

## Convertidor CD-CD Tipo Forward con Amarre Activo y Rectificación Síncrona para Baja Tensión y Alta Corriente de Salida

C.A. Caldera-Cárdenas

J.L. Durán-Gómez

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Chihuahua  
División de Estudios de Posgrados e Investigación  
Ave. Tecnológico #2909, Col. 10 de Mayo  
Chihuahua, Chih. México, CP 31310  
Tel. (614) 201-2000, Exts. 2112 y 2114  
ccaldera@itchihuahua.edu.mx jlduran@itchihuahua.edu.mx

### RESUMEN

En este artículo se discute el diseño y operación de un convertidor forward con amarre activo con el uso de un transformador con derivación central, con el fin de aprovechar las ventajas de este convertidor en aplicaciones de bajos niveles de tensión y alta corriente de salida. Se exploró el uso de un rectificador de onda completa del tipo síncrono en el secundario del transformador con derivación central para observar las mejoras que este puede ofrecer en cuanto eficiencia sobre valores de bajos de tensión. Se diseñó entonces un convertidor forward que tenga un rango de alimentación de +36 V a +75 V con una salida de voltaje de +5 V a una potencia de 150 W. Se presentan los resultados de simulación para niveles de entrada de +48 V, +36 V y +75 V.

**Palabras Clave:** amarre activo, forward, rectificador síncrono

### ABSTRACT

In this paper the design and performance of an active clamp forward converter using a center tapped transformer is discussed to take the advantage of this converter topology in low voltage and high current applications. The usage of a synchronous full wave rectifier in the center tapped secondary of the transformer to show the efficiency improvements in low output voltages levels was also explored. For this a synchronous forward converter was designed considering a range of +36 V to +75 V as power supply for a +5 V output voltage and a maximum output power of 150 watts. Results are shown in simulation for +36 V, +48 V and +75 V input voltage.

**Keywords:** Active Clamp, Forward synchronous rectifier

### 1 INTRODUCCIÓN

El convertidor forward (o convertidor en directo) es una de las principales topologías existentes en relación con los convertidores de CD-CD en la sección de convertidores con aislamiento del tipo galvánico, es decir, cualquier convertidor del tipo conmutado que base su funcionamiento en el uso de un dispositivo de acoplamiento magnético mediante un transformador. En aplicaciones donde se busca tener un manejo de potencias bajas y medias el uso de este convertidor provee buenos resultados en cuanto a eficiencia [1].

Debido al requerimiento de uso de un transformador se debe de buscar la manera de que el convertidor forward pueda ser

implementado de manera práctica, ya que la estructura ideal del convertidor no es capaz de lograr redirigir la corriente de magnetización generada en el transformador y debido a esto no es físicamente implementable. En la literatura se plantea el uso de un devanado extra en el lado primario del transformador, el cual se encarga de crear un lazo de reinicio para el núcleo del transformador y con esto manejar de forma correcta la corriente de magnetización [2].

El uso de un dispositivo de conmutación extra que se encargue de operar en complemento con el interruptor principal forma parte de una topología denominada circuito de amarre activo, la cual es una solución viable al problema existente en la estructura básica del convertidor forward ya que este interruptor extra se encarga de crear un lazo por el cual puede circular la corriente de magnetización y evitar que el núcleo del transformador llegue al estado de saturación [3]. Además de que el convertidor forward con amarre activo nos permite obtener mejores resultados en cuanto a eficiencia en aplicaciones para voltajes de salida bajos y altos niveles de corriente de salida [4].

En la estructura convencional del convertidor forward se utiliza un rectificador de diodos de onda completa en el lado secundario del transformador con el fin de que este opere en los dos estados durante la conmutación (es decir al momento en que cada interruptor del primario este en conducción) [5].

Se presenta una topología en donde se utiliza un transformador con derivación central en el secundario la cual nos permite hacer una reducción en las pérdidas de potencia en el secundario.

Para la etapa de rectificación síncrona se sugiere el reemplazo del par de diodos en el rectificador convencional por dispositivos MOSFET, con los cuales se busca reducir las pérdidas que se producen en el rectificador, considerando que estos presentan una resistencia parasita,  $R_{DS,ON}$ , mucho menor durante el periodo de conducción [6]-[7].

Se propone un diseño de un convertidor forward con amarre activo con el propósito de utilizar un rectificador de onda completa en el secundario del tipo de rectificación síncrona.

El convertidor a investigar tiene un rango de voltaje de entrada,  $V_{in}$ , de +36 a +75 V y una salida de voltaje de +5 V, +3.3 V, +1.2 V, etc., a una potencia de salida máxima,  $P_{o,max}$ , hacia la carga de 150 W.

La operación básica del circuito, así como las consideraciones realizadas para el diseño se presentan en la sección 2 y 3. Los resultados de la simulación se muestran en la sección 4, se utilizó el software de simulación para circuitos de potencia PLECS®.

## 2 PRINCIPIO DE OPERACIÓN BÁSICA DEL CONVERTIDOR

### 2.1 Estructura del Convertidor

En la Fig. 1 se muestra el esquema básico del convertidor forward con amarre activo junto con la etapa de rectificación síncrona en combinación con el transformador con derivación central. En general, el convertidor se compone de una fuente de alimentación en cd, la cual suministra corriente al lado primario del transformador y al interruptor principal,  $S_m$ , que se encarga de hacer la conmutación propia del convertidor.

El circuito de amarre activo está conformado por un interruptor auxiliar,  $S_a$ , y un capacitor de amarre,  $C_a$ , el cual actúa de manera complementaria con el interruptor principal,  $S_m$ , permitiendo el flujo de la corriente producida por la inductancia de magnetización,  $L_m$ , y así lograr reiniciar el núcleo del transformador [8].

En el lado secundario del transformador, se tendrá un voltaje y una corriente los cuales serán directamente proporcionales al voltaje de entrada con respecto a la relación de vueltas del transformador,  $N$ , además será dependiente del valor del ciclo de trabajo al que se realiza la conmutación del interruptor principal y el interruptor de amarre.

Como se mencionó en la sección anterior, el rectificador de onda completa es del tipo síncrono, por lo que se conforma de dos dispositivos MOSFET, los cuales operan de manera complementaria. Estos se encargan de suministrar la corriente al filtro LC de salida,  $L_o$  y  $C_o$ , que a su vez proveen el filtrado necesario para el voltaje y la corriente que la carga demande.

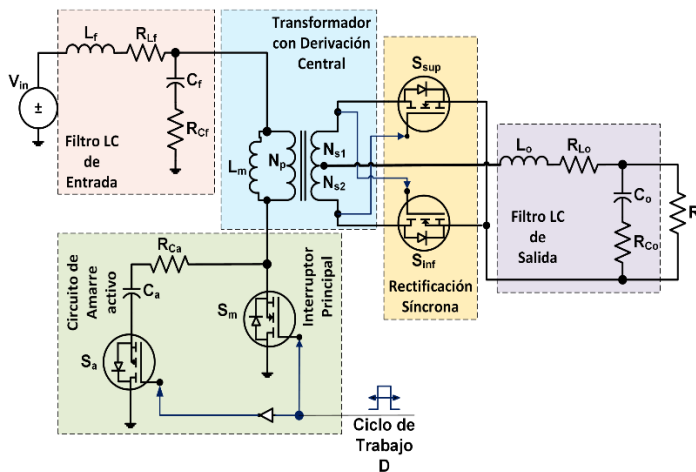


Fig. 1 Convertidor forward síncrono con amarre activo.

### 2.2 Parámetros Ideales del Convertidor

En este caso para realizar el diseño del convertidor y de esta manera encontrar el valor de cada uno de los componentes necesarios, se tomaron las siguientes consideraciones:

1. Los dispositivos MOSFET son ideales, por lo que no presentan un valor de resistencia durante el estado de encendido
2. Los elementos parásitos de los componentes almacenadores de energía (inductores y capacitores) son despreciados
3. Los tiempos de encendido y apagado entre los interruptores se consideran despreciable

### 2.3 Estados de Conmutación

Durante la operación del convertidor se consideran dos diferentes estados de conmutación. El primer estado se presenta durante el periodo activo del ciclo de trabajo, por lo tanto,  $S_m=ON$  y  $S_a=OFF$ , siendo un convertidor que opera en modo complementario, el segundo estado se presentará entonces cuando el ciclo de trabajo es igual a cero, es decir,  $S_m=OFF$  y  $S_a=ON$  (ver Fig. 1).

Como se puede ver en la Fig. 1, durante el primer estado de conducción, la corriente del devanado primario fluye a través del interruptor principal,  $S_m$ .

En la parte del secundario del transformador la corriente y el voltaje del devanado primario es reflejada con respecto a la relación de vueltas del transformador, la corriente fluye a través de la línea de derivación central hacia el filtro de salida y esta misma tiene retorno a través de una de las ramas del rectificador síncrono. Durante este periodo de tiempo la inductancia de magnetización del transformador comienza a almacenar energía y el flujo magnético en el núcleo comienza a incrementar su valor.

A partir de que el ciclo de trabajo termina, el interruptor principal se abre y el interruptor  $S_a$  entra en conducción y la corriente que se almacenó debido a la inductancia de magnetización comienza a fluir a través de este interruptor ocasionando un decremento en el flujo magnético del núcleo. En el secundario del transformador ocurre exactamente lo mismo que en el primer estado de conducción, con la diferencia de que ahora la rama opuesta del rectificador es la que permitirá el flujo de corriente hacia el filtro de salida.

## 3 CONSIDERACIONES DE DISEÑO

### 3.1 Cálculo de los Componentes para el Convertidor

Los cálculos de los valores de los componentes del convertidor fueron realizados de acuerdo con el análisis en [8]-[10].

El convertidor propuesto fue diseñado para operar a un voltaje de alimentación nominal de +48 V, permitiendo un rango de +36 a +75 V como voltaje de entrada. Como especificaciones de salida, el convertidor debe entregar una tensión de salida de

+5 V, +3.3 V, +1.2 V en corriente directa y debe ser capaz de suministrar 150 watts de potencia hacia la carga. La corriente máxima de salida debe ser de 30 A y debido a que se maneja un nivel bajo de voltaje de salida, por requerimiento de diseño el rizo de voltaje se estableció a 1% del voltaje de salida por lo que

$$\Delta V_o = V_o * \%rizo \text{ de voltaje} \quad (1)$$

En donde  $V_o$  representa el voltaje de salida del convertidor y  $\Delta V_o$  es la variación máxima permitida en el voltaje de salida con respecto al voltaje promedio esperado.

El rizado en la corriente de salida se estableció a un 1% del nivel promedio según el diseño

$$\Delta I_o = I_o * \%rizo \text{ de corriente} \quad (2)$$

En cuanto al voltaje de salida,  $v_o$ , del convertidor, la función de transferencia de voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada estará directamente relacionada con el ciclo de trabajo y la relación de vueltas del transformador, siendo

$$v_o = \frac{D * V_{in}}{N} \quad (3)$$

donde  $D$  representa el ciclo de trabajo al que se realiza la conmutación entre interruptores en el primario,  $V_{in}$  es el voltaje de alimentación de la fuente y  $N$  estaría conformado por la razón del número de vueltas en el primario,  $N_p$ , y el número de vueltas en el secundario,  $N_s$ .

En este caso particular, al utilizar un transformador con derivación central, el secundario del transformador estará dividido en dos devanados que pueden o no tener el mismo número de vueltas.

En el caso de que el secundario del transformador sea del tipo balanceado, ambos devanados tendrán el mismo número de vueltas y el total será entonces el número de vueltas del secundario

$$N_{s1} = N_{s2} \quad (4)$$

$$N_s = 2 * N_{s1} \quad (5)$$

Siendo entonces del tipo desbalanceado cuando los devanados tienen su número específico y diferente de vueltas entre sí

$$N_s = N_{s1} + N_{s2} \quad (6)$$

Teniendo en cuenta que los dispositivos de conmutación son ideales, la razón de vueltas del transformador puede ser calculada a partir de (7)

$$N = \frac{D_{max} * v_{i_{min}}}{v_o} \quad (7)$$

En donde se debe definir un ciclo de trabajo máximo al que se puede operar el circuito,  $D_{max}$ .

Una vez determinada la razón de vueltas del transformador es importante determinar el ciclo de trabajo necesario al que el convertidor deberá realizar la conmutación para lograr alcanzar el voltaje de salida deseado. A partir de (3), el ciclo de trabajo estaría dado por

$$D = \frac{v_o * N}{V_{in}} \quad (8)$$

Después de calcular el ciclo de trabajo,  $D$ , y la razón de vueltas del transformador, es importante determinar el valor de los elementos que conforman el filtro de salida. El cálculo de tanto del inductor de salida y el capacitor de salida están dadas por

$$L_o = \frac{V_o(1-D_{min})}{\Delta I_o * f_s} \quad (9)$$

$$C_o = \frac{\Delta I_o}{16 * f_s * \Delta V_o} \quad (10)$$

donde  $L_o$  representa el valor de la inductancia necesaria para mantener el rizo de corriente,  $\Delta I_o$ , deseado en la carga,  $C_o$  es valor del capacitor mínimo para mantener el rizo de voltaje de salida,  $\Delta V_o$ , y  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del convertidor.

Por otro lado, el circuito de amarre contempla un capacitor en serie con el interruptor auxiliar de amarre, el cual se encarga de provocar la descarga de la corriente de magnetización en el núcleo del transformador, ya que sin este elemento la corriente a través del primario continuaría creciendo de manera exponencial debido a que el núcleo llega a un punto de saturación.

El valor de la capacitancia necesaria en el circuito de amarre está dado por

$$C_a = \frac{(1-D_{vin,max})^2}{0.8 * L_m * f_s^2} \quad (11)$$

donde se toma en cuenta el valor de la inductancia de magnetización,  $L_m$ , del transformador, la cual puede ser calculada a partir de la relación de vueltas del transformador,  $N$ , y la frecuencia de conmutación,  $f_s$ , a partir de,

$$L_m = \frac{R_o * \left(\frac{N_p}{N_s}\right)}{2 * f_s} * (1 - D_{vin,max})^2 \quad (12)$$

### 3.2 Diseño del Filtro de Entrada

En los convertidores cd-cd es importante considerar los efectos que puede provocar el proceso de conmutación hacia la fuente de alimentación del convertidor. Por este motivo existe la necesidad de utilizar un filtro entre la fuente y el convertidor, el cual mitigue las perturbaciones no deseadas que se pueden

presentar tanto en la corriente de entrada como en la potencia que será demandada a la fuente de alimentación.

Para esto se propone el diseño de un filtro  $LC$  el cual se desea que tenga una frecuencia de resonancia a un décimo de la frecuencia de conmutación,

$$f_r = \frac{f_s}{10} \quad (13)$$

El valor de inductancia y capacitancia necesarios se pueden obtener de (14) y (15)

$$L_f = \frac{\Delta V_{cf}}{\Delta I_{Lf}} * \frac{D*(D-1)}{f_s} \quad (14)$$

$$C_f = \frac{1}{L_f*(2*\pi*f_r)^2} \quad (15)$$

donde  $\Delta I_{Lf}$  y  $\Delta V_{cf}$  son las variaciones de corriente y de voltaje, respectivamente, máximas a partir de los valores promedio que entregue la fuente.

Es importante mencionar que para el cálculo de la variación de la corriente del filtro se debe utilizar la corriente máxima de entrada,  $I_{in,max}$ , la cual es calculada por medio de la potencia máxima de entrada, donde es recomendable contemplar las pérdidas tanto por conmutación (es decir pérdidas producidas por la resistencia de encendido,  $R_{DS,ON}$ , en los MOSFET), así como también las pérdidas por elementos parásitos en inductores y capacitores.

#### 4 SIMULACIONES DEL CONVERTIDOR EN PLECS®

Para las simulaciones se consideraron los siguientes parámetros para el circuito:

- Voltaje de alimentación nominal,  $V_{in,nom} = +48$  V
- Rango de voltaje de entrada,  $+36$  V a  $+75$  V
- Frecuencia de conmutación,  $f_s = 150$  kHz
- Voltaje de salida,  $v_o = +5$  V,  $+3.3$  V,  $+1.2$  V, etc.
- Corriente máxima de salida,  $I_{o,max} = +30$  A
- Potencia de salida máxima,  $P_o = 150$  W
- $\Delta V_o = +0.05$  V y  $\Delta I_o = +0.3$  A

Las simulaciones se realizaron en el software PLECS® y se agregaron componentes parasitas con el propósito de observar el efecto de implementar el filtro de entrada.

En la primera simulación no se consideró el filtro de entrada para observar si efectivamente el voltaje de salida era de acuerdo al diseño,  $v_o = +5$  V y si las variaciones de voltaje en estado estable se encontraban dentro del valor de diseño.

De acuerdo con las simulaciones realizadas, el valor de variación máximo que se obtuvo fue  $\Delta V_o = +0.00833$  V, el cual es un valor aceptable para el rizo de voltaje deseado y en el caso de la corriente de salida la variación que se obtuvo en la simulación fue de máximo  $\Delta I_o = +0.17$  A (ver Fig. 2).

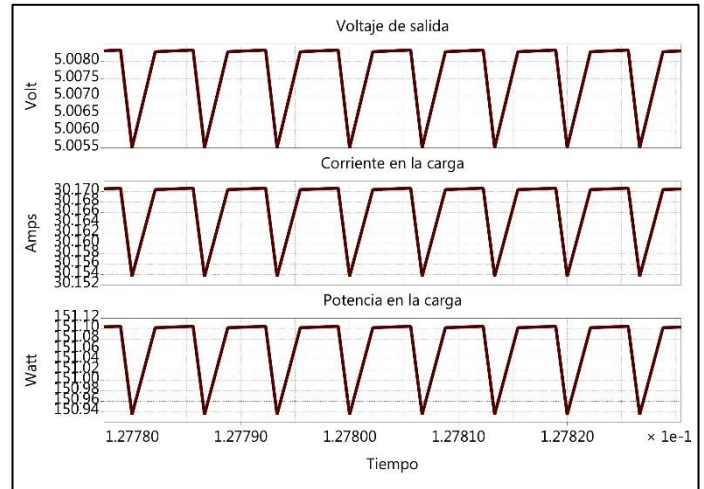


Fig. 2 Forma de onda del voltaje, corriente y potencia de salida a carga máxima.

El resultado de las simulaciones realizadas anteriormente permite a la vez observar el tipo de sistema con el que se está trabajando, dependiendo del tipo de respuesta transitoria que éste presente.

Como se observa en la Fig. 3, la salida del voltaje muestra el comportamiento de un sistema sobre amortiguado y presenta un tiempo de establecimiento  $t_s=1.3$  ms en alcanzar el 90% del voltaje de salida esperado. Esta información será útil para realizar el análisis necesario en la implementación de un controlador de estabilidad para el convertidor, ya sea analógico o digital.

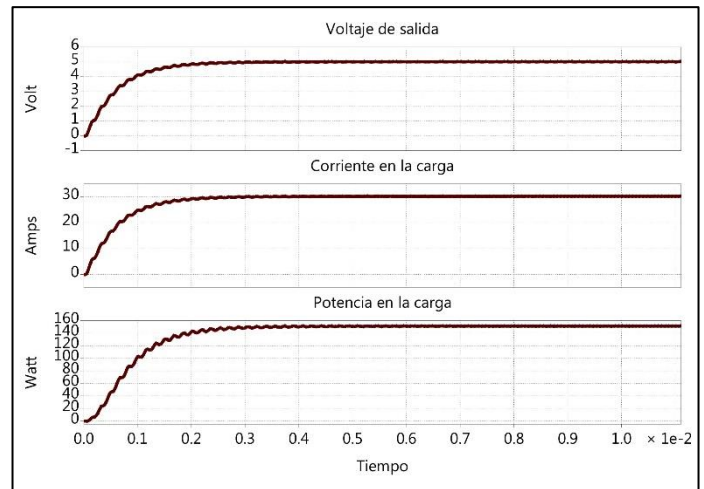


Fig. 3 Forma de onda del voltaje, corriente y potencia de salida en estado transitorio.

En las simulaciones realizadas con y sin el filtro de entrada (ver Fig. 4) se muestra la forma de onda de la corriente de entrada, donde se puede apreciar que en estado estable las variaciones de corriente son más elevadas de lo deseado.

De acuerdo con la simulación anterior, el valor promedio de la corriente de entrada es  $I_{in,avg} = +3.87$  A sin el filtro  $LC$  de entrada y, de un valor de  $I_{in,avg} = +3.72$  A con el filtro.

En el circuito sin filtro de entrada los valores mínimo y máximo de corriente obtenidos en la corriente de alimentación pueden tener una variación desde -14 A hasta +35 A, al implementar el filtro en la entrada,  $I_{in}$ , éstos valores se limitan de +3.2 a +3.55 A, respectivamente.

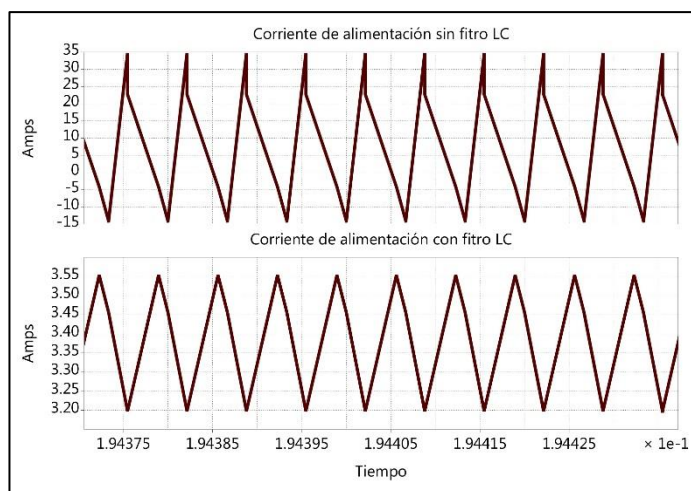


Fig. 4 Reducción del rizo de corriente que se demanda a la fuente de alimentación.

En la Fig. 5 se observa una comparación entre la corriente de entrada,  $I_{in}$ , en estado estable antes (azul) y después (rojo) del filtro, aquí se aprecia como el limitar los valores de rizado en la corriente ayuda a obtener una forma de onda mucho más suave en la corriente de alimentación.

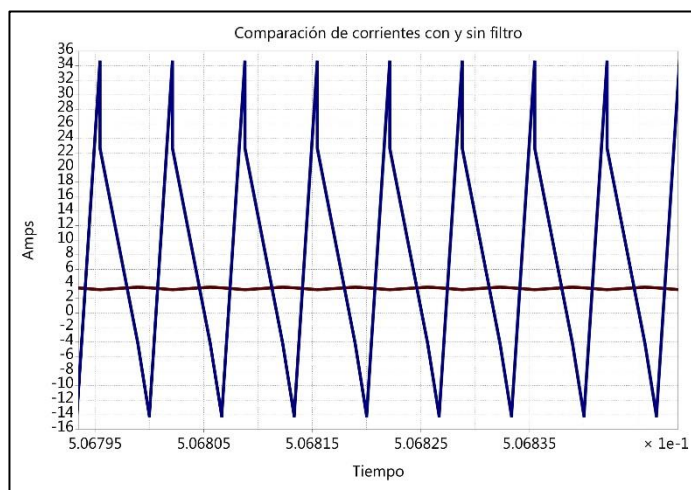


Fig. 5 Comparación de la forma de onda de la corriente con y sin el filtro de entrada.

## 5 RESULTADOS POR SIMULACIÓN DE LA EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR

De acuerdo con las simulaciones mostradas en la sección anterior, la notable reducción en el rizo de corriente afecta de manera directa al rizo de la potencia que le es demandada a la fuente. Debido a esto la eficiencia tiende a tener un incremento con respecto al circuito sin el filtro  $LC$ .

En la Tabla 1 se plantean diferentes escenarios en donde se operó el convertidor al voltaje de alimentación nominal y a diferentes voltajes de salida con el fin de observar el comportamiento de la eficiencia del convertidor. Aquí se puede observar como la eficiencia decae de manera general al aumentar el voltaje de alimentación

Tabla 1 Comparación de la eficiencia al modificar el voltaje de salida.

Voltaje de entrada ( $V_{in}$ )	Voltaje de salida ( $V_o$ )	Potencia de entrada ( $P_{in}$ )	Potencia de salida ( $P_o$ )	Eficiencia (%)
+48 V	+5 V	165.84 W	150.7 W	90.8%
	+3.3 V	110.44 W	98.72 W	89.3%
	+1.2 V	42.33 W	36.2 W	85.5%

La Tabla 2 muestra los resultados de las simulaciones realizadas sobre el convertidor para obtener la eficiencia considerando el valor mínimo, nominal y máximo del voltaje de entrada a un voltaje de salida de +5 V.

Tabla 2 Eficiencia a +5 V sin filtro  $LC$  de entrada.

Voltaje de entrada ( $V_{in}$ )	Voltaje de salida ( $V_o$ )	Potencia de entrada ( $P_{in}$ )	Potencia de salida ( $P_o$ )	Eficiencia (%)
+36 V	+5 V	166.64 W	155.41 W	93.26%
+48 V	+5 V	162.28 W	151.1 W	93.1%
+75 V	+5 V	161.56 W	150.41 W	93.09%

En la Tabla 3 se presentan los resultados de eficiencia obtenidos una vez que el filtro de entrada está presente. Como se observa el efecto que tiene el filtro de entrada sobre la potencia que se le exige a la fuente de alimentación es de suma importancia, ya que, al momento de implementar el filtro de entrada, la eficiencia no solo se incrementó con respecto a su valor anterior sin filtro  $LC$ , sino que se mantuvo en un valor constante en los diferentes valores de voltaje de alimentación.

Debido a que la eficiencia es uno de los factores más importantes en cualquier clase de sistema, es necesario tener una noción más clara de las condiciones en las que este opera de la mejor manera. En la Fig. 6 se muestra de manera gráfica las variaciones de eficiencia con respecto al cambio de la potencia de salida del convertidor al ser alimentado tanto en su valor nominal de voltaje como a sus valores mínimo y máximo.

Tabla 3 Eficiencia a +5 V con filtro LC de entrada.

Voltaje de entrada ( $V_{in}$ )	Voltaje de salida ( $V_o$ )	Potencia de entrada ( $P_{in}$ )	Potencia de salida ( $P_o$ )	Eficiencia (%)
+36 V	+5 V	163.95 W	153.29 W	93.4%
+48 V	+5 V	165.84 W	150.7 W	90.8%
+75 V	+5 V	178.04 W	152.67 W	85.7%

Como se observa en la gráfica, la eficiencia tiende a decrementar de manera que la potencia de salida,  $P_o$ , esperada es menor y aún más cuando el voltaje de alimentación se acerca al máximo. La línea amarilla representa la curva de eficiencia al máximo voltaje de entrada, como se aprecia ésta tiende a tener valores mucho más bajos de eficiencia, por lo que es importante mencionar que un área óptima para operar el convertidor sería entonces a voltajes menores o cercanos al nominal y a potencias arriba del 30% de la potencia máxima de salida (mayores a 50 W), ya que aquí aún se puede conservar un porcentaje de eficiencia por encima del 80%.

Gráfico de Eficiencia a Diferentes Valores de Potencia de Salida ( $P_o$ )

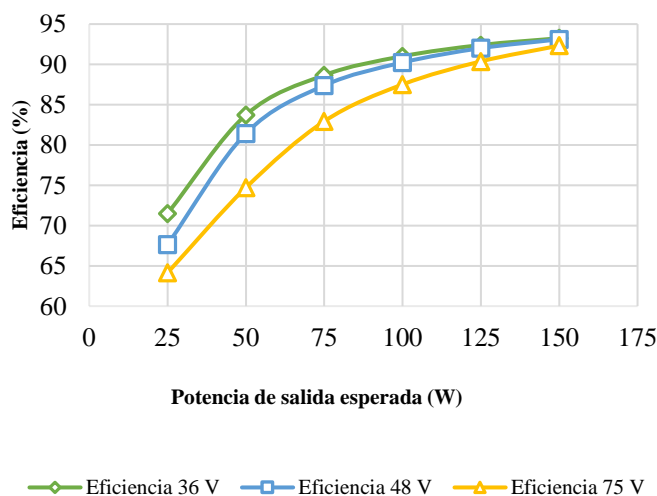


Fig. 6 Gráfica de Eficiencia a diferentes valores alimentación y diferentes potencias de salida.

## 6 CONCLUSIONES

El uso de la técnica de amarre activo resulta ser útil ya que no requiere la existencia de un devanado extra en el primario del transformador y su implementación es sencilla debido a que el interruptor auxiliar de amarre no necesita de una operación especial, sino que se puede trabajar de manera complementaria con el interruptor principal.

Se concluye también que la rectificación síncrona en el secundario del transformador ayuda a reducir de manera significativa las pérdidas presentadas en el convertidor convencional.

Es importante señalar, que la implementación del filtro de entrada es un elemento clave para la búsqueda de una mayor eficiencia en el convertidor y un diseño mucho más riguroso de este podría incrementar de manera significativa el porcentaje de eficiencia.

## 7 TRABAJO A FUTURO

Actualmente se continua el análisis del convertidor con rectificación síncrona y amarre activo considerando los elementos parásitos en dispositivos y componentes pasivos con el fin de obtener una función de transferencia que defina el comportamiento del convertidor a partir de la relación del voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor. Una vez que se obtenga la función de transferencia completa se implementara un controlador, el cual debe cumplir con los requerimientos de diseño a especificar para proveer de estabilidad al convertidor bajo variación de la tensión de entrada de alimentación o al presentarse cambios inesperados en la carga.

## 8 REFERENCIAS

- [1] Q. Li, F.C. Lee and M.M. Jovanovic, "Design considerations of transformer dc bias of forward converter with active-clamp reset," in *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Proc.*, Dallas, TX, USA, Mar 1999, pp. 553-559
- [2] H. Wu and Y. Xing, "A family of forward converters with inherent demagnetizing features based on basic forward cells," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2828-2834, Nov 2010
- [3] B. Lin, C. Yang, S. Tsay and D. Wang, "Analysis and implementation of an active clamp ZVS forward converter," in *IEEE Int. Conf. on Ind. Technol.*, Hong Kong, Dec 2005, pp. 1427-1432
- [4] I.D. Jitaru and S. Birca-Galateanu, "Small-signal characterization of the forward-flyback converters with active clamp," in *13th Annu. Appl. Power Electron. Conf. and Expo.*, Anaheim, CA, USA, Feb 1998, pp. 625-632
- [5] V.S. Rajguru and B.N. Chaudhari, "Modelling and control of active clamp forward converter with centre tap transformer," *IETE J. Res.*, vol. 61, no. 5, pp. 447-456, Oct. 2015
- [6] V.S. Rajguru and B.N. Chaudhari, "Small signal analysis and control design of active clamp forward converter with center tapped secondary," in *5th IEEE India Int. Conf. Power Electron.*, Delhi, 2012, Dec 2012, pp. 1-6
- [7] H.K. Ji and H.J. Kim, "Active clamp forward converter with mosfet synchronous rectification," in *Proc. of 1994 Power Electron Specialist Conf.*, Taipei, Taiwan, Jun 1994, pp. 895-901
- [8] V.S. Rajguru, S. Manjrekar and B.N. Chaudhari, "Small signal characterization of active-clamp forward converter with full wave rectifier and peak current mode control," in *IEEE Int. Conf. Sustainable Energy technologies*, Kandy, Sri Lanka, Dec 2010, pp. 1-5
- [9] B. Lin, H. Chiang, C. Huang and D. Wang, "Analysis, design and implementation of an active clamp forward converter with synchronous rectifier," in *IEEE Region Ten Conf.*, Melbourne, Qld., Australia, Nov 2005, pp. 1-6
- [10] B. Lin, K. Huang and D. Wang, "Analysis, design, and implementation of an active clamp forward converter with synchronous rectifier," in *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 53, no. 6, pp. 1310-1319, Jun 2006