

Frecuencia Variable para ZVS en Dual Active Bridge

Alberto Cárcamo, Aitor Vázquez, Alberto Rodríguez
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación
Universidad de Oviedo
Gijón, España
carcamoalberto@uniovi.es

Alejandro Fernandez-Hernandez, Fernando Gonzalez-Hernando
Ikerlan Technology Research Centre, Basque Research and
Technology Alliance (BRTA)
Arrasate/Mondragón, España
alejandro.fernandez@ikerlan.es, fgonzalez@ikerlan.es

Resumen—El convertidor *Dual Active Bridge* (DAB) es conocido por sus características, que incluyen la bidireccionalidad, el aislamiento galvánico y la conmutación suave. Sin embargo, la conmutación a tensión cero (*Zero Voltage Switching*, ZVS), no está garantizada en todo el rango de operación, especialmente con un amplio rango de tensiones. Este artículo explora la integración de la frecuencia de conmutación como una variable de control para garantizar la operación ZVS en un amplio rango de tensiones, cuando el convertidor trabaja con la modulación *Single Phase Shift* (SPS). Se estudian las corrientes eficaces y reactivas considerando la frecuencia de conmutación variable, presentando sus ventajas. Además, se incluye un análisis de los límites de ZVS y su relación con la frecuencia de conmutación, con el objetivo de garantizar ZVS en cualquier punto de operación. Los resultados experimentales validan el análisis teórico, al tiempo que presentan las principales ventajas de la implementación de la frecuencia de conmutación variable.

Palabras clave—*Dual Active Bridge*, *Conmutación suave*, *Zero Voltage Switching*, *Frecuencia de conmutación variable*.

I. INTRODUCCIÓN

El convertidor *Dual Active Bridge* (DAB) es ampliamente utilizado en diversas aplicaciones, incluyendo la transmisión de energía en redes eléctricas y aplicaciones automotrices. Este convertidor ha sido estudiado durante varias décadas [1], [2], [3], [4], [5], y en la actualidad sigue siendo popular y se emplea extensamente en diversas aplicaciones, como por ejemplo cargadores de baterías para vehículos eléctricos. Este convertidor ofrece varias características atractivas, como la transferencia de potencia bidireccional, el aislamiento galvánico, una alta densidad de potencia y la capacidad de conmutación suave.

El convertidor DAB consta de dos puentes completos (FB, por sus siglas en inglés) conectados a través de una inductancia de dispersión y un transformador, que proporciona aislamiento galvánico. Su esquemático es mostrado en la Fig. 1, donde se utiliza un inductor externo (L_k), que sumado con la inductancia de dispersión del transformador, se representa con L_k . V_1 y V_2 son las tensiones CC de entrada y salida, respectivamente, y v_1 y v_2 son las tensiones CA en sus respectivos FBs. En este análisis, se utiliza la modulación *Single Phase Shift* (SPS), la cual es ampliamente utilizada en la industria debido a su simplicidad y facilidad de implementación. Consiste en controlar el flujo de potencia con un desplazamiento de fase entre ambos FB. Esta modulación se discute con mayor detalle en la siguiente sección.

Se han realizado numerosos estudios con el objetivo de ampliar el rango de operación de la conmutación suave del convertidor DAB. Entre estos estudios, se han propuesto varias estrategias de modulación utilizando los *Pulse Width Modulation* (PWM) de los FB como variables de control

adicional. Entre las estrategias de modulación, se encuentra la *Double Phase Shift* (DPS) [6], que consiste en variar el desfase en las ramas de uno de los puentes, así como el desfase entre ambos puentes. Otra estrategia de modulación es la *Triple Phase Shift* (TPS) [7], que consiste en variar el desfase en las ramas de ambos puentes, así como el desfase entre los mismos, obteniendo así, tres variables de control. Algunos estudios combinan las técnicas de modulación mencionadas anteriormente a lo largo de un perfil de operación [8], [9]. Además, estas técnicas pueden emplearse para optimizar el rendimiento del convertidor, por ejemplo, para minimizar las pérdidas por conducción [10]. Todos estos métodos de modulación pueden adaptarse fácilmente a cualquier diseño del convertidor y a cualquier cambio en el punto de operación. Uno de los principales inconvenientes es la mayor complejidad en la implementación.

Por otro lado, existen varios estudios sobre el uso de la frecuencia de conmutación variable aplicada al DAB. En [11], se emplea la frecuencia variable para el DAB operando con tensiones de entrada y salida fijas. Se calcula la frecuencia de conmutación óptima para diferentes potencias de salida, basándose en un modelo de pérdidas de potencia. En [12], se utiliza la frecuencia de conmutación en un algoritmo de control para aumentar el rango de potencia y ampliar la operación con *Zero Voltage Switching* (ZVS). Esta técnica consiste en utilizar dos frecuencias de conmutación, la frecuencia más baja para aumentar la potencia del convertidor y la frecuencia más alta para mantener ZVS a baja potencia. En [13], se emplea la frecuencia variable en la modulación SPS, a baja potencia para mantener el convertidor funcionando con *Zero Current Switching* (ZCS). Se realiza un análisis de pérdidas de potencia utilizando la frecuencia variable y se compara con la frecuencia constante. En [14], se presenta una estrategia de modulación que incluye frecuencia variable. El estudio considera tres estrategias de modulación, para niveles de potencia baja, media y alta, orientadas a minimizar las pérdidas por conducción. La frecuencia de conmutación varía en potencia media, pasando de la frecuencia máxima, a baja potencia, a frecuencia mínima, a alta potencia. En [15], se presenta un control de frecuencia variable que incluye un *Maximum Power Point Tracking* (MPPT), utilizando la técnica de perturbar y observar para minimizar las corrientes RMS. Se desarrolla un modelo

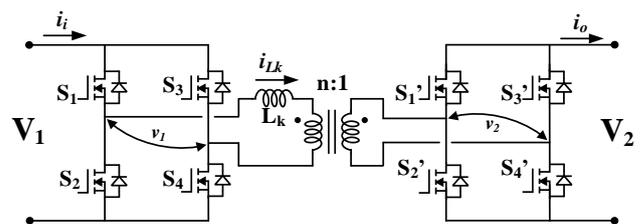


Fig. 1. Esquemático del convertidor DAB.

generalizado de espacio de estados promedio para obtener un nuevo modelo de pequeña señal entre la frecuencia de conmutación y la tensión de salida. En [16], se presenta una modulación de frecuencia variable con un algoritmo que permite que el convertidor opere con ZVS en un amplio rango de potencia, con corrientes reactivas mínimas. En [17], se presenta una técnica de optimización, donde el convertidor funciona con un desfase constante, definido por la relación de tensiones, con el objetivo de obtener las corrientes eficaces mínimas. Este trabajo propone variar la frecuencia de conmutación para modular la frecuencia.

Este artículo presenta un análisis de operación a frecuencia variable orientado al convertidor DAB, con el objetivo de garantizar la operación con ZVS en cualquier punto de operación sobre un amplio rango de tensiones. Esto se logra incluyendo la frecuencia de conmutación como una variable de control. Además, se presenta un análisis de las corrientes eficaces y reactivas, en un punto de operación de potencia constante y frecuencia de conmutación variable. Este es un análisis general que se puede aplicar a cualquier punto de operación y extender a cualquier aplicación. Este artículo se organiza de la siguiente forma: en la sección II, se presenta una breve descripción del funcionamiento del DAB. En la sección III, se analizan las corrientes eficaces y reactivas, así como los límites de ZVS. Los resultados experimentales se presentan en la sección IV y por último, las conclusiones son presentadas en la sección V.

II. CONVERTIDOR DAB

Una de las principales ventajas de esta topología es su capacidad para operar con conmutación suave, ya sea con ZVS o ZCS. La operación con ZVS no está garantizada para todo el rango de operación, ya que depende principalmente de la potencia y de la relación de las tensiones de entrada y de salida, $M = \frac{nV_2}{V_1}$.

El flujo de potencia del convertidor DAB utilizando SPS se puede definir como

$$P = \frac{V_1 V_2 n \varphi (\pi - \varphi)}{2\pi^2 f_s L_k}, \quad (1)$$

donde, V_1 , V_2 y L_k pueden considerarse como constantes para un punto de operación dado, dejando así la frecuencia de conmutación, f_s , y el desfase, φ , como las variables de control.

La estrategia de modulación más simple es la SPS, que consiste en controlar la transferencia de potencia modificando el desfase entre ambos puentes, mientras que las señales PWM en cada puente funcionan con un ciclo de trabajo constante de 50%. Esta técnica de modulación tiene varias ventajas, como su simplicidad, baja demanda computacional y su capacidad de transferir la potencia máxima del convertidor. La Fig. 2 muestra las formas de onda de la modulación SPS. El ángulo de desfase, φ , entre v_1 y v_2 , genera la corriente en la inductancia de dispersión, L_k . La figura muestra el valor de la corriente en los instantes de conmutación, i_1 e i_2 , de los dispositivos de potencia de los puentes FB_1 y FB_2 , respectivamente. Este valor de corriente puede definirse como

$$i_1 = \frac{1}{4\pi f_s L_k} (V_1 \pi + V_2 n (2\varphi - \pi)) \quad (2)$$

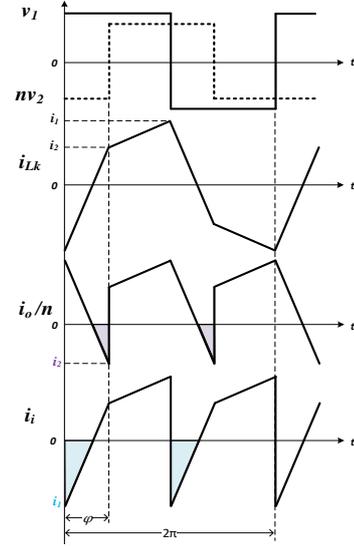


Fig. 1. Formas de onda del convertidor DAB de arriba hacia abajo: Tensiones V_1 y V_2 , corriente del inductor, i_{Lk} , corriente de entrada y de salida, i_i e i_o , respectivamente. Las formas de onda están referidas al puente FB_1 .

$$i_2 = \frac{1}{4\pi f_s L_k} (V_1 (2\varphi - \pi) + V_2 n \pi). \quad (3)$$

Las formas de onda de corriente de salida y de entrada, i_o e i_i , respectivamente, también se muestran en la Fig. 2, donde el área sombreada representa las corrientes reactivas, las cuales se discuten con mayor profundidad en la siguiente sección.

Es importante destacar que esta técnica de modulación produce altas corrientes reactivas, las cuales aumentan con el desfase e incrementan las pérdidas de conducción. Debido a esta condición, se prefiere trabajar a desfases menores, algo que es posible lograr variando la frecuencia de conmutación, como es mostrado en la siguiente sección.

III. FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN VARIABLE

A. Corrientes Eficaces y Reactivas

El valor de la corriente de la inductancia en los instantes de conmutación de la Fig. 2, i_1 e i_2 , debe ser positivo para garantizar la operación con ZVS en su respectivo puente. Estos valores de la corriente también se muestran en las dos últimas formas de onda de la Fig. 2, donde el área sombreada representa las corrientes reactivas que fluyen a través del diodo parásito de los transistores MOSFET durante el tiempo muerto, lo que permite el encendido con ZVS del dispositivo en su respectivo puente.

La corriente eficaz de la inductancia, $i_{Lk_{RMS}}$, se puede calcular utilizando (2) y (3) y se define como [18]:

$$i_{Lk_{RMS}} = \sqrt{\frac{((\varphi)(i_1^2 + i_2^2 - i_1 i_2) + (\pi - \varphi)(i_1^2 + i_2^2 + i_1 i_2))}{3\pi}}. \quad (4)$$

Considerando una operación a potencia constante, es posible variar la frecuencia de conmutación en función del desfase y obtener el valor de $i_{Lk_{RMS}}$ para distintos valores de la relación de tensiones M . La Fig. 3 muestra la corriente $i_{Lk_{RMS}}$ normalizada, en función del desfase y de la frecuencia de conmutación normalizada, siendo esta última mostrada en rojo y referida al eje-y derecho. Las líneas discontinuas

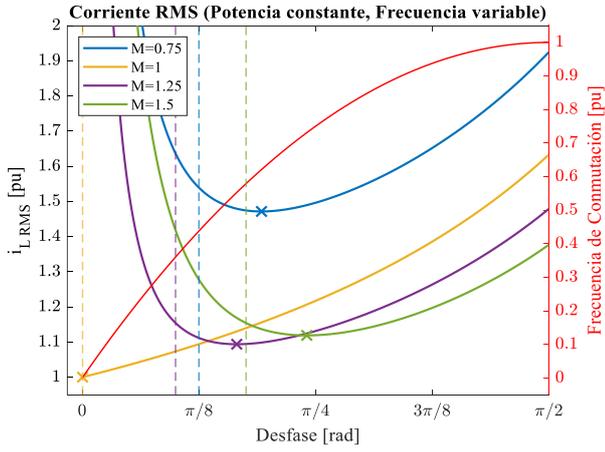


Fig. 2. Corrientes eficaces normalizadas (eje-y izquierdo) y frecuencia de conmutación normalizada (eje-y derecho), en distintos puntos de operación. Los límites ideales de ZVS se muestran como líneas discontinuas en sus respectivos colores.

representan el límite de ZVS para cada caso en su color correspondiente. Cabe destacar que a medida que el desfase tiende a cero, también lo hace la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, es importante definir una frecuencia de conmutación mínima, la cual estará limitada por los dispositivos magnéticos, ya que frecuencias bajas aumentan la densidad de flujo en el núcleo magnético, incrementando las pérdidas y potencialmente causando la saturación del núcleo. En la Fig. 3, la corriente eficaz mínima está marcada con una 'x' para cada curva en su respectivo color. Las curvas muestran que para valores de $M = 1$, la corriente eficaz siempre aumenta con el desfase. Sin embargo, para valores de $M \neq 1$, el valor mínimo ocurre en desfases más altos.

Una observación importante es que el valor mínimo de la corriente eficaz, para un valor dado de M , ocurre en el mismo ángulo de desfase, independientemente de la potencia, y dependerá únicamente del valor de M . Esto significa que para cualquier potencia, la corriente eficaz mínima se puede lograr utilizando una frecuencia de conmutación variable. Esto es una ventaja, ya que permite conocer el ángulo de desfase donde la corriente eficaz es mínima, solamente conociendo las tensiones V_1 , V_2 y la relación de vueltas del transformador. Otra observación es que el valor de i_{LkRMS} mínimo se encuentra siempre dentro de los límites de ZVS.

Las corrientes reactivas en el DAB son necesarias para la operación con ZVS, ya que proporcionan la energía para la conmutación suave. Los valores mínimos de la corriente, i_{1min} e i_{2min} , necesarios para operar con ZVS en los puentes FB_1 y FB_2 , respectivamente, se pueden definir como [19]:

$$i_{1min} \geq \sqrt{\frac{C_{oss_{eq1}} V_1^2}{L_k}} \quad (5)$$

$$i_{2min} \geq \sqrt{\frac{C_{oss_{eq2}} V_2^2}{L_k \cdot n^2}}, \quad (6)$$

donde $C_{oss_{eq1}}$ y $C_{oss_{eq2}}$, son las capacidades parásitas totales en los puentes FB_1 y FB_2 , respectivamente. L_k representan la inductancia de dispersión L_k de la Fig. 1. Las corrientes i_{1min} e i_{2min} también están referidas a sus respectivos puentes. Es posible estimar el valor de C_{oss} del MOSFET en cierto punto de operación [20], [21]. Sin embargo, para simplificar el

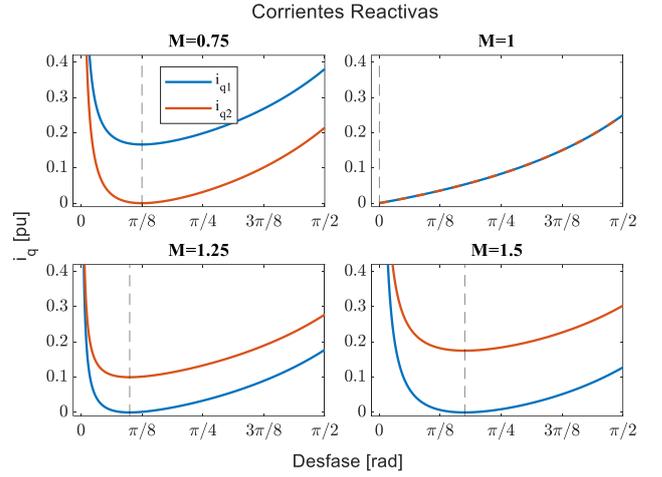


Fig. 3. Corrientes reactivas normalizadas en los puentes FB_1 (azul) y FB_2 (naranja). El límite ideal de ZVS se muestra con una línea vertical discontinua.

análisis, este valor se considera constante y se aproxima utilizando el valor proporcionado por la hoja de datos. Estas corrientes definen los límites de ZVS, los cuales se discuten en el siguiente apartado.

La Fig. 4 muestra las corrientes reactivas normalizadas para distintos valores de M . La normalización se realiza utilizando como base la corriente de entrada promedio. Las corrientes reactivas en los puentes FB_1 y FB_2 se muestran en azul y naranja, respectivamente, mientras que los límites de ZVS ideales están marcados con una línea vertical discontinua. Es evidente que la corriente reactiva se anula en el límite de ZVS para su respectivo puente, como también se puede deducir de la Fig. 2. Ambas corrientes reactivas son mínimas en este punto. Al igual que la corriente eficaz, para $M = 1$, las corrientes reactivas aumentan con el desfase, y a medida que M se aleja de 1, el desfase en el que las corrientes reactivas son mínimas aumenta. Cabe mencionar que la Fig. 4 muestra corrientes reactivas a la izquierda del límite de ZVS ideal, sin embargo, estas corrientes no proporcionan operación con ZVS, ya que fluyen a través del dispositivo después de que este se haya encendido.

B. Límites de Operación con ZVS

Los límites para la operación con ZVS dependen de la corriente reactiva, como se menciona anteriormente. Considerando la modulación SPS, y definiendo una corriente mínima que proporciona la energía para las capacidades parásitas, es evidente que utilizando (5) y (6) para resolver (2) y (3), el ángulo de desfase mínimo que garantiza la conmutación con ZVS se puede definir como

$$\varphi_{min} = \begin{cases} \frac{\pi \left(4f_s L_k \left(\frac{i_{1min}}{V_1} \right) + M - 1 \right)}{2M}, & \text{for } M > 1 \\ \frac{\pi \left(4f_s L_k \left(\frac{i_{2min}}{V_1} \right) + 1 - M \right)}{2}. & \text{for } M < 1. \end{cases} \quad (7)$$

La frecuencia de conmutación, así como las tensiones, también afectan los límites de ZVS, como se puede observar en (7). No obstante, si consideramos el efecto de la frecuencia al trazar los límites de ZVS, cada punto de operación tendrá su propio límite de ZVS. Por lo tanto, para simplificar el análisis, se desprecian estos efectos y se consideran los límites

de ZVS como ideales. Esto implica que la operación ZVS es cierta cuando $i_1 > 0$ y $i_2 > 0$. Por lo tanto, (7) se puede simplificar y reescribir como

$$\varphi_{min} = \begin{cases} \frac{\pi(M-1)}{2M}, & M > 1 \\ \frac{\pi(1-M)}{2}, & M < 1. \end{cases} \quad (8)$$

Nótese que ahora los límites de ZVS dependen únicamente de la relación de tensiones, M . Esta simplificación facilita el proceso de diseño del convertidor, permitiendo la inclusión del resto de parámetros en etapas de diseño posteriores. Habiendo simplificado las ecuaciones para calcular los límites de ZVS, resulta fácil trazar distintas curvas en el mismo plano, utilizando como referencia los límites de ZVS ideales. Para visualizar la operación del convertidor a distintas frecuencias de conmutación, es útil representar una curva de potencia constante a partir de (1), que está dada por

$$M = \frac{V_2^2 n^2 \varphi(\pi - \varphi)}{2\pi^2 f_s L_k P}, \quad (9)$$

donde P es la potencia constante. Es necesario que esta curva esté referida a una de las tensiones. Para este análisis, cada valor de V_2 tiene su propia curva y M varía en función de V_1 .

La Fig. 5 muestra el convertidor operando a potencia constante, evaluando dos frecuencias de conmutación distintas. Las curvas de potencia se presentan para tres valores distintos de V_2 . Las líneas sólidas representan el convertidor trabajando a una frecuencia de conmutación, f_n , y las líneas discontinuas representan una frecuencia de conmutación, $2f_n$. Las áreas sombreadas representan la variación del rango de tensión V_1 para cada curva de potencia en su respectivo color. La figura muestra las curvas de potencia en rojo, azul y verde para $V_2 = 0,75, 1, y 1,25$, respectivamente. La tensión V_1 varía desde 0,8 a 1. En esta figura se muestra claramente la influencia de la frecuencia de conmutación en los puntos de operación del convertidor, con respecto al desfase y a los límites de ZVS. Se observa que a $2f_n$, el convertidor opera dentro de los límites de ZVS en todo el rango de operación para las tres curvas. Cuando el convertidor opera a f_n , la curva verde opera fuera de los límites de ZVS en todo su rango de

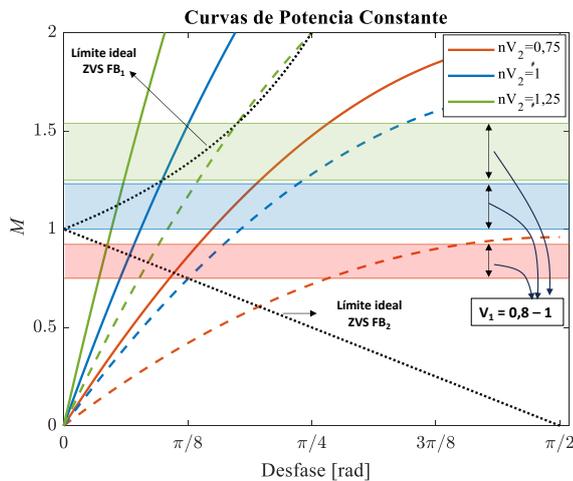


Fig. 4. Curvas de potencia constante referidas a V_2 . Las áreas sombreadas representan la variación de V_1 desde 0,8 hasta 1. Las líneas sólidas y discontinuas corresponden a frecuencias de conmutación de f_n y $2f_n$, respectivamente.

operación, la curva azul opera dentro de los límites, y la curva naranja opera parcialmente dentro de los límites de ZVS. Se observa que a medida que M se aleja de 1, se necesita aumentar la frecuencia de conmutación para mantener el convertidor operando dentro de los límites de ZVS.

C. Frecuencia de Conmutación Mínima

Cuando se opera a un valor de potencia determinado, el desfase es consecuencia de dicho punto de operación, por lo que es necesario considerar la frecuencia de conmutación como una variable para poder modificar el desfase manteniendo la misma potencia. Esto permite mover las curvas de potencia constante para que operen dentro de los límites de ZVS, haciendo posible trabajar en cualquier valor de M . Aumentar la frecuencia de conmutación permite mover las curvas de potencia hacia dentro de los límites de ZVS, aunque al aumentar la frecuencia, se incrementan las corrientes reactivas y la corriente eficaz, lo que puede provocar mayores pérdidas por conducción y por conmutación. Por este motivo, es necesario definir la frecuencia mínima necesaria para operar dentro de los límites de ZVS para cualquier punto de operación. Esta frecuencia mínima para garantizar ZVS se puede encontrar evaluando φ_{min} de (8) en (9), resultando en

$$f_{smin}(V_1, V_2) = \begin{cases} \frac{V_2^2 n^2 (M^2 - 1)}{8L_k P_{const} M^3}, & \text{for } M > 1 \\ \frac{V_2^2 n^2 (1 - M^2)}{8L_k P_{const} M}, & \text{for } M < 1, \end{cases} \quad (10)$$

Nótese que esta ecuación también debe estar referida a una de las tensiones, V_2 , en este caso.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Esta sección contiene dos objetivos principales: validar el análisis teórico con respecto a las corrientes eficaces y reactivas y evaluar la implementación de la frecuencia de conmutación como variable de control para garantizar la operación con ZVS en un amplio rango de tensiones. El proceso de validación se realiza con un prototipo del convertidor DAB, cuyas características se describen en la Tabla I. La potencia máxima del convertidor, a 20 kHz y tensiones máximas, es de 43 kW, aunque los dispositivos están diseñados para operar a una potencia nominal de 20 kW. Las pruebas se realizan a una potencia constante de 10 kW. Este valor se selecciona para permitir que el convertidor funcione en todo el rango de tensiones y frecuencia, manteniendo los puntos de operación alrededor de los límites de ZVS. La frecuencia de conmutación, f_s , varía desde 20 kHz hasta 70 kHz. La tensión de entrada, V_1 , varía desde 300 V hasta 500 V y la tensión de salida, V_2 , varía desde 650 V hasta 800 V.

TABLA I. PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR DAB

Parameter	Value
V_1 [V]	650-800
V_2 [V]	300-500
L_k [μ H]	114
P_n [kW]	10
f_s [kHz]	20-70
n	2
MOSFET	FF11MR12W1M1_B11
MCU	TMS320F28379D

El convertidor se prueba utilizando dos fuentes de tensión bidireccionales conectadas a los puertos del convertidor. Los dispositivos de conmutación son transistores MOSFET de SiC en ambos puentes, y la relación de vueltas del transformador es de $n=2$. El convertidor está controlado por un microcontrolador (MCU, por sus siglas en inglés), Texas LaunchPad F28379D.

La Fig. 6 muestra la validación experimental de las curvas normalizadas teóricas de i_{LkRMS} . Los límites ideales de ZVS se muestran con líneas verticales discontinuas para cada valor de M , en su respectivo color. Cada punto de operación varía el desfase junto con la frecuencia de conmutación para mantener una potencia constante de 10 kW. Los resultados coinciden con las curvas teóricas, validando el análisis presentado de las corrientes eficaces. Los puntos de operación en la Fig. 6 se describen en la Tabla II, que muestra las tensiones, el desfase, la frecuencia de conmutación y la corriente eficaz para cada uno de los puntos. Los rendimientos mostrados en la Tabla II son de referencia, ya que el convertidor no está optimizado, y existen diversos factores que pueden afectar las pérdidas en el mismo.

TABLA II. PUNTOS DE OPERACIÓN

M	V_1 [V]	V_2 [V]	ϕ [rad]	f_s [kHz]	i_{LkRMS} [A]	η [%]
0,75	800	300	0,33	20	21,12	97,25
			0,74	38	18,9	96,86
			1,1	50	20,68	95,83
1	800	400	0,25	20	13,58	98,28
			0,69	50	14,84	96,60
1,25	800	500	0,19	20	17,68	95,54
			0,39	38	14,2	94,21
1,54	800	650	0,55	50	13,63	95,88
			0,22	20	26,63	93,99
			0,74	51,5	17,08	94,55
			1,05	66,2	17,69	93,99

La Fig. 7 muestra dos casos distintos de operación del convertidor. Cada caso compara dos puntos de operación diferentes. Las Fig. 7 (a), (c) y (e) corresponden al primer caso, que opera a 10 kW, $V_1 = 750$ V, $V_2 = 500$ V, a dos

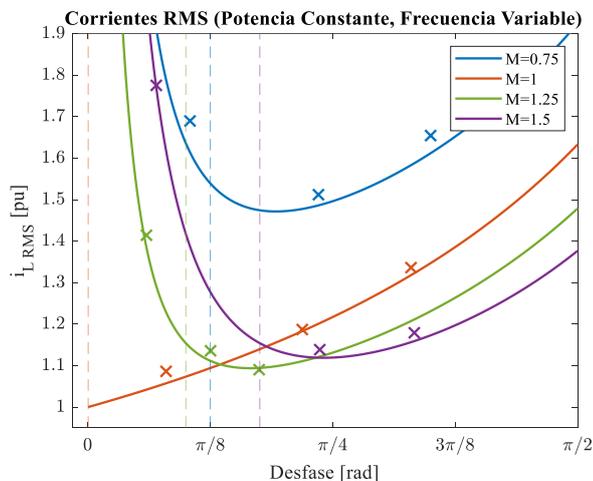


Fig. 6. Valores RMS de la corriente en el DAB. Las curvas se muestran con los resultados teóricos, mientras que los resultados experimentales se muestran con el marcador "x".

frecuencias de conmutación distintas: 20 kHz y 42,5 kHz. La Fig. 7 (a) muestra ambos puntos de operación marcados con un asterisco y sus rendimientos correspondientes. El primer punto de operación conmuta a 20 kHz (azul) fuera de los límites de ZVS, y el segundo punto conmuta a 42,5 kHz (verde) dentro de los límites de ZVS. Se observa como al aumentar la frecuencia de conmutación el punto se mueve hacia dentro de los límites de ZVS. Las Fig. 7 (b), (d) y (f) muestran el segundo caso, donde el convertidor opera a 10 kW, $V_1 = 800$ V, $V_2 = 500$ V, conmutando a dos frecuencias distintas: 38 kHz y 48 kHz. Al igual que en el primer caso, la Fig. 7 (b) muestra ambos puntos de operación marcados con un asterisco y sus rendimientos correspondientes. Para este caso se muestran los límites reales de ZVS. El primer punto de operación conmuta a 38 kHz (azul) y se encuentra justo en el límite de ZVS, mientras que el segundo punto conmuta a 48 kHz (verde) dentro de los límites de ZVS. De la misma manera que en el caso anterior, aumentar la frecuencia permite que el punto de operación se mueva dentro de los límites de ZVS.

Esto también se puede apreciar en las formas de onda de corriente del convertidor. Las Fig. 7 (c), (e), (d) y (f) muestran las siguientes formas de onda para las frecuencias de conmutación de 20 kHz, 42,5 kHz, 38 kHz, 48 kHz, respectivamente: las tensiones v_1 , v_2 , la corriente del inductor, i_{Lk} , y el valor de la corriente en los instantes de conmutación, i_1 e i_2 . Para el primer caso se puede apreciar a partir de los valores i_1 e i_2 , que para la frecuencia de 20 kHz, uno de estos valores es negativo, por lo que el convertidor no opera con ZVS, mientras que en la frecuencia de 42,5 kHz, ambos valores de i_1 e i_2 son positivos, implicando la operación con ZVS en ambos puentes. Para el segundo caso ambos valores de i_1 e i_2 son positivos, aunque uno de ellos se encuentra en el límite de ZVS, lo que muestra la importancia de considerar los límites reales, y como la frecuencia de conmutación puede influir en ellos.

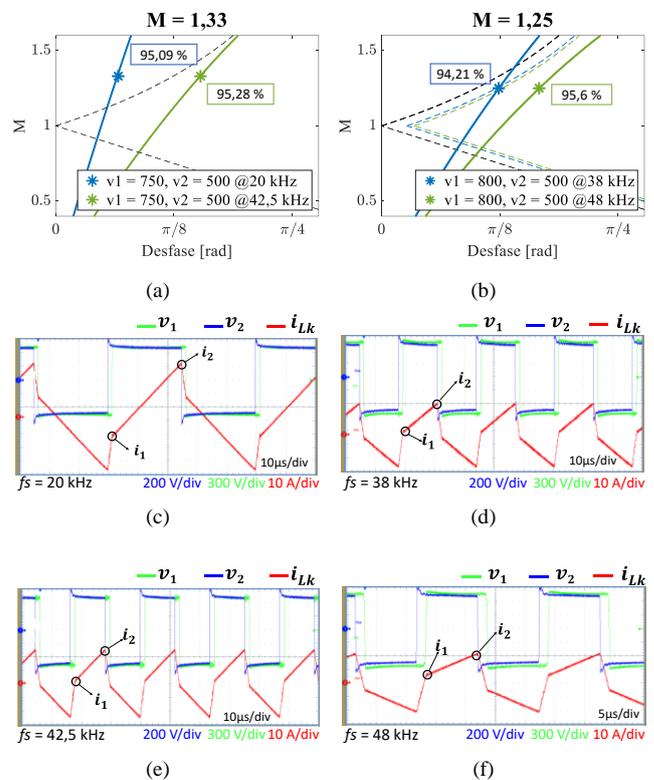


Fig. 7. Convertidor DAB operando a potencia constante y frecuencia variable en distintos puntos de operación.

V. CONCLUSIONES

Este artículo analiza el convertidor DAB incorporando la frecuencia de conmutación como una variable de control adicional. Se analizan las corrientes eficaces y reactivas, así como los límites de ZVS, mostrando el impacto de la frecuencia de conmutación y su dependencia con respecto a las tensiones. Además, se utiliza un prototipo del convertidor para validar el análisis.

En conclusión, la implementación de la frecuencia de conmutación como una variable de control proporciona un grado de libertad adicional al convertidor. Permite variar el desfase manteniendo la potencia constante. Esto permite que el convertidor opere dentro de los límites de ZVS en cualquier punto de operación a lo largo de un amplio rango de tensiones de entrada y salida. Además, proporciona la capacidad de reducir las corrientes eficaz y reactivas.

El estudio muestra que para un valor dado de M , la corriente eficaz mínima ocurre en un ángulo de desfase específico, que es independiente de la potencia. Este valor siempre está dentro de los límites ideales de ZVS. La información es relevante tanto para el diseño del convertidor como para los algoritmos de control.

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), por el proyecto PA-23-BP21-204 dentro del Programa de Ayudas Severo Ochoa del Principado de Asturias y por el proyecto MCINN-TED2021-130939B-I00 de la Agencia Estatal de Investigación (AEI).

REFERENCIAS

- [1] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A Three-Phase Soft-Switched High Power Density DC/DC Converter for High Power Applications," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 796–805, 1988.
- [2] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter,"
- [3] N. Schibli, "Symmetrical Multilevel Converters with Two Quadrant DC-DC Feeding," *École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne*, 2000.
- [4] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC – DC Converter Topologies," ETH ZURICH, 2010.
- [5] 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," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 2, pp. 790–804, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.
- [6] 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, doi: 10.1109/TPEL.2012.2189586.
- [7] H. Gu, D. Jiang, R. Yin, S. Huang, Y. Liang, and Y. Wang, "Power characteristics analysis of bidirectional full-bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control," *Proceedings of the 2015 10th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2015*, pp. 363–368, 2015, doi: 10.1109/ICIEA.2015.7334140.
- [8] Y. Yan, H. Bai, A. Foote, and W. Wang, "Securing Full-Power-Range Zero-Voltage Switching in Both Steady-State and Transient Operations for a Dual-Active-Bridge-Based Bidirectional Electric Vehicle Charger," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, no. 7, pp. 7506–7519, Jul. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2955896.
- [9] A. Fernandez-Hernandez, F. Gonzalez-Hernando, A. Garcia-Bediaga, I. Villar, and G. Abad, "Design Space Analysis of the Dual-Active-Bridge Converter for More Electric Aircraft," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 24, Dec. 2022, doi: 10.3390/en15249503.
- [10] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, no. 1, pp. 174–188, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2157976.
- [11] Y. Yin, W. Wang, N. Wang, and A. Chen, "An Online Efficiency Optimization Strategy Based on Variable-Frequency Phase-Shift Modulation for Dual-Active-Bridge Converters," in *2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*, 2023, doi: 10.23919/ICPE2023-ECCEAsia54778.2023.10213535.
- [12] A. Cárcamo et al., "Control Strategy for DAB using SPS for Integration of Modular Batteries in EV," in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, 2023, doi: 10.23919/EPE23ECCEEurope58414.2023.10264567.
- [13] V. Esteve, J. L. Bellido, J. Jordán, and E. J. Dede, "Improving the Efficiency of an Isolated Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Using Variable Frequency," *Electronics (Switzerland)*, vol. 13, no. 2, Jan. 2024, doi: 10.3390/electronics13020294.
- [14] M. Saegmueller, C. Hackl, R. Witzmann, and R. Richter, "Analytic Solutions for Minimum Conduction Loss Modulation of Dual Active Bridge Converters Including Frequency Variation," in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE*, 2020, doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254860.
- [15] I. R. Ermi, E. Vidal-Idiarte, J. Calvente, and L. Guasch-Pesquer, "Small Signal Modelling for Variable Frequency Control with Maximum Efficiency Point Tracking of DAB Converter," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 85289–85299, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3084630.
- [16] J. Hiltunen, V. Vaisanen, R. Juntunen, and P. Silventoinen, "Variable-Frequency Phase Shift Modulation of a Dual Active Bridge Converter," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 12, pp. 7138–7148, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2390913.
- [17] S. Mandal, A. Shukla, and S. Doolla, "Optimizing Transformer RMS Current Using Single Phase Shift Variable Frequency Modulation for Dual Active Bridge DC-DC Converter," in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2022*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022, doi: 10.1109/ECCE50734.2022.9947681.
- [18] A. Fernandez-Hernandez, A. Garcia-Bediaga, I. Villar, and G. Abad, "Analytical equations of the currents in dual active bridge converter for more electric aircraft," in *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2020 - Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Nov. 2020, doi: 10.1109/VPPC49601.2020.9330890.
- [19] S. Li, X. Yuan, Z. Wang, K. Wang, Y. Zhang, and X. Wu, "A Unified Optimal Modulation Strategy for DAB Converters to Trade-off the Backflow Power Reduction and All ZVS in the Full Operating Range," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, pp. 1–1, Sep. 2023, doi: 10.1109/jestpe.2023.3312298.
- [20] D. Costinett, D. Maksimovic, and R. Zane, "Circuit-oriented treatment of nonlinear capacitances in switched-mode power supplies," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 2, pp. 985–995, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2313611.
- [21] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy, and J. W. Kolar, "ZVS of Power MOSFETs Revisited," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 12, pp. 8063–8067, Dec. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2574998.