

# Modelo en tiempo discreto del convertidor Dual Active Half Bridge (DAHB) en condiciones cercanas a la resonancia

Sergio Toledano-Dus, Cristina Fernández, Andrés Barrado, Pablo Zumel  
GSEP Power Electronics Systems Group, Departamento de Tecnología Electrónica  
Universidad Carlos III de Madrid

**Abstract**—El convertidor Dual-Active-Half-Bridge (DAHB) es una alternativa a considerar para aplicaciones que requieren una conversión de energía de bajo coste, fiable y con alta densidad de potencia. El funcionamiento en condiciones cercanas a la resonancia (frecuencia de conmutación cercana a la frecuencia de resonancia) implica el uso de condensadores de baja capacidad, con el consiguiente ahorro de coste y volumen. Obtener un modelo dinámico y estático preciso en estas condiciones presenta dificultades puesto que no se pueden aplicar las simplificaciones habituales, como despreciar el rizado de tensión en los condensadores. En este artículo se presenta un modelo discreto del convertidor DAHB, aplicable a diferentes estrategias de modulación, como "single phase shift" (SPS), "dual phase shift" (DPS) o "triple phase shift" (TPS). Como resultado, se propone un modelo implementado en Matlab que permite obtener las formas de onda del convertidor en régimen estacionario teniendo en cuenta el rizado de todas las magnitudes y un modelo dinámico discreto que proporciona la respuesta en frecuencia.

**Index Terms**—Convertidores bidireccionales, modelo discreto, DAHB.

## I. INTRODUCCIÓN

La necesidad de reducir la huella energética hace que la electrificación sea un factor clave en muchas aplicaciones como la integración de fuentes renovables, movilidad eléctrica [1] [2], micro-redes de CC [3], sistemas eléctricos embarcados [4], UPS [5] y sistemas de almacenamiento de energía [6]. Los convertidores de potencia CC-CC bidireccionales se convierten en un elemento central en muchas de estas aplicaciones que se encuentran en el punto focal de los sistemas de procesamiento de energía donde el "dual active bridge" (DAB) y "dual active half bridge" (DAHB, Fig. 1) son opciones muy adecuadas. Estas topologías ofrecen alta densidad de potencia, bajas pérdidas de conmutación en ambas direcciones y aislamiento galvánico.

En aplicaciones de bajo nivel de potencia o alta tensión, se prefiere DAHB al DAB debido a su bajo número de dispositivos, bajo coste, alta densidad de potencia, simplicidad

Esta publicación es parte del proyecto de I+D+i PID2021-127707OB-C22 financiado/a por MCIN/AEI/ 10.13039/501100011033 y por "FEDER Una manera de hacer Europa". Esta publicación es parte del proyecto de I+D+i TED2021-129240B-I00 financiado financiado por MCIN/AEI /10.13039/501100011033 y por la Unión Europea NextGenerationEU/ PRTR. Esta publicación ha recibido financiación de FEDER/Consejería de Educación, Universidades, Ciencia y Portavocía (Project DROMADER Y2020/NMT-6584).

y capacidad natural para evitar la saturación del transformador. Los diseños basados en frecuencias de conmutación altas (por ejemplo,  $>500\text{kHz}$ ) en los que se puede usar condensadores de relativa baja capacidad (por ejemplo,  $\sim 100\text{nF}$ ) son una opción prometedora en términos de densidad de potencia y costo.

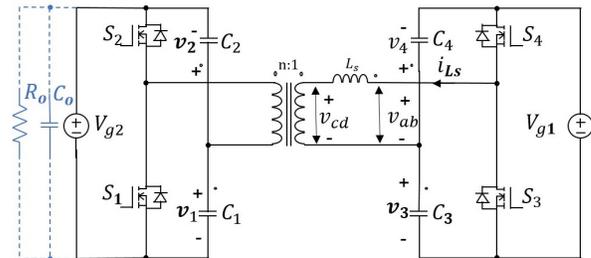


Fig. 1: Topología del convertidor DAHB

El convertidor DAB ha sido ampliamente estudiado [7], pero se ha prestado menos atención al DAHB. Centrándose en los condensadores de las ramas de medido puente ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  y  $C_4$ ), y si consideramos condensadores de una capacidad baja, su rizado de tensión ya no puede considerarse cero. Esta situación es debido a que la frecuencia de resonancia del puente está cerca de la frecuencia de conmutación.

Además, la tensión aplicada a la inductancia  $L_s$  ya no es constante durante cada estado del circuito y los modelos promediados convencionales no aproximan bien la respuesta dinámica del convertidor DAHB [8]. Además, las formas de onda en régimen estacionario también son difíciles de calcular con precisión, lo que dificulta el diseño del convertidor, especialmente si utilizamos métodos de diseño basados en la exploración de un amplio espacio de diseño con un gran número de alternativas. Este trabajo se basa en el modelo de tiempo discreto presentado en [9], ya que permite predecir el valor casi exacto de corrientes y voltajes en el instante de muestreo sin realizar las habituales aproximaciones. Por un lado, este enfoque se usa para derivar un modelo dinámico muy preciso del DAHB considerando cualquier combinación de diseño, es decir, sin considerar ninguna restricción sobre los valores de los componentes para garantizar una condición

dada (por ejemplo, voltajes constantes en los condensadores debido a valores lo suficientemente grandes). Por otro lado, la variación del instante de muestreo permite el cálculo de la forma de onda de cualquier magnitud eléctrica en el circuito. Como la formulación del modelo es general y se basa en la descripción del convertidor en cada estado de conmutación, la aplicación de una técnica de modulación diferente es fácil, ya que solo se debe considerar la secuencia de estados a lo largo de un ciclo de conmutación. Los resultados son un modelo dinámico preciso que tiene en cuenta los efectos de alta frecuencia y un modelo estático para reproducir con precisión las formas de onda de las magnitudes eléctricas del convertidor de potencia.

## II. CONVERTIDOR DUAL ACTIVE HALF BRIDGE

Como se muestra en la figura 1, el convertidor DAHB consta de dos circuitos de medio puente (puente de entrada  $S_1, S_2, C_1, C_2$  y puente de salida  $S_3, S_4, C_3, C_4$ ), un transformador de alta frecuencia y una bobina  $L_s$  que puede estar integrada con el transformador. En comparación con el convertidor DAB, los transistores de una de las ramas del puente se reemplaza por condensadores, por lo que se simplifica el diseño del circuito. Como contrapartida, estos condensadores tienen que manejar una alta corriente. El convertidor se puede controlar conmutando cada medio puente a la misma frecuencia y cambiando el ciclo de trabajo de cada medio puente y/o desplazando la fase entre las señales de control de ambos medios puente. Por lo tanto, se pueden aplicar técnicas de modulación similares a las del DAB: "single phase shift" (SPS), "dual phase shift" (DPS) y "triple phase shift" (TPS), también descritos como métodos de control 1-D, 2-D o 3-D, respectivamente, descritos en [10].

En estas condiciones, los voltajes  $v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}$  y  $v_{c4}$ , pueden considerarse ondas cuadradas o cuasi cuadradas cuando la capacidad de  $C_1, C_2, C_3$  y  $C_4$  es lo suficientemente grande como para tener un pequeño rizado en dichas tensiones. La Fig. 2 muestra las formas de onda principales de un convertidor DAHB que funciona con DPS (el ciclo de trabajo de cada medio puente  $D_1$  y  $D_2$  son diferentes). Se puede ver que son similares a los del convertidor DAB estándar.

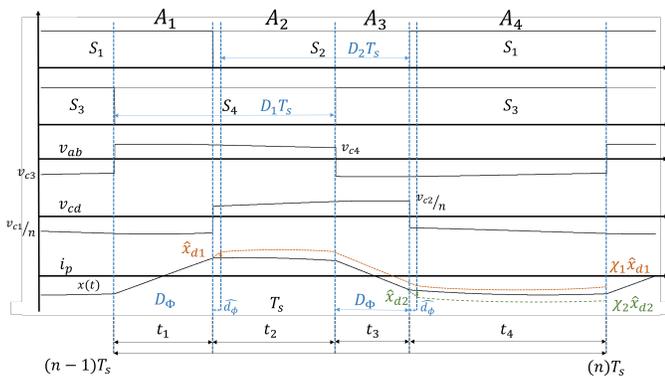


Fig. 2: Formas de onda y propagación de la perturbación de DAHB

Se puede pensar en explorar la reducción de la capacidad de  $C_1, \dots, C_4$ . Al aumentar la frecuencia de conmutación y hacer que estos condensadores sean pequeños, se podrían mejorar la densidad de potencia y el coste. Actualmente, es habitual encontrar condensadores de bajo valor de resistencia serie, ESR y rizados de corriente relativamente elevados.

La forma más sencilla de regular el flujo de potencia es usando SPS, es decir,  $D_1 = D_2 = 0.5$  y variar el desfase entre las tensiones  $v_{ab}$  y  $v_{cd}$ , llamadas tensiones de puente, lo que resulta en la variación de la tensión aplicada a la inductancia. La principal ventaja de esta modulación es su simplicidad. Sin embargo, puede generar un mayor nivel de corriente reactiva que conlleva mayores pérdidas de conducción y posible pérdida de ZVS para baja carga o cuando la relación de conversión entre los puentes es diferente a la unidad. Como consecuencia, el convertidor DAHB tiene varios modos de funcionamiento para disparar los puentes. Se han propuesto métodos de control con variaciones de duty distintas a 0,5, de modo que el convertidor DAHB reduzca la tensión actual y extienda el rango ZVS [10], y el método de modelado presentado en este documento se puede aplicar a tales casos.

Dado que la opción de reducir la capacidad se revela como potencialmente ventajosa para diseños más eficientes y menos costosos, se necesitan modelos para predecir con precisión el comportamiento dinámico y estático del convertidor. Al estudiar modelos potenciales para tales condiciones de diseño, surgen diferentes problemas: a) la resonancia entre los condensadores  $C_1, \dots, C_4$  y la inductancia  $L_s$  puede modificar significativamente el comportamiento dinámico, como se muestra para el convertidor DAB resonante serie [11]; b) las formas de onda de estado estacionario no pueden derivarse de tensiones de onda cuadrada utilizando el modelo de orden reducido; c) El modelo de promedio generalizado no puede predecir el modelo con precisión porque solo se incluye el primer armónico y, por lo tanto, este modelo es preciso solo si la frecuencia de resonancia está cerca de la frecuencia de conmutación; d) incluir más armónicos para obtener modelos más precisos complica los cálculos ya que el número de variables de estado es elevado, especialmente si consideramos mayores grados de libertad como TPS; e) es más difícil realizar una predicción precisa de ZVS o cálculo de corrientes  $rms$  para optimizar el diseño.

## III. MODELO DISCRETO DEL CONVERTIDOR DAHB

El modelado discreto [9] es un método preciso, compacto y orientado al diseño que permite obtener el valor de las variables de estado en el instante de muestreo. En este trabajo se ha aplicado al caso particular de un convertidor DAHB. El modelo puede incluir dinámicas de alta frecuencia incluso cuando las corrientes y las tensiones tienen un rizado significativa, por ejemplo, con una pequeña capacidad en  $C_1, \dots, C_4$ . Para proceder con la derivación del modelo de tiempo discreto, se consideran las ecuaciones de espacio de estado en tiempo continuo para cada subintervalo:

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i V_g \quad (1)$$

El vector de variables de estado es en este caso:

$$x(t) = [i_{L_s} v_{C1} v_{C2} v_{C3} v_{C4} v_{C_o}]^T \quad (2)$$

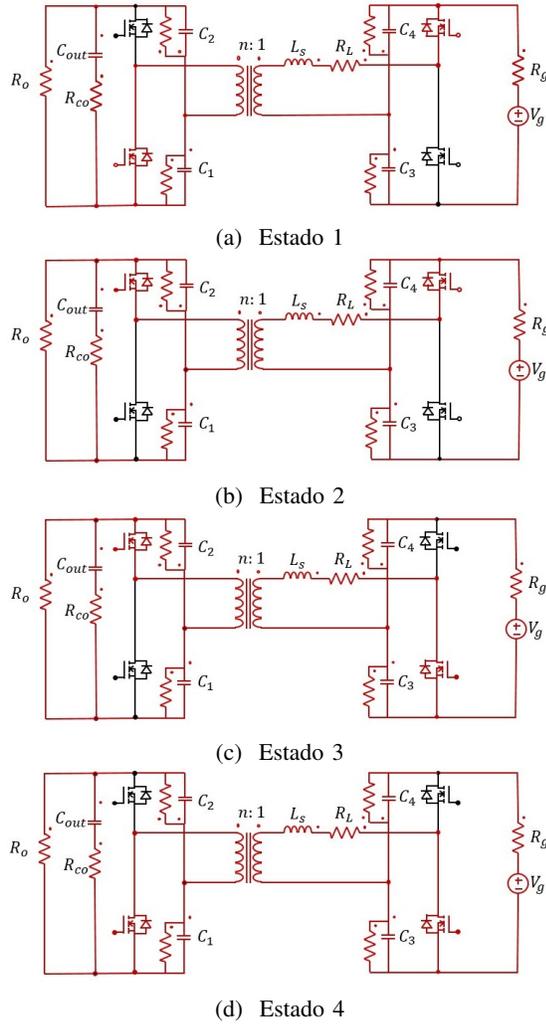


Fig. 3: Circuito equivalente de DAHB para cada sub-intervalo

En este análisis y por razones de simplicidad, se hacen las siguientes suposiciones:

- Todos los interruptores son ideales;
- El voltaje de entrada en la Fig. 1 es constante  $V_{g1} = V_g$ ;
- Se ignoran los tiempos muertos, lo cual es un buen enfoque justificado en la literatura cuando se trabaja a frecuencias de conmutación moderadas y la energía de la bobina  $L_s$  es suficiente para hacer lograr conmutaciones suaves (ZVS) [12];
- Se utiliza la modulación SPS siendo la variable de control  $d_\phi$  el desfase entre ambos puentes.
- $V_{g2}$  en la Fig. 1 se reemplaza por una resistencia  $R_o$  en paralelo con el condensador  $C_o$ , siendo el voltaje entre estos dos elementos en paralelo  $v_{C_o}$ , con la misma polaridad que  $V_{g2}$  en la Fig. 1.

Para ilustrar la aplicación del modelo discreto, nos enfocamos en la función de transferencia de control a salida,

$$G_{vd}(z) = \frac{\hat{v}_{C_o}}{\hat{d}_\phi}. \quad (3)$$

Para simplificar, se ha elegido la modulación SPS para describir las matrices de transición, pero el método de modelado discreto se puede exportar fácilmente a otros tipos de modulación mediante el estudio de sus circuitos equivalentes y el orden de sus matrices. Como se muestra en la Fig. 2, el duty en ambos puentes es 0,5, por lo que aparecen cuatro estados de conmutación. El circuito equivalente en cada sub-intervalo se muestra en la Fig. 3 y las matrices de transición de estado que describen el convertidor DAHB se muestran en (4) - (11) donde  $R_L$  es la resistencia parasitaria de  $L_s$ ,  $R_i$  es la resistencia parasitaria paralela de  $C_i$ ,  $R_o$  es la resistencia de carga,  $R_g$  es la impedancia de salida de fuente de voltaje  $V_{g1}$  y  $R_{C_o}$  es la resistencia en serie equivalente de  $C_{out}$ .

#### A. Modelo dinámico del convertidor DHAB

Para obtener la respuesta en frecuencia en pequeña señal, la ecuación en el espacio de estados tiene la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k] &= \Phi \hat{x}[k-1] + \gamma \hat{u}[k-1] \\ \hat{y}[k-1] &= \delta \hat{x}[k-1] \end{aligned} \quad (12)$$

La ecuación (12) incluye las dos matrices fundamentales en el modelo discreto:

- la matriz de estado de propagación de pequeña señal  $\Phi$  que se puede deducir de la secuencia de estados, como se establece en (13);
- la matriz de entrada  $\gamma$  que se obtiene de la Fig. 2 como la propagación de la perturbación a través de los estados, como se indica en (15).

Téngase en cuenta que la variable de control es  $u = d_\phi$ .

$$\Phi = e^{A_4 t_4} e^{A_3 t_3} e^{A_2 t_2} e^{A_1 t_1} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \chi_1 &= e^{A_4 t_4} e^{A_3 t_3} e^{A_2 t_2} \\ \chi_2 &= e^{A_4 t_4} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{d1} &= (A_1 - A_2) X_{Down2} \hat{d}_\phi T_s + (B_1 - B_2) V_g \hat{d}_\phi T_s \\ \hat{x}_{d2} &= (A_3 - A_4) X_{Down4} \hat{d}_\phi T_s + (B_3 - B_4) V_g \hat{d}_\phi T_s \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \gamma &= (e^{A_4 t_4} e^{A_3 t_3} e^{A_2 t_2} ((A_1 - A_2) X_{Down2} + (B_1 - B_2) V_g) + \\ &+ e^{A_4 t_4} ((A_3 - A_4) X_{Down4} + (B_3 - B_4) V_g)) T_s \end{aligned} \quad (15)$$

Para obtener la matriz de funciones de transferencia control/salida en pequeña señal, también se debe considerar la matriz  $\delta$  ya que la tensión de salida es la suma de las de los dos condensadores  $v_{C1}$  y  $v_{C2}$ . Se define  $\delta$  como (16):

$$a_1 = \begin{bmatrix} -R_L & 1/n & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -1/n & -1/R_1 & -1/R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/R_2 & 0 & 0 & -1/R_o \\ 1 & 0 & 0 & -1/R_3 & -1/R_4 & 0 \\ R_g & 0 & 0 & 1 & -1-R_g/R_4 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; a_{01} = \begin{bmatrix} L_{lk} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_2 & 0 & 0 & C_{out} * \left(1 + \frac{R_{Co}}{R_o}\right) \\ 0 & 0 & 0 & C_3 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_g * C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{out} * R_{Co} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$b_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0]^T; A_1 = a_{01}^{-1} a_1; B_1 = a_{01}^{-1} b_1 \quad (5)$$

$$a_2 = \begin{bmatrix} -R_L & 0 & 1/n & 0 & -1 & 0 \\ -1/n & -1/R_1 & -1/R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 1/n & 0 & 1/R_2 & 0 & 0 & -1/R_o \\ 1 & 0 & 0 & -1/R_3 & -1/R_4 & 0 \\ R_g & 0 & 0 & 1 & -1-R_g/R_4 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; a_{02} = \begin{bmatrix} L_{lk} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_2 & 0 & 0 & C_{out} * \left(1 + \frac{R_{Co}}{R_o}\right) \\ 0 & 0 & 0 & C_3 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_g * C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{out} * R_{Co} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$b_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0]^T; A_2 = a_{02}^{-1} a_2; B_2 = a_{02}^{-1} b_2 \quad (7)$$

$$a_3 = \begin{bmatrix} -R_L & 0 & 1/n & -1 & 0 & 0 \\ -1/n & -1/R_1 & -1/R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 1/n & 0 & 1/R_2 & 0 & 0 & -1/R_o \\ 1 & 0 & 0 & -1/R_3 & -1/R_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1-R_g/R_4 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; a_{03} = \begin{bmatrix} L_{lk} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_2 & 0 & 0 & C_{out} * \left(1 + \frac{R_{Co}}{R_o}\right) \\ 0 & 0 & 0 & C_3 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_g * C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{out} * R_{Co} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$b_3 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0]^T; A_3 = a_{03}^{-1} a_3; B_3 = a_{03}^{-1} b_3 \quad (9)$$

$$a_4 = \begin{bmatrix} -R_L & 1/n & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1/n & -1/R_1 & -1/R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/R_2 & 0 & 0 & -1/R_o \\ 1 & 0 & 0 & -1/R_3 & -1/R_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1-R_g/R_4 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; a_{04} = \begin{bmatrix} L_{lk} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_2 & 0 & 0 & C_{out} * \left(1 + \frac{R_{Co}}{R_o}\right) \\ 0 & 0 & 0 & C_3 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_g * C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{out} * R_{Co} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$b_4 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0]^T; A_4 = a_{04}^{-1} a_4; B_4 = a_{04}^{-1} b_4 \quad (11)$$

$$\delta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Combinando la ecuaciones (13) y (15), la función de transferencia control/salida es de la forma:

$$\mathbf{W}(z) = \delta(zI - \Phi)^{-1} \gamma \quad (17)$$

La extensión a otras modulaciones, como DPS o TPS (o 2-D y 3-D en [10]) se puede obtener fácilmente recalculando las matrices  $\Phi$  y  $\gamma$  considerando la secuencia de estados correspondiente.

### B. Modelo del convertidor DHAB en regimen estacionario: cálculo exacto de las formas de onda

Como se muestra en [13], es posible obtener el valor estático de cualquier variable de estado en el instante de muestreo. Basándose en la ecuación de estado (1) y asumiendo que todas las entradas independientes son constantes, se puede aplicar el modelo cualquier intervalo de conmutación (18). Al resolver (18) sobre el conjunto de  $n$  circuitos equivalentes lineales

dentro de un período de conmutación, la solución periódica de estado estacionario ( $x(\theta) = x(T_s)$ ) se calcular mediante (19). Agregando un nuevo estado que representa un pequeño paso de tiempo, podemos obtener el valor estático de cualquier variable de estado en cualquier instante de tiempo.

Sin embargo, existen algunas limitaciones del modelado de espacio de estado de tiempo discreto a través de (19). Todas las entradas deben ser constantes durante cada intervalo de conmutación y la matriz  $A_i$  debe ser invertible durante cada intervalo. Debe conocerse el intervalo de conmutación y la duración de cada intervalo de conmutación. En el convertidor DAHB, las matrices  $A_i$  no son invertibles, por lo que se colocan en paralelo resistencias óhmicas altas  $R_i$  para hacer converger el resultado y obtener una matriz invertible. Este método de obtención de las variables temporales es especialmente útil a la hora de obtener las expresiones de corriente y tensión, lo que se complica por la aparición de sub-oscilaciones debidas a las resonancias del convertidor.

El método de cálculo directo descrito de formas de onda en régimen estacionario se puede aplicar potencialmente a métodos de diseño basados en la exploración de un amplio espacio de diseño. Las corrientes eficaces, las tensiones máximas y otros valores singulares de las magnitudes eléctricas en cada elemento del convertidor se pueden calcular numéricamente

aplicando (19). Se debe analizar cuidadosamente el número de puntos por período para evitar una gran carga computacional.

$$x(t) = e^{A_i t} x(0) + A_i^{-1} [e^{A_i t} - \mathbf{I}] B_i u \quad (18)$$

$$\mathbf{X}_{ss} = \left[ \mathbf{I} - \prod_{i=1}^n e^{A_i t_i} \right]^{-1} \sum_{i=1}^n \left[ \left( \prod_{k=i+1}^n e^{A_k t_k} \right) A_i^{-1} [e^{A_i t_i} - \mathbf{I}] B_i u \right] \quad (19)$$

#### IV. VALIDACIÓN DEL MODELO

El resultado del modelo discreto obtenido, la comparación del modelo promediado y la verificación mediante la herramienta de simulación PSIM se muestran en la Fig. 4a con los parámetros del convertidor de la tabla I. Se puede observar como los métodos promediados de orden reducido no predicen bien la resonancia que aparece, ni la ganancia a frecuencias bajas.

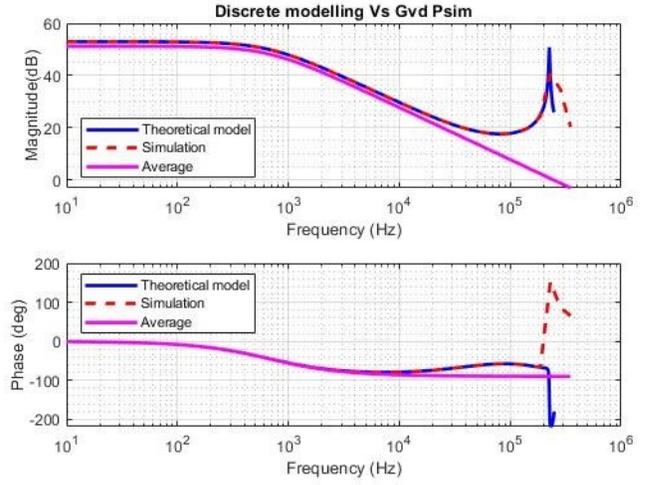
$F_s$	$V_g$	$V_{out}$	$P_{out}$	$n$	$C_{1-2}$	$C_{3-4}$	$R_{C_o}$
500kHz	540V	270V	3100W	1 : 2	100nF	220nF	3mΩ
$R_L$	$C_{out}$	$ESR_{C_{out}}$	$R_g$	$R_{1-4}$	$Duty_{\phi}$	$Duty_1$	$Duty_2$
50mΩ	10μF	50mΩ	100mΩ	100kΩ	0.2	0.45	0.45

TABLE I: Parámetros del convertidor

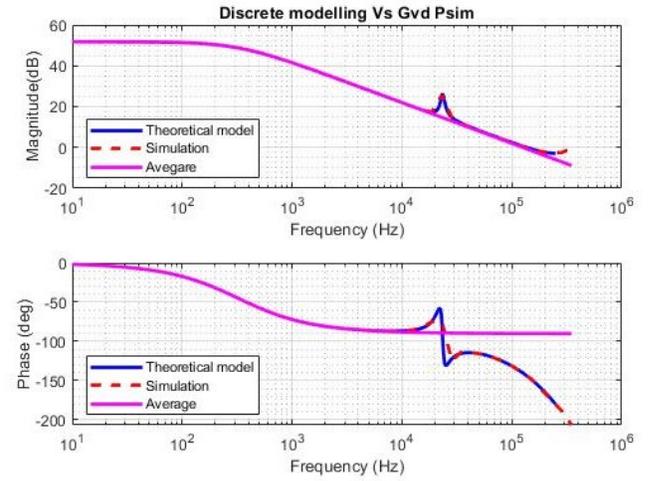
En la Fig. 4b se muestra la respuesta en frecuencia manteniendo los mismos parámetros que en la Tabla I, pero se aumenta las capacidades de  $C_1 - C_4$  para que las tensiones del puente puedan considerarse trapecios. Se puede observar como a bajas frecuencias la ganancia se predice correctamente, pero no se obtiene la resonancia que podría generar problemas de estabilidad debido a la pérdida de fase que introduce.

La Fig. 5 muestra un escalón de carga, en el convertidor considerado, de 2400 W a 2700 W trabajando en lazo cerrado (frecuencia de cruce  $f_c = 2.2KHz$ , margen de fase  $PM = 125$ ), utilizando como planta la función de transferencia  $G_{vd}(z) = \frac{v_{\hat{C}_o}}{\hat{d}}$  calculada con el método propuesto. Se han obtenido resultados con PSIM, coincidentes con el comportamiento esperado para el sistema en lazo cerrado.

El valor estático de las variables de estado en el dominio del tiempo y las magnitudes eléctricas en el resto de componentes del circuito se calculan mediante el método de cálculo de formas de onda exactas. Las Fig. 6 y Fig. 7 muestran estas variables calculadas y simuladas con PSIM. Como resultado de este método, se calculan las corrientes eficaces a través de transistores y condensadores con el fin de predecir las pérdidas; también se calculan las relaciones tensión-tiempo aplicadas al transformador y al inductor permitiendo el diseñar los componentes magnéticos. Este método también ofrece la posibilidad de determinar los límites ZVS. Por lo tanto, este método es una técnica de modelización orientada al diseño adecuada para realizar un diseño óptimo del convertidor.



(a) Función de transferencia  $G_{vd}^{\hat{V}_o}$  - Baja capacidad



(b) Función de transferencia  $G_{vd}^{\hat{V}_o}$  - Baja capacidad

Fig. 4: Comparación de la función de transferencia entre teoría y simulación

#### V. CONCLUSION

En este trabajo se ha obtenido el modelo discreto del DAHB incluyendo resistencias parásitas, centrándose en valores de

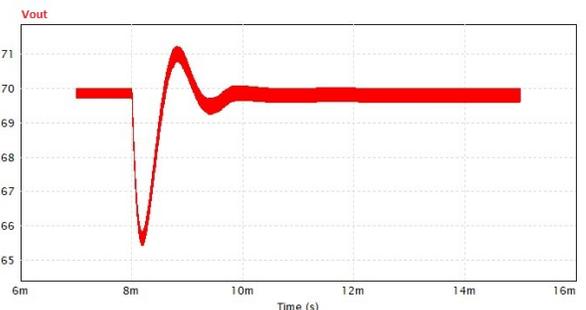


Fig. 5: Salto de carga

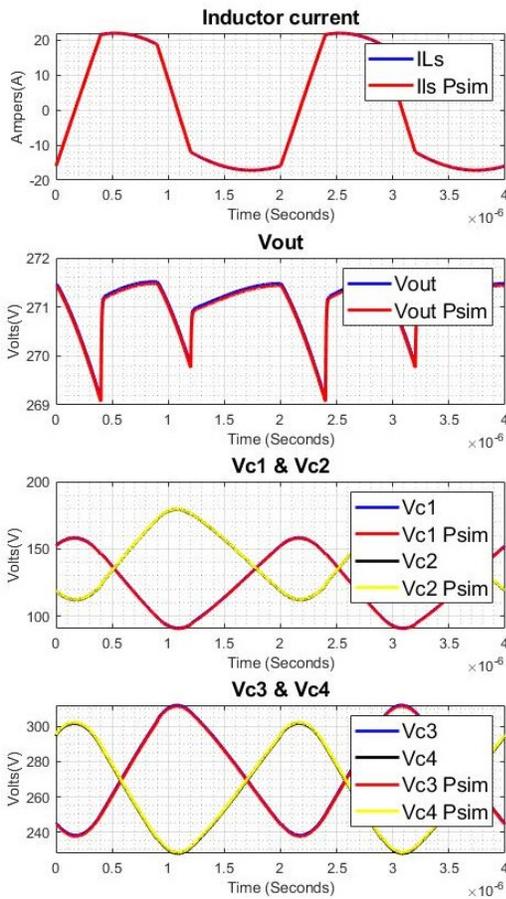


Fig. 6: Comparación de formas de onda

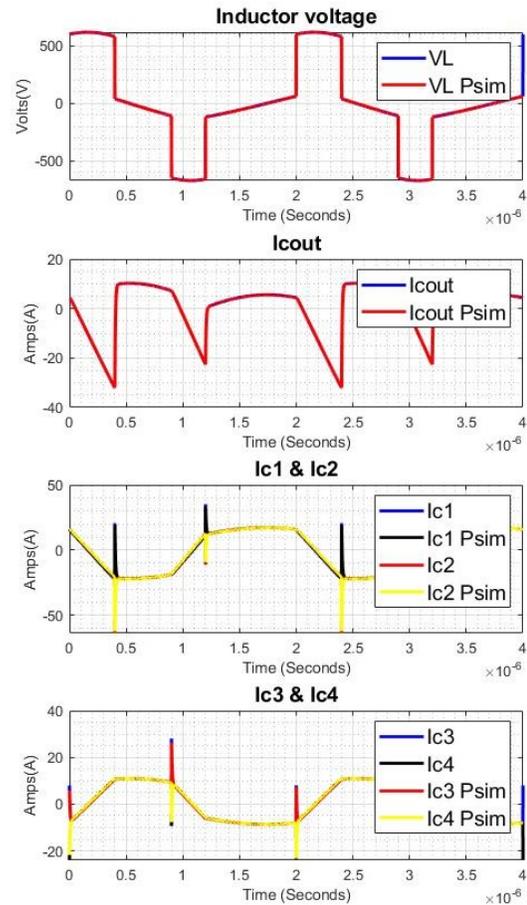


Fig. 7: Comparación de formas de onda (II)

capacidades de puente bajos.

El modelo dinámico predice con precisión el efecto del pico de resonancia entre los condensadores del puente y la inductancia en serie. El resultado es un aumento de la magnitud y una disminución de la fase, lo cual es importante para el control óptimo del convertidor.

Además, el método de modelización presentado permite obtener las formas de onda del convertidor y sus valores estáticos. De esta forma es posible realizar un diseño óptimo del convertidor también en estado estacionario. Los resultados se han verificado mediante simulación y se han comparado con los obtenidos por métodos de promediado.

## REFERENCES

- [1] D. Drazen, C. Zhao, and A. Mester, "Power electronic traction transformer-medium voltage prototype," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 3257–3268, 2014.
- [2] C. Gammeter, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Comprehensive conceptualization, design, and experimental verification of a weight-optimized all-sic 2 kv/700 v dab for an airborne wind turbine," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 638–656, 2016.
- [3] S. Shao, H. Chen, and X. Wu, "Circulating current and zvs-on of a dual active bridge dc-dc converter: A review," *IEEE Access*, pp. 50 561–50 572, 2019.
- [4] L. Xue, Z. Shen, and D. Boroyevich, "Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current con-

taining low frequency ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 7299–7307, 2015.

- [5] Y. W. Cho, W. J. Cha, J. M. Kwon, and B. H. Kwon, "High-efficiency bidirectional dab inverter using a novel hybrid modulation for stand-alone power generating system with low input voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 4138–4147, 2016.
- [6] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional dc – dc converter for an energy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2299–2306, 2007.
- [7] S. Shao, L. Chen, Z. Shan, and et al, "Modeling and advanced control of dual-active-bridge dc-dc converters: A review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1524–1547, 2022.
- [8] S. Chakraborty, M. Palmal, and S. Chattopadhyay, "Approaches for continuous-time dynamic modeling of the asymmetric dual-active half-bridge converter," *IEEE APEC*, 2018.
- [9] L. Corradini, D. Maksimović, P. Mattavelli, and R. Zane, *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. John Wiley Sons, Inc., 2015.
- [10] S. Chakraborty and S. Chattopadhyay, "Fully zvs, minimum rms current operation of the dual-active half-bridge converter using closed-loop three-degree-of-freedom control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- [11] P. Zumel, L. D. Ortega, C. Fernandez, R. Rodriguez, and A. Barrado, "Discrete model of dual active bridge series resonant converter," *IEEE 20th COMPEL*, pp. 1–7, 2019.
- [12] D. Costinett, R. Zane, and D. Maksimovic, "Discrete time modeling of output disturbances in the dual active bridge converter," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 1171–1177, 2014.
- [13] J. A. Baxter and D. J. Costinett, "Steady-state convergence of discrete time state-space modeling with state-dependent switching," *IEEE 21st COMPEL*, 2020.