

Colocación y cálculo del *snubber* de enclavamiento de un convertidor SEPIC que trabaja como Emulador de Resistencia automático

Javier Sebastián, Abraham López, Duberney Murillo-Yarce, Juan Rodríguez y Diego González-Lamar
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Campus de Viesques s/n, Universidad de Oviedo
33204 Gijón. España. Email: sebas@uniovi.es

Resumen— Los convertidores CC/CC que poseen aislamiento galvánico y un único transistor de potencia necesitan elementos que acoten los picos de tensión que aparecen al comienzo de los periodos de bloqueo del transistor. Estos elementos reciben el nombre de "*snubbers* de enclavamiento". Su emplazamiento en la estructura del convertidor y su cálculo son bien conocidos en el caso de convertidores con dos elementos reactivos, como el convertidor indirecto (*Flyback*). Cuando se trata de convertidores con un número mayor de elementos reactivos, aparecen más ubicaciones posibles para el *snubber* de enclavamiento. Si, además, el convertidor trabaja como Emulador de Resistencia (ER) en una conversión CA/CC, su cálculo se complica porque las magnitudes eléctricas del convertidor varían en sincronismo con la variación senoidal de la tensión de red. En este artículo se valoran cuatro opciones posibles de conexión de un *snubber* de enclavamiento en un convertidor SEPIC que trabaja como ER automático, es decir, en Modo Discontinuo de Conducción (MDC) y a ciclo de trabajo constante durante un periodo de red. En estas cuatro opciones se analiza cuál debe ser el valor de la resistencia del *snubber* de enclavamiento necesaria para conseguir un determinado valor del parámetro λ , definido como el cociente entre el valor que va adquirir el pico de tensión en el transistor y el valor que tendría si no hubiera inductancia de dispersión en el elemento magnético que genera el aislamiento galvánico. Asimismo, se calcula la potencia perdida en la resistencia del *snubber* de enclavamiento, pudiéndose seleccionar qué opción es la más ventajosa. Los resultados obtenidos han sido corroborados por simulación con PSIM y por experimentación en un prototipo.

Palabras clave— Convertidor SEPIC, *Snubbers* de enclavamiento, Correctores del factor de potencia.

I. INTRODUCCIÓN

En muchas ocasiones, tanto la conversión CA/CC como la conversión CC/CC debe realizarse con aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, lo que implica la incorporación de un transformador o de una bobina con dos devanados independientes. La interrupción brusca de la corriente en este elemento magnético provoca problemas, que se derivan del hecho de que el acoplamiento entre devanados nunca es ideal. Si la topología del convertidor CC/CC es tal que la tensión sobre el transistor queda acotada, como ocurre en los convertidores en puente completo y medio puente alimentados en tensión, la presencia de la inductancia de dispersión provoca oscilaciones parásitas que incrementan las Interferencias Electromagnéticas (EMI), pero que no ponen en peligro a los transistores. Este problema es superable con estrategias de

control adecuadas en los transistores (control por fase desplazada en el puente completo y control asimétrico en el medio puente). Sin embargo, en otras muchas topologías el problema descrito puede poner en peligro la supervivencia del transistor, si no se ataja adecuadamente. Éste es el caso de convertidores tan populares como el convertidor indirecto o de retroceso (*Flyback*), el convertidor directo (*Forward*), el convertidor simétrico (*Push-Pull*) alimentado en tensión, las versiones con aislamiento galvánico de los convertidores SEPIC, Cuk y Zeta y los convertidores alimentados en corriente. En estos casos, es preciso utilizar circuitería adicional para limitar la tensión en los transistores y aminorar las oscilaciones parásitas. Esta circuitería puede denominarse con el término general de "redes de protección". Sin embargo, es más frecuente utilizar el término en inglés "*snubber*" para su denominación [1].

Existen *snubbers* activos (que usan transistores adicionales [2]) y *snubbers* pasivos (que no utilizan transistores adicionales). Entre estos últimos, los que presentan mayor flexibilidad para su uso son los *snubbers* pasivos y disipativos. Dos de los más habitualmente utilizados aparecen en la Fig. 1, representados para el caso particular del convertidor indirecto o de retroceso (*Flyback*). El llamado "*snubber* de enclavamiento" es el encargado de limitar el pico de tensión drenador-fuente en el transistor. Con su uso en este circuito en particular se pretende que toda la energía almacenada en la inductancia de dispersión sea transferida a un condensador, lo que implica que la corriente por dicha inductancia llegue a cero y quede enclavada en cero por la imposibilidad de conducción inversa del diodo. La carga eléctrica así inyectada al condensador debe quedar compensada con la carga que sale hacia algún punto del

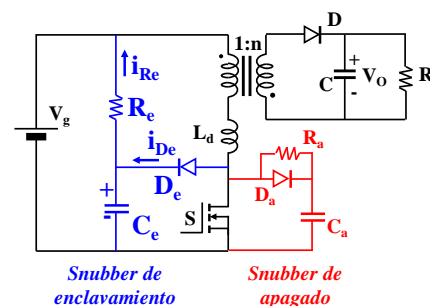


Fig. 1. *Snubbers* pasivos usados en un convertidor *Flyback*.

circuito, para conseguir que el circuito trabaje en régimen permanente. Este equilibrio se alcanzará con un determinado valor de la tensión sobre el condensador, que precisamente va a ser la tensión de enclavamiento del transistor. El valor de la resistencia R_e y su colocación en el circuito determinan el valor de la tensión de enclavamiento.

La posición de la resistencia de enclavamiento no es indiferente. Uno de sus extremos se ha colocado unido al positivo de la fuente V_g en la Fig. 1. Con esta colocación, la corriente i_{Re} circula tanto por R_e como por la fuente de tensión de entrada V_g , lo que propicia una devolución parcial de energía a la fuente de tensión V_g . Si ese extremo estuviera conectado a masa, no existiría esta devolución de energía.

Por otra parte, un convertidor CC/CC puede ser colocado entre un puente rectificador y un condensador de filtrado de baja frecuencia C_B (véase la Fig. 2) para configurar un convertidor CA/CC con alto factor de potencia y baja distorsión armónica en la entrada. Esto se consigue cuando el convertidor se comporta de tal manera que su corriente de entrada, promediada en un ciclo de conmutación, es proporcional a la tensión de entrada. Se dice entonces que el convertidor trabaja como un Emulador de Resistencia (ER). La manera más sencilla de conseguir este comportamiento (aunque no la única) es forzar al convertidor a trabajar siempre en Modo Discontinuo de Conducción (MDC).

En la Fig. 2 se muestra un convertidor *Flyback* trabajando como ER con la misma colocación del *snubber* de enclavamiento que en la Fig. 1. Sin embargo, el cálculo de la resistencia R_e será distinto en este caso por varias razones:

- a) La tensión de entrada $v_g(\phi)$ ahora no es constante, sino que varía continuamente con el ángulo de red ϕ .
- b) La energía que se almacena en la inductancia de dispersión va cambiando también con el ángulo de red ϕ , al cambiar de la misma forma la corriente manejada por el convertidor.

Por otra parte, la colocación de R_e con uno de sus extremos conectado a la salida del puente rectificador podría distorsionar la corriente en las cercanías del paso por cero de la tensión de red. Este efecto es, en la práctica, poco significativo.

El caso que se va a estudiar en este artículo va a ser el del convertidor SEPIC mostrado en la Fig. 3(a). Este convertidor

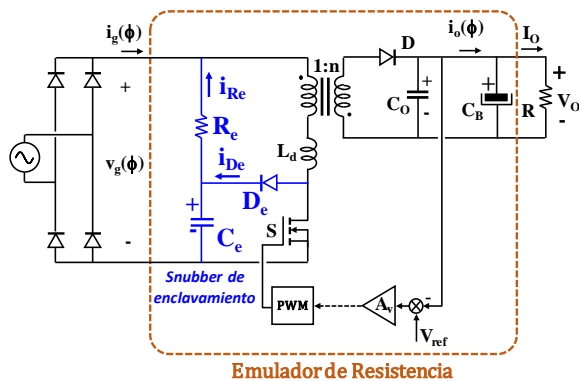


Fig. 2. Convertidor *Flyback* utilizado como ER automático.

operará en MDC, para que pueda trabajar como ER automático, controlado únicamente desde un lazo de tensión lento.

II. EL CONVERTIDOR SEPIC TRABAJANDO COMO EMULADOR DE RESISTENCIA AUTOMÁTICO

En el convertidor de la Fig. 3(a), el condensador intermedio C se diseña de tal forma que el rizado de tensión de la frecuencia de conmutación es despreciable, mientras que permite que su tensión cambie al ritmo del doble de la frecuencia de la red. Analizando el lazo compuesto por el puente rectificador de entrada, la bobina L , el condensador C y la bobina L_m , se concluye que:

$$v_g(\varphi) = v_c(\varphi). \quad (1)$$

Las formas de onda de corriente por el transistor se han representado en la Fig. 3(b). Para facilitar la comprensión del dibujo, los periodos de conmutación T_s y de red T_L no se han dibujado a escala real. La tensión a la salida del rectificador de entrada se puede expresar como:

$$v_g(\varphi) = V_g |\text{sen}(\varphi)|, \quad (2)$$

donde V_g es el valor de pico de la tensión de red. Como el convertidor está operando como ER, se cumple:

$$i_g(\varphi) = I_g |\text{sen}(\varphi)|, \quad (3)$$

donde I_g es el valor de pico de la corriente de red e $i_g(\phi)$ es el valor promediado en un ciclo de conmutación de la corriente por la bobina L . Vamos a definir la relación de conversión en el pico de la tensión de red como:

$$M = \frac{V_o}{nV_g}. \quad (4)$$

Para que el convertidor opere en MDC clásico, deben cumplirse las siguientes condiciones [3], [4], [5], [6]:

- a) Para evitar el modo continuo de conducción (MCC):

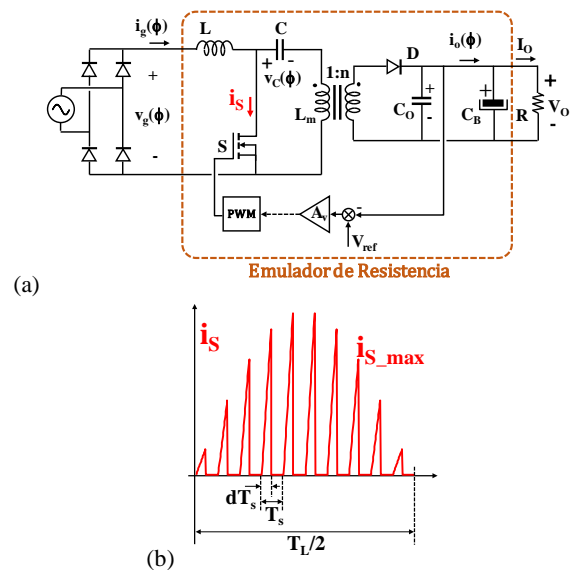


Fig. 3. (a) Convertidor SEPIC utilizado como ER automático: (a) Esquema. (b) Forma de onda de la corriente por el transistor.

$$d < \frac{M}{M+1}. \quad (5)$$

b) Para evitar que el convertidor opere en modos discontinuos distintos del clásico:

$$L_m < ML. \quad (6)$$

El valor de I_g vale [5]:

$$I_g = \frac{d^2(L+L_m)T_S}{2LL_m} V_g. \quad (7)$$

Un sencillo balance de potencias medias en un semiperiodo de red nos permite relacionar I_g con los valores de V_o y de R :

$$I_g = \frac{2V_o^2}{V_g R}. \quad (8)$$

En un periodo de conmutación, el valor promediado de la corriente por el condensador C será cero en régimen permanente. Por tanto, el valor promediado en un periodo de conmutación de $i_g(\phi)$ y de la corriente por el transistor, $i_s(\phi)$, coincidirán. Por tanto, el valor máximo que alcanzará $i_s(\phi)$ en cada ángulo de red será (Fig. 3(b)):

$$i_{s,max}(\varphi) = \frac{2i_g(\varphi)}{d} = \frac{2I_g}{d} |\text{sen}(\varphi)|. \quad (9)$$

En el circuito de la Fig. 3(a), el elemento magnético que confiere aislamiento galvánico al convertidor es una bobina con dos devanados, siendo L_m la inductancia del devanado primario. El acoplamiento de este elemento magnético se ha considerado ideal en el análisis anterior. Sin embargo, siempre existirá un cierto grado de imperfección en el acoplamiento, que se puede modelar añadiendo una inductancia de dispersión L_d . La presencia de L_d justifica el uso del citado *snubber*.

III. OPCIONES DE LA COLOCACIÓN DE UN SNUBBER DE ENCLAVAMIENTO

En la Fig. 4 se muestran las cuatro posibilidades de conexión de un *snubber* de enclavamiento para proteger al transistor de la Fig. 3(a). El objetivo de este trabajo es analizar en cuál de ellas se produce la mínima disipación de potencia en la resistencia R_e , permitiendo que la tensión máxima en el transistor S sea la misma en los cuatro casos.

Si no existiera inductancia de dispersión, la tensión drenador-fuente en S cuando está en estado de bloqueo sería:

$$v_{S,OFF}(\varphi) = v_c(\varphi) + \frac{V_o}{n}. \quad (10)$$

Teniendo en cuenta (1), (2) y (9) obtenemos:

$$v_{S,OFF}\left(\frac{\pi}{2}\right) = V_g + \frac{V_o}{n}. \quad (11)$$

La presencia de la inductancia de dispersión va a propiciar que la tensión drenador-fuente en S sea mayor que este valor, siendo la misión del *snubber* limitarla. Vamos a llamar λ al parámetro que valora el aumento de esta tensión:

$$v_{S,pico} = \lambda(v_{S,OFF}\left(\frac{\pi}{2}\right)) = \lambda(V_g + \frac{V_o}{n}), \quad (12)$$

que, teniendo en cuenta (4), queda:

$$v_{S,pico} = \lambda V_g (1 + M). \quad (13)$$

La Fig. 5(a) muestra un circuito equivalente adecuado para analizar las cuatro opciones de colocación del *snubber* de enclavamiento de la Fig. 4. Corresponde a la parte del periodo

de conmutación en el que el transistor S está en estado de bloqueo, y sirve para calcular la forma de onda de la corriente i_{De} . En un determinado ciclo de conmutación, el valor inicial de la corriente i_{De} coincide con el valor de la corriente i_s al final del periodo de conducción del transistor S , $i_{s,max}$. Con valores reales de L_d , la corriente i_{De} va a circular durante una pequeña fracción del periodo de conmutación, al que se va a llamar t_c . Durante ese tiempo, se ha admitido que la corriente i_g no sufre variaciones significativas, por lo que se ha representado por una fuente de corriente. En esta figura, las fuentes de tensión v_1 , v_2 y v_3 toman distintos valores en función de la opción de *snubber* elegida. En las opciones A y B se cumple:

$$v_2 = 0, \quad v_3 = v_g(\varphi) + \frac{V_o}{n}, \quad (14)$$

mientras que en las opciones C y D se cumple:

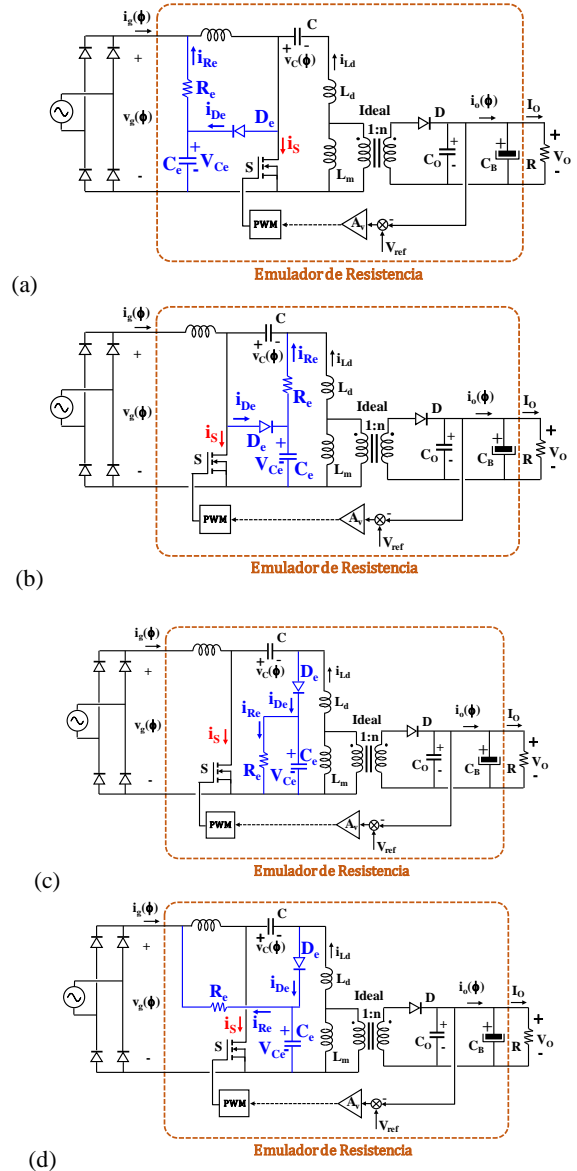


Fig. 4. Diversas posibilidades de inserción de un *snubber* de enclavamiento en un convertidor SEPIC utilizado como ER. (a) Opción A. (b) Opción B. (c) Opción C. (d) Opción D.

$$v_2 = v_g(\varphi), \quad v_3 = \frac{V_o}{n}. \quad (15)$$

Como se muestra en (14) y (15), el valor de las fuentes de tensión v_2 y v_3 no cambia en un ciclo de conmutación. Por tanto, la forma de onda de la corriente i_{De} será una rampa, tal y como se aprecia en la Fig. 5(b). Teniendo en cuenta esto, se puede calcular fácilmente el tiempo de conducción del diodo D_e aplicando la Ley de Faraday:

$$t_e(\varphi) = \frac{L_d i_{S, \max}(\varphi)}{V_{Ce} - v_3}. \quad (16)$$

El valor medio de i_{De} en un periodo de conmutación será:

$$\langle i_{De}(\varphi) \rangle_{T_S} = \frac{L_d (i_{S, \max}(\varphi))^2}{2T_S (V_{Ce} - v_3)}. \quad (17)$$

Teniendo en cuenta (9), la ecuación (17) pasa a ser:

$$\langle i_{De}(\varphi) \rangle_{T_S} = \frac{2L_d I_g^2 [\text{sen}(\varphi)]^2}{d^2 T_S (V_{Ce} - v_3)}. \quad (18)$$

El valor medio de i_{De} en medio periodo de red será:

$$\langle i_{De}(\varphi) \rangle_{\pi} = \frac{2L_d I_g^2}{\pi d^2 T_S} \int_0^{\pi} \frac{[\text{sen}(\varphi)]^2}{V_{Ce} - v_3} d\varphi. \quad (19)$$

Por otra parte, el valor medio de i_{Re} en un periodo de conmutación será:

$$\langle i_{Re}(\varphi) \rangle_{T_S} = \frac{V_{Ce} - (v_1)_{T_S}}{R_e}, \quad (20)$$

y el valor medio de i_{Re} en medio periodo de red será:

$$\langle i_{Re}(\varphi) \rangle_{\pi} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{Ce} - (v_1)_{T_S}}{R_e} d\varphi. \quad (21)$$

La ecuación general para el cálculo de la R_e corresponde a igualar las ecuaciones (19) y (21) para que la corriente media por C_e sea nula. El resultado es:

$$\frac{2L_d I_g^2}{d^2 T_S} \int_0^{\pi} \frac{[\text{sen}(\varphi)]^2}{V_{Ce} - v_3} d\varphi = \frac{1}{R_e} \int_0^{\pi} (V_{Ce} - \langle v_1 \rangle_{T_S}) d\varphi. \quad (22)$$

Una vez calculada R_e , el valor de la potencia disipada en ella será:

$$P_{Re} = \frac{1}{\pi R_e} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} (V_{Ce} - v_1)^2 dt \right] d\varphi. \quad (23)$$

Las ecuaciones (22) y (23) van a ser la base para la comparación de las cuatro opciones representadas en la Fig. 4.

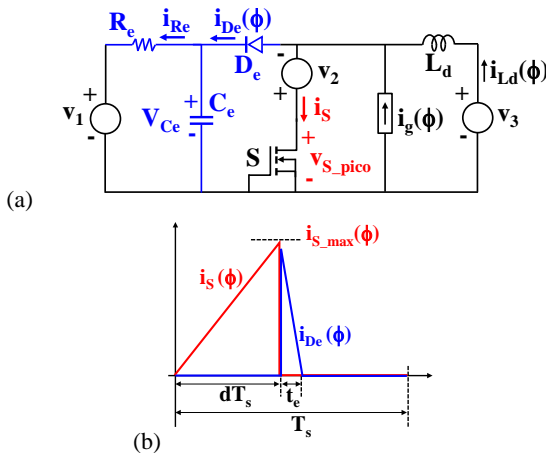


Fig. 5. (a) Circuito equivalente visto por las cuatro opciones de snubber. (b) Formas de onda de i_s e i_{De} .

A. Estudio de la Opción A.

Además de verificarse (14), se cumple:

$$v_1 = v_g(\varphi), \quad (24)$$

$$V_{Ce} = v_{S, \text{pico}} = \lambda V_g (1 + M). \quad (25)$$

Por tanto, la ecuación (22) pasa a ser:

$$\frac{2L_d I_g^2}{d^2 T_S V_g} H(\lambda, M) = \frac{V_g}{R_{e,A}} [\pi \lambda (1 + M) - 2], \quad (26)$$

donde $H(\lambda, M)$ vale:

$$H(\lambda, M) = \int_0^{\pi} \frac{[\text{sen}(\varphi)]^2}{\lambda(1+M) - M - |\text{sen}(\varphi)|} d\varphi, \quad (27)$$

y donde $R_{e,A}$ es el valor de R_e en este caso. De (26) se deduce fácilmente el valor de $R_{e,A}$:

$$R_{e,A} = R_{base} \frac{[\lambda(1+M) - \frac{2}{\pi}] \pi}{H(\lambda, M)}. \quad (28)$$

donde el valor de R_{base} es:

$$R_{base} = \frac{d^2 T_S V_g^2}{2L_d I_g^2}. \quad (29)$$

El valor de la potencia disipada en la resistencia $R_{e,A}$, calculada desde (23), es:

$$P_{Re,A} = \frac{V_g^2}{R_{e,A}} \left[\lambda^2 (1 + M)^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} \lambda (1 + M) \right]. \quad (30)$$

B. Estudio de la Opción B.

En este caso se verifican (14) y (25). Sin embargo, la forma de onda de v_1 es ahora mucho más compleja. Al tratarse de la tensión sobre dos bobinas en serie, se cumple:

$$\langle v_1 \rangle_{T_S} = 0. \quad (31)$$

Teniendo en cuenta (14), (25) y (30), la ecuación (22) pasa a ser ahora:

$$\frac{2L_d I_g^2}{d^2 T_S V_g} H(\lambda, M) = \frac{V_g}{R_{e,B}} [\pi \lambda (1 + M)]. \quad (32)$$

De (32) se deduce fácilmente el valor de $R_{e,B}$:

$$R_{e,B} = R_{base} \frac{[\lambda(1+M)] \pi}{H(\lambda, M)}. \quad (33)$$

Teniendo en cuenta cómo va a ser la de la forma sobre el elemento magnético acoplado y despreciando el efecto de L_d , se puede realizar el siguiente cálculo:

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} (V_{Ce} - v_1)^2 dt = v_g^2(\varphi) d + \frac{v_g(\varphi) V_o}{n} d + V_{Ce}^2, \quad (34)$$

y desde este valor y (23) calcular $P_{Re,B}$:

$$P_{Re,B} = \frac{V_g^2}{R_{e,B}} \left[\lambda^2 (1 + M)^2 + d \left(\frac{1}{2} + \frac{2M}{\pi} \right) \right]. \quad (35)$$

C. Estudio de la Opción C.

En este caso se verifica (15) y, además:

$$v_1 = 0, \quad (36)$$

$$V_{Ce} = \lambda V_g (1 + M) - V_g. \quad (37)$$

La ecuación (22) ahora se transforma en la siguiente:

$$\frac{2L_d I_g^2}{d^2 T_S} \int_0^{\pi} \frac{[\text{sen}(\varphi)]^2}{V_g [(\lambda-1)(1+M)]} d\varphi = \frac{V_g}{R_{e,C}} \int_0^{\pi} [\lambda(1+M) - 1] d\varphi. \quad (38)$$

De (38) se deduce fácilmente el valor de $R_{e,C}$:

$$R_{e,C} = R_{base} 2[\lambda(1+M) - 1](1+M)(\lambda - 1). \quad (39)$$

Una vez calculada $R_{e,C}$, el valor de la potencia disipada en ella se calculará desde (23):

$$P_{R_{e,C}} = \frac{V_g^2}{R_{e,C}} (\lambda(1+M) - 1)^2. \quad (40)$$

D. Estudio de la Opción D.

En este caso se verifican (15), (24) y (37). La ecuación (22) ahora se transforma en la siguiente:

$$\frac{2L_d d^2}{d^2 T_s} \int_0^\pi \frac{|\text{sen}(\varphi)|^2}{V_g[(\lambda-1)(1+M)]} d\varphi = \frac{V_g}{R_{e,D}} \int_0^\pi [\lambda(1+M) - 1 - |\text{sen}(\varphi)|] d\varphi. \quad (41)$$

De (41) se deduce fácilmente el valor de $R_{e,D}$:

$$R_{e,D} = R_{base} 2 \left[\lambda(1+M) - 1 - \frac{2}{\pi} \right] (1+M)(\lambda - 1). \quad (42)$$

La potencia disipada en $R_{e,D}$ se calculará desde (23):

$$P_{R_{e,D}} = \frac{V_g^2}{R_{e,D}} \left[(\lambda(1+M) - 1)^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} (\lambda(1+M) - 1) \right]. \quad (43)$$

E. Comparación de las cuatro opciones.

Para comparar las cuatro opciones, se define una potencia base que permitirá normalizar las potencias correspondientes a las ecuaciones (30), (35), (40) y (43):

$$P_{base} = \frac{V_g^2}{R_{base}}. \quad (44)$$

Los valores normalizados de la potencia disipada en la resistencia R_e en cada opción son, finalmente:

$$PN_A = \frac{\lambda^2(1+M)^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} \lambda(1+M)}{[\lambda(1+M) - \frac{2}{\pi}] \pi} H(\lambda, M), \quad (45)$$

$$PN_B = \frac{\lambda^2(1+M)^2 + d(\frac{1}{2} + \frac{2M}{\pi})}{\lambda(1+M)\pi} H(\lambda, M), \quad (46)$$

$$PN_C = \frac{\lambda(1+M) - 1}{2(1+M)(\lambda - 1)}, \quad (47)$$

$$PN_D = \frac{(\lambda(1+M) - 1)^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} \lambda(1+M) - 1}{2[\lambda(1+M) - 1 - \frac{2}{\pi}](1+M)(\lambda - 1)}. \quad (48)$$

En la Fig. 6 se muestran estos valores normalizados para distintos valores de M y de λ . Como se puede observar en esta figura, la Opción D es la que genera menores pérdidas. Sin embargo, para valores relativamente pequeños de M y de λ es la Opción C la que presenta menores pérdidas. El punto en el

que se igualan las pérdidas en estas dos opciones se puede obtener fácilmente desde (47) y (48), resultando ser:

$$M_{C-D} = \frac{\pi + 4}{4\lambda} - 1, \quad (49)$$

de tal forma que las pérdidas de la Opción D son menores que las de la Opción C si $M > M_{C-D}$. Por otra parte, la opción que origina mayores pérdidas es la Opción B, en la que las pérdidas dependen muy ligeramente del ciclo de trabajo d . También se puede observar que las pérdidas en las opciones A y C son muy similares en todos los casos.

IV. VERIFICACIÓN POR SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN

Para la verificación de que el proceso de cálculo del valor de la resistencia R_e y de las pérdidas en ella ha sido correcto, se han simulado las cuatro opciones de la Fig. 4 con PSIM. Los valores del convertidor han sido:

$$V_g = 169,71 \text{ V}; V_o = 48 \text{ V}; n = 0,318; M = 0,89;$$

$$I_g = 0,742 \text{ A}; d = 0,413; T_s = 10 \mu\text{s}; L_d = 1,46 \mu\text{H};$$

$$L = 3,19 \text{ mH}; L_m = 207 \mu\text{H}; \lambda = 1,4.$$

Con estos valores, la tensión que soportaría el transistor, si el acoplamiento de la bobina de dos devanados fuera perfecto, sería 320,7 V (11). El valor al que se va a acotar la tensión del transistor al existir inductancia de dispersión va a venir dada por (12), siendo en este caso de 450 V. La potencia de entrada al convertidor será 63 W y se calcula desde los valores de V_g e I_g . También se ha construido un prototipo similar al simulado, adaptable a la experimentación de las cuatro opciones, en este caso con potencias de entrada y salida de 71,3 W y 64,7 W, respectivamente, en el que se obtuvo $V_o = 48 \text{ V}$ con $d = 0,435$. Los valores de las resistencias a colocar en las distintas opciones se calculan usando (28), (33), (39) y (42), resultando:

$$R_{e,A} = 107,8 \text{ k}\Omega; R_{e,B} = 142,1 \text{ k}\Omega;$$

$$R_{e,C} = 75,8 \text{ k}\Omega; R_{e,D} = 46,5 \text{ k}\Omega.$$

En la Tabla I se muestra una comparación entre resultados teóricos, simulados y experimentales. Los resultados teóricos y simulados encajan muy bien, con errores menores del 7,2%. Con relación a los valores experimentales, se aprecia que tanto los valores de potencias disipadas en las resistencias de los *snubbers* como los valores de pico del transistor son menores que los calculados teóricamente. Esto se debe a que el método propuesto estima estos valores sin tener en cuenta que la

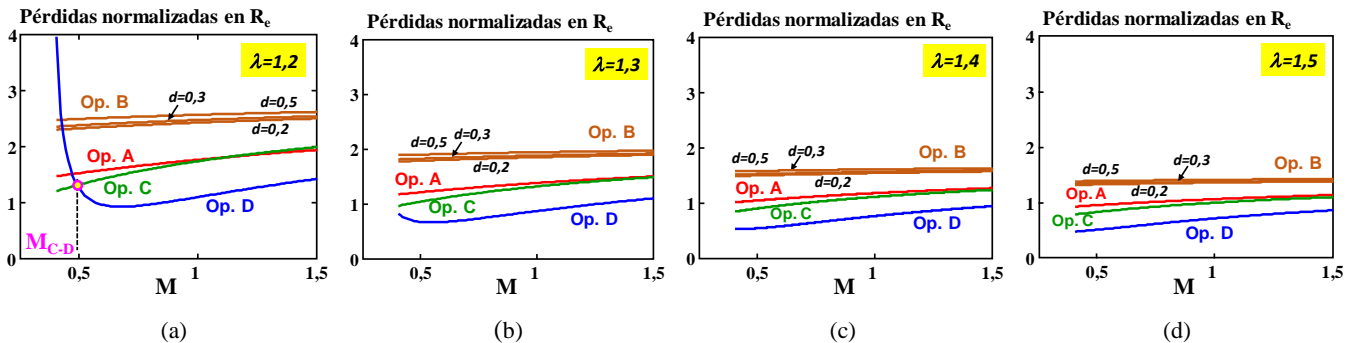


Fig. 6. Pérdidas normalizadas en R_e para diversos valores de λ : (a) $\lambda = 1,2$. (b) $\lambda = 1,3$. (c) $\lambda = 1,4$. (d) $\lambda = 1,5$.

Tabla I. Comparación entre valores teóricos, simulados y medidos.

	Snubber A	Snubber B	Snubber C	Snubber D
Pérdidas calculadas [W]	1,104	1,421	1,03	0,69
Pérdidas simuladas [W]	0,956	1,374	0,93	0,63
Pérdidas medidas [W]	0,634	1,1	0,749	0,411
V_{s_pico} simulada [V]	425,2	423,3	426,8	429,1
V_{s_pico} medida [V]	400	395	400	395

capacidad parásita de salida del transistor minora ambos valores, ya que parte de la energía almacenada en L_d es empleada en cargar dicha capacidad.

Los oscilogramas correspondientes a la tensión de salida del transistor cuando el convertidor opera en el pico de la tensión de red se muestran en la Fig. 7. En ellos se aprecia que la tensión de pico supera el valor de enclavamiento real (400 V, aproximadamente) formando un estrechísimo pico, que en la Fig. 4(a) se aprecia que es de unos 420 V. Este pico se debe a la inductancia parásita del diodo de enclavamiento y del condensador C_e (casos A y B) y del condensador C (casos C y D). Este pico de tensión no supone un peligro real para el transistor utilizado (un STP18N60DM2).

V. CONCLUSIONES

La colocación de un *snubber* pasivo de enclavamiento en un convertidor SEPIC que trabaja como ER automático no resulta indiferente. El estudio realizado permite obtener el valor de las pérdidas en la resistencia del *snubber*, así como el valor de esa resistencia para cada una de las opciones representadas en la Fig. 4. Los datos obtenidos se han normalizado, definiendo unos valores base de potencia y de resistencia. La comparación de los valores normalizados de pérdidas que van a existir en las cuatro opciones muestra que la opción que presenta menores pérdidas es la Opción D, al menos para los valores más habituales de diseño. Sin embargo, existe un valor frontera de M , denominado M_{C-D} , por debajo del cual la opción de menores pérdidas es la Opción C. El estudio también muestra que la Opción A presenta pérdidas sólo ligeramente superiores a la Opción C (incluso menores para valores muy grandes de M). La Opción B es siempre peor en todos los casos. Las conclusiones de este estudio han sido verificadas por simulación y experimentación, obteniéndose una buena concordancia con los resultados teóricos.

VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por los proyectos PID2022-136969OB-I00, PID2021-127707OB-C21 y MCINN-22-TED2021-130939B-I00 del Ministerio de Ciencia e Innovación.

VII. REFERENCIAS

[1] P.C. Todd, "Snubber circuits: Theory, design and application". Unitrode Power Supply Design Seminar, 1993, pp. 2.1-2.17.
 [2] B. Carsten. "Design techniques for transformer active reset circuits at high frequencies and power levels". High Frequency Power Conversion (HFPC) Conference, 1990, pp. 235-246.

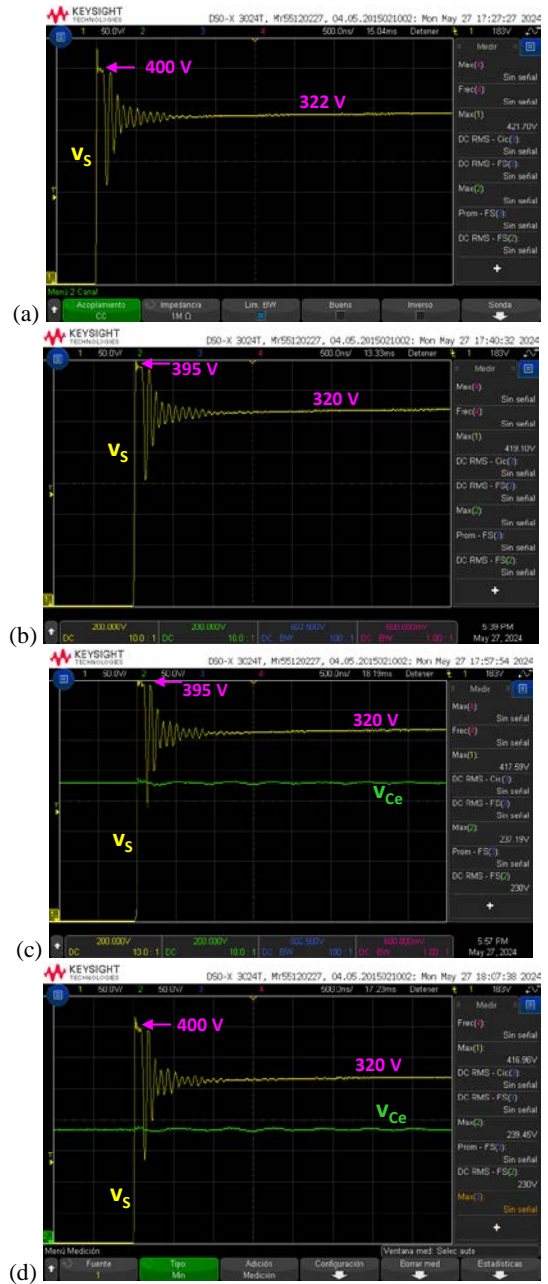


Fig. 7. Oscilogramas de la tensión drenador-fuente en S: (a) Opción A. (b) Opción B. (c) Opción C. (d) Opción D.

[3] J. Sebastián, J. A. Cobos, J. M. Lopera y J. Uceda. "The determination of the boundaries between continuous and discontinuous conduction modes in PWM dc-to-dc converters used as power factor preregulators". IEEE Trans. on Power Electronics, vol.10, nº 5, 1995, pp. 574-582.
 [4] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián y J. Uceda. "The discontinuous conduction mode SEPIC and Ćuk power factor preregulators: Analysis and design". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, nº 5, 1997, pp. 630-637.
 [5] J. Sebastián, D. Murillo-Yarce, M. M. Hernando y J. Rodríguez. "Operación como correctores automáticos del factor de potencia de los convertidores con múltiples modos discontinuos de conducción". SAAEI 2023.
 [6] D. Murillo-Yarce, J. Rodríguez, F. Loose, M. Hernando y J. Sebastián. "Study of SEPIC and Cuk converters working as Automatic Power Factor Corrector when operating in unusual discontinuous conduction modes". IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2024.