

Diseño del convertidor SEPIC con múltiples modos discontinuos de conducción para operación como corrector automático del factor de potencia de potencia

Duberney Murillo-Yarce, Javier Sebastián, Marta María Hernando y Juan Rodríguez
Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Campus de Viesques s/n, Universidad de Oviedo
33204 Gijón. España. Email: murilloduberney@uniovi.es

Resumen—Es bien conocido que con convertidores CC/CC operando en modo discontinuo de conducción se pueden realizar convertidores CA/CC que trabajen como correctores automáticos del factor de potencia (CAFPs). También es bien conocido que si el convertidor posee un único diodo, existirá también un único modo discontinuo. Sin embargo, en convertidores que poseen dos diodos y varias bobinas existe la posibilidad de operación en múltiples modos discontinuos. Un estudio reciente abordó el análisis sistemático de los múltiples modos discontinuos en convertidores CC/CC de propósito general, surgiendo el interés por la extensión de este estudio al caso del uso de estos convertidores como potenciales CAFP. Este artículo presenta algunos criterios para el diseño del convertidor SEPIC operando en múltiples modos discontinuos de conducción como CAFP. Los criterios obtenidos permiten seleccionar las bobinas y el ciclo de trabajo del convertidor para obtener un desempeño de CAFP cuasi ideal con valores reducidos de THD y esfuerzo de los interruptores. Una vez diseñado con los criterios sugeridos, el convertidor evolucionará por cada uno de los modos discontinuos en cada cuarto de ciclo de red, pudiéndose predecir cómo cambia la secuencia de modos al modificarse el valor nominal de la tensión de red (desde el valor americano al europeo, por ejemplo). Finalmente, los criterios de diseño son validados mediante simulación y experimentación en un prototipo, verificándose los supuestos teóricos.

Palabras clave— *Correctores del factor de potencia, Modos de conducción en convertidores CC/CC, Convertidor SEPIC.*

I. INTRODUCCIÓN

Los Correctores del Factor de Potencia (CFPs) son circuitos electrónicos que garantizan baja distorsión armónica de la corriente absorbida de la red eléctrica [1]. En los CFPs activos (Fig. 1) existe un puente de diodos y un convertidor CC/CC que tiene que operar con una impedancia de entrada resistiva, comportamiento que es conocido como de Emulador de Resistencia (ER) [1]. De esta forma, la carga vista por la red eléctrica es una resistencia, obteniéndose factor de potencia unidad.

El comportamiento de un convertidor CC/CC como ER se puede obtener operando el convertidor en el Modo Discontinuo de Conducción (MDC) y manteniendo constante el ciclo de trabajo durante el período de red [2-6]. Esto da origen a los Correctores Automáticos del Factor de Potencia (CAFPs). La

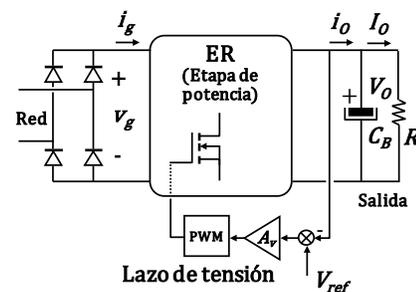


Fig. 1. Esquema general de un corrector automático de factor de potencia.

Fig. 1 muestra el esquema general de un CAFP, donde se observa un lazo de control de tensión. En CAFP no se requiere un lazo de control de corriente para obtener una corriente sinusoidal (como la tensión de la red), ya que este comportamiento se obtiene de manera natural debido a las características del convertidor; sin embargo, sí se requiere un lazo de tensión que garantice el valor deseado de la tensión en la carga.

El estudio de la operación en MDC en conversión CC/CC ha sido ampliamente abordado en convertidores de un único interruptor y un único diodo, donde sólo existe un único MDC [7]. Pero cuando existen múltiples diodos que pertenecen a caminos inductivos diferentes, existen múltiples MDCs [8-10]. Un ejemplo de múltiples MDCs es el convertidor SEPIC de la Fig. 2, donde se observa un diodo adicional en la entrada. El estudio detallado de esta topología para tensión constante en la entrada está disponible en [10], donde también se ha propuesto una representación en el plano $k_1 k_2$, obtenido a partir de los valores de los parámetros adimensionales k_1 y k_2 , definidos como:

$$k_1 = \frac{2L_1}{RT_s}, \quad (1)$$

$$k_2 = \frac{2L_2}{RT_s}. \quad (2)$$

donde L_1 y L_2 son las inductancias de las bobinas, R es la resistencia de carga y T_s es el período de conmutación. El punto de operación del convertidor se modifica al cambiar la carga, definiendo trayectorias en el plano adimensionales k_1 y k_2 , que

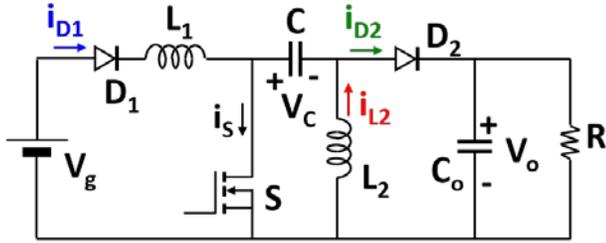


Fig. 2. Convertidor SEPIC con diodo adicional en el puerto de entrada.

siempre son rectas que pasan por el origen del plano y quedan definidas por el parámetro $\alpha = L_2/L_1$.

En el plano $k_1 k_2$ existe una región por cada modo de conducción. Además, sobresale un punto central (P_c) que es el punto donde convergen todas las fronteras entre modos de conducción. Un mapa de regiones con todos los modos de conducción del convertidor SEPIC de la Fig. 2 y dos posibles trayectorias se muestra en Fig. 3. Para este convertidor, que tiene dos diodos en caminos inductivos diferentes, existen en total 4 modos de conducción: 1 continuo (MCC) y 3 discontinuos (MDC1, MDC2 y MDC3).

El convertidor SEPIC es un convertidor adecuado para trabajar como ER en condiciones de CAFP [4] y [6], tal y como se muestra en la Fig. 4. En este caso, la tensión de entrada del convertidor no es constante, ya que varía en función del ángulo de red. El puente de diodos realiza la rectificación de la tensión de red y su efecto de conducción unidireccional de corriente se puede modelar mediante un diodo en serie con la bobina L_1 , tal como aparece en Fig. 2. Si se considera un comportamiento equivalente entre el puente rectificador y el diodo, entonces la diferencia entre los circuitos de Fig. 4 y Fig. 2 es el tipo de tensión de entrada (fija o variable) del convertidor. Lo anterior sugiere que en el circuito de la Fig. 4, el convertidor SEPIC puede operar en múltiples modos discontinuos y que su estudio es función del ángulo de red. El análisis del convertidor SEPIC que opera con múltiples modos discontinuos en aplicaciones de CAFP ha sido propuesto para ser presentado en [11]. En este caso, el mapa de regiones evoluciona en función del ángulo de red tal como se muestra en Fig. 5, en la que se muestran varios

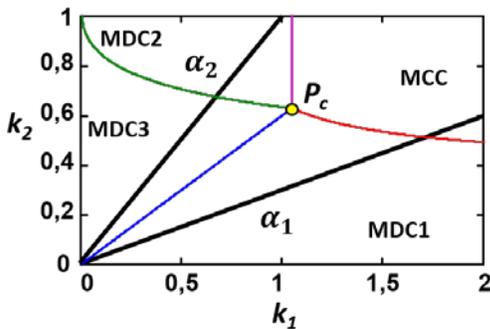


Fig. 3. Mapa de regiones de modos de conducción y posibles trayectorias de evolución de un convertidor SEPIC con 2 diodos.

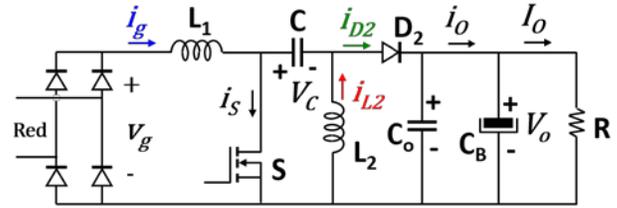


Fig. 4. Convertidor SEPIC trabajando como CAFP.

ejemplos de ángulos de red. Esta figura también incluye la trayectoria por la que puede evolucionar el convertidor. El punto de operación en el plano $k_1(\varphi)k_2(\varphi)$ se mueve sobre la trayectoria definida por α , desde el origen del plano hasta el punto $P_{\pi/2}$ en cada cuarto de ciclo de red. $P_{\pi/2}$ es la posición del punto de operación cuando $\varphi = \pi/2$ y marca el extremo del desplazamiento de dicho punto de operación en la trayectoria. La posición relativa de $P_{\pi/2}$ con respecto a P_c cuando $\varphi = \pi/2$ es fundamental para abordar el correcto diseño del convertidor, que es el objetivo de esta investigación.

De [11] se conoce que el convertidor puede operar como ER cuasi ideal cuando evoluciona por múltiples MDCs, pero aún no existen criterios para su diseño y para la elección de la trayectoria que conduzca al mejor desempeño. El objetivo de este artículo, que es continuación lógica de [11], es definir algunos criterios que permitan seleccionar la operación más ventajosa de este convertidor como ER cuasi-ideal cuando opera en múltiples MDCs. La estructura de este artículo es la siguiente: en la Sección II se mencionan las posibles trayectorias en las que puede evolucionar el convertidor SEPIC. En la Sección III, se analiza el desempeño del convertidor en la trayectoria que permite evolución por múltiples MDCs y finalmente se definen los criterios de diseño. Posteriormente, la Sección IV presenta la operación en modo mixto, caso de estudio donde el convertidor puede operar en el MDC clásico o en múltiples MDCs. Seguidamente se presentan los resultados simulados y experimentales en la Sección V y, finalmente, las

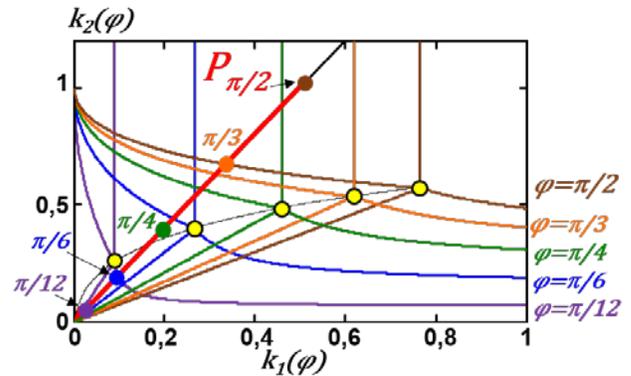


Fig. 5. Mapas de regiones de modos de conducción de un convertidor SEPIC con 2 diodos usado como ER para diferentes ángulos de red.

conclusiones en la Sección VI.

II. TRAYECTORIAS EN LAS QUE PUEDE EVOLUCIONAR EL CONVERTIDOR SEPIC

A. Tipos de trayectorias.

Los posibles casos de estudio se definen como trayectorias, ya que ellas determinan los modos discontinuos en los que puede evolucionar el convertidor. Si se garantiza que el ciclo de trabajo es suficientemente pequeño para operar en un MDC, existen dos trayectorias posibles, definidas de acuerdo a la comparación de α y M_{ap} , tal como se observa en Fig. 6. Por definición $M_{ap} = V_o/V_g$, donde V_o es la tensión de salida del convertidor y V_g es la amplitud de la tensión de red. La frontera entre los modos MDC3 y MDC1 es una recta que pasa por el origen y cuya pendiente cuando $\varphi = \pi/2$ vale M_{ap} [11]. El desplazamiento del punto central P_c cuando el ángulo de red φ se aleja de $\pi/2$ ocasiona una variación de la pendiente de la recta frontera entre el MDC3 y el MDC1, lo que a su vez ocasiona que el convertidor siempre termine operando en el modo MDC1, independientemente del tipo de trayectoria elegida. Esto puede observarse en la Fig. 5. A la vista de la situación, los tipos de trayectorias posibles, definidas cuando $\varphi = \pi/2$ son dos:

- Trayectoria Tipo I: el convertidor evoluciona siempre en el MDC1 en todos los valores del ángulo de red φ . MDC1 es el modo discontinuo clásico que ya ha sido ampliamente estudiado en la literatura, donde el convertidor opera como ER completamente ideal, [4] y [6]. Teniendo en cuenta la pendiente de la trayectoria y de la frontera entre el MDC3 y el MDC1, la condición que define la operación en esta trayectoria es:

$$\alpha < M_{ap}. \quad (3)$$

- Trayectoria Tipo II: El convertidor puede evolucionar por los modos discontinuos MDC2-MDC3-MDC1 a medida que el ángulo φ cambia. La condición que se debe satisfacer es:

$$\alpha > M_{ap}. \quad (4)$$

El foco de esta investigación es el segundo caso de estudio, donde el convertidor puede operar en múltiples MDCs. Este estudio debe basarse en averiguar cuál es la pendiente más ventajosa de la trayectoria (es decir, el valor de α) y cuál debe ser la posición más adecuada del punto $P_{\pi/2}$ en la citada trayectoria, en todos los casos evitando que $P_{\pi/2}$ esté ubicado en

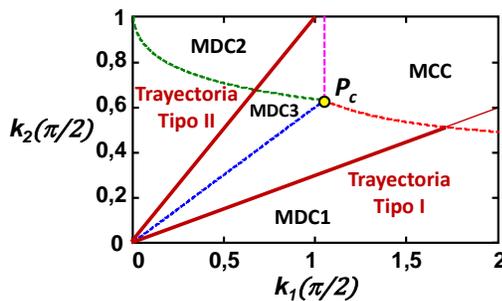


Fig. 6. Tipos de trayectorias en las que puede evolucionar el convertidor.

el MCC. En la elección de la posición más adecuada del punto $P_{\pi/2}$ habrá que tener en cuenta el valor de la distorsión que llega a tener la corriente de entrada, el tamaño de las bobinas y las solicitaciones eléctricas en los semiconductores, especialmente en el transistor.

B. Posición del punto $P_{\pi/2}$

Si se satisface (4) la posición del punto $P_{\pi/2}$ se puede ubicar en la región MDC2 o en la región MDC3. Como consecuencia, el convertidor puede evolucionar por los modos MDC2-MDC3-MDC1, o por los modos MDC3-MDC1. La posición de $P_{\pi/2}$ en las regiones MDC2 o MDC3 depende de los valores de $k_1(\pi/2)$ y de $k_2(\pi/2)$, que a su vez dependen del valor del ciclo de trabajo elegido, que será mantenido prácticamente constante durante todo el ciclo de red. Los valores del ciclo de trabajo para las distintas fronteras son [11]:

- Fronteras MCC-MDC1 y MCC-MDC2:

$$d_{MCC} = \frac{M_{ap}}{M_{ap}+1} \quad (7)$$

- Frontera MDC2-MDC3:

$$d_{MDC2-3} = \frac{M_{ap}}{2(\alpha-M_{ap})} \left[\sqrt{(1-M_{ap}^2) + 4\alpha} - M_{ap} - 1 \right]. \quad (8)$$

Por tanto, el punto $P_{\pi/2}$ estará en la región correspondiente a MDC2 para ciclos de trabajo d que verifiquen:

$$d_{MDC2-3} < d < d_{MCC}, \quad (9)$$

y en la región correspondiente a MDC3 para ciclos de trabajo d que verifiquen:

$$0 < d < d_{MDC2-3}. \quad (10)$$

La Fig. 7 muestra el mapa de valores de d en función de α para las distintas ubicaciones posibles del punto $P_{\pi/2}$ y para distintos valores de M_{ap} . Obviamente, su ubicación en el MCC es impropia para la operación como CAFP y su ubicación en el MDC1 conduce a resultados bien conocidos.

III. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR OPERANDO EN LA TRAYECTORIA TIPO II

A. Determinación de la distorsión armónica de la corriente de entrada.

Como métrica de comparación en el estudio de la operación del convertidor como ER cuasi ideal (Trayectoria Tipo II), es conveniente el uso del THD (distorsión armónica total) de la corriente absorbida de la red. Un ejemplo de esta corriente cuando se opera siguiendo la Trayectoria Tipo II aparece en la Fig. 8, [11]. Para estudiar de forma sistemática la distorsión de la corriente de red en función de la posición de $P_{\pi/2}$, se definen los siguientes parámetros:

$$\mu_\alpha = \frac{M_{ap}}{\alpha}, \quad (11)$$

$$\mu_d = \frac{d}{d_{MCC}} = \frac{(M_{ap}+1)}{M_{ap}} d. \quad (12)$$

El parámetro μ_α mide el alejamiento del punto $P_{\pi/2}$ del MDC1, modo al cual se asocia un comportamiento de ER ideal, mientras que el parámetro μ_d mide el alejamiento del punto $P_{\pi/2}$ del MCC. Nótese que μ_α es menor que 1 en el caso de la Trayectoria Tipo II. La Fig. 9 muestra la relación entre μ_α y el

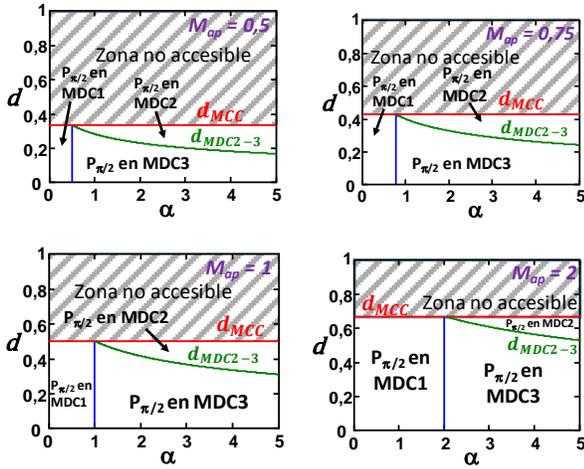


Fig. 7. Mapa de valores de d en función de α para las distintas ubicaciones del punto $P_{\pi/2}$.

THD para distintos valores de d . Todas estas curvas se han obtenido analizando el THD de distintas formas de onda de corriente de red, como la de la Fig. 8, siendo en todos los casos $M_{ap}=0,5$. En esta figura se distinguen claramente las regiones correspondientes a los modos MDC2 y MDC3, donde $\mu_{\alpha 2-3}$ es la frontera entre ambos, obtenida desde (8) y (11). Siempre se cumple:

- si $\mu_{\alpha} < \mu_{\alpha 2-3}$, $P_{\pi/2}$ se localiza en la región MDC2,
- si $\mu_{\alpha} > \mu_{\alpha 2-3}$, $P_{\pi/2}$ se localiza en la región MDC3.

Se observa que los casos con menores THDs corresponden a valores de μ_{α} próximos a 1 (α próximos a M_{ap}) y ocurren cuando el punto $P_{\pi/2}$ se localiza en la región MDC3. Por el contrario, los valores grandes del THD se obtienen para valores de μ_{α} próximos a 0 (es decir, $\alpha \gg M_{ap}$), donde $P_{\pi/2}$ se ubica en la región MDC2. Es importante notar que la condición $\alpha \gg M_{ap}$ es equivalente a $L_2/L_1 \gg 1$, lo que es inusual en la práctica, ya que es poco útil diseñar con valores muy altos de L_2 , ya que esta bobina no colabora en el filtrado ni de la corriente de entrada ni de la de salida. Se puede resumir, sin embargo, que los valores de THD obtenidos son muy bajos y que el cumplimiento de las normas existentes está garantizado.

Por otra parte, ya se mencionó que el parámetro μ_d , definido en (12), mide el alejamiento del punto $P_{\pi/2}$ del MCC. Nótese

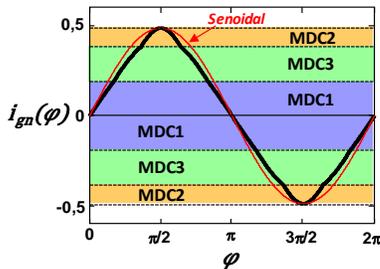


Fig. 8. Corriente de red normalizada para un diseño con $M_{ap}=0,5$, $\alpha=1$ y $d=0,307$

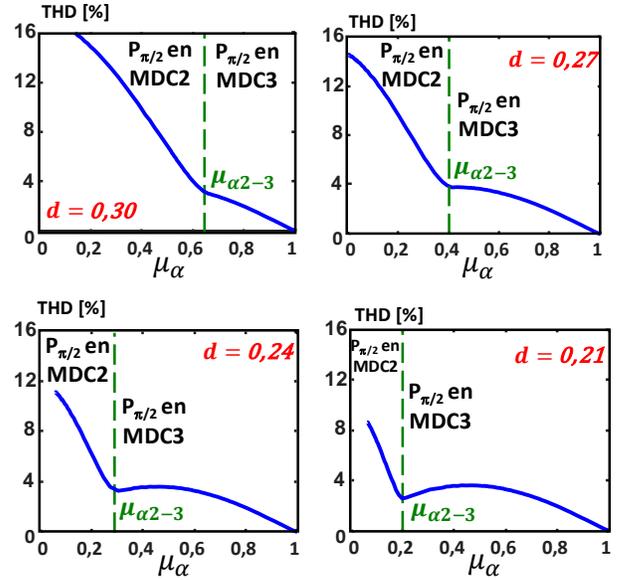


Fig. 9. Valores del THD para distintos valores de d y de μ_{α} .

que μ_d debe ser menor que 1 para estar en un MDC. La Fig. 10 muestra la relación entre μ_d y el THD para distintos valores de α , siendo en todos los casos $M_{ap}=0,5$. El valor $\mu_{d 3-2}$ es la frontera entre las regiones correspondientes a los modos MDC3 y MDC2 y se obtiene desde (8) y (12). Siempre se cumple:

- si $\mu_d < \mu_{d 3-2}$, $P_{\pi/2}$ se localiza en la región MDC3,
- si $\mu_d > \mu_{d 3-2}$, $P_{\pi/2}$ se localiza en la región MDC2.

Se observa que cuando el punto $P_{\pi/2}$ se encuentra en MDC2 y d disminuye, el punto $P_{\pi/2}$ se acerca a la frontera entre los modos MDC2 y MDC3, disminuyendo también el THD. Cuando $P_{\pi/2}$ alcanza el modo MDC3 se obtiene un THD

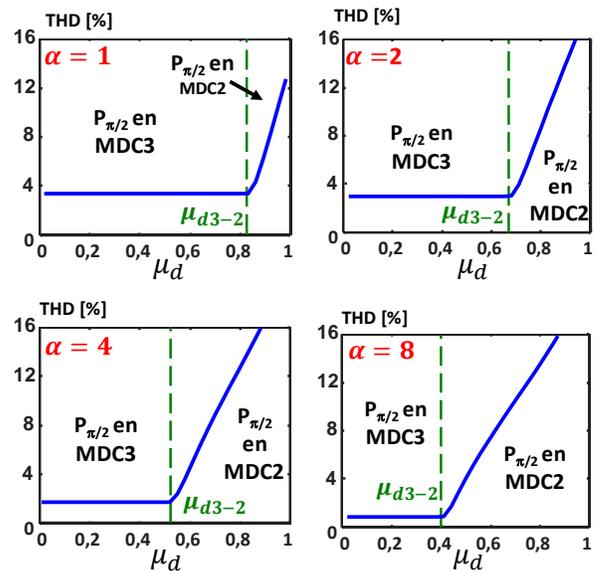


Fig. 10. Valores del THD para distintos valores de α y de μ_d .

mínimo, valor que se mantiene constante, a pesar de la disminución de μ_d (y, por tanto, de d). La frontera entre MDC2 y MDC3 es un punto de interés, ya que en este punto se alcanza el THD mínimo al decrementar μ_d . Decrementos adicionales de μ_d no contribuyen a mejorar el THD, mientras que en cambio aumentan el esfuerzo de corriente en el transistor.

B. Criterios de diseño.

Una conclusión inicial de los análisis previos es que la selección de las bobinas condiciona el modo de operación: $P_{\pi/2}$ se localiza en MDC3 cuando α es pequeño y se ubica en MDC2 cuando es grande. También, se concluye que cuando $P_{\pi/2}$ se localiza en la región MDC3 se obtiene un THD mínimo, valor que es independiente del ciclo de trabajo. En cambio, este THD mínimo sí depende de α y su valor es menor a medida que α se aproxima a M_{ap} . Para considerar cómo se ve afectada la corriente por el transistor, en la Fig. 11 se han dibujado las formas de onda de la corriente por el transistor y por los diodos en cada modo de conducción. Para el mismo valor medio de corriente por el transistor y el mismo ciclo de trabajo, es obvio que el MCC es el modo que genera menor valor eficaz de corriente por el transistor, seguido del MDC2. Por el contrario, los modos MDC1 y MDC3 son los que generan mayor valor eficaz de corriente por dicho dispositivo. Un razonamiento semejante se puede usar para el diodo D_2 . En cuanto al diodo D_1 (el diodo equivalente al puente de diodos en el circuito de la Fig. 4), es de señalar que no deja de conducir en los periodos de conmutación en los modos MCC y MDC1, lo que garantiza bajas pérdidas en él. Con respecto a las pérdidas de conmutación, es de destacar la entrada en conducción a corriente cero del transistor en los modos MDC1 y MDC3, así como la salida de conducción a corriente cero también del diodo D_2 en estos mismos modos; esta característica es especialmente interesante en los casos en los que este diodo tiene que soportar tensiones muy altas cuando deja de conducir.

La desventaja de la operación en MDC3 es el aumento del pico de corriente en el transistor que se produce cuando el valor del ciclo de trabajo acaba siendo pequeño. Por otra parte,

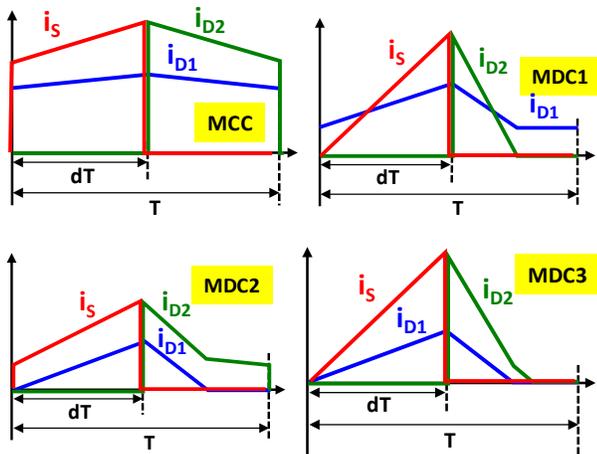


Fig. 11. Formas de onda típicas por el transistor y por los diodos en los convertidores SEPIC de la Fig. 2 y de la Fig. 4.

cuando $P_{\pi/2}$ se ubica en MDC2 se obtienen THDs mayores y, en cambio, menores valores del pico de corriente en el transistor. A medida que $P_{\pi/2}$ se aleja de la frontera con MDC3 y se adentra en MDC2, aumenta el THD y disminuye el esfuerzo del semiconductor.

Se puede concluir de los comentarios anteriores que si el convertidor tiene que operar siguiendo la Trayectoria Tipo II, el punto $P_{\pi/2}$ se debe ubicar o bien en MDC3 cerca de la frontera con el MDC2 (menores pérdidas de conmutación y muy bajo THD) o en MDC2 cerca de la frontera con MDC3 (menores pérdidas en conducción y THD algo mayor). En todos los casos, la cercanía a la frontera entre el MDC3 y el MDC1 y al punto central P_c es deseable.

IV. OPERACIÓN CON AMBOS TIPOS DE TRAYECTORIAS

Existe la posibilidad de que un convertidor cambie de tipo de trayectoria al producirse un cambio en M_{ap} , al cambiar la amplitud de la tensión de red V_g y/o la tensión de salida V_o . Un ejemplo de esta posibilidad es un cambio en la amplitud de red cuando un equipo ha sido diseñado para trabajar con Tensión Universal. Por ejemplo, si un SEPIC ha sido diseñado para trabajar como ER ideal en un CAFP siguiendo una Trayectoria Tipo I cuando trabaja con la tensión americana de 110 V, puede llegar a trabajar en una Trayectoria Tipo II con tensión europea de 220 V. Esta situación se muestra en la Fig. 12, en la que la misma trayectoria queda calificada como Trayectoria Tipo I cuando $V_g = 110\sqrt{2}$ V (Fig. 12a) y, por el contrario, calificada como Trayectoria Tipo II cuando $V_g = 220\sqrt{2}$ V (Fig. 12b). Recuérdese que la trayectoria permanece invariante al depender exclusivamente de la relación entre la inductancia de las bobinas, mientras que el mapa de regiones de conducción en la condición $\varphi = \pi/2$ cambia al cambiar el valor de M_{ap} , ya que este valor determina las coordenadas del punto central P_c , que, a su vez, determina el mapa de regiones. Se puede apreciar que el punto $P_{\pi/2}$ se desplaza (siempre por la trayectoria) a menores valores de $k_1(\pi/2)$ y de $k_2(\pi/2)$, y por tanto de d , al pasar de la tensión americana a la europea. En la situación inicial $P_{\pi/2}$ se ubica en MDC1 y el convertidor opera como ER ideal. En la situación final $P_{\pi/2}$ se ubica en MDC3, donde opera como ER cuasi ideal, con un THD muy pequeño.

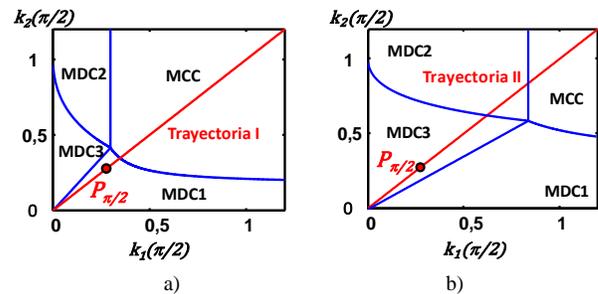


Fig. 12. Operación con ambos tipos de trayectoria: a) Convertidor diseñado para operación en la Trayectoria Tipo I, donde se comporta como un ER ideal. b) Convertidor que ha pasado a operar en una Trayectoria Tipo II debido a que la tensión de red se ha duplicado, comportándose como ER cuasi ideal.

V. VERIFICACIÓN DE RESULTADOS TEÓRICOS

Los criterios de diseño propuestos han sido validados en un convertidor SEPIC como el mostrado en Fig. 4, pero con aislamiento galvánico. Dicho aislamiento se ha conseguido mediante la sustitución de la bobina L_2 por un transformador con una inductancia magnetizante coincidente con la inductancia de la bobina L_2 y con una relación de transformación de 1:0,318. Los valores de los condensadores son $C = 330$ nF, $C_O = 6,8$ μ F y $C_B = 11880$ μ F, estos dos últimos valores correspondiendo a los componentes conectados en el secundario del transformador. La frecuencia de la red es 50 Hz y el período de conmutación es 10 μ s. Teniendo en cuenta que α debe ser mayor que M_{ap} , se ha seleccionado $\alpha = 1$ y $M_{ap} = 0,5$. Para $V_g = 155,6$ V se tiene que $V_O = 24,7$ V (la tensión referida al primario del transformador sería 77,8 V). Para el análisis se propone comparar dos puntos de operación:

- Punto P_1 : se selecciona un ciclo de trabajo para la posición de $P_{\pi/2}$ en MDC2 ($d = 0,33$) y lejos de la frontera con MDC3. Considerando $I_O = 3,33$ A (esta corriente sería 1,06 A referida al primario), se obtiene $L_I = 200$ μ H, que es el mismo valor de L_2 según el α seleccionado. Los resultados de simulación en PSIM y experimentales de la corriente de entrada se muestran en Fig. 13a y en la Fig. 13b. El THD correspondiente simulado es del 13%, habiéndose medido experimentalmente un valor del 10%.

- Punto P_2 : utilizando las mismas bobinas y la misma ganancia, se modifica el ciclo de trabajo para aproximarse a la frontera entre DMC2 y DMC3, donde se sabe de los análisis previos que se obtienen menores valores de THD. El nuevo punto de operación está definido por $d = 0,282$ e $I_O = 2,14$ A (0,68 A, si referimos esta corriente al primario). Los resultados obtenidos se presentan en Fig. 14. Los THDs simulado y experimental son 3,7% y 5,3%, respectivamente.

VI. CONCLUSIONES

El diseño clásico del SEPIC como ER ideal con el punto $P_{\pi/2}$ en MDC1 tiene ventajas en cuanto a las solicitaciones eléctricas en los semiconductores, pero implica la elección de un valor de inductancia relativamente grande en la bobina de entrada. Si esta elección no se puede realizar de tal manera que en todas las situaciones de uso se garantice la operación en este modo, es muy interesante el estudio del comportamiento del convertidor en los otros modos discontinuos. Este estudio concluye que el convertidor se comporta como un ER cuasi ideal (con bajos valores del THD en la red) si el punto $P_{\pi/2}$ se elige en las cercanías de la frontera entre el MDC2 y el MDC3 y, además, lo más cerca posible al punto central P_c . Los análisis también permiten concluir que, un convertidor diseñado para trabajar como CAFP ideal (con el punto $P_{\pi/2}$ en MDC1) en tensión americana, puede llegar a operar como un CAFP cuasi ideal con tensión europea, sin tener que haber sido diseñado satisfaciendo que el punto $P_{\pi/2}$ esté ubicado en el MDC1 en esta tensión.

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo recibió el apoyo económico del Principado de Asturias de los fondos FEDER a través del Proyecto SV-PA-21-AYUD/2021/51931 y del

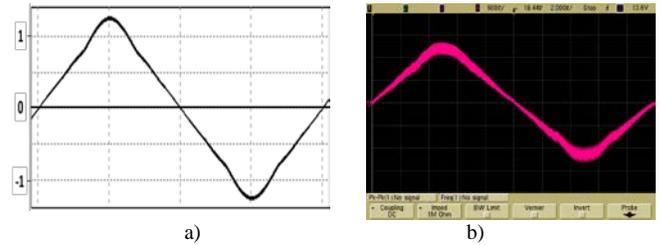


Fig. 13. Versión filtrada de la forma de onda de la corriente de red con $L_1 = L_2 = 200$ μ H, $d = 0,33$ y $I_O = 3,33$ A: a) Simulada. b) Experimental.

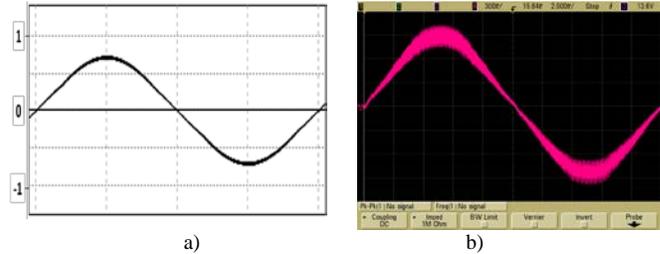


Fig. 14. Versión filtrada de la forma de onda de la corriente de red con $L_1 = L_2 = 200$ μ H, $d = 0,282$ y $I_O = 2,14$ A: a) Simulada. b) Experimental.

Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través de los proyectos PID2019-110483RB-I00 y PID2021-127707OB-C21.

VIII. REFERENCIAS

- [1] L. H. Dixon, "High power factor preregulators for off-line power supplies", Unirode Power Supply Design seminar, 1990, pp 12-1 to 12-16.
- [2] 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, n° 5, 1995, pp. 574-582.
- [3] R. Erickson, M. Madigan y S. Singer, "Design of a simple high-power-factor rectifier based on the Flyback converter", IEEE APEC 1990, pp. 792-801.
- [4] J. Sebastián, J. Uceda, J. A. Cobos, J. Arau y F. Aldana, "Improving power factor correction in distributed power supply systems using PWM and ZCS-QR SEPIC topologies", IEEE PESC, 1991, pp. 70-791.
- [5] M. Brkovic y S. Cuk, "Input current shaper using Cuk converter," INTELEC, 1992, pp. 532-539.
- [6] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián y J. Uceda. "The discontinuous conduction mode SEPIC and Cuk power factor preregulators: Analysis and design". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, n° 5, 1997, pp. 630-637.
- [7] S. Cuk y R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching DC-to-DC converters in discontinuous conduction mode", IEEE PESC, 196, pp. 36-57.
- [8] Sebastián, D. Murillo-Yarce, C. Restrepo, A. Vázquez y D. González-Lamar. "Un método general para estudiar los modos de conducción múltiples en convertidores CC/CC con un único transistor". SAAEI, 2022.
- [9] D. Murillo-Yarce, C. Restrepo, D. González-Lamar y J. Sebastián. "A general method to study multiple discontinuous conduction modes in DC-DC converters with one transistor and its application to the Versatile Buck-Boost converter". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 37, n° 11, 2020, pp. 13030-13046.
- [10] D. Murillo-Yarce, C. Restrepo, D. González-Lamar, M. M. Hernando y J. Sebastián. "Study of Multiple Discontinuous Conduction Modes in SEPIC, Cuk, and Zeta Converters". Electronics, vol.11, n° 22, 2022.
- [11] 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". Artículo aceptado en el SAAEI, 2023.