

Revisión de Tendencias en Corrección de Factor de Potencia

Jacobo Aguillón, Alfredo Montaña, Pedro Bañuelos, Eduardo Guerrero
Universidad de las Américas – Puebla. Departamento de Electrónica
Sta. Catarina Mártir S/N, San Andrés Cholula, Puebla, México
Email: pbanuelo@mail.udlap.mx
Tel: +52 222 2292683 Fax: +52 222 2292606

Resumen

El presente trabajo muestra una revisión del estado actual de las tecnologías de corrección de factor de potencia y algunos ejemplos de las nuevas tendencias de investigación en esta área.

1 Introducción

El progreso industrializador en países de todo el mundo pone en evidencia las diferentes necesidades de cada localidad. En el caso de latinoamérica es evidente que el desarrollo involucra elevar la calidad de los procesos industriales. Estos procesos pueden mejorar si se disponen de tecnologías que permitan trabajar con mayor potencia eléctrica, con bajos costos de producción, y con énfasis en la producción de energía que no contamine.

Se presentan aquí varias de las tendencias modernas en el área de corrección de factor de potencia y los resultados de algunas investigaciones enfocadas al desarrollo de este campo de conocimiento.

El esquema de organización del presente documento intenta separar en dos grandes grupos: modo de conducción continuo y discontinuo. Aunque existen algunos documentos citados que no caen en estas categorías y que se mencionan en la última sección.

Un corrector de factor de potencia (CFP) es un circuito que cumple la función de generar energía de corriente directa de forma que pueda ser aprovechada por una etapa posterior al mismo tiempo que minimiza las perturbaciones a la línea que se conecta de corriente alterna.

2 CFP's en modo discontinuo y continuo

El modo de conducción discontinuo se logra cuando la señal de voltaje y / o corriente en cada ciclo de

conmutación se hace nula. Un ejemplo de esto es el CFP basado en topología Cuk en modo de operación discontinuo en voltaje. Se analiza el caso del Corrector de Factor de Potencia (CFP) basado en topología Cuk con modo de operación discontinuo en el voltaje del capacitor [1].

El modo de operación de voltaje discontinuo en el capacitor (DCVM) es la analogía del modo de corriente discontinua en el inductor. La topología presentada en la figura 1 tiene como ventajas la conmutación de apagado suave en el switch, un rizo en la corriente de entrada muy pequeño, una admitancia de entrada resistiva y lineal a través de un amplio rango de voltajes de entrada. Sus aplicaciones más óptimas son en las que se requiere un voltaje bajo y una corriente alta. Todas estas características dan como resultado la eliminación de un filtrado de la corriente de entrada, un bajo contenido armónico y un alto factor de potencia.

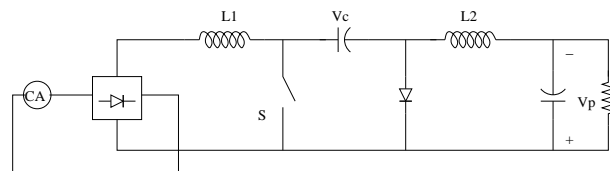


Figura 1: Topología Cuk.

Otra estructura bastante estudiada es el convertidor Buck. El Convertidor Buck con alto factor de potencia es un ejemplo de CFP en modo de conducción discontinuo de corriente. La señal que se encuentra a la salida del capacitor C1 (ver figura 2) tiene un rizo, el cual provoca una alta contaminación armónica y empobrece el factor de potencia.

La relación entre el voltaje de salida contra el voltaje de entrada es inversamente proporcional con el factor de potencia.

Por otro lado se tiene el CFP activo de una sola etapa y con un solo switch, con entrada y salida de alta calidad. El trabajo descrito en [3] propone una

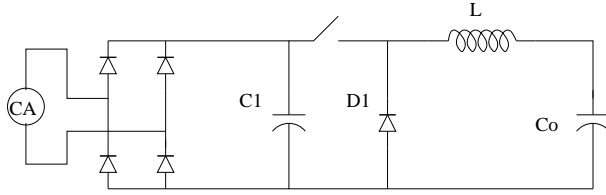


Figura 2: Convertidor Buck

topología que utiliza dos inductores en este modo. El hecho de trabajar en modo discontinuo reduce el contenido armónico de manera importante mientras que el voltaje de salida se mantiene constante mediante el control del ciclo de trabajo. También, es gracias al control del ciclo de trabajo que el voltaje de salida puede regularse de manera rápida y eficaz para las variaciones presentadas en la carga. Además, también amplía el rango de voltajes de entrada para mantener un mismo nivel de salida. Con todo esto se alcanza una gran mejoría en el factor de potencia.

Una forma diferente de manejar la discontinuidad se presenta con el CFP pasivo de una sola fase. Este enfoque tiene la particularidad de no utilizar la conmutación y basarse en dispositivos pasivos para lograr la rectificación y la corrección del factor de potencia. La principal ventaja del trabajo presentado en [4] está representada porque se logra una corrección de factor de potencia mediante la inclusión de algunos elementos simples: un capacitor, un inductor y un diodo. La introducción de estos tres elementos produce modificaciones en las formas de onda en corriente y voltaje. El capacitor provoca una subida abrupta en la corriente de entrada y disminuye el pico de la misma, mientras que el diodo impide que el capacitor y el inductor de la salida entren en resonancia, la cual causaría gran contaminación armónica.

El LCD (llamado así por ser un arreglo de bobina, capacitor y diodo) puede cambiar un equipo de clase D a clase A dentro del estándar EN 61000-3-2 europeo mediante los valores de L y C apropiados, reduciendo así el contenido armónico. Debido a su sencillez y a sus bondades el LCD representa un dispositivo efectivo y barato.

Además, se ha reportado en [6] que agregando un filtro LC a la entrada de un convertidor tipo Buck, este también puede operar como un circuito CFP. Un ejemplo del circuito se muestra en la figura 3

Donde el filtro de entrada consiste en una L1 grande y un C1 pequeño. Un examen más a detalle muestra que el convertidor entra en modo discontinuo de voltaje de entrada. En este tipo de operación, el contenido de rizo en V1 es tan grande que V1 se hace

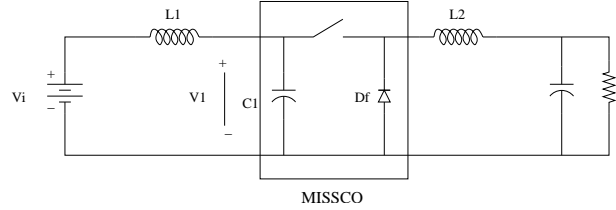


Figura 3: CFP Buck con filtro

cero en parte del ciclo de conmutación.

En el diseño de un convertidor Buck para CFP, en modo discontinuo de voltaje de entrada, el objetivo más importante es asegurar que el cuadrado del voltaje pico de V1 dividido entre Vi sea suficientemente constante.

La configuración de conmutación mínima separable (MISSCO) es efectivamente la circuitería mínima de conmutación y la cual puede ser representada por un circuito equivalente de baja frecuencia (figura 4). Se requiere el MISSCO debido a que en el proceso de modelado se necesita encontrar un circuito de baja frecuencia equivalente para completar su arquitectura, si asumimos que L1 y L2 son fuentes de corriente constantes obtendremos un modelo el cual es sólo válido para la operación de voltaje de entrada en modo discontinuo.

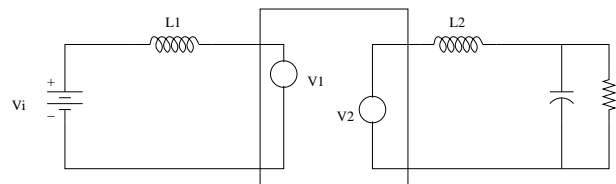


Figura 4: MISSCO: Configuración de Conmutación Mínima Separable

Una característica importante de un CFP con arquitectura Buck, en modo discontinuo de voltaje de entrada, es la mínima pérdida de energía en el switch. Esto se debe a la presencia de C1 (fig.3), el cual frena el incremento de voltaje V1 a través del switch cuando éste empieza a apagarse resultando en una conmutación suave.

La principal desventaja de un CFP con arquitectura Buck en modo discontinuo de voltaje de entrada, es su pico de voltaje relativamente grande en los dispositivos semiconductores.

Por la forma de operación y características del convertidor Buck en modo discontinuo de voltaje de entrada, éste posee una corrección del factor de potencia inherente de bajas pérdidas de conmutación en el

apagado.

En contraste con el modo de conducción discontinuo, tenemos el modo de conducción continuo. Una de las estructuras más trabajadas en este modo es la topología Buck. El trabajo presentado en [2] puede trabajar tanto en conducción discontinua como continua. En el modo de conducción continua no hay corriente a nivel cero y por lo tanto siempre existe un flujo de corriente.

Algunas de las topologías CFP de una sola etapa implementan un circuito Boost con un convertidor forward o flyback de tal forma que la corriente, el aislamiento y la regulación de voltaje de salida se realiza en una sola etapa.

El artículo [13] propone un rectificador CFP conectado en cascada a través de una capacitor de almacenamiento de energía en serie con el flujo de energía combinado con un corrector de corriente de entrada en topología boost. De acuerdo a ciertas reglas muchas topologías son derivadas de los perfiladores de corriente (*Input Current Shaper* ICS) de dos o tres terminales. En [13] el convertidor CD-CD analizado es un flyback por lo que las celdas ICS son aplicables a otras topologías como convertidores forwards, flyback, boost, etc., [17].

El circuito presentado en [7] combina la corrección del factor de potencia con un convertidor CD/CD en una sola etapa el cual comparte un solo switch. Para obtener una salida bien regulada se utiliza un capacitor de almacenamiento de tal forma que se obtiene una salida de voltaje libre de rizo. Este alto factor de potencia se obtiene usualmente utilizando una etapa en forma elevadora en modo de corriente discontinuo con un ciclo de trabajo constante.

Si la etapa DC/DC opera en modo continuo para minimizar pérdidas, el valor del ciclo de trabajo no cambia cuando la carga varía. Por lo tanto existe un desbalanceo de potencia entre la entrada y la salida cuando la carga es pequeña. La energía desbalanceada se guarda en el capacitor de almacenamiento, el cual incrementa el voltaje del bus. El ciclo de trabajo tiene que disminuir para mantener el voltaje de salida constante. Como resultado de esta acción, la potencia de entrada disminuye y se alcanza un nuevo balance de energía con la desventaja de un aumento en el voltaje de bus y con un alto estrés a través del capacitor de almacenamiento lo cual se refleja en el aumento de la capacidad de los componentes.

Existen dos métodos para evitar este estrés de voltaje:

1. Utilizar frecuencia de conmutación variable. Esto tiene la desventaja de una baja eficiencia y es difícil de optimizar los dispositivos activos tales

como el inductor y el filtro.

2. Sabiendo que el convertidor DC/DC también opera en modo discontinuo, entonces el estrés de voltaje puede ser evitado ya que el ciclo de trabajo será reducido automáticamente por la carga basada en las características de operación en modo discontinuo. La desventaja estriba en el aumento de operación en modo discontinuo y en pérdidas por conducción lo cual reduce la eficiencia.

La técnica de bomba de carga ha sido recientemente planteada. Esta topología utiliza un circuito tanque, el cual es usualmente llamado bomba de carga, que es empleada para aumentar el factor de potencia y minimizar la distorsión armónica total. Es muy práctico usar una sola etapa con un solo switch para alimentar la bomba de carga ya que se utiliza un capacitor para aumentar el factor de potencia.

El circuito de la figura 5 presenta operación en corriente continua:

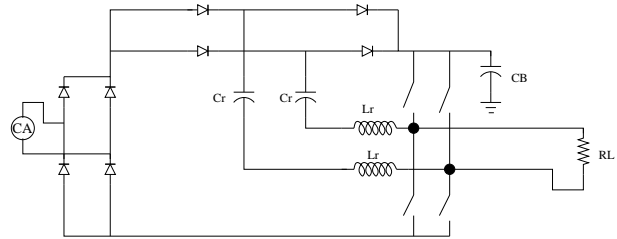


Figura 5: Circuito con Bomba de Carga

La etapa de CFP no incrementa el estrés de corriente del switch y esta casi libre de estrés de voltaje. Puede operar desde el .5% al 100% de carga con alta eficiencia.

Derivación del circuito:

El circuito es bueno para aplicaciones de alta potencia, sin embargo el convertidor de medio puente se prefiere para aplicaciones de baja potencia. Por lo tanto una rama de los switches de salida puede ser omitida dando como resultado el circuito de la figura 6:

Este es el convertidor con bomba de carga de alto factor de potencia básico. El capacitor Cr se carga a través del circuito resonante y absorbe energía de la línea de CA en medio periodo de conmutación, posteriormente esta energía será entregada a CB en el siguiente medio ciclo de conmutación. El circuito principal es el inductor resonante Lr el cual carga y descarga Cr. Este tipo de bombas de carga de alto factor de potencia ha sido utilizado en aplicaciones

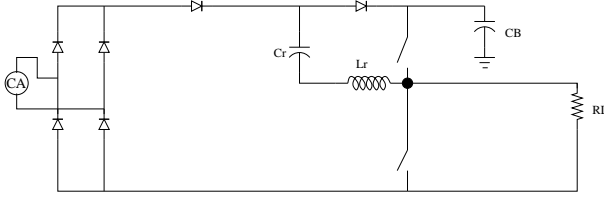


Figura 6: Sin rama de switches

de balastos electrónicos [14]. Sin embargo para obtener un alto factor en baja potencia, un solo switch es necesario para reducir el costo mientras se mantiene baja la distorsión armónica total. Por lo tanto, para implementarlo, usualmente el switch superior es reemplazado por un transformador de aislamiento (ver figura 7).

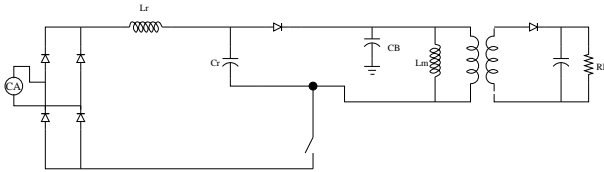


Figura 7: Con Transformador de Aislamiento

La bobina a la entrada de L_r sirve como inductor resonante cuando el switch se enciende y el capacitor de carga absorbe energía de la línea de CA a través del circuito resonante CrL_r . Esto carga el capacitor CB o a la carga cuando el switch se apaga. El inductor de magnetización sirve como inductancia resonante para transferir la energía de Cr a la carga a través de la resonancia entre Cr y L_m durante el periodo de apagado del Switch. Si dividimos Cr en dos capacitores en serie y un diodo de anclaje, el cual es otra bomba de carga de alto factor de potencia integrado al convertidor flyback, entonces obtenemos el siguiente circuito (ver figura 8):

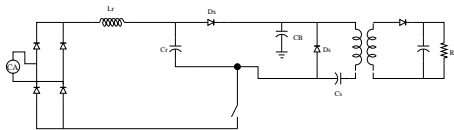


Figura 8: Circuito con Diodo de Anclaje

C_s y C_r son los capacitores de bomba de carga. La corrección del factor de potencia se compone del inductor resonante L_r , capacitores de carga C_r y C_s , rectificador de salida D_x y diodo de anclaje D_s .

La etapa CD/CD se simplifica por un convertidor

flyback para regular el voltaje de salida con alta frecuencia en el control de lazo de voltaje; como el voltaje de entrada del CD/CD es también la salida de la bomba de carga se obtiene alto factor de potencia con pequeñas armónicas de 2° orden. Por lo tanto el ciclo de trabajo de S es casi constante para una carga fija.

Esto mantiene el estrés de corriente en los componentes al mínimo, además el factor de potencia no se incrementa debido a las pérdidas de conmutación lo cual hace que el convertidor opere eficientemente.

La mayor ventaja de este tipo de operación es que la interferencia electromagnética (EMI) es menor que en la conducción discontinua porque no hay caídas de voltaje o corriente a cero.

Por otro lado sus desventajas más notorias consisten en que el factor de potencia es menor que en conducción discontinua con ciclo de trabajo fijo. Además, se necesita un control del ciclo de trabajo para lograr los factores de potencia que se obtienen en conducción discontinua

En general, comparando los dos diferentes modos de conducción, se ha podido encontrar que:

- En el modo discontinuo, la corriente sigue al voltaje con mayor exactitud que en modos continuos.
- Además, la operación discontinua no necesita retroalimentación para obtener corriente de forma senoidal. En tanto que, es necesario implementar un control del ciclo de trabajo para lograr buenos factores de potencia en conducción continua.
- Por otro lado, la conducción continua presenta menores niveles de interferencia electromagnética (EMI *Electromagnetic Interference*), porque no hay caídas de voltaje o corriente a cero. Mientras que en la conducción discontinua existe contaminación electromagnética debida a la conmutación [9] [10].

3 CFP's resonantes y cuasi-resonantes

Para reducir los armónicos en las líneas de distribución se utilizan circuitos rectificadores con factores de potencia unitarios con PWM. Sin embargo, estos circuitos tiene serios defectos, por ejemplo, el rizo de corriente de baja frecuencia se incrementa en proporción a la corriente de entrada del circuito CA-CD y aparecen rizados de voltaje de baja frecuencia en la línea a de CD.

Usualmente se conecta un filtro pasivo LC o un capacitor de gran valor en la línea de DC para minimizar el rizo de voltaje como se menciona en [5].

Si se conectan baterías en la salida del circuito (como en una fuente ininterrumpida de potencia), la mayoría del rizo de DC generado por el PWM fluye a éstas ya que la impedancia de las baterías es muy baja comparada con el resto del circuito (ver figura 9).

La corriente de rizo en la batería, especialmente a bajas frecuencias, resulta en un calentamiento de las baterías y es bien sabido que la vida útil de las baterías se reduce cuando su temperatura aumenta.

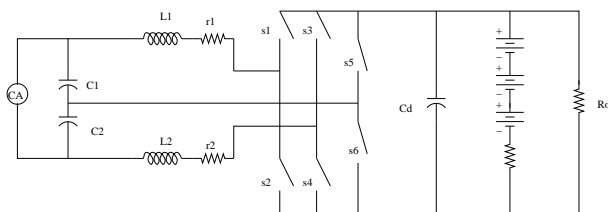


Figura 9: Rectificador PWM con compensación de rizo.

La porción convencional del rectificador PWM consiste en los switches de fase U (s1,s2), los de fase V (s3,s4), Cd, L1,L2, r1,r2, C1 y C2. Los switches adicionales fase Z (s5,s6) están conectados a las terminales de salida de CD, los cuales están conectados en la unión de los capacitores C1 y C2. La frecuencia de conmutación de s1 a s6 es muy alta comparada con la frecuencia de entrada de CA. Bajo el control propuesto de reducción de rizo de CD, la corriente que fluye a través de Cd contiene únicamente la componente de alta frecuencia que resulta de la frecuencia de conmutación. Por lo tanto la capacitancia Cd puede ser muy pequeña.

Como la frecuencia de conmutación es muy alta comparada con la frecuencia de la línea de CA los parámetros de los componentes del circuito (L,C y r), se seleccionan para tener unas constantes de tiempo pequeñas por lo que se obtendrá un cambio muy rápido en sus corrientes y voltajes. Si se mantiene la estabilidad del sistema de control, las corrientes del inductor y el voltaje del capacitor son enviadas instantáneamente a la señal de control con un bajo error. Por lo tanto, podemos analizar el sistema a cada instante de tiempo, como si el voltaje de entrada tuviese un valor constante. Estas características del sistema son clasificadas como las características de baja frecuencia.

Por otro lado, para analizar la estabilidad del sistema, se debe considerar las características transien-

tes en periodos de tiempo muy cortos. Estas características del sistema se clasifican como las características de alta frecuencia.

Como se ha observado, la única novedad de este circuito CA-CD ha sido la implementación de los switches de fase Z conectados a la línea de CD y a los capacitores en serie de la línea de CA. Los valores experimentales muestran que la reducción del rizo de salida es igual al 10% de los rectificadores convencionales PWM.

4 Otras Topologías

La mayoría de las topologías de conmutación suave sufren de estrés de voltaje, corriente o ambas en sus componentes. Los convertidores de transición de voltaje cero operan a voltaje de conmutación cero sin los inconvenientes del estrés en sus componentes [8].

Para obtener una reducción en los componentes, se tiene que recurrir a PWM de alta frecuencia. Desafortunadamente las pérdidas en este tipo de circuitos pueden ser reducidas a expensas del incremento del estrés en los elementos de conmutación.

La conmutación cuasi-resonante a voltaje cero (ZVS-QRC), genera poco estrés de corriente en sus componentes pero se incrementa el estrés de voltaje el cual es proporcional al rango de carga. Esto se debe a que el switch opera con ZVS (conmutación a cero voltaje) pero el diodo rectificador opera con ZCS (conmutación a cero corriente). La capacitancia parásita de la unión del diodo rectificador interactúa con el inductor resonante lo cual deriva en ruidos severos de oscilación.

Los convertidores multi-resonantes (ZVS-MRC) [16], utiliza la mayoría de los parásitos de la etapa de poder, por lo cual todos los componentes operan a ZVS lo cual reduce sustancialmente las pérdidas y el ruido de conmutación. Sin embargo los switches pasivos y activos están sujetos a un estrés de corriente y voltaje mucho mayor que su contraparte con PWM. Con ZVS-MRC es posible eliminar las pérdidas por conmutación, pero las pérdidas por conducción se incrementan significativamente; además, la ventaja del pequeño tamaño de los reactores (transformadores de potencia y filtros), se ve eliminada por la necesidad de un inductor resonante grande, cuyo tamaño puede ser aproximado al del transformador de potencia. Este inductor resonante también introduce pérdidas en el cobre y en el núcleo.

Los convertidores de onda cuasi-cuadrada (ZVS-QSC), ofrecen ZVS para switches activos y pasivos sin incremento en el estrés de voltaje. Sin embargo los ZVS-QSC sufren por un alto estrés en corriente que

es más del doble que su contraparte en PWM, por lo tanto las pérdidas por conducción se ven incrementadas. Adicionalmente la alta corriente de encendido en los switches principales tiende a incrementar las pérdidas en el apagado.

Este artículo [9] presenta una nueva clase de convertidor con PWM a transición de voltaje cero (ZVT-PWM), utilizando una red resonante en paralelo con los switches en la cual se obtiene ZVS en los switches pasivos y activos sin incremento del estrés en el voltaje y la corriente.

El circuito de la figura anterior difiere del convertidor por PWM convencional debido a que contiene una red resonante la cual consiste en un inductor resonante L_r , un switch auxiliar S_1 , un diodo D_1 y el capacitor resonante C_r el cual incorpora la capacitancia de salida del switch de potencia S .

Se puede observar que la adición de este switch auxiliar ayuda a que el diodo rectificador D sea conmutado bajo conmutación suave. Esto hace de la técnica ZVT-PWM una solución muy atractiva para aplicaciones de conversión de alto voltaje, dónde el diodo de rectificación sufre de menos problemas severos de recuperación inversa.

Además se obtiene una buena corrección en el factor de potencia al contrario de las técnicas de ZVS-QRC o ZVS-PWM, dónde la técnica empleada y la recuperación inversa del diodo D por los portadores minoritarios hacen que se hagan mas pronunciados los ruidos EMI, pérdidas por conmutación y problemas en fallas de los componentes.

En las técnicas ZVS-QRS y ZVS-PWM la condición de conmutación suave depende fuertemente de la carga y del voltaje de entrada, ya que con carga pequeña es difícil de mantener el ZVS, mientras que la energía almacenada en el inductor resonante no es suficiente para descargar completamente el capacitor resonante antes de que se encienda el switch S . A un voltaje de entrada grande la ZVS es fácil de perder ya que se necesita descargar mas energía en el capacitor resonante.

En ZVT-PWM la situación es opuesta [18] ya que la corriente del inductor se reduce cuando la corriente de carga es disminuida o cuando el voltaje de línea se incrementa, esto asegura conmutación suave durante todo el rango de cargas y voltajes de línea.

Ahora bien, para tener un CFP de alta eficiencia con bajo estrés en los componentes se propone controlar el voltaje del capacitor de un CFP elevando la frecuencia de conmutación [11] o manteniendo el modo de conducción discontinuo para variaciones en la carga. Esto se logra implementando alimentación magnética negativa con un devanado extra en el transformador. O también utilizando retroalimenta-

ción negativa sin ángulos muertos de corriente.

Por el contrario, si se analizan los flujos de potencia en representaciones gráficas considerando la clase de almacenamiento del sistema: inductivo o capacitivo, se obtiene una configuración CFP reguladora de voltaje con procesamiento de potencia reducido redundante [12] ya que se conectan las etapas en cascada y se logra obtener un mejor desempeño.

Generalmente se utilizan las características de resonancia para lograr conmutaciones a cero voltaje y / o a cero corriente. Las características de conmutación suave (conmutación cero voltaje o a cero corriente) permiten un alto factor de potencia. Un ejemplo de un circuito que tiene como característica principal la conmutación suave es el puente completo con PWM que utiliza un sujetador activo secundario. Este trabajo se presenta en [15] y sus principales ventajas consisten en una alta eficiencia de un convertidor para aplicaciones de alta potencia.

5 Conclusiones

Hemos observado en las topologías anteriores que existen varias tendencias en el diseño y construcción de los Correctores de Factor de Potencia. Estas tendencias muestran diferencias que dependen en gran medida de la aplicación que se pretende dar a un dispositivo que incorpore estas tecnologías. En base a dividir de una manera muy general los esquemas de CFP (conducción continua, discontinua y resonancia) hemos expuesto algunas características que pueden simplificar la decisión de una topología dada para una aplicación específica.

Las investigaciones revisadas representan algunas de las tendencias modernas en cuanto a técnicas para CFP y pueden ser fuente de investigaciones más profundas.

Referencias

- [1] Bo-Tao Lin, Yim-Shu Lee, "Power-Factor Correction Using Cuk Converters in Discontinuous-Capacitor-Voltage Mode Operation", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 44, No. 5, October, 1997.
- [2] Hisahito ENDO, Takashi YAMASHITA, Toshiyuki SUGIURA, "A High-Power-Factor Buck Converter", NTT Interdisciplinary Research Laboratories.
- [3] Kurt Schenk, Slobodan Cuk, "A Single-Switch Single-Stage active power factor corrector with high quality input and output", IEEE 1997.

- [4] Richard Redl, "An economical single-phase passive Power-Factor-Corrected rectifier: topology, operation, extensions, and design for compliance", APEC, 1998.
- [5] Toshihisa Shimizu, Tsutomu Fujita, Gunji Kimura, Jun Hirose, "A Unity Power Factor PWM Rectifier with DC Ripple Compensation", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 44 no. 4, August, 1997.
- [6] Y.S. Lee, S. J. Wang, S. Y. R. Hui, "Modeling, Analysis, and Application of Buck Converters in Discontinuous-Input-Voltage Mode Operation", IEEE transactions on power electronics, vol. 12, no. 12, March 1997.
- [7] Jinrong Qian, Fred C. Lee, "A High Efficient Single Stage Single Switch High Power Factor AC / DC Converter With Universal Input", APEC, 1997.
- [8] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, Fred C. Y. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE transactions on power electronics, vol. 9, no. 2, March 1994.
- [9] Ridao F. P., Carrasco J. M., Franquelo L. G., "Electromagnetic Interference Suppression in a Double AC/DC PWM Converter with PFC to be Used in a Linear Power System", IECON 1999, pp. 256-260.
- [10] Crebier J. C., Brunello M, Ferrieux J. P., "A New Method for EMI Study in Boost Derived PFC Rectifiers", Power Electronics Specialists Conference, PESC 1999, vol. 2, 1999, pp. 855 - 860.
- [11] Miaosen Shen, Zhaoming Qian, "A Novel High-Efficiency Single-Stage PFC Converter With Reduced Voltage Stress", IEEE transactions on industry applications, vol. 38, no. 2, March/April 2002.
- [12] Chi K. Tse, Martin H. L. Chow, Martin K. H. Cheung, "A Family of PFC Voltage Regulator Configurations with Reduced Redundant Power Processing", IEEE transactions on power electronics, vol. 16, no. 6, November 2001.
- [13] Chongming Qiao, Keyue Ma Smedley, "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper", IEEE transactions on power electronics, vol. 16, no. 3, May, 2001.
- [14] Jinrong Qian, Fred C. Lee, "Charge Pump Power-Factor-Correction Technologies. Part I: Concept and Principle", IEEE transactions on power electronics, vol. 15, no. 1, January 2000.
- [15] Jong-Goo Cho, Chang-Yong Jeong, Fred C. Y. Lee, "Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp", IEEE transactions on power electronics, vol. 13, no. 4, July 1998.
- [16] Chang-Ming Liaw, Thin-Huo Chen, "A Soft-Switching Mode Rectifier With Power Factor Correction and High-Frequency Transformer Link", IEEE transactions on power electronics, vol. 15, no. 4, July 2000, pp. 649 - 657.
- [17] Tacca, W. E., "Power Factor Correction Using Merged Flyback-Forward Converters", IEEE transactions on power electronics, vol. 15, no. 4, July 2000, pp. 585 - 594.
- [18] Ching-Jung, Tseng, Chern-Lin Chen, "A Novel ZVT PWM Cuk Power-Factor Corrector", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 46, no. 4, August 1999, pp. 7880 - 787.