

# Comparativa de Topologías de Convertidores de Potencia para la Integración de Baterías Modulares en Vehículos Eléctricos

Alberto Cárcamo, Aitor Vázquez, Alberto Rodríguez, Diego G. Lamar, Marta M. Hernando  
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación  
Universidad de Oviedo  
Gijón, España  
[uo278796@uniovi.es](mailto:uo278796@uniovi.es)

Daniel Remón  
Departamento de Innovación  
E+ Ecoeficiencia e Ingeniería S.L.  
Gijón, España  
[innovacion@emasingenieria.es](mailto:innovacion@emasingenieria.es)

**Resumen**— Este trabajo presenta una comparativa entre cuatro topologías de convertidores de potencia cc-cc bidireccionales, con una potencia nominal de 10 kW, que han sido propuestas para la integración de fuentes de energía extraíbles al bus de potencia de un vehículo eléctrico, siendo estas adicionales a la batería principal. Para el análisis se definen unos requisitos mínimos de volumen, densidad de potencia y densidad específica de potencia. El procedimiento para realizar la comparativa entre las topologías se centra en tres aspectos: rendimiento, volumen, y rizados de corrientes. El procedimiento se realiza mediante un análisis estático de las topologías, validado por simulaciones utilizando esquemas de control básicos, con el cual se obtienen los valores de operación, formas de onda y rizados de corrientes. Se evalúan distintas opciones de componentes disponibles en el mercado, considerando transistores MOSFET de Silicio (Si) y elementos magnéticos (bobinas y transformadores) comerciales. Finalmente se pretende seleccionar la topología más adecuada para esta aplicación en base a los resultados obtenidos.

**Palabras clave**— Convertidor bidireccional cc-cc, cargador de baterías, comparativa de topologías.

## I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años los vehículos eléctricos se han convertido en tendencia y se prevé que dominarán el futuro de la movilidad [1]. Esto ha causado en los últimos años el enfoque de la investigación en la mejora de estas tecnologías, incluyendo los convertidores de potencia, en los cuales se busca incrementar su eficiencia, su fiabilidad, así como reducir su peso y su tamaño [2]. Las políticas de los gobiernos, orientadas a la reducción de emisiones de carbono, han contribuido al desarrollo de nuevas tecnologías, así como a que los precios de los vehículos eléctricos sean competitivos [3].

Típicamente, los vehículos eléctricos cuentan con una sola fuente de energía, usualmente una batería no extraíble. Existen propuestas que contemplan que su batería sea extraíble, y que pueda ser reemplazada en talleres especializados, y no por el usuario, por motivos de seguridad y también debido al gran tamaño y peso [4] [5]. En este artículo se contempla un sistema con una tercera opción, en la cual se tienen integradas baterías modulares como fuente de energía secundaria, manteniendo siempre una batería principal no extraíble. Esta arquitectura permitiría una mayor flexibilidad en el manejo de la energía, incluso la posibilidad de incrementar la autonomía del vehículo, por ejemplo, llevando baterías extra. La Fig. 1, muestra el sistema del vehículo eléctrico que es considerado para este estudio. El sistema se basa en una batería principal, conectada por medio del BMS a un bus de potencia, del que a

su vez sale la energía para la tracción, y sistemas auxiliares del vehículo. En este sistema se integran baterías secundarias, que se conectan mediante un convertidor bidireccional, el cual es el objeto de estudio en este artículo.

Este convertidor bajo estudio debe cumplir con ciertas características. Una de ellas es el rango de variación de tensión en ambos puertos. Esto debido al estado de carga en la batería, al igual que las variaciones que podrían presentarse en el bus de potencia. Debido a esta variabilidad en ambas tensiones, el convertidor debe ser capaz de operar en un rango relativamente extenso de tensiones en ambos puertos del mismo [6]. Otra característica importante es que debe ser bidireccional, para poder absorber energía desde el bus de potencia, ya sea por frenado regenerativo, o incluso para permitir la carga de las baterías secundarias desde el bus de potencia, sin necesidad de extraerlas del vehículo.

Las especificaciones del convertidor que se han definido para este estudio, se muestran en la Fig. 2, y son las siguientes: una potencia nominal de 10kW, una tensión nominal de 60V en el lado de baja (batería) y de 400V en el lado de alta (bus de potencia), un volumen de 4,6 dm<sup>3</sup> especificado por las dimensiones máximas de 575 x 100 x 80 mm y un peso máximo de 10 kg, lo que da a lugar a una densidad de potencia mínima de 2,174 kg/dm<sup>3</sup> y una densidad específica de potencia de 1 kW/kg.

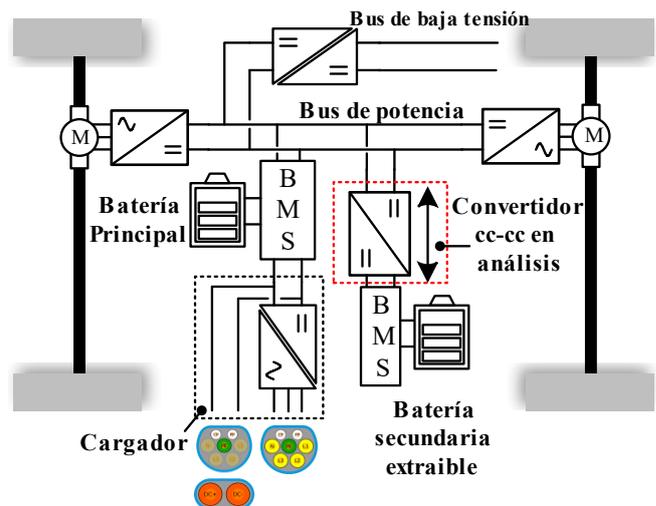


Fig. 1. Sistema de potencia de un vehículo eléctrico que cuenta con una batería principal y con baterías secundarias extraíbles.

A pesar de existir distintas topologías que podrían adecuarse para esta aplicación y ser objeto de estudio en la comparativa expuesta en este artículo, se opta por analizar 4 propuestas: dos de ellas se basan en el convertidor elevador

síncrono modular, por un lado el Convertidor Elevador IPOP (por sus siglas en inglés, *input-parallel output-parallel*) y por otro el Convertidor Elevador en Cascada (CB, por sus siglas en inglés, *Cascaded-Boost*). Las otras dos topologías propuestas son convertidores que incorporan aislamiento galvánico y están basadas en puentes completos con fase desplazada, concretamente el Convertidor en Puente Completo Alimentado en corriente (CF-PS-FB, por sus siglas en inglés, *Current-Fed Phase-Shifted Full-Bridge*), y el Convertidor en Doble Puente Activo (DAB, por sus siglas en inglés, *Dual Active Bridge*).

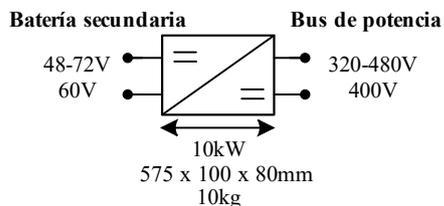


Fig. 2. Requerimientos de diseño del convertidor.

Las topologías propuestas se describen en la sección II del artículo, la sección III presenta la metodología utilizada para la comparativa, en la sección IV se resumen los resultados y finalmente las conclusiones son expuestas en la sección V.

## II. TOPOLOGÍAS PROPUESTAS

### A. Convertidor IPOP

Esta topología del IPOP consiste en un convertidor elevador modular con tres ramas en paralelo a la entrada y a la salida, como se puede observar en la Fig. 3. que muestra su esquemático [7]. Cada rama del convertidor se desfasa  $120^\circ$  entre cada una, condición que permite reducir el rizado de corriente en la entrada.

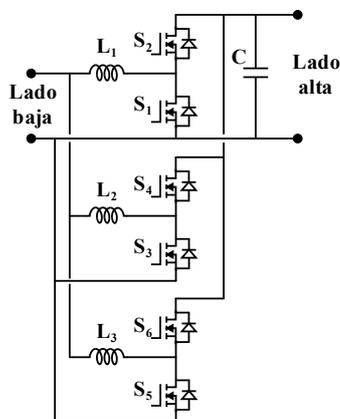


Fig. 3. Esquemático del convertidor IPOP.

Debido a la gran diferencia de tensiones entre ambos extremos del convertidor, es necesario un elevado ciclo de trabajo nominal en cada rama, en el orden de 85%, lo que ocasiona que los esfuerzos en corriente de los transistores referidos a masa (S1, S3, S5) sean muy dispares a la corriente que conducen los transistores flotantes (S2, S4, S6). Esto conlleva a que los transistores tengan que seleccionarse de manera independiente para adecuarlos a dichos esfuerzos en corriente.

Para asegurar la distribución equitativa de corrientes en cada rama, se propone un esquema de control basado en un regulador de corriente independiente para cada rama.

Algunas ventajas que ofrece esta topología es que permite que cada rama maneje un tercio de la potencia total del convertidor, permitiendo así, el uso de transistores con especificaciones de corrientes de drenador menores, aunque la principal ventaja es la reducción de los rizados de corriente en el lado de baja. Por otra parte, se pueden identificar ciertas desventajas como su operación con un elevado ciclo de trabajo que produce pérdidas debido a la asimetría de corrientes que fluyen en los transistores, un alto volumen debido a las inductancias, y además opera en conmutación dura.

### B. Convertidor CB

El convertidor CB, al igual que el IPOP, está basado en un convertidor elevador modular, y consiste en dos etapas en cascada que están conectadas mediante un condensador, como bus intermedio. La primera etapa está formada por 2 elevadores síncronos en paralelo a la entrada y a la salida. En este caso, se conmutan con un ciclo de trabajo fijo a 0,5 y desfasados  $180^\circ$ . Este ciclo de trabajo eleva la tensión en el bus intermedio al doble de la tensión nominal, es decir, de 60 V a 120 V. La segunda etapa, que consiste en un convertidor elevador síncrono, eleva la tensión desde el bus intermedio de 120V a la tensión nominal del bus de potencia, que es de 400V. Su esquemático se muestra en la Fig. 4.

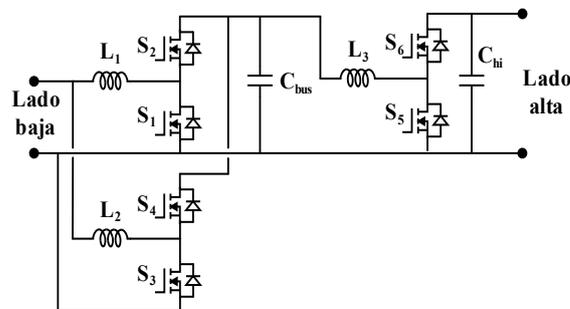


Fig. 4. Esquemático del convertidor CB.

El hecho de trabajar con un ciclo de trabajo de 0,5 en la primera etapa, permite virtualmente eliminar todo el rizado de corriente a la entrada del convertidor. Otra ventaja de trabajar con este ciclo de trabajo es que la tensión en el bus intermedio permite utilizar en la primera etapa dispositivos de baja tensión. En esta primera etapa, ambos transistores conducen exactamente el mismo tiempo, por tanto, la conducción de corriente es simétrica tanto en el transistor referido a masa como en el flotante. De esta forma, no es necesario realizar una selección independiente para cada transistor, como ocurría con la anterior solución IPOP. No obstante, la selección independiente de dispositivos puede aplicarse a la segunda etapa, ya que su ciclo de trabajo si bien no es tan alto como en el IPOP, ronda el 75%.

Con respecto al esquema de control propuesto, se plantea una estrategia independiente para cada etapa. Para la primera etapa se hace un control es cascada, con un lazo externo de regulación controlando la tensión en el bus intermedio, y un lazo interno para regular la corriente de cada rama. La segunda etapa se controla mediante un lazo de corriente, que es el encargado de regular la respuesta dinámica del convertidor, siendo éste el que recibe la referencia de corriente o potencia que se desea enviar o absorber.

Al igual que el IPOP, el CB tiene como ventaja la reducción del rizado de corriente en el lado de baja, siendo éste idealmente cero. El volumen del CB es una de sus desventajas, ya que aparte de contar con un condensador en el

bus intermedio, cuenta también con una inductancia en la segunda etapa maneja la potencia total del convertidor. Igualmente, tiene un esquema de control más complicado.

### C. Convertidor CB-PS-FB

El convertidor CF-PS-FB es la primera topología propuesta que ofrece aislamiento galvánico, y consta de un puente completo alimentado en tensión en el lado de alta y un puente completo alimentado en corriente, por medio de una bobina, en el lado de baja, que además cuenta con un circuito de enclavamiento activo formado por un condensador y un transistor. Ambos puentes están conectados a través de un transformador, y opcionalmente se puede agregar una bobina [8]. Su esquemático es presentado en la Fig. 5.

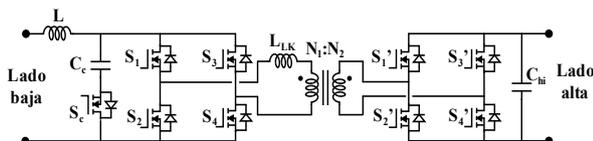


Fig. 5. Esquemático del convertidor CF-PS-FB.

El esquema de control de este convertidor depende de la dirección del flujo de potencia, lo que conlleva a incorporar dos modos de funcionamiento: modo elevador alimentado en corriente y modo reductor alimentado en tensión.

En modo elevador, el puente de baja opera como un elevador de puente completo alimentado en corriente, mientras que el puente de alta funciona como rectificador síncrono. El enclavamiento activo permite la operación con conmutación a voltaje cero (ZVS, por sus siglas en inglés, *zero-voltage switching*). Cabe mencionar que no hay tiempos muertos en este modo, ya que ambas ramas deben conducir durante un determinado tiempo, produciendo que el ciclo de trabajo sea siempre mayor a 0,5. En modo reductor, el puente de alta opera como un puente completo con fase desplazada, mientras que el puente de baja opera como rectificador síncrono. El enclavamiento activo permite la posibilidad de conmutar en ZVS y en conmutación de corriente cero (ZCS, por sus siglas en inglés, *zero-current switching*) [9].

Este cambio en el modo de operación requiere cierto tiempo, que puede limitar la respuesta dinámica del convertidor. Entre las ventajas que presenta esta topología es su operación con ZVS y ZCS. Por otra parte, el número de componentes es elevado, su control es relativamente complejo, y necesita un circuito de desmagnetización para el encendido y en caso de fallo

### D. Convertidor DAB

El DAB, es un convertidor que consiste en dos puentes completos que están conectados a través de un transformador, y que utiliza una inductancia para la transferencia de energía entre ambos puentes. En muchos casos esta inductancia es externa, aunque es posible utilizar la propia inductancia de dispersión del transformador. La Fig. 6 muestra el esquemático del DAB. Es importante destacar que, con una frecuencia de conmutación previamente definida, el valor de esta inductancia define la potencia máxima que el convertidor es capaz de transferir, siendo ésta inversamente proporcional a la potencia. A pesar de que existen numerosas técnicas de control [10] [11], la más sencilla y la utilizada en este artículo, es la de fase desplazada (o PS, *Phase-Shift*). Ésta consiste en utilizar un ciclo de trabajo constante e igual a 0,5 en ambos puentes y un desfase relativo entre las señales del puente de

baja y de alta que producen cambios de tensión en la inductancia, generando así un flujo de corriente y siendo el comportamiento natural de este convertidor como una fuente de corriente.

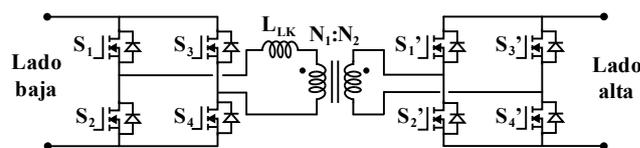


Fig. 6. Esquemático del convertidor DAB.

Una de las ventajas de este convertidor es su habilidad de operar en condiciones de conmutación suave (ZVS, por sus siglas en inglés, *Zero-Voltage Switching*), lo cual permite manejar potencias relativamente elevadas con rendimientos altos. Sin embargo, no siempre es posible mantener ZVS, ya que esta condición se pierde a potencias bajas (con respecto a la nominal), e igualmente al operar a rangos de tensión amplios [12]. Cabe mencionar que existen diversas soluciones para mantener ZVS en todo el rango de potencia, e igualmente con rangos de tensiones amplios, entre las cuales se pueden mencionar el control de triple desfase (o TPS, *Triple Phase-Shift*), o el uso de la inductancia magnetizante para el incremento de la corriente reactiva [13]. Considerando el esquema de control de PS, existen distintas opciones de diseño para el DAB, que están orientadas a satisfacer ciertos requisitos como maximizar el rendimiento a una potencia determinada, aunque esto implique sacrificar el rendimiento en otros puntos de operación.

## III. METODOLOGÍA

### A. Parámetros de comparación

Para realizar la comparativa entre las topologías propuestas en la sección anterior, se evalúan los siguientes parámetros:

- **Rizado de corriente:** El valor del rizado de pico a pico de la corriente en ambos lados, el de baja y el de alta. Este parámetro es importante ya que se exige al convertidor un rizado máximo de corriente reducido. Aquellas topologías que presenten rizados de corriente elevados requerirán el uso de filtros externos, que añadirán volumen y peso a la solución. Cabe mencionar que, en este artículo, los filtros no han sido considerados para el análisis de la comparativa.
- **Rendimiento:** Se incluyen aquí las pérdidas en los semiconductores y las pérdidas en los elementos magnéticos. No se consideran las pérdidas en los circuitos de control de puerta ni tampoco las pérdidas en las resistencias serie de los condensadores.
- **Volumen:** Para la estimación del volumen, únicamente se han tenido en cuenta las dimensiones de los elementos magnéticos de cada convertidor (bobinas y transformadores). Se ha ignorado el volumen del disipador térmico de los elementos semiconductores puesto que se ha considerado la posibilidad de utilizar la base del pack de baterías como disipador en sí. Tampoco se ha tenido en cuenta el volumen de los condensadores de cada topología.

## B. Procedimiento

El procedimiento para realizar el análisis comparativo se resume a continuación:

### 1) Analisis Estático y Simulación

Se hace un análisis estático con el propósito de obtener los valores teóricos de operación de cada una de las topologías, los cuales incluyen los rizados de corriente, corrientes medias y eficaces que fluyen a través de los transistores y dispositivos magnéticos o valores pico de operación, entre otros. El análisis se hace considerando que el convertidor opera con una potencia de 10 kW y a tensiones nominales de 60 y 400 V en el lado de baja y el de alta, respectivamente. Es importante mencionar que se han considerado cuatro frecuencias distintas de conmutación en este análisis: 25, 50, 75 y 100 kHz.

Los valores obtenidos en el análisis estático son validados por medio de simulaciones, utilizando los software PSIM® y SIMULINK®. En este apartado, igualmente se validan los esquemas de control que han sido propuestos en la sección II.

### 2) Selección de Componentes

La selección de componentes es una parte crucial en este análisis, ya que las pérdidas del convertidor dependen en gran parte de las características de éstos.

Para la selección de los transistores, se hace una lista que se divide en 2 grupos: los dispositivos de alta tensión y los dispositivos de baja tensión. Los primeros son transistores de super-unión, con tensiones máximas de ruptura que van de 600 a 650 V, mientras que los últimos son transistores cuya tensión máxima de ruptura va desde los 100 a los 200 V. Para el convertidor IPOPOP, se evalúan los transistores referidos a masa de forma independiente a los flotantes, siendo ambos de alta tensión. Igualmente se evalúan de forma independiente para el convertidor CB, en este caso seleccionando transistores de baja tensión en la primera etapa, y transistores de alta tensión en la segunda etapa. Para el CF-PS-FB y el DAB, se evalúan transistores de baja tensión y de alta tensión para el lado de baja y el de alta, respectivamente. Con respecto a los requisitos de corriente de drenador y de tensión máxima de ruptura de los transistores, se definen factores de seguridad, que son de 1,3 y de 2, respectivamente. Un aspecto importante en la selección de dispositivos es que los transistores seleccionados son certificados para su uso en automoción, y son considerados solamente los transistores de Silicio (Si), descartando los de Carburo de Silicio (SiC) y de Nitruro de Galio (GaN) debido a su coste. Otro aspecto que se tiene en cuenta es el hecho de que se permite la paralelización de los transistores, con el propósito de poder incluir dispositivos con buenas características, pero que por sí solos no cumplen con los requisitos de corriente.

Con respecto a los elementos magnéticos, se utilizan las herramientas Magnetics® y Ansys PExprt® para el diseño, selección y estimación de pérdidas de las inductancias, mientras que para los transformadores, se obtienen los datos de parte del fabricante (hojas de datos).

### 3) Analisis de pérdidas

El análisis de pérdidas se divide en 2 partes: las pérdidas en los transistores, y las pérdidas en los elementos magnéticos.

Con respecto a las pérdidas en los transistores, se consideran las pérdidas por conducción y conmutación solamente, despreciando las pérdidas de puerta y las de recuperación inversa. Las pérdidas por conducción ( $P_{cond}$ ), son calculadas de manera sencilla, utilizando el valor la resistencia

de conducción ( $R_{dson}$ ), dada por la hoja de especificaciones, y la corriente eficaz ( $i_{rms}$ ) que circula por cada transistor, obtenida del análisis estático y de las simulaciones. Aunque existen diferentes modelos para el cálculo de las pérdidas de conmutación, algunos bastante complejos y precisos, se opta por utilizar un modelo simplificado que está definido por la ecuación (1), donde  $P_{sw}$  son las pérdidas de conmutación,  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación, y  $E_{on}$  y  $E_{off}$  son las pérdidas de encendido y apagado del transistor MOSFET, respectivamente [14]. La ecuación (2) es una expansión de (1), donde  $V_{DS}$  e  $i_{DS}$  corresponden a la tensión drenador-fuente y corriente del drenador, respectivamente, y  $t_{on/off}$  es el tiempo de encendido/apagado del transistor MOSFET, el cual usualmente está definido en la hoja de especificaciones.

$$P_{sw} = f_{sw} (E_{on} + E_{off}) \quad (1)$$

$$E_{on/off} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot i_{DS} \cdot t_{on/off} \quad (2)$$

Cabe destacar que algunas topologías, como el DAB y el CF-PS-FB, son capaces de conmutar a tensión cero, por lo que las pérdidas de encendido se consideran despreciables en estos casos. Con respecto a las pérdidas en los elementos magnéticos, para los transformadores, al ser comerciales, sus pérdidas son obtenidas de las hojas de especificaciones.

### 4) Estimación de Volumen

Para realizar la estimación de volumen de los dispositivos magnéticos de cada convertidor, se utilizan las herramientas de diseño para las bobinas, y para los transformadores, se obtienen las dimensiones dadas por el proveedor en las hojas de datos. En la siguiente sección se profundiza en el volumen de las inductancias, y como varían con respecto a la frecuencia, al igual que las marcas y tipos de transformadores que se consideran en esta comparativa.

## IV. RESULTADOS

### A. Rizados de corriente

Los rizados de corriente para cada convertidor se muestran en la Tabla I. Los convertidores IPOPOP y CB presentan el menor rizado de corriente en el lado de baja debido al entrelazamiento de sus ramas, siendo el CB el que mejor resultados muestra con un rizado de 0,4 A, mientras que el IPOPOP presenta un rizado de 60,12 A. Sin embargo, ambas topologías presentan rizados bastante altos en el lado de alta, siendo el CF-PS-FB el convertidor más equilibrado, presentando menor rizado en el lado de baja y de alta, con 34,48 y 37 A, respectivamente. El DAB presenta los rizados de corriente más altos, con 523,77 A y 73 A en el lado de baja y de alta respectivamente. Este rizado se debe a los picos de corrientes negativas que maneja este convertidor, las cuales son necesarias para garantizar ZVS. Debido a esto, se debe considerar la inclusión de un filtro para evitar posibles problemas con las baterías.

TABLA I. RIZADOS DE CORRIENTE PICO A PICO

| Topología                              | IPOPOP | CB    | CF-PS-FB | DAB    |
|--|--------|-------|----------|--------|
| Rizado de Corriente (Lado de Baja) [A] | 5,8    | 0,4   | 34,48    | 523,77 |
| Rizado de Corriente (Lado de Alta) [A] | 60,12  | 80,84 | 37,36    | 73     |

## B. Rendimiento

Los resultados de rendimiento dependen principalmente en la selección de componentes y en la frecuencia de conmutación a la que opera el convertidor. La Tabla II muestra los componentes seleccionados para cada convertidor. Se muestran los transistores que presentan menores pérdidas en cada topología, y el número de transistores en paralelo. También se muestran los elementos magnéticos de cada topología en función de la frecuencia de conmutación.

La Fig. 7 muestra una comparativa entre las 4 topologías, donde se evalúan las pérdidas en los transistores en la Fig. 7(a), las pérdidas en los magnéticos en la Fig. 7(b) y la eficiencia total en la Fig. 7(c). Como es de esperar, la eficiencia disminuye con el aumento en la frecuencia de conmutación. Sin embargo, esta disminución es más acusada en las topologías IPOP y CB. Esto se debe a la operación en conmutación dura de estas topologías. Cabe mencionar que las pérdidas en los magnéticos favorecen a los convertidores IPOP y CB, como se observa en la Fig. 7(b), disminuyen con una mayor pendiente a medida aumenta la frecuencia. Los núcleos en las bobinas también cambian en función de la frecuencia, aunque no necesariamente se reducen sus pérdidas

con el aumento de la frecuencia. En la eficiencia total, mostrada en la Fig. 7 (c), el DAB es la que mejor resultados presenta, seguido del CF-PS-FB. Esto se debe en gran parte a la habilidad de operar en ZVS, notándose que, a 25 kHz la diferencia es mínima, con 93,92, 94,74, 94,89 y 96,51 % de eficiencia para el IPOP, CB, CF-PS-FB y DAB, respectivamente.

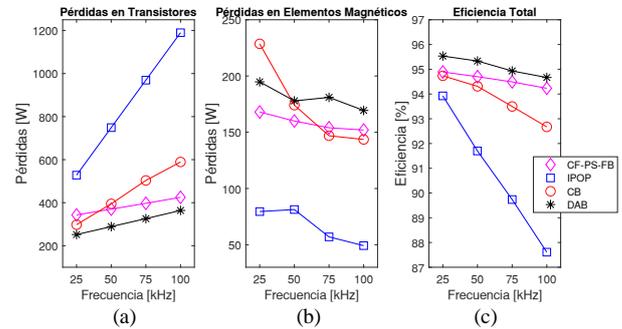


Fig. 7. Comparativa entre los convertidores IPOP (azul), CB (rojo), CF-PS-FB (magenta) y DAB (negro), evaluados en función de la frecuencia de conmutación. (a) Pérdidas en los transistores. (b) Pérdidas en los elementos magnéticos. (c) Eficiencia total.

TABLA II. SELECCIÓN DE COMPONENTES

| Topología |              | MOSFET           | Transistores en Paralelo | Elementos Magnéticos |               | 25 kHz                          | 50 kHz    | 75 kHz    | 100 kHz     |
|-----------|--------------|------------------|--------------------------|----------------------|---------------|---------------------------------|-----------|-----------|-------------|
| IPOP      | Masa         | STW68N65DM6-4AG  | 2                        | L1, L2, L3           | Material      | MPP                             | High Flux | High Flux | Kool Mu HF  |
|           | Flotante     | IPB65R099CFD7A   | 1                        |                      | Núcleo        | TVH61134A                       | 0058091A2 | C058076A2 | 0076071A7   |
| CB        | 1ª Etapa     | IRF7779L2TRPBF   | 1                        | L1                   | Material      | High Flux                       | High Flux | High Flux | High Flux   |
|           | 2ª Etapa     | IPB65R099CFD7A   | 5                        |                      | Núcleo        | C058076A2                       | C058076A2 | C058076A2 | C058076A2   |
| CF-PS-FB  | Lado de Baja | NVHL082N65S3F    | 1                        | L <sub>Lk</sub>      | Material      | MPP                             | High Flux | High Flux | Kool Mu Max |
|           | Lado de Alta | IPB044N15N5ATMA1 | 1                        |                      | Núcleo        | C055438A2                       | C058071A2 | C058584A2 | 0079894A7   |
|           |              |                  |                          | T1                   | Transformador | Transformador Plano: HI-MAG 540 |           |           |             |
| DAB       | Lado de Baja | IRF7779L2TRPBF   | 3                        | L <sub>Lk</sub>      | Material      | 3C81                            | 3C81      | 3C92      | 3C95        |
|           | Lado de Alta | IPW65R035CFD7A   | 1                        |                      | Núcleo        | T140                            | T87       | E65       | ETD49       |
|           |              |                  |                          | T1                   | Transformador | Transformador Plano: HI-MAG 540 |           |           |             |

## C. Volumen

Los resultados del análisis de volumen se muestran en la Tabla III, donde se muestra el volumen estimado a las diferentes frecuencias de conmutación. Como es de esperar, el volumen disminuye a medida la frecuencia aumenta, ya que los elementos magnéticos se reducen en tamaño. El DAB presenta el menor volumen en todo el rango de frecuencia.

TABLA III. VOLUMEN

| Volumen [dm <sup>3</sup> ] | 25 kHz | 50 kHz | 75 kHz | 100 kHz |
|----------------------------|--------|--------|--------|---------|
| IPOP                       | 2,43   | 1,6    | 1,2    | 1,08    |
| CB                         | 3      | 2,96   | 2,17   | 1,23    |
| CF-PS-FB                   | 1,41   | 1      | 0,99   | 0,95    |
| DAB                        | 0,95   | 0,95   | 0,88   | 0,85    |

Es importante destacar que a pesar que todas las topologías cumplen con el requerimiento de volumen de 4,6 dm<sup>3</sup>, es importante evaluar también las medidas longitudinales de cada topología. La Fig. 8 muestra una representación gráfica del convertidor y los magnéticos de 2 de los convertidores donde se puede apreciar si cumplen con los requisitos de dimensiones. El IPOP a 25 y a 75 kHz se muestran en las figuras Fig. 8 (a) y Fig. 8 (c), respectivamente, donde se observa que las 3 bobinas sobrepasan los límites de longitud a 25 kHz, y los cumplen a 75 kHz. Lo mismo se observa con las Fig. 8 (b) y Fig. 8 (c), que corresponden al DAB a 25 y a 75 kHz, respectivamente, donde el núcleo T140 mide 140 mm de diámetro, mientras que las medidas máximas del convertidor son 575 x 100 x 80 mm.

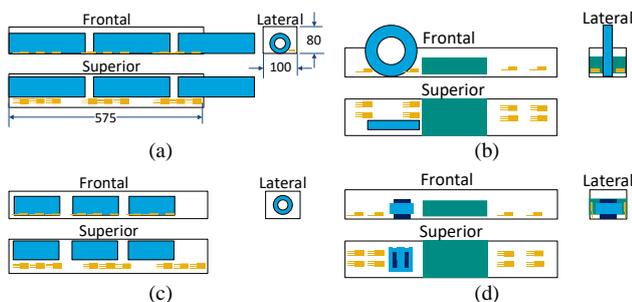


Fig. 8. Vista frontal, superior y lateral de convertidor. Todas las medidas en mm. (a)IPOP a 25 kHz, (b)DAB a 25 kHz, (c)IPOP a 75 kHz y (d)DAB a 75 kHz.

## V. CONCLUSIONES

De los resultados de la comparativa presentada en este artículo, se puede concluir lo siguiente:

Los convertidores IPOP y CB presentan buenos resultados en cuanto a rendimiento a bajas frecuencias, siendo este de 93,92 y 94,73%, respectivamente. También presentan los rizados de corriente más bajos en el lado de baja, debido al entrelazamiento de ramas, sin embargo, su volumen es penalizado a bajas frecuencias debido al número de bobinas y su tamaño.

Por otra parte, los convertidores DAB y CF-PS-FB, cuentan con la ventaja de poder conmutar con ZVS, y en ciertos casos el CF-PS-FB con ZCS. Esto permite incrementar la frecuencia de conmutación sin penalizar el rendimiento.

El convertidor DAB muestra ser la topología más adecuada para esta aplicación, principalmente debido a que presenta el rendimiento más alto en todo el rango de frecuencia evaluado, que va desde 95,53 a 94,67%, conmutado desde 25 a 100 kHz. También cuenta con la densidad de potencia más alta en todo el rango de frecuencia. Su principal desventaja es que presenta por mucho los rizados de corriente más altos, 523,77 y 73 A en el lado de baja y de alta, respectivamente. Esto implica considerar la adición de filtros, lo que puede llegar a afectar el peso y el volumen. El CF-PS-FB es la topología más equilibrada, con una eficiencia que es menor en menos de 1% en comparación con el DAB, en todo el rango de frecuencia. Presenta rizados de corriente relativamente bajos, de 34 A en el lado de baja y 37 A en el lado de alta. Cabe destacar que ambas topologías cuentan con aislamiento galvánico, que si bien no es un requisito definido en este artículo, es una característica deseable para esta aplicación en concreto por motivos de seguridad, al igual que permite elevar la tensión de forma natural.

## VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto SV-PA-21-AYUD/2021/51931 dentro del Programa de Ayudas para grupos de investigación de organismos del Principado de Asturias durante el período 2021-2023, de la Fundación para el Fomento en Asturias de la Investigación Científica Aplicada y la Tecnología (FICYT) y por el proyecto PID2021-127707OB-C21 del Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España.

## VII. REFERENCIAS

- [1] F. Blaabjerg, H. Wang, I. Vernica, B. Liu, and P. Davari, "Reliability of Power Electronic Systems for EV/HEV Applications," *Proc. IEEE*, pp. 1–17, 2020.
- [2] D. Dell'Isola, M. Urbain, M. Weber, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Optimal Design of a DC-DC Boost Converter in Load Transient Conditions, Including Control Strategy and Stability Constraint," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1214–1224, 2019.
- [3] European Commission, "Paris Agreement | Climate Action." [Online]. Available: [https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris\\_en](https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris_en). [Accessed: 17-Jan-2022].
- [4] H. Ko, S. Pack, and V. C. M. Leung, "An Optimal Battery Charging Algorithm in Electric Vehicle-Assisted Battery Swapping Environments," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, pp. 1–10, 2020.
- [5] S. Jain, Z. Ahmad, M. S. Alam, and Y. Rafat, "Battery Swapping Technology," *2020 5th IEEE Int. Conf. Recent Adv. Innov. Eng. ICRAIE 2020 - Proceeding*, vol. 2020, pp. 6–9, 2020.
- [6] O. C. Onar, J. Kobayashi, and A. Khaligh, "A Fully Directional Universal Power Electronic Interface for EV, HEV, and PHEV Applications," *Ieee Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5489–5498, 2013.
- [7] A. Vazquez, A. Rodriguez, D. G. Lamar, and M. M. Hernando, "Advanced Control Techniques to Improve the Efficiency of IPOP Modular QSW-ZVS Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 73–86, 2018.
- [8] R. S and C. Salil, "2-kW , 48- to 400-V , > 93 % Efficiency , Isolated Bidirectional DC-DC Converter Reference Design for UPS," no. June, pp. 1–30, 2017.
- [9] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, and J. S. Lai, "Bi-directional dc to dc converters for fuel cell systems," *IEEE Work. Power Electron. Transp.*, vol. 11, pp. 47–51, 1998.
- [10] S. Chi, P. Liu, X. Li, M. Xu, and S. Li, "A Novel Dual Phase Shift Modulation for Dual-Active- Bridge Converter," *2019 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2019*, pp. 1556–1561, 2019.
- [11] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 9, pp. 4172–4176, 2012.
- [12] C. D. A. Bridge, S. Bal, S. Member, D. B. Yelaverthi, and S. Member, "Improved Modulation Strategy Using Dual Phase Shift Modulation for Active Commutated," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7359–7375, 2018.
- [13] K. Martín Diaz, "Análisis , diseño y construcción de un proveedor de bus para sistemas de distribución en corriente continua domésticos," Universidad de Oviedo, 2018.
- [14] Y. H. Abraham, H. Wen, W. Xiao, and V. Khadkikar, "Estimating power losses in Dual Active Bridge DC-DC converter," *2011 2nd Int. Conf. Electr. Power Energy Convers. Syst. EPECS 2011*, pp. 4–8, 2011.