

Control del convertidor SAB con ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación variable

Alexis A. Gómez, Alberto Rodríguez, Marta M. Hernando, Aitor Vázquez, Joan Giles, Javier Sebastián.
Sistemas Electrónicos de Alimentación (SEA). Universidad de Oviedo

Resumen— En este artículo se presenta una nueva estrategia de control, basada en frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo variables para el convertidor “Single Active Bridge”. Se realiza un análisis estático y se elabora una guía de diseño teniendo en cuenta el control del convertidor mediante las dos variables. Los diseños resultantes de este y otros procesos de diseño son comparados a través de simulaciones.

Palabras clave— “Single Active Bridge”, “Convertidor aislado”, “Convertidor CC – CC”, “Control por frecuencia de conmutación variable”.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CC – CC aislados han sido sujetos a numerosos avances debido a su relevancia en temas populares como cargadores de baterías para electromovilidad, energías renovables o convertidores conectados a la red. El convertidor “Single Active Bridge” (SAB), en inglés, o puente activo único, en español; puede ser considerada como una topología de interés para este tipo de aplicaciones donde la transferencia de potencia sea unidireccional. Adicionalmente debido a la ausencia de elementos activos en el lado secundario, se hace especialmente adecuado para casos donde la tensión de salida sea elevada [1]–[5].

El SAB puede ser considerado como una variante del convertidor “Dual Active Bridge” (DAB), en inglés, o doble puente activo, en español [6], [7]. La principal diferencia entre ambos es la unidireccionalidad del flujo de potencia, fruto del remplazo del puente en H activo secundario del DAB por un rectificador de onda completa, o cualquier otra forma de rectificación pasiva, para el SAB. Esta modificación simplifica en gran medida el convertidor, pues no existen interruptores activos en el secundario del transformador, ni tampoco son necesarios los elementos auxiliares asociados a estos, resultando en un posible aumento de la densidad de potencia y de la fiabilidad del convertidor. Un esquema básico del SAB se puede ver en la Fig. 1.

Puesto que el puente secundario está compuesto por componentes pasivos, algunas de las estrategias empleadas con el DAB, como el desfase doble o triple, no son aplicables en el caso del SAB. La literatura citada tiene en cuenta al ciclo de trabajo como la única variable de control para el SAB, lo que limita la flexibilidad en el diseño y operación del convertidor. Del comportamiento estático, analizado en [8]–[11], se distinguen dos modos de conducción en base a la forma de onda de la corriente por la bobina (i_L). Los diferentes modos de conducción ofrecen distintas capacidades de conmutación suave [12], además múltiples artículos proponen pequeñas modificaciones físicas y de control para extender las condiciones de conmutación suave o mitigar pérdidas [13]–[17].

En [18] se presenta una estrategia de control basada en frecuencia de conmutación variable y ciclo de trabajo constante.

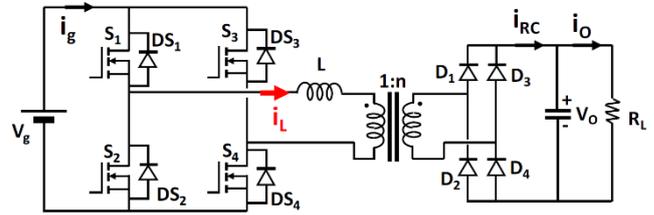


Fig. 1: Esquema simplificado del SAB.

Esta estrategia permite mantener la operación en un solo modo de conducción para cualquier punto dentro del intervalo de funcionamiento, haciendo posibles conmutaciones a tensión cero o “Zero Voltage Switching” (ZVS) en inglés, incluso a baja potencia. También puede garantizar conmutaciones a corriente cero, o “Zero Current Switching” (ZCS) en inglés.

En este documento se presenta otra estrategia de control. Esta utiliza la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo como variables de control, lo que proporciona un grado de libertad adicional. Este grado de libertad se puede utilizar para mitigar alguno de los inconvenientes que trabajar con una única variable de control traía consigo. Mientras el ciclo de trabajo permanezca dentro de un intervalo se garantiza la operación en uno de los modos de conducción para cualquier nivel de potencia.

En la sección II se realiza un breve análisis de las características de operar con frecuencia de conmutación variable. Se introduce la estrategia de control con dos variables en la sección III y se propone una guía de diseño en la sección IV. En la sección V se comentan los resultados analíticos de la guía de diseño, y sus resultados de simulación se resumirán en la sección VI. Finalmente se reúnen las conclusiones en la sección VII.

II. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL SAB Y CONTROL POR FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN VARIABLE

Como se ha mencionado previamente, dos modos de conducción, basados en la forma de onda de la corriente por la bobina, se identifican en el análisis estático. En [12] se muestra que las conmutaciones a tensión cero son posibles cuando se opera en Modo Continuo de Conducción (MCC). En Modo Discontinuo de Conducción (MDC) se obtienen conmutaciones a corriente cero. La corriente por la bobina y los eventos de conmutación suave se grafican en Fig. 2 para cada modo de conducción, junto a la corriente de entrada.

La relación de conversión en tensiones del convertidor SAB depende de la carga conectada para ambos modos de conducción, esta sigue las relaciones:

$$\left[\frac{V_o}{V_g} \right]_{MCC} = \frac{4n(1-d)d}{k + \sqrt{k^2 + 4(1-d)d}} \quad (1)$$

$$\left[\frac{V_o}{V_g} \right]_{MDC} = \frac{2nd}{d + \sqrt{d^2 + k}} \quad (2)$$

Siendo,

$$k = \frac{4Ln^2}{TR_L} \quad (3)$$

Donde n es la relación de vueltas del transformador, d es el ciclo de trabajo definido en la Fig. 2, L es el valor de la bobina, T el periodo de conmutación y R_L la carga conectada.

La condición de cambio de modo de conducción se corresponde a:

$$N_{crit} = \left(\frac{V_o}{V_g n} \right)_{crit} = 2 d_{crit} \quad (4)$$

Donde N_{crit} es la relación de tensiones normalizada cuando se opera en el modo frontera entre los modos de conducción descritos. Para ciclos de trabajo mayores al ciclo de trabajo crítico, se opera en MCC, en caso contrario se opera en MDC. El ciclo de trabajo crítico es función de la relación de conversión normalizada en tensión, por tanto, manteniendo un ciclo de trabajo mayor o menor que el ciclo de trabajo crítico máximo o mínimo, respectivamente, y dependiente en las especificaciones de las tensiones de entrada y salida, y de la relación de vueltas del transformador, es posible operar en un solo modo de conducción para todo el intervalo de operación.

Las ecuaciones correspondientes a la corriente media de salida, según el modo de operación son:

$$I_{oMCC} = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{V_g 4n(1-d)d}{k + \sqrt{k^2 + 4(1-d)d}} \quad (5)$$

$$I_{oMDC} = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{2nd}{d + \sqrt{d^2 + k}} \quad (6)$$

De las ecuaciones (1) y (2), se observa una dependencia de la potencia transferida por el convertidor en la frecuencia de conmutación para ambos modos de conducción. Es más, el periodo de conmutación únicamente aparece en (3) y muestra una relación lineal con la carga. Esta es la idea en la que se fundamenta la estrategia de control expuesta en [18]. Mantener un ciclo de trabajo constante que garantice la operación en el modo de conducción deseado y utilizar la frecuencia de conmutación para controlar la potencia transferida.

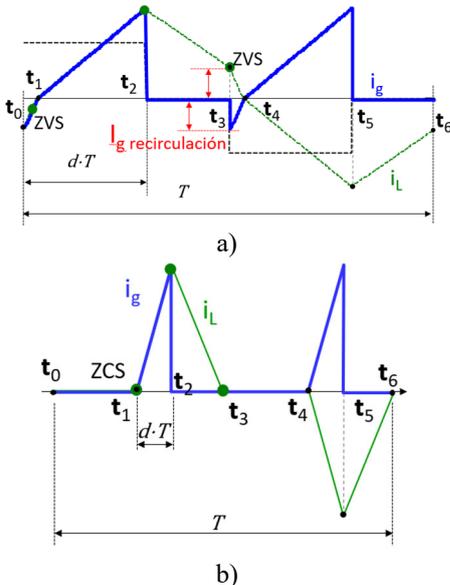


Fig. 2: Corriente de entrada (i_g) y de la bobina (i_L). a) Para MCC. b) Para MDC.

Ambos modos de conducción poseen ventajas y desventajas. El MCC permite obtener ZVS, sin embargo, presenta una corriente de recirculación que contribuye a las pérdidas de conducción. Cuando se opera en MDC no existe tal corriente de recirculación, por tanto, se pierde la posibilidad de ZVS, aunque se obtiene ZCS. Al operar en MDC la forma de onda de la corriente por la bobina es tal que el valor eficaz de esta es superior a la correspondiente al mismo nivel de potencia en MCC, lo que afecta negativamente al valor eficaz de esta. Por estas razones, la elección de uno u otro modo depende de las especificaciones y particularidades de cada aplicación y de los objetivos del diseño.

Para el caso en el que se varía la frecuencia de conmutación y se mantiene constante el ciclo de trabajo, se denotan dos inconvenientes principales. El primero es que la corriente de recirculación, necesaria para obtener ZVS en MCC, no se puede controlar. El segundo es que el intervalo de frecuencias de conmutación, necesario para alcanzar todos los puntos de operación, puede resultar excesivamente grande.

Puesto que el ciclo de trabajo es constante, la corriente de recirculación relativa a la corriente de salida no cambia con la frecuencia de conmutación, como se describe en [18]. Si la corriente de recirculación se establece en los valores mínimos para obtener ZVS en el punto de operación de mínima potencia, esta resultará excesiva a mayores niveles de potencia, contribuyendo a las pérdidas de conmutación, ver Fig. 4.

El gran intervalo de frecuencias de conmutación se debe principalmente a la relación lineal con la carga conectada, por tanto, existe una relación directa entre la variabilidad de la carga y el intervalo de frecuencias de conmutación.

III. ESTRATEGIA DE CONTROL CON FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y CICLO DE TRABAJO VARIABLES

Añadir una segunda variable de control puede mitigar las desventajas anteriormente expuestas asociadas a mantener el ciclo de trabajo constante.

Analizando las ecuaciones (1) y (2), se ve que la frecuencia de conmutación varía inversamente a la potencia transferida. Esto significa que, para el mismo ciclo de trabajo, cuanto mayor es la frecuencia de conmutación, menor es la potencia transferida. Y, al contrario, para una misma frecuencia de conmutación, a mayor ciclo de trabajo, mayor transferencia de potencia. Además [18] muestra como aumentar el ciclo de trabajo en MCC produce un rápido aumento de la corriente de recirculación relativa.

Dado que en MDC no existe corriente de recirculación, cualquiera de las dos variables únicamente modifica la potencia transferida y la forma de onda de la corriente por la bobina, lo que puede afectar a la eficiencia del convertidor. Sin embargo, esto no es considerado en este texto y únicamente se considera la operación en MCC, puesto que se considera la obtención de ZVS como una mejor opción a ZCS para las especificaciones propuestas en la sección IV.

Para minimizar el intervalo de frecuencias de conmutación se puede aplicar una variación del ciclo de trabajo. En el punto de mínima potencia, se establece un ciclo de trabajo que garantice conmutaciones suaves. Para mayores niveles de potencia, el ciclo de trabajo aumenta y la frecuencia de conmutación disminuye, de esta forma ambas variables de control contribuyen a la transferencia de potencia, resultando en una mayor frecuencia de conmutación mínima. Como

contrapartida, la corriente de recirculación relativa ha aumentado al incrementar el ciclo de trabajo, lo que resulta en mayor corriente de recirculación absoluta que si no se hubiese introducido el incremento de ciclo de trabajo para el mismo nivel de potencia.

Por otra parte, para reducir la corriente de recirculación a altos niveles de potencia, el ciclo de trabajo ha de reducirse conforme la frecuencia de conmutación decrece. Esto haría la corriente de recirculación relativa menor, reduciendo o manteniendo el nivel absoluto de esta. Los límites del ciclo de trabajo estarán establecidos por las limitaciones del convertidor y por la condición de cambio de modo. En este caso, las dos variables de control están trabajando para fines contrapuestos, esto resulta en un mayor intervalo de frecuencias relativo.

La Fig. 3 muestra el impacto de la variación del ciclo de trabajo en el intervalo de frecuencias de conmutación relativo, definido por:

$$\Delta f_{sw-rel} = \frac{f_{sw-max} - f_{sw-min}}{f_{sw-min}} \quad (7)$$

El incremento relativo del ciclo de trabajo se corresponde con la variación del mismo, positiva o negativa, dividido por el ciclo de trabajo crítico. En la Fig. 3 a), cuanto mayor es el incremento relativo, menor es el intervalo relativo de la frecuencia de conmutación. Por el contrario, en la Fig. 3 b) cuanto mayor es la magnitud del incremento, mayor es el intervalo.

Para la primera de las dos alternativas expuestas, aquella que busca reducir el intervalo de frecuencias de conmutación, puesto que la corriente de recirculación relativa aumenta rápidamente conforme aumenta el ciclo de trabajo, es útil mantener este en su valor mínimo hasta que se alcance la frecuencia mínima. Para la segunda alternativa, aquella que busca reducir la corriente de recirculación, es de interés modificar las dos variables de control simultáneamente.

En la Fig. 4 se muestran formas de onda ideales para la estrategia de dos variables de control enfocándose en corriente de recirculación mínima.

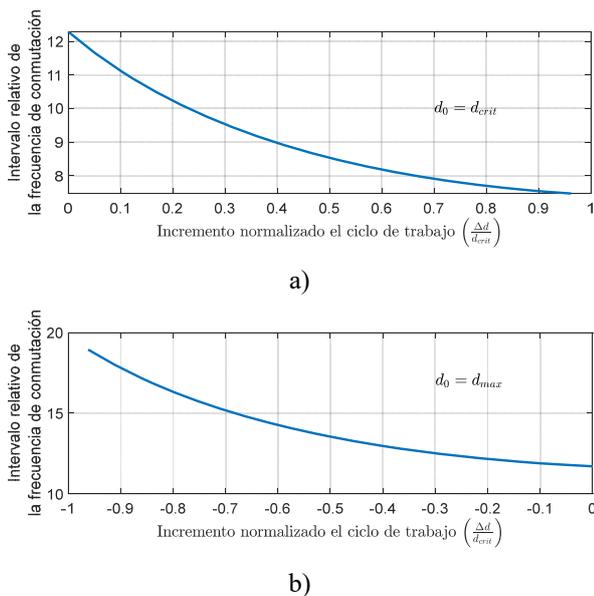


Fig. 3: Intervalo de frecuencias de conmutación relativo como función del incremento del ciclo de trabajo normalizado.

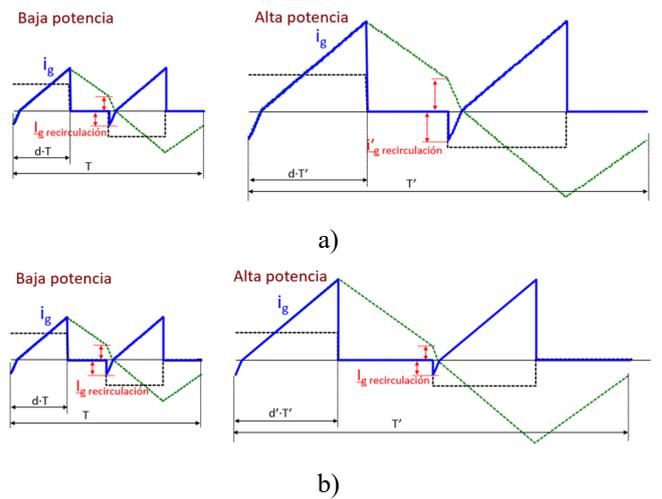


Fig. 4: Corrientes de la bobina ideales para diferentes cargas bajo diferentes estrategias de control. a) Ciclo de trabajo fijo y frecuencia de conmutación variable. b) Ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación variables.

IV. GUÍA DE DISEÑO

La guía de diseño propuesta en [18] buscaba operar en MCC para mantener ZVS en cualquier punto de operación. Consecuentemente se fijaba un ciclo de trabajo superior al ciclo de trabajo crítico máximo, establecido por el diseñador, y se hallaba la relación de vueltas del transformador. Con la condición de mínima o máxima potencia se buscaba el valor de L . Finalmente se evaluaba si las frecuencias de conmutación máxima y mínima eran aceptables. Este proceso puede ser modificado para implementar un incremento del ciclo de trabajo añadiendo como condición adicional el intervalo de frecuencias de conmutación relativo y el ciclo de trabajo como variable de control y no solo una magnitud estática.

Durante el proceso de diseño, un ciclo de trabajo inicial, d_0 , y un ciclo de trabajo final, d_f , serán utilizados; este último se corresponde al ciclo de trabajo inicial más el incremento del ciclo de trabajo, Δd . Los dos primeros son los valores extremos del ciclo de trabajo. Esta guía de diseño se centra en reducir el intervalo de frecuencias de conmutación, por tanto, el incremento de ciclo de trabajo será positivo. Este proceso se puede resumir como:

1. Se establece un ciclo de trabajo máximo a criterio del diseñador.
2. Considerando que se busca la operación en MCC, se utiliza (4) para obtener la relación de vueltas del transformador, n . Esto es posible puesto que el ciclo de trabajo mínimo ha de ser mayor que el ciclo de trabajo máximo.
3. El ciclo de trabajo mínimo se establece ligeramente superior al ciclo de trabajo crítico para así obtener ZVS.
4. Para las condiciones del punto de mínima potencia, se halla el valor de la bobina, L , con:

$$L = \left(\frac{(1 - d_0)d_0}{2 N_{min}} - \frac{N_{min}}{8} \right) \frac{V_o \min}{n^2 f_{max} I_o \min} \quad (8)$$

Donde N_{min} es la relación de conversión normalizada mínima, correspondiente a:

$$N_{min} = \frac{V_o min}{n V_g max} \quad (9)$$

5. El ciclo de trabajo final, para este caso mayor que el inicial, se determina utilizando el punto de operación de máxima potencia con la mínima frecuencia de conmutación especificada:

$$L = \left(\frac{(1 - d_f)d_f}{2 N_{max}} - \frac{N_{max}}{8} \right) \frac{V_o max}{I_o max} n^2 f_{min} \quad (10)$$

$$N_{max} = \frac{V_o max}{n V_g min} \quad (11)$$

Si el ciclo de trabajo máximo obtenido entra dentro del umbral, se considera un diseño válido.

Aunque esta metodología de diseño es válida, no tiene en cuenta la posibilidad de un ciclo de trabajo variable para la selección de vueltas del transformador. Un mayor valor de n resulta en menores ciclos de trabajo críticos máximos y posibilita la operación con ciclos de trabajos menores; esto aumenta el posible incremento del mismo a la vez que reduce la corriente de recirculación. Como contra, mayores valores de n significan mayores corrientes en el primario. De nuevo, la estrategia más apropiada dependerá de las especificaciones de la aplicación.

V. RESULTADOS ANALÍTICOS Y DE LA GUÍA DE DISEÑO

Los diseños resultantes para las especificaciones de la TABLA 1, de acuerdo con diferentes procesos de diseño se encuentran en la TABLA 2. El diseño para ciclo de trabajo variable se basa en el proceso de diseño propuesto en [11], este opera en ambos modos de conducción y únicamente considera como variable de control al ciclo de trabajo. El diseño de frecuencia de conmutación variable, introducido en [18], utiliza la frecuencia de conmutación como única variable de control y mantiene el ciclo de trabajo estático en un valor que garantice la operación en MCC. El diseño basado en dos variables de control es el propuesto por este documento.

TABLA 1. ESPECIFICACIONES UTILIZADAS PARA LOS PROCESOS DE DISEÑO.

Parámetro	Min	Max
Tensión de entrada (V_g)	800 V	850 V
Tensión de salida (V_o)	350 V	400 V
Corriente de salida (I_o)	0.5 A	5.5 A

TABLA 2. RESULTADOS DE LAS GUÍAS DE DISEÑO.

Parámetro	Ciclo de trabajo variable	Frecuencia de conmutación variable	Dos variables de control
n	1	1	1.09
L (μH)	408	444	337
d_0	0.05	0.275	0.24
d_f	0.45	0.275	0.36
Frecuencia de conmutación (kHz)	[33, 33]	[22.42, 300]	[35, 300]

En la Fig. 5 se grafica el intervalo relativo de frecuencias de conmutación y la corriente de recirculación media final, d_f , para el diseño propuesto. Esta gráfica está expresada en función del ciclo de trabajo inicial, d_0 , y del incremento de este, Δd . El intervalo de frecuencias de conmutación para un determinado diseño sigue la expresión:

$$\Delta f_{sw - rel} = \frac{I_o max Ln^2}{\sigma_1} \left(\frac{4V_g^2 max d^2 n^2 - 4V_g^2 max dn^2 + V_o min}{8I_o min LV_g max n^3} - \frac{\sigma_1}{I_o max Ln^2} \right) \quad (12)$$

$$\sigma_1 = V_o max \left(\frac{V_o max}{8nV_g min} + \frac{V_g min n(d + \Delta d)(d + \Delta d - 1)}{2V_o max} \right) \quad (13)$$

Y la corriente de recirculación media final se calcula con:

$$I_{rec rel} = \frac{\left(V_g + \frac{V_o}{n} \right) \left(d - \frac{V_o}{2V_g n} \right)^2}{4 L f I_o} \quad (14)$$

Las curvas de nivel con gradiente de color se corresponden al intervalo de frecuencias de conmutación relativo, definido en (7); las líneas discontinuas azules son la corriente de recirculación media relativa. Esta es para la frecuencia de conmutación mínima.

De esta figura, se pueden extraer dos observaciones, cuanto menor es el valor del ciclo de trabajo inicial, menor es la distancia entre las curvas de nivel del intervalo relativo de frecuencias de conmutación, lo que significa que el incremento del ciclo de trabajo tendrá un mayor impacto en reducir el intervalo de frecuencias relativo para un valor reducido de d_0 . Por otra parte, cuando el incremento del ciclo de trabajo es positivo, la corriente de recirculación relativa crece más rápidamente cuanto mayor es el incremento del ciclo de trabajo. Estas dos observaciones, confirman los

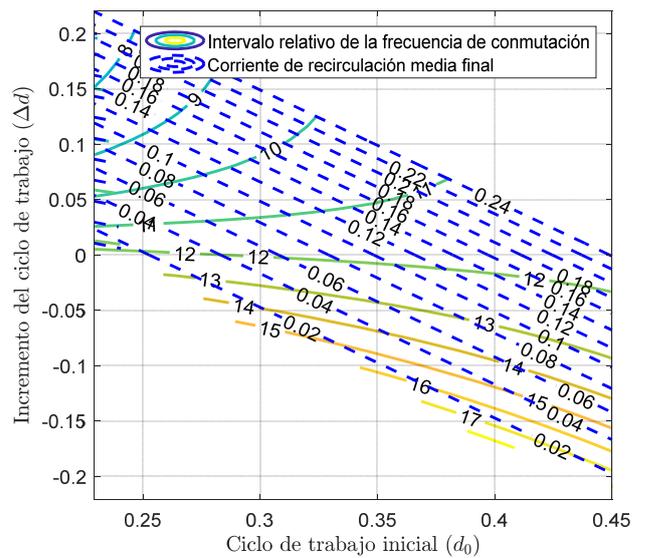


Fig. 5: Intervalo de frecuencias de conmutación relativo y de la corriente de recirculación media final como función del ciclo de trabajo inicial (d_0) y su incremento (Δd).

critérios utilizados durante la guía de diseño de mantener el ciclo de trabajo inicial lo más cercano al valor crítico.

Para el diseño con dos variables de control, puesto que la corriente de recirculación relativa aumenta con el incremento del ciclo de trabajo en MCC, este se mantiene en su valor inicial mientras no se haya alcanzado la frecuencia de conmutación mínima. El perfil de las diferentes variables de control para los diferentes diseños en función de las tensiones de entrada y salida y de la corriente de salida se muestra en Fig. 8.

Para los diseños de la TABLA 2, se realiza una comparativa de las corrientes medias y eficaces por los semiconductores del primario en función de la corriente de salida en las Fig. 6 y Fig. 7 respectivamente. Todas las corrientes son calculadas considerando las tensiones de entrada y salida mínimas.

Se observa que las corrientes son similares para todos los diseños, debido a la similitud de los mismos. Cabe destacar que el diseño con ambas variables de control ocupa un punto intermedio entre los otros dos, algo esperable pues se han seguido consideraciones y objetivos de diseño similares. Las corrientes medias son similares entre todos los diseños a potencias bajas a pesar de que se opera en modos de conducción diferentes, esto es porque la corriente de recirculación de aquellos diseños que operan en MCC es mínima, esta se puede apreciar en el diodo intrínseco 1. El

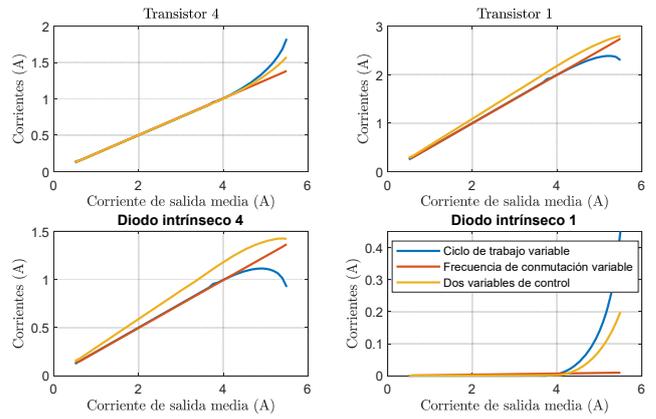


Fig. 6: Comparativa de las corrientes medias a través de los semiconductores del lado primario.

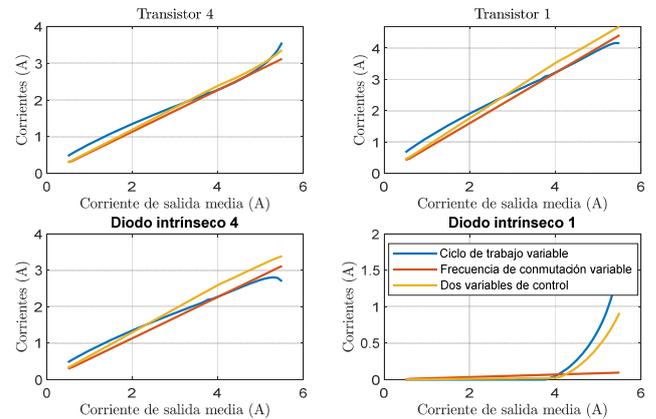


Fig. 7: Comparativa de las corrientes eficaces por los semiconductores.

diseño que únicamente modifica el ciclo de trabajo se desvía de la tendencia de los otros dos significativamente a partir de una corriente de salida media aproximada de 4 A, este es el punto en el que se cambia de MDC a MCC; una vez esto ocurre, la corriente de recirculación aumenta rápidamente. Esto mismo se puede observar para las corrientes eficaces. Para el diseño propuesto se observa, especialmente en el transistor 1 y en el diodo intrínseco 4, las corrientes son ligeramente mayores a las de las otras propuestas, esto se debe a la ligeramente diferente relación de transformación entre diseños.

Adicionalmente, los diseños que varían la frecuencia de conmutación muestran en general similares o menores corrientes eficaces, en especial a bajos niveles de potencia.

VI. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el fin de confirmar la estrategia de control propuesta, se utilizan medios de simulación. En la Fig. 9 las variables de control se grafican como funciones de la corriente de salida media junto a puntos tomados desde las simulaciones. En la Fig. 10 se muestran dos formas de onda de la corriente a través de la bobina.

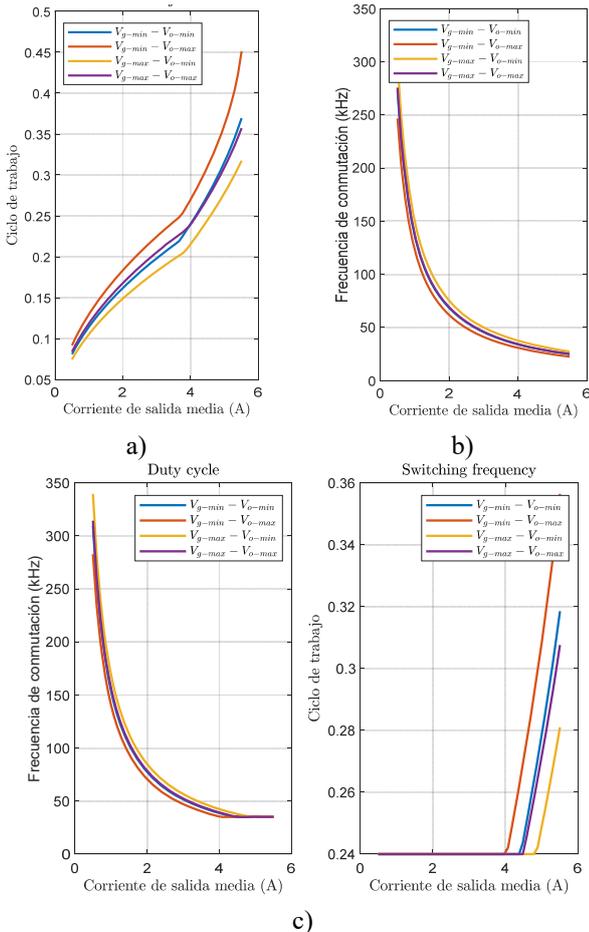


Fig. 8: Variables de control como función de la corriente de salida para cada diseño. a) Ciclo de trabajo variable. b) Diseño para frecuencia de conmutación variable. c) Diseño para frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo variable (Propuesto en este documento).

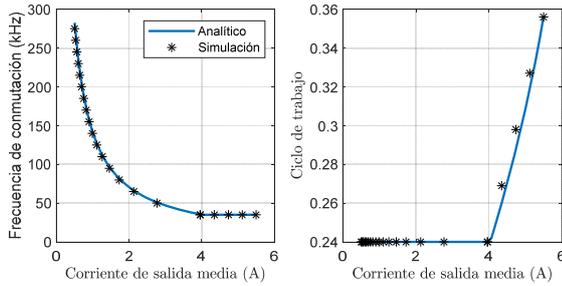


Fig. 9: Validación por simulación de las variables de control en función de la corriente de salida.

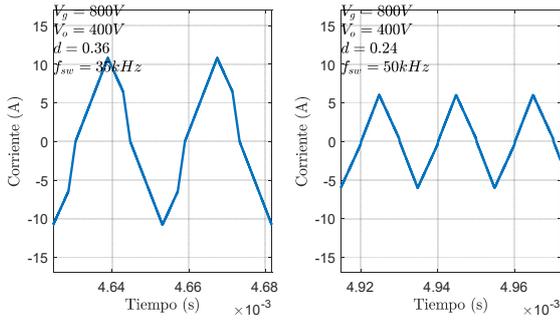


Fig. 10: Forma de onda de la corriente por la bobina (i_L) para dos puntos de trabajo diferentes.

Los puntos que se toman para la Fig. 9 muestran buena relación con las expresiones analíticas demostrando así su validez y la de la estrategia de control. La Fig. 10 pretende mostrar cómo al variar ambas variables de control no sólo se escalan los semiciclos de la corriente a través de la bobina, sino que la forma de estos y la proporción de corriente de recirculación también varía. Estos resultados confirman los cálculos analíticos. Los resultados que se muestran siguen las tensiones máxima y mínima de entrada y salida, respectivamente, y al diseño de dos variables de control de la TABLA 2.

VII. CONCLUSIONES

Se ha propuesto una nueva estrategia de control para el convertidor SAB, esta hace uso del ciclo de trabajo y de la frecuencia de conmutación como variables de control. Permite operar en un solo modo de funcionamiento, posibilitando conmutaciones suaves en corriente o en tensión incluso para cargas reducidas. El grado de libertad adicional permite reducir el intervalo de frecuencias relativo o la corriente de recirculación media máxima, para MCC, respecto de una estrategia que solo utilice la frecuencia de conmutación como variable de control. Como trabajo a futuro se indagará en la posibilidad de mantener un nivel de corriente de recirculación reducida en cualquier punto de trabajo.

VIII. REFERENCIAS

[1] K. Park y Z. Chen, «Control and dynamic analysis of a parallel-connected single active bridge DC-DC converter for DC-grid wind farm application», *IET Power Electron.*, vol. 8, n.º 5, pp. 665-671, 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0420.

[2] K. Park y Z. Chen, «Analysis and design of a parallel-connected single active bridge DC-DC converter for high-power wind farm applications», en *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, sep. 2013, pp. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2013.6631854.

[3] C. Sommer, A. Mertens, I. Larrazabal, y I. Kortazar, «Analytical investigation of the three-phase single active bridge for offshore applications», en *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, sep. 2016, pp. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2016.7695590.

[4] M. Leibl, J. W. Kolar, y J. Deuringer, «High bandwidth non-resonant high voltage generator for X-ray systems», *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 3, n.º 2, pp. 119-133, jun. 2018, doi: 10.24295/CPSSSTPEA.2018.00012.

[5] R. W. A. A. De Doncker, D. M. 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.º 1, pp. 63-73, ene. 1991, doi: 10.1109/28.67533.

[6] A. R. Rodríguez Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, y A. Vazquez, «An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion», en *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, sep. 2010, pp. 1129-1135. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847.

[7] 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.º 2, pp. 790-804, feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.

[8] C. Fontana, M. Forato, M. Bertoluzzo, y G. Buja, «Design characteristics of SAB and DAB converters», en *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, sep. 2015, pp. 661-668. doi: 10.1109/OPTIM.2015.7427025.

[9] A. Averberg y A. Mertens, «Characteristics of the single active bridge converter with voltage doubler», en *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, sep. 2008, pp. 213-220. doi: 10.1109/EPEPMC.2008.4635269.

[10] G. D. Demetriades, «On small-signal analysis and control of the single- and the dual-active bridge topologies», 2005, Accedido: 27 de enero de 2023. [En línea]. Disponible en: <http://urn.kb.se/resolve?urn=urn:nbn:se:kth:diva-153>

[11] A. Rodríguez *et al.*, «An Overall Analysis of the Static Characteristics of the Single Active Bridge Converter», *Electronics*, vol. 11, n.º 4, Art. n.º 4, ene. 2022, doi: 10.3390/electronics11040601.

[12] C. Fontana, M. Forato, K. Kumar, M. T. Outeiro, M. Bertoluzzo, y G. Buja, «Soft-switching capabilities of SAB vs. DAB converters», en *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, nov. 2015, pp. 003485-003490. doi: 10.1109/IECON.2015.7392640.

[13] Y. Ting, S. de Haan, y J. A. Ferreira, «The partial-resonant single active bridge DC-DC converter for conduction losses reduction in the single active bridge», en *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, jun. 2013, pp. 987-993. doi: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579227.

[14] Y. Ting, S. de Haan, y J. A. Ferreira, «Efficiency improvements in a Single Active Bridge modular DC-DC converter with snubber capacitance optimisation», en *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, may 2014, pp. 2787-2793. doi: 10.1109/IPEC.2014.6870076.

[15] C. A. Tuan y T. Takeshita, «Output Power Characteristics of Unidirectional Secondary-Resonant Single-Active-Bridge DC-DC Converter using Pulse Width Control», *IEEJ J. Ind. Appl.*, vol. 11, n.º 2, pp. 359-368, 2022, doi: 10.1541/ieejia.21009563.

[16] S. Yamashita, K. Budo, y T. Takeshita, «Output Power Characteristics of Isolated Secondary-Resonant SAB DC-DC Converter for Output Voltage Variation», en *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, sep. 2022, pp. 1-10.

[17] Y. Ting, S. de Haan, y J. A. Ferreira, «Elimination of switching losses in the single active bridge over a wide voltage and load range at constant frequency», en *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, sep. 2013, pp. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2013.6634627.

[18] A. A. Gómez *et al.*, «Static analysis and control strategies of the Single Active Bridge Converter», en *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, sep. 2022, pp. 01-11.