

# Diseño y operación de un convertidor CC/CC para la integración de almacenamiento de energía en un sistema de tracción ferroviario

María R. Rogina<sup>1</sup>, A. Rodríguez<sup>1</sup>, M. M. Hernando<sup>1</sup>,

I. Larrazabal<sup>2</sup>, A. Pulido<sup>2</sup>, D. Ortega<sup>2</sup>, I. Ayarzagüena<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Universidad de Oviedo. Campus de Viesques s/n, 33204 Gijón.

<sup>2</sup>Ingeteam Power Technology S.A. 48170 Zamudio. Vizcaya.

rodriguezmaria@uniovi.es, rodriguezalberto@uniovi.es, mmhernando@uniovi.es, igor.larrazabal@ingeteam.com, andoni.pulido@ingeteam.com, david.ortega@ingeteam.com, iban.ayarzagüena@ingeteam.com

**Resumen**—La incorporación de sistemas de almacenamiento de energía (ESS, del inglés, *Energy Storage System*) puede mejorar el rendimiento energético de los sistemas ferroviarios, sobre todo, a nivel del sistema de tracción gracias a la recuperación de energía por frenado regenerativo. En este trabajo, se analiza un convertidor bidireccional y modular con aislamiento galvánico de media frecuencia basado en MOSFET de Carburo de Silicio (SiC) que conecta el ESS con una catenaria de 1500 Vdc y con la carga. Se estiman los límites de potencia y frecuencia de conmutación alcanzables con los semiconductores disponibles en la actualidad y se validan distintos modos de operación usando simulaciones.

**Keywords**—Dual Active Bridge (DAB), convertidor bidireccional, Carburo de Silicio (SiC)

## I. INTRODUCCIÓN

El transporte ferroviario es un medio de locomoción eficiente energéticamente ya que genera menos emisiones de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) que otros medios de transporte. La mejora del rendimiento energético es uno de los aspectos más importantes de aquellas estrategias que intentan reducir las emisiones de CO<sub>2</sub> y los costes e incrementar por tanto los beneficios de la empresa. En la actualidad se propone el uso de sistemas de almacenamiento de energía (ESS, del inglés, *Energy Storage System*) para asistir al sistema de tracción y favorecer el aprovechamiento del frenado regenerativo, mejorando el rendimiento energético de los sistemas ferroviarios [1]. La tasa de ahorro de energía relacionada con el uso de ESS se dice que puede llegar a ser del 25% a nivel de sistema [2]. Entre los ESS más comunes se encuentran los supercondensadores y las baterías electroquímicas. Los supercondensadores se utilizan generalmente en los sistemas de tránsito ferroviario urbano gracias a su mayor densidad de potencia, sus tiempos de carga y descarga cortos y su larga vida útil [3]. Por su parte, las baterías electroquímicas, como las de plomo ácido, níquel-cadmio (Ni-Cd), níquel-metal hidruro (NiMH) o las baterías de iones de litio (Li-ion) pueden aprovechar su alta densidad de energía para ser una buena opción de futuro [1]. Debido a esta propiedad, las baterías se usan más como sistemas de almacenamiento estacionarios, para absorber la energía del frenado regenerativo de distintos trenes que pasan por una sección eléctrica específica [4], [5]. El uso de ESS híbridos y la capacidad de optimización de estos sistemas ya han sido previamente analizados [6], [7].

El uso de ESS da la posibilidad de incrementar la flexibilidad del diseño, la controlabilidad del sistema, el rendimiento y la fiabilidad. Sin embargo, se necesitan distintas topologías de potencia para conectar el ESS con el propio sistema de alimentación de tracción. Para transformar los diferentes niveles de tensión se requiere de un convertidor continua-continua (CC-CC) de alta tensión y capaz de gestionar alta potencia bidireccionalmente, proporcionando aislamiento galvánico y con un peso y tamaño reducido. Para la reducción del peso y del tamaño, se utilizarán frecuencias de conmutación más altas de las utilizadas habitualmente en estas aplicaciones. El objetivo es tratar de alcanzar frecuencia de conmutación medias (MF), en el orden de unas pocas unidades de kHz [8], [9].

En este artículo, se propone un convertidor modular bidireccional CC-CC aislado. Para reducir el tamaño y el volumen del convertidor propuesto, se incrementa ligeramente la frecuencia de conmutación (entre 5-10 kHz) gracias a la utilización de dispositivos MOSFET de Carburo de Silicio (SiC) disponibles comercialmente. Teniendo en cuenta los semiconductores existentes en el mercado, se estima la máxima frecuencia de conmutación y la máxima potencia que puede gestionar cada uno de los módulos que componen el convertidor, limitando la temperatura máxima en los semiconductores. Además, se muestran modelos promediados y conmutados del convertidor propuesto (usando la herramienta PSIM®), comparándolos y validando la operación del sistema bajo distintos modos de operación (carga y descarga de la batería, frenado regenerativo y operación sin catenaria).

A continuación, se describirá la propuesta del sistema de tracción de una aplicación ferroviaria incluyendo ESS en la Sección II. En la Sección III, se muestra la topología del convertidor seleccionado, así como el tipo de semiconductores más apropiados. En la Sección IV, se analiza la máxima frecuencia de conmutación y potencia manejada alcanzable por el convertidor utilizando semiconductores actualmente disponibles en el mercado. En la Sección V, se simula el sistema completo en todos los posibles modos de operación. Finalmente, se incluyen las conclusiones del trabajo en la Sección VI.

## II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN INCLUYENDO SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Existen diferentes tipos y niveles de tensión para los sistemas de suministro de energía de los ferrocarriles eléctricos. Los rangos de tensión más comunes vienen detallados en la Tabla I. En general, los sistemas de alimentación DC son usados en sistemas de tránsito masivos, siendo 1500 Vdc y 3000 Vdc los niveles de tensión más comunes.

TABLA I NIVELES DE TENSIÓN PARA FERROCARRILES ELÉCTRICOS DE ACUERDO A LA NORMA EN 50163.

Sistema de Electrificación	Tensión		
	Min. no permanente	Nominal	Máx. no permanente
600 Vdc	400 V	600 V	800 V
750 Vdc	500 V	750 V	1000 V
1500 Vdc	1000 V	1500 V	1950 V
3 kVdc	2 kV	3 kV	3,9 kV
15 kVac, 16,7 Hz	11 kV	15 kV	18 kV
25 kVac, 50 Hz	17,5 kV	25 kV	29 kV

Este artículo pretende validar la operación de un sistema de alimentación combinado, compuesto por un ESS con una tensión nominal de 750 Vdc y de una catenaria de 1500 Vdc (usada principalmente en sistemas de tracción de potencia media, en el rango de algunas unidades de MW). En la Fig. 1, se muestra el esquema del sistema de alimentación propuesto para el sistema de tracción. Este trabajo se centra en la validación de los distintos modos de operación y las especificaciones de diseño del convertidor modular CC/CC.

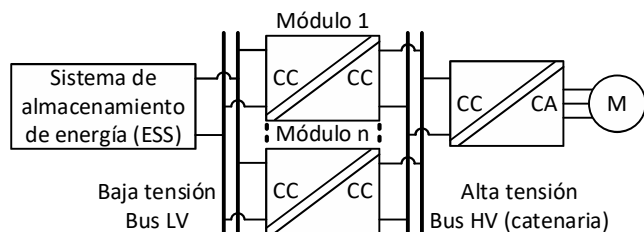


Fig. 1. Esquema del sistema de alimentación de tracción propuesto. La tensión de salida nominal del ESS (bus LV) es de 750 Vdc mientras que la tensión nominal de la catenaria es de 1500 Vdc (bus HV).

El convertidor CC/CC debe ser capaz de operar fundamentalmente en tres modos de operación:

1) *Carga controlada del ESS desde la catenaria*: La energía va desde el bus de alta tensión (HV) hacia el bus de baja tensión (LV).

2) *Carga del ESS debido al frenado regenerativo*: La energía va desde el bus HV hacia el bus LV.

3) *Regulación de la tensión del bus HV*: La energía va desde el bus LV hacia el bus HV. Esta situación se da cuando la catenaria no está disponible temporalmente.

Debido a los distintos flujos de energía requeridos, el convertidor CC/CC ha de ser bidireccional. Por otro lado, el convertidor CC/CC debe proporcionar aislamiento galvánico. Se opta por usar un transformador de frecuencia media (5-10 kHz) para reducir el volumen y peso. Se evalúa el uso de

MOSFET de SiC para incrementar la frecuencia de conmutación sin incrementar la temperatura de la unión del semiconductor por encima de su límite físico máximo.

Se diseña un convertidor CC/CC modular que permita escalabilidad en el sistema. La potencia máxima y la frecuencia de conmutación de cada módulo se estimará basándose en dispositivos semiconductores disponibles comercialmente. El número de módulos necesarios dependerá de la potencia máxima requerida por el sistema de alimentación de tracción. Esta solución modular puede proporcionar, además, redundancia y tolerancia a fallos.

## III. TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR CC/CC BIDIRECCIONAL A FRECUENCIA MEDIA

El Doble Puente Activo (en inglés, *Dual Active Bridge*, DAB) es una topología CC/CC bien conocida en la literatura técnica actual por su capacidad de conversión de tensión en aplicaciones de alta potencia en las que se necesita aislamiento galvánico y capacidad de operación bidireccional, pudiendo funcionar tanto como elevador como reductor [10]-[12].

Otro aspecto clave del convertidor DAB es su capacidad intrínseca para conseguir conmutaciones suaves por medio de sencillas estrategias de control basadas en fase desplazada (SPS, del inglés *Single Phase-Shift*), lo cual, a su vez, permite incrementar la frecuencia de conmutación. Los semiconductores de potencia de ambos puentes se conmutan con tensión cero (ZVS, del inglés *Zero Voltage Switching*), generando bajas pérdidas de conmutación (en comparación con el caso de conmutaciones duras) y alto rendimiento. Sin embargo, en condiciones de baja carga, el ventajoso ZVS puede llegar a perderse. Además, la corriente eficaz en el transformador puede sufrir incrementos drásticos cuando las variaciones de tensión son grandes y esto puede afectar a la estabilidad global del convertidor DAB.

Existen alternativas de modulación basadas en fase desplazada múltiple [13]-[19] que se ha demostrado que son eficaces para extender el rango de trabajo con conmutaciones suaves y así mejorar el rendimiento del convertidor y, por tanto, deberían usarse especialmente cuando existan condiciones de baja carga. Asimismo, el DAB puede paralelizarse fácilmente ya que se comporta como una fuente de corriente tanto en su entrada como en su salida [12] y, en consecuencia, cumple con todos los requisitos descritos previamente.

La topología básica del DAB se muestra en la Fig. 2. Como puede observarse, la tensión LV viene dada por la tensión del ESS. Sin embargo, el comportamiento de la tensión HV depende del modo de operación y se emula como una fuente de tensión cuando la tensión es regulada por la catenaria, y como una fuente de corriente cuando la catenaria está desconectada y el bus HV debe ser regulado por el propio convertidor DAB. En la Fig. 3, se muestran algunas formas de onda de funcionamiento del DAB indicando parámetros de especial interés para el cálculo de las corrientes medias y eficaces de los semiconductores.

Siguiendo [12] y [20] y utilizando (1) y (2) se calculan los valores de  $n$  y  $L_k$ , respectivamente, en función de las tensiones LV ( $V_{LV}$ ) y HV ( $V_{HV}$ ), la frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ), la potencia ( $P_{nom}$ ) y el ciclo de trabajo máximo ( $d_{max}$ ), seleccionado para poder manejar la  $P_{nom}$  con las tensiones nominales.

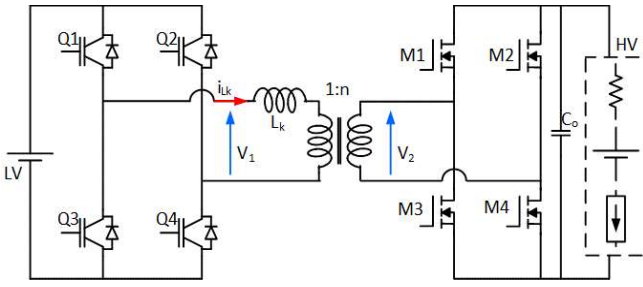


Fig. 2. Esquema circuitual del convertidor DAB.

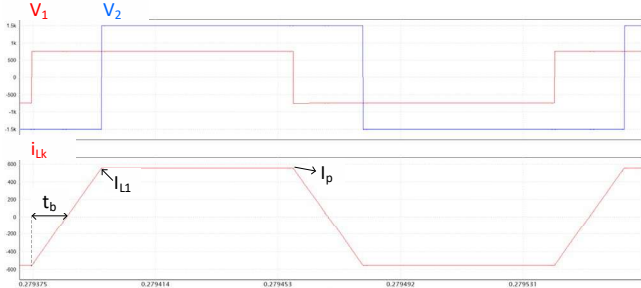


Fig. 3. Formas de onda características de funcionamiento del DAB en un caso de ejemplo (tensiones nominales, frecuencia de conmutación de 6kHz y potencia de 300kW).

$$n = \frac{V_{LV\_nom}}{V_{HV\_nom}} \quad (1)$$

$$L_k = V_{LV\_nom} \cdot V_{HV\_nom} \cdot \frac{n \cdot d_{max} \cdot (1 - d_{max})}{2 \cdot f_{sw} \cdot P_{nom}} \quad (2)$$

A continuación, podemos calcular los valores de la corriente por la inductancia de dispersión en el instante de la conmutación de ambos puentes,  $I_p$  usando (3) y  $I_{L1}$  usando (4). Además, calculamos el tiempo  $t_b$  usando (5).

$$I_p = \frac{1}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_k} \cdot (n \cdot V_{HV\_nom} + V_{LV\_nom} \cdot (2 \cdot d - 1)) \quad (3)$$

$$I_{L1} = \frac{1}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_k} \cdot (n \cdot V_{HV\_nom} \cdot (2 \cdot d - 1) + V_{LV\_nom}) \quad (4)$$

$$t_b = \frac{n \cdot V_{HV\_nom} \cdot (2 \cdot d - 1) + V_{LV\_nom}}{4 \cdot f_{sw} \cdot (n \cdot V_{HV\_nom} + V_{LV\_nom})} \quad (5)$$

Con estos valores podemos calcular la corriente eficaz por la inductancia de dispersión usando (6) y a partir de ella se calculan fácilmente las corrientes eficaces por los interruptores del puente LV y HV usando (7) y (8).

$$I_{rms\_Lk} = \quad (6)$$

$$\sqrt{2 \cdot f_{sw} \cdot \left( \frac{I_p^2}{3} \cdot \left( \frac{d}{2 \cdot f_{sw}} - t_b \right) + \left( \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} - \frac{d}{2 \cdot f_{sw}} \right) \cdot \left( I_p^2 + \frac{(I_p - I_{L1})^2}{3} - I_p \cdot (I_p - I_{L1}) \right) + \frac{I_{L1}^2 \cdot t_b}{3} \right)}$$

$$I_{rms\_LV} = \frac{I_{rms\_Lk}}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

$$I_{rms\_HV} = \frac{n \cdot I_{rms\_Lk}}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

#### IV. ESTIMACIÓN DE LA POTENCIA MÁXIMA Y DE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE UN MÓDULO CC/CC DAB

Los sistemas de tracción de potencia media normalmente manejan potencia en el rango de MW. Por esta razón, una configuración modular parece una solución adaptable y prometedora. En este sentido, la máxima potencia alcanzable por cada módulo ( $P_{max}$ ) ha de estimarse teniendo en cuenta que se intenta incrementar lo máximo posible la frecuencia de conmutación y la densidad de potencia del módulo.

Para llevar a cabo este estudio se comparan tanto IGBT de Si como MOSFET de SiC con tensiones de ruptura de 1,7 kV y 3,3 kV disponibles comercialmente y que conformarán el módulo del DAB. Se calcula la máxima frecuencia de conmutación y la potencia de cada módulo para una temperatura de unión máxima ( $T_{jmax}$ ).

Se estiman las pérdidas de conmutación ( $L_{SW}$ ) usando las energías de conmutación de apagado. Se prescinde de las energías de encendido ya que a potencia máxima se puede conseguir ZVS. El valor de la hoja de características de  $E_{off}$  se extrapola linealmente teniendo en cuenta los valores de la tensión y de corriente en el DAB en el momento de la conmutación con potencia  $P_{max}$ . El valor de la corriente en el instante de la conmutación se estima usando (3) y (4).

Las pérdidas por conducción ( $L_C$ ) se estiman teniendo en cuenta la resistencia en conducción ( $R_{on}$ ) a  $T_{jmax}$  y los valores de corriente media y rms a  $P_{max}$ .

Se usa (9) para comparar de forma aproximada las pérdidas totales ( $L_{Total}$ ) de todos los semiconductores bajo estudio, donde  $V_0$  vale 0 V para los MOSFET de SiC. La temperatura de la unión ( $T_j$ ) de los semiconductores se calcula usando (10).

$$L_{total} = L_C + L_{SW} = V_0 \cdot I_m(P_{max}) + R_{on}(T_{jmax}) \cdot I_{rms}^2(P_{max}) + f_{sw} \cdot E_{off}(P_{max}) \quad (9)$$

$$T_j = R_{th\_total} \cdot L_{total} / 1000 + T_a \quad (10)$$

Un estudio inicial, considerando una potencia de 250kW y una frecuencia de 5kHz, concluye que los IGBT de Si de 1,7 kV y 1000 A son la opción preferida para el puente LV (donde las pérdidas de conducción predominan). La reducción en las pérdidas de conmutación de los MOSFET de SiC no compensan sus pérdidas de conducción más altas ( $R_{on}$  aumenta considerablemente con la temperatura) y su coste. Para el puente HV, donde predominan las pérdidas de conmutación, los MOSFET de SiC de 3,3 kV y 750 A parecen la mejor opción para alcanzar la frecuencia de conmutación deseada.

La resistencia térmica total ( $R_{th\_total}$ ) es la suma de la resistencia térmica del empaquetado del semiconductor (parámetro extraído de sus hojas de características) y del radiador (valores estimados empíricamente de 15°C/kW y 30°C/kW para los dispositivos de los puentes LV y HV, respectivamente). La temperatura ambiente ( $T_a$ ) se fija a 60°C.  $T_{jmax}$  se fija a 135°C y 160°C para los dispositivos del puente LV (Si) y HV (SiC), respectivamente.

En la Fig. 4 (a) se muestra la  $T_j$  a  $P_{max}$  para distintas frecuencias de conmutación y potencia de los semiconductores seleccionados. En la Fig. 4 (b), se ve la potencia de cada módulo del DAB a la que los dispositivos alcanzan su  $T_{jmax}$  en función de la frecuencia de conmutación.

Un incremento de la frecuencia de conmutación desde 1-2 kHz a 5-6 kHz permite una mejora de la densidad de potencia. Sin embargo, en lo referente al proceso de fabricación del transformador, se puede conseguir un incremento importante de la densidad de potencia del mismo si se aumenta la frecuencia de conmutación a 8 kHz, porque en ese caso se puede usar un material magnético distinto para el núcleo del transformador. Debido a esta condición práctica de fabricación y considerando los resultados de la Fig. 4, dos soluciones distintas parecen las mejores opciones: cada módulo de 300 kW a 6 kHz o cada módulo de 250 kW a 8 kHz. Dependiendo de la aplicación final (espacio, redundancia, tolerancia a fallos, etc.), debería hacerse un análisis más detallado para encontrar la solución óptima y calcular el número de módulos necesarios. En este trabajo, la potencia máxima escogida para cada módulo será  $P_{max}=300$  kW y su frecuencia de conmutación  $f_{sw}=6$  kHz.

#### V. SIMULACIÓN DEL DOBLE PUENTE ACTIVO CC/CC BAJO DISTINTOS MODOS DE OPERACIÓN

Para poder simular tiempos de simulación largos en unos pocos segundos se usa un modelo promediado del DAB [12]. En la Fig. 5 se muestra una comparación de los modelos de simulación conmutado y promediado desarrollados. Como se observa, se consigue una buena concordancia en los resultados.

El sistema completo se emula valiéndose del modelo de simulación promediado del DAB, haciéndolo trabajar bajo los distintos modos de operación. En la Fig. 6 se muestra un diagrama de bloques del sistema simulado. La carga se emula como una fuente de corriente que demanda una potencia continua de 1 MW. La catenaria se emula como una fuente de tensión DC de 1500 V. Para verificar que los módulos del DAB son capaces de regular el bus HV, se simula una desconexión de la catenaria. Para ello el ESS se caracteriza como un condensador de valor capacitivo grande (el valor de la capacidad se adapta para conseguir una simulación de unos segundos), ya que la tecnología y la capacidad del ESS (probablemente sea un ESS híbrido) no está totalmente definida aún. El bloque de control genera la señal de control

usada por los HV cuatro módulos del DAB, la cual depende del modo de operación y de los valores LV, HV y de la corriente de salida de cada DAB. Podrían definirse otras estrategias de control de más alto nivel que optimizasen la gestión de la energía.

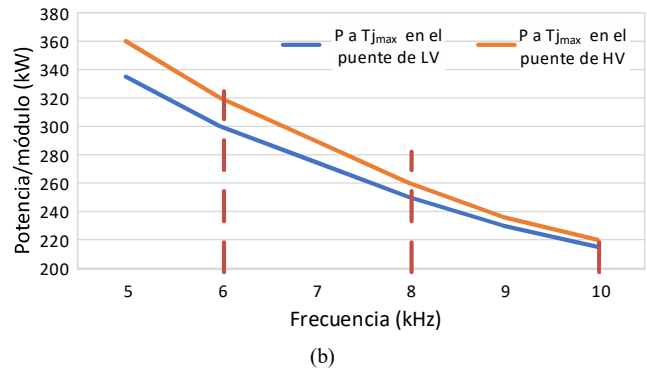
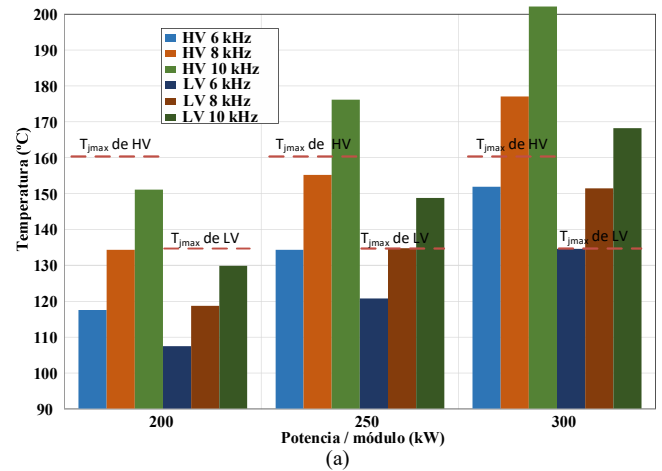


Fig. 4. (a)  $T_j$  para distintas potencias y frecuencias de conmutación, para los semiconductores del puente HV y LV. (b) Potencia del módulo DAB para la que se alcanza la máxima  $T_j$  para los semiconductores seleccionados para los puentes LV y HV en función de la frecuencia de conmutación. Se dan ejemplos de la potencia máxima estimada para cada módulo del DAB para distintas frecuencias de conmutación: 300 kW a 6 kHz, 250 kW a 8 kHz y 210 kW a 10 kHz.

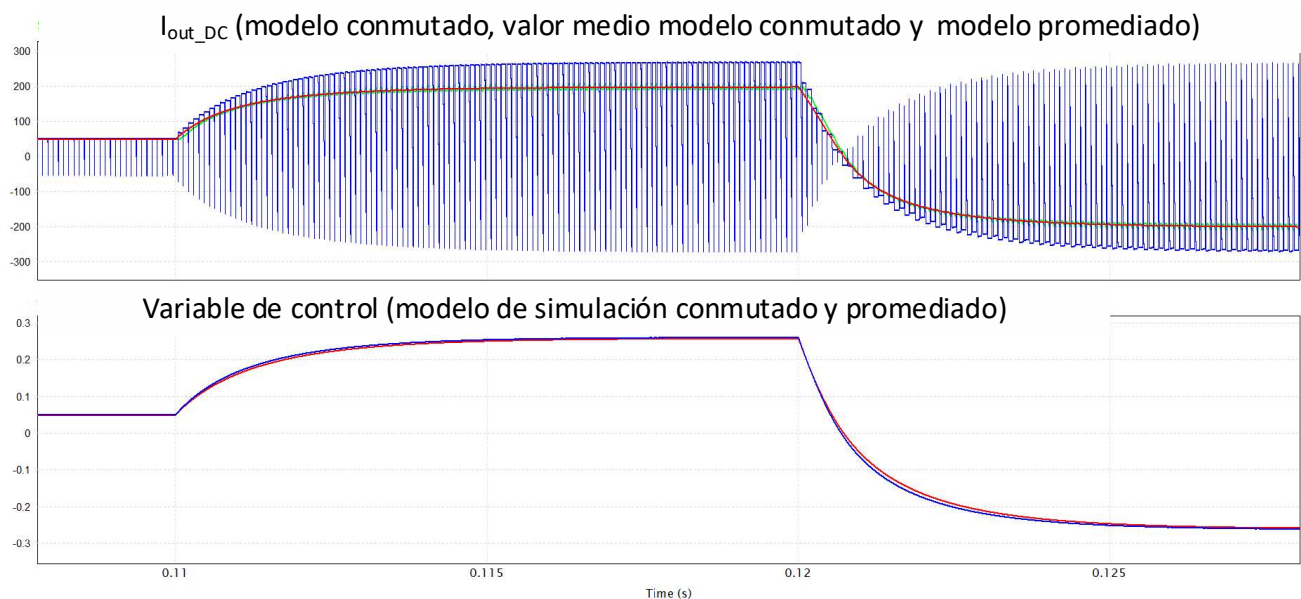


Fig. 5. Comparación del modelo de simulación conmutado (en azul) y del promediado (en rojo). En verde se representa el valor medio de la corriente de conmutación. La corriente de referencia va de 50 A ( $1/4 P_{max}$ ) a 200 A y, después, a -200 A.

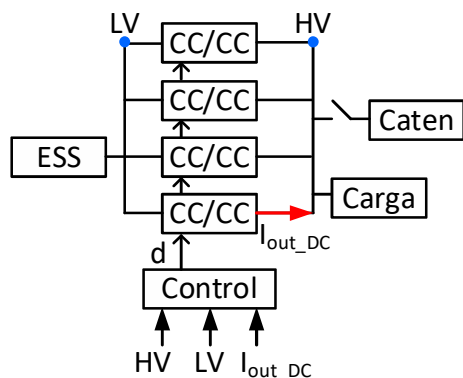


Fig. 6. Diagrama del sistema completo simulado.

Cabe señalar que la simulación realizada es un punto de partida muy idealizado, donde no se han considerado parásitos de los componentes, tolerancias entre los módulos, posibles asincronías, tiempos muertos, impedancia de los cables de conexión, u otros aspectos que aparecerán en la realidad y que podrán afectar a la estabilidad del sistema y deberán ser analizados con mayor detalle.

Como puede verse en la Fig. 7, inicialmente el ESS se carga a corriente constante (1/3 de la corriente máxima del módulo DAB) hasta que llega a su tensión nominal (750 V), momento en el que sigue cargándose a tensión constante.

El ESS no entra en funcionamiento (la catenaria abastece la carga) hasta que se emula el frenado regenerativo. En  $t = 6$  s HV se incrementa hasta 1700 V y los módulos del DAB absorben la corriente máxima para cargar la batería hasta su valor de tensión máximo (780 V). Si la batería está totalmente cargada y el frenado regenerativo no ha terminado, una resistencia de frenado debería activarse para disipar la potencia sobrante. En  $t = 10$  s, el frenado regenerativo finaliza, el bus HV vuelve a llegar a su valor nominal de 1500 V y la batería se descarga hasta su valor nominal abasteciendo a la

carga. En  $t = 18$  s la catenaria se desconecta y los módulos del DAB alimentan la carga y regulan el bus HV a 1500 V. En  $t = 22$  s la catenaria se vuelve a conectar al sistema.

## VI. CONCLUSIONES

Se propone una solución basada en un convertidor CC/CC aislado, bidireccional y modular como interfaz entre una catenaria de 1500 Vdc y un ESS de 750 Vdc dentro un sistema de tracción ferroviario de media potencia.

Además, para conseguir una reducción del peso y tamaño del sistema, se opta por operar a MF en la topología seleccionada. Para este objetivo, se usan IGBT de Si y MOSFET de SiC disponibles comercialmente y se generan las simulaciones tras haber sido validado analíticamente que sus temperaturas máximas de unión no se excedían ante unas determinadas condiciones de potencia demandada y frecuencia de conmutación. Usando las opciones disponibles comercialmente, se diseña un convertidor DAB modular para una potencia máxima de 300 kW y una frecuencia de conmutación de 6 kHz, permitiendo un incremento importante de la densidad de potencia del transformador requerido para la aplicación. Puede conseguirse operación a mayor frecuencia de conmutación a cambio de una reducción en la potencia máxima manejada por cada módulo (por ejemplo, 200 kW a 10 Hz).

Las ventajas de la integración de ESS, como son el aprovechamiento de la energía regenerada por frenado o la posibilidad de alimentar las cargas en ausencia de catenaria, se validan usando modelos de simulación promediados del DAB y simulando el sistema completo.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través de los proyectos RTI2018-099682-A-I00 y MCIU-19-PCI2019-103490, y por la UE a través del proyecto UE-18-POWER2POWER-826417.

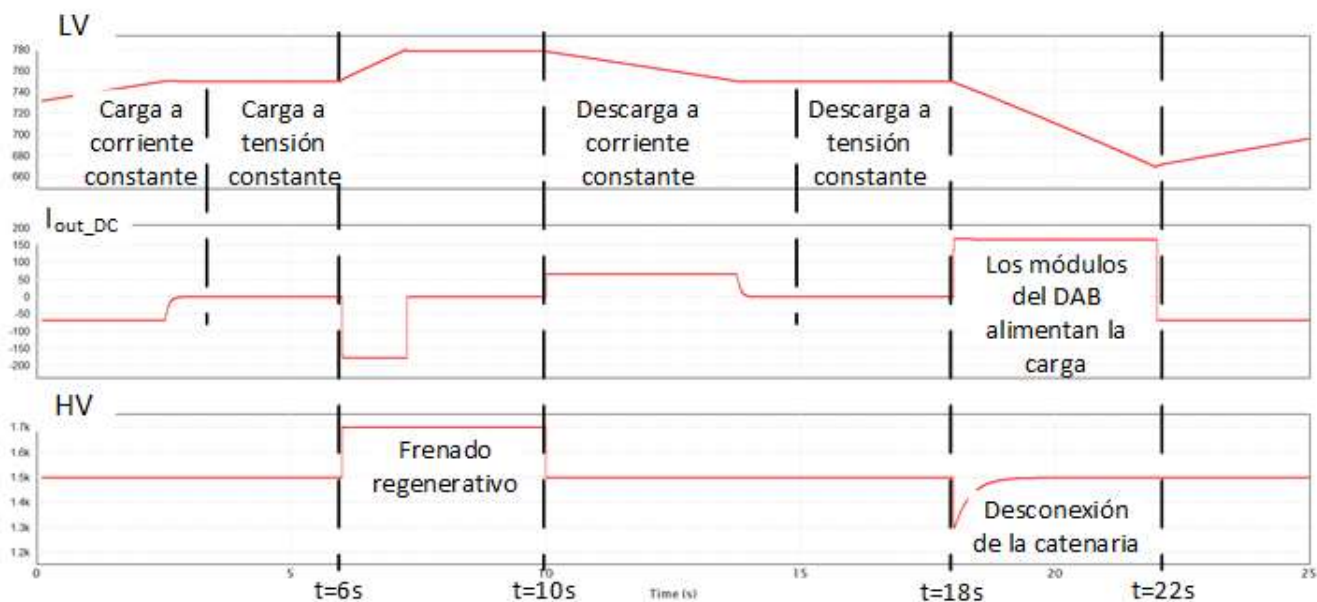


Fig. 7. Resultados de simulación del sistema bajo distintos modos de operación.

## REFERENCIAS

- [1] A. González-Gil, R. Palacin and P. Batty, "Sustainable urban rail systems: Strategies and technologies for optimal management of regenerative braking energy", *Energy Convers. Manage.*, vol. 75, pp. 374-388, Nov. 2013.
- [2] A. González-Gil, R. Palacin, P. Batty and J. P. Powell, "A systems approach to reduce urban rail energy consumption", *Energy Convers. Manage.*, vol. 80, pp. 509-524, Apr. 2014.
- [3] T. Ratniyomchai, P. Tricoli and S. Hillmansen, "Recent developments and applications of energy storage devices in electrified railways", *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 4, no. 1, pp. 9-20, Mar. 2014.
- [4] M. Ogasa, "Application of energy storage technologies for electric railway vehicles—Examples with hybrid electric railway vehicles", *IEEE Trans. Electr. Electron. Eng.*, vol. 5, no. 3, pp. 304-311, 2010.
- [5] A. Rufer, "Energy storage for railway systems energy recovery and vehicle autonomy in Europe", *Proc. Int. Power Electron. Conf. (ECCE ASIA)*, pp. 3124-3127, Jun. 2010.
- [6] C. Wu, S. Lu, F. Xue, L. Jiang and M. Chen, "Optimal Sizing of Onboard Energy Storage Devices for Electrified Railway Systems," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 3, pp. 1301-1311, Sept. 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.2996362.
- [7] Tosaphol Ratniyomchai; Stuart Hillmansen; Pietro Tricoli, "Recent developments and applications of energy storage devices in electrified railways" *IET Electrical Systems in Transportation*. 2014. Volume: 4, Issue: 1.
- [8] A. Iraklis, T. Schirmer, H. Dittus, A. Lusiewicz and J. Winter, "Overview of Three-Stage Power Converter Topologies for Medium Frequency-Based Railway Vehicle Traction Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 4, pp. 3268-3278, April 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2895500.
- [9] Z. Li, S. Hoshina, N. Satake and M. Nogi, "DC/DC converter development for battery energy storage supporting railway DC feeder system," 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, 2015, pp. 1655-1660, doi: 10.1109/ICPE.2015.7167999.
- [10] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan 1991.
- [11] M. Kheraluwala, R. Gascoigne, D. Divan, and E. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294 - 1301, Nov 1992.
- [12] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando and J. Sebastián, "Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 790-804, Feb. 2015.
- [13] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2745-2760, July 2012.
- [14] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 12, pp. 2756-2768, Dec 2009.
- [15] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 174-188, Jan. 2012.
- [16] G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, April 2011.
- [17] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase-shift control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4172-4176, Sep. 2012.
- [18] N. Hou and Y. W. Li, "Overview and comparison of modulation and control strategies for a non-resonant single-phase dual-active-bridge dc-dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 3148-3172, 2020.
- [19] A. K. Bhattacharjee and I. Batarseh, "Optimum hybrid modulation for improvement of efficiency over wide operating range for triple phase-shift dual-active-bridge converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 4804-4818, 2020.
- [20] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth and R. Shuttleworth, "High-Power Bidirectional DC-DC Converter for Aerospace Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4366-4379, Nov. 2012.