

Un estudio completo del convertidor reductor síncrono bidireccional controlado en modo de corriente triangular. Parte 2: Estudio dinámico

Javier Sebastián, Aitor Vázquez, María Rodríguez-Rogina, Manuel Arias y Kevin Martín
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Campus de Viesques s/n, Universidad de Oviedo
33204 Gijón. Email: sebas@uniovi.es

Resumen— Partiendo de los modelos estáticos desarrollados en la primera parte de este trabajo, en este segundo artículo se presentan dos modelos dinámicos promediados y de pequeña señal para el convertidor síncrono bidireccional controlado en modo de corriente triangular. Ambos modelos difieren esencialmente en el tratamiento de los intervalos resonantes que permiten que los transistores operen con conmutaciones a tensión cero (ZVS). En el primero de ellos se supone que la corriente en la bobina de filtro permanece constante durante ambos periodos resonantes, ajustando la duración de estos periodos al valor necesario para que las capacidades parásitas de ambos transistores intercambien su carga eléctrica. En el segundo se desprecia la duración de los periodos resonantes, contemplándose la posibilidad de admitir que la corriente por la bobina acaba siempre en valor cero o que acaba en el valor necesario para garantizar ZVS.

Una vez obtenidos los modelos dinámicos, se establecen comparaciones entre ellos de cara a determinar su margen de validez. También se presenta una comparación entre el comportamiento dinámico del convertidor que predicen estos modelos y el medido experimentalmente.

Palabras clave— Modelado de convertidores CC/CC, convertidor reductor síncrono, control modo corriente.

I. INTRODUCCIÓN

EN la Fig. 1a se ha representado un convertidor síncrono bidireccional que posibilita el intercambio de energía eléctrica entre los puertos entre los que está conectado, siendo necesariamente y en todo momento $v_1 > v_2$. La Fig. 2b muestra una forma de onda típica de la corriente por la bobina del convertidor, en este caso particular cuando está transfiriendo energía neta desde el Puerto 1 al Puerto 2.

El modelo estático de este convertidor aparece en la Fig. 1c. En esta figura aparecen las fuentes de corriente i_{T1av} e i_{Lfav} , cuyo valor ha sido obtenido en [1]. Estas fuentes de corriente van a ser la base para la obtención de un modelo promediado de pequeña señal que sea lineal y que describa perfectamente la dinámica del convertidor. El método empleado para el modelado es el conocido como método de la corriente inyectada, denominado originalmente como *Current Injected*

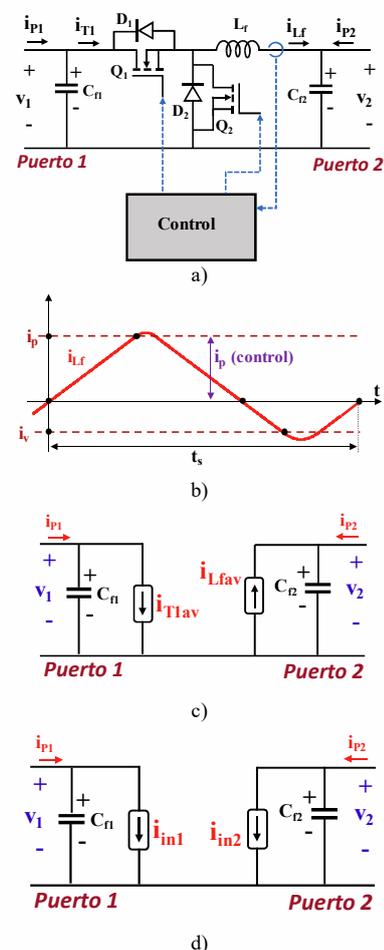


Fig. 1: a) Esquema general de un convertidor reductor síncrono bidireccional. b) Forma de onda de la corriente por la bobina cuando se inyecta corriente al Puerto 2. c) Circuito equivalente promediado obtenido en [1]. d) Nueva nomenclatura usada.

Equivalent Circuit Approach (CIECA) [2]. Este método es especialmente sencillo y útil para modelar convertidores que trabajen de tal forma que la corriente en la bobina parta siempre

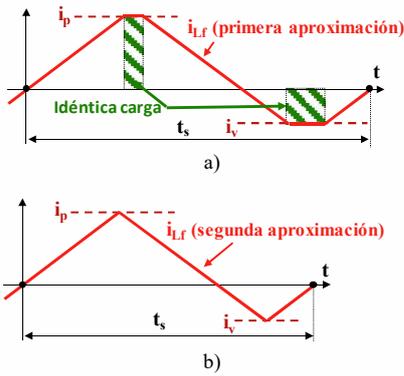


Fig. 2: Formas de onda aproximadas para la corriente i_{L_f} . a) Primera aproximación. B) Segunda aproximación. En ambos casos se ha representado un caso de inyección de energía en el Puerto 2.

de un valor constante; cuando ocurre esto, el valor medio de esta corriente no depende del ciclo de conmutación anterior. En otras palabras, la bobina no "almacena información" de un ciclo anterior cuando está en uno dado, por lo que no impone ninguna condición "inercial" a la corriente que se inyecta o extrae de los condensadores de entrada y salida (C_{f1} y C_{f2} en la Fig. 1a y en la Fig. 1c). Como consecuencia de ello, el modelo dinámico acaba siendo esencialmente de primer orden, tal y como ocurre en los convertidores que usan diodo en vez de rectificador síncrono y que llegan a trabajar en modo discontinuo de conducción [3].

Los valores de i_{T1av} e i_{Lfav} que se han obtenido en [1] sin realizar ninguna aproximación (modelo completo) no permiten obtener expresiones matemáticas sencillas y manejables que se puedan usar fácilmente para obtener un modelo dinámico realmente útil para cerrar el lazo de realimentación del convertidor. La obtención de un modelo dinámico útil debe partir de un modelo estático simplificado.

En [1] se proponen dos modelos estáticos aproximados (véase la Fig. 2):

- En el primero de ellos se supone que la corriente en la bobina de filtro permanece constante durante ambos periodos resonantes. La duración de estos periodos se ajusta al valor necesario para que las capacidades parásitas de ambos transistores intercambien su carga eléctrica.

- En el segundo se desprecia la duración de los periodos resonantes, lo que resultará válido en momentos en los que el convertidor opere a relativamente baja frecuencia (por ejemplo, a alta carga). En esta segunda aproximación cabe la posibilidad de admitir que el mínimo del valor absoluto de la corriente está en el valor calculado para garantizar ZVS (I_{verit} o I_{perit}) o que ese mínimo es cero.

Para dar mayor generalidad al modelo dinámico que se va a obtener, las corrientes medias de la Fig. 3c van a ser sustituidas por las mostradas en la Fig. 1d, siendo $i_{in1} \equiv i_{T1av}$ e $i_{in2} \equiv -i_{Lfav}$. Podemos decir que i_{in1} e i_{in2} son las corrientes entrantes en los terminales positivos del "núcleo" del convertidor, entendiendo como tal la topología de potencia compuesta por los transistores y la bobina (y, por tanto, excluyendo los condensadores C_{f1} y

C_{f2}). Las expresiones matemáticas de i_{T1av} e i_{Lfav} obtenidas en [1] originan las siguientes expresiones para i_{in1} e i_{in2} :

a) Primera aproximación:

$$i_{in1} = \frac{v_2}{2v_1} \cdot \frac{i_p + i_v}{1 - \frac{v_2(v_1 - v_2)}{i_p i_v Z_C^2}}, \quad (1)$$

$$i_{in2} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{i_p + i_v}{1 - \frac{v_2(v_1 - v_2)}{i_p i_v Z_C^2}}, \quad (2)$$

siendo Z_C la impedancia característica del circuito formado por la bobina de L_f y las capacidades parásitas de los transistores [1].

b) Segunda aproximación:

$$i_{in1} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_p + i_v}{2} \quad (3)$$

$$i_{in2} = -\frac{i_p + i_v}{2} \quad (4)$$

A partir de estas expresiones se van a construir los dos modelos dinámicos.

II. MODELO PROMEDIADO DE PEQUEÑA SEÑAL

Las expresiones (1-4) muestran que, en general, i_{in1} e i_{in2} van a ser función de una de las variables de control i_p e i_v y de las tensiones de los puertos v_1 y v_2 . En el funcionamiento habitual del convertidor, i_p será la variable de control cuando de inyecte energía en el Puerto 2 (siendo i_v constante), e intercambiarán sus funciones i_p e i_v cuando se inyecte corriente al Puerto 1. Con relación a las tensiones, una de ellas será la variable a controlar y la otra actuará como una perturbación al sistema. Lo más habitual, aunque no sea necesariamente siempre así, es que v_2 sea la variable a controlar cuando de inyecte energía en el Puerto 2, actuando las variaciones en v_1 como una perturbación al sistema. Por supuesto, v_2 y v_1 intercambiarán sus funciones cuando se inyecte corriente al Puerto 1.

Por estas razones, se va a estudiar la linealización de (1-4) frente a las variaciones de i_p , i_v , v_1 y v_2 . El proceso de linealización se realiza en un punto estático de trabajo, que se define con las magnitudes en mayúsculas (es decir, I_p , I_v , V_1 y V_2). Las perturbaciones de las variables se representan en minúsculas y con acento circunflejo sobre ellas. Las relaciones entre las variables, su valor estático y sus perturbaciones son las siguientes:

$$i_p = I_p + \hat{i}_p, \quad (5)$$

$$i_v = I_v + \hat{i}_v \quad (6)$$

$$v_1 = V_1 + \hat{v}_1, \quad (7)$$

$$v_2 = V_2 + \hat{v}_2, \quad (8)$$

Los valores estáticos de i_{in1} e i_{in2} son, respectivamente:

a) Primera aproximación:

$$I_{in1} = \frac{V_2}{2V_1} \cdot \frac{I_p + I_v}{1 - \frac{V_2(V_1 - V_2)}{I_p I_v Z_C^2}}, \quad (9)$$

$$I_{in2} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{I_p + I_v}{1 - \frac{V_2(V_1 - V_2)}{I_p I_v Z_C^2}} \quad (10)$$

b) Segunda aproximación:

$$I_{in1} = \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{I_p + I_v}{2}, \quad (11)$$

$$I_{in2} = -\frac{I_p + I_v}{2}. \quad (12)$$

La linealización de las ecuaciones (1-4) alrededor del punto de operación se realiza como es habitual:

$$\hat{i}_{in1} = G_{1v1} \hat{v}_1 + G_{1v2} \hat{v}_2 + G_{1ip} \hat{i}_p + G_{1iv} \hat{i}_v, \quad (13)$$

$$\hat{i}_{in2} = G_{2v1} \hat{v}_1 + G_{2v2} \hat{v}_2 + G_{2ip} \hat{i}_p + G_{2iv} \hat{i}_v, \quad (14)$$

siendo:

$$G_{1v1} = \left. \frac{\partial i_{in1}}{\partial v_1} \right|_0, \quad (15)$$

$$G_{1v2} = \left. \frac{\partial i_{in1}}{\partial v_2} \right|_0, \quad (16)$$

$$G_{1ip} = \left. \frac{\partial i_{in1}}{\partial i_p} \right|_0, \quad (17)$$

$$G_{1iv} = \left. \frac{\partial i_{in1}}{\partial i_v} \right|_0, \quad (18)$$

$$G_{2v1} = \left. \frac{\partial i_{in2}}{\partial v_1} \right|_0, \quad (19)$$

$$G_{2v2} = \left. \frac{\partial i_{in2}}{\partial v_2} \right|_0, \quad (20)$$

$$G_{2ip} = \left. \frac{\partial i_{in2}}{\partial i_p} \right|_0, \quad (21)$$

$$G_{2iv} = \left. \frac{\partial i_{in2}}{\partial i_v} \right|_0. \quad (22)$$

Los parámetros G_{1v1} y G_{2v2} representan las variaciones de corriente que se producen en un puerto al cambiar la tensión en ese mismo puerto. Por tanto, G_{1v1} y G_{2v2} representan las conductancias de estos puertos cuando el resto de variables permanecen invariantes. Teniendo en cuenta esto, (13) y (14) se pueden reescribir como sigue:

$$\hat{i}_{in1} = \frac{1}{r_1} \hat{v}_1 + G_{1v2} \hat{v}_2 + G_{1ip} \hat{i}_p + G_{1iv} \hat{i}_v, \quad (23)$$

$$\hat{i}_{in2} = G_{2v1} \hat{v}_1 + \frac{1}{r_2} \hat{v}_2 + G_{2ip} \hat{i}_p + G_{2iv} \hat{i}_v, \quad (24)$$

siendo $1/r_1 \equiv G_{1v1}$ e $1/r_2 \equiv G_{2v2}$. Las ecuaciones (15) y (16) dan origen al circuito canónico representado en la Fig. 3. Los valores de los parámetros G obtenidos según (15-22) son:

a) Primera aproximación:

$$G_{1v1} = \frac{1}{r_1} = -L_f^2 \frac{F_0 V_2}{V_1^2} \left[1 - \frac{(2V_1 - V_2)V_2}{Z_c^2 I_p I_v} \right], \quad (25)$$

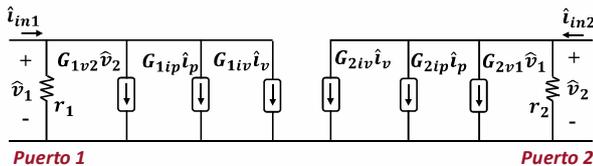


Fig. 3. Circuito canónico.

$$G_{1v2} = L_f^2 \frac{F_0}{V_1} \left[1 - \frac{V_2^2}{Z_c^2 I_p I_v} \right], \quad (26)$$

$$G_{1ip} = L_f^2 \frac{F_0 V_2}{V_1 (I_p + I_v)} \left[1 - \frac{(V_1 - V_2)V_2 (2I_p + I_v)}{Z_c^2 I_p^2 I_v} \right], \quad (27)$$

$$G_{1iv} = L_f^2 \frac{F_0 V_2}{V_1 (I_p + I_v)} \left[1 - \frac{(V_1 - V_2)V_2 (I_p + 2I_v)}{Z_c^2 I_p I_v^2} \right], \quad (28)$$

$$G_{2v1} = -\frac{1}{\omega_R^2} \cdot \frac{F_0 V_2}{I_p I_v}, \quad (29)$$

$$G_{2v2} = \frac{1}{r_2} = \frac{1}{\omega_R^2} \cdot \frac{F_0 (2V_2 - V_1)}{I_p I_v}, \quad (30)$$

$$G_{2ip} = -L_f^2 \frac{F_0}{I_p + I_v} \left[1 - \frac{(V_1 - V_2)V_2 (2I_p + I_v)}{Z_c^2 I_p^2 I_v} \right], \quad (31)$$

$$G_{2iv} = -L_f^2 \frac{F_0}{I_p + I_v} \left[1 - \frac{(V_1 - V_2)V_2 (I_p + 2I_v)}{Z_c^2 I_p I_v^2} \right], \quad (32)$$

siendo ω_R la frecuencia angular de resonancia de L_f con las capacidades parásitas de los transistores [1], y estando F_0 definido como sigue:

$$F_0 = \frac{1}{2T_s^2} \cdot \frac{(I_p - I_v)^2 (I_p + I_v) V_1^2}{(V_1 - V_2)^2 V_2^2}. \quad (33)$$

b) Segunda aproximación:

$$G_{1v1} = \frac{1}{r_1} = -\frac{V_2}{V_1^2} \cdot \frac{I_p + I_v}{2}, \quad (34)$$

$$G_{1v2} = \frac{I_p + I_v}{2V_1}, \quad (35)$$

$$G_{1ip} = \frac{V_2}{2V_1}, \quad (36)$$

$$G_{1iv} = \frac{V_2}{2V_1}, \quad (37)$$

$$G_{2v1} = 0, \quad (38)$$

$$G_{2v2} = \frac{1}{r_2} = 0, \quad (39)$$

$$G_{2ip} = -\frac{1}{2}, \quad (40)$$

$$G_{2iv} = -\frac{1}{2}, \quad (41)$$

Nótese que usando las dos aproximaciones se cumple:

$$G_{1ip} = -G_{2ip} \cdot \frac{V_2}{V_1}, \quad (42)$$

$$G_{1iv} = -G_{2iv} \cdot \frac{V_2}{V_1}, \quad (43)$$

III. ELECCIÓN DE LA VARIABLE DE CONTROL

Tal y como se explicó en [1], cuando se desea inyectar energía al Puerto 2, i_p se elige como variable de control, denominándose entonces i_c . En este caso, i_v se mantiene en un valor constante y ligeramente negativo; este valor garantiza la operación en ZVS, y pasa a denominarse I_{vcrit} . Matemáticamente se puede expresar como sigue:

$$i_c \equiv i_p > 0, \quad (44)$$

$$i_v \equiv I_{vcrit} < 0. \quad (45)$$

Por el contrario, cuando se desea inyectar energía al Puerto 1 se elige i_v como variable de control, es decir, como i_c , mientras

que i_p se mantiene en el valor constante y ligeramente positivo denominado $I_{p\text{crit}}$. Es decir:

$$i_c \equiv i_p < 0, \quad (46)$$

$$i_p \equiv I_{p\text{crit}} > 0. \quad (47)$$

Esta elección de la variable de control simplifica (23) y (24), ya que una de las variables i_p o i_v pasa a ser constante, por lo que desaparece uno de los sumandos. De esta manera se obtiene el siguiente par de ecuaciones, que describe unificadamente ambos modos de operación:

$$\hat{i}_{in1} = \frac{1}{r_1} \hat{v}_1 + G_{1v2} \hat{v}_2 + G_{1ic} \hat{i}_c, \quad (48)$$

$$\hat{i}_{in2} = G_{2v1} \hat{v}_1 + \frac{1}{r_2} \hat{v}_2 + G_{2ic} \hat{i}_c, \quad (49)$$

siendo, cuando se inyecta energía al Puerto 2:

$$G_{1ic} \equiv G_{1ip}, \quad (50)$$

$$G_{2ic} \equiv G_{2ip}, \quad (51)$$

$$\hat{i}_c \equiv \hat{i}_p, \quad (52)$$

y cuando se inyecta energía al Puerto 1:

$$G_{1ic} \equiv G_{1iv}, \quad (53)$$

$$G_{2ic} \equiv G_{2iv}, \quad (54)$$

$$\hat{i}_c \equiv \hat{i}_v. \quad (55)$$

En la Fig. 4 se muestra cómo queda ahora el circuito canónico.

IV. COMPARACIÓN DE LAS APROXIMACIONES

En este apartado se va a determinar en qué medida los modelos dinámicos obtenidos como consecuencia de las aproximaciones propuestas en [1] coinciden con el que se obtendría sin realizar ninguna aproximación. Para ello, se va a utilizar el mismo ejemplo que en [1], que corresponde a operar en distintas situaciones de inyección de energía en el Puerto 2. El convertidor descrito en [1] presentaba las siguientes características:

$$\begin{aligned} V_{1\text{nom}} &= 48 \text{ V}, V_{1\text{max}} = 58 \text{ V}, V_{1\text{min}} = 38 \text{ V}, V_{2\text{nom}} = 24 \text{ V}, \\ V_{2\text{max}} &= 29 \text{ V}, V_{2\text{min}} = 19 \text{ V}, L_f = 15 \text{ } \mu\text{H}, i_{c\text{max}} = 8 \text{ A}, C_T = 1 \text{ nF} \\ I_{p\text{crit}} &= 0,225 \text{ A}, I_{v\text{crit}} = -0,278 \text{ A}, f_{s\text{max}} = 1,12 \text{ MHz}, f_{s\text{min}} = 62 \\ &\text{kHz}, t_{dR1} = 231 \text{ ns}, t_{dR2} = 255 \text{ ns}, Z_C = 122,5 \text{ } \Omega. \end{aligned}$$

La comparación se va a establecer en cuatro niveles:

- Valores de los parámetros G, descritos en (15-22), obtenidos por derivación de las expresiones matemáticas de $i_{T1\text{av}}$ e $i_{L\text{fav}}$ descritas en [1], teniendo en cuenta que $i_{in1} \equiv i_{T1\text{av}}$ e $i_{in2} \equiv -i_{iL\text{fav}}$. Estas derivadas se obtendrán a su vez como cocientes entre los incrementos de las funciones y los incrementos infinitesimales de cada una de las variables. Los valores de estos parámetros G se obtendrán en determinados puntos significativos de operación del convertidor y se denominarán "aprox #0".

- Valores de los parámetros G, en los mismos puntos, predichos por las ecuaciones (25-32), que corresponden a la

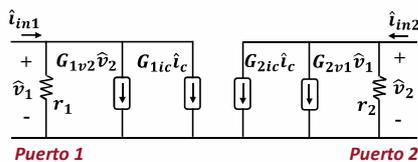


Fig. 4. Circuito canónico cuando se utiliza i_c como variable de control.

primera aproximación. Estos parámetros se denominarán "aprox #1".

- Valores de los parámetros G predichos por (34-41). Se denominarán "aprox #2".

- Como en el caso anterior, pero con $I_{v\text{crit}} = 0$. Esta comparación sólo tiene sentido para los parámetros G_{1v1} y G_{1v2} . Estos parámetros se denominarán "aprox #2bis".

La Fig. 5 muestra los valores del parámetro G_{1ic} cuando se inyecta energía al Puerto 2 y en diferentes situaciones de tensiones en los puertos y de valores del parámetro de control de i_c . Nótese que el valor máximo de i_c previsto en el ejemplo es de 8 A, que es un valor relativamente bajo para corresponder a un convertidor en el que cada transistor tiene una capacidad equivalente de salida de 500 pF (es decir, $C_T = 1$ nF), que soporta menos de 60 V y que está conmutando entre 62 kHz y 1,12 MHz, en función de las condiciones de operación previstas. De hecho, los transistores de Si que poseen valores semejantes de tensiones máximas y capacidades equivalentes pueden llegar a operar con cerca de 50 A, por lo que en muchas aplicaciones las discrepancias entre los diferentes modelos sólo aparecerán a muy bajos valores de carga. Estos comentarios son también extensibles al parámetro G_{2ic} mostrado en la Fig. 6. En ambas figuras se puede apreciar que la primera aproximación es la que mejor se ajusta al comportamiento obtenido sin realizar ninguna aproximación (aprox #0).

La Fig. 7 muestra los valores del parámetro G_{1v1} cuando también se inyecta energía al Puerto 2 y en diferentes situaciones. Se aprecia que en un margen amplio de variación de i_c todas las aproximaciones describen bien el comportamiento de este parámetro. En un margen restringido, se observa que la primera y segunda aproximación se ajustan bastante bien al comportamiento sin aproximación, aunque en el caso de mínima tensión en el Puerto 1 y máxima en el Puerto 2 es la segunda aproximación ligeramente mejor. En todos los casos, la segunda aproximación con $I_{v\text{crit}} = 0$ (aprox #2bis) es la que peor predice el valor del parámetro. Estas mismas afirmaciones son extensibles al parámetro G_{1v2} , que se muestra en la Fig. 8.

Con referencia a los parámetros G_{2v1} y G_{2v2} , la segunda aproximación predice que deben ser cero. La Fig. 9 y la Fig. 10 muestran que el comportamiento predicho por esta aproximación en algunos casos se ajusta más al obtenido por cociente de incrementos de variables (aprox #0) que el obtenido con la primera aproximación. Sin embargo, hay que recalcar la baja influencia de estos parámetros en las variaciones finales de i_{in2} , en comparación con G_{2ic} . Así, incrementos del 10% en i_c alrededor de su valor máximo (es decir, incrementos de 0,8 A) generarán incrementos de -0,4 A aproximadamente en i_{in2} (ya que G_{2ic} vale alrededor de -0,5 para altos valores de i_c , según la Fig. 6). Por el contrario, incrementos de también el 10% en los valores nominales de v_1 (es decir, de 4,8 V) o en v_2 (es decir, de 2,4 V) sólo generarían en i_{in2} incrementos de alrededor de 0,005 A, es decir, ochenta veces menores. Si, por el contrario, se elige un punto de trabajo muy cercano al valor mínimo de i_c , como por ejemplo 0,25 A, entonces un incremento del 10% en i_c generaría

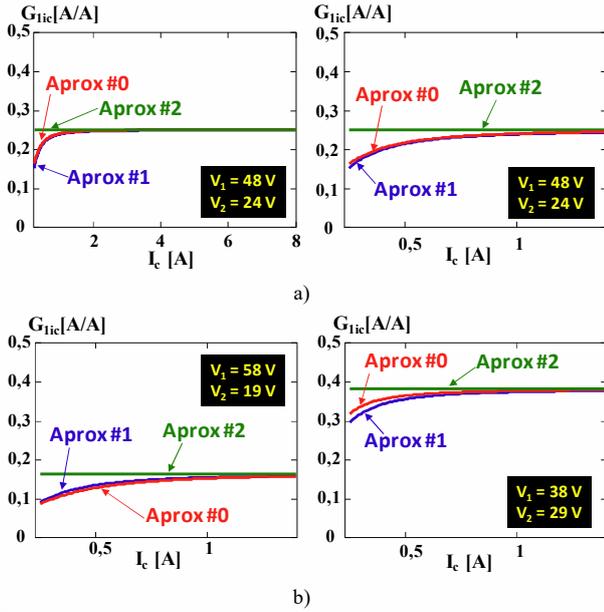


Fig. 5. Valores del parámetro G_{1ic} cuando se inyecta energía al Puerto 2, con las diferentes aproximaciones y en distintos puntos de operación: a) Con tensiones nominales en los puertos y en el margen completo de variación de I_c (izquierda) o restringido (derecha). b) En margen restringido y con tensiones extremas en los puertos.

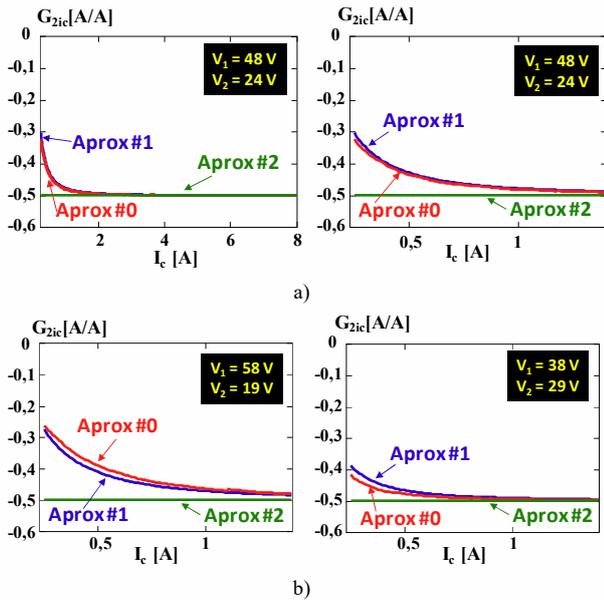


Fig. 6. Valores del parámetro G_{2ic} cuando se inyecta energía al Puerto 2, con las diferentes aproximaciones y en distintos puntos de operación: a) Con tensiones nominales en los puertos y en el margen completo de variación de I_c (izquierda) o restringido (derecha). b) En margen restringido y con tensiones extremas en los puertos.

un incremento en i_{in2} de $-0,0075$ A, que es un valor del mismo orden de magnitud que los incrementos esperables en i_{in2} por variaciones de v_1 y v_2 , siendo estos incrementos negativos en el primer caso y positivos en el segundo.

Como conclusión de todo lo anterior, se puede afirmar que la primera aproximación es especialmente útil para modelar los parámetros ligados a la variable de control, G_{1ic} y G_{2ic} , mientras que los parámetros G_{1v1} y G_{1v2} son bien modelados por las dos

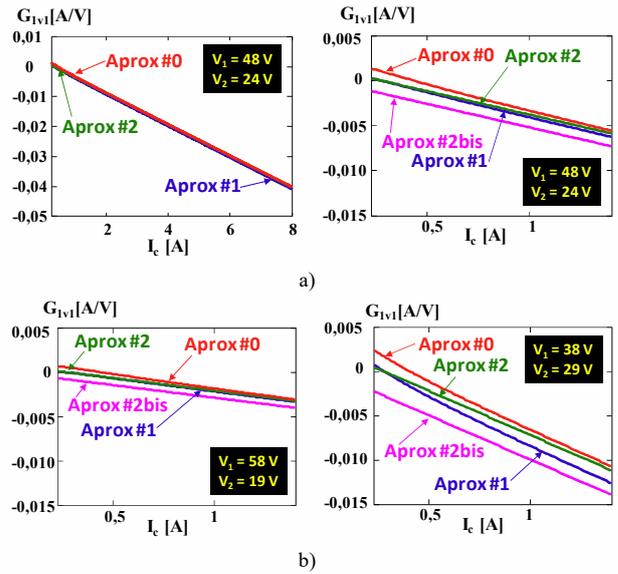


Fig. 7. Valores del parámetro G_{1v1} cuando se inyecta energía al Puerto 2, con las diferentes aproximaciones y en distintos puntos de operación: a) Con tensiones nominales en los puertos y en el margen completo de variación de I_c (izquierda) o restringido (derecha). b) En margen restringido y con tensiones extremas en los puertos.

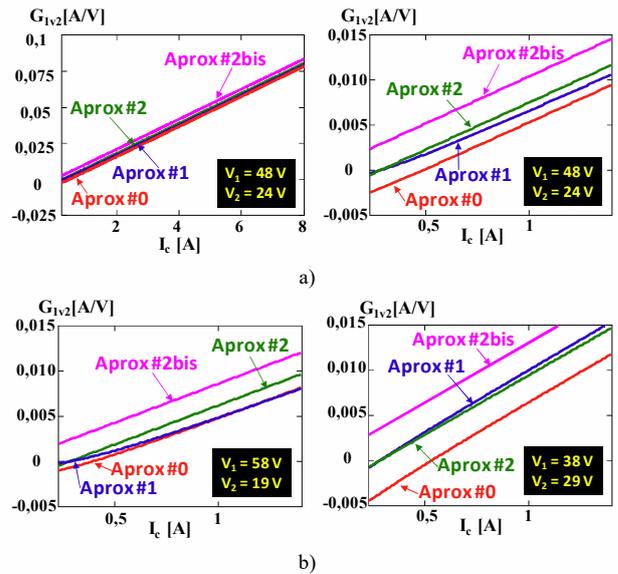


Fig. 8. Valores del parámetro G_{1v2} cuando se inyecta energía al Puerto 2, con las diferentes aproximaciones y en distintos puntos de operación: a) Con tensiones nominales en los puertos y en el margen completo de variación de I_c (izquierda) o restringido (derecha). b) En margen restringido y con tensiones extremas en los puertos.

aproximaciones iniciales, excluyendo el caso de imponer la aproximación $I_{verit} = 0$. Por último, el comportamiento de los parámetros G_{2v1} y G_{2v2} es descrito convenientemente por las dos primeras aproximaciones, sin una preponderancia clara de una sobre la otra.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El modelo dinámico desarrollado se ha comprobado experimentalmente en un prototipo de convertidor reductor síncrono, en el que la bobina se ha modificado en función de a

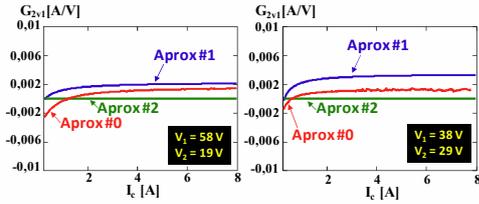


Fig. 9. Valores del parámetro G_{2v1} cuando se inyecta energía al Puerto 2, con las diferentes aproximaciones y en distintos puntos de operación.

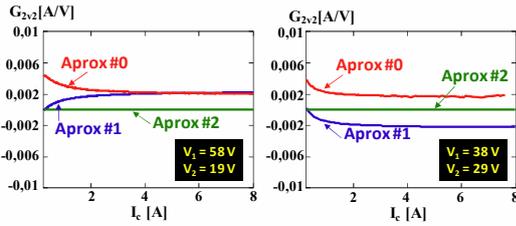


Fig. 10. Valores del parámetro G_{2v2} cuando se inyecta energía al Puerto 2, con las diferentes aproximaciones y en distintos puntos de operación.

qué puerto se le inyectara la energía: 70 μH cuando se inyecta energía al Puerto 2 y 33 μH cuando se inyecta energía al Puerto 1. El valor de los condensadores C_{f1} y C_{f2} ha sido de 450 μF . Las tensiones nominales de los puertos eran 48 V y 24 V. Los transistores usados fueron del tipo TPH7R006PL (Toshiba), siendo el driver del tipo ISL6700 (Intersil). El sensado de corriente se realizó mediante una sonda de Efecto Hall CQ-3200. (AKM Semiconductors).

La Fig. 11 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia entre las variaciones de la variable de control i_c y de la tensión de salida del Puerto 2, definida como:

$$G_{v2ic} = \left. \frac{\hat{v}_2}{\hat{i}_c} \right|_{\hat{v}_1=0} = \frac{-G_{2ic}R_{eq2}}{1+R_{eq2}C_{f2}s}, \quad (56)$$

$$R_{eq2} = \frac{R_{L2}r_2}{R_{L2}+r_2}, \quad (57)$$

siendo R_{L2} la resistencia de carga colocada en el Puerto 2. Esta operación corresponde a inyectar energía en el Puerto 2. Igualmente, la Fig. 12 muestra la función de transferencia entre la variable de control i_c y la tensión v_1 , en este caso inyectando energía en el Puerto 1. La función de transferencia es ahora:

$$G_{v1ic} = \left. \frac{\hat{v}_1}{\hat{i}_c} \right|_{\hat{v}_2=0} = \frac{-G_{1ic}R_{eq1}}{1+R_{eq1}C_{f1}s}, \quad (58)$$

$$R_{eq1} = \frac{R_{L1}r_1}{R_{L1}+r_1}, \quad (59)$$

siendo R_{L1} la resistencia de carga colocada en el Puerto 1. Como el diagrama de Bode de la Fig. 11 se ha obtenido a una potencia no demasiado baja (25 W en un convertidor de 50 W), la concordancia de todos los modelos con la experimentación es muy grande, habiéndose representado solamente la primera aproximación. Sin embargo, en la Fig. 12 sí se aprecia cómo la primera aproximación describe mejor que la segunda el comportamiento medido, en este caso cuando la potencia manejada es ya bastante baja (5 W en un convertidor de 100 W).

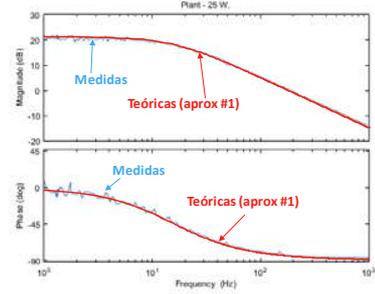


Fig. 11. Diagrama de bode de Bode de la función G_{2v2ic} a 25 W.

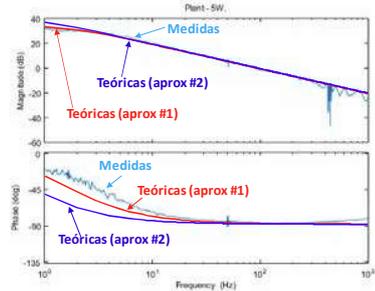


Fig. 12. Diagrama de bode de Bode de la función G_{v1ic} a 5 W.

VI. CONCLUSIONES

Partiendo de las distintas aproximaciones al comportamiento estático que se desarrollaron en la primera parte de este trabajo, en la segunda se ha presentado un modelo promediado de pequeña señal que describe el comportamiento dinámico del convertidor. Los valores de los parámetros G de este modelo dependen de la aproximación que se desee utilizar, resultando ser la primera aproximación la más adecuada para obtener buenos resultados en los parámetros G_{1ic} y G_{2ic} . En el caso del resto de parámetros G , las diferencias obtenidas entre la primera y la segunda aproximación son muy poco significativas y ambas dan resultados concordantes con los obtenidos aproximando las derivadas de i_{in1} e i_{in2} por cocientes de incrementos. La experimentación en un prototipo también corrobora la precisión del modelo desarrollado.

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiación por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través del proyecto RTI2018-099682-A-I00, por el Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto IDI/2018/000179 y por los fondos FEDER.

VIII. REFERENCIAS

- [1] J. Sebastián, A. Vázquez, M. Rodríguez-Rogina, M. Arias y K. Martín, "Un estudio completo del convertidor reductor síncrono bidireccional controlado en modo de corriente triangular. Parte 1: Estudio estático". SAAEI 2020.
- [2] P.R.K. Chetty, "CIECA: Application to Current Programmed Switching De-Dc Converters". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-18, no. 5, septiembre de 1982, pp. 538-544.
- [3] P.R.K. Chetty, "Current Injected Equivalent Circuit Approach to Modeling of Switching DC-DC Converters in Discontinuous Inductor Conduction Mode". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-29, no. 3, agosto de 1982, pp.230-234.