

# Optimización del Convertidor CC-CC Reductor-Elevador Bidireccional con Acoplamiento Magnético no-ideal

Alba Rodríguez-Lorente  
Area 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 no-idealidades de los componentes utilizados en los convertidores de potencia, pueden conducir a soluciones subóptimas de operación si no se han tenido en cuenta en el análisis preliminar. En especial, la idealización del acoplamiento de los componentes magnéticos integrados puede ser una de las mayores fuentes de error del comportamiento final respecto al esperado, con implicaciones en el rendimiento. En este artículo, se exploran los efectos de considerar un acoplamiento no-ideal en el convertidor Reductor-Elevador Bidireccional con Acoplamiento Magnético y se propone un uso optimizado de la modulación por Triple Fase Desplazada para reducir las pérdidas de conmutación y conducción. 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, conmutaciones suaves, optimización

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores reductores-elevadores bidireccionales juegan un papel esencial en muchas aplicaciones industriales relacionadas con las energías renovables, la electrificación del transporte eléctrico y en los sistemas eléctricos distribuidos en CC [1]–[3]. Su función principal como interfaz permite independizar la tensión de los buses CC del estado de carga de los sistemas de almacenamiento y recargarlos.

Este tipo de convertidores puede operar con conmutaciones suaves, haciendo posible el incremento de la frecuencia de conmutación sin impactar en las pérdidas relacionadas, y permitiendo reducir el volumen de los componentes reactivos. Pese a esta mejora, los componentes magnéticos suelen comprometer la densidad de potencia del equipo.

Con la integración magnética se reduce el volumen respecto al uso de componentes discretos y contribuye a la optimización de las aplicaciones mencionadas, siendo especialmente útil en las que requieren que el equipo sea portátil. Restringir el diseño a componentes integrados que permitan acoplamientos fuertes limita las soluciones disponibles, y despreciar el efecto del acoplamiento puede conducir a soluciones subóptimas.

El convertidor Reductor-Elevador con Acoplamiento Magnético (*Magnetically Coupled Bidirectional Buck-Boost*

*converter*, MCB<sup>3</sup>) se presenta en [4] como una topología reductora-elevadora bidireccional sin aislamiento con la capacidad inherente de operar con conmutaciones suaves a frecuencia fija sin circuitos auxiliares y con salida sin invertir. Su funcionamiento con acoplamiento ideal, se corresponde al del conocido convertidor *Dual Active Bridge* (DAB) [5], lo que permite utilizar estrategias de optimización desarrolladas para este, que explotan la modulación Triple Fase Desplazada (*Triple Phase Shift*, TPS) para aumentar la flexibilidad del control [6].

En [4] se desarrolla con éxito una estrategia de modulación basada en TPS que minimiza las pérdidas en conducción y en conmutación para el MCB<sup>3</sup>. Sin embargo, en esta aproximación no se considera la capacidad parásita de los transistores al considerarse conmutaciones suaves, lo que puede afectar negativamente a las pérdidas en conmutación. Tampoco se tiene en cuenta el efecto de un acoplamiento magnético no-ideal sobre el comportamiento del circuito.

En este trabajo, se estudia el convertidor MCB<sup>3</sup> con acoplamiento no-ideal y se propone una estrategia para la modulación TPS que tiene en cuenta esta característica y que reduce simultáneamente las pérdidas por conmutación, considerando la capacidad parásita al transistor, y por conducción minimizando la corriente eficaz.

El artículo se organiza tal que: en la sección II se analiza el funcionamiento del convertidor MCB<sup>3</sup> considerando acoplamiento no-ideal y se derivan las nuevas expresiones de corriente y potencia; en la sección III se describen los mecanismos de optimización para reducir las pérdidas por conmutación y conducción, incluyendo el procedimiento de obtención de una expresión que liga las variables de control de la modulación TPS y que por su uso permite a todos los transistores el encendido suave o “cuasi – suave” en todo el rango de potencia. La validación de la teoría y las conclusiones del estudio se muestran en las secciones IV y V.

## II. MCB<sup>3</sup> CONVERTER WITH NON-IDEAL COUPLING

La necesidad de estudiar el convertidor MCB<sup>3</sup> (Fig. 1) bajo condiciones no-ideales parte de las limitaciones físicas que se encontraron al integrar los elementos magnéticos discretos del convertidor utilizando la estructura denominada E3E [7]. Esta estructura, basada en núcleos E, tiene ventajas en cuanto a facilidad de prototipado. Además, la posición de los devanados en las columnas externas maximiza el flujo magnético no compartido, lo que, junto a dos entrehierros, permite obtener dos inductancias  $L_1$  y  $L_2$  (iguales) y a la vez una inductancia

---

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-C17.11, la Comunidad de Madrid y MCIN / AEI / 10.13039/501100011033 a través del proyecto de investigación GREENH2CM.

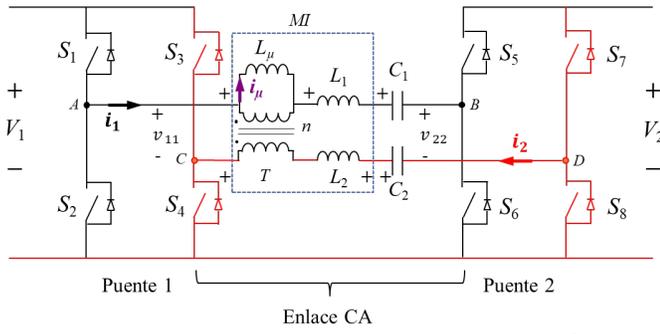


Fig. 1. Esquemático general del convertidor MCB<sup>3</sup>

magnetizante  $L_\mu$  del valor requerido. No obstante, se encuentra que este tipo de construcciones no permite relaciones  $L_\mu/L_1$  de más de 10 - 15 y por ello no se puede conseguir el acoplamiento ideal ( $\rightarrow\infty$ ) de la propuesta original del MCB<sup>3</sup>.

#### A. Modulación TPS y condiciones del análisis

La modulación TPS, originalmente desarrollada para el DAB y aplicable en el convertidor MCB<sup>3</sup>, permite variar el desfase entre las ramas de transistores del puente 1 un ángulo  $180^\circ \cdot D_1$ , entre las ramas del puente 2 un ángulo  $180^\circ \cdot D_2$  y entre la rama  $S_1 - S_2$  y  $S_5 - S_6$  un ángulo  $180^\circ \cdot \varphi_{ad}$  (Fig. 2). Estos tres grados de libertad posibilitan controlar la forma de onda de la corriente, generando perfiles que permite conmutaciones suaves y menores o mínimas corrientes eficaces. La clasificación de la variedad finita de perfiles de corriente se hace en función del valor relativo de los desfases  $D_1$ ,  $D_2$  y  $\varphi_{ad}$ . En [4] se encuentran hasta 7 perfiles diferenciados de corriente para cada sentido de transferencia de energía, denominados Modos de Conmutación (*Switching Modes*, SM): SM1, SM2/2b, SM3/b, SM4 y SM5. De todos los Modos de Conmutación se demuestra que sólo SM1, SM2/2b y el SM3b ofrecen soluciones óptimas.

El análisis de la operación del MCB<sup>3</sup> en este trabajo se muestra para la transferencia de energía del puente 1 al puente 2, elevando la tensión, para los SM que permiten soluciones óptimas. Para el estudio del resto de escenarios se sigue un procedimiento similar.

#### B. Análisis de la operación

El estudio parte de las tensiones en los componentes pasivos del *Enlace CA*, Fig. 1, considerando el efecto del acoplamiento no ideal. Para el análisis, se utiliza el circuito equivalente del componente Magnético Integrado, MI, referido al primario sin considerar la resistencia del cable. En el MI del convertidor MCB<sup>3</sup>: el valor de las inductancias serie (suma de la de dispersión y la inductancia de diseño teórica)  $L_1$  y  $L_2$  es igual, la relación de transformación es 1 y la inductancia magnetizante de valor  $L_\mu$  se relaciona con  $L_1$  según el coeficiente  $k_L$  (1):

$$k_L = L_\mu/L_1 \quad (1).$$

En Fig. 1 se resalta en color rojo el camino que sigue la corriente en el devanado inducido (secundario)  $i_2$ , y el de la corriente del devanado inductor (primario)  $i_1$  en negro. Como se puede observar los transistores  $S_1 - S_2$  y  $S_5 - S_6$  manejan la corriente  $i_1$ , mientras que  $S_3 - S_4$ ,  $S_7 - S_8$  manejan la corriente  $i_2$ . Ambas corrientes son diferentes si el acoplamiento no es ideal. La corriente de magnetización,  $i_\mu$ , hace que la corriente inducida en el devanado  $i_2$

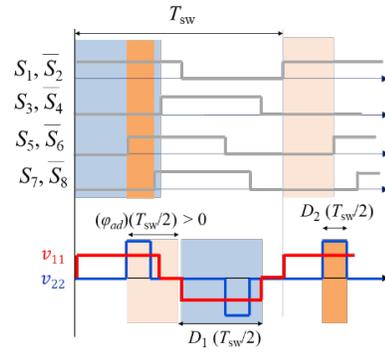


Fig. 2. Formas de onda genéricas de la modulación TPS.

se relacione con  $i_1$  según (2), para una relación de transformación  $n$  de 1. La diferencia entre  $i_1$  e  $i_2$  circula por el conductor que une la parte inferior de los puentes activos.

$$i_1 = i_2' + i_\mu = \frac{i_2}{n} + i_\mu \rightarrow \text{si } n = 1 \rightarrow i_2 + i_\mu \quad (2),$$

Haciendo el análisis de las mallas que forman los recorridos de las corrientes  $i_1$  y la  $i_2$ , y las expresiones (1) y (2) se obtiene la tensión en la inductancia serie (de dispersión) (3) y en la inductancia magnetizante de (4) en función de  $k_L$ .

$$v_{L1} = \frac{(v_{11} - v_{22})k_L + v_A - v_B - V_{C1}}{2k_L + 1} \quad (3)$$

$$v_{\mu 1} = v_A - v_B - V_{C1} - \left[ \frac{(v_{11} - v_{22})k_L + v_A - v_B - V_{C1}}{2k_L + 1} \right] \quad (4).$$

La tensión en los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  no varía con  $k_L$  y es igual a la diferencia de la tensión media generada en las ramas de transistores que unen  $S_1 - S_2$  y  $S_5 - S_6$  según (5)

$$v_{C1} = v_{C2} = (V_1 - V_2)/2 \quad (5).$$

La Fig. 3 muestra las formas de onda en los componentes del *Enlace CA* para un punto de operación genérico con TPS.

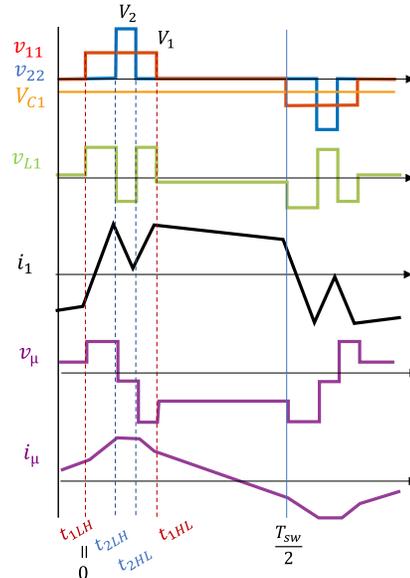


Fig. 3. Formas de onda de tensión y corriente representativas en los componentes del Enlace CA.

#### C. Expresión de las corrientes y la potencia transferida

La dependencia con  $k_L$  de las tensiones en los componentes

magnéticos impacta en las expresiones de corriente instantánea de  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_\mu$ , y con ello en la corriente eficaz y la potencia transferida en todos los SM.

Las corrientes media y eficaz en el circuito se obtienen a partir de las expresiones de corriente instantánea en los cuatro instantes de conmutación *de referencia*:  $t_{1LH}$ ,  $t_{1HL}$ ,  $t_{2LH}$  y  $t_{2HL}$  [4]. Los instantes de conmutación *de referencia* se definen coincidiendo con los instantes de conmutación en los que las tensiones diferenciales  $v_{11}$  y  $v_{22}$  presentan un flanco positivo o negativo, Fig. 3 y se utilizan como referencia en el análisis. El resto de los instantes de conmutación se pueden obtener fácilmente a partir de estos.

Las corrientes instantáneas  $i_1(t_{1LH})$ ,  $i_1(t_{1HL})$ ,  $i_1(t_{2LH})$  y  $i_1(t_{2HL})$  se obtienen evaluando, tramo a tramo, el perfil de corriente  $i_1$  con la expresión de corriente de una bobina, utilizando  $L_1$  y la  $v_{L1}$  definida en (3), según corresponda a cada SM.

De la misma manera, se obtienen  $i_\mu(t_{1LH})$ ,  $i_\mu(t_{1HL})$ ,  $i_\mu(t_{2LH})$  y  $i_\mu(t_{2HL})$  evaluando el perfil de corriente  $i_\mu$  con la expresión de corriente en una bobina, utilizando  $L_\mu$  y la  $v_{\mu 1}$  según (4) según corresponda a la operación de cada SM estudiado. Las expresiones obtenidas se muestran en la TABLA I.

Las expresiones de la corriente instantánea en  $i_2$  se obtienen de la resta de las dos anteriores (2).

En la TABLA II se muestra el valor de la potencia transferida para cada SM estudiado y el rango de cada uno de ellos. La expresión de la potencia transferida para cada SM se obtiene multiplicando la tensión de entrada  $V_1$  por el valor de corriente media a la entrada del convertidor, que se calcula sobre medio periodo de conmutación  $T_{sw}$  aprovechando la simetría de la onda. La expresión de la corriente eficaz se obtiene utilizando la expresión general con integrales parciales también sobre medio periodo.

TABLA I  
CORRIENTE INSTANTÁNEA  $i_1$  E  $i_\mu$  EN CADA MODO DE CONMUTACIÓN

SM1 (ID <sub>SM</sub> = '1')	$i_1(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( D_1V_1 - D_2V_2 + \frac{V_1 - V_2 + 2V_2\varphi_{ad} - D_1V_1 + D_1V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1LH})$	$\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 + 2V_2\varphi_{ad} - D_1V_1 + D_1V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( D_1V_1 - D_2V_2 + \frac{V_2 - V_1 + 2V_2\varphi_{ad} + D_1V_1 - D_1V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}k_L(V_2 - V_1 + 2V_2\varphi_{ad} + D_1V_1 - D_1V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{2LH})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_1\varphi_{ad} - D_2V_1 + D_2V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2LH})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_1\varphi_{ad} + D_2V_1 - D_2V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2HL})$	$-\frac{T_{sw}(V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
SM2/2b (ID <sub>SM</sub> = '2')	$i_1(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( D_1V_1 - D_2V_2 + \frac{V_1 - V_2 + 2V_2\varphi_{ad} - D_1V_1 + D_1V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 + 2V_2\varphi_{ad} - D_1V_1 + D_1V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_2\varphi_{ad} + D_2V_1 - D_2V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1HL})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{2LH})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_1\varphi_{ad} - D_2V_1 + D_2V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2LH})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( D_1V_1 - D_2V_2 + \frac{V_2 - V_1 + 2V_1\varphi_{ad} + D_2V_1 - D_1V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}k_L(V_2 - V_1 + 2V_1\varphi_{ad} + D_2V_1 - D_1V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
SM3b (ID <sub>SM</sub> = '3b')	$i_1(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_2(\varphi_{ad} - 1) + D_1V_1 + D_1V_2 + \frac{V_1 + V_2 - D_1V_1 - D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1LH})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 + V_2 - D_1V_1 - D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{1HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_2\varphi_{ad} + D_1V_1 - D_1V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{1HL})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 - D_1V_1 - D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{2LH})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_1\varphi_{ad} - D_2V_1 + D_2V_2 - \frac{V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2LH})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 - V_2 - D_1V_1 + D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$
	$i_1(t_{2HL})$	$\frac{T_{sw}}{8L_1} \left( 2V_1\varphi_{ad} - 2V_1 + D_2V_1 + D_2V_2 - \frac{V_1 + V_2 - D_1V_1 - D_2V_2}{2k_L + 1} \right)$	$i_\mu(t_{2HL})$	$-\frac{T_{sw}k_L(V_1 + V_2 - D_1V_1 - D_2V_2)}{4L_\mu(2k_L + 1)}$

TABLA II  
RANGO DE CADA MODO DE CONMUTACIÓN Y POTENCIA TRANSFERIDA

SM1	$\left( 0, \frac{D_1 - D_2}{2/\pi} \right]$	$P = \frac{T_{sw}V_1}{4L_1} \left( V_2D_2\varphi_{ad} - \frac{D_1^2V_2 - 2D_1^2V_1 + D_2^2V_2 + 4V_2\varphi_{ad}^2 + 2D_1V_1 - 2D_1V_2}{4(2k_L + 1)} \right)$
SM2/2b	$\left( \frac{D_1 - D_2}{2/\pi}, \frac{D_1 + D_2}{2/\pi} \right]$ $\left( \frac{D_1 - D_2}{2/\pi}, 1 - \frac{D_1 - D_2}{2/\pi} \right]$	$P = \frac{T_{sw}V_1}{32L_1} \left( -D_1^2 + 2D_1D_2 + 4D_1\varphi_{ad} - D_2^2 + 4D_2\varphi_{ad} - 4\varphi_{ad}^2 \right.$ $\left. - \frac{D_1^2V_2 - 4D_1^2V_1 + D_2^2V_2 + 4V_2\varphi_{ad}^2 + 4D_1V_2 + 2D_1D_2V_2 + 4D_1V_2\varphi_{ad} - 4D_2V_2\varphi_{ad}}{2k_L + 1} \right)$
SM3b	$\left( 1 - \frac{D_1 + D_2}{2/\pi}, \frac{D_1 + D_2}{2/\pi} \right]$	$P = \frac{T_{sw}V_1}{8L_1} \left( \frac{-V_2(D_1^2 - 2D_1 + D_2^2 - 2D_2 + 4\varphi_{ad}^2 - 4\varphi_{ad} + 2)}{2} + \frac{V_1D_1^2 - V_1D_1 + V_2 - 2V_2\varphi_{ad} - D_2V_2 + 2D_2V_2\varphi_{ad}}{2k_L + 1} \right)$

### III. OPTIMIZACIÓN DE LA OPERACIÓN

#### A. Minimización de las pérdidas de conmutación

La optimización que incluye la minimización de las pérdidas de conmutación se realiza escogiendo perfiles de corriente que, para dar la misma potencia, permitan que el encendido de los transistores sea en condiciones de conmutación suave.

Si la conmutación se hace con la corriente circulando en sentido drenador – surtidor y es suficiente para descargar la capacidad parásita  $C_{oss}$  del transistor, la conmutación se realiza en condiciones de *Zero Voltage Switching* o ZVS. La corriente a la que ocurre la conmutación se denomina  $i_{dis}$  en este artículo. Si la corriente en el instante de encendido es 0 A, se obtendrá una conmutación *Zero Current Switching* o ZCS.

Los perfiles de corriente que cumplen ZVS tienden a tener mayor corriente eficaz que los que producen ZCS. Sin embargo, en muchas ocasiones la conmutación ZCS no tiene la energía suficiente para para descargar las capacidades parásitas.

Debido a lo expuesto, en este artículo se estudian las condiciones para conseguir conmutaciones ZVS utilizando las posibilidades de la modulación TPS, si bien el procedimiento para la optimización con conmutaciones ZCS es muy similar.

La TABLA III resume las condiciones que debe cumplir cada transistor para cumplir el criterio ZCS o ZVS, según el criterio de signos establecido para  $i_1$  e  $i_2$  (positivas en la dirección que indica la Fig. 1). Fuera de los límites de las inecuaciones, la conmutación es dura o *Hard Switching*. La decisión de utilizar uno u otro criterio dependerá del tipo de pérdidas que sea predominante en una aplicación determinada.

TABLA III  
CONDICIONES DE  $i_1$  E  $i_2$  PARA CUMPLIR ZCS O ZVS

ID <sub>MOS</sub>	Transistores	ZCS	ZVS
'12'	S1 – S2	$i_1(t_{1LH}) = 0$	$i_1(t_{1LH}) \leq -i_{dis}$
'34'	S3 – S4	$i_2(t_{1HL}) = 0$	$i_2(t_{1HL}) \geq i_{dis}$
'56'	S5 – S6	$i_1(t_{2LH}) = 0$	$i_1(t_{2LH}) \geq i_{dis}$
'78'	S7 – S8	$i_2(t_{2HL}) = 0$	$i_2(t_{2HL}) \leq -i_{dis}$

#### 1) Expresión $D_1$ , universal ZVS para obtener conmutación ZVS

En el estudio del convertidor con acoplamiento fuerte se determina que el modo elevador consigue conmutaciones suaves en los puntos de operación que cumplen  $D_1 \geq d \cdot D_2$  [4], donde  $d$  es la ganancia en tensión  $V_2 / V_1$ . En base a ello, el objetivo para la optimización del MCB<sup>3</sup> es obtener una expresión única de  $D_1$  (denominada  $D_1$ , universal ZVS) que lo relacione con  $D_2$  y  $\varphi_{ad}$  y que satisfaga simultáneamente todas las inecuaciones de la columna ZVS de la TABLA III, para todos los SM.

A continuación, se describe el procedimiento general para hallar esta expresión. Para ilustrar el proceso se utiliza el estudio del SM1.

**PASO 1:** Para cada SM despejar  $D_1$  de las inecuaciones que se establecen para  $i_1$  e  $i_2$  en la TABLA III, utilizando la información en la TABLA I. Se obtienen cuatro expresiones para  $D_1$  en cada SM, que se designan como “ $D_1$  SID<sub>MOS</sub> SM ID<sub>SM</sub>”, donde ID<sub>MOS</sub> se refiere a los transistores que por esa

condición cumplen ZVS (información en TABLA III) en el Modo de Conmutación ID<sub>SM</sub> (información en TABLA I).

Para que todos los transistores tengan ZVS en SM1,  $D_1$  debe cumplir simultáneamente (6) a (9).

$$D_1 \geq D_1 S12 SM1 = \frac{dD_2(1 + 2k_L) - [1 - d(1 + 2\varphi_{ad})]}{d + 2k_L} + \frac{8L_1 i_{dis}(1 + 2k_L)}{TV_1(d + 2k_L)} \quad (6)$$

$$D_1 \geq D_1 S34 SM1 = \frac{d[1 + 2\varphi_{ad} + D_2(1 + 2k_L)] - 1}{d + 2k_L} + \frac{8L_1 i_{dis}(1 + 2k_L)}{TV_1(d + 2k_L)} \quad (7)$$

$$D_1 \geq D_1 S56 SM1 = -d(2D_2k_L + 1) + D_2(1 + 2k_L) - \varphi_{ad}(4k_L + 2) + 1 + \frac{8L_1 i_{dis}(1 + 2k_L)}{TV_1} \quad (8)$$

$$D_1 \geq D_1 S78 SM1 = d(D_2 - 1) + 1 + (2k_L + 1)[D_2(1 - d) + 2\varphi_{ad}] + \frac{8L_1 i_{dis}(1 + 2k_L)}{TV_1} \quad (9)$$

**PASO 2:** Restringir las soluciones “ $D_1$  SID<sub>MOS</sub> SM ID<sub>SM</sub>” al rango del SM evaluado y a los valores máximo y mínimo de  $D_1$  (0 y 1).

En la Fig.4 (a) se grafican las superficies (6) a (9), dentro del volumen de puntos de operación que pertenecen a SM1 (delimitado por la línea amarilla punteada). Las zonas en sombra son los puntos de operación truncados al valor ‘1’, de  $D_1$ , que significaría un desfase de 180°.

**PASO 3:** Identificar si por el cumplimiento de alguna de las inecuaciones “ $D_1$  SID<sub>MOS</sub> SM ID<sub>SM</sub>” obtenidas para un SM se satisfacen el resto de las inecuaciones de ese Modo. Ellas serán las candidatas a  $D_1$ , universal ZVS de ese SM.

En la Fig.4 (b) se muestra el espacio solución que comparten las inecuaciones (6) a (9) delimitado por una línea gruesa amarilla.  $D_1$  S12 SM1 (6) se encuentra bajo  $D_1$  S34 SM1(7), por lo que los puntos de operación con un  $D_1 \geq (7)$  cumplen también (6). Prolongando  $D_1$  S56 SM1 (8) y  $D_1$  S78 SM1(9) se observa que los puntos de operación en ellas quedarían por debajo de (7). Por tanto (7) es candidata a  $D_1$ , universal ZVS de SM1.

**PASO 4:** Evaluar si satisfacer alguna de las expresiones candidatas a  $D_1$ , universal ZVS de un SM satisface a su vez todas las inecuaciones candidatas del resto de SM. La expresión “ $D_1$  SID<sub>MOS</sub> SM ID<sub>SM</sub>” que resulta de aplicar los pasos 1 a 4, será la  $D_1$ , universal ZVS.

En Fig.4 (c) se muestra que la inecuación  $D_1$  S12 SM3b, candidata a  $D_1$ , universal ZVS de SM3b, no forma parte del espacio solución de SM1, lo que la descarta como solución global.

Del estudio para todos los SM se obtiene que no existe solución en SM2/2b; y que (9) cumple todas las restricciones de los pasos 2 a 4, y por tanto es la  $D_1$ , universal ZVS. En los puntos de funcionamiento que satisfacen (7) los transistores:

- En SM1 conmutarán con ZVS a exactamente el valor  $i_{dis}$ .
- En SM3\* conmutarán con ZVS a una corriente mayor a  $i_{dis}$  en sentido drenador – surtidor.

Con los puntos de operación definidos por  $D_2$  [0, 1] y  $\varphi_{ad}$  [0, 0.5] y el  $D_1$  que relaciona ambos según dicta la expresión  $D_1$ , universal ZVS obtenida con el procedimiento anterior (7) se dibuja el mapa de la Fig. 5.

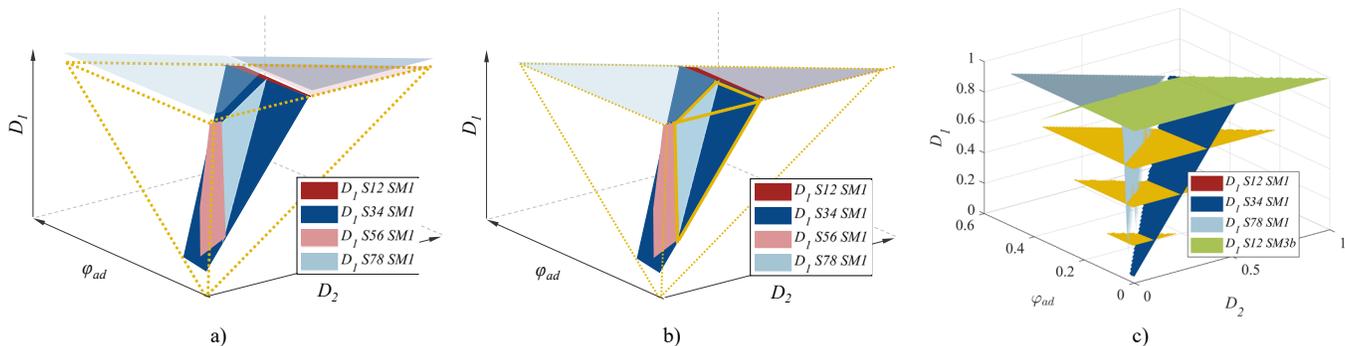


Fig. 4. Representación en la igualdad de (8) a (11) que ilustra el procedimiento de obtención de  $D_{1, universal ZVS}$  en los pasos: (a) Paso 2, (b) Paso 3 y (c) Paso 4.

En él, las regiones de puntos de operación que permiten la conmutación suave de todos los transistores están coloreadas en azul oscuro. En las áreas en blanco habría al menos un par de transistores con conmutación dura. Como se puede ver no hay puntos de operación que conecten regiones de conmutaciones suaves. En su lugar, están conectadas por una zona resaltada en azul claro denominada de "Conmutación Cuasi-suave". Los puntos de operación en esta región van de una corriente de 0 A en la frontera con el área blanca, a una corriente que a pesar de ir en el sentido adecuado (de drenador a fuente) no es suficiente para descargar completamente el condensador parásito en la frontera con las regiones azul oscuro y amarilla.

Estudios posteriores demuestran que la variación de  $d$  afecta enormemente a las regiones con conmutaciones suaves en todos los transistores. El máximo  $d$  con regiones de conmutación suave es (10). Ya que no depende de  $k_L$ , podrían obtenerse conmutaciones suaves cualquiera fuera su valor si se no se violan otras restricciones:

$$d_{max} = \frac{T_{sw} V_2}{8L_1 i_{dis}} \quad (10)$$

### B. Minimización de las pérdidas de conducción

En Fig. 6 (a) y (b) se muestra las superficies que se obtienen de la evaluación de la potencia y la corriente eficaz para todos los puntos de operación definidos por  $D_{1, universal ZVS}$  (7) –  $D_2$  –  $\varphi_{ad}$ , con  $D_2 = [0,1]$  y  $\varphi_{ad} = [0,0.5]$ . Se somborean las regiones en donde se satisface el criterio de reducción de pérdidas de conmutación (en TABLA III) por la imposición de (7). Las líneas de color en ambas superficies representan puntos de operación de la misma potencia. Se observa que existe un mínimo en la superficie de corriente eficaz para cada potencia.

Las pérdidas totales se reducirán eligiendo estos puntos operación con mínima corriente eficaz dentro de las regiones en las que se minimizan las pérdidas de conmutación.

El recorrido de 0W a  $P_{max}$  siguiendo mínimos se denomina MCP, en color negro en las superficies. Esta trayectoria se obtiene con un algoritmo de búsqueda exhaustiva que sigue el procedimiento descrito en [4].

Se representa también una trayectoria alternativa en color rojo denominada MCP2. Para obtenerla se deja que el algoritmo escoja puntos de operación con conmutación dura si a cambio tienen menor corriente eficaz.

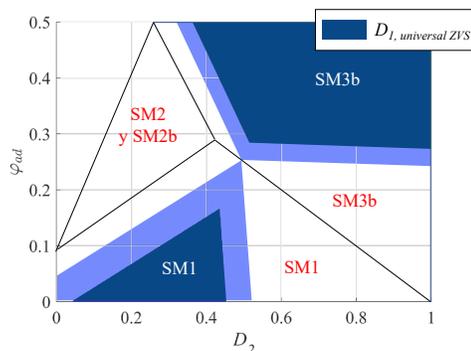


Fig. 5. Mapa de distribución de los SM y regiones de conmutación suave, cuasi-suave y dura.

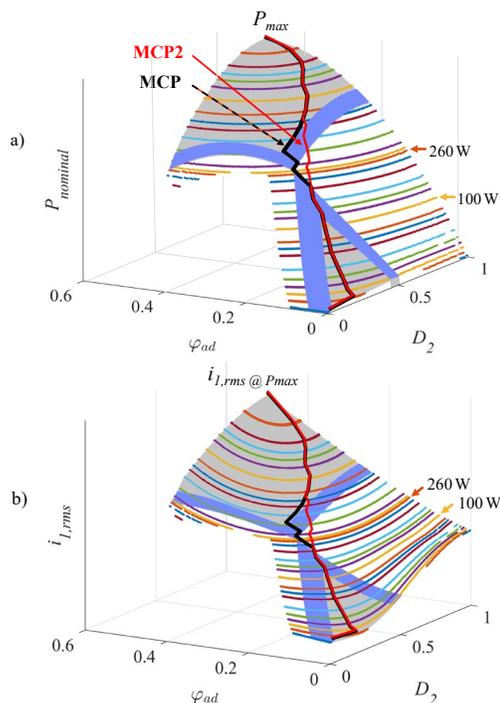


Fig. 6. Superficies de (a) potencia y (b) corriente eficaz  $i_L$ .

La optimización seleccionada dependerá de las pérdidas prioritarias en la aplicación final.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La validación de la teoría se muestra con resultados experimentales sobre un prototipo del convertidor MCB<sup>3</sup> 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  $\mu\text{H}$  y el de  $L_\mu$  de 665.59  $\mu\text{H}$ . Por último, los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  tiene un valor 22  $\mu\text{F}$ .

La diferencia entre utilizar el MCP y el MCP2 se muestra en la Fig. 7 con las pérdidas simuladas en conducción y conmutación para dos puntos de operación que dan la misma potencia ( $\approx 260\text{W}$ , Fig. 7). Se observa que las pérdidas de conmutación se reducen en el MCP, a cambio de tener más pérdidas de conducción. En este caso, la suma de los dos términos es mayor en el MCP2.

En Fig. 8 se muestra el punto de operación a 100 W ( $D_1 = 0.86$ ;  $D_2 = 0.35$ ;  $\varphi_{ad} = 0.12$ ), igual tanto en el MCP y el MCP2 (ver Fig.6). Se puede ver que todos los transistores conmutan con una corriente de al menos el valor de  $i_{dis}$ , (0.5A para los transistores utilizados, SIHP25N40D de Vishay) y lo hace en el sentido previsto en la TABLA III. En c) se muestra el detalle la conmutación del transistor  $S_2$ . Se observa que la tensión drenador-surtidor cae a 0 V antes del encendido del transistor, con lo que se valida la conmutación ZVS esperada.

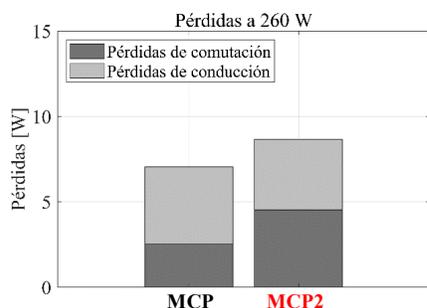


Fig. 7. Pérdidas totales a 260W en el MCP y el MCP2.

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se profundiza en el análisis del convertidor MCB<sup>3</sup> de [4] considerando por un lado un acoplamiento no-ideal por el uso de la estructura E3E [7] para integrar los componentes magnéticos discretos del estudio original, y por otro lado, considerando para las conmutaciones suaves un valor de corriente mínimo para descargar la capacidad parásita  $C_{oss}$  de los transistores.

El análisis llevado a cabo demuestra que el ratio  $k_L$  entre la inductancias serie (suma de las de dispersión y las de diseño teóricas) y la magnetizante aparece en las expresiones de las tensiones de los componentes pasivos, y afecta a las corrientes que manejan los transistores. En base a ello se obtienen las nuevas expresiones de potencia y corriente para el convertidor MCB<sup>3</sup> modulado con TPS, y se deduce a partir de ellas la expresión que relaciona los parámetros de control entre sí que procura en todos los transistores de conmutaciones ZVS, denominada  $D_{1, universal ZVS}$  (7).

Se aprovecha también la flexibilidad de la modulación TPS para optimizar las pérdidas en conducción escogiendo para la operación entre los puntos ya relacionados con  $D_{1, universal ZVS}$  aquellos que tienen menos corriente eficaz para dar la misma potencia. Se proponen dos trayectorias de puntos de operación optimizados denominadas MCP y MCP2. La diferencia entre ellos es que para dar el resultado MCP2 se permite al algoritmo encontrar soluciones en puntos de operación con conmutaciones duras si tienen menor corriente eficaz que la

opción con conmutaciones suaves equivalente. La selección de una u otra dependerá de la aplicación y el criterio del diseñador.

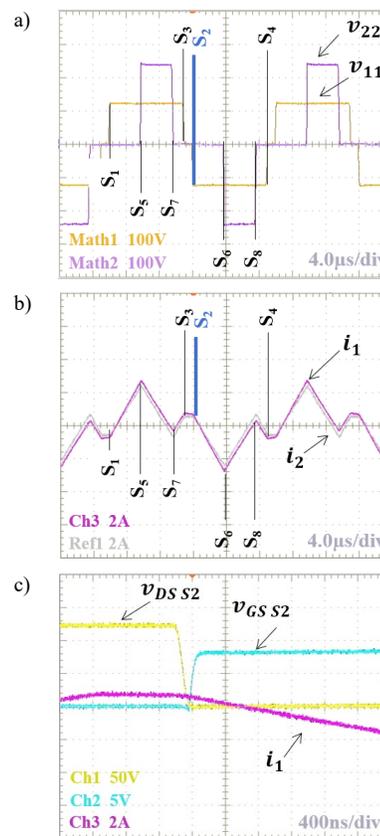


Fig. 8. Medidas experimentales a 100W de: (a) tensiones diferenciales  $v_{11}$  y  $v_{22}$  (b); corrientes  $i_1$  e  $i_2$ ; (c) encendido de  $S_2$ .

## REFERENCIAS

- [1] H. Wu, P. Xu, H. Hu, Z. Zhou, and Y. Xing, "Multiport converters based on integration of full-bridge and bidirectional DC-DC topologies for renewable generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 856–869, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2254096.
- [2] H. Abdelgawad and V. K. Sood, "A Comprehensive Review on Microgrid Architectures for Distributed Generation; A Comprehensive Review on Microgrid Architectures for Distributed Generation," 2019.
- [3] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 507–5017, 2008, doi: 10.1049/iet-pel:20080004.
- [4] A. Rodríguez-Lorente, A. Barrado, C. Calderon, C. Fernandez, and A. Lázaro, "Non-inverting and Non-isolated Magnetically Coupled Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, no. 11, pp. 11942–11954, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2984202.
- [5] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [6] 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.
- [7] 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," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*