

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 22 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Convertidor reductor doble en MCD para corrección de Factor de Potencia

DIANA CECILIA VALDÉS DELGADO, CESAR AUGUSTO LIMONES POZOS*, JOSE MIGUEL SOSA ZUÑIGA, CARLOS ANTONIO GOMEZ SAAVEDRA.

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato
dianavd95@gmail.com
cesar.limones@itesi.edu.mx (* Autor de correspondencia)
jmsosa@itesi.edu.mx
cags.dcm@gmail.com

RESUMEN En el presente trabajo se muestra el análisis e implementación de un convertidor reductor doble con filtro LC a la entrada operando en modo de conducción discontinua, el convertidor reductor es alimentado desde la red eléctrica a través de un rectificador no controlado sin filtro capacitivo. El convertidor reductor doble disminuye un voltaje de DC promedio en la salida. El modo de operación del convertidor es en modo de conducción discontinua para asegurar que la componente fundamental de la corriente eléctrica demandada en la red eléctrica esté en fase con el voltaje, es decir, no se presente desplazamiento entre corriente y voltaje, asegurando un factor de potencia alto. Se desarrolló el análisis matemático en modo de conducción discontinua y se implementó el convertidor reductor doble en lazo abierto para corroborar el funcionamiento.

PALABRAS CLAVE— modo de conducción discontinua, factor de potencia, reductor doble.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas electrónicos comerciales, industriales, y residenciales conectados a la red han ido en aumento y además han provocado distorsiones en el voltaje de la línea. Este tipo de problemas produce una deficiencia en la calidad de energía, lo cual es un factor muy importante para la exitosa operación de diversas cargas. La calidad de la energía eléctrica se entiende como un bajo nivel de disturbios en la red, por ejemplo, distorsiones armónicas, variaciones de voltaje en distintos tiempos, interrupciones cortas o largas, entre otros. Actualmente el funcionamiento de cargas industriales, comerciales y/o residenciales están basados en la electrónica de potencia, los cuales son fuentes emisoras de distorsión armónica en la red eléctrica, debido a que en ciertas condiciones pueden deteriorar la forma de onda en la amplitud y la simetría del voltaje de la red eléctrica donde son utilizados estos dispositivos [1]. El tipo de carga conectada a redes de distribución de energía eléctrica de baja tensión ha experimentado un notable cambio. Las cargas lineales, tanto resistivas como inductivas han cedido un significativo porcentaje de su presencia a favor de otras cargas, que generalmente son conocidas como cargas no lineales o cargas

electrónicas. Ejemplos de estas cargas son los llamados electrodomésticos como los televisores, los diversos equipos de presencia habitual en centros de trabajo, los sistemas de telecomunicaciones y sin fin de nuevos equipos electrónicos. Todos ellos tienen un denominador común: sus circuitos electrónicos, alimentados en continua, obtiene la energía de alimentación en el que ha de realizarse una primera conversión AC/DC.

Tradicionalmente se realiza esta conversión acudiendo al uso de un puente de diodos no controlado y un capacitor de alisamiento. Sin embargo, esta estructura tiene problemas como la distorsión armónica [2]. La distorsión armónica ha disminuido la calidad de la energía, la cual se considera puede seguir disminuyendo ya que la utilización de equipo electrónico más eficiente y rápido es cada día más frecuente y lo será debido a su mayor eficiencia y bajo costo. Y debido a esta distorsión que es fundamentalmente por los circuitos rectificadores que contienen estos equipos que a su vez representan confiabilidad y economía, pero como consecuencia de su uso se tiene la presencia no deseada de ciertas fluctuaciones en las ondas fundamentales de voltaje y corriente de la red eléctrica, que generan un alto nivel de armónico y una disminución en el factor de potencia (FP) del sistema. Estos

problemas se deben a la no linealidad de los circuitos rectificadores [3].

A. CORRECCIÓN DE FACTOR DE POTENCIA.

Las consecuencias de tener un exceso de cargas no lineales conectadas al suministro eléctrico son un bajo rendimiento y un mal funcionamiento de equipos electrónicos y eléctricos. El uso excesivo de las cargas no lineales se regula mediante normas establecidas internacionalmente. Dentro de las normativas registradas a nivel mundial, la mayoría son de organizaciones tales como la IEEE en EUA ó IEC en Europa. Dentro de los estándares o normas que rigen o recomiendan estos niveles están: “IEEE Guide for Harmonic Control” publicado en 1979, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems” en 1989, “IEEE 519-1992” realizado en 1992. De cualquier forma, estos impresos están dirigidos hacia la limitación de la distorsión armónica de los consumidores, en función del tamaño relativo de la carga y la distorsión del suministro de potencia, proporcionando niveles de distorsión basados en la tensión de utilización. Los límites impuestos al usuario deben referirse a distorsiones máximas permisibles en la onda de la corriente. Dentro de la norma europea, podemos destacar las siguientes: “IEC 55-2 “Norma Europea aprobada en el año de 1991, para limitar las corrientes armónicas en equipos de línea menores a 16 A. “IEC 61000-3-4” en 1998, la cual está enfocada a limitar equipos con corrientes mayores de 16 A. “EN 61000-3-2”, en enero 2001, la cual establece los límites para emisiones armónicas para equipos con 16 A por fase como máximo [4].

Algunos convertidores para corrección de FP consisten en un rectificador de puente completo no controlado conectado a convertidores DC-DC sin aislamiento [5] - [8], y convertidores DC-DC sin puente rectificador se muestran en [8] - [12]. En los convertidores con corrección PF con un puente rectificador de diodo no controlado, el voltaje de AC de la red eléctrica se convierte en un voltaje con componente principalmente de DC, y posteriormente, se regula a la carga de DC mediante convertidores DC-DC para disminuir el rizo de corriente. En este caso la corriente de entrada del lado de AC tiende a ser una forma de onda sinusoidal.

En este artículo se implementó un convertidor reductor doble operando en Modo de Conducción Discontinua (MCD) funcionando en lazo abierto. En la parte II se muestra el desarrollo matemático del convertidor en MCD. En la parte III se muestra los resultados experimentales obtenidos con un prototipo experimental de 100 W. Finalmente, en la parte IV se muestran las conclusiones de este trabajo.

II. DESARROLLO

En la Fig. 1 se muestra el diagrama eléctrico del convertidor reductor doble. El circuito está compuesto por rectificadores no controlados, filtros de entrada LC y salida LC, y un convertidor reductor doble.

El convertidor opera en MCD para asegurar que la componente fundamental de la corriente demandada a la red eléctrica esté en fase con el voltaje y no se presente desplazamiento entre corriente y voltaje, asegurando un FP cercano a la unidad. El sistema es simplificado suponiendo dos inductores idénticos, de esta manera las ecuaciones son similares al de un convertidor reductor convencional. Además, se supone que el filtro de la entrada no afecta a la entrada del convertidor reductor doble.

A. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR EN MCD

El análisis del convertidor en MCD, se basa principalmente en las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores Q_1 y Q_2 y del comportamiento de la corriente del inductor L_2 , en estado estacionario. Estas señales se muestran en la Fig. 3 y Fig.4. Donde se simplifica el sistema como se muestra en la Fig. 2.

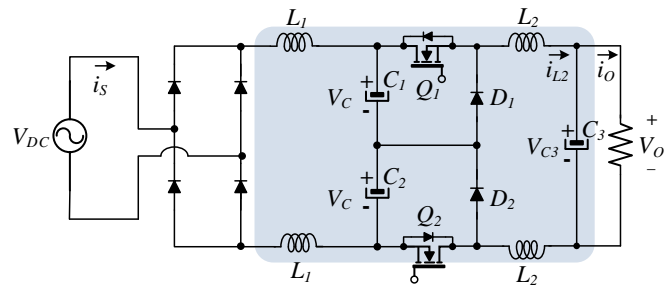


Fig. 1. Topología de convertidor reductor doble conectado a la red.

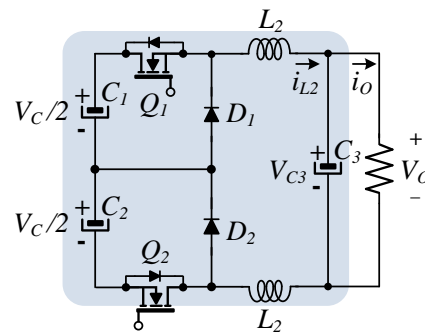


Fig. 2. Convertidor reductor doble.

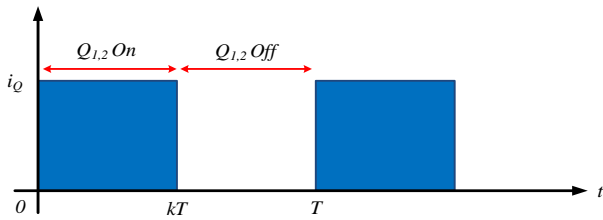


Fig. 3. Formas de onda en estado estacionario estados de $Q_{1,2}$.

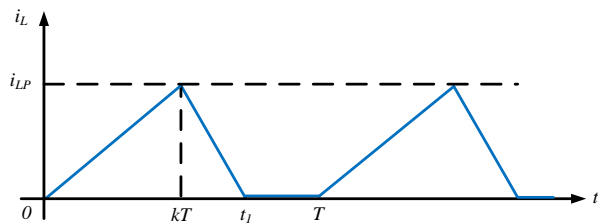


Fig. 4. Corriente del inductor L_2 en modo de conducción discontinua.

Para realizar el análisis se asume que el convertidor es ideal, es decir no existen pérdidas por conmutación, conducción ni de potencia, llevando a la Ec. (1).

$$P_{in} = P_o \quad (1)$$

Donde, P_{in} , es representada por $P_{in} = V_{in} I_{in}$ y P_o , es representada por $P_o = V_o^2 / R$, de manera que se sustituyen en la Ec. (1) se obtiene:

$$V_{in} I_{in} = V_o^2 / R \quad (2)$$

De esta manera se puede obtener la función de la forma de onda de corriente del inductor L_2 . En la Fig. 4 se obtiene que $i_L = i_{LP} = [kT(V_{in} - V_o)/L]$, del mismo modo se obtiene la corriente de entrada $i_{in} = k i_L / 2$ sustituyendo i_L en i_{in} se obtiene:

$$I_{in} = \frac{T k^2}{2} (V_{in} - V_o) \quad (3)$$

Sustituyendo I_{in} en la Ec. 2 en la Ec. 2, se obtiene la expresión de voltaje de salida en la Ec. (4).

$$V_o = V_{in} \left[-\frac{k^2 TR}{4L_2} + k \sqrt{\frac{TR}{2L_2} + \frac{T^2 k^2 R^2}{16L_2^2}} \right] \quad (4)$$

De la Fig. 4, se puede observar que hay un tiempo en que la señal cae a cero ese tiempo es t_1 , y se puede calcular suponiendo que el tiempo de carga y descarga del inductor son el mismo expresado en la Ec. (5)

$$\left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) kT = -\frac{V_o}{L} (t_1 - kT) \quad (5)$$

De la Ec. (5) se puede despejar t_1 para obtener su posible valor, tenemos en la Ec. (6).

$$t_1 = \frac{kT}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{8L_2}{TRk^2}} - 1 \right) + kT \quad (6)$$

Para el modelado se considera que el convertidor opera en MCD a una frecuencia alta. Con la señal de la Fig. 4 se obtiene los circuitos equivalentes en el MCD los cuales son tres; los dos primeros circuitos son los mismos que se presentan en MCC y se muestran en la Fig. 5 [13]. El tercer circuito se presenta en el instante que la corriente del inductor es cero como se observa en la Fig. 4 y los circuitos equivalentes se muestran en la Fig. 5.

El modelo promedio es una técnica aproximada que se puede aplicar para describir las relaciones de entrada y salida de un convertidor conmutador que tenga distintos modos de operación. Para cada uno de los modos se define las variables de estados como x_1 para la corriente del inductor L_2 , es decir, $x_1 \triangleq L_2$ x_2 para el voltaje del capacitor C_3 , es decir, $x_2 \triangleq C_3$. El análisis consiste en aplicar las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff para obtener las ecuaciones de las variables de estados de cada modo de operación. Se denota como Modo 1 y Modo 2.

En el Modo 1 el interruptor está activo durante el tiempo kT y en el Modo 2 el interruptor está apagado durante el tiempo $(t_1 + k)T$. En el Modo 1 se cierran los interruptores Q_1 y Q_2 de la Fig. 2 y mediante leyes de Kirchhoff aplicadas en el circuito se obtienen las Ec. (7) y Ec. (8).

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{2L_2} + \frac{V_{in}}{2L_2} \quad (7)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_3} + \frac{x_2}{C_3 R} \quad (8)$$

Para el Modo 2 los interruptores Q_1 y Q_2 están abiertos, y se obtiene la Ec. (9) y Ec. (10).

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{2L_2} \quad (9)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_3} + \frac{x_2}{C_3 R} \quad (10)$$

Para el Modo 3 los interruptores Q_1 y Q_2 están abiertos, y se presenta en el instante que la corriente del inductor es cero por ello solo está C_3 en paralelo a R , de igual manera se analiza el modo obteniendo la Ec. (11) y la Ec. (12).

$$x_2 = V_o \quad (11)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_3} + \frac{x_2}{C_3 R} \quad (12)$$

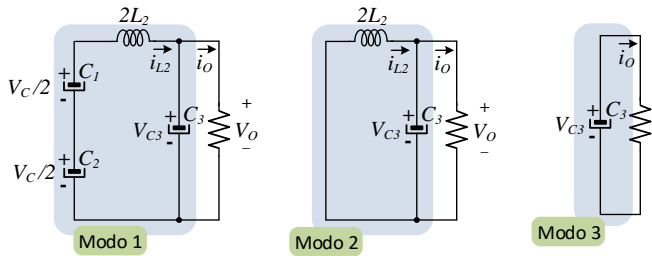


Fig. 5. Estados del convertidor reductor doble.

Las ecuaciones obtenidas en el modelo de espacio de estados expresan matemáticamente el comportamiento del convertidor y además ayuda para obtener un modelo promedio y a su vez diseñar una ley de control, con el objetivo de regular el voltaje de salida.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El diseño del prototipo se divide en dos etapas: La primera parte describe, la adquisición para el acondicionamiento de señales que permitirán el control de las conmutaciones a los semiconductores de potencia. La segunda etapa se enfoca al diseño del sistema de potencia y finalmente se muestra la topología implementada en la Fig. 1. Con los parámetros mostrados en la Tabla I se realizaron pruebas en lazo abierto considerando un ciclo de trabajo de $k = 0.5$.

Los resultados experimentales del convertidor reductor doble en lazo abierto, la frecuencia de conmutación f_{sw} del MOSFET fue de 10 kHz. La señal de control fue obtenida utilizando la dSPACE 1104, para la conexión a la red se utilizó un autotransformador a una 30 % de V_{RMS} .

En la Fig. 6 se muestra el voltaje de entrada y corriente de entrada, donde se observa que el voltaje de red tiene distorsión armónica lo que se refleja en el corriente de red. La medida del factor de potencia se obtuvo mediante un analizador de la calidad de la energía, se observa que la corriente de red es discontinua y el factor de potencia $PF=0.8$.

TABLA I. PARÁMETROS DEL PROTOTIPO

Parámetros	Valores
MOSFET Q_1, Q_2	$V_{CE} = 600V$ $I_C = 16A$
Diodo MUR D_1, D_2	$V = 400V$ $I = 16A$
Capacitor C_3	2200 μF
Capacitor $C_{1,2}$	0.47 μF
Inductor L_1	0.5 mH
Inductor L_2	0.6 mH
f_{sw}	10 kHz
R	50 Ω
v_s	30 % de la red eléctrica monofásica

En la Fig. 7 se muestra el voltaje y corriente de salida del convertidor con el ciclo de trabajo constante, en estado estacionario se tiene un voltaje de salida promedio de 16 V y con una corriente de salida promedio de 375 mA.

En la Fig. 8 se observa que el voltaje y corriente de salida contiene un rizo, donde el rizo de voltaje es $\Delta V_0 = 0.4 V$ y el rizo de corriente $\Delta I_0 = 0.05 A$.

En la Fig. 9 La corriente en el inductor L_1 en estado estacionario es discontinua, mientras que en el inductor L_2 en estado estacionario tiene una parte continua y otra discontinua. Se diseñó de esta manera para asegurar que de manera natural la corriente de entrada siga la forma del voltaje de la red.

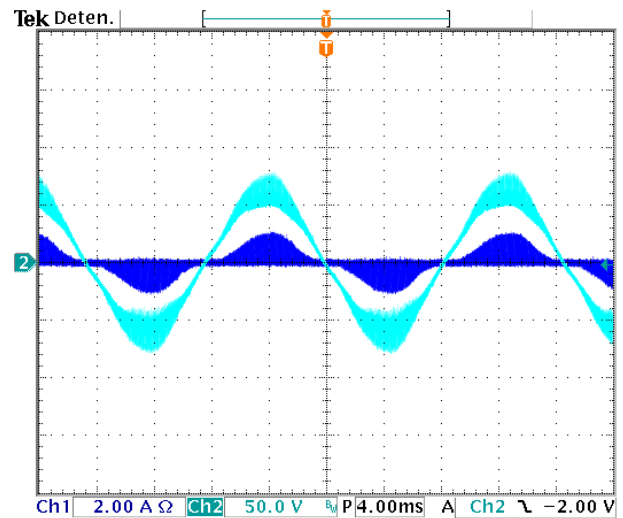


Fig. 6. Voltaje de la red y corriente de la red.

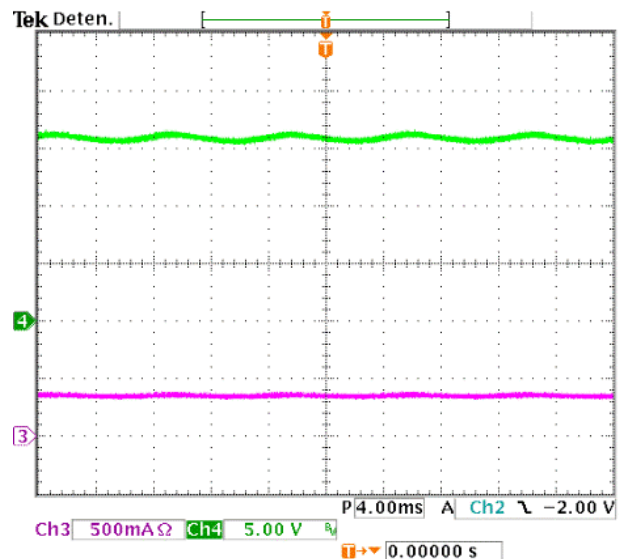


Fig. 7. De arriba abajo, voltaje de carga V_o , la corriente de salida i_o .

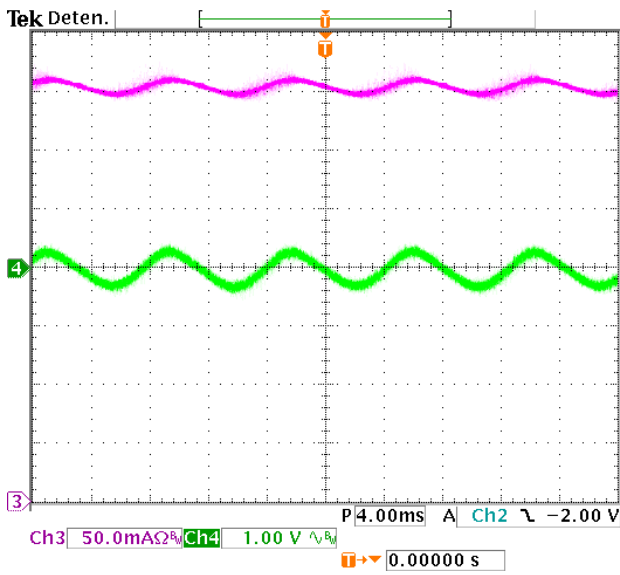


Fig. 8. Rizo de la corriente de salida I_o , rizo voltaje de carga V_o .

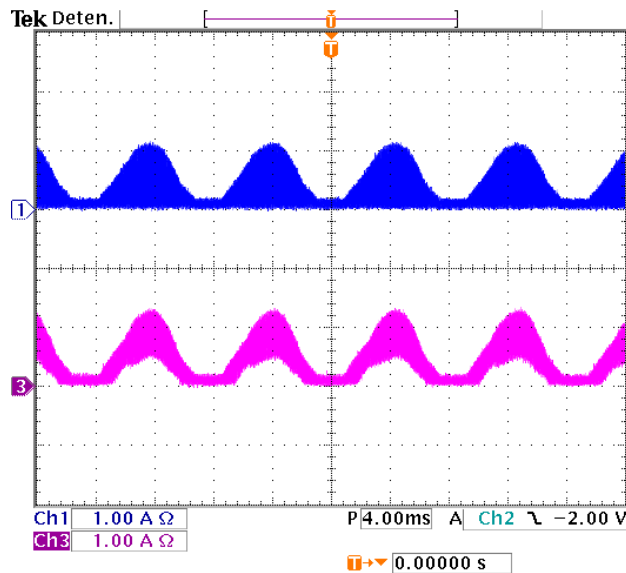


Fig. 9. Corriente en el inductor L_1 , corriente en el inductor L_2 .

IV. CONCLUSIÓN

En el presente artículo se analiza un convertidor DC-DC no aislado conocido como reductor doble. El convertidor reductor doble opera en modo de conducción discontinua. El convertidor fue probado en un prototipo experimental de diseñado para 100 W. Se puede notar que el convertidor reductor doble tiene un factor de potencia de 0.8. El diseño del convertidor consta de un filtro LC a la entrada y un filtro LC a la salida. El aumento en los componentes ayuda a aumentar la vida útil de los componentes debido a que la potencia es menor en cada componente y se distribuye. Debido al diseño de los inductores se asegura que de manera natural la corriente de entrada siga la forma del voltaje de la red.

REFERENCIAS

- [1] Madrigal Martínez Manuel, (Junio 2002). Calidad de la Energía Eléctrica y análisis armónico en Sistemas Eléctricos, curso, México.
- [2] B. Singh, S. B. N., C. A., A.-H. K., P. A. y K. D. P., A review of single-phase improved power quality ac-dc converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, n° 5, p. 962–981, 2003.
- [3] Fredy Hernán Martínez Sarmiento, Diego Fernando Gómez Molano, “Active correction of the power factor in no linear charges,” Universidad Nacional de Colombia, junio 2004.
- [4] Cárdenas Galindo Víctor Manuel, (2001) Análisis de corrientes armónicas en sistemas trifásicos, Notas complementarias., Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
- [5] T. Nussbaumer, K. Raggl, and J. W. Kolar, “Design guidelines for interleaved single-phase boost pfc circuits,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2559–2573, July 2009.
- [6] Y. S. Kim, W. Y. Sung, and B. K. Lee, “Comparative performance analysis of high density and efficiency pfc topologies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2666–2679, June 2014.
- [7] J. M. Alonso, J. Vina, D. G. Vaquero, G. Martínez, and R. Osorio, “Analysis and design of the integrated double buck-boost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1689–1697, April 2012.
- [8] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, “A review of single-phase improved power quality ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, Oct 2003.
- [9] K. K. M. Siu and C. N. M. Ho, “A critical review of bridgeless pfc boost rectifiers with common-mode voltage mitigation,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016, pp. 3654–3659.
- [10] M. Mahdavi and H. Farzanehfar, “Bridgeless sepic pfc rectifier with reduced components and conduction losses,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4153–4160, Sept 2011.
- [11] K. S. B. Muhammad and D. D. C. Lu, “Zcs bridgeless boost pfc rectifier using only two active switches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2795–2806, May 2015.
- [12] Y. Jang and M. M. Jovanovic, “Bridgeless high-power-factor buck converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 602–611, Feb 2011.
- [13] Diana Cecilia Valdés Delgado (2018), Diseño, Analisis e Implemetación de un convertidor Buck Doble (tesis de licenciatura). Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, Irapuato, Gto.

BIOGRAFÍAS



Diana Cecilia Valdés Delgado, obtuvo el grado de licenciatura en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2018. Actualmente es alumna de la Maestría en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI). Dentro de sus principales temas de interés de estudio son la calidad de la energía y generación de energía eléctrica mediante energías renovables.



Cesar A. Limones Pozos, obtuvo el grado de Maestría en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2012. Actualmente se encuentra adscrito como profesor de tiempo completo al ITESI. Sus principales intereses de investigación incluyen la aplicación de leyes de control lineal en los sistemas electrónicos de potencia como inversores y convertidores DC-DC, en temas relacionados con la calidad de la energía y generación de energía eléctrica mediante energías renovables.



José Miguel Sosa Zúñiga, es profesor titular del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, ITESI. Actualmente está asociado a los programas de licenciatura y maestría en ingeniería electrónica de dicho instituto. Sus intereses de investigación se enfocan en el área de control y aplicaciones a electrónica de potencia e incluyen la teoría de control y el modelado y diseño de controladores para convertidores de electrónica de potencia entre ellos convertidores DC-DC e inversores conectados a la red eléctrica, aplicados a la conversión de la energía eléctrica de fuentes no convencionales.



Carlos Antonio Gómez Saavedra, obtuvo el grado de licenciatura en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2018. Actualmente es alumna de la Maestría en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI). Dentro de sus principales temas de interés de estudio son la calidad de la energía y energías renovables.