

# Optimización del rendimiento de un convertidor Dual Active Bridge basado en el valor de la inductancia

Manuel Carrasco  
Grupo de Sistemas  
Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de  
Madrid  
Avda. Universidad, 30 28911  
Leganés (España)  
manuel.carrasco@uc3m.es

Víctor Díaz  
Grupo de Sistemas  
Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de  
Madrid  
Avda. Universidad, 30 28911  
Leganés (España)  
victor.diaz@uc3m.es

R. Marco Ferrigno  
Ematic S.r.l.  
Passaggio dell' Airone, 10 –  
Z.I. 90040  
Isola delle Femmine  
Palermo (Italia)  
m.ferrigno@ematic.it

Andrés Barrado  
Grupo de Sistemas  
Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de  
Madrid  
Avda. Universidad, 30 28911  
Leganés (España)  
andres.barrado@uc3m.es

**Resumen**—La necesidad de almacenamiento en baterías en aplicaciones que usan energía solar requiere, en la mayoría de casos, el uso de topologías bidireccionales y con alta densidad de potencia. El convertidor Dual Active Bridge cumple estos requerimientos y por tanto es ampliamente usado en este tipo de aplicaciones.

En este artículo, ha sido analizado y optimizado un convertidor Dual Active Bridge en el ámbito de aplicaciones para ascensores y elevadores. En primer lugar, se presenta un repaso general del convertidor, así como las principales estrategias de modulación. Posteriormente, se describe el proceso de optimización, mediante herramientas de simulación, usado para hallar el valor óptimo de la inductancia que minimiza las pérdidas en los transistores. El convertidor ha sido implementado y se han realizado pruebas para los distintos valores de inductancia. Finalmente, la temperatura de los transistores ha sido medida y de este modo se ha verificado la mejora alcanzada.

**Palabras clave**—Dual Active Bridge, DAB, Modulación, Optimización, ZVS, Bidireccionalidad, Ascensores

## I. INTRODUCCIÓN

El cambio de paradigma en el modelo energético actual hacia el uso de energías renovables, típicamente apoyadas por la infraestructura eléctrica convencional y en algunos casos, implementando sistemas de almacenamiento adicionales, supone un reto en la gestión de potencia del sistema global, debido a la variedad de fuentes y cargas presentes. Se hace necesario, por lo tanto, el uso de topologías con alta eficiencia, aislamiento galvánico y en algunos casos, bidireccionales.

En su variante clásica, el convertidor de doble puente activo (*Dual Active Bridge* o DAB), consiste en dos puentes completos activos, unidos mediante una bobina y un transformador de alta frecuencia. Esta topología es ampliamente usada debido a sus numerosas ventajas (elevada densidad de potencia, bidireccionalidad, aislamiento galvánico, elevado ratio de conversión y operación en ZVS o ZCS) y su versatilidad, ya que puede ser modulada con diferentes estrategias [1]–[3]. Por otra parte, los numerosos grados de libertad en esta topología hace que el diseño no sea trivial, especialmente si se desea una buena eficiencia en un amplio rango de operación [4], o se quiere obtener una gran densidad de potencia [5].

Este trabajo se enmarca en un campo de aplicación relacionado con la tracción mecánica, concretamente en aplicaciones de ascensores o elevadores. La energía generada por un conjunto de paneles solares es usada como apoyo al motor del ascensor. Se necesita un sistema de almacenamiento basado en baterías para almacenar la energía generada en los paneles, mientras el ascensor no consume energía. Para este propósito, se coloca un convertidor elevador MPPT entre los paneles solares y la batería. También es conveniente almacenar la energía regenerada por el motor durante la bajada del ascensor en las baterías, así como adaptar la tensión de la batería a la tensión del bus cc continua, por lo que se ha dispuesto un convertidor DAB entre el sistema de baterías y el bus de alta tensión desde el cual se alimenta el motor. Un convertidor CC-CA bidireccional es el encargado de la gestión de potencia entre el bus y el motor.

El flujo de potencia en esta aplicación ocurre en ambas direcciones: desde las baterías hacia el bus y desde el bus hacia las baterías. El esquema de alto nivel de la aplicación se muestra en la Fig. 1.

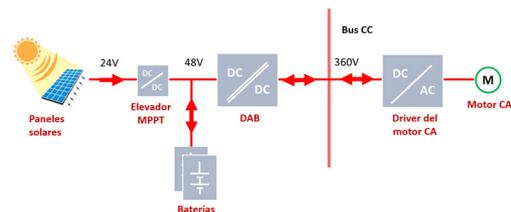


Fig. 1. Convertidor DAB en el Sistema completo

Las principales especificaciones para el convertidor DAB se resumen en la tabla I.

TABLA I  
ESPECIFICACIONES PARA EL CONVERTIDOR DAB

Parámetro	Valor mínimo	Valor nominal	Valor máximo
Baja tensión $V_L$ (batería)	36 V	48 V	56 V
Alta tensión $V_H$ (bus)	260 V	360 V	400 V
Potencia	2,7 kW		

Las especificaciones también incluyen un perfil de carga para el convertidor DAB, el cual se muestra en la Fig. 2. En este artículo, el estudio se ha centrado en el caso en que la potencia se transfiere desde las baterías hacia el bus.

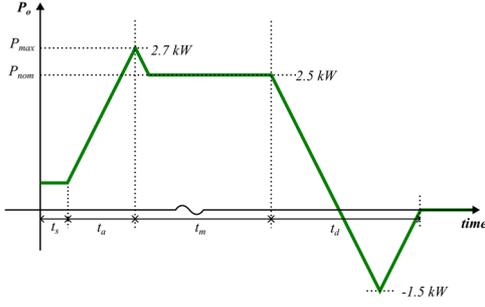


Fig. 2. Perfil de carga del convertidor DAB

## II. CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE

La variante clásica del convertidor DAB consiste en dos puentes completos activos, un transformador con relación de transformación  $N:1$  ( $N$  corresponde al lado del bus), y una inductancia en serie (que puede ser la inductancia de dispersión del transformador, o la suma de esta con una bobina en serie).

En su modulación más simple, ambos puentes conmutan con un ciclo de trabajo del 50 %, produciendo una tensión cuadrada a la salida de cada puente, y se utiliza el ángulo de desfase entre ambas ondas cuadradas como variable de control. La potencia de salida producida por el convertidor viene dada por (1).

$$P_o = \frac{V_{BUS} V_{BAT} N}{2L f_{sw}} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \frac{\phi}{\pi} \quad (1)$$

Donde  $P_o$  es la potencia de salida del convertidor,  $\phi$  es el ángulo de desfase entre las formas de onda de los puentes de entrada y salida,  $V_{BUS}$  es la tensión del bus (alta tensión),  $V_{BAT}$  es la tensión de la batería (baja tensión),  $N$  es la relación de vueltas del transformador,  $L$  es la inductancia total, y  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación.

La máxima potencia de salida se produce con un ángulo de desfase de  $90^\circ$ , y viene dada por (2)

$$P_o = \frac{V_{BUS} V_{BAT} N}{8L f_{sw}} \quad (2)$$

Las expresiones anteriores son válidas para el caso más simple de modulación. Sin embargo, modulaciones más complejas son especialmente útiles en casos donde el convertidor opera sobre un amplio rango de tensiones, en condiciones de baja carga, etc. [6].

## III. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN

Las principales estrategias de modulación para el DAB se resumen a continuación:

### A. Modulación por desfase simple (Single Phase-Shift modulation o SPS)

Ambos puentes conmutan con un ciclo de trabajo del 50 %, y la transferencia de potencia es controlada por el ángulo de desfase ( $\phi$ ). Es la modulación más simple y es adecuada cuando el convertidor opera a alta potencia dentro del rango de diseño. La principal desventaja es que se reduce el rango en el que se consigue conmutación suave (ZVS) a bajas potencias, lo que puede disminuir drásticamente el rendimiento del convertidor. Otra desventaja es la elevada corriente de pico y eficaz.

### B. Modulación por desfase extendido (Extended Phase-Shift modulation o EPS)

En este caso, se introduce un nuevo grado de Libertad al control, variando el ciclo de trabajo de uno de los dos puentes (D1 o D2). Este cambio permite extender el rango en el cual se obtiene conmutación suave para medias potencias dentro del rango de diseño del convertidor [6].

### C. Modulación de doble desfase (Dual Phase-Shift modulation o DPS)

Es similar al EPS, pero en este caso la variación del ciclo de trabajo se aplica a ambos puentes ( $D1=D2$ ) [7].

### D. Modulación por triple desfase (Triple Phase-Shift modulation o TPS)

En este caso, además de controlar el ángulo de desfase entre puentes ( $\phi$ ), se controlan también de forma independiente los ciclos de trabajo de ambos puentes (D1 y D2). Se consiguen por tanto tres grados de libertad. Esta es la modulación más compleja y existen numerosas aproximaciones para calcular las variables de control, con el objetivo de conseguir el máximo rendimiento para cada punto de operación [9]–[11].

Todas las modulaciones descritas anteriormente son casos particulares de la modulación TPS, para los distintos límites impuestos a las variables de control D1 y D2, como se muestra en la Fig. 3.

Uno de los principales objetivos al aplicar estas modulaciones es conseguir conmutación suave en los transistores, disminuyendo notablemente sus pérdidas. Además, existen también otros métodos para conseguir conmutación suave, como se describe en [11].

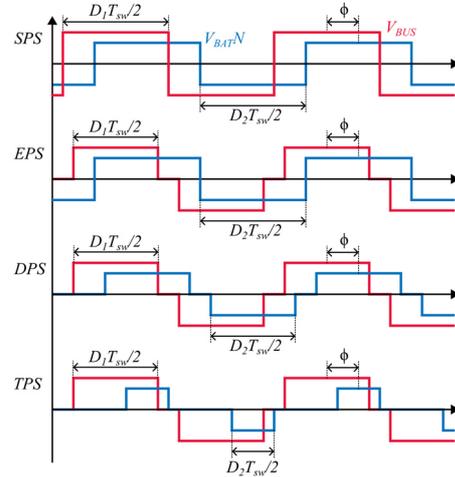


Fig. 3. Diferentes modulaciones aplicadas al convertidor DAB

## IV. SIMULACIÓN Y OPTIMIZACIÓN

Atendiendo a (2), existen combinaciones infinitas de valores de inductancia y frecuencia de conmutación que producen una determinada potencia de salida máxima.

Para optimizar el rendimiento global del convertidor, las pérdidas totales serán obtenidas mediante simulación, variando el valor de la inductancia.

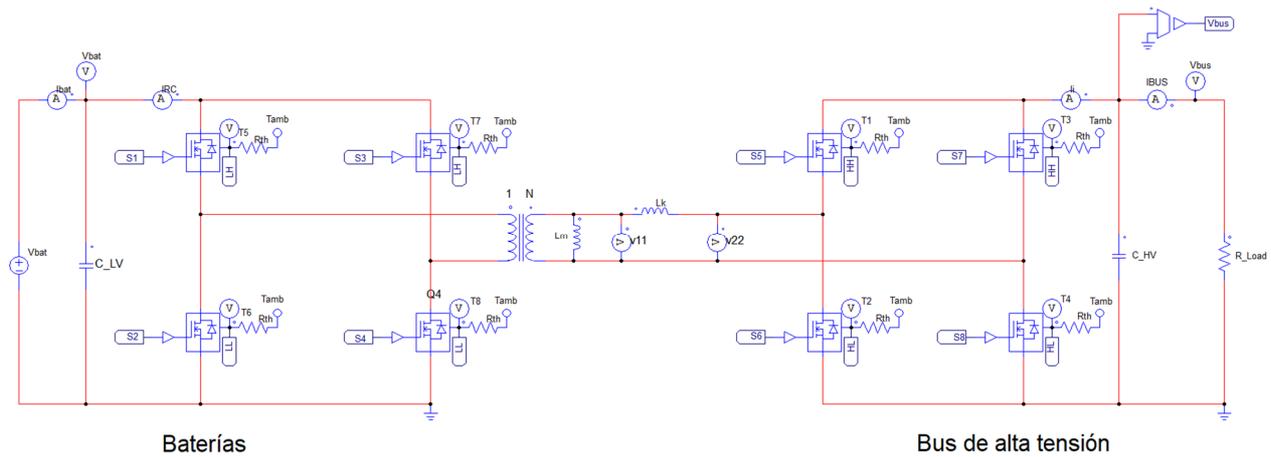


Fig. 4 Esquemático del convertidor DAB en PSIM

El proceso de optimización se ha realizado para el peor caso, máxima potencia, por lo que se considera que el convertidor siempre opera en modulación SPS. Las simulaciones se han llevado a cabo utilizando el módulo térmico de PSIM, para obtener las pérdidas en los transistores. El esquemático se muestra en la Fig. 4.

El valor máximo de inductancia que permite alcanzar la potencia máxima de salida puede obtenerse de (3). Este valor es obtenido para el punto de operación más restrictivo: tensiones mínimas y potencia máxima. La Fig. 5 muestra la relación entre la potencia máxima de salida y la máxima inductancia. Para esta aplicación y considerando una frecuencia de conmutación de 100 kHz y una relación de vueltas de 6,5, el valor máximo de inductancia que permite obtener una potencia máxima de 2,7 kW de potencia es de 28,16  $\mu$ H.

$$L_{max} = \frac{V_{BUS,min} V_{BAT,min} N}{8 P_{o,max} f_{sw}} \quad (3)$$

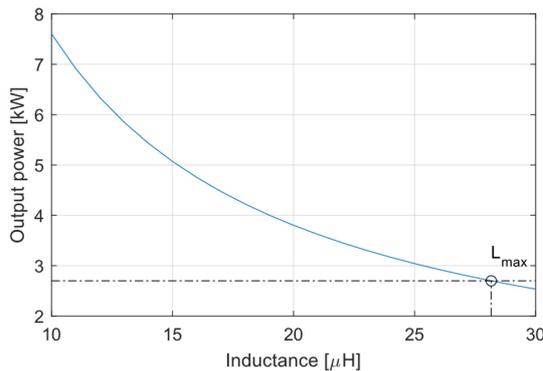


Fig. 5. Potencia de salida máxima en función de la inductancia para el caso de mínima tensión de bus y batería

Para el caso de tensiones nominales y mínimas, las pérdidas se muestran en la Fig. 6. Las tensiones de bus y batería afectan significativamente a las pérdidas, especialmente en el puente de baja tensión.

Se puede observar una reducción en las pérdidas variando el valor de la inductancia entre un valor máximo (35  $\mu$ H) y el valor óptimo (20  $\mu$ H para tensiones máximas y 10  $\mu$ H para tensiones mínimas).

De acuerdo con (2), reducir el valor de la inductancia incrementa la máxima potencia de salida para el caso de menor potencia máxima transferida (mínimas tensiones de bus y batería).

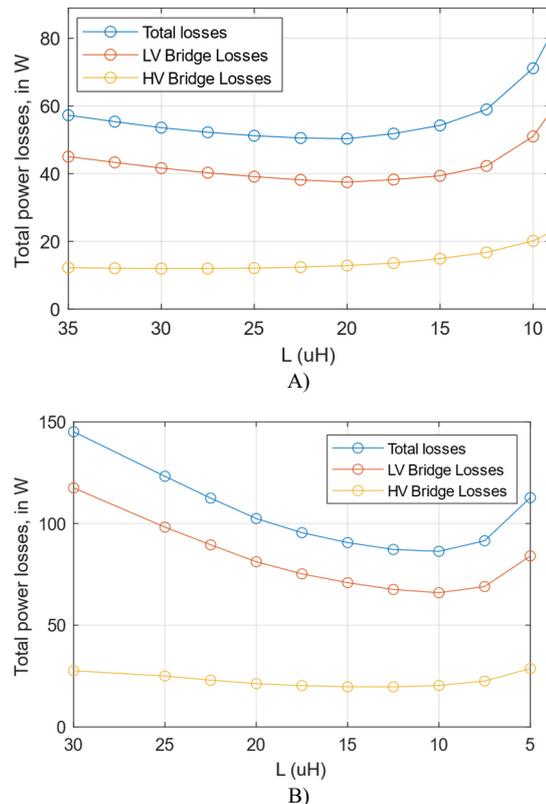


Fig. 6. Pérdidas en función del valor de inductancia. A)  $V_{BUS} = 360$  V,  $V_{BAT} = 48$  V,  $N = 6,5$ ; B)  $V_{BUS} = 260$  V,  $V_{BAT} = 36$  V,  $N = 6,5$

La principal desventaja al elegir una inductancia de menor valor es la reducción en el rango efectivo en el ángulo de desfase. La Fig. 7 muestra la potencia de salida en función del ángulo de desfase ( $\phi$ ) para valores de inductancia entre 30  $\mu$ H y 14  $\mu$ H para tensiones mínimas, nominales y máximas de bus y batería.

Como se puede deducir, la elección del valor de la inductancia afecta el rango útil del ángulo de desfase.

La tabla II muestra un factor de reducción de 4,39 en el

máximo ángulo de desfase necesario variando la inductancia desde 36  $\mu\text{H}$  a 10  $\mu\text{H}$ . Hay que considerar que con 36  $\mu\text{H}$ , el convertidor no puede alcanzar la máxima potencia en las condiciones de mínima tensión, como se ha comentado anteriormente.

TABLA II  
ÁNGULO DE DESFASE A LA POTENCIA DE SALIDA MÁXIMA

Tensiones	L = 36 $\mu\text{H}$	L = 23 $\mu\text{H}$	L = 20 $\mu\text{H}$	L = 14 $\mu\text{H}$	L = 10 $\mu\text{H}$	Var.
mín.	-	51,45°	41,54°	26,17°	17,72°	-
nom.	40,07°	22,79°	19,39°	13,06°	9,11°	4,39
max.	28,56°	16,95°	14,52°	9,89°	6,94°	4,11

La condición de máxima tensión produce el peor caso respecto del rango útil de ángulo de desfase, alcanzando un valor máximo de 6,94°, cuando el valor de la inductancia es 10  $\mu\text{H}$ . Esto implica que cualquier punto de trabajo del convertidor, a sus diferentes potencias, requerirá un ángulo igual o inferior a 6,94°, cuando las tensiones son máximas, si se utiliza una inductancia de 10  $\mu\text{H}$ . Con este resultado, la resolución del modulador en términos de ángulo de desfase debe ser considerada (4) ya que podría producir inestabilidad en el lazo de control.

Si el microcontrolador cuenta con una resolución PWM de 8,32 ns, en el peor caso se obtendría una resolución en términos de potencia de salida de 33,64 W/bit para 35  $\mu\text{H}$  y 121,13 W/bit para 10  $\mu\text{H}$ , de acuerdo con (4) y (5).

$$\phi_{min} = \frac{2\pi f_{sw}}{f_{\mu C}} \quad (4)$$

$$\Delta P_o = \frac{V_{BUS,max} V_{BAT,max} N}{2L f_{sw}} \left(1 - \frac{\phi_{min}}{\pi}\right) \frac{\phi_{min}}{\pi} \quad (5)$$

Donde  $\phi_{min}$  es la resolución del ángulo de desfase asociada al microcontrolador y  $f_{\mu C}$  es la frecuencia de reloj para el modulador PWM del microcontrolador.

Analizando (4) y (5), puede observarse que cuanto mayor es la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ , y menor la frecuencia del microcontrolador  $f_{\mu C}$  mayor será el ángulo mínimo asociado a cada paso de resolución del microcontrolador. Además, a mayor frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  menor será el incremento de potencia asociado a cada  $\phi_{min}$ . peor será la resolución del modulador. La variación de potencia en función del ángulo de desfase viene dada por (6).

$$\frac{dP_o}{d\phi} = \frac{V_{BUS} V_{BAT} N}{2L f_{sw} \pi^2} (\pi - 2\phi) \quad (6)$$

De acuerdo con (6), un incremento en el ángulo de desfase  $\phi$  hace que disminuya la derivada. Este hecho se encuentra representado en la Fig. 7. Las pendientes son menores para valores mayores de la inductancia  $L$  y ángulo.

Esto implica que cuanto menor es el valor de la inductancia, mayor debe ser la resolución del modulador para mantener la misma respuesta de control.

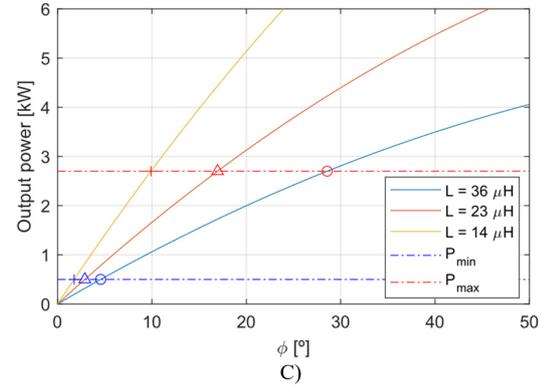
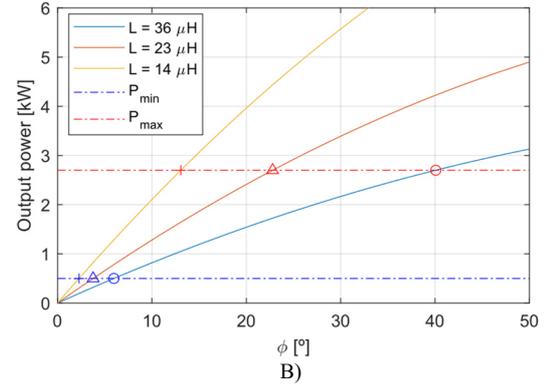
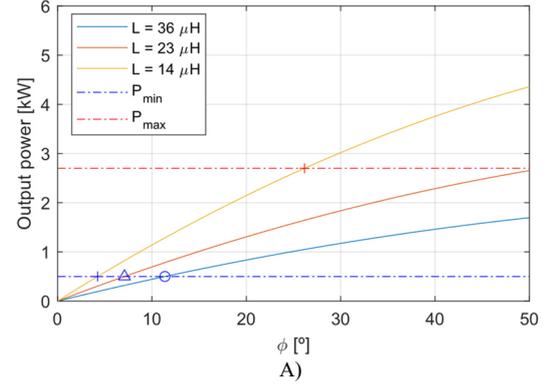


Fig. 7. Potencia de salida en función del ángulo de desfase. A)  $V_{BUS} = 260$  V,  $V_{BAT} = 36$  V, B)  $V_{BUS} = 360$  V,  $V_{BAT} = 48$  V, C)  $V_{BUS} = 400$  V,  $V_{BAT} = 56$  V

## V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El convertidor DAB ha sido probado en laboratorio con dos valores diferentes de inductancia. El primer test se ha llevado a cabo con una inductancia de 36,6  $\mu\text{H}$  (fuera del rango de 2,7 kW). Un segundo test ha sido llevado a cabo, disminuyendo la inductancia a 23  $\mu\text{H}$  (dentro del rango de 2,7 kW). El flujo de potencia va desde el lado de baja tensión (batería) al de alta tensión (bus). Las condiciones de la prueba se resumen en la tabla III.

TABLA III  
CONDICIONES DEL TEST

Parámetros	Unidad	Valor
Inductancia (test 1)	$\mu\text{H}$	36,6
Inductancia (test 2)	$\mu\text{H}$	23
Potencia de salida	W	2700
Tensión de batería	V	56
Tensión de bus	V	360

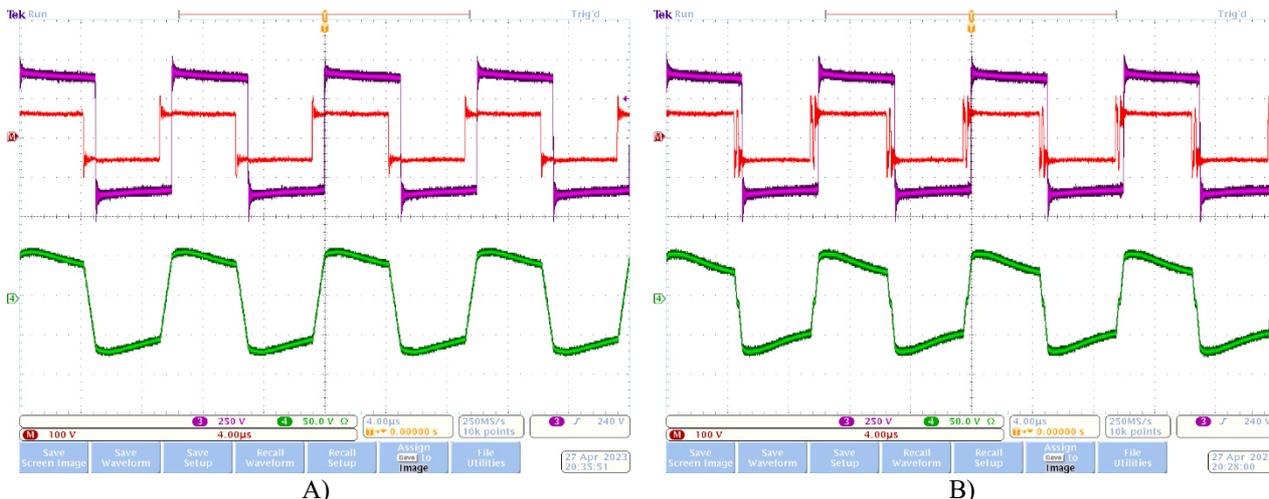


Fig. 8 Formas de onda experimentales. A)  $L = 36,6 \mu\text{H}$  y B)  $L = 23 \mu\text{H}$ . En rojo, la tensión de salida del puente de baja tensión. En morado, la tensión de salida del puente de alta tensión. En verde, la corriente por la bobina.

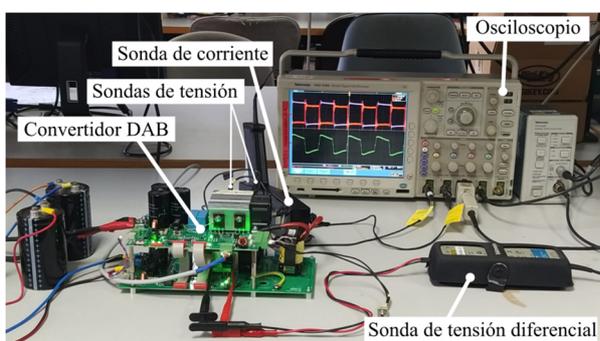


Fig. 9. Montaje experimental

El montaje usado para las medidas se muestra en la Fig. 9 y el ángulo esperado se calcula usando (7).

$$\phi = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{8P_o L f_{sw}}{V_{BUS} V_{BAT} N}} \right) \quad (7)$$

Las formas de onda del primer test se muestran en la Fig. 8 A. En rojo, la tensión del puente de baja tensión (batería). En morado, la tensión del puente de alta tensión (bus). En verde, la corriente por la bobina.

La temperatura de los MOSFET del puente de baja tensión ha sido medida con una cámara térmica, como se muestra en la Fig. 10.

En el segundo test, la inductancia total del convertidor se ha disminuido a un valor de  $23 \mu\text{H}$ . Las formas de onda se muestran en la Fig. 8 B. Las temperaturas de los MOSFET del puente de baja tensión se muestran en la Fig. 11. Los datos obtenidos de este test se resumen en la tabla IV.

TABLA IV  
COMPARATIVA ENTRE LOS DOS VALORES DE INDUCTANCIA

Parámetro	Unidad	$L = 36,6 \mu\text{H}$	$L = 23 \mu\text{H}$
Ángulo de desfase $\phi$ esperado	°	34,1	19,4
Ángulo de desfase $\phi$ medido	°	33,3	20,6
Temperatura máxima de los MOSFET	°C	96,2	81,3

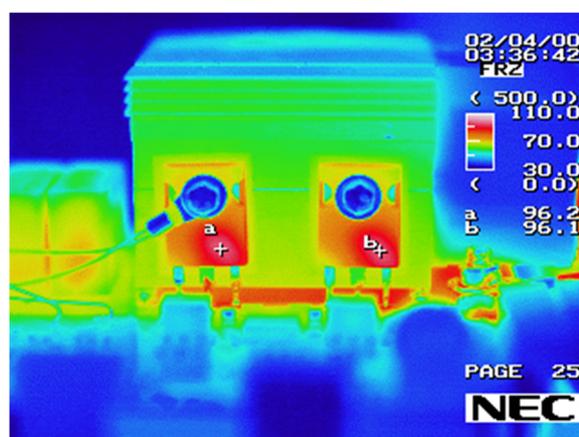


Fig. 10. Imagen térmica de los transistores del puente del lado de baja tensión ( $L = 36,6 \mu\text{H}$ )

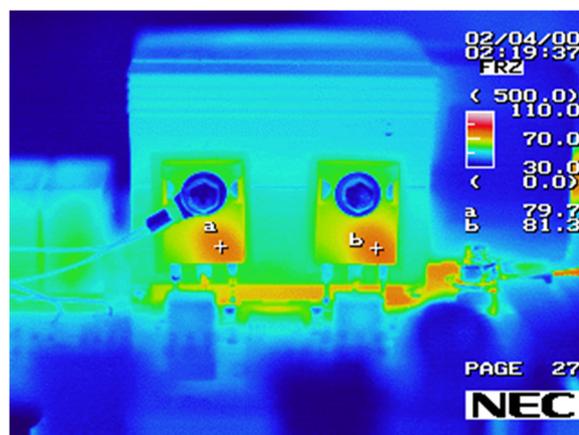


Fig. 11. Imagen térmica de los transistores del puente del lado de baja tensión ( $L = 23 \mu\text{H}$ )

Como se esperaba, las temperaturas en el segundo test se han reducido significativamente comparadas con el primer caso. Se ha conseguido una reducción de  $15 \text{ }^\circ\text{C}$  en el puente de baja tensión mediante la reducción del valor de la inductancia. Por otra parte, el ángulo de desfase se ha reducido  $12,7^\circ$ , lo que implica una reducción en el rango efectivo, que se traduce además en una menor resolución si se mantiene el mismo modulador.

## VI. CONCLUSIÓN

En este artículo, se ha realizado una revisión del convertidor DAB y sus principales estrategias de modulación. Se ha determinado teóricamente el efecto del valor de la inductancia en las pérdidas en los transistores, obteniendo mediante simulación el valor óptimo de inductancia para la condición de máxima potencia. Además, se ha estudiado el efecto de la reducción del rango efectivo de ángulo de desfase.

Estas conclusiones teóricas han sido verificadas mediante una caracterización experimental. Se ha observado una reducción en la temperatura de los transistores, lo cual se traduce en unas menores pérdidas.

En conclusión, diseñar la inductancia para alcanzar máxima potencia con un ángulo de desfase menor a  $90^\circ$  normalmente mejora el rendimiento. Elegir un valor de inductancia que sobredimensione la potencia máxima alcanzable por el convertidor DAB es por lo tanto una estrategia de diseño conveniente.

## REFERENCIAS

- [1] A. Rodríguez-Lorente, A. Barrado, C. Calderón, C. Fernández, and A. Lázaro, 'Non-inverting and Non-isolated Magnetically Coupled Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 11, pp. 11942–11954, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2984202.
- [2] L. Li, G. Xu, D. Sha, Y. Liu, Y. Sun, and M. Su, 'Review of Dual Active Bridge Converters with Topological Modifications', *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–31, 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3258418.
- [3] Y. Liao, J. Liang, D. Yang, K. Chen, J. Li, and Y. Yan, 'Optimal Design Method of LLC-DAB Hybrid Bidirectional DC-DC Converter Based on Multi-objective Particle Swarm Optimization', in *2022 4th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, Dec. 2022, pp. 250–255. doi: 10.1109/SPIES55999.2022.10082688.
- [4] C. Calderon *et al.*, 'General Analysis of Switching Modes in a Dual Active Bridge with Triple Phase Shift Modulation', *Energies*, vol. 11, no. 9, Art. no. 9, Sep. 2018, doi: 10.3390/en11092419.
- [5] H. Beiranvand, E. Rokrok, and M. Liserre, 'Comparative Study of Heatsink Volume and Weight Optimization in SST DAB cells Employing GaN, SiC-MOSFET and Si-IGBT Switches', in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb. 2019, pp. 297–302. doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697276.
- [6] A. Taylor, G. Liu, H. Bai, A. Brown, P. M. Johnson, and M. McAmmond, 'Multiple-Phase-Shift Control for a Dual Active Bridge to Secure Zero-Voltage Switching and Enhance Light-Load Performance', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 4584–4588, Jun. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2769638.
- [7] E. Akboy and R. A. Vural, 'Minimizing Reactive Power of DAB Converters in EPS Control with Evolutionary Computation', in *2021 10th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, Sep. 2021, pp. 351–356. doi: 10.1109/ICRERA52334.2021.9598619.
- [8] W. Liu, D. Zhu, Q. Yan, and Y. Wang, 'Simplified peak current optimization of DAB converters with dual-phase-shift control', in *The 16th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2020)*, Jul. 2020, pp. 210–214. doi: 10.1049/icp.2020.0096.
- [9] Y. Tang *et al.*, 'Reinforcement Learning Based Efficiency Optimization Scheme for the DAB DC-DC Converter With Triple-Phase-Shift Modulation', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 8, pp. 7350–7361, Aug. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3007113.
- [10] C. Calderon, A. Barrado, A. Rodriguez, A. Lazaro, C. Fernandez, and P. Zumel, 'Dual Active Bridge (TPS-DAB) with Soft Switching in the whole output power range', in *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, Apr. 2017, pp. 217–222. doi: 10.1109/CPE.2017.7915172.
- [11] Q. Zeng, Y. Wei, B. Yang, J. Xu, and D. Zhao, 'Research on DAB Triple Phase Shift Control Strategy Based on Current Stress and Soft Switch Dual Objective Optimization', in *2021 11th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)*, Dec. 2021, pp. 36–41. doi: 10.1109/ICPES53652.2021.9683807.
- [12] Y. Deng, N. Zhao, J. Wu, and H. Zhou, 'Research on Optimization Method of Soft-Switching Range of DAB Converter Based on Saturable Inductor', in *2020 Asia Energy and Electrical Engineering Symposium (AEEES)*, May 2020, pp. 481–486. doi: 10.1109/AEEES48850.2020.9121453.