

Optimización del Convertidor CC-CC Reductor-Elevador Bidireccional con Acoplamiento no-ideal y conmutaciones suaves incompletas

Alba Rodríguez-Lorente
Área de Tecnología Electrónica
Universidad Rey Juan Carlos
Móstoles, España
alba.rodriguez@urjc.es

Andrés Barrado
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia
Universidad Carlos III de Madrid
Leganés, España
andres.barrado@uc3m.es

Resumen— Las conmutaciones a corriente cero, ZCS, suelen ser insuficientes para eliminar las pérdidas de conmutación en los convertidores, por lo que se suele preferir la conmutación a tensión cero, ZVS, para minimizarlas. Sin embargo, los perfiles de corriente que consiguen ZVS en el convertidor Reductor-Elevador Bidireccional con Acoplamiento Magnético (MCB³) tienden a producir corrientes eficaces más altas. Este estudio analiza el impacto de optimizar el convertidor MCB³ permitiendo ZCS o ZVS incompletas en lugar de forzar ZVS. Para ello se propone una estrategia de optimización basada en la modulación por Triple Fase Desplazada para ligar las variables de control de manera que se consiga reducir las pérdidas de conmutación a través de perfiles con ZCS o ZVS incompleta (iZVS) y las de conducción minimizando la corriente eficaz. Los resultados de forzar o no ZVS completa se comparan entre sí para concluir que lograr ZVS es preferible a baja carga, mientras que ZCS/iZVS puede ser beneficiosa a mayor demanda de corriente. La validación de la teoría se realiza mediante medidas experimentales sobre un prototipo en dos escenarios representativos de la operación elevadora.

Palabras clave— Convertidor CC/CC, acoplamiento magnético, optimización, conmutaciones suaves.

I. INTRODUCCIÓN

Los Convertidores CC-CC Bidireccionales (BDC) son cruciales en los sistemas de potencia modernos por facilitar la integración de las energías renovables o el transporte eléctrico a la red de consumo [1], [2]. Su función principal en estas aplicaciones es interconectar buses de CC, cargas de CC y sistemas de almacenamiento de energía. Los BDC que interconectan sistemas de almacenamiento (como baterías o supercondensadores) con cargas que tengan capacidad de regeneración permiten que la energía fluya hacia las cargas en caso de solicitud de energía o de vuelta hacia los sistemas de almacenamiento para recargarlos en caso de que hubiera energía sobrante, todo ello con una única etapa de potencia.

La clasificación más general de los BDC divide a estos convertidores entre topologías aisladas y no aisladas [3]. En caso de no requerirse aislamiento por seguridad o normativa, las topologías no aisladas (NIBDC) permiten mayor densidad de potencia y eficiencia, y su optimización continúa atrayendo la atención de los investigadores en aras de localizar una mejor topología o un mejor funcionamiento en comparación con las existentes [4], [5].

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades de España a través del proyecto de investigación HIDRON (PID2020-116500RB-I00 / AEI / 10.13039/501100011033), y por la Unión Europea-NextGenerationEU/PRTR-C17.I1, la Comunidad de Madrid y MCIN / AEI / 10.13039/501100011033 a través del proyecto de investigación GREENH2CM.

El convertidor MCB³ [6] es una topología CC-CC bidireccional no aislada con operación reductora-elevadora que presenta de manera natural conmutaciones suaves a frecuencia fija y salida no invertida. Su funcionamiento con acoplamiento ideal es equivalente al del conocido convertidor DAB lo que permite la aplicación directa de modulaciones multivariable como la modulación de triple desplazamiento de fase (TPS) y el uso de algoritmos de optimización para minimizar las pérdidas totales. En [7] la aplicación de una estrategia de modulación basada en TPS sobre el convertidor MCB³ redujo con éxito las pérdidas totales.

Sin embargo, este enfoque inicial no tuvo en cuenta el impacto de la capacidad parásita de los transistores para la obtención realista de conmutaciones suaves, desvirtuando la minimización de las pérdidas por conmutación. Además, la adaptación al comportamiento del DAB para aplicar los mecanismos de optimización sin modificaciones obliga a construir los componentes magnéticos de manera que tengan un acoplamiento muy elevado, lo que repercute directamente sobre su tamaño.

El convertidor MCB³ con acoplamiento no ideal se estudia posteriormente en [8], desde donde se propone una nueva estrategia de modulación basada en TPS para reducir simultáneamente las pérdidas por conmutación y conducción teniendo en cuenta los efectos del acoplamiento y de las capacidades parásitas para garantizar conmutaciones ZVS. Eliminar la restricción de acoplamiento fuerte en la bobina acoplada de MCB³ permite reducir los tres componentes magnéticos originales a uno integrado sin perder las características deseadas del funcionamiento optimizado de la propuesta original. Sin embargo, se encuentra que la operación que se logra asegurando las conmutaciones ZVS fuerza un perfil de corriente de mayor corriente eficaz comparado con la propuesta original.

A partir de los resultados en [8], este trabajo proporciona una visión de las consecuencias de escoger las variables de control de la modulación TPS para minimizar las pérdidas de conducción con conmutaciones ZCS o ZVS incompletas, a expensas de no tener conmutaciones ZVS.

II. REVISIÓN DE LA OPERACIÓN NO-IDEAL DEL MCB³

Para aumentar la densidad de potencia de la propuesta original del convertidor MCB³, los tres componentes magnéticos originales se integran en un único componente *IM*, Fig. 1, que utiliza la estructura E3E [9] para su construcción. Esta estructura permite tener las tres inductancias L_1 , L_2 (igual a L_1), y la inductancia magnetizante L_μ de un valor requerido, utilizando componentes disponibles en el mercado. Sin embargo, este tipo de estructura no

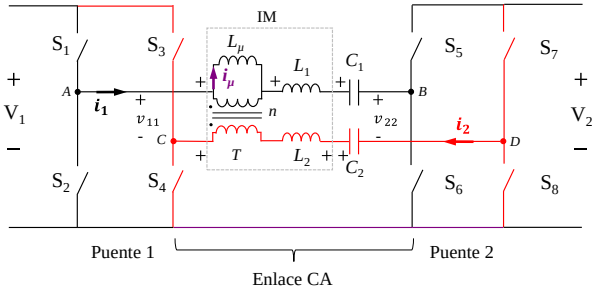


Fig. 1 Esquema simplificado del convertidor MCB³

proporciona acoplamientos fuertes [10], lo que impulsó en primer lugar la necesidad de considerar los efectos del acoplamiento no ideal en el análisis del circuito MCB³.

En la Fig. 1, la trayectoria de la corriente i_1 a través del devanado superior (primario) está resaltada en negro mientras que la trayectoria de la corriente i_2 a través del devanado secundario está resaltada en rojo. Se puede comprobar que los transistores $S_1 - S_2$ y $S_5 - S_6$ gestionan la corriente i_1 , mientras que $S_3 - S_4$, $S_7 - S_8$ gestionan la corriente i_2 . La corriente magnetizante, i_μ , hace que la corriente inducida en el devanado i_2 se relacione con i_1 según (1), para una relación de vueltas n de 1

$$i_1 = i_2' + i_\mu = \frac{i_2}{n} + i_\mu \rightarrow n = 1 \rightarrow i_1 = i_2 + i_\mu \quad (1).$$

La diferencia entre i_1 e i_2 , que corresponde a i_μ fluye por el conductor que une los puentes por abajo.

Analizando las mallas resultantes (1) y una relación entre L_1 y L_μ con el coeficiente de acoplamiento k_L ($L_\mu = k_L \cdot L_1$), la tensión en bornas de la inductancia de dispersión del devanado primario, v_{L1} , y en la magnetizante (v_μ) en función de k_L quedan respectivamente:

$$v_{L1} = \frac{(v_{11} - v_{22})k_L + v_A - v_B - V_C}{2k_L + 1} \quad (2),$$

$$v_\mu = v_A - v_B - V_{C1} - \left[\frac{(v_{11} - v_{22})k_L + v_A - v_B - V_C}{2k_L + 1} \right] \quad (3).$$

La dependencia de las tensiones de las componentes magnéticas con el coeficiente k_L hace que las corrientes instantáneas, medias y eficaces de i_1 , i_μ y por tanto de i_2 dependan de este coeficiente.

A. Modulación TPS del convertidor MCB³

La modulación TPS, originalmente desarrollada para el convertidor DAB, permite variar el desfase entre el punto central de las ramas del puente 1 en un ángulo de $180^\circ \cdot D_1$, entre el punto central de las ramas del puente 2 en un ángulo de $180^\circ \cdot D_2$, y entre el punto central de la rama conformada por $S_1 - S_2$ y por $S_5 - S_6$, de ambos puentes, un ángulo $180^\circ \cdot \phi_{ad}$. La Fig. 2. muestra las principales formas de onda del convertidor MCB³ en un punto de funcionamiento genérico con modulación TPS.

Estos tres grados de libertad permiten la manipulación de la forma de onda de corriente i_1 para que adopte perfiles que obtengan un mejor rendimiento. La clasificación de los perfiles de corriente obtenidos está relacionada con el valor de los desfases D_1 , D_2 y ϕ_{ad} . En [11], se encuentran hasta 7 perfiles de corriente diferenciados para cada dirección de transferencia de energía, denominados Modos de Conmutación (SM): SM1, SM2/2b, SM3/3b, SM4, y SM5.

De ellos, sólo los modos de conmutación SM1, SM2/2b y SM3b ofrecen soluciones óptimas con una corriente eficaz menor para transmitir la misma potencia.

De las posibilidades de operación del MCB³ se analiza la dirección de transferencia de potencia del puente 1 al puente 2 en modo elevador (peor escenario para el diseño de los componentes pasivos), para los SM que permiten soluciones óptimas.

Las corrientes instantáneas se proporcionan en la TABLA I para los cuatro instantes de conmutación de referencia t_{1LH} , t_{1HL} , t_{2LH} , and t_{2HL} que caracterizan los flancos positivos (LH) o negativos (HL) de las tensiones diferenciales v_{11} y v_{22} , Fig. 2. La definición de estos instantes en función de las variables TPS se puede encontrar en [6]. Las expresiones de la corriente instantánea en i_2 para cada SM se obtienen a partir de las otras dos según (1).

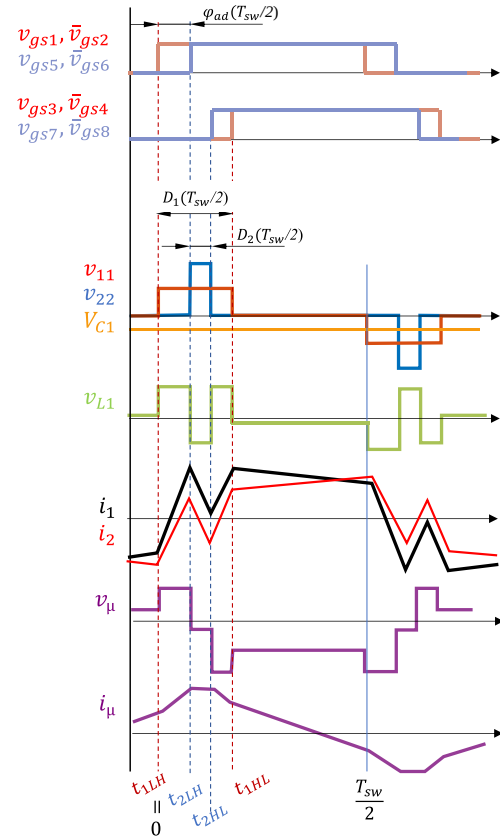


Fig. 2. Formas de onda de tensión y corriente del MCB³.

III. MINIMIZACIÓN DE LAS PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN CON ZCS/IZVS

La TABLA II resume las condiciones que debe cumplir cada transistor del MCB³ para satisfacer la conmutación ZCS o ZVS, según el criterio de signos establecido para i_1 e i_2 en la Fig. 1.

Las conmutaciones ZCS se considera en general menos interesantes que la ZVS ya que no eliminan completamente las pérdidas en la conmutación. Sin embargo, los perfiles de corriente que consiguen ZVS tienden a producir corrientes eficaces más altas. El objetivo de este estudio es comprobar si las conmutaciones ZCS o ZVS incompletas pueden producir un rendimiento satisfactorio para el convertidor MCB³ que pueda resultar de mayor interés para su optimización que forzar ZVS completo [12].

TABLA I CORRIENTES I_1 E I_μ EN LOS INSTANTES DE CONMUTACIÓN DE REFERENCIA

SM1 ($ID_{SM} = '1'$)	$\left(0, \frac{D_1 - D_2}{2/\pi}\right]$	$i_1(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(D_1 V_1 - D_2 V_2 + \frac{V_1 - V_2 + 2V_2 \varphi_{ad} - D_1 V_1 + D_1 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1LH})$	$\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 + 2V_2 \varphi_{ad} - D_1 V_1 + D_1 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(D_1 V_1 - D_2 V_2 + \frac{V_2 - V_1 + 2V_2 \varphi_{ad} + D_1 V_1 - D_1 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw} k_L (V_2 - V_1 + 2V_2 \varphi_{ad} + D_1 V_1 - D_1 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{2LH})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_1 \varphi_{ad} - D_2 V_1 + D_2 V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2LH})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_1 \varphi_{ad} + D_2 V_1 - D_2 V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2HL})$	$-\frac{T_{sw} (V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
SM2/2b ($ID_{SM} = '2/2b'$)	$\left(\frac{D_1 - D_2}{2/\pi}, 1 - \frac{D_1 - D_2}{2/\pi}\right]$	$i_1(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(D_1 V_1 - D_2 V_2 + \frac{V_1 - V_2 + 2V_2 \varphi_{ad} - D_1 V_1 + D_1 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 + 2V_2 \varphi_{ad} - D_1 V_1 + D_1 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_2 \varphi_{ad} + D_2 V_1 - D_2 V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1HL})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{2LH})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_1 \varphi_{ad} - D_2 V_1 + D_2 V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2LH})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(D_1 V_1 - D_2 V_2 + \frac{V_2 - V_1 + 2V_2 \varphi_{ad} + D_2 V_1 - D_1 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw} k_L (V_2 - V_1 + 2V_2 \varphi_{ad} + D_2 V_1 - D_1 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
SM3b ($ID_{SM} = '3b'$)	$\left(1 - \frac{D_1 - D_2}{2/\pi}, \frac{D_1 + D_2}{2/\pi}\right]$	$i_1(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_2 (\varphi_{ad} - 1) + D_1 V_1 + D_1 V_2 + \frac{V_1 + V_2 - D_1 V_1 - D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 + V_2 - D_1 V_1 - D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_2 \varphi_{ad} + D_1 V_1 - D_1 V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1HL})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 - D_1 V_1 - D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{2LH})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_1 \varphi_{ad} - D_2 V_1 + D_2 V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2LH})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 - V_2 - D_1 V_1 + D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$
		$i_1(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left(2V_1 \varphi_{ad} - 2V_1 + D_2 V_1 + D_2 V_2 - \frac{V_1 + V_2 - D_1 V_1 - D_2 V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2HL})$	$-\frac{T_{sw} k_L (V_1 + V_2 - D_1 V_1 - D_2 V_2)}{4L_\mu (2k_L + 1)}$

 TABLA II. CONDICIONES DE I_1 E I_2 PARA CUMPLIR ZCS O ZVS

ID _{MOS}	Transistores	ZCS	ZVS	ZCS/iZVS
'12'	S ₁ - S ₂	$i_1(t_{1LH}) = 0$	$i_1(t_{1LH}) \leq -I_{dis}$	$i_1(t_{1LH}) \leq 0$
'34'	S ₃ - S ₄	$i_2(t_{1HL}) = 0$	$i_2(t_{1HL}) \geq I_{dis}$	$i_2(t_{1HL}) \geq 0$
'56'	S ₅ - S ₆	$i_1(t_{2LH}) = 0$	$i_1(t_{2LH}) \geq I_{dis}$	$i_1(t_{2LH}) \geq 0$
'78'	S ₇ - S ₈	$i_2(t_{2HL}) = 0$	$i_2(t_{2HL}) \leq -I_{dis}$	$i_2(t_{2HL}) \leq 0$

La minimización de las pérdidas de conmutación se realiza modelando el perfil de corriente de forma que todos los transistores se enciendan con ZCS o ZVS incompleta, "iZVS", siguiendo las condiciones de la columna correspondiente de la TABLA II. I_{dis} es la corriente mínima necesaria en el momento del encendido para descargar completamente las capacitancias parásitas. Una conmutación iZVS implica que la corriente es al menos negativa (surtidor a drenador) durante el encendido, descargando parcialmente la capacidad parásita de salida C_{oss} .

A. Relación entre variables TPS para obtener ZCS/iZVS

En el estudio original del convertidor MCB³ [6] se concluye que la operación elevadora permite conmutaciones suaves en los puntos de operación que satisfacen $D_1 \geq d \cdot D_2$, donde d es la ganancia en tensión V_2 / V_1 .

Derivado de la idea original, el objetivo de la optimización propuesta es obtener una única expresión de D_1 que lo relacione con D_2 y φ_{ad} y que satisfaga simultáneamente todas las inecuaciones de la columna ZCS/iZVS de la TABLA II para los Modos de Conmutación de interés. La expresión que obtiene todo esto se denota como $D_1 \text{ ZCS/iZVS}$. Para obtenerla se sigue el mismo procedimiento que el propuesto en [8] para hallar la expresión $D_1 \text{ ZVS}$, que se resume en el diagrama de flujo de la figura Fig. 3.

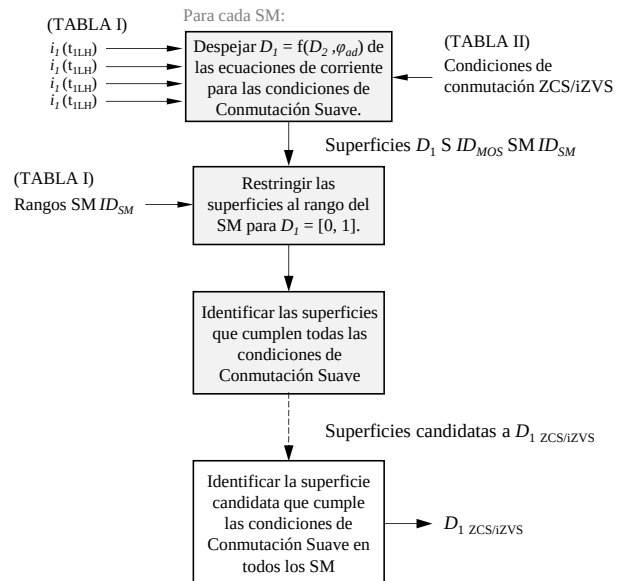
Tras completar el estudio, se encuentra que los puntos de operación que cumplen (4) obtienen ZCS o ZVS incompleta

para todos los transistores y Modos de Conmutación de interés. Por lo tanto, (4) se reconoce como $D_1 \text{ ZCS/iZVS}$.

$$D_1 \text{ ZCS/iZVS} \geq \frac{d[1 + 2\varphi_{ad} + D_2(1 + 2k_L)] - 1}{d + 2k_L} \quad (4)$$

En concreto la expresión $D_1 \text{ ZCS/iZVS}$ se obtuvo siguiendo el procedimiento para SM2/2b, resolviendo las inecuaciones de la columna ZCS/iZVS en la TABLA II - fila '78', con la información dada en la segunda fila de la TABLA I. Los puntos de operación que satisfacen (4):

- Tienen al menos ZVS incompleta en todos los transistores en SM1 y SM3b.
- Tienen ZCS en SM2/2b en los transistores S₇ y S₈, y al menos ZVS incompleta en el resto.


 Fig. 3. Diagrama de flujo del procedimiento para la deducción de $D_1 \text{ ZCS/iZVS}$

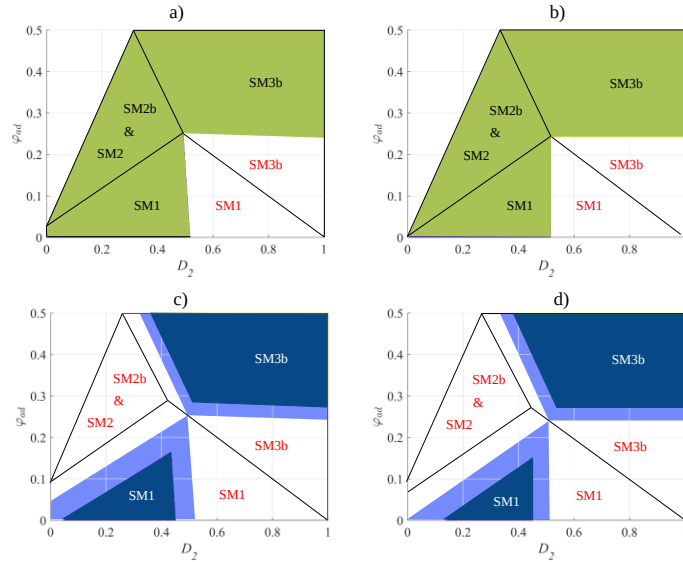


Fig. 4 Mapas de distribución de los modos de conmutación (SM) y regiones de conmutación suave y dura. Estrategia ZCS/iZVS: a) $k_L = 10$; b) $k_L = \infty$. Estrategia ZVS: c) $k_L = 10$; d) $k_L = \infty$.

A. Comparación con la estrategia ZVS [8]

En esta sección se comparan las regiones de funcionamiento que optimizan las pérdidas de conmutación según la estrategia propuesta ZCS/iZVS y para la estrategia ZVS [8] con el objetivo de mostrar cómo afecta la estrategia a la operatividad y características de funcionamiento del convertidor. Los mapas de la Fig. 4 a) y b) muestran en verde puntos de operación definidos por $D_2 \in [0,1]$, $\varphi_{ad} \in [0,0.5]$ y $D_1 \in [0,1]$, relacionadas entre sí mediante $D_{1\text{ ZCS/iZVS}}$ (4), para $k_L = 10$ y $k_L = \infty$ (acoplamiento ideal). En el caso de que con (4) se obtenga un valor de D_1 superior a 1, el dato se trunca en 1. En las áreas en verde todos los transistores se encienden siguiendo las directrices resumidas al final de la sección A).

De manera equivalente, la Fig. 4 c) y d) muestra los mapas con los puntos de funcionamiento obtenidos relacionando D_2 y φ_{ad} con $D_{1\text{ ZVS}}$ (5). En este caso los puntos de operación con ZVS están coloreados en azul oscuro.

$$D_{1\text{ ZVS}} = \frac{d[1 + 2\varphi_{ad} + D_2(1 + 2k_L)] - 1}{d + 2k_L} + \frac{8L_1I_{dis}(1 + 2k_L)}{TV_1(d + 2k_L)} \quad (5)$$

Obsérvese en las imágenes que el número de puntos de operación disponible para obtener el funcionamiento esperado con la estrategia ZVS es mucho menor, ya que las condiciones requeridas son más estrictas. Las regiones ZVS están conectadas artificialmente por un área azul claro donde las conmutaciones son del tipo ZCS/iZVS (desde 0A - ZCS en la frontera con el área blanca, hasta I_{dis} en la frontera con el área azul oscuro). Común a los dos enfoques, existe una diferencia notable cuando k_L es igual a 10 (acoplamiento débil) e infinito (caso de acoplamiento ideal). En ambos casos, cuanto menor es k_L , mayor es el área de conmutación dura. Esto implica que, si no se hubiera tenido en cuenta el acoplamiento, los límites de la región con conmutaciones duras serían erróneos, lo que podría llevar al algoritmo a seleccionar puntos de funcionamiento con mayores pérdidas.

III. MINIMIZACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN CONDUCCIÓN

La reducción de las pérdidas de conducción se aborda a partir de una minimización de la corriente eficaz a través del de la bobina L_1 , $i_{1\text{ rms}}$. Esta segunda parte de la optimización

se realiza sobre los puntos de funcionamiento que ya tienen conmutación suave por lo que a término se minimizarían las pérdidas totales de la etapa de potencia.

Según [7], la modulación TPS aplicada al convertidor DAB permite transferir la potencia requerida minimizando $i_{1\text{ rms}}$ por existir diferentes puntos de operación que producen la misma potencia con diferentes valores de corriente eficaz. En la Fig. 5 se demuestra que este concepto también aplica al convertidor MCB³, al encontrarse un valle de mínimos de corriente en la superficie $i_{1\text{ rms}} = f(D_{1\text{ ZCS/iZVS}}, D_2, \varphi_{ad})$ que ocurren para cada salto de potencia en el rango de especificación (las líneas de colores representan puntos de operación de la misma potencia).

El camino desde 0W hasta P_{max} siguiendo los mínimos se denomina Trayectoria de Mínima Corriente (MCP), y se señala en negro en la superficie de corriente eficaz. Esta trayectoria se obtiene con un algoritmo de búsqueda exhaustiva que sigue el procedimiento mostrado en [6].

También se representa en rojo una trayectoria alternativa denominada MCP2 obtenida con el mismo algoritmo, al que se permite elegir puntos de operación con conmutaciones duras si a cambio tienen menor corriente eficaz. Obsérvese que la trayectoria resultante es la misma en la mayor parte del recorrido, excepto en las proximidades de la zona en blanco, evitada por la solución MCP.

La MCP obtenida con la estrategia MCP-ZCS/iZVS se dibuja con una línea negra gruesa en la Fig. 6 a), mientras que la línea negra más fina representa la MCP obtenida con la estrategia ZVS. Se puede observar que ambas estrategias coinciden en la mayor parte de la región SM3b.

Las principales diferencias se producen en la parte inferior del trayecto, donde la estrategia MCP-ZCS/iZVS obtiene menores corrientes eficaces para la misma transferencia de potencia, si bien la diferencia entre ambas se reduce cuando aumenta la demanda, Fig. 6 b). Esto se debe a que para la estrategia MCP-ZVS se debe permitir al algoritmo escoger un punto de operación situado en la región azul claro que une las regiones SM1 y SM3b cuyas regiones de conmutación suave no están unidas naturalmente (Fig. 4).

En SM3b, cuando para ambas estrategias existen soluciones con conmutaciones suaves, la trayectoria de la

estrategia MCP-ZVS debe desviarse a D_2 , menores y φ_{ad} mayores para encontrar un punto de operación que cumpla los criterios impuestos, mientras que la para cumplir los requerimientos de la estrategia MCP-ZCS/iZVS se encuentran puntos de funcionamiento con una corriente eficaz más pequeña.

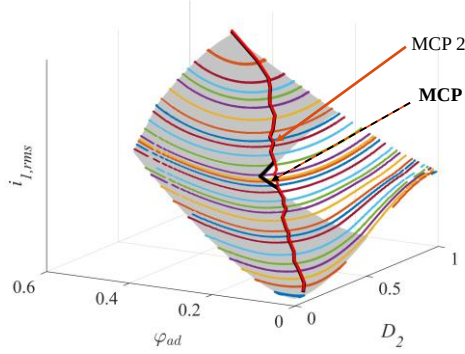


Fig. 5. Superficie de corriente eficaz con las Trayectorias de Mínima Corriente eficaz para la estrategia ZCS/iZVS.

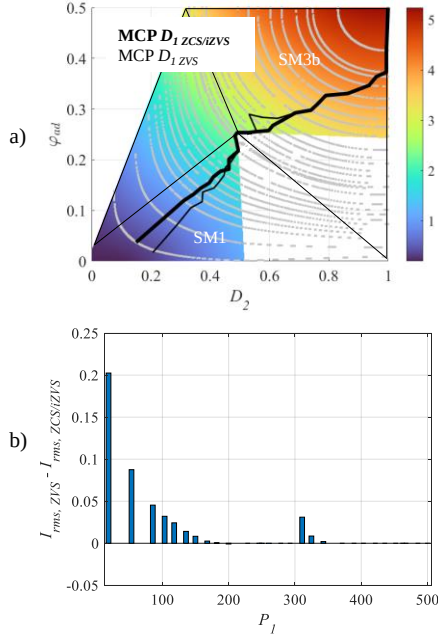


Fig. 6 Comparación de las trayectorias MCP para las estrategias ZCS/iZVS y ZVS

IV. VALIDACIÓN

La validación de la teoría se muestra con resultados experimentales sobre un prototipo del convertidor MCB³ de 460 W, 124 V/240 V, con una frecuencia de conmutación de 50 kHz. El valor de $L_1 (= L_2)$ es 73,29 μ H y el de L_μ de 665,59 μ H. Los valores de inductancia se construyeron en un único componente magnético integrado, que ahorra más del 50% del volumen y el 27% de peso de la construcción magnética del convertidor MCB³ original. Por último, los condensadores C_1 y C_2 tiene un valor 22 μ F.

Se escoge un valor de 0,5A para I_{dis} suficiente para asegurar ZVS en las conmutaciones. A continuación, se muestran las formas de onda experimentales más representativas del comportamiento del convertidor MCB³ modulado según los resultados de las dos estrategias de optimización investigadas MCP-ZCS/iZVS y MCP-ZVS, para dos puntos de operación significativos en el rango de potencia de especificación.

La Fig. 8 muestra las formas de onda del funcionamiento para 100 W para la estrategia MCP-ZCS/iZVS (fila superior) y MCP-ZVS (fila inferior). En ambos casos, el punto de funcionamiento pertenece al SM1. Los perfiles de corriente demuestran la leve, aunque importante diferencia entre las corrientes i_1 (rosa) e i_2 (gris) debida al acoplamiento no-ideal. Se observa que el perfil obtenido con la optimización MCP-ZVS tiene pendientes más pronunciadas que la MCP-ZCS/iZVS lo que produce una corriente eficaz más alta para dar la misma potencia.

Las conmutaciones de los ocho transistores se resaltan con una línea continua. Se comprueba que el valor y el signo de la corriente es coherente con las condiciones de conmutación suave especificadas en la TABLA II. En la Fig. 8 b) y d) se incluye el detalle de la conmutación de S_2 en el puente 1 que se escoge como representativo para demostrar las características de la conmutación en el encendido. Para el mismo tiempo muerto, se produce una ZVS incompleta cuando se sigue la estrategia ZCS/iZVS mientras que la otra obtiene ZVS, validando el comportamiento previsto en el análisis teórico.

La Fig. 9 muestra las formas de onda del funcionamiento para 340 W para la estrategia MCP-ZCS/iZVS (fila superior) y MCP-ZVS (fila inferior). En ambos casos, el punto de operación pertenece al SM3b. De nuevo, las ocho conmutaciones suaves están resaltadas con una línea continua, y todas presentan el valor y el signo apropiados de las corrientes para tener la conmutación suave según la estrategia y la información de la TABLA II.

Finalmente, la Fig. 10 muestra las curvas de rendimiento realizadas con puntos de funcionamiento en el MCP para las dos estrategias investigadas. A modo de comparación, se incluye la curva de rendimiento que arroja el algoritmo en la propuesta original [6].

La curva de eficiencia utilizando la optimización obtenida con la estrategia MCP - ZCS/iZVS es ligeramente inferior a la estrategia de optimización MCP - ZVS en la primera mitad del rango de potencia, donde, aunque la corriente eficaz que obtiene MCP - ZCS/iZVS es menor, y por lo tanto, también lo es la corriente eficaz demandada, predominan las pérdidas por conmutación. Las curvas demuestran que la última parte del rango de potencia puede beneficiarse de la aproximación ZCS/iZVS, ya que con el aumento de la corriente eficaz las pérdidas de conducción son más relevantes. La decisión de utilizar una u otra estrategia o una combinación de ambas corresponderá al usuario en función de la aplicación.

El rendimiento de la propuesta original del MCB³ es inferior en todo el rango de potencia, debido a la falta de incorporación de las ventajas derivadas de considerar k_L en el análisis de funcionamiento del convertidor.

IV. CONCLUSIONES

Las conmutaciones ZCS o ZVS incompletas pueden ser interesantes a la operación del convertidor [12], por tener menor corriente eficaz para manejar la misma potencia que los perfiles con ZVS.

Siguiendo el procedimiento de [8], se deduce una nueva expresión que relaciona los parámetros de la modulación TPS entre sí para garantizar en todos los transistores conmutaciones al menos ZCS o ZVS incompletas (iZVS), denominada $D_{1,ZCS/iZVS}$ (5).

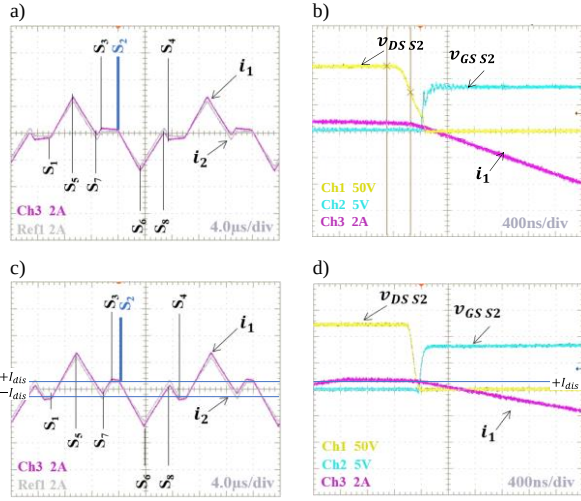


Fig. 8 Formas de onda de i_1 e i_2 y detalle de la conmutación S_2 a 100 W para MCP-ZCS/iZVS (a y b), y MCP-ZVS (c y d).

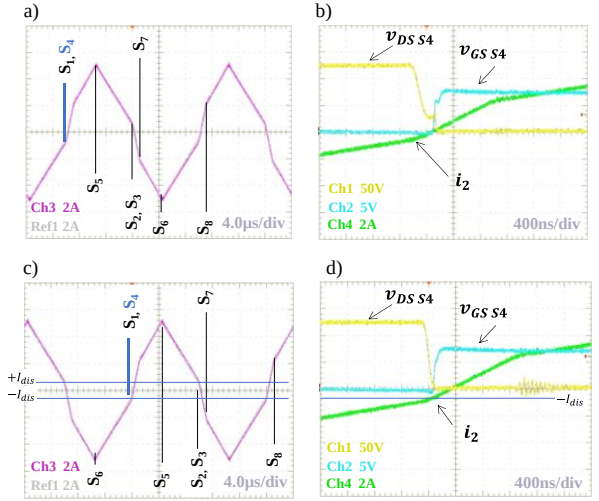


Fig. 9 Formas de onda de i_1 e i_2 y detalle de la conmutación S_4 a 340 W obtenida para MCP-ZCS/iZVS (a y b), y MCP-ZVS (c y d).

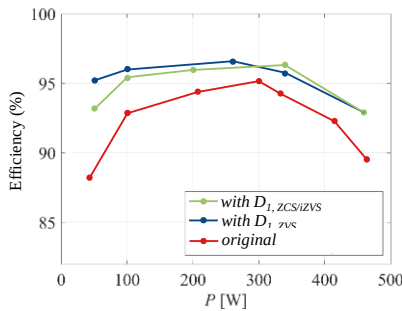


Fig. 10 Comparación de curvas de eficiencia entre estrategias de optimización del convertidor MCB³.

La flexibilidad de la modulación se aprovecha además para optimizar las pérdidas en conducción, escogiendo entre los puntos relacionados con D_1 , $ZCS/iZVS$ aquellos con menos corriente eficaz. Se identifican dos trayectorias óptimas, MCP y MCP2, que se diferencian en que MCP localiza mínimos únicamente dentro de las regiones con ZCS o iZVS.

El análisis de los mapas de puntos de operación obtenidos con las estrategias MCP-ZCS/iZVS y MCP-ZVS, muestra que se encuentran más soluciones para la primera al eliminarse restricciones a la operación. Además, las regiones con conmutaciones ZCS/iZVS en los modos de conmutación de interés aparecen conectadas de manera natural, lo que permite encontrar trayectorias que discurren suavemente en todo el rango de potencia. Común a las dos aproximaciones se valida que considerar en la optimización el acoplamiento no-ideal permite identificar adecuadamente la región con conmutaciones duras, que varía con el coeficiente k_L . Los resultados experimentales con la optimización MCP- D_1 , $ZCS/iZVS$ se comparan con los resultados del MCP- D_1 , ZVS [8].

Ambas estrategias obtienen resultados ligeramente diferentes: si bien la corriente eficaz en la propuesta MCP- D_1 , $ZCS/iZVS$ es menor que la de MCP- D_1 , ZVS , la eficiencia de la segunda es mayor a potencias bajas, donde las pérdidas en conmutación tienen mayor impacto. A partir del rango medio de potencia, donde el perfil de corriente cambia la optimización MCP- D_1 , $ZCS/iZVS$ mejora la eficiencia al reducir la corriente eficaz. Ambas convergen en el último tramo.

REFERENCIAS

[1] N. Swaminathan and Y. Cao, "An Overview of High-Conversion High-Voltage DC-DC Converters for Electrified Aviation Power Distribution

System," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 4, pp. 1740–1754, Dec. 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.3009152.

- [2] P. A. Aaliya Farzana et al., "A Survey of Bi-directional DC-DC Converters for Transportation Electrification and Microgrid Applications," in *2023 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing, PICC 2023*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2023. doi: 10.1109/PICC57976.2023.10142639.
- [3] R. K. Kanaparthi, J. P. Singh, and M. S. Ballal, "A Review on Multi-Port Bidirectional Isolated and Non-Isolated DC-DC Converters for Renewable Applications," in *10th IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2022*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. doi: 10.1109/PEDES56012.2022.10080049.
- [4] V. F. Pires et al., "Bidirectional DC-DC Converter for Battery Storage Systems with Support for Mitigation of Voltage Imbalance in Bipolar DC Microgrids," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, IEEE Computer Society, 2022. doi: 10.1109/IECON49645.2022.9968519.
- [5] N. A. Madiseh, E. Adib, and M. R. Amini, "A Novel soft switching non-isolated bidirectional DC-DC converter without any extra auxiliary switch," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, 2023, doi: 10.1109/JESTPE.2023.3250435.
- [6] A. Rodríguez-Lorente, A. Barrado, C. Calderon, A. Lazaro, and P. Zumel, "Magnetically Coupled Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9493–9504, Oct. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3020011.
- [7] C. Calderon et al., "Dual active bridge with triple phase shift, soft switching and minimum RMS current for the whole operating range," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 2017, pp. 4671–4676, doi: 10.1109/IECON.2017.8216805.
- [8] A. Rodríguez-Lorente and A. Barrado, "Optimization of Bidirectional DC-DC Buck-Boost Converter with Non-ideal Magnetic Coupling," in *2023 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Universidad de Chile, 2023. doi: 10.1109/ICCEP57914.2023.10247476.
- [9] A. Rodríguez-Lorente, A. Barrado, G. Spiazzi, P. Mattavelli, J. López-López, and A. Lázaro, "A Novel Window Reluctance Calculation to Improve Leakage Inductance Estimation of 'E3E' Integrated Magnetic Components," *Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 7, 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3204864.
- [10] D. Ebisumoto et al., "Design of a four-phase interleaved boost circuit with closed-coupled inductors," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016. doi: 10.1109/ECCE.2016.7855022.
- [11] C. Calderon et al., "General analysis of switching modes in a dual active bridge with triple phase shift modulation," *Energies (Basel)*, vol. 11, no. 9, Sep. 2018, doi: 10.3390/en11092419.
- [12] A. Shahabi and A. N. Lemmon, "Modeling of ZVS Transitions for Efficiency Optimization of the Phase-Shifted Full-Bridge Topology," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 8, no. 1, pp. 529–544, Mar. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2950843.