

Estudio estático completo del convertidor *Single Active Bridge*

J. Sebastián¹, A. Rodríguez¹, D. G. Lamar¹, M. R. Rogina¹, I. Ayarzagüena², I. Larrazabal², D. Ortega² y J. M. Bermejo²

1) Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Universidad de Oviedo. 33204 Gijón. Email: sebas@uniovi.es.

2) INGETEAM POWER TECHNOLOGY S.A. 48170 Zamudio. Vizcaya.

Resumen— En este artículo se va a realizar un estudio exhaustivo del comportamiento estático del convertidor denominado *Single Active Bridge* (SAB). Este convertidor es una versión unidireccional del convertidor denominado *Dual Active Bridge* (DAB), de enorme difusión en los últimos años. El estudio se centra en identificar los modos de conducción de este convertidor, en cuantificar los esfuerzos de corriente en sus semiconductores y en identificar las similitudes y diferencias de este convertidor con el convertidor Reductor (*Buck converter*) y el convertidor en Puente Completo con Control de Fase Desplazada, (*Phase-Shifted Controlled Full Bridge converter*).

Palabras clave— Convertidores CC/CC en puente, Convertidor *Dual Active Bridge*, Convertidor *Single Active Bridge*.

I. INTRODUCCIÓN

EL convertidor de Doble Puente Activo, más conocido por su denominación en inglés como *Dual Active Bridge* (DAB), es un convertidor que ha adquirido un gran interés en los últimos 15 años [1]-[4]. Su simetría entrada-salida le hace especialmente interesante para aplicaciones en las que la energía tiene que fluir entre los puertos de entrada y salida en ambas direcciones. En aplicaciones en las que uno de los puertos va a actuar siempre como entrada y el otro como salida, cabe la posibilidad de sustituir todo el puente activo de salida por un puente de diodos, abaratando el coste del convertidor. El convertidor así obtenido ha sido llamado en inglés *Single Active Bridge* (SAB), denominación que se puede traducir como convertidor de Simple Puente Activo. El esquema general del convertidor SAB se muestra en la Fig. 1.

Pocos trabajos han estudiado este convertidor [5], por lo que resulta interesante realizar su estudio completo. En este artículo se va a realizar un amplio estudio de las características estáticas de este convertidor, incluyendo sus modos de operación, el

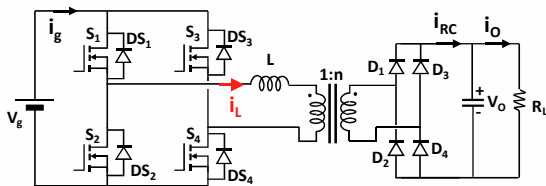


Fig. 1: Convertidor *Single Active Bridge* (SAB)

valor de su relación de transformación en cada uno de ellos, la determinación de las solicitaciones eléctricas que sufren sus semiconductores, una guía de su diseño y una comparación con otras topologías semejantes.

II. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR EN MODO CONTINUO DE CONDUCCIÓN

La Fig. 2 muestra los seis circuitos equivalentes que caracterizan el funcionamiento del convertidor en el modo de operación en el que la corriente por la bobina nunca queda enclavada en cero. A este modo de operación se le va a denominar Modo Continuo de Conducción (MCC). El valor de la corriente por la bobina (Fig. 3) se puede calcular en todos los casos por aplicación repetida de la Ley de Faraday. Los resultados son los siguientes:

- **Intervalo (t_0, t_1):** Corresponde al dibujo de la Fig. 2a, donde se aprecia que los semiconductores que conducen son DS₁, DS₄, D₂ y D₃. El valor de i_L es:

$$i_L = \frac{1}{L_f} \left(V_g + \frac{V_O}{n} \right) (t - t_0) + i_{L0}, \quad (1)$$

donde i_{L0} es el valor de la corriente por la bobina al comenzar este intervalo. Su final se produce cuando i_L alcanza el valor cero, lo que ocurre en el instante t_1 , cuyo valor es:

$$t_1 = t_0 - \frac{L_f \cdot i_{L0}}{V_g + \frac{V_O}{n}}. \quad (2)$$

- **Intervalo (t_1, t_2):** Se muestra en la Fig. 2b, donde se aprecia que ahora conducen S₁, S₄, D₁ y D₄. El valor de i_L es:

$$i_L = \frac{1}{L_f} \left(V_g - \frac{V_O}{n} \right) (t - t_1). \quad (3)$$

Al final de este intervalo, la corriente por la bobina alcanza el valor i_{L2} , lo que ocurre en t_2 , cuyo valor es:

$$t_2 = t_1 + \frac{L_f \cdot i_{L2}}{V_g - \frac{V_O}{n}}. \quad (4)$$

- **Intervalo (t_2, t_3):** Corresponde al dibujo de la Fig. 2c, donde se aprecia que los semiconductores que conducen son DS₂, S₄, D₁ y D₄. El valor de i_L es:

$$i_L = -\frac{1}{L_f} \left(\frac{V_O}{n} \right) (t - t_2) + i_{L2}. \quad (5)$$

Al final de este intervalo, la corriente por la bobina alcanza el valor $i_{L3} = -i_{L0}$, lo que ocurre en t_3 , cuyo valor es:

$$t_3 = t_2 + \frac{L_f \cdot (i_{L3} - i_{L2})}{-\frac{V_O}{n}}. \quad (6)$$

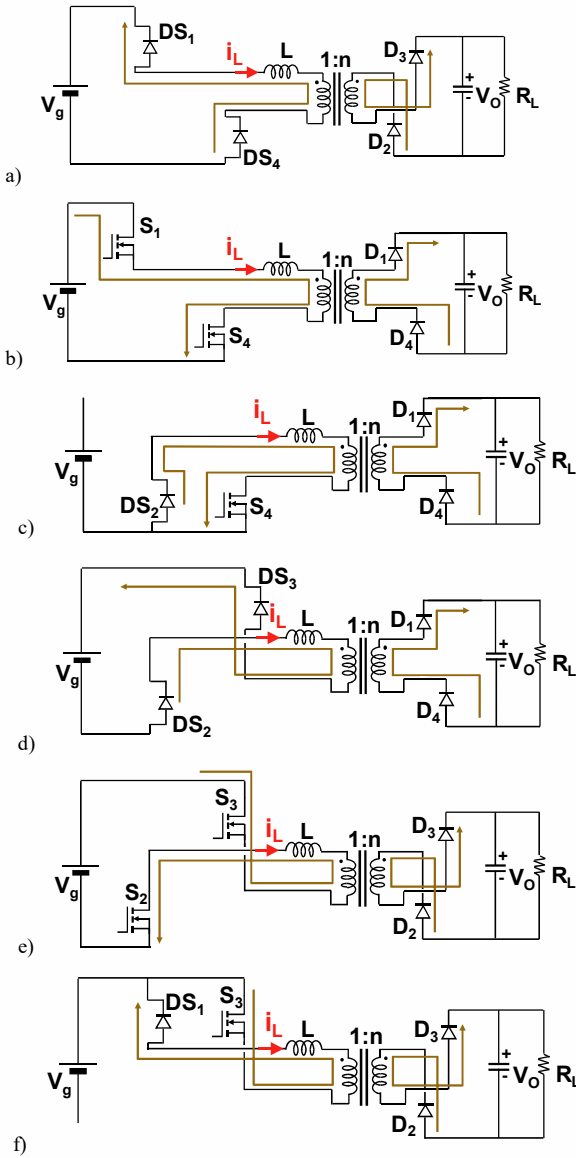


Fig. 2: Subcircuitos lineales en la operación del Convertidor *Single Active Bridge* (SAB)

- **Intervalo (t_3, t_4):** Corresponde al dibujo de la Fig. 2d, donde se aprecia que conducen DS₂, DS₃, D₁ y D₄. El valor de i_L es:

$$i_L = -\frac{1}{L_f} \left(V_g + \frac{V_O}{n} \right) (t - t_3) + i_{L3}. \quad (7)$$

Su final se produce cuando i_L alcanza el valor cero, lo que ocurre en el instante t_4 , cuyo valor es:

$$t_4 = t_3 + \frac{L_f i_{L3}}{V_g + \frac{V_O}{n}}. \quad (8)$$

- **Intervalo (t_4, t_5):** Se muestra en la Fig. 2e, donde se aprecia que ahora conducen S₂, S₃, D₂ y D₃. El valor de i_L es:

$$i_L = \frac{1}{L_f} \left(-V_g + \frac{V_O}{n} \right) (t - t_4). \quad (9)$$

Al final de este intervalo, la corriente por la bobina alcanza el valor $i_{L5} = -i_{L2}$, lo que ocurre en t_5 , cuyo valor es:

$$t_5 = t_4 + \frac{L_f i_{L5}}{-V_g + \frac{V_O}{n}}. \quad (10)$$

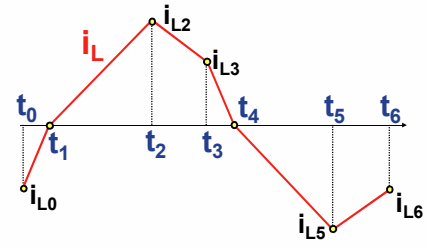


Fig. 3: Corriente por bobina en MCC.

- **Intervalo (t_5, t_6):** Corresponde al dibujo de la Fig. 2f, donde se aprecia que los semiconductores que conducen son DS₁, S₃, D₂ y D₃. El valor de i_L es:

$$i_L = \frac{1}{L_f} \left(\frac{V_O}{n} \right) (t - t_5) + i_{L5}. \quad (11)$$

Al final de este intervalo, la corriente por la bobina alcanza el valor $i_{L6} = -i_{L3}$, lo que ocurre en t_6 , cuyo valor es:

$$t_6 = t_5 + \frac{L_f (i_{L6} - i_{L5})}{\frac{V_O}{n}}. \quad (12)$$

Finalmente, como consecuencia de la duración de estos intervalos, el periodo de conmutación valdrá:

$$T_s = t_6 - t_0. \quad (13)$$

Dada la simetría de operación del convertidor en los periodos (t_0, t_3) y (t_3, t_6), se cumple:

$$t_3 - t_0 = t_6 - t_3 = \frac{T_s}{2}. \quad (14)$$

Una de las opciones de control del convertidor consiste en mantener la frecuencia constante y regular la duración del periodo de tiempo correspondiente a los intervalos (t_0, t_1) y (t_1, t_2). Por esta razón, es útil definir:

$$t_c = t_2 - t_0, \quad (15)$$

$$d = \frac{t_c}{T_s}. \quad (16)$$

El cálculo de la relación de transformación del convertidor en este modo de conducción se puede realizar de una manera muy sencilla a partir de las ecuaciones anteriores, determinando la corriente media inyectada a la red RC de salida, i_{RC_avg} , durante un semiperiodo de conmutación, que por comodidad puede medirse entre t_1 y t_4 . Nótese que durante todo este intervalo temporal están en conducción los diodos D₁ y D₄, por lo que la corriente i_L/n está siendo inyectada en la citada red RC. Puesto que la forma de onda de i_L está compuesta por tramos lineales, este cálculo es especialmente sencillo, aunque laborioso. El resultado del cálculo es el siguiente:

$$i_{RC_avg} = \frac{1}{2nLT_s} \left[V_g t_c (T_s - t_c) - \frac{T_s^2 \left(\frac{V_O}{n} \right)^2}{4V_g} \right]. \quad (17)$$

Esta corriente determina el valor de la tensión de salida, según la siguiente ecuación:

$$V_O = i_{RC_avg} R_L. \quad (18)$$

Desde las ecuaciones (16)-(18), se obtiene fácilmente:

$$N = \frac{V_O}{nV_g} = \frac{4(1-d)d}{k + \sqrt{k^2 + 4(1-d)d}}, \quad (19)$$

donde N es la relación de transformación normalizada a la relación de espiras n y el parámetro adimensional k se define como:

$$k = \frac{2L}{\frac{R_L T_S}{n^2} \cdot 2}. \quad (20)$$

Las ecuaciones (19) y (20) muestran que, cuando opera en MCC, el convertidor presenta alta impedancia de salida, ya que su relación de transformación depende de la resistencia de carga, R_L , a través del parámetro adimensional k . Esta situación es la opuesta a la gran mayoría de los convertidores CC/CC que operan en MCC. Esto es debido a que la bobina está colocada en el "lado de alterna" del convertidor y no "aguas abajo" del rectificador de salida, como en otros convertidores en puente. Su operación en MCC solamente implica que la corriente no permanece en cero cuando alcanza este valor.

III. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR EN MODO DISCONTINUO DE CONDUCCIÓN

El Modo Discontinuo de Conducción (MDC) corresponde a la situación que se genera si la corriente i_L llega a cero en el intervalo (t_2, t_3) e, igualmente, en el intervalo (t_5, t_6) . Si esto ocurre, la corriente permanece en cero hasta que concluyan estos intervalos. Esto modifica algunas de las ecuaciones del MCC, de forma las ecuaciones (1) y (7) de los mencionados intervalos pasan a ser, en ambos casos:

$$i_L = 0. \quad (21)$$

El resto de ecuaciones que definen el valor de i_L en los otros intervalos siguen siendo válidas. Con respecto a las duraciones de los distintos intervalos, las ecuaciones (2) y (8) no son válidas, mientras que las ecuaciones (4) y (10) permanecen inalteradas y las ecuaciones (6) y (12) deben modificarse sustituyendo los valores de i_{L3} y i_{L6} por cero. Los subcircuitos lineales de las Fig. 2a y Fig. 2d ya no son válidos y deben sustituirse por el representado en la Fig. 4. La forma de onda de i_L se representa en la Fig. 5.

Igual que en MMC, en MDC se calcula la relación de transformación mediante el cálculo previo de i_{RC_avg} . El cálculo de i_{RC_avg} vuelve a ser sencillo, aunque laborioso. El resultado es el siguiente:

$$i_{RC_avg} = \frac{1}{LT_S} \cdot \frac{V_g}{V_o} \left[V_g - \frac{V_o}{n} \right] t_c^2. \quad (22)$$

Ahora con la ayuda de las ecuaciones (16), (18) y (22), se obtiene fácilmente:

$$N = \frac{V_o}{nV_g} = \frac{2d}{d + \sqrt{d^2 + k}}. \quad (23)$$

IV. FRONTERA ENTRE AMBOS MODOS DE CONDUCCIÓN Y RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN

En la operación de un convertidor SAB determinado que trabaje a frecuencia constante, el valor del parámetro adimensional k sólo varía con la resistencia de carga R_L . Si llamamos R_{L_crit} al valor de R_L correspondiente a que el convertidor opere en la frontera entre ambos modos de conducción, podemos definir k_{crit} como sigue:

$$k_{crit} = \frac{2L}{\frac{R_{L_crit} T_S}{n^2} \cdot 2}. \quad (24)$$

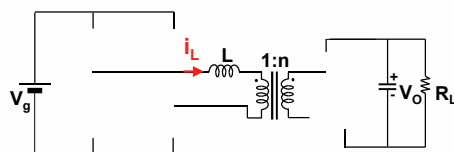


Fig. 4: Subcircuito lineal propio de la operación en MDC, con todos los interruptores abiertos.

Como en la frontera entre ambos modos deben verificarse simultáneamente las ecuaciones (19) y (23), y si añadimos el sufijo "crit" a los valores de k y de d correspondientes a operar en esta frontera, se obtiene:

$$k = k_{crit} = 1 - 2d_{crit}. \quad (25)$$

Sustituyendo la ecuación (25) en la (19) o en la (23), se obtiene:

$$N_{crit} = \left(\frac{V_o}{nV_g} \right)_{crit} = 2d_{crit}. \quad (26)$$

Como es lo habitual en otros convertidores, el MCC se produce cuando $R_L < R_{L_crit}$. Teniendo en cuenta la ecuación (24), esto equivale a:

$$k > k_{crit}. \quad (27)$$

Por el contrario, en MDC se verifica:

$$k < k_{crit}. \quad (28)$$

Una vez que se ha obtenido la frontera entre modos, resulta muy sencillo determinar cuándo debe usarse la ecuación (19) (que es sólo válida en MCC) y cuándo debe ser la ecuación (23) (únicamente válida en MDC) para calcular la relación de transformación en bucle abierto, es decir, fijando el ciclo de trabajo d y dejando que la tensión de salida cambie al cambiar R_L . La evolución de esta relación de transformación se muestra en la Fig. 6a, en la que se aprecian tres tipos de región:

- La de operación en MCC.
- La de operación en MDC.
- La de relaciones de transformación no obtenibles si ya se ha fijado la relación espiras n y el valor de L .

La observación de esta figura muestra que este convertidor presenta alta impedancia de salida no sólo en MDC (como ocurre en otros convertidores), sino también en MCC. Como se observa en la Fig. 6a, la máxima relación de transformación se obtiene descargando al máximo el convertidor, lo que corresponde a calcular el límite de N (calculado en MDC, es decir, por la ecuación (23)) cuando k tiende a infinito:

$$N_{max} = \lim_{k \rightarrow \infty} N = 1. \quad (29)$$

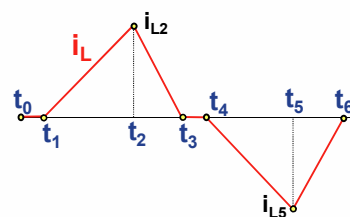


Fig. 5: Corriente por bobina en MDC.

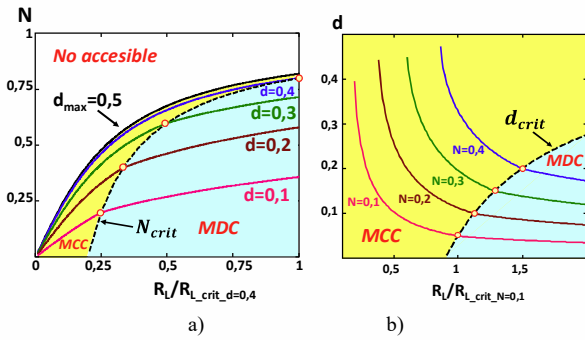


Fig. 6: a) Evolución de la relación de transformación normalizada del convertidor en bucle abierto en función de la resistencia de carga normalizada. En esta última normalización se ha utilizado como valor base el valor crítico de R_L cuando $d = 0,4$. b) Evolución del ciclo de trabajo del convertidor en bucle cerrado en función de la resistencia de carga normalizada. En esta normalización se ha utilizado como valor base el valor crítico de R_L cuando $N = 0,1$.

Aunque la información suministrada por la Fig. 6a es muy importante para comprender cómo trabaja el convertidor SAB, resulta especialmente útil tener una idea de cómo va a ser su operación en bucle cerrado, es decir, cuando un lazo de realimentación garantiza una relación de transformación determinada a plena carga y el valor de R_L sea paulatinamente aumentado. En estas condiciones, el ciclo de trabajo del convertidor irá disminuyendo, lo que puede verse en la Fig. 6b. En ella se ha usado como parámetro la relación de transformación normalizada N . El valor del ciclo de trabajo en la frontera entre modos, d_{crit} , es el mostrado en la ecuación (26). Las curvas de la Fig. 6b se han obtenido desde las ecuaciones (19) y (23), despejando en ellas el valor de d . El valor de la resistencia de carga R_L se ha representado normalizado en la Fig. 6b, habiéndose elegido como valor base para la normalización el valor crítico de R_L cuando N es $0,1$. Recuerdese que el valor máximo de N es 1 (ecuación (29)).

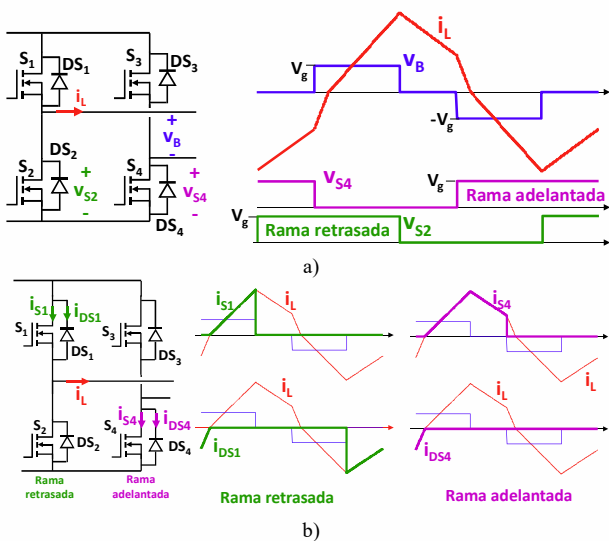


Fig. 7: a) Tensiones en los puntos medios de las ramas. b) Corrientes conducidas por los semiconductores del puente de entrada.

V. SOLICITACIONES ELÉCTRICAS EN LOS SEMICONDUCTORES

Una de las propiedades más interesantes de este convertidor es que las tensiones máximas en los transistores y diodos del puente primario, por una parte, y de los diodos del puente rectificador de salida, por otra parte, están acotadas por los valores de las tensiones de entrada y salida, respectivamente.

Por el contrario, los valores eficaces de las corrientes por los transistores y diodos del puente primario dependen fuertemente del punto de operación del convertidor y de cuál de las ramas se esté considerando. Esto último está estrechamente relacionado con la secuencia de pulsos de control en los transistores. En la Fig. 7a se muestra cómo son las tensiones v_{S2} y v_{S4} en los puntos medios de las dos ramas del puente. A modo de ejemplo, se ha elegido un punto de operación en MCC. El desfase entre ellas es el que propicia que exista la forma de onda v_B , que es la que existe entre dichos puntos medios. Al observar las tensiones v_{S2} y v_{S4} se aprecia que v_{S2} está retrasada con respecto a v_{S4} , por lo que la rama en la que se mide v_{S2} va a ser denominada "rama retrasada", reservándose el nombre de "rama adelantada" a la otra. De la secuencia de intervalos mostrados en la Fig. 2 se deducen las formas de onda de la Fig. 7b, donde se aprecia que en la rama retrasada hay un reparto más equitativo de las corrientes conducidas por un transistor y su diodo en antiparalelo, en comparación con el caso de la rama adelantada. Por tanto, las pérdidas en conducción serán mayores en los transistores de la rama adelantada y en los diodos en antiparalelo con los transistores de la retrasada, que en los transistores de la retrasada y los diodos en antiparalelo con los transistores de la adelantada.

Otro asunto relevante a considerar es la posibilidad de operar con conmutaciones a tensión cero (ZVS) en los transistores del puente. Durante el intervalo (t_0, t_3) , esto se consigue si la corriente i_L es positiva en t_2 y en t_3 , ya que entonces esta corriente se encarga de redistribuir las cargas eléctricas asociadas a las capacidades parásitas de los puntos centrales de las ramas. Esta corriente es siempre positiva en t_2 , pero sólo es positiva en t_3 si el convertidor opera en MCC. Por supuesto, lo mismo va a ocurrir en el intervalo (t_3, t_6) , pero en este caso siendo i_L negativa en t_5 y t_6 . Por tanto, la operación en MCC es deseable para minimizar las pérdidas de conmutación en el puente del de transistores. Sin embargo, el trabajo en MCC implica que durante los intervalos (t_0, t_1) y (t_3, t_4) la corriente i_L no es cero (al contrario de lo que ocurre en MDC) y, además, está circulando de tal forma que la energía eléctrica es devuelta a la fuente primaria V_g . Es decir, el convertidor trabaja con energía eléctrica recirculada hacia su entrada (energía reactiva), que acaba disminuyendo su rendimiento por aumento de las pérdidas de conducción. Por tanto, la situación ideal es en la que el convertidor trabaja en MCC, pero muy cerca de la frontera entre este modo y el MDC. Por último, comentar que los diodos rectificadores trabajan conmutando a tensión cero.

VI. GUÍA DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR

Las variables de partida para el diseño del convertidor, que son función de la aplicación concreta a la que esté destinado, son las siguientes:

- Tensión de entrada máxima, V_{gmax} .
- Tensión de entrada mínima, V_{gmin} .
- Tensión de salida máxima, V_{omax} .
- Tensión de salida mínima, V_{omin} .
- Corriente de salida máxima, I_{omax} .
- Corriente de salida mínima, I_{omin} .
- Ciclo de trabajo máximo, d_{max} , que siempre tiene que ser menor que 0,5.
- Frecuencia de conmutación, f .

Puesto que el convertidor tiene transformador, una determinada relación de transformación V_o/V_g puede corresponder a infinitas posibles valores de N , en función de la elección que se haga de n , siempre teniendo en cuenta la ecuación (29). A su vez, N depende de d y de la elección de L a través de k . Por tanto, un determinado punto de operación, definido por V_o , V_g y R_L , puede ser alcanzado con infinitos conjuntos de valores de n , d y L . Ese punto de trabajo cambiará con las circunstancias de uso del convertidor y el nuevo punto de trabajo tendrá que poder ser alcanzado al cambiar exclusivamente el valor de d y siempre teniendo en cuenta las restricciones existentes a los posibles valores de d y de N (es decir, $d < d_{max} < 0,5$ y $N < 1$). Pese a ello, seguirá habiendo infinitas combinaciones de n y L compatibles con el nuevo punto de trabajo obtenido cambiando d . En resumen, siempre existe un grado de libertad en la elección de n y L . Por tanto, podemos fijar uno de estos valores atendiendo a un determinado objetivo. En este artículo, se propone como objetivo que el convertidor opere en MCC en un determinado margen de operación. Para ello, se va a fijar el valor de d_{crit} a máxima tensión de entrada y mínima tensión de salida. Este valor de d_{crit} se va a denominar $d_{critmin}$. Fijando este valor, el valor de n se calcula a partir de la ecuación (26), resultando:

$$n = \frac{V_{Omin}}{2V_{gmax} d_{critmin}} \quad (30)$$

Una vez fijado el valor de n , el valor de L tiene que ser suficientemente pequeño como para conseguir que el convertidor opere correctamente cuando maneja las corrientes más altas posibles en la entrada, es decir, a V_{omax} , V_{gmin} y R_{Lmin} . Teniendo en cuenta que $I_{Omax} = V_{omax}/R_{Lmin}$ y también usando las ecuaciones (19) y (20), se obtiene:

$$L = \frac{V_{gmin} d_{max} (1 - d_{max}) \frac{V_{Omax}^2}{4V_{gmin} n^2}}{2n f I_{Omax}} \quad (31)$$

A continuación se presentan dos ejemplos de diseño. Las siguientes variables eléctricas coinciden en ambos diseños: $V_{gmax} = 400$ V; $V_{gmin} = 375$ V; $V_{omax} = 52$ V; $V_{omin} = 44$ V; $I_{omax} = 10$ A; $I_{omin} = 2,5$ A; $d_{max} = 0,45$; $f = 100$ kHz. La diferencia entre ellos es la elección de $d_{critmin}$, que es la siguiente:

Diseño 1: $d_{critmin} = 0,1$. Con estos valores y con las ecuaciones (30) y (31), de obtienen $n = 0,55$ y $L = 78,96$ μ H.

Diseño 2: $d_{critmin} = 0,25$. Ahora $n = 0,22$ y $L = 126,3$ μ H.

En la Fig. 8a y en la Fig. 8b se muestra la evolución del ciclo de trabajo en función de la corriente de salida, cuando el convertidor trabaja en bucle cerrado y en los dos diseños. Estas curvas se obtienen como las de la Fig. 6b, es decir, desde las

ecuaciones (19) y (23) y despejando en ellas el valor de d . La diferencia es que la variable independiente es en este caso $I_o = V_o/R_L$ en vez de R_L . Se puede observar que habiendo elegido $d_{critmin} = 0,1$ (Diseño 1) el convertidor opera en MCC la mayor parte del margen de variación de I_o . Esto resulta atractivo para disminuir las pérdidas en conmutación, pero, como vamos a ver, penaliza las pérdidas en conducción. En el Diseño 2 ($d_{critmin} = 0,25$) ocurre justo lo contrario, ya que el convertidor trabaja en MDC para la mayor parte de los valores de I_o . En la Fig. 8c y en la Fig. 8d se muestran las formas de onda correspondientes a $V_o = 52$ V, $V_g = 375$ V y las condiciones extremas de I_o . Como se puede ver al comparar ambas figuras, las corrientes en el segundo diseño son menores que en el primero. Esto mismo se puede ver de forma exhaustiva en la Fig. 8e y en la Fig. 8f, donde se muestra cómo varía el valor eficaz de las corrientes por los transistores y diodos de la rama adelantada (tomando como ejemplo S_3 y DS_3) y de la rama retrasada (tomando como ejemplo S_1 y DS_1). Teniendo en cuenta las escalas de las figuras se observa fácilmente que las pérdidas en conducción van a ser más bajas en el segundo diseño.

VII. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Debido a las restricciones derivadas de la situación sanitaria, no ha sido posible realizar experimentación sobre un prototipo real, por lo que la verificación del estudio teórico se ha realizado mediante simulación con PSIM sobre un convertidor con las mismas características que las presentadas en los ejemplos de

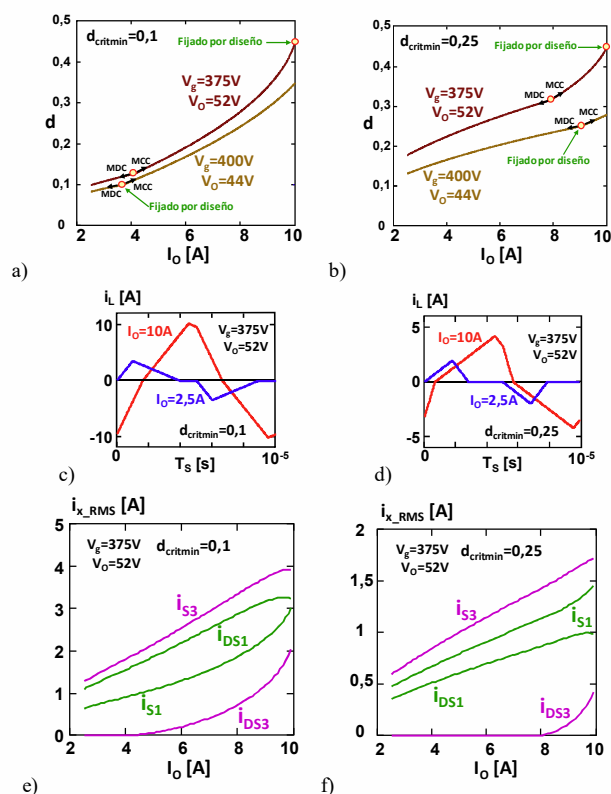


Fig. 8: Resultados obtenidos teóricamente en el Diseño 1 ($d_{critmin} = 0,1$, figuras a, c y e) y en el Diseño 2 ($d_{critmin} = 0,25$, figuras b, d y f).

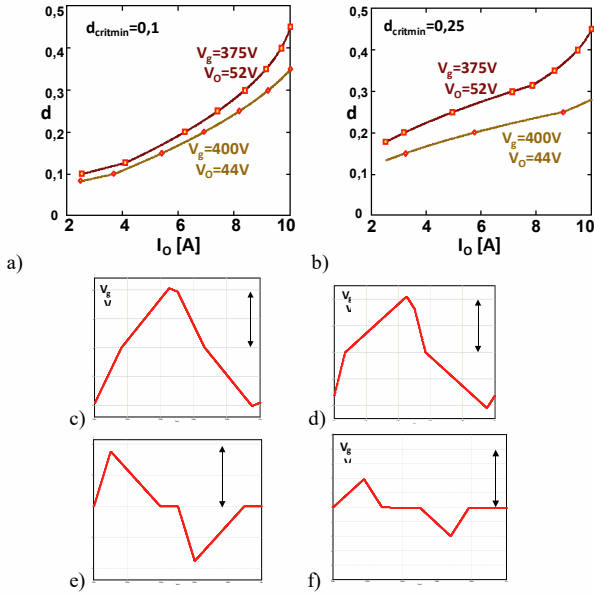


Fig. 9: Resultados obtenidos por simulación en el Diseño 1 ($d_{critmin} = 0,1$, figuras a, c y e) y en el Diseño 2 ($d_{critmin} = 0,25$, figuras b, d y f).

diseño. En la Fig. 9a y en la Fig. 9b se puede ver cómo los resultados predichos por la teoría (trazo continuo) encajan perfectamente con los resultados en diversos puntos de operación simulados (cuadrados y rombos). También las formas de onda obtenidas en la simulación y mostradas en la Fig. 9 encajan perfectamente con las obtenidas en teoría (Fig. 8).

VIII. COMPARACIÓN CON OTROS CONVERTIDORES

Como se ha comentado anteriormente, el MCC del SAB difiere notablemente del de otros convertidores CC/CC, ya que V_o varía de forma acusada al cambiar el valor de R_L , cuando se mantienen constantes d y V_g . Por el contrario, vamos a demostrar que la operación en MDC es la misma que la presentada por el clásico convertidor Reductor (*Buck*). Es bien conocido que la relación de transformación de este convertidor en MDC es [6]:

$$\frac{V_o}{V_{g_Buck}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4k_{Buck}}{d_{Buck}^2}}}, \quad (32)$$

donde se ha añadido el subíndice "Buck" a las magnitudes que se definen en este caso de forma distinta a en el SAB. Para relacionarlas con las del SAB, hay que tener en cuenta lo siguiente:

a) La bobina L del SAB se ha colocado en el primario del transformador. Su valor referido al secundario sería:

$$L_{sec} = Ln^2. \quad (33)$$

b) La tensión de excitación del filtro LRC con la bobina en el secundario sería:

$$V_{g_Buck} = nV_g. \quad (34)$$

c) Este filtro trabaja en el SAB a doble frecuencia y doble ciclo de trabajo que los de los transistores. Por tanto:

$$T_{s_LRC} = T_{s_Buck} = \frac{T_s}{2}, \quad (35)$$

$$d_{LRC} = d_{Buck} = 2d_{SAB}. \quad (36)$$

c) El parámetro adimensional k se define en el convertidor reductor como [6]:

$$k_{Buck} = \frac{2L_{sec}}{R_L T_{s_Buck}}. \quad (37)$$

A partir de las ecuaciones (33) y (35), se obtiene que $k_{Buck} = k$. Teniendo en cuenta esto y con ayuda de las ecuaciones (32), (34) y (36), se obtiene fácilmente la ecuación (23), demostrando así el comportamiento equivalente de ambos convertidores en MDC. Igualmente, la frontera entre modos, expresada por las ecuaciones (25) y (26), coincide en ambos convertidores, siempre que se tengan en cuenta las transformaciones expresadas en las ecuaciones (34) y (36).

Todo lo razonado con el convertidor Reductor es extensible al convertidor en Puente Completo con Control por Fase Desplazada, en este caso sólo teniendo presente la ecuación (33).

IX. CONCLUSIONES

En este artículo se ha estudiado exhaustivamente el comportamiento estático del convertidor SAB. Se han encontrado los valores de las relaciones de transformación tanto en MCC como en MDC, así como las condiciones para cambiar de modo. Al contrario de lo que ocurre en otros convertidores, la operación en MCC no implica una baja impedancia de salida en bucle abierto, sino que al igual que en MDC este convertidor presenta alta impedancia de salida en esas condiciones. Eso implica que, cuando el convertidor trabaja en bucle cerrado, experimenta cambios amplios del ciclo de trabajo al cambiar la carga en ambos modos de conducción. También se aprecia que el diseño para operación en MCC disminuye las pérdidas de conmutación, pero penaliza las de conducción, justo lo contrario que si opera en MDC. Finalmente, comentar que la operación en MDC es idéntica a la de los convertidores *Buck* y Puente Completo con Control por Fase Desplazada si se realizan las transformaciones adecuadas relacionadas con la frecuencia de conmutación, el ciclo de trabajo y el valor de la bobina.

X. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través de los proyectos RTI2018-099682-A-100 y MCIU-19-PCI2019-103490, y por la UE a través del proyecto UE-18-POWER2POWER-826417.

XI. REFERENCIAS

- [1] R. W. De Doncker, R. W. Divan y M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high power-density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, n° 1, pp. 63-73, 1991.
- [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", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n° 6, pp. 1294-1301, 1992.
- [3] A. Rodríguez, J. Sebastián, D. G. Lamar, M. M. Hernando y A. Vázquez, "An overall study of a dual active bridge for bidirectional DC/DC conversion", *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 1129-1135, 2010.
- [4] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando y 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, n° 2, pp. 790-804, 2015.
- [5] C. Fontana, M. Forato, M. Bertoluzzo y and G. Buja, "Design characteristics of SAB and DAB converters", *Inter. Aegean Conf. on Electrical Machines and Power Electronics*, pp. 661-668, 2015.
- [6] S. Cuk y R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching DC-to-DC converters in discontinuous conduction mode", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 36-57, 1977.