

# Control del convertidor SAB por frecuencia de conmutación variable

A. A. Gómez, A. Rodríguez, D. G. Lamar, M. M. Hernando, J. Sebastián.

Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Universidad de Oviedo. 33204 Gijón. Email: [gomezalexis@uniovi.es](mailto:gomezalexis@uniovi.es).

**Resumen**— Este artículo explora la posibilidad de controlar el convertidor *Single Active Bridge* (SAB) mediante la variación de la frecuencia de conmutación en lugar del ciclo de trabajo, valorando los diferentes modos de operación, analizando las corrientes promediadas del convertidor a través de cada semiconductor e incorporando lo expuesto a una guía de diseño de forma analítica. El estudio analítico se valida mediante resultados de simulación.

**Palabras clave**— Convertidores CC/CC en puente, Convertidor *Single Active Bridge*, Convertidores aislados, Control por frecuencia variable.

## I. INTRODUCCIÓN

En lo que se refiere a convertidores CC/CC con una alta densidad de potencia, aislamiento galvánico y capacidades de transferencia de potencia bidireccional, el *Dual Active Bridge* o DAB es un convertidor frecuentemente considerado, con una amplia literatura [1]–[3]. En aquellas aplicaciones donde la bidireccionalidad no sea un requisito indispensable, se hace posible sustituir el puente activo secundario por uno pasivo, por ejemplo, con un puente de diodos. Como consecuencia de este cambio, se ha perdido la bidireccionalidad, aunque se ha aumentado, potencialmente, la densidad de potencia y la fiabilidad, al mismo tiempo que se reduce el coste; el convertidor resultante de esta sustitución es denominado *Single Active Bridge* o SAB y se muestra un esquema en la Fig. 1.

Del análisis estático realizado sobre el SAB en [4] y [5] se sabe que este puede operar, utilizando como variable de control el desfase entre las dos ramas de entrada, en dos modos de conducción, Modo Continuo de Conducción (MCC) y Modo Discontinuo de Conducción (MDC), diferenciados por la forma de onda de la corriente que circula por la bobina ( $i_L$ ), marcada como L en la Fig. 1.

En la Fig. 2, se muestra  $i_L$  y la corriente de entrada ( $i_g$ ) para ambos modos de conducción. Además, se señalan las conmutaciones a tensión y corriente cero para cada modo; “ZVS”, *Zero Voltage Switching* o conmutación a tensión cero y “ZCS”, *Zero Current Switching* o conmutación a corriente cero.

De las formas de onda mostradas en la Fig. 2 se puede deducir que operar en cada uno de estos modos trae consigo algunas ventajas e inconvenientes. En MDC no es posible obtener conmutación a tensión cero en todas las transiciones. Sin embargo, las pérdidas por conducción generalmente son menores. En el caso del MCC sí es posible obtener conmutaciones a tensión cero [6]. Por el contrario, las pérdidas por

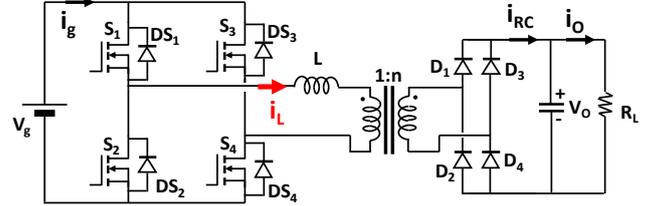


Fig. 1: Esquema descriptivo del convertidor *Single Active Bridge* (SAB)

conducción habitúan a ser mayores por la presencia de corriente de recirculación, característica de este modo de operación. Esta corriente es la que hace posible la conmutación con tensión cero. Sin embargo, en exceso es indeseada por contribuir a incrementar las pérdidas de conducción.

En este artículo se evalúa la posibilidad de controlar este convertidor manteniendo el ciclo de trabajo constante y usar una frecuencia de conmutación variable como forma de control, de esta manera intentando mantener las ventajas del MCC y minimizar sus desventajas.

En la sección II se realiza un estudio analítico de las ecuaciones estáticas del convertidor utilizando como variable de control la frecuencia de conmutación. En la sección III, a partir de las conclusiones extraídas de la sección II, se elabora una guía de diseño que se compara con la desarrollada en [4] y [5]. Las corrientes por cada semiconductor se calculan en la sección IV. En la sección V se validan las expresiones aportadas mediante resultados de simulación para finalmente concluir en la sección VI.

## II. COMPORTAMIENTO ANTE CONTROL POR FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

Para observar el comportamiento del convertidor se parte de las expresiones obtenidas del análisis estático presentado en [4] y [5]. Se evalúa la condición de cambio de modo de operación, lo que se consigue imponiendo que las ecuaciones (1) y (2) han de darse simultáneamente en el modo de conducción frontera, obteniendo (4) y (5). Puesto que la relación de conversión de tensión normalizada depende del ciclo de trabajo y del valor  $k$ , definido en (3), si se mantiene el ciclo de trabajo constante, para mantener una misma relación de conversión el producto  $T R_L$  ha de mantener el mismo valor para cada carga, significando una relación lineal entre la frecuencia de conmutación y la carga conectada a la salida.

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

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

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

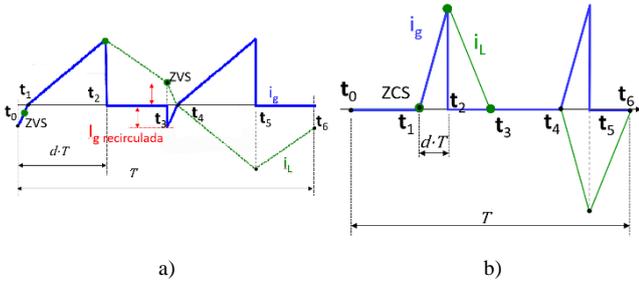


Fig. 2: Corrientes de entrada ( $i_g$ ) y a través de la bobina ( $i_L$ ). a) En Modo Continuo de Conducción y b) en Modo Discontinuo de Conducción.

$$N_{crit} = 2d_{crit} \quad (4)$$

$$k_{crit} = 1 - 2d_{crit} \quad (5)$$

Una vez establecida la frontera se hace sencillo representar la relación normalizada de conversión de tensión en función de la carga conectada, lo que se hace para “bucle abierto” y “cerrado”.

Las Fig. 3 a) y b) muestran el comportamiento del convertidor en “bucle abierto”, entendiéndose por esto la respuesta del convertidor manteniendo una variable de control constante. Se expresa la relación de conversión de tensión normalizada, definida en (6), en función de la carga y manteniendo diferentes ciclos de trabajo y las frecuencias de conmutación constantes. Las Fig. 3 c) y d) resultan de darle otra forma a las ecuaciones representadas en las Fig. 3 a) y b), lo que da origen a (7) y (8). Así, las Fig. 3 c) y d) muestran el comportamiento del convertidor en “bucle cerrado”, entendiéndolo como el valor a adquirir por una variable de control para una determinada relación de conversión de tensión; de esta forma, se representa la frecuencia de conmutación a la que se debería operar en función de la carga conectada para diferentes ciclos de trabajos y relaciones de conversión. La carga está normalizada respecto a la que haría al convertidor operar en modo frontera para un ciclo de trabajo 0,4 a la frecuencia de normalización  $f_N$ .

En las Fig. 3 a) y b) se ve que para variaciones en la carga se producen considerables variaciones en la relación de conversión de tensión normalizada en ambos modos de conducción, lo que informa de una alta impedancia de salida del convertidor. Las Fig. 3 c) y d) son útiles para conocer la operación del convertidor cuando opere en bucle cerrado para mantener una relación de conversión de tensión estable. También se observa que la relación de conversión de tensión normalizada correspondiente al modo frontera depende únicamente del valor del ciclo de trabajo. Esto significa, que si se fija un ciclo de trabajo superior al ciclo de trabajo crítico se consigue funcionar en MCC en todo el rango de operación, siendo la frecuencia de conmutación la variable de control. Además, dada la relación lineal entre frecuencia de conmutación y carga, para una relación de conversión y ciclo de trabajo constantes, se ve cómo el modo frontera marca una división entre las relaciones de conversión normalizadas que se pueden obtener para cada modo de conducción.

De (7) y (8) se observa que la frecuencia de conmutación como variable de control, sigue una relación lineal con la carga para su operación en bucle cerrado, contrario al caso de usar el ciclo de trabajo como variable de control.

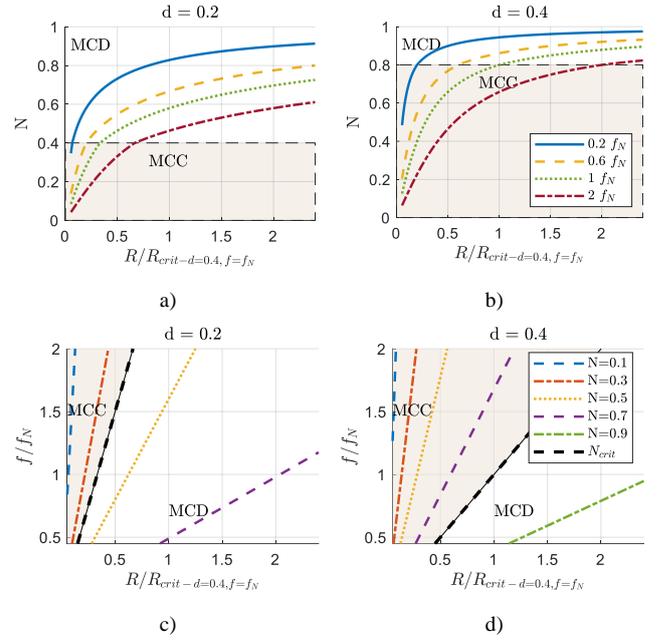


Fig. 3: a) y b) Evolución de la relación de conversión de tensión normalizada ( $N$ ) del convertidor en función de la resistencia de carga normalizada. c) y d) Evolución de la frecuencia de conmutación para el convertidor en función de la resistencia de carga normalizada.

$$N = \frac{V_o}{nV_g} \quad (6)$$

$$f_{MCC} = \left( \frac{(1-d)d}{2N} - \frac{N}{8} \right) \frac{R_L}{n^2 L} \quad (7)$$

$$f_{MCD} = \frac{(1-N)d^2}{N^2} \frac{R_L}{n^2 L} \quad (8)$$

Para el análisis de corrientes se ha supuesto que las tensiones de entrada y salida permanecen suficientemente estables y con un rizado despreciable. También se supone que los componentes del convertidor son ideales. En el caso de la corriente de entrada media se evalúa con (9) para ambos modos de conducción, mientras que la corriente de recirculación únicamente se da en el caso de MCC. Tanto la corriente de entrada media como la corriente de recirculación media se calculan sumando las áreas de su forma de onda para posteriormente promediarlas a lo largo de la mitad de un periodo de conmutación, gracias a la existente simetría entre los semiperiodos.

$$\overline{I_g} = 2/T \left[ \int_{t_1}^{t_2} i_g(t) dt + \int_{t_0}^{t_1} i_g(t) dt \right] \quad (9)$$

En (9) se aprecia cómo únicamente en los intervalos  $(t_0, t_1)$  y  $(t_1, t_2)$  existe corriente de entrada, en el primero es negativa (en MCC) o cero (en MDC), mientras que en el segundo esta corriente es positiva para ambos modos. La ecuación (10) expresa la corriente media de entrada al convertidor para MCC.

$$\overline{I_{gMCC}} = \frac{1}{TL} \left[ \left( V_g - \frac{V_o}{n} \right) (t_2 - t_1)_{MCC}^2 - \left( V_g + \frac{V_o}{n} \right) (t_1 - t_0)_{MCC}^2 \right] \quad (10)$$

$$\overline{I_{gMDC}} = \frac{1}{TL} \left[ \left( V_g - \frac{V_o}{n} \right) (t_2 - t_1)_{MDC}^2 \right] \quad (11)$$

$$(t_2 - t_1)_{MCC} = \frac{T}{2} \left( d + \frac{V_o}{2V_g n} \right) \quad (12)$$

$$(t_2 - t_1)_{MCD} = dT \quad (13)$$

Para la corriente de recirculación se realiza el mismo análisis obteniendo la expresión (14)

$$\overline{I_{recirculada}} = \frac{1}{T_L} \left( V_g + \frac{V_o}{n} \right) (t_1 - t_0)_{MCC}^2 \quad (14)$$

$$(t_1 - t_0)_{MCC} = \frac{T}{2} \left( d - \frac{V_o}{2V_g n} \right) \quad (15)$$

La Fig. 4 muestra gráficamente las ecuaciones propuestas. En el caso de las Fig. 4 a) y c) se corresponden a un convertidor controlado por ciclo de trabajo, mientras que las Fig. 4 b) y d) para uno controlado con frecuencia de conmutación variable, en ambos casos con las mismas especificaciones. Así en Fig. 4 a) y b) se ve la corriente de entrada media normalizada respecto de su valor máximo, en función de la respectiva variable de control. En las Fig. 4 c) y d) se ve la relación entre corriente de recirculación promedio y corriente de entrada promedio. La frecuencia de normalización de las Fig. 4 b) y d) se corresponde con la de conmutación del convertidor con ciclo de trabajo variable.

Gracias a la Fig. 4 es fácil comprobar que trabajar con ciclos de trabajo altos consiguen una mayor transferencia de potencia. Si la frecuencia de conmutación se vuelve la variable de control, ahora se observa que a mayores frecuencias la corriente media es menor y que la variación de la frecuencia no produce alteraciones en la relación entre corriente de recirculación media y corriente de entrada media. Por esto cabe pensar que, si se desea trabajar en MCC, para obtener conmutaciones suaves en todos los casos, se habrá de trabajar con ciclos de trabajos relativamente altos para poder entregar la máxima potencia sin disminuir en exceso la frecuencia; además para reducir la corriente de recirculación se buscará trabajar cerca del ciclo de trabajo crítico máximo. La contrapartida de utilizar únicamente la frecuencia de conmutación como variable de control es que, al disminuirla, la corriente de recirculación media aumenta proporcionalmente a la corriente de entrada media (16), llegando a existir una corriente de recirculación mayor a la necesaria para asistir en las conmutaciones.

$$\frac{\overline{I_{recirculada}}}{I_{g MCC}} = \frac{\left( v_g + \frac{V_o}{n} \right) \left( d + \frac{V_o}{2nV_g} \right)^2}{\left( v_g - \frac{V_o}{n} \right) \left( d - \frac{V_o}{2nV_g} \right)^2 - \left( v_g + \frac{V_o}{n} \right) \left( d + \frac{V_o}{2nV_g} \right)^2} \quad (16)$$

### III. GUÍA DE DISEÑO

Las variables de partida para proceder con el diseño dependientes de la aplicación concreta para la que esté destinado el convertidor son las siguientes:

- Intervalo de tensiones de entrada
- Intervalo de tensiones de salida
- Intervalo de corrientes de salida
- Intervalo admisible de frecuencias de conmutación

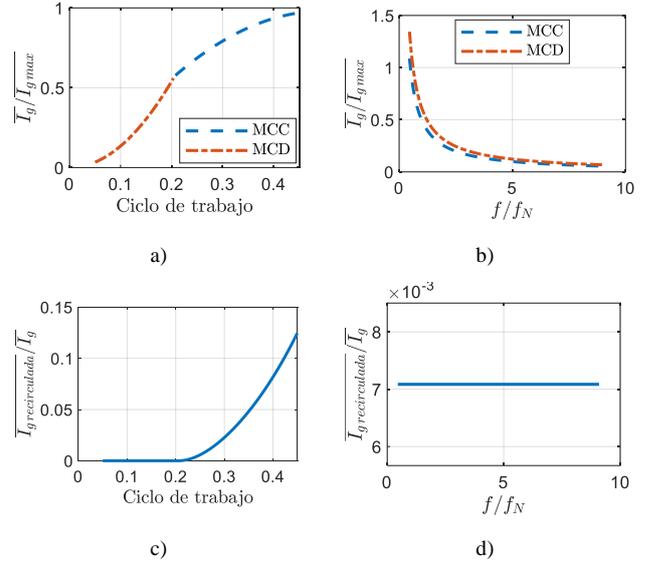


Fig. 4: a) y b) Corriente media normalizada de entrada para los convertidores con ciclo de trabajo variable y frecuencia de conmutación variable, respectivamente. c) y d) Relación entre la corriente de entrada media y la corriente de recirculación para ambos convertidores; ciclo de trabajo variable y frecuencia de conmutación variable, respectivamente.

Este proceso de diseño sigue el criterio de permanecer en Modo Continuo de conducción para así habilitar conmutaciones con tensión cero en todo el rango de operación del convertidor, considerado ideal. Se hace fijando un ciclo de trabajo crítico máximo, que servirá como límite inferior del ciclo de trabajo para trabajar siempre en MCC.

Primeramente, se ha de fijar un ciclo de trabajo crítico máximo adecuado. Para esto se ha de tener en cuenta que el ciclo de trabajo deberá ser ligeramente superior a este para permanecer en MCC en cualquier punto de trabajo; y se cumplirá (17).

$$d_{crit} \leq d \leq 0,5 \quad (17)$$

El ciclo de trabajo crítico se aplica en (18) para calcular la relación de vueltas del transformador mínima, correspondiente al caso de la relación de conversión máxima. Una vez se ha calculado esta, se busca el valor de la bobina que consiga que a mínima carga y máxima frecuencia de conmutación se tenga la mínima relación de conversión de tensiones (19). Este será el valor mínimo para L. Al aplicar (20) se está fijando como uno de los puntos de operación extremo el correspondiente a la máxima frecuencia del intervalo marcado en las especificaciones. A continuación, se comprueba que la frecuencia mínima sea superior al límite inferior establecido con (22).

$$n_{min} = \frac{V_{o max}}{2d_{crit}V_{g min}} \quad (18)$$

$$N_{min} = \frac{V_{o min}}{nV_{g max}} \quad (19)$$

$$L = \left( \frac{(1-d)d}{2N_{min}} - \frac{N_{min}}{8} \right) \frac{V_{o min}}{n^2 f_{max}} \quad (20)$$

$$N_{max} = \frac{V_{o max}}{nV_{g min}} \quad (21)$$

$$f_{min} = \left( \frac{(1-d)d}{2N_{max}} - \frac{N_{max}}{8} \right) \frac{V_{o max}}{n^2 L} \frac{I_{o max}}{n^2 L} \quad (22)$$

Si se desea fijar como punto de trabajo el correspondiente al extremo inferior del intervalo de frecuencias se sigue un proceso análogo, en el que se sustituyen las expresiones (20) y (22) por (23) y (24), siendo ahora el valor de L calculado el máximo y se habrá de comprobar que la frecuencia de conmutación en el punto de mínima potencia es inferior al extremo del intervalo de frecuencias.

$$L = \left( \frac{(1-d)d}{2N_{max}} - \frac{N_{max}}{8} \right) \frac{V_{o max}}{n^2 f_{min}} \frac{I_{o max}}{n^2 L} \quad (23)$$

$$f_{max} = \left( \frac{(1-d)d}{2N_{min}} - \frac{N_{min}}{8} \right) \frac{V_{o min}}{n^2 L} \frac{I_{o min}}{n^2 L} \quad (24)$$

Realizando un ejemplo comparativo entre este criterio y el presentado en [4] para las siguientes variables de partida, se obtienen dos diseños de convertidores.

- Intervalo de tensiones de entrada: [800 V, 850 V].
- Intervalo de tensiones de salida: [350 V, 400 V].
- Intervalo de corrientes de salida: [0,5 A, 5,5 A].
- Intervalo admisible de frecuencias de conmutación: [22 kHz, 300 kHz].

El ciclo de trabajo crítico máximo escogido para ambos casos es 0,25 y para el caso del convertidor con frecuencia de conmutación variable, el ciclo de trabajo escogido es de 0,275. El resultado de aplicar ambas guías se resume en la TABLA I y en la Fig. 5 se grafican los valores de las variables de control en función de la carga para cada caso extremo de las tensiones de entrada y salida. En la Fig. 5 a) se representa además la zona frontera, pues para alcanzar todos los puntos de trabajo este diseño opera en MCC y en MDC; el diseño con frecuencia de conmutación variable, representado en la Fig. 5 b) únicamente opera en MCC, pues este era uno de los objetivos de la guía de diseño. La frecuencia del segundo diseño está normalizada respecto la frecuencia de conmutación del diseño con ciclo de trabajo como variable de control (que es de 33 kHz).

#### IV. CORRIENTES POR LOS SEMICONDUCTORES

Con la finalidad de comparar de forma general las pérdidas por conducción de los dispositivos semiconductores se han evaluado de forma analítica las corrientes medias y eficaces que circulan por los semiconductores. Esto se realiza para ambos diseños de la sección anterior. Las tensiones de entrada y salida son las mínimas y máximas de las especificaciones, respectivamente.

La Fig. 6 muestra las corrientes eficaces a través de un par de semiconductores del puente primario y sus diodos intrínsecos, los pares restantes son complementarios a ellos y por tanto las magnitudes de las corrientes eficaces y medias a través de estos serán idénticas. En general, y a pesar de que ambos diseños comparten relación de transformación, las corrientes eficaces son ligeramente menores en todo el rango de operación para el convertidor con frecuencia de conmutación variable por operar con una forma de onda más favorable. Por estar evaluando el convertidor con estas tensiones de entrada y salida, el convertidor de frecuencia variable se encuentra operando en MCC, pero cercano al

modo frontera, lo que resulta en una corriente de recirculación mínima en todo el intervalo de cargas. Para el convertidor con ciclo de trabajo variable, la corriente de recirculación es nula en el intervalo donde opera en MDC; por el contrario, cuando este opera en MCC, esta aumenta rápidamente con la carga hasta valores muy superiores a los del otro diseño.

TABLA I. DISEÑOS RESULTANTES

Diseño	Relación de transformación	Inductancia de la bobina
Ciclo de trabajo variable	1	408 $\mu$ H
Frecuencia de conmutación variable	1	444 $\mu$ H

El caso de las corrientes medias, la Fig. muestra cómo cuando el diseño con ciclo de trabajo variable opera en MDC, las corrientes medias de ambos diseños son muy parecidas. Esto es porque a pesar de que el convertidor con frecuencia variable opera en MCC, lo hace con una corriente de recirculación muy inferior a la corriente de entrada media. La Fig. 8 representa la magnitud de la corriente a través de la bobina,  $i_L$ , en los instantes de conmutación, algo interesante para evaluar comparativamente las pérdidas de conmutación. De nuevo, puesto que el convertidor de frecuencia variable opera cercano al modo frontera, por las tensiones de entrada y salida de esta comparación y el ciclo de trabajo escogido, la corriente en el instante  $t_0$  es pequeña.

#### V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de comprobar lo desarrollado analíticamente en este artículo se realizan simulaciones para el convertidor de frecuencia de conmutación variable diseñado en la sección III. Se validan las ecuaciones propuestas en distintos puntos de funcionamiento. A modo de ejemplo se muestran resultados para diferentes puntos de trabajo con tensiones de salida máxima y entrada mínima. La Fig. a) muestra las frecuencias de operación para diferentes cargas mientras se mantienen las tensiones de entrada y de salida estables. Las Fig. b) y c) grafican la corriente a través de la bobina,  $i_L$ , para dos puntos de trabajo, a plena carga y al 74 %.

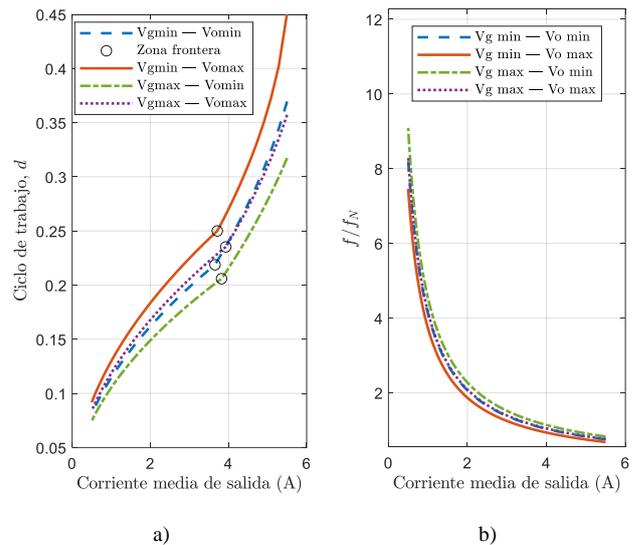


Fig. 5: Valores de las variables de control para diferentes corrientes medias de salida y los dos diseños a las tensiones extremas. a) Ciclo de trabajo variable. b) Frecuencia de conmutación variable.

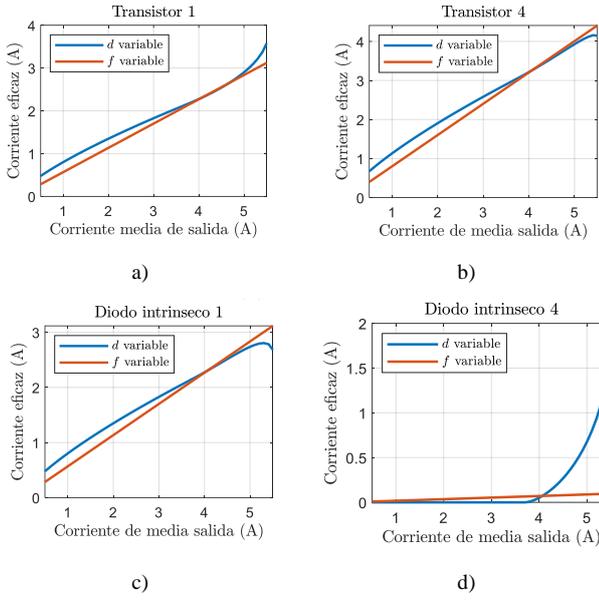


Fig. 6: Corriente eficaz por los semiconductores del puente primario en función de la corriente media de salida para cada diseño.

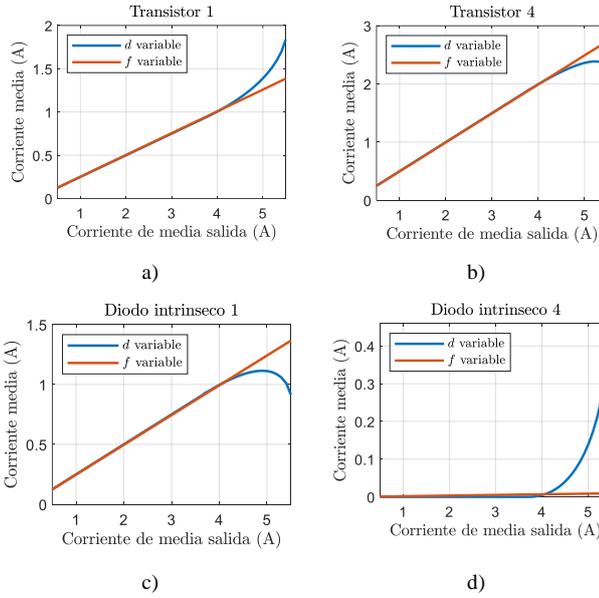


Fig. 7: Corriente media por los semiconductores del puente primario en función de la corriente media de salida del convertidor.

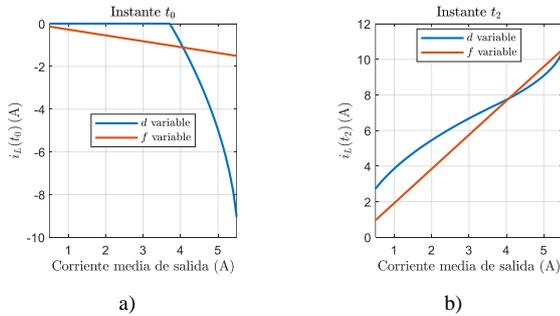


Fig. 8: Corriente por la bobina en los instantes de conmutación en función de la corriente media de salida.

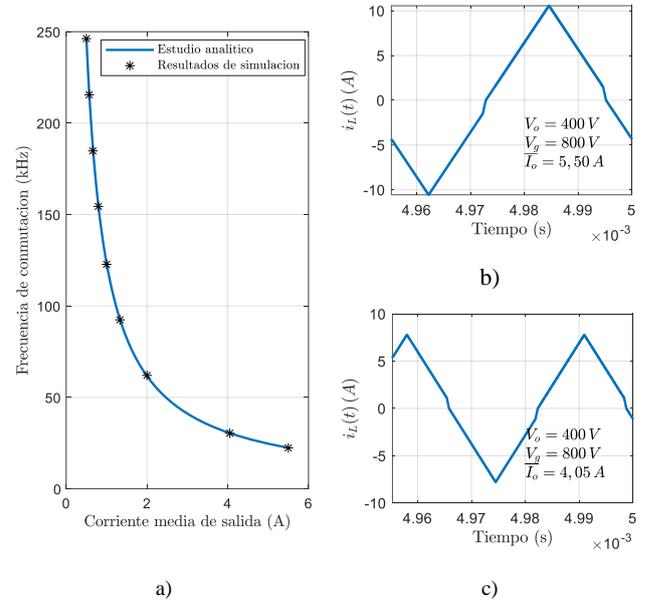


Fig. 9: a) Frecuencia de conmutación para diferentes cargas. b) y c)  $i_L$  para diferentes cargas y tensiones iguales.

## VI. CONCLUSIONES

En este artículo se ha explorado la posibilidad de controlar el convertidor SAB modificando la frecuencia de conmutación en lugar del ciclo de trabajo. Se ha encontrado que la frecuencia sigue una relación lineal con la carga cuando la relación de conversión permanece constante, contrario al comportamiento no lineal característico de utilizar el ciclo de trabajo como variable de control. Debido a esto mismo, el rango de operación se ve muy condicionado al intervalo de frecuencias de conmutación, siendo este una limitación impuesta por los propios semiconductores y por los elementos magnéticos. Además, la guía de diseño propuesta busca trabajar en MCC para minimizar las pérdidas de conmutación en la totalidad del rango de operación, lo que hace que para menores potencias la corriente de recirculación sea la necesaria, pero que para cargas mayores exista un exceso que aumente las pérdidas de conducción.

Como trabajo futuro, se considera interesante utilizar como variables de control el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación para conseguir únicamente la potencia reactiva necesaria en un mayor rango y, además, hacer menos dependiente el rango de trabajo del intervalo de frecuencias de conmutación.

## VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Principado de Asturias a través del Proyecto SV-PA-21-AYUD/2021/51931, por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través de los proyectos MCI-21-PDC2021-121242-I00 y MCI-20-PID2019-110483RB-I00.

## VIII. REFERENCIAS

- [1] 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)*, Side, Turkey, sep. 2015, pp. 661-668. doi: 10.1109/OPTIM.2015.7427025.

- [2] 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.
- [3] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n.º 2, pp. 790-804, feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.
- [4] A. Rodriguez *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.
- [5] F. J. Sebastián *et al.*, «Estudio estático completo del convertidor Single Active Bridge», *Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación (SAAEI)*, 2021, Accedido: 16 de febrero de 2022. [En línea]. Disponible en: <https://digibuo.uniovi.es/dspace/handle/10651/60273>
- [6] 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*, Yokohama, nov. 2015, pp. 003485-003490. doi: 10.1109/IECON.2015.7392640.