

# Un estudio completo del convertidor reductor síncrono bidireccional controlado en modo de corriente triangular. Parte 1: Estudio estático

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**— En este artículo se va a realizar un estudio exhaustivo del comportamiento estático del convertidor reductor síncrono controlado en modo de corriente triangular, que incluirá las transiciones resonantes que se producen para conseguir conmutaciones a tensión cero (ZVS) en ambos transistores. El estudio proporcionará un modelo completo sin aproximaciones, que no dará origen a expresiones matemáticas fácilmente derivables, lo que impedirá la obtención de un modelo dinámico fácil de manejar. Precisamente para evitar este problema, se desarrollarán también dos modelos aproximados, el primero de los cuales tendrá en cuenta los periodos resonantes, mientras que el segundo los supondrá despreciables (lo que limitará su aplicabilidad). Con estos dos modelos estáticos se conseguirán dos modelos dinámicos lineales y promediados, que serán descritos en la segunda parte de este trabajo.

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

## I. INTRODUCCIÓN

EL convertidor reductor síncrono es el convertidor más adecuado para intercambiar energía eléctrica entre dos puertos, si se verifican las siguientes condiciones:

- Que no sea necesario aislamiento galvánico entre los puertos.
- Que la tensión de un puerto sea siempre mayor que la del otro puerto.

El atractivo de este convertidor radica en su simplicidad circuital y en el buen rendimiento energético que se puede alcanzar con él. Su esquema general se muestra en la Fig. 1. En esta figura, la tensión  $v_1$  (en el Puerto 1) es siempre mayor que la tensión  $v_2$  (en el Puerto 2). Las corrientes  $i_{p1}$  e  $i_{p2}$  se consideran positivas cuando entran en el terminal positivo de cada uno de los puertos del convertidor, por lo que en el funcionamiento en régimen permanente del mismo una de ellas será positiva y la otra negativa. Partiendo del esquema de la Fig. 1, en la Fig. 2 se representan las situaciones que se pueden plantear según cuál sea el puerto elegido para colocar una fuente de tensión (en el otro puerto se coloca la carga, compuesta en

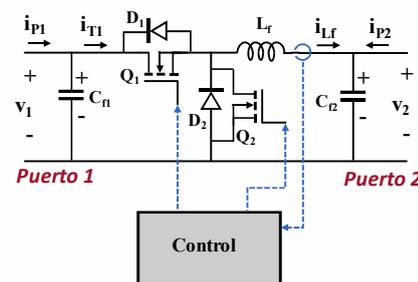


Fig. 1: Esquema general de un convertidor reductor síncrono bidireccional.

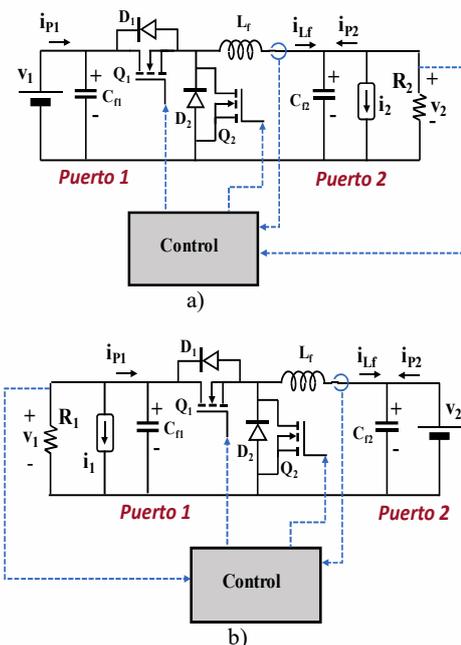


Fig. 2: Modos de operación: a) Modo reductor-fuente (si  $i_2 \geq 0$ ) o reductor-sumidero (si  $i_2 < 0$ ). b) Modo elevador-fuente (si  $i_1 \geq 0$ ) o elevador-sumidero (si  $i_1 < 0$ ).

general por una resistencia y una fuente de corriente) y cómo sea el comportamiento de la carga, es decir, si recibe energía

(carga pasiva) o si la suministra (carga activa). Las cuatro situaciones posibles son:

- **Modo reductor-fuente (Fig. 2a, con  $i_2 \geq 0$ ):** En el Puerto 1 se coloca la fuente de tensión, que suministra energía. En el Puerto 2 se coloca la carga, que es pasiva al ser  $i_2 \geq 0$ . Por tanto, se va a transferir energía al Puerto 2. Un lazo de realimentación se ocupará de controlar la corriente inyectada al Puerto 2 o la tensión de dicho puerto (tal como aparece en la Fig. 2a). En este modo, en régimen permanente  $i_{p1} > 0$  e  $i_{p2} < 0$ .
- **Modo reductor-sumidero (Fig. 2a, con  $i_2 < 0$ ):** En el Puerto 1 también se coloca la fuente de tensión, que ahora recibe energía. Por tanto, se va a transferir energía al Puerto 1. En el Puerto 2 se coloca la carga, que ahora es activa al ser  $i_2 < 0$ . Un lazo de realimentación se ocupará de controlar la corriente inyectada al Puerto 1 o la tensión en el Puerto 2 (tal como aparece en la Fig. 2a). En este modo, en régimen permanente  $i_{p1} < 0$  e  $i_{p2} > 0$ .
- **Modo elevador-fuente (Fig. 2b, con  $i_1 \geq 0$ ):** En el Puerto 1 se coloca la carga, que es pasiva al ser  $i_1 \geq 0$ . Por tanto, se va a transferir energía al Puerto 1. En el Puerto 2 se coloca la fuente de tensión, que suministra energía. Un lazo de realimentación se ocupará de controlar la corriente inyectada en el Puerto 1 o la tensión de dicho puerto (tal como aparece en la Fig. 2b). En este modo, en régimen permanente  $i_{p1} < 0$  e  $i_{p2} > 0$ .
- **Modo elevador-sumidero (Fig. 2b, con  $i_1 < 0$ ):** En el Puerto 1 se coloca la carga, que ahora es activa al ser  $i_1 < 0$ . En el Puerto 2 se coloca la fuente de tensión, que recibe energía. Por tanto, se va a transferir energía al Puerto 2. Un lazo de realimentación se ocupará de controlar la corriente inyectada en el Puerto 2 o la tensión en el Puerto 1 (tal como aparece en la Fig. 2b). En este modo, en régimen permanente  $i_{p1} > 0$  e  $i_{p2} < 0$ .

Cualquiera que sea el modo de operación del convertidor, la disminución de su tamaño sin deteriorar su rendimiento energético es un objetivo deseable. Esta disminución va emparejada al aumento de la frecuencia de conmutación del convertidor. Sin embargo y como es bien conocido, este aumento eleva sus pérdidas de conmutación y propicia una bajada del rendimiento. Si se desea tener bajas pérdidas de conmutación a alta frecuencia, hay que intentar que el convertidor trabaje conmutando a tensión cero (*Zero Voltage Switching, ZVS*) [1, 2]. El trabajo en ZVS permite aminorar en gran medida las pérdidas de conmutación, si bien esto ocurre a expensas de incrementar las pérdidas en conducción. Sin embargo, el cómputo total de pérdidas es tal que un determinado rendimiento se consigue a mayor frecuencia de conmutación (y a menor tamaño del convertidor).

Entre las técnicas para conseguir ZVS, una de las que presenta mejores características es la llamada modo de corriente triangular (*Triangular Current Mode, TCM*) [3]. En la Fig. 3 se muestran las formas de onda más características de este modo de operación. La tensión  $v_{sw}$  es la existente entre el nodo de

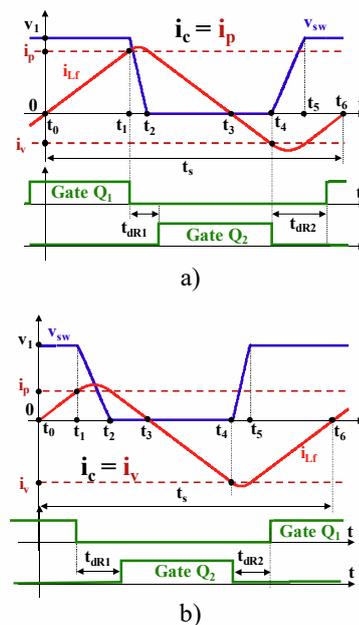


Fig. 3: Principales formas de onda cuando se transfiere energía al Puerto 2 (a) y cuando se transfiere al Puerto 1 (b).

conmutación (punto de unión de ambos transistores, véase la Fig. 4) y el terminal común a ambos puertos. La Fig. 3a corresponde a un valor medio positivo de corriente  $i_{L_f}$  que circula por la bobina  $L_f$ . Esta situación es la propia de los modos en los que se  $i_{p2} < 0$ , es decir, en los que se inyecta energía al Puerto 2 (modos reductor-fuente y elevador-sumidero). En este caso,  $i_p$  es el valor de la corriente  $i_{L_f}$  en el que se decide dar orden de apagado al transistor  $Q_1$ , actuando  $i_p$  como variable de control. Si de forma general llamamos  $i_c$  a la variable de control, se cumple:

$$i_c = i_p > 0 \quad (1)$$

Además,  $i_v$  es el valor de la corriente  $i_{L_f}$  en el que se decide dar orden de apagado al transistor  $Q_2$ . Este valor se elige de tal forma que haga posible la operación en ZVS, siendo en un caso general un valor relativamente pequeño y negativo (aunque podría ser cero en casos muy concretos). El máximo valor de la corriente negativa  $i_v$  que garantiza la operación en ZVS en cualquier condición será denominado  $I_{verit}$ .

Por el contrario, la Fig. 3b corresponde a un valor medio negativo de corriente  $i_{L_f}$ , situación correspondiente a los modos en los que se  $i_{p2} > 0$ , es decir, en los que se extrae energía del Puerto 2 (modos reductor-sumidero y elevador-fuente). En este caso,  $i_v$  actúa como variable de control. Por tanto, se cumple:

$$i_c = i_v < 0 \quad (2)$$

Al contrario que en el anterior, en este caso  $i_p$  se elige con el criterio de que haga posible la operación en ZVS, siendo en general un valor relativamente pequeño y positivo (aunque también podría ser cero en casos muy concretos). El mínimo valor de la corriente positiva  $i_p$  que garantiza la operación en ZVS en cualquier condición será denominado  $I_{perit}$ . Este tipo de control se puede implementar de una forma muy sencilla [4].

Como se aprecia en la Fig.3, en ambos casos existen tiempos muertos  $t_{dR1}$  y  $t_{dR2}$  entre las aperturas y cierres de los interruptores para permitir evoluciones resonantes que garanticen la operación en ZVS.

## II. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR

La Fig. 4 muestra el circuito equivalente al circuito de la Fig. 1. Este circuito es el que se va a usar para realizar el estudio estático del convertidor reductor síncrono bidireccional con control TCM. El estudio se realiza en 6 intervalos, 4 de ellos lineales y 2 resonantes. En cada uno de ellos se van a listar las expresiones matemáticas correspondientes a la corriente  $i_{Lf}$ , la tensión  $v_{sw}$  y el instante de finalización del intervalo (siempre en función del instante de su comienzo). Todos los cálculos de intervalos lineales se obtienen aplicando la ley de Faraday, mientras que los de los intervalos resonantes se obtienen resolviendo las correspondientes ecuaciones diferenciales. Los resultados son los siguientes:

### - Intervalo lineal ( $t_0, t_1$ ):

$$i_{Lf} = \frac{v_1 - v_2}{L_f} (t - t_0), \quad (3)$$

$$v_{sw} = v_1, \quad (4)$$

$$t_1 = t_0 + \frac{L_f \cdot i_p}{v_1 - v_2}. \quad (5)$$

### - Intervalo resonante ( $t_1, t_2$ ):

$$i_{Lf} = \frac{v_1 - v_2}{Z_c} \text{sen}[\omega_R(t - t_1)] + i_p \text{cos}[\omega_R(t - t_1)], \quad (6)$$

$$v_{sw} = v_2 + (v_1 - v_2) \text{cos}[\omega_R(t - t_1)] - i_p Z_c \text{sen}[\omega_R(t - t_1)], \quad (7)$$

$$t_2 = t_1 + \frac{1}{\omega_R} \cdot \arccos \left[ \frac{-b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4a_1 c_1}}{2a_1} \right], \quad (8)$$

siendo:

$$C_T = C_{p1} + C_{p2}, \quad (9)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_T}}, \quad (10)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_f}{C_T}}, \quad (11)$$

$$a_1 = (i_p Z_c)^2 + (v_1 - v_2)^2, \quad (12)$$

$$b_1 = 2v_2(v_1 - v_2), \quad (13)$$

$$c_1 = v_2^2 - (i_p Z_c)^2. \quad (14)$$

### - Intervalo lineal ( $t_2, t_3$ ):

$$i_{Lf} = i_{Lf-t_2} - \frac{v_2}{L_f} (t - t_2), \quad (15)$$

$$v_{sw} = 0, \quad (16)$$

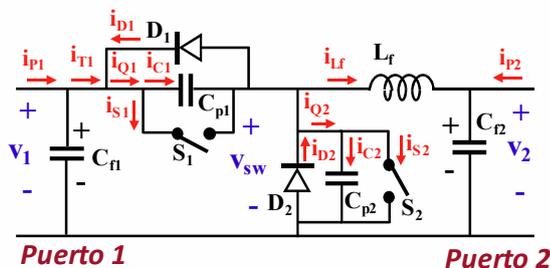


Fig. 4: Circuito equivalente al circuito de la Fig. 1, usado para obtener los modelos estáticos.

$$t_3 = t_2 + \frac{L_f \cdot i_{Lf-t_2}}{v_2}, \quad (17)$$

siendo  $i_{Lf-t_2}$  el valor de  $i_{Lf}$  en el instante  $t_2$ , que se obtiene fácilmente desde (6).

### - Intervalo lineal ( $t_3, t_4$ ):

$$i_{Lf} = -\frac{v_2}{L_f} (t - t_3), \quad (18)$$

$$v_{sw} = 0, \quad (19)$$

$$t_4 = t_3 - \frac{L_f \cdot i_v}{v_2}. \quad (20)$$

### - Intervalo resonante ( $t_4, t_5$ ):

$$i_{Lf} = \frac{-v_2}{Z_c} \text{sen}[\omega_R(t - t_4)] + i_v \text{cos}[\omega_R(t - t_4)], \quad (21)$$

$$v_{sw} = v_2 - v_2 \text{cos}[\omega_R(t - t_4)] - i_v Z_c \text{sen}[\omega_R(t - t_4)], \quad (22)$$

$$t_5 = t_4 + \frac{1}{\omega_R} \cdot \arccos \left[ \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4a_2 c_2}}{2a_2} \right], \quad (23)$$

siendo:

$$a_2 = (i_v Z_c)^2 + v_2^2, \quad (24)$$

$$b_2 = 2v_2(v_1 - v_2), \quad (25)$$

$$c_2 = -(i_v Z_c)^2 + (v_1 - v_2)^2. \quad (26)$$

### - Intervalo lineal ( $t_5, t_6$ ):

$$i_{Lf} = i_{Lf-t_5} + \frac{v_1 - v_2}{L_f} (t - t_5), \quad (27)$$

$$v_{sw} = v_1, \quad (28)$$

$$t_6 = t_5 - \frac{L_f \cdot i_{Lf-t_5}}{v_1 - v_2} \quad (29)$$

siendo  $i_{Lf-t_5}$  el valor de  $i_{Lf}$  en el instante  $t_5$ , que se obtiene fácilmente desde (21).

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

$$t_s = t_6 - t_0. \quad (30)$$

Además de los cálculos anteriores, es preciso realizar varias consideraciones importantes:

a) *Retraso en el encendido de los transistores:* Para conseguir ZVS, el encendido de un transistor debe retrasarse con relación al apagado del otro las cantidades  $t_{dR1}$  y  $t_{dR2}$ . Estas cantidades se calculan con las siguientes ecuaciones:

$$t_{dR1} = t_{2max} - t_1, \quad (31)$$

$$t_{dR2} = t_{5max} - t_4, \quad (32)$$

donde  $t_{2max}$  y  $t_{5max}$  son los valores máximos que pueden alcanzar  $t_2$  y  $t_5$ . El valor de  $t_{2max}$  se obtiene de (8-14) con  $v_1$  en su valor mínimo ( $v_{1min}$ ),  $v_2$  en su valor máximo ( $v_{2max}$ ) y con  $i_p$  en el menor valor que garantiza ZVS, que se va a llamar  $i_{p\text{crit}}$ . De forma similar,  $t_{5max}$  se obtiene de (21-26) con  $v_1$  en su valor máximo ( $v_{1max}$ ),  $v_2$  en su valor mínimo ( $v_{2min}$ ) y con  $i_v$  en el mayor valor que garantiza ZVS, que se va a llamar  $i_{v\text{crit}}$ .

b) *Valores críticos de las corrientes  $i_p$  e  $i_v$  para garantizar ZVS:* Para que  $v_{sw}$  alcance el valor 0 en  $t_2$  y el valor  $v_1$  en  $t_5$ , es necesario que en (8) y (23) se cumpla:

$$b_1^2 - 4a_1 c_1 \geq 0, \quad (33)$$

$$b_2^2 - 4a_2 c_2 \geq 0. \quad (34)$$

Teniendo en cuenta (12-14) y (24-26), (33) y (34) se convierten en:

$$i_p \geq \sqrt{\frac{v_1(2v_2-v_1)}{Z_C^2}}, \quad (35)$$

$$i_v \leq -\sqrt{\frac{v_1(v_1-2v_2)}{Z_C^2}}. \quad (36)$$

Para garantizar que siempre se consigue ZVS, (35) y (36) deben verificarse en las peores condiciones posibles que pueden darse al variar  $v_1$  entre los valores extremos  $v_{1min}$  y  $v_{1max}$  y al variar  $v_2$  entre  $v_{2min}$  y  $v_{2max}$ . Esto se traduce en las siguientes relaciones:

$$i_p \geq I_{pcrit}, \quad (37)$$

$$i_v \leq I_{vcrit}, \quad (38)$$

siendo:

$$I_{pcrit} = \sqrt{\frac{v_{1min}(2v_{2max}-v_{1min})}{Z_C^2}}, \text{ si } 2v_{2max} \geq v_{1min}, \quad (39)$$

$$I_{pcrit} = 0, \text{ si } 2v_{2max} < v_{1min}, \quad (40)$$

$$I_{vcrit} = -\sqrt{\frac{v_{1max}(v_{1max}-2v_{2min})}{Z_C^2}}, \text{ si } v_{1max} \geq 2v_{2min}, \quad (41)$$

$$I_{vcrit} = 0, \text{ si } v_{1max} < 2v_{2min} \quad (42)$$

c) *Carga eléctrica intercambiada entre las capacidades parásitas de los transistores  $C_{p1}$  y  $C_{p2}$* : En el intervalo resonante ( $t_1, t_2$ ), dicha carga vale:

$$q_{R1} = \int_{t_1}^{t_2} i_{Lf} dt = C_T v_1. \quad (43)$$

Igualmente, en el intervalo resonante ( $t_4, t_5$ ) se obtiene:

$$q_{R2} = \int_{t_4}^{t_5} i_{Lf} dt = -C_T v_1 = -q_{R1}, \quad (44)$$

es decir, la misma carga eléctrica es intercambiada entre las capacidades parásitas en ambos intervalos.

Para estudiar el control del convertidor y obtener su modelo de pequeña señal, es primordial evaluar los valores medios de las corrientes eléctricas  $i_{T1}$  e  $i_{Lf}$  (Fig.4), que se van a denominar  $i_{T1av}$  e  $i_{Lfav}$  (véase la Fig. 5). Estas corrientes se calculan fácilmente desde las correspondientes cargas eléctricas  $q_{T1}$  y  $q_{Lf}$ :

$$i_{T1av} = \frac{q_{T1}}{t_s}, \quad (45)$$

$$i_{Lfav} = \frac{q_{Lf}}{t_s}. \quad (46)$$

A su vez, estas cargas totales se pueden calcular a partir de las cargas parciales correspondientes a cada intervalo. Teniendo en cuenta (44), las cargas eléctricas totales no van a depender de las cargas intercambiadas por las capacidades parásitas en los intervalos resonantes, resultando finalmente:

$$q_{T1} = q_{01} + q_{56}, \quad (47)$$

$$q_{Lf} = q_{01} + q_{23} + q_{34} + q_{56}, \quad (48)$$

donde:

$$q_{01} = \int_{t_0}^{t_1} i_{Lf} dt, \quad (49)$$

$$q_{23} = \int_{t_2}^{t_3} i_{Lf} dt, \quad (50)$$

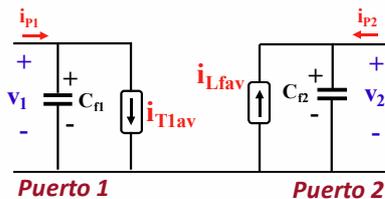


Fig. 5: Circuito equivalente promediado del circuito de la Fig. 1.

$$q_{34} = \int_{t_3}^{t_4} i_{Lf} dt, \quad (51)$$

$$q_{56} = \int_{t_5}^{t_6} i_{Lf} dt. \quad (52)$$

El cálculo de estas cargas (y por tanto de  $i_{T1av}$  e  $i_{Lfav}$ ) no conduce a expresiones analíticas sencillas que permitan establecer la interdependencia de las variables eléctricas (por ejemplo, el valor de  $i_{Lfav}$  en función de  $i_p$  e  $i_v$ ). Por esta razón resulta necesario realizar algún tipo de aproximación que facilite los cálculos estáticos y dinámicos.

### III. PRIMERA APROXIMACIÓN: CORRIENTE CONSTANTE EN LOS INTERVALOS RESONANTES

La Fig. 6 muestra la primera aproximación que se va a realizar: la corriente se considera constante durante el periodo resonante, considerándose que la carga eléctrica intercambiada por las capacidades parásitas  $C_{p1}$  y  $C_{p2}$  es la realmente intercambiada entre ellas, según (43) y (44). Esto significa que los valores de  $i_{Lf}$  durante ( $t_1, t_2$ ) y ( $t_4, t_5$ ) son, respectivamente,  $i_p$  e  $i_v$ . Las duraciones de estos intervalos se ajustan para que el valor de la carga total intercambiada entre  $C_{p1}$  y  $C_{p2}$  sea el dado por (43) y (44). Por tanto, (8) y (23) se pueden reescribir como:

$$t_2 = t_1 + \frac{v_1}{i_p} C_T, \quad (53)$$

$$t_5 = t_4 - \frac{v_1}{i_v} C_T. \quad (54)$$

Estas aproximaciones simplifican enormemente el cálculo de  $i_{T1av}$  y de  $i_{Lfav}$  y simplificarán también la obtención del modelo dinámico del convertidor. Así, las cargas eléctricas mostradas en la Fig. 6 se pueden calcular como sigue:

$$q_{01} = \frac{L_f}{2} \cdot \frac{i_p^2}{v_1 - v_2}, \quad (55)$$

$$q_{23} = \frac{L_f}{2} \cdot \frac{i_p^2}{v_2}, \quad (56)$$

$$q_{34} = -\frac{L_f i_v^2}{2} \cdot \frac{1}{v_2}, \quad (57)$$

$$q_{56} = -\frac{L_f i_v^2}{2} \cdot \frac{1}{v_1 - v_2}, \quad (58)$$

y entonces (47) y (48) quedan de la siguiente forma:

$$q_{T1} = \frac{L_f}{2} (i_p^2 - i_v^2) \left[ \frac{1}{v_1 - v_2} \right], \quad (59)$$

$$q_{Lf} = \frac{L_f}{2} (i_p^2 - i_v^2) \left[ \frac{1}{v_1 - v_2} + \frac{1}{v_2} \right]. \quad (60)$$

Con relación a las ecuaciones usadas para obtener los valores de los eventos temporales, (5) sigue siendo válida, pero las ecuaciones para obtener los valores de  $t_3, t_4$  and  $t_6$  son ahora:

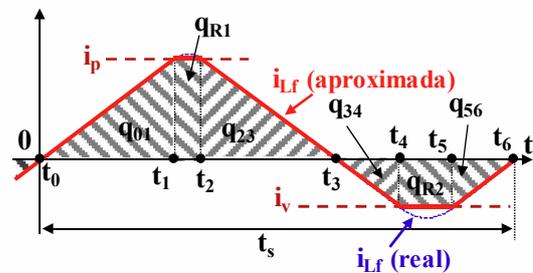


Fig. 6: Corrientes y cargas eléctricas en el modelo correspondiente a la primera aproximación.

$$t_3 = t_2 + \frac{L_f i_p}{v_2}, \quad (61)$$

$$t_4 = t_3 - \frac{L_f i_v}{v_2}, \quad (62)$$

$$t_6 = t_5 - \frac{L_f i_v}{v_1 - v_2}. \quad (63)$$

El periodo de conmutación se puede obtener de (30), teniendo en cuenta (5), (53), (54), (61), (62) y (63). El resultado es el siguiente:

$$t_s = L_f (i_p - i_v) \frac{v_1}{(v_1 - v_2)v_2} + v_1 C_T \frac{i_v - i_p}{i_p i_v}. \quad (64)$$

Finalmente,  $i_{Lfav}$  y  $i_{T1av}$  se pueden calcular desde (46) y (45), resultando:

$$i_{Lfav} = \frac{1}{2} \cdot \frac{i_p + i_v}{1 - \frac{v_2(v_1 - v_2)}{i_p i_v Z_C^2}}, \quad (65)$$

$$i_{T1av} = \frac{v_2}{2v_1} \cdot \frac{i_p + i_v}{1 - \frac{v_2(v_1 - v_2)}{i_p i_v Z_C^2}}. \quad (66)$$

#### IV. SEGUNDA APROXIMACIÓN: INTERVALOS RESONANTES DE DURACIÓN DESPRECIABLE

En la segunda aproximación se va a establecer que los periodos resonantes son poco significativos frente al periodo total (véase la Fig. 7), esencialmente por que la carga resonante  $q_{R1}$  es mucho menor que la carga total transferida a cualquiera de los puertos (por ejemplo, al Puerto 1). Teniendo en cuenta (53) y (60), (64) se puede reescribir de las siguientes formas:

$$t_s = q_{Lf} \left[ \frac{2}{i_p + i_v} + \lambda \frac{i_v - i_p}{i_p i_v} \right], \quad (67)$$

donde  $\lambda = q_{R1}/q_{Lf}$ . Como  $q_{Lf}$  es independiente de  $q_{R1}$ , la condición de  $q_{R1} \ll q_{Lf}$  equivale a  $\lambda \rightarrow 0$ . Por tanto:

$$\lim_{\lambda \rightarrow 0} t_s = \frac{2q_{Lf}}{i_p + i_v} = \frac{L_f v_1 (i_p + i_v)}{(v_1 - v_2)v_2}. \quad (68)$$

Teniendo en cuenta (68), el cálculo de  $i_{Lfav}$  y de  $i_{T1av}$  desde (46) y (45) conduce a:

$$i_{Lfav} = \frac{i_p + i_v}{2}, \quad (69)$$

$$i_{T1av} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_p + i_v}{2}. \quad (70)$$

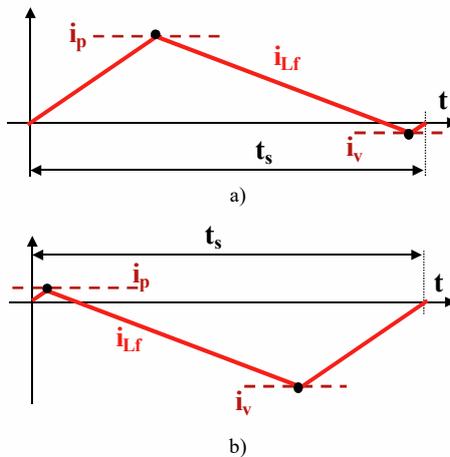


Fig. 7. Corriente  $i_{Lf}$  según la segunda aproximación cuando se inyecta corriente en el Puerto 2 (a) y en el Puerto 1 (b).

#### V. ELECCIÓN DE LA VARIABLE DE CONTROL

La minimización de las pérdidas en conducción del convertidor requiere disminuir lo más posible el valor eficaz de las corrientes por la bobina y los transistores. Para ello, es necesario que cuando se inyecta energía al Puerto 2 y, por tanto,  $i_c$  se elige acorde con (1),  $i_v$  se elija coincidente con  $I_{verit}$ . De forma simétrica, cuando se inyecta energía al Puerto 1 y, por tanto,  $i_c$  se elige acorde con (2), es necesario que  $i_p$  se elija coincidente con  $I_{perit}$ . Teniendo en cuenta todo esto, las ecuaciones anteriores se transforman como sigue:

a) *Inyección de energía al Puerto 2*: En las ecuaciones (64-66), correspondientes a la primera aproximación, y en las ecuaciones (68-70), correspondientes a la segunda aproximación, se sustituye  $i_p$  por  $i_c$  e  $i_v$  por  $I_{verit}$ .

b) *Inyección de energía al Puerto 1*: En las ecuaciones (64-66) y en las ecuaciones (68-70), se sustituye  $i_v$  por  $i_c$  e  $i_p$  por  $I_{perit}$ .

En el caso de poder desprejir los intervalos resonantes (segunda aproximación), también cabe la posibilidad de desprejir los valores de  $I_{verit}$  (en el caso de inyección de energía al Puerto 2) y de  $I_{perit}$  (cuando se inyecta energía al Puerto 1).

Los valores extremos de  $i_c$  son un valor positivo al que se va a denominar  $i_{cmax}$  y un valor negativo al que se va a denominar  $i_{cmin}$ . El control del convertidor mediante el valor de  $i_c$ , manteniendo constante o bien el valor de  $i_v$  (inyección de energía en el Puerto 2) o bien el valor de  $i_p$  (inyección de energía en el Puerto 1), origina que la frecuencia de conmutación  $f_s = 1/t_s$  no sea constante, tal y como se desprende del análisis de las ecuaciones (64) y (68). Para realizar un correcto dimensionado de los componentes del convertidor, resulta de especial interés calcular los valores extremos de  $f_s$ . La inspección de (64) y (68) pone de manifiesto que el periodo de conmutación  $t_s$  es:

- Una función monótona creciente del valor absoluto de la variable de control  $i_c$ , sea coincidente con  $i_p$  o con  $i_v$ .

- Una función monótona decreciente de  $v_1$ .

- La dependencia frente a  $v_2$  requiere un estudio más elaborado (aunque sencillo). Una vez elegido  $v_1 = v_{1max}$  para buscar el mínimo valor de  $t_s$ , éste se alcanza en el valor  $v_{1max}/2$  (si  $v_{1max}/2 < v_{2max}$ ), o en  $v_{2max}$  (si  $v_{1max}/2 > v_{2max}$ ). Para buscar el máximo de  $t_s$ , una vez elegido  $v_1 = v_{1min}$ , éste siempre se encuentra en  $v_{2max}$ .

Como conclusión de lo anterior, los valores extremos de  $t_s$  se calculan a partir de (64) o (68), dependiendo de la precisión requerida, como sigue:

a) Caso de inyección de energía en el Puerto 2:

- $t_{smax}$  se calcula con  $i_p = i_{cmax}$ ,  $v_1 = v_{1min}$  y  $v_2 = v_{2max}$ .

- $t_{smin}$  se calcula con  $i_p = i_{perit}$ ,  $v_1 = v_{1max}$  y  $v_2 = \min\{v_{1max}/2, v_{2max}\}$ .

b) Caso de inyección de energía en el Puerto 1:

- $t_{smax}$  se calcula con  $i_v = i_{cmin}$ ,  $v_1 = v_{1min}$  y  $v_2 = v_{2max}$ .

- $t_{smin}$  se calcula con  $i_v = i_{verit}$ ,  $v_1 = v_{1max}$  y  $v_2 = \min\{v_{1max}/2, v_{2max}\}$ .

## VI. COMPARACIÓN DE LAS APROXIMACIONES

La Fig. 8 muestra los valores de  $i_{L_{fav}}$  en distintas situaciones de inyección de energía en el Puerto 2 (por tanto con  $i_p = i_c$  e  $i_v = I_{vcrit}$ ), obtenidos según las expresiones (46), (65) y (69), en este último caso contemplando también la opción de  $i_v = 0$ . El convertidor al que corresponden presenta las siguientes características:

$$V_{1nom} = 48 \text{ V}, v_{1max} = 58 \text{ V}, v_{1min} = 38 \text{ V}, v_{2nom} = 24 \text{ V}, \\ v_{2max} = 29 \text{ V}, v_{2min} = 19 \text{ V}, L_f = 15 \text{ } \mu\text{H}, i_{cmax} = 8 \text{ A}.$$

Los valores  $v_{1nom}$  y  $v_{2nom}$  son los valores nominales de las tensiones  $v_1$  y  $v_2$ , respectivamente. El valor de  $C_T$  (capacidad equivalente en paralelo de ambos transistores) es de 1 nF. Con estos valores de  $L_f$  y  $C_T$ , se obtiene:

$$I_{perit} = 0,225 \text{ A}, I_{vcrit} = -0,278 \text{ A}, f_{smax} = 1,12 \text{ MHz}, f_{smin} = 62 \\ \text{kHz}, t_{dR1} = 231 \text{ ns}, t_{dR2} = 255 \text{ ns}, Z_C = 122,5 \text{ } \Omega.$$

Como se puede apreciar, la mejor aproximación al comportamiento teórico completo (aprox #0) se logra con la primera aproximación (aprox #1), mientras que segunda aproximación con la suposición de  $I_{vcrit} = 0$  (aprox #2bis) es la que da peores resultados. También se observa que la primera aproximación da mejores resultados en la predicción de  $i_{L_{fav}}$  cuando  $v_2 = v_1/2$  (que es la situación correspondiente a estar trabajando en las condiciones nominales de este caso particular).

## VII. CONCLUSIONES

En este primer artículo sobre el estudio del convertidor síncrono bidireccional controlado en modo de corriente triangular se ha analizado exhaustivamente su comportamiento estático. La consideración de los intervalos resonantes que aparecen en la operación de este convertidor complica la obtención de ecuaciones fácilmente derivables que posibiliten la obtención del modelo dinámico, que será un modelo promediado de pequeña señal.

Para poder llegar a un modelo dinámico útil, es necesario simplificar el modelo estático. En este primer artículo se proponen dos simplificaciones que conducen a dos modelos estáticos aproximados:

- 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 de ellos 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 de la corriente está en el valor calculado para garantizar ZVS ( $I_{vcrit}$  o  $I_{perit}$ ) o en cero.

Los modelos estáticos desarrollados en este primer artículo darán lugar a dos modelos de dinámicos que serán descritos y comprobados experimentalmente en el artículo que supondrá la segunda parte de este trabajo.

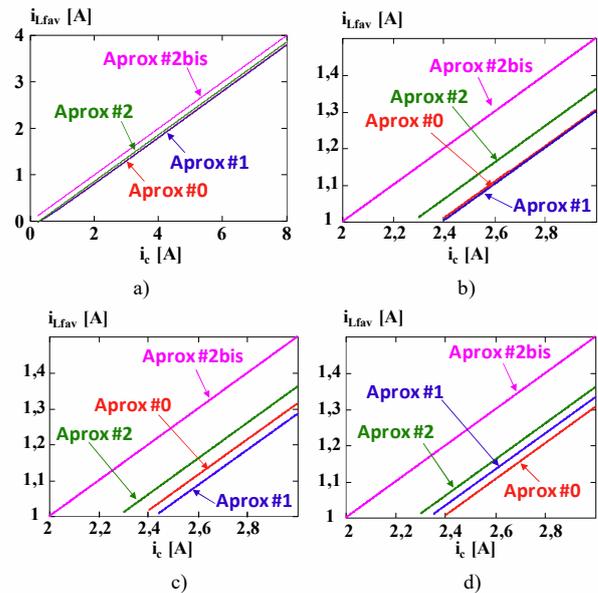


Fig. 8. Valores de la corriente  $i_{L_{fav}}$  dependiendo de la aproximación usada y de los valores de  $v_1$  y  $v_2$ . a) Escala amplia de corrientes y  $v_1 = v_{1nom}$  y  $v_2 = v_{2nom}$ . b) Idénticas condiciones, pero escala reducida. c) Escala reducida y  $v_1 = v_{1max}$  y  $v_2 = v_{2min}$ . d) Escala reducida y  $v_1 = v_{1min}$  y  $v_2 = v_{2max}$ . En todos los casos se han representado los comportamientos completo (Aprox #0), usando la primera aproximación (Aprox #1), la segunda (Aprox #2), y la segunda con  $I_{vcrit} = 0$  (Aprox #2bis).

## VIII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado 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.

## IX. REFERENCIAS

- [1] V. Vorperian, "Quasi-square-wave converters: topologies and analysis", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, abril de 1988, pp. 183-191.
- [2] D. Maksimovic, "Design of the zero-voltage-switching quasi-square-wave resonant switch", IEEE Power Electronics Specialists Conference, junio de 1993, pp. 323-329.
- [3] C. Marxgut, J. Biela y J. W. Kolar, "Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density," International Power Electronics Conference (ECCE ASIA), junio de 2010, pp. 1725-1732.
- [4] A. Vázquez, K. Martín, M. Arias y J. Sebastián, "Variable-Width Hysteretic Analog Control for QSW-ZVS and TCM Source/Sink Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 3, marzo de 2020, pp. 3195-3207.