los interruptores del *Dual Active Bridge*.

3.2. Convertidor DC/DC: Buck+Boost

En la tesis [1] se hace uso de 3 convertidores DC/DC reductor+elevador en paralelo. Cada uno de ellos es capaz de suministrar 20kW para suministrar los 50 kW requeridos. Por simplicidad, se usará solo 1 que será rediseñado para que pueda proporcionar la potencia necesaria para la batería.

La topología propuesta consta de 2 Buck+Boost intercalados mediante unas bobinas acopladas con un coeficiente de acoplamiento magnético cercano a 1, es decir están casi perfectamente acopladas y la pérdida que se produce es mínima. De acuerdo con [1], se decide usar este tipo de convertidor, reductor + elevador, porque permite la bidireccionalidad de la potencia, y se decide dividirlo internamente en 2 fases para poder hacer uso

de bobinas acopladas que ayuden a reducir el volumen de los componentes, ofreciendo una mayor densidad de potencia y disminuyendo el ruido de la señal.

El esquema de un Buck+Boost simple se puede encontrar en Fig. 3-4 b). Además, en Fig. 3-4 a) se encuentran los circuitos de los convertidores reductor y elevador por separado para ilustrar cómo efectivamente es una combinación de ambas. En Fig. 3-5, se pueden ver los 2 convertidores bidireccionales intercalados mediante las bobinas acopladas que se pretende analizar y usar en el sistema de carga.

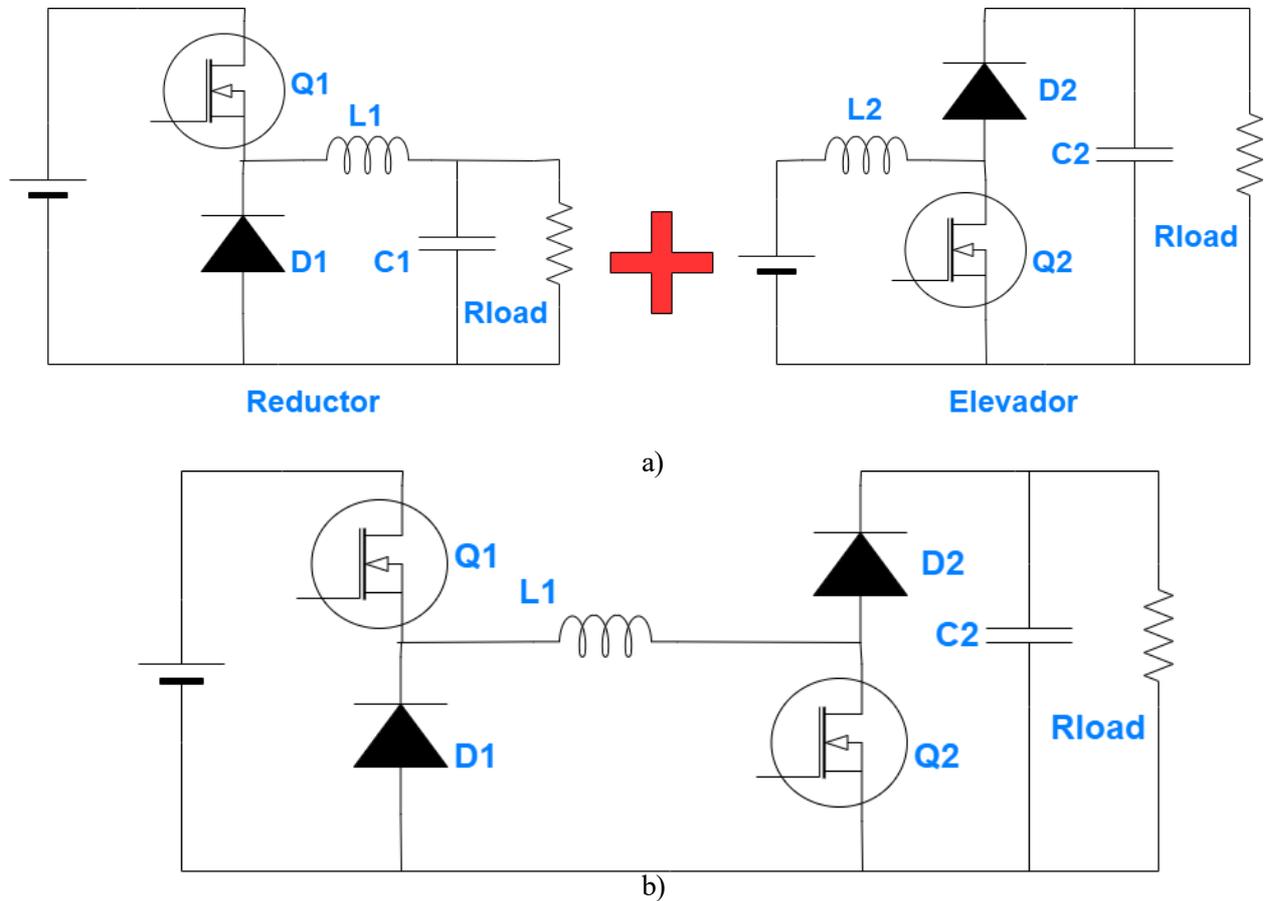


Fig. 3-4. a) Esquemas de los convertidores reductor (Buck) y elevador (Boost) que se combinan en b), que es el esquema del reductor-elevador, que se necesita para permitir la carga bidireccional.

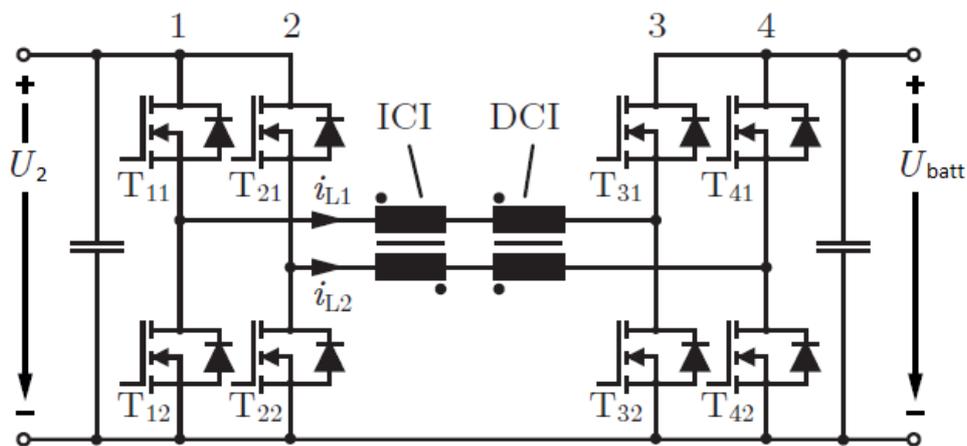


Fig. 3-5. Esquemático del reductor+elevador intercalado [1].

3.3.1 Funcionamiento del convertidor

Este convertidor consta de 8 interruptores que serán activados o desactivados de forma coordinada y según el modo de funcionamiento, reductor para cargar la batería o elevador para descargarla.

En el modo reductor, como se puede ver en Fig. 3-4 a), el convertidor reductor solo consta de la carga a la derecha de la bobina, por lo tanto, se debe cortocircuitar el contacto entre la bobina y el borne positivo de la batería, y abrir el circuito hacia el borne negativo. Siendo así que T_{31} y T_{41} estarán permanentemente activos mientras que T_{32} y T_{42} estarán inactivos. Por otra parte, al haber un diodo en la simplificación del circuito (Fig. 3-3) donde se encuentran T_{12} y T_{22} , se entiende que cuando T_{11} y T_{21} estén activos, la corriente que recibirán será inversa y estarán inactivos, así que la señal de disparo que reciban deberá ser la inversa de T_{11} y T_{21} . Por último, se controlarán las señales de disparo de T_{11} y T_{21} para alcanzar la potencia deseada. Es importante mencionar además que las patas 1 y 2 serán activadas con un desfase de 180° para crear una corriente alterna en las bobinas y que se produzca la inducción.

El modo elevador se comporta de manera análoga. En este caso se puede ver igualmente en Fig. 3-4 a) que el lado izquierdo es el que carece de interruptores, por eso en este caso se cortocircuitará la parte superior, activando T_{11} y T_{21} , y se desactivaran permanentemente T_{12} y T_{22} . En el lado derecho, el diodo se encuentra en la parte superior en Fig. 3-4, por lo que este caso, serán T_{32} y T_{42} las señales de disparo que se controlarán mientras que T_{31} y T_{41} recibirán la señal negada.

Para mayor claridad, en la Fig. 3-6 se puede ver los transistores que estarán activos en ambos modos de funcionamiento.

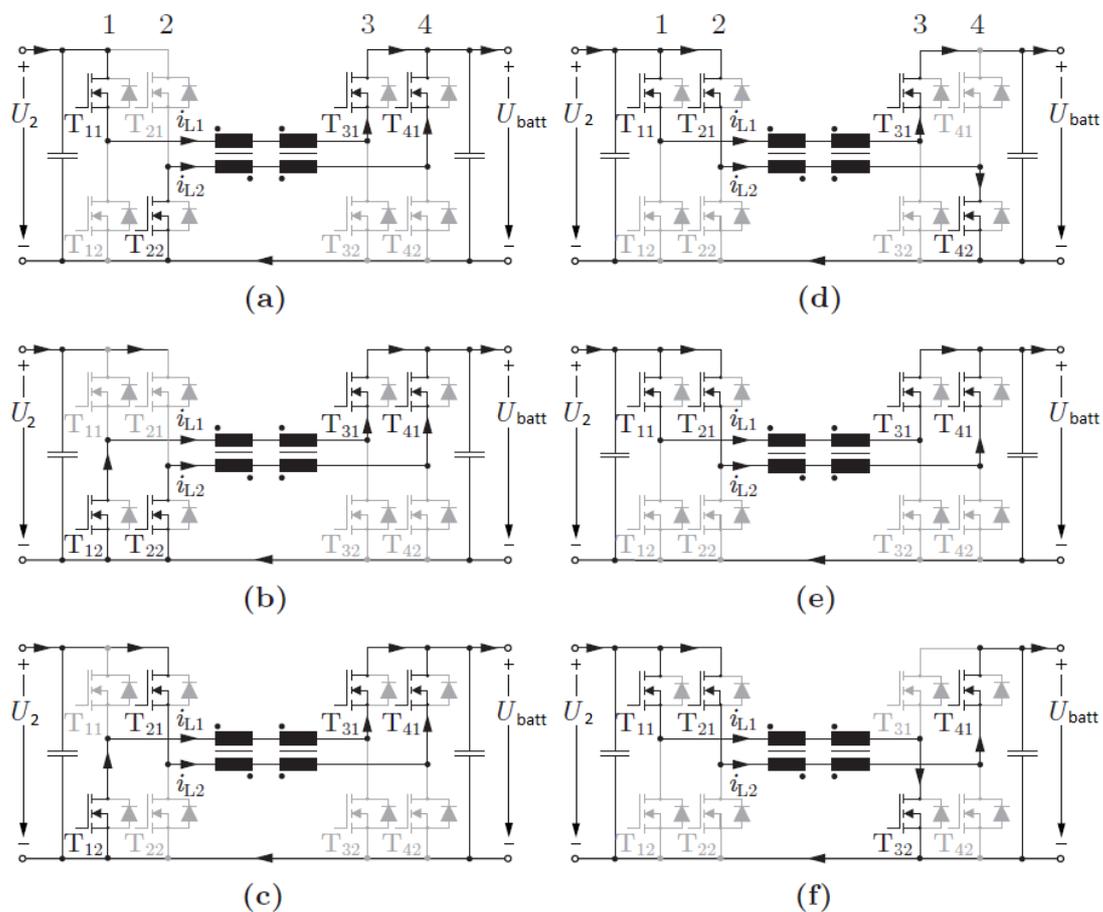


Fig. 3-6. (a)-(c) muestran los diferentes estados del modo reductor y el recorrido de las corrientes i_{L1} e i_{L2} ; (d)-(f) muestran los diferentes estados del modo elevador y el recorrido de las corrientes i_{L1} e i_{L2} . Los estados (b) y (e) son posibles dado que el duty cycle usado es $D < 0,5$, por lo que existe un periodo de tiempo en el que ambos transistores complementarios están en el mismo estado [1].

3.3.2 Bobinas acopladas

Como se puede ver en Fig. 3-5, se hace uso de dos pares de bobinas acopladas, una con acoplamiento directo (DCI) y otra con acoplamiento inverso (ICI). Esto significa que el devanado se arrolla en la misma dirección en el caso del acoplamiento directo, y en sentido contrario en el inverso. Como resultado, las componentes de continua de la corriente se restan en el núcleo la ICI mientras que en el de la DCI se suman. Por ello, se hace uso de 2 corrientes auxiliares para explicar – y para controlar - su funcionamiento: la corriente del modo común, I_{CM} , y la corriente del modo diferencial, I_{DM} . En Fig. 3-7 se puede observar gráficamente el convenio que se sigue con estas corrientes y sus respectivas tensiones asociadas, U_{CM} y U_{DM} .

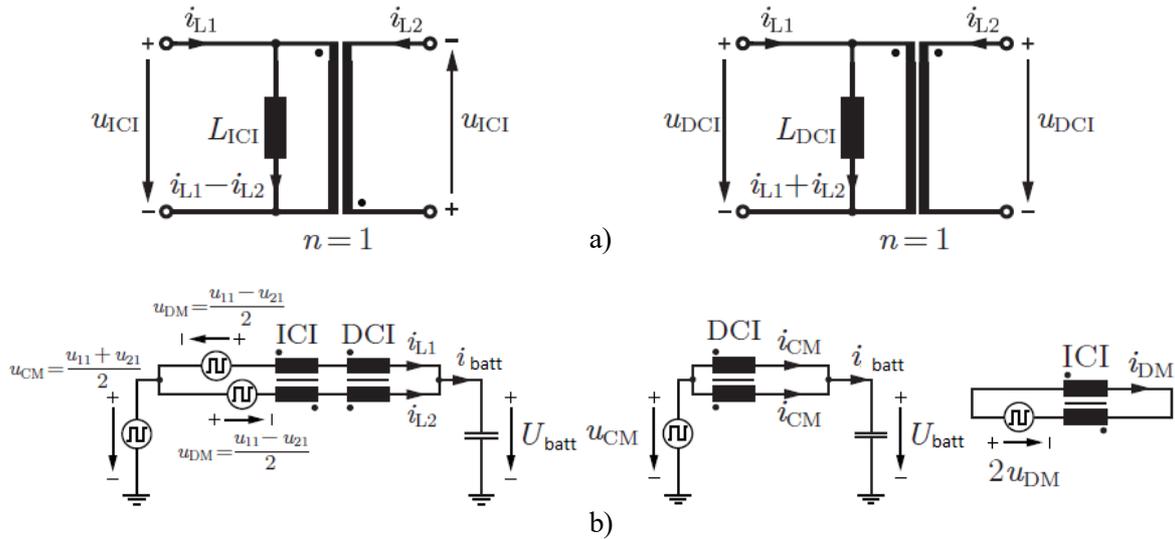


Fig. 3-7 a) Esquema del circuito equivalente de los transformadores para ICI (izquierda) y DCI (derecha), b) circuitos equivalentes del convertidor en operación reductor, reemplazando las tensiones nodales u_{11} , la que cae en T_{12} ; y u_{21} , la que cae en T_{22} ; por fuentes rectangulares representando la tensión de modo común, u_{CM} ; y la de modo diferencial, u_{DM} . U_{ICI} y U_{DCI} hacen referencia a las tensiones que caen en las bobinas homólogas [1].

Aplicando Kirchoff en el nodo positivo de la batería, se infiere que la corriente de alimentación de la batería es igual a la suma de las corrientes aportadas por ambas fases del convertidor. Lo mismo se puede aplicar a los rizados de estas corrientes, simbolizados por el operador Δ .

$$\Delta i_{batt} = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} \quad (3.5)$$

Si se asume un comportamiento ideal de las bobinas, se comportan como un transformador y su circuito equivalente se puede ver en Fig. 3-7a), donde se muestran las tensiones y corrientes que atraviesan las respectivas bobinas. Por lo que, como se puede ver también en la Ecuación 3.6, el rizado de las corrientes i_{L1} e i_{L2} se puede expresar en función del máximo rizado de las corrientes del modo común, i_{CM} , y del modo diferencial, i_{DM} .

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \Delta i_{CM,max} + \Delta i_{DM,max} \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{CM,max} - \Delta i_{DM,max} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} \Delta i_{CM,max} = \frac{1}{32} \cdot \frac{U_2^{ref}}{f_{sw} \cdot L_{DCI}} \\ \Delta i_{DM,max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{U_2^{ref}}{f_{sw} \cdot L_{ICI}} \end{cases} \quad (3.7)$$

Donde $\Delta i_{CM,max}$ es el rizado máximo de la corriente de modo común generada en los transformadores y $\Delta i_{DM,max}$ es el rizado máximo de la corriente de modo diferencial. El requisito para que la Ecuación 3.7, que se extrae de [1] sea aplicable es que las corrientes sean simétricas en ambas ramas del convertidor, para lo cual se igualan los valores de ambas bobinas de cada transformador. Combinando estas Ecuaciones se llega a la Ecuación 3.8, mediante la cual se puede calcular el rizado de la corriente de alimentación de la batería. Se puede

observar que está estrechamente relacionado con las inductancias directamente acopladas, por lo que esté será el parámetro usado más adelante para cumplir este requisito. Por otro lado, las bobinas inversamente acopladas, L_{ICI} , proporcionan otro grado de libertad más que permite reducir las corrientes diferenciales.

$$\Delta i_{batt} = 2 \cdot \Delta i_{CM,max} = \frac{1}{16} \cdot \frac{U_2^{ref}}{f_{sw} \cdot L_{DCI}} \quad (3.8)$$

En el modelo propuesto en la tesis [1], se usan 3 convertidores que se simularán mediante el modelo de Simulink que se explicará en el capítulo 4 y que tienen las siguientes características:

- Tensión de referencia del *DC link* del receptor: $U_2^{ref} = 800$ V.
- Tensión de batería: $U_{batt} = 600$ V.
- Corriente de referencia de carga de la batería: $I_{batt}^{ref} = 33,3$ A.
- Frecuencia de conmutación del convertidor: $f_{sw} = 50$ kHz.
- Bobina de modo común: $L_{DCI} = 300$ μ H.
- Bobina de modo diferencial: $L_{ICI} = 1.5$ mH.
- Potencia de referencia entregada a la batería: $P_2^{ref} = 20$ kW.

Bajo estas circunstancias, la corriente de carga de la batería I_{batt} presenta un rizado de $\Delta i_{batt} = 3,34$ A, como se puede ver en Fig. 3-8, y que concuerda con el que se puede calcular usando estos datos en la Ecuación 3.8. Este valor corresponde a un 10% de la corriente que alimenta a la batería.

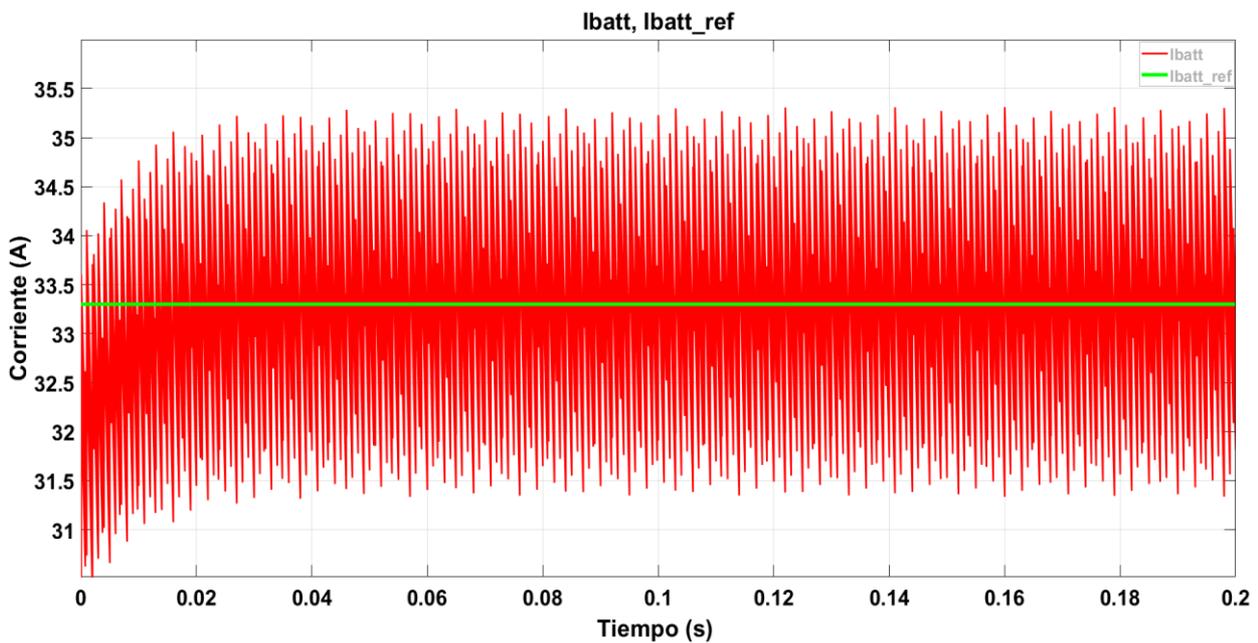


Fig. 3-8. Rizado de la corriente de alimentación de la batería, I_{batt} , respecto de su valor de referencia, para una potencia, P_2^{ref} , de 20 kW.

3.3.3 Rediseño del convertidor

Teniendo en cuenta lo mencionado en el apartado anterior, se diseñarán estas bobinas para que se pueda simplificar el diseño de 3 a 1 convertidor. Los requisitos y criterios que se seguirán serán los siguientes:

- Cancelar la corriente diferencial que circula por las bobinas, I_{DM} .
- Mantener el porcentaje de rizado que presenta el modelo propuesto, 10%.
- Potencia de referencia entregada a la batería: $P_2^{ref} = 50 \text{ kW}$.
- Tensión de referencia del *DC link* del receptor: $U_2^{ref} = 800 \text{ V}$.
- Tensión de la batería: $U_{batt} = 600 \text{ V}$.
- Corriente de referencia de carga de la batería: $I_{batt}^{ref} = 83,3 \text{ A}$.
- Frecuencia de conmutación: $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$.

Con estos datos, el rizado de la corriente de carga a la batería deberá tener un rizado $\Delta i_{batt} = 8,33 \text{ A}$. Como se ha comentado, usamos L_{DCI} para fijar el rizado de la corriente al valor deseado. Usando la Ecuación 3.8 se obtiene un valor de $120 \mu\text{H}$ para las bobinas directamente acopladas. En este caso, se mantiene el mismo valor usado en el modelo de partida, $L_{ICI} = 1,5 \text{ mH}$. Se puede observar en la Fig. 3-9 que se obtiene el rizado esperado.

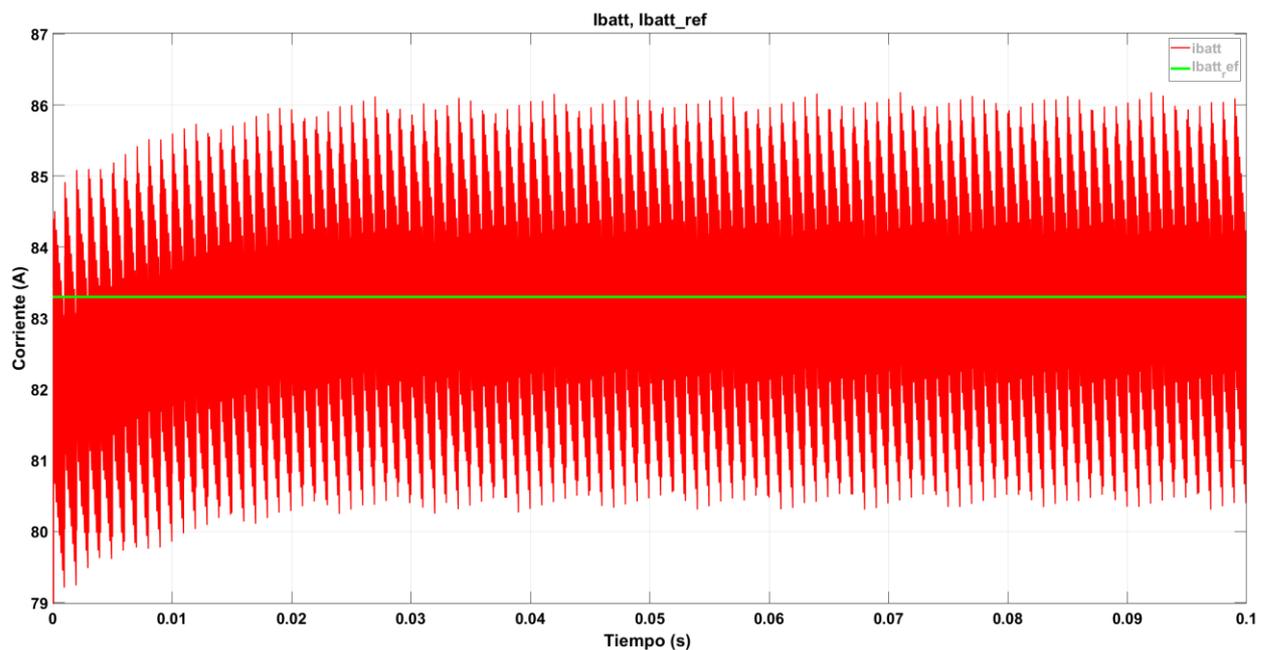


Fig. 3-9. Rizado de la corriente de alimentación de la batería, I_{batt} , respecto de su valor de referencia, para una potencia, P_2^{ref} , de 50 kW.

4 ESTRATEGIA DE CONTROL

En este capítulo se explicarán los modelos de Matlab-Simulink desarrollados para llevar a cabo la simulación, así como las estrategias de control implementadas. El control del modelo completo se hace en 3 etapas anidadas o en cascada: etapa de corriente, etapa de voltaje y etapa de potencia; y cada topología se usa para controlar una etapa distinta.

4.1. Buck + Boost

Esta topología es la que se usa para controlar la etapa de corriente que alimenta la batería. En este caso, no se puede asegurar que i_{L1} e i_{L2} sean iguales en todo momento, por lo que no se podrán usar para el control. Como se comentó en el capítulo anterior, en la Ecuación 3.8, la corriente de salida está directamente relacionada con la corriente de modo común que pasa por las bobinas. Así que controlaremos las corrientes de modo común y diferencial para obtener las señales de disparo de los interruptores.

De la etapa de control superior se recibe I_{batt}^{ref} y, como ya sabemos, se divide por 2 para obtener la corriente de referencia del modo común, I_{CM}^{ref} en Fig. 4-3 b). Por su parte, tomamos 0 como referencia para la corriente de modo diferencial.

A continuación, se calcula el error de las corrientes, calculadas a partir de las medidas de i_{L1} e i_{L2} , y este error será el que compensaremos con un bloque PI para obtener las tensiones de modo común y diferencial. De forma análoga a la corriente se puede obtener u_{11} y u_{21} a través de estas, Ecuación 4.1. De acuerdo con lo recomendado en [1], la ganancia proporcional es igual en ambos bloques de control, en este caso se fija a 1; mientras que el comportamiento del integrador del modo diferencial debe ser bastante más lento que el del modo común para asegurar el correcto comportamiento de la dinámica del sistema. En este caso, se fija el integrador del modo común a 100 y el del modo diferencial a 10. Para ajustar estas ganancias se ha sustituido el condensador *DC link* de entrada de este convertidor DC-DC por una fuente de continua, para garantizar que la tensión de referencia de la entrada es la correcta.

$$\begin{cases} u_{11} = u_{CM} + u_{DM} \\ u_{21} = u_{CM} - u_{DM} \end{cases} \quad (4.1)$$

Estas tensiones que se obtienen serán las que se usen como referencia para generar la modulación PWM a 50 kHz. Dado que esta modulación se genera comparando la señal de referencia con una señal diente de sierra con valores de 0 a 1, es necesario saturar la señal de referencia para que no sobrepase esos valores.

4.2. Dual Active Bridge

Esta es la topología que se usa para el control de la tensión del *DC link* de entrada al Buck+Boost, U_2 . Como se puede ver en Fig. 4-2, consta de 8 MOSFETs cuyos parámetros, que también han sido usados en el modelo del Buck+Boost, son:

- Resistencia FET, R_{on} : 1 m Ω .
- Inductancia interna del diodo, L_{on} : 0 H.
- Resistencia interna del diodo, R_d : 1 m Ω .
- Voltaje directo del diodo, V_f : 0,8 V.
- Resistencia parásita, R_{snub} : 1 n Ω .
- Capacidad parásita, C_{snub} : ∞ .

Cabe mencionar, además, que otra posible estrategia de control del voltaje habría sido a través de la modulación de las señales de disparo de los interruptores de esta topología. No obstante, se decidió mantener estas señales

de disparo a frecuencia constante y con los desfases propios comentados en 3.2.2. Como se puede apreciar en Fig. 3-3 a), se han modelado estas señales de disparo mediante trenes de pulsos cuadrados fijados a la frecuencia de resonancia (85 kHz), con un *duty-cycle* del 50%. El tren de pulsos con etiqueta verde, para el primario, no tiene ningún desfase mientras que el de etiqueta naranja, secundario, sí que tiene un desfase inicial de 90°.

El esquema de control en este caso es muy sencillo, Fig. 4-2 b). Simplemente se mide la tensión U_2 , se compara con la tensión de referencia y se pasa por un bloque de compensación para calcular la corriente de entrada de referencia para la batería. Para poder ajustar ese bloque PI, la tensión del *DC link* del transmisor U_1 se fijó a 1000 V para garantizar que U_2 pudiera llegar a sus 800 V de referencia, y se procede a ajustar experimentalmente el controlador. Se empieza por fijar un valor de ganancia proporcional, P, que permita obtener valores en el rango del valor de la referencia de corriente de alimentación de la batería. A continuación, se ajusta el valor de la ganancia integral, I, teniendo en cuenta que el bloque controlador obedece la Ecuación 4.2, donde T_s es el tiempo de muestreo que usa el simulador y z la variable de tiempo de la simulación. En este caso se obtiene una ganancia proporcional de 80 y una integral de 100.

$$P \cdot \left(1 + \frac{I \cdot T_s}{z-1}\right) \quad (4.2)$$

4.3. Rectificador trifásico

Para evitar complicar la simulación en exceso y que los tiempos de ejecución se disparen, se ha resuelto sustituir esta topología en la simulación por una fuente de tensión controlada por la señal resultante del control de potencia.

En este caso, el control de potencia se realiza de manera similar a los explicados anteriormente. Se calcula el error cometido en la potencia suministrada a la batería y se pasa por el bloque PI compensador para anular este error y que la potencia suministrada coincida con la de referencia. Experimentalmente se comprueba que el rizado de la potencia P_2 que se produce es muy elevado, por lo que las ganancias se deben fijar en valores muy bajos para anular el error. Los valores seleccionados finalmente son 10n para la ganancia proporcional y 1μ para la ganancia integral. Tras este bloque lo que se obtiene es el error cometido en U_1 , al cual se le sumará el valor de referencia calculado con la Ecuación 4.3 [1]. Por lo que, como L_1 y L_2 son iguales, las tensiones también son iguales.

$$\frac{U_2^{ref}}{U_1^{ref}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (4.3)$$

Lo último que queda por comentar es la señal de ENABLE que se ha usado para todos los esquemas de control en el modelo desarrollado en Simulink. Esta señal se usa para garantizar que el arranque del control se produce cuando el sistema completo ha alcanzado el punto de operación y así se evitan transitorios de arranque muy bruscos. Para generarla se ha usado un biestable al cual se le ha anulado la condición de RESET, haciendo 0 esa entrada siempre. Para la señal de SET, se requiere que la tensión medida en el *DC link* del *pick-up*, es decir U_2 , sea igual o superior a la de referencia. Esto significará que los condensadores ya se han cargado por completo y conseguirá que el transitorio inicial al arrancar los bloques PI no sea tan brusco.

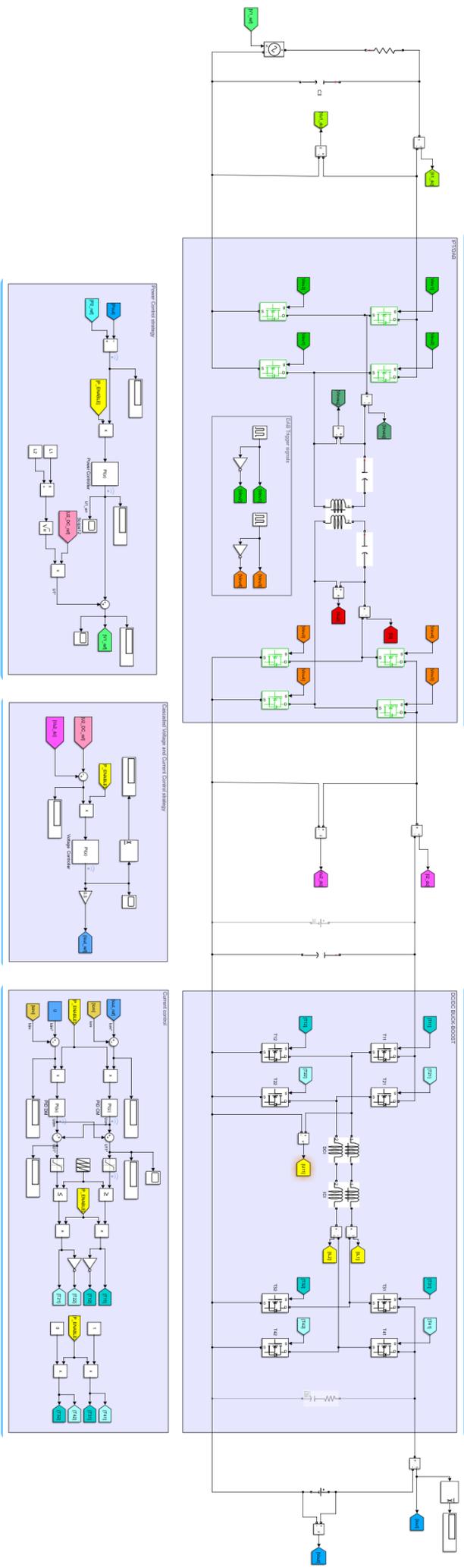
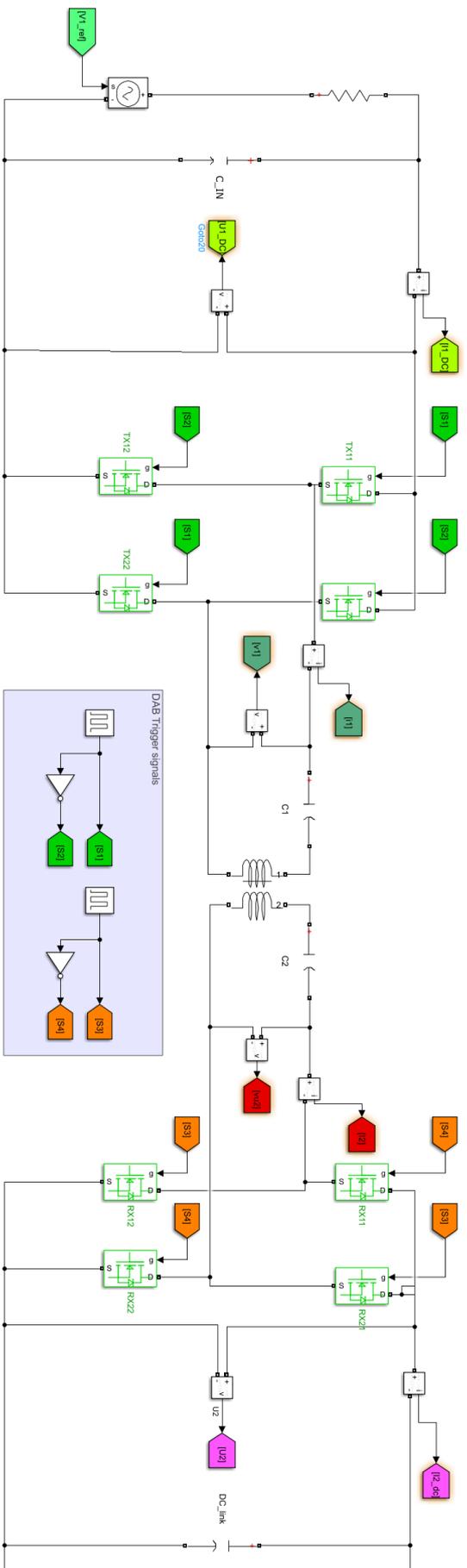
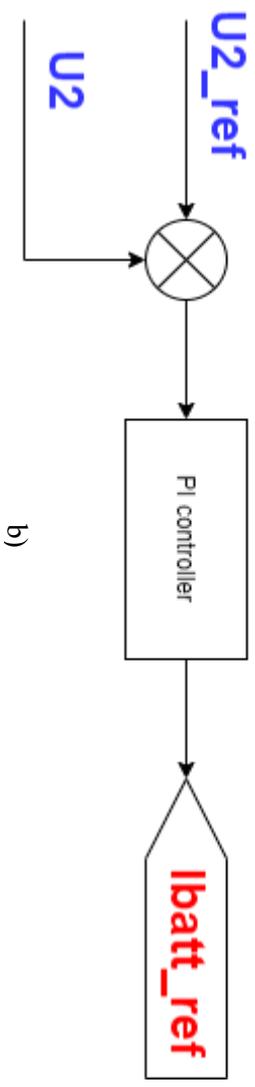


Fig. 4-1. Captura del modelo completo desarrollado en Simulink.

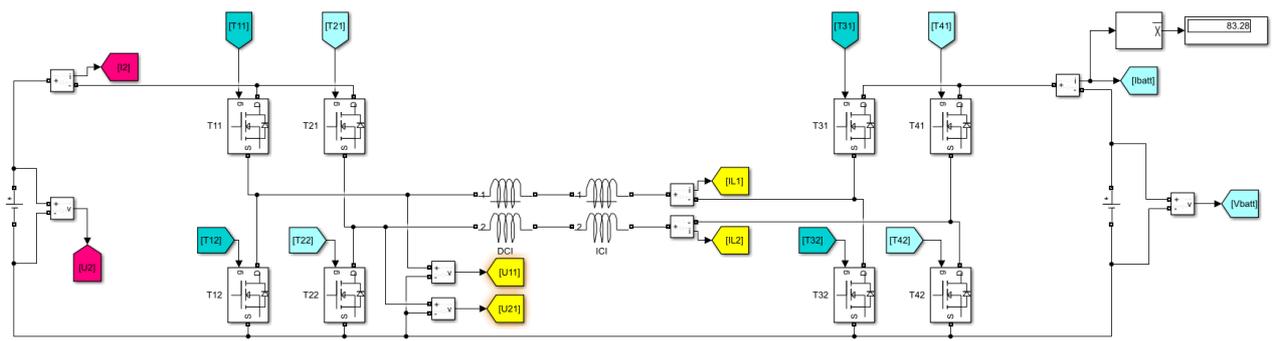


a)

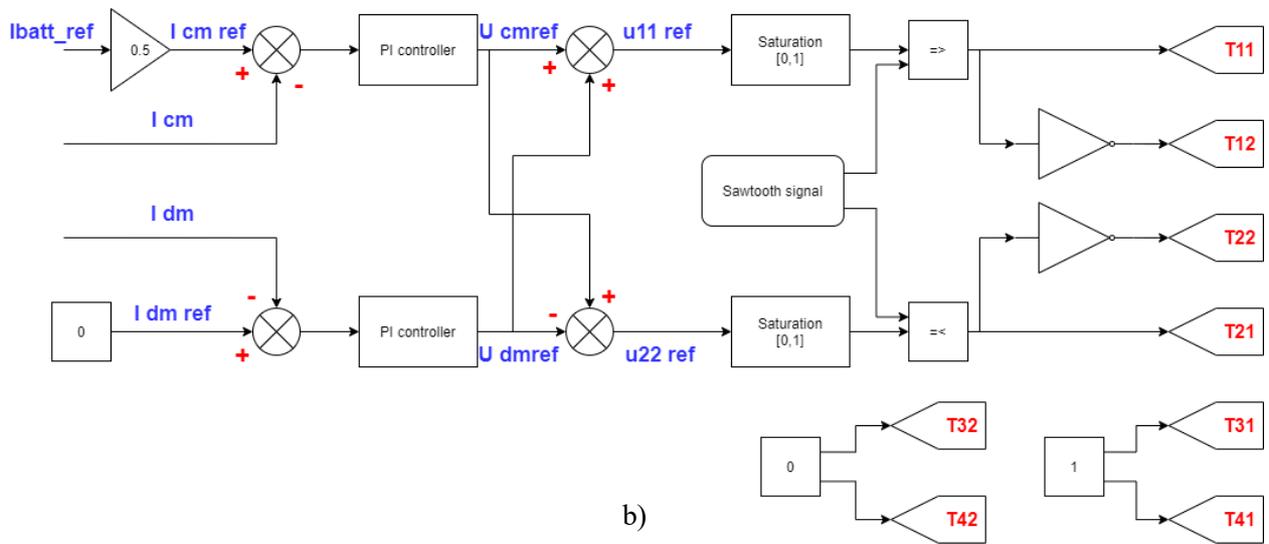


b)

Fig. 4-2. a) modelo en Simulink del DAB, b) esquema del bucle de control del voltaje, U_2 .



a)



b)

Fig. 4-3. a) captura del modelo desarrollado en Simulink del Buck+Boost, b) esquema del bucle control de la corriente, I_{batt} .

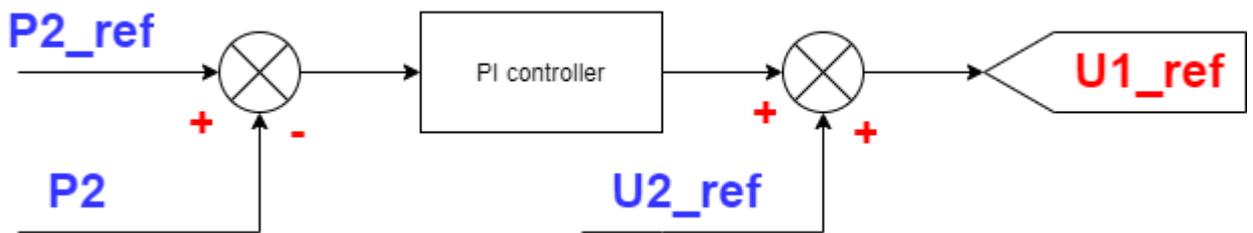


Fig. 4-4. Esquema del bucle de control de la potencia, P_2 .

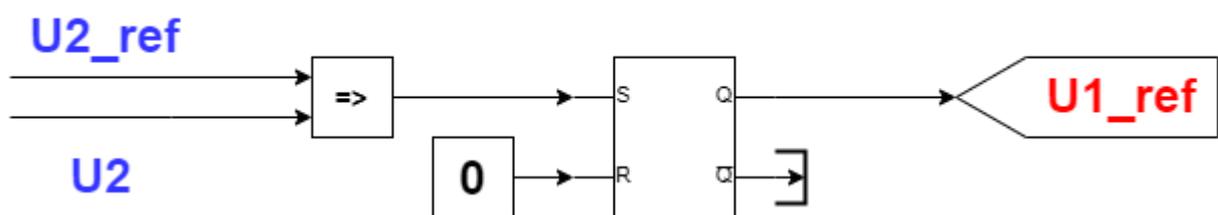


Fig. 4-5. Señal de enable usada en la simulación.

5 VERIFICACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN

En este capítulo comentaremos los resultados obtenidos de las distintas simulaciones de las topologías, usando como referencias la corriente de carga de la batería, la tensión de *DC link* y la potencia entregada a la batería. Además, se comparará la topología elegida para la última etapa de potencia con una etapa más sencilla y se demostrará por qué se ha elegido.

5.1. Resultados del convertidor Buck+Boost en solitario

Primero se estudia el comportamiento del Buck+Boost en solitario. Se usará el modelo expuesto en Fig. 5-1 y, como se explica en ese apartado, se fija la tensión de *DC link*, U_2 , a 800V.

En este caso, el rizado máximo de la corriente se ajusta al 10% que se tomó como requisito en el rediseño. Además, como la tensión de salida es constante, el rizado de la potencia es proporcional al rizado de la corriente. Presenta un rizado de 356 W pico a pico, como se puede ver en Fig. 5-1.

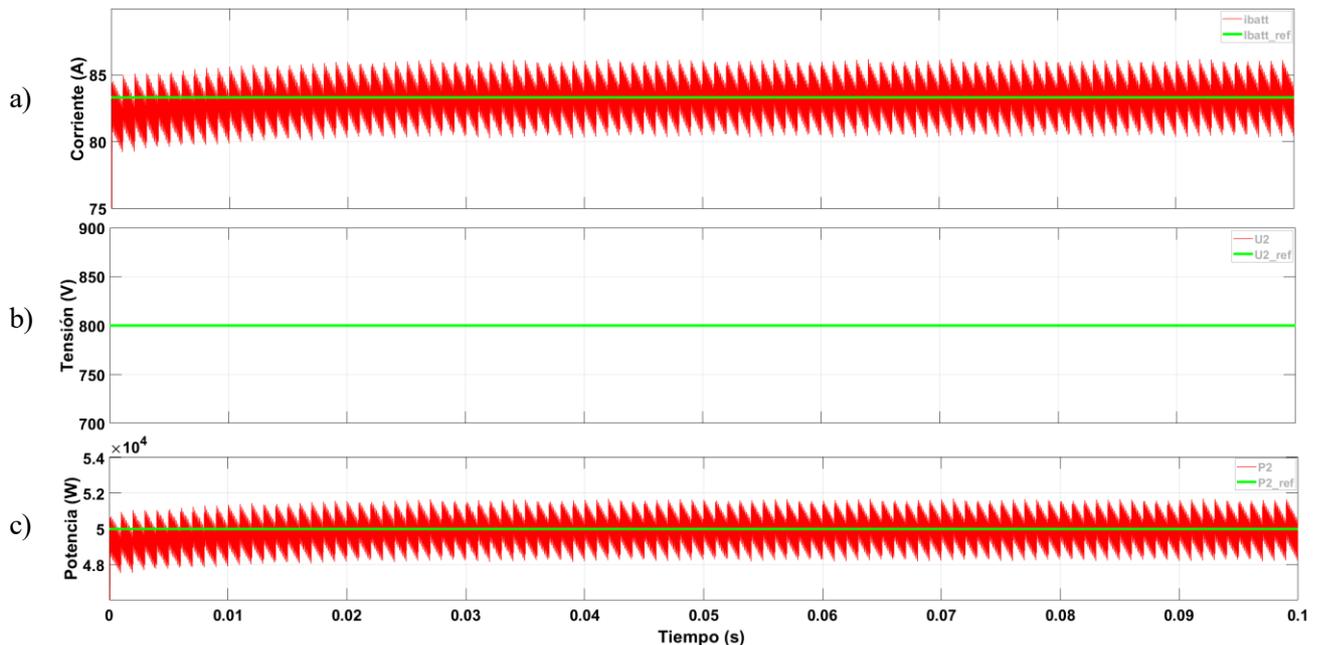


Fig. 5-1. Resultados del Buck+Boost en solitario. a) rizado de la corriente entregada a la batería, I_{batt} ; b) tensión del *DC link* del *pick-up*, U_2 , y c) rizado de la potencia entregada a la batería, P_2 , respecto a sus valores de referencia.

5.2. Resultados del sistema de carga completo

A continuación, se estudia el sistema ya completo en Fig. 5-2. Se puede observar cómo en los primeros instantes, los condensadores se están cargando, y, cuando la tensión U_2 alcanza la tensión de referencia, U_2^{ref} , se activa el convertidor Buck+Boost, así como las distintas etapas de control mediante la señal de ENABLE. Se puede apreciar que el rizado de la tensión es muy bajo gracias al ajuste del control, sin embargo, estas mínimas oscilaciones generan un rizado de corriente muy grande y, por lo tanto, también generan una oscilación muy amplia en la potencia entregada a la batería. Aun así, a pesar de que tarda un tiempo en alcanzar el régimen permanente, alcanza un rizado aceptable.

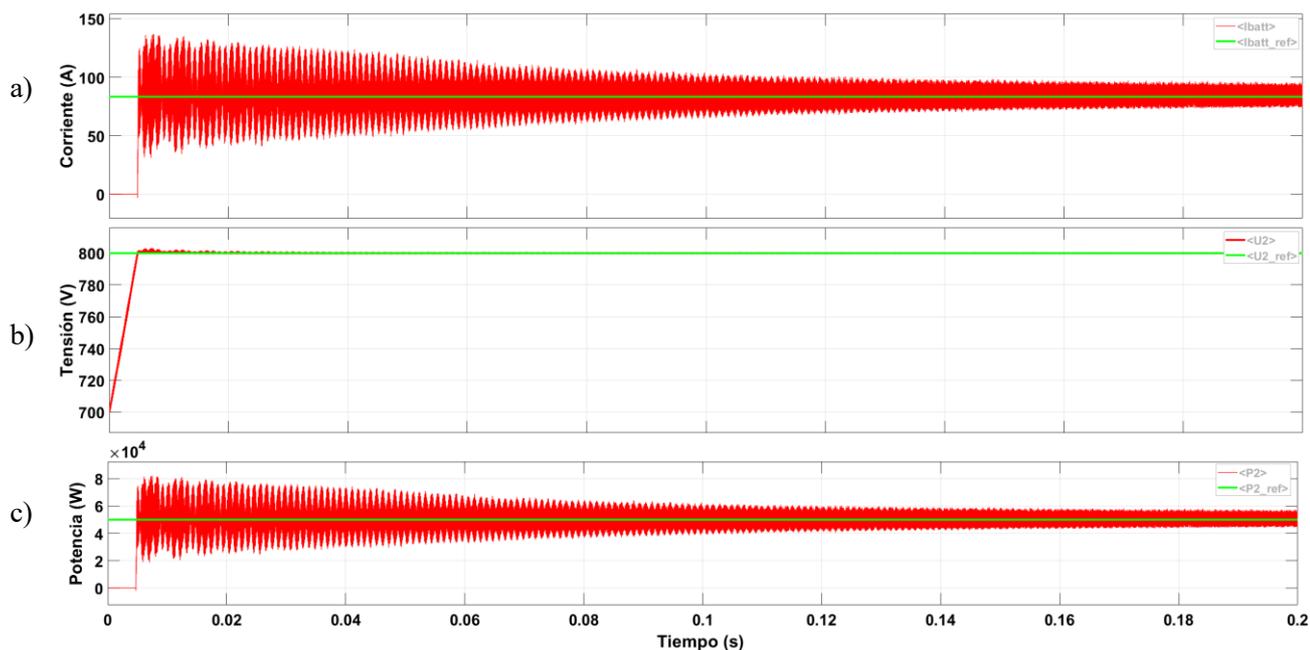


Fig. 5-2. Respuesta del sistema completo ante entrada (señal de potencia de dereferencia, P_2^{ref}) en escalón. a) rizado de la corriente entregada a la batería, I_{batt} ; b) tensión del *DC link* del *pick-up*, U_2 , y b) rizado de la potencia entregada a la batería, P_2 , respecto a sus valores de referencia.

5.3. Robustez del sistema de control

Para comprobar que el sistema es robusto y responde correctamente a las perturbaciones, se ha sometido a rampas de potencia de $\pm 20\%$ de variación respecto del nivel de referencia, Fig. 5-3.

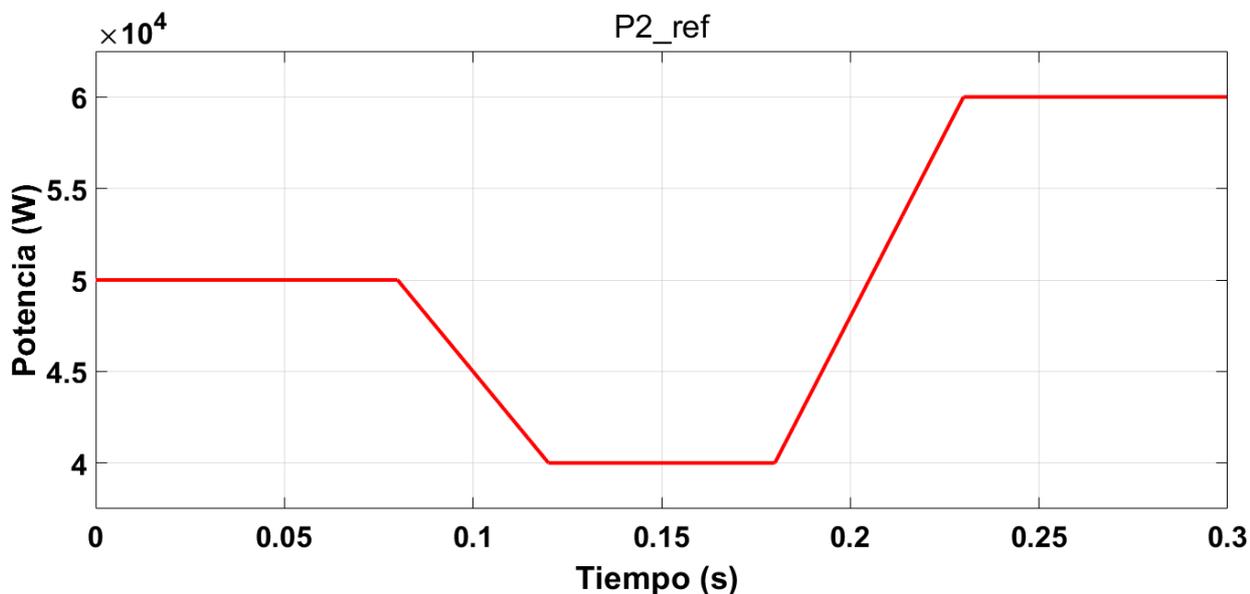


Fig. 5-3. Señal de referencia de la potencia entregada a la batería, P_2^{ref} . Variaciones graduales del $\pm 20\%$ respecto al valor de referencia original.

Como se observa en Fig. 5-4, la respuesta a las perturbaciones de potencia que presenta es muy buena ya que tiene tiempos de reacción muy rápidos y sigue considerablemente bien los cambios realizados en la potencia de referencia entregada a la batería, P_2^{ref} .

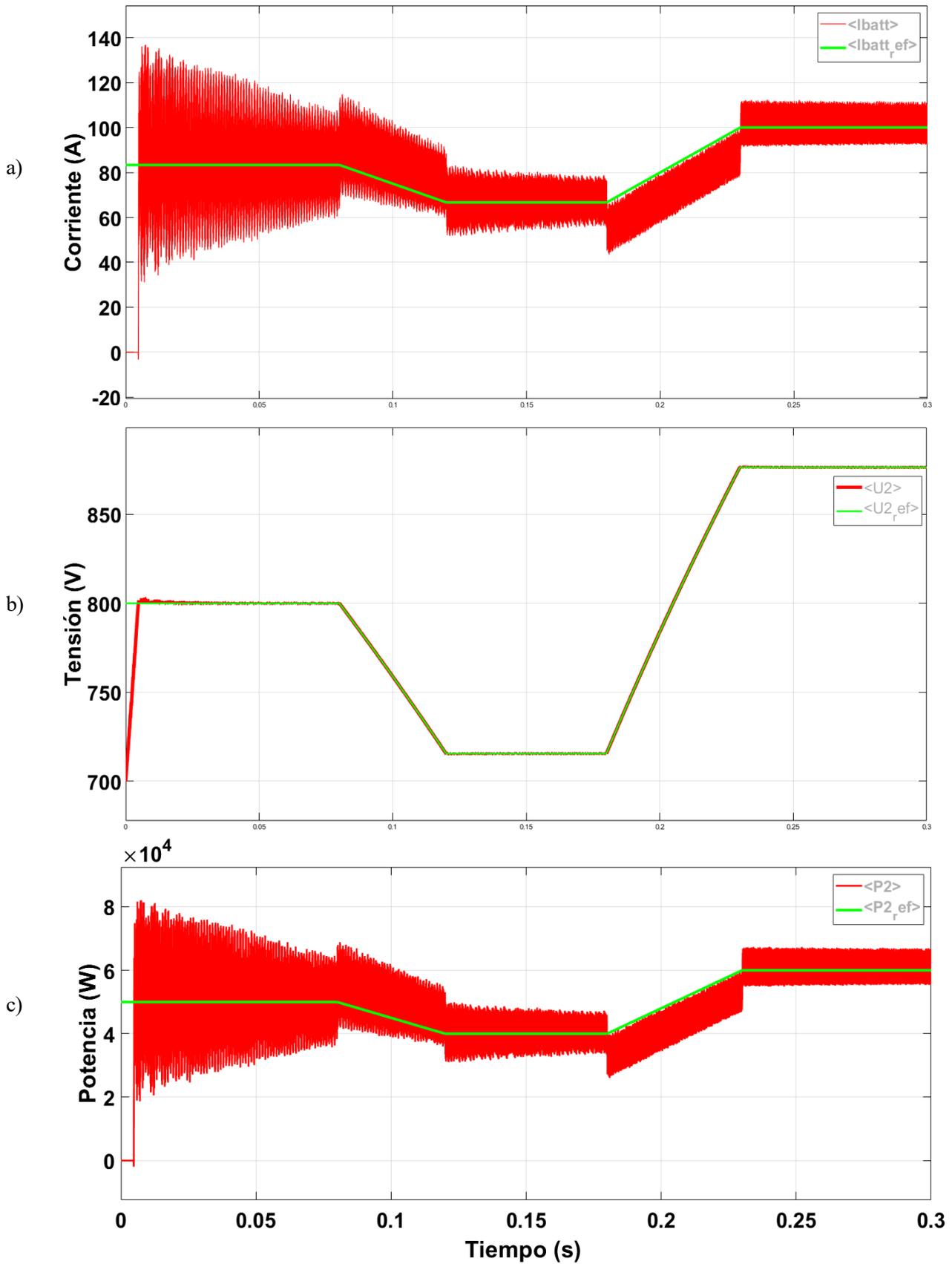


Fig. 5-4. Respuesta del sistema completo ante variaciones en forma de rampa de la referencia de potencia, P_2^{ref} . a) rizado de la corriente entregada a la batería, I_{batt} ; b) tensión del *DC link* del *pick-up*, U_2 , y b) rizado de la potencia entregada a la batería, P_2 , respecto a sus valores de referencia.

6 CONCLUSIONES

La carga inalámbrica aplicada a la automoción es un gran avance en la lucha contra el cambio climático y ofrece una excelente alternativa entre la creciente oferta de vehículos de nueva generación, tanto los eléctricos como los que hacen uso de nuevos combustibles respetuosos con el medio ambiente. Si además se combina con una red inteligente mediante el funcionamiento V2G – en el que el vehículo suministra potencia a la red-, se obtiene sin duda el medio transporte ideal en términos de seguridad, eficiencia, autonomía y sostenibilidad.

A lo largo de este trabajo se han estudiado dos de las topologías que componen el sistema de carga, que se encuentra repartido entre la infraestructura o la base de carga, conectada a la red eléctrica, y el vehículo. La primera etapa del sistema es la que recibe la energía de la red eléctrica. Se trata de un rectificador trifásico controlado asincrónicamente. En este caso, esta etapa se modela a través de una fuente de tensión controlada que produce una salida de tensión continua que se suministra a la segunda etapa del sistema. La siguiente topología es la que conecta el vehículo con la base de carga. El convertidor en cuestión es un puente activo dual, DAB, que consiste en 2 convertidores de puente completo sincronizados entre sí. Los convertidores de puente completo intercambian la potencia a través de sendas bobinas acopladas, haciendo uso de la transferencia inductiva de potencia, IPT. Esta es la etapa más crítica del sistema ya que el acoplamiento magnético entre las bobinas no es muy fuerte. Se debe a que existe una separación física entre las bobinas y a que la potencia recibida decae con el aumento de la distancia entre estas. Por último, la etapa final del sistema de carga es un convertidor DC/DC que ajusta la tensión de salida de la etapa anterior para adecuarla a la requerida por la batería para su correcto funcionamiento. Para este trabajo fin de grado se ha decidido usar la topología Buck+Boost intercalada propuesta en [1]. Esta topología se compone 2 convertidores de tipo reductor + elevador intercalados, relacionados entre sí a través de transformadores, estando ambas ramas desfasadas entre sí 180°. Se hace uso de 2 transformadores con relación de transformación unitaria, uno de ellos estará directamente acoplado (DCI) y el otro estará inversamente acoplado (ICI). Esto ayudará a anular la corriente diferencial generada y a disminuir el ruido de la señal transmitida a la batería.

En cuanto al diseño, en la tesis doctoral que se utiliza como referencia en este trabajo [1] plantea el uso de 3 convertidores DC/DC en paralelo en la última etapa para suministrar los 50 kW requeridos para la batería. Por lo tanto, estos convertidores están diseñados cada uno para suministrar 20 kW. Sin embargo, se ha tomado la decisión en este trabajo de hacer uso de un único convertidor, por lo que tendrá que ser rediseñado para poder suministrar los 50 kW. Para ello se estudia la relación existente entre las corrientes que circulan por el circuito y los valores de las bobinas de los transformadores para poder ajustarlas. Se llega a la conclusión de que ambos transformadores aportan cada uno 1 grado de libertad, el transformador ICI permite regular la corriente diferencial que se genera en los transformadores, por lo que se usará para anularla; mientras que el transformador DCI está relacionado con la corriente que alimenta la batería, I_{batt} , por lo que este nos permitirá alcanzar la potencia necesaria. Por otra parte, durante la simulación del sistema se descubre que los valores de las inductancias acopladas del DAB son insuficientes para proporcionar la potencia necesaria al *pick-up* del modelo, por lo que se procede a recalcular los valores de estas bobinas haciendo uso de las Ecuaciones desarrolladas durante el análisis.

A continuación, se han desarrollado los modelos en Simulink de las diferentes topologías para poder realizar la simulación, implementar el control y obtener los resultados. La primera topología, el rectificador de trifásica de la entrada, se ha modelado como una fuente de tensión controlada. Por su parte, las otras dos topologías se han modelado siguiendo los esquemas que se pueden encontrar en Fig. 3-2 y Fig. 3-5.

Para realizar el control del sistema se anidan 3 bucles de control que actuarán sobre distintos bloques del modelo de simulación. El primer bucle controla la potencia entregada a la batería, P_2 , y actúa sobre la tensión *DC link* del transmisor, U_1 . Se calcula el error que se comete en la potencia entregada y se aplica un bloque de compensación cuya salida se sumará a la tensión U_1^{ref} . De esta forma se obtiene la tensión que suministrará la fuente de tensión controlada que suministra la entrada. El siguiente bucle de control es el de la tensión. Este bucle calcula el error cometido en la tensión *DC link* del receptor, U_2 , respecto de su valor de referencia, U_2^{ref} , y se aplica un bloque de compensación que devuelve la referencia de la corriente que deberá ser entregada a la batería, I_{batt}^{ref} . Este bloque en concreto no actúa sobre ningún bloque del modelo, sino que sirve para calcular la referencia usada para el siguiente bucle. El último bucle es el que controla la corriente. Se trata del bucle más

complejo ya que en vez de controlar las corrientes que circulan por las 2 fases del convertidor Buck+Boost, se controlan las corrientes auxiliares de modo común, I_{CM} , y de modo diferencial, I_{DM} . En este bucle se generan dos modulaciones PWM que actuarán sobre los MOSFET de ambas fases del convertidor.

Por último, una vez que se ha ajustado el sistema de control, se procede a realizar las simulaciones para analizar los resultados. Se comprueba que el sistema responde de acuerdo con lo esperado en régimen permanente, con rizados de las señales dentro de lo razonable. Además del régimen permanente, se estudia cómo responde el sistema ante perturbaciones de la señal de referencia de potencia entregada a la batería, P_2^{ref} . Se observa en la Fig. 5-4 que las respuestas siguen la referencia, ajustándose rápidamente a la nueva referencia. La señal de tensión U_2 , Fig. 5-4 b), sigue perfectamente su valor de referencia incluso en los periodos en los que esta no es constante. Por el contrario, se observa que estos instantes en los que la señal de referencia no es constante, la media de las señales de a) corriente y c) potencia no se ajustan a la referencia, aunque en el momento en que la referencia alcanza el valor correspondiente, ambas señales se ajustan al valor de referencia instantáneamente.

Para terminar, mencionar unas posibles líneas de trabajo por las que sería muy interesante continuar la investigación al respecto de este trabajo. Por una parte, desarrollar un modelo de control que incluya el modo elevador del convertidor Buck+Boost intercalado, haciendo que el sistema actúe en V2G. De este modo el flujo de la potencia sería desde la batería del vehículo hacia la red. Por otra parte, se podría desarrollar un modelo que permitiera la carga dinámica. Para ello, habría que modelar el comportamiento de las bobinas acopladas, variando el valor del coeficiente de acoplamiento magnético según la desviación de la bobina del *pick-up* respecto de la del suelo.

7 REFERENCIAS

- [1] R. Bosshard, «Multi-Objective Optimization of Inductive Power Transfer Systems for EV Charging. Doctoral Thesis,» Zurich, 2015.
- [2] C. Harvey y N. Gronewold, «CO2 Emissions Will Break Another Record in 2019,» de *Scientific American*, 2019.
- [3] Naciones Unidas, «Acuerdo de París,» París, 2015.
- [4] Comisión Europea, «El Pacto Verde Europeo,» Bruselas, 2019.
- [5] L. Situ, «"Electric vehicle development: The past, present & future",» de *3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, 2009, pp. 1-3, 2009.
- [6] S. G. Selvakumar, «Electric and Hybrid Vehicles - A comprehensive overview,» de *IEEE 2nd International Conference On Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEPES52894.2021.9699557., 2021.
- [7] Fundación Endesa, «Smart Grids,» [En línea]. Available: <https://www.fundacionendesa.org/es/educacion/endesa-educa/recursos/smart-grid>.
- [8] D. Kishan y P. Nayak, «Wireless power transfer technologies for electric vehicle battery charging - A state of the art,» de *International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPEs)*, 2016, pp. 2069-2073, doi: 10.1109/SCOPEs.2016.7955812, 2016.
- [9] R. Tavakoli y 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, n° 3, pp. 1378-1393, September 2018.
- [10] S. Mohammed y J.-W. Jung, «Comprehensive State-of-the-Art Review of Wired/Wireless Charging Technologies for BEVs,» *IEEE Access*, vol. 9, pp. 19572-19585, 2021.

GLOSARIO

CWPT	Transferencia de potencia inalámbrica capacitiva
D	Duty cycle
DAB	Dual Active Bridge
DCI	Direct Coupling Inductance
EMI	Interferencia Electromagnética
EV	Vehículo Eléctrico
HEV	Vehículo Eléctrico Híbrido
ICI	Inverse Coupling Inductance
IPT	Transferencia de potencia inalámbrica inductiva
MPT	Transferencia de potencia por microondas