

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 25 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Diseño y Construcción de un Convertidor CD-CD *Push-Pull* para un Sistema Fotovoltaico Aislado

RICARDO PAEZ V.*, MARTÍN A. ALARCÓN C., JOEL J. ONTIVEROS M., DAVID E. CASTRO P., GUILLERMO J. RUBIO A.

Tecnológico Nacional de México. Instituto Tecnológico de Culiacán. Culiacán, Sinaloa, México.
ricardopvilla.95@gmail.com (*Autor de correspondencia)
alarchem@gmail.com
joelontiveros@itculiacan.edu.mx
enrique.castro@itculiacan.edu.mx
guillermo.rubio@itculiacan.edu.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta el diseño y la construcción de un circuito convertidor elevador CD-CD *push-pull* con énfasis en el diseño del transformador de ferrita. El circuito tiene como objetivo entregar una salida de 330 voltios con una alimentación de 24 volts que proviene del banco de baterías del sistema solar fotovoltaico aislado para alimentar un inversor trifásico.

PALABRAS CLAVE— convertidor *push-pull*, transformador, *skin depth*, efecto de proximidad

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la búsqueda de alternativas energéticas diferentes a los hidrocarburos, ha puesto al mundo en una situación en la que la investigación de nuevas tecnologías que aprovechen el recurso solar se ve en la necesidad de un gran flujo de inversión [1].

Hoy en día, la electrónica de potencia está presente y se expande a través de todas las ramas de la ingeniería. Esto como consecuencia de la dependencia de la industria en los convertidores de potencia al afrontar la expansión de las fuentes de energía renovable [2]. De entre todos los dispositivos eléctricos de potencia, las fuentes conmutadas CD-CD son las que más se utilizan. Estas regulan la salida de voltaje a un nivel deseado y constante incluso cuando existen cambios en el voltaje de entrada y en la carga [3].

El convertidor elevador CD-CD *push-pull* requiere de una correcta sincronización de los pulsos de encendido y diseño de sus componentes con la finalidad de obtener la mayor eficiencia posible. Con esto último, las pérdidas en los elementos como el transformador son despreciables.

En [4] se construye un convertidor *boost* de baja potencia con IGBTs para la conmutación y un controlador PI que varía

el ciclo de trabajo del pulso *Pulse Width Modulation* (PWM) a través de un PIC16F877. En [5] se obtiene un convertidor *boost* para cambiar la naturaleza del voltaje de CA a CD al usar corrección del factor de potencia y un controlador con banda de histeresis para la corriente de entrada. Este controlador modifica los períodos de conmutación de dos MOSFETs que, junto con dos diodos de conmutación ultra rápida, forman un puente rectificador de onda completa. En [6] se introduce una técnica para recuperar la energía de la inductancia de fuga de un convertidor *push-pull* en modo de corriente, además de utilizar *zero voltage switching* (ZVS) en los interruptores para reducir las pérdidas de conmutación. En [7] se implementa un convertidor *push-pull* con un *clamp* o compensador activo para aplicaciones en las que la fuente de alimentación es una batería. Este *clamp* se utiliza para recircular la energía atrapada en la inductancia de fuga, además de amortiguar los picos de voltaje y permitir el ZVS en los interruptores. En [8] se implementa un convertidor *push-pull* de modo de corriente para aplicaciones de alto voltaje de salida. Se utiliza además un rectificador que dobla el voltaje para tener una relación de conversión más elevada.

En el presente trabajo a diferencia de [4], [5], [6], [7] y [8] se implementa un convertidor elevador CD-CD *push-pull* en modo de voltaje, donde se presta atención al diseño del transformador de ferrita con la finalidad de obtener una

eficiencia mayor al 80% para un amplio rango de valores de potencia de salida. Este valor de eficiencia mantiene un suministro eléctrico que permite a los equipos conectados al sistema solar fotovoltaico aislado funcionar correctamente y sin interrupciones.

En las secciones II y III se describe el procedimiento para el diseño y la construcción del inductor y el transformador del convertidor respectivamente. En la sección IV se muestran los resultados del diseño del convertidor.

II. DISEÑO DEL FILTRO

De acuerdo con [9], la Ec. (1) se utiliza para calcular el valor mínimo de inductancia L_{min} , con el propósito de tener corriente permanente. La Ec. (2) proporciona el valor mínimo de capacitancia C_{min} al considerar el valor de la resistencia en serie equivalente (ESR) r_c del capacitor, la frecuencia de conmutación f y el ciclo de trabajo D . La TABLA I muestra los valores del filtro RLC.

$$L_{min} = \frac{(1-2D)R}{4f} \quad (1)$$

$$C \geq C_{min} = \max \left\{ \frac{0.5-D_{min}}{2rcf}, \frac{D_{max}}{2rcf} \right\}. \quad (2)$$

A. CONSTRUCCIÓN DEL INDUCTOR

El inductor se construye para que posea una alta frecuencia de resonancia. Esto se logra al separar las secciones del devanado que contribuyen a la capacitancia parásita, por lo que se utiliza la técnica de construcción “B” de [10].

Se utiliza un núcleo modelo TX42/26/13 3E6, el cual cuenta con un factor de inductancia A_L de 12200 nH/vuelta² y, para el objetivo de 30 mH se calcula una cantidad de 50 vueltas por medio de la Ec. (3).

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (3)$$

El inductor del convertidor elevador CD-CD *push-pull* se muestra en la Fig. .

TABLA I. PARÁMETROS DEL FILTRO PARA UNA CARGA DE 270 Ω Y $r_c = 0.213 \Omega$ A 20 kHz

Parámetro	Valor mínimo	Valor selecc.
Inductancia (L)	3.4875 mH	30.0000 mH
Capacitancia (C)	52.8100 μF (con la inductancia seleccionada)	120 μf



Fig. 1. Inductor del filtro de salida.

III. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE FERRITA

A. SELECCIÓN DE NÚCLEO

Los parámetros de diseño del transformador se muestran en la TABLA II.

El diseño del transformador comienza por la selección de un núcleo de ferrita de material 3C92 de ferroxcube, con los parámetros de diseño que se muestran en la TABLA III.

Los parámetros K_c , α y β se denominan constantes de Steimetz, por otro lado, B_{cmax} es la densidad de flujo magnético máxima que el material puede soportar antes de saturarse. Además, se selecciona un núcleo E80/38/20 que cuenta con un área de sección efectiva A_e , área de selección mínima A_{min} , producto del área de devanado disponible A_p , área de devanado W_a , volumen efectivo V_e y longitud promedio de conductor por vuelta MLT de la TABLA IV.

Con los parámetros de la TABLA III y la TABLA IV se calcula el valor de la densidad de flujo magnético óptima del transformador B_o . De acuerdo con [15], la Ec. (4) se utiliza para calcular el valor de la densidad de flujo magnético óptima para un diseño no limitado por la saturación del núcleo.

$$B_o = \frac{[h_c k_a \Delta T]^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} [\rho_w k_w k_u]^{\frac{1}{12}} [k_c K_c f_t^{\alpha}]^{\frac{7}{12}} \left[\frac{K_p f k_f k_u}{\Sigma VA} \right]^{\frac{1}{6}}}. \quad (4)$$

Donde h_c es el coeficiente de transferencia de calor por convección, el cual se utiliza con un valor típico de 10 W/m²°C; k_a , k_c y k_w son constantes adimensionales con valores de 40, 5.6 y 10 respectivamente; ΔT es la variación de temperatura; ρ_w es la resistividad eléctrica de los devanados; k_u es el factor de utilización del área para embobinar; f_t es la frecuencia de

TABLA II. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Potencia nominal [W]	400
Eficiencia [%]	>95
Frecuencia de operación	40 kHz

TABLA III. PARÁMETROS DEL MATERIAL 3C92

3C92	
K_c	0.349247262
α	1.589999964
β	2.67499994
B_{cmax} [Gauss]	4000

TABLA IV. DIMENSIONES DEL NÚCLEO E80/38/20

E80/38/20	
A_e [cm ²]	3.92
A_{min} [cm ²]	3.92
$A_p=WaA_e$ [cm ⁴]	34.4677956
Wa [cm ²]	8.792805
V_e [mm ³]	72300
MLT [cm]	9.2

trabajo del transformador; K_v es el factor de forma de la onda cuadrada modulada $K_v = \frac{4}{\sqrt{D}}$; k_f es el factor de *stacking* del núcleo $k_f = \frac{A_e}{A_{min}}$; y $\sum VA$ es el *rating* de volts-amperes del transformador.

La relación entre las pérdidas del núcleo P_{fe} y las pérdidas de los devanados P_{cu} con respecto a la densidad de flujo magnético, donde B_{sat} es la densidad de saturación del núcleo, A es el punto de pérdidas óptimas y P son las pérdidas totales, para un diseño no limitado por la saturación del núcleo, se representa gráficamente en la Fig. .

Con el fin de validar la elección del núcleo del transformador, se calcula el producto del área de devanado disponible mínima necesaria del núcleo A_{pmin} a través de la Ec. (5).

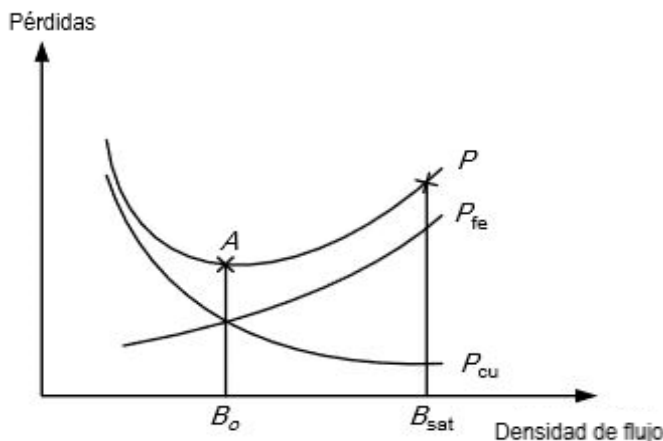


Fig. 2. Representación gráfica de la densidad de flujo magnético óptima.

$$A_{pmin} = \left[\frac{\sqrt{2}\sum VA}{K_v f B_o k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}} \quad (5)$$

Donde K_t se obtiene a través de la Ec. (6)

$$K_t = \sqrt{\frac{h_c k_a}{\rho_w k_w}} \quad (6)$$

Al utilizar valores típicos $\rho_w = 1.72 \times 10^{-8} \Omega - m$, $h_c = 10 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$, $k_a = 40$, $k_w = 10$ resulta en $K_t = 48.2 \times 10^3$.

Con base a lo anterior se obtienen los valores de la

TABLA V, donde B_o se encuentra por debajo de B_{cmax} y A_{pmin} es menor a A_p , por lo que el núcleo E80/32/40 3C92 es apto para la aplicación.

En adición, la densidad de flujo magnético debe estar limitada a 2000 Gauss como consecuencia de la no linealidad de la curva de histéresis más allá de este punto y, para frecuencias menores a 50 kHz donde las pérdidas del núcleo no son un factor limitante, B_{max} se debe escoger en un máximo de 1600 Gauss, por lo que el diseño es seguro [11].

B. PÉRDIDAS EN EL TRANSFORMADOR

Las pérdidas en el núcleo del transformador son obtenidas mediante la ecuación de Steimetz, misma que se muestra en la Ec. (7).

$$P_{fe} = V_e K_c f_t^\alpha B_{max}^\beta \quad (7)$$

Para seleccionar el número de vueltas en el devanado primario N_p , se utiliza la Ec. (8).

$$N_p = \frac{V_s}{K_v B_{max} A_c f_t} \quad (8)$$

donde la frecuencia de operación es $f_t = 2f$.

Al utilizar la Ec. (8) se obtienen 2 vueltas en el devanado primario. Sin embargo, con la finalidad de mantener una corriente de magnetización más pequeña se opta por elegir 5 vueltas en el primario.

TABLA V. VALORES OBTENIDOS PARA LA SELECCIÓN DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

Valores óptimos	
B_o [Gauss] E80/38/20 3C92	1335.1747
A_p [cm ⁴] E80/38/20	3.67

El número de vueltas en el devanado secundario N_s se obtiene al despejar la ecuación del voltaje de salida del convertidor elevador CD-CD *push-pull* que se muestra en [12]. Esto resulta en la Ec. (9).

$$N_s = \frac{V_o(N_p)}{2V_s D} \quad (9)$$

Donde V_s es el voltaje de entrada y V_o es el voltaje de salida. Esto da como resultado 99 vueltas. Se seleccionan 100 vueltas.

Como consecuencia de las altas frecuencias, los efectos parásitos *skin depth* (que representa la sección efectiva de los conductores del devanado) y efecto de proximidad (el cual modifica la sección efectiva de los conductores y cambia las magnitudes de las corrientes circulantes) se hacen presentes en los devanados del transformador. Por esto, se toman consideraciones para el cambio en la magnitud de la resistencia de los conductores, donde el factor de cambio de resistencia en CD (R_{cd}) a resistencia en CA (R_{ca}), para conductores redondos se denomina k_s y para cinta de cobre se denomina F_R . Primero se obtiene Δ , el cual representa la relación entre el espesor de una capa de devanado d y *skin depth* a la frecuencia fundamental de operación δ_o . El valor de Δ se obtiene con la Ec. (10).

$$\Delta = \frac{d}{\delta_o}, \quad (10)$$

donde $\delta_o = \frac{66}{\sqrt{f_t}}$ [mm].

Las pérdidas en CA (P_{ca}) de un solo devanado del transformador se calcula con la Ec. (11), de acuerdo con [13].

$$P_{ca} = I^2 R_{cd} |_{d=\delta} \left(\frac{F_R}{\Delta} \right) \quad (11)$$

Existe un valor de Δ que causa la menor cantidad de pérdidas en los devanados. Dicho valor se obtiene al graficar las curvas que se muestran en la Fig. con un número de 13 armónicos para diferentes cantidades de capas p . Estos devanados son inducidos con una forma de onda cuadrada modulada con un ciclo de trabajo del 35%.

Las curvas de la Fig. se calculan con la Ec. (12), de acuerdo con [14].

$$\frac{R_{eff}}{R_\delta} = \frac{D}{\Delta} + \frac{2}{\pi^2 D} \sum_{n=1, odd}^N \frac{\sin^2(n\pi D)}{n^2} A_{sum} \quad (12)$$

$$A_{sum} = \left[\frac{\sinh(2\sqrt{n}\Delta) + \sin(2\sqrt{n}\Delta)}{\cosh(2\sqrt{n}\Delta) - \cos(2\sqrt{n}\Delta)} + \frac{2(p^2-1)}{3} \frac{\sinh(\sqrt{n}\Delta) - \sin(\sqrt{n}\Delta)}{\cosh(\sqrt{n}\Delta) + \cos(\sqrt{n}\Delta)} \right]$$

donde n es el número de armónicos.

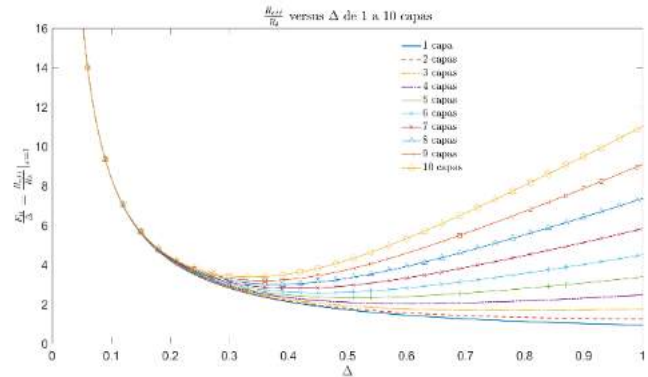


Fig. 3. $\frac{F_R}{\Delta}$ contra Δ de 1 a 10 capas.

El valor de F_R está dado por la Ec. (13), mientras que el valor de k_s se obtiene con la Ec. (14).

$$F_R = 1 + \frac{5p^2-1}{45} \Delta^4 \quad (13)$$

$$k_s = 0.25 + 0.5 \left(\frac{r_o}{\delta_o} \right) + \frac{3}{32} \left(\frac{\delta_o}{r_o} \right) \quad (14)$$

De acuerdo con la Fig. , para 5 capas de devanado el valor óptimo de delta es $\Delta = 0.505$, que corresponde a un espesor de 0.1666 mm. Se selecciona cinta de cobre de 50 mm x 0.05 mm para el devanado primario, al ser el valor comercial más próximo disponible como consecuencia del ancho necesario de 50 mm para cubrir por completo la formaleta del transformador. Por otro lado, el devanado secundario se construye con cable Litz de 8 hilos.

IV. RESULTADOS

A. CIRCUITO CONVERTIDOR

La Fig. muestra la topología del convertidor elevador CD-CD *push-pull*. Se aprecia que se utilizan 2 interruptores para controlar la conversión del transformador de ferrita mediante el intercambio en la activación, lo que permite generar una onda CA cuadrada que provoca la inducción magnética en los devanados del transformador. En la Fig. se muestra el prototipo del convertidor.

B. ELEMENTOS EN EL CONVERTIDOR

La lista de elementos fundamentales que se utilizan en el convertidor se muestra en la TABLA VI.

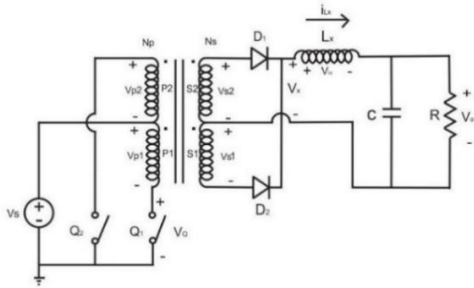


Fig. 4. Topología del convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

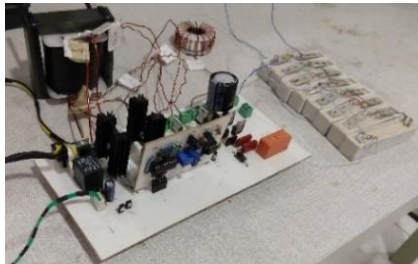


Fig. 5. Prototipo del convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

TABLA VI. PARTES FUNDAMENTALES DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CD-CD *PUSH-PULL*

Elemento	Descripción
IRF3710	MOSFET de potencia de conmutación rápida
MUR8100E	Diodeo rectificador de 1000 volts de conmutación ultra rápida
E80/38/20 3C92	Núcleo tipo E del transformador de ferrita con medidas 80 mm x 38 mm x 20 mm y material 3C92
TX42/26/13 3E6	Núcleo toroidal del inductor con cubierta epóxica de hasta 2000 con medidas 42 mm x 26 mm x 13 mm y material 3E6
TL494	Circuito Integrado de control PWM
IR4427	Driver de MOSFET dual de flanco de bajada

C. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR

En la TABLA VII se muestran los parámetros sobre los que se diseña el circuito convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

D. INDUCTOR TOROIDAL

Se lleva a cabo una prueba de resonancia al inductor, al aplicar una señal escalón de baja frecuencia y medir la frecuencia natural de oscilación, la cual corresponde con la frecuencia de resonancia. En la Fig. se muestran los resultados de esta prueba, donde la frecuencia de resonancia medida ronda el valor de los 11.9 MHz. Con esto se prueba que el inductor trabaja correctamente a los 40 kHz de salida del puente rectificador.

E. TRANSFORMADOR DE FERRITA

La forma de los devanados del transformador que se utiliza para el convertidor elevador CD-CD *push-pull* propuesto se muestra en la Fig. .

Esta técnica se conoce como “entrelazado” (*interleaving* en inglés) y tiene el efecto de reducir tanto la inductancia de fuga como la capacitancia parásita de los devanados. Además, reduce de manera considerable el efecto de proximidad, lo que aumenta la eficiencia del transformador [15].

Los resultados que se obtienen del diseño del transformador de ferrita se muestran en la TABLA VIII. Donde ρ es la resistividad del conductor a 90 °C, B_{max} es la densidad de flujo magnético máxima y las pérdidas en CA son sumadas para obtener las pérdidas totales.

Las pérdidas en el transformador calculadas para 400 watts, dan como resultado una eficiencia del 97.12%.

TABLA VII. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CD-CD *PUSH-PULL*

Parámetro	Valor
Eficiencia	$\geq 80\%$
Voltaje de entrada (V_s)	24 volts
Voltaje de salida (V_o)	330 volts
Rizo de voltaje de salida (V_{rp})	$\leq 3\%$
Potencia (P_o)	400 watts max.
Frecuencia de conmutación (f)	20 kHz
Ciclo de trabajo (D)	35%

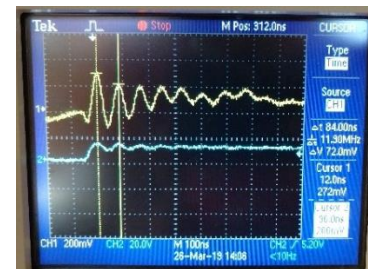


Fig. 6. Prueba de resonancia del inductor. Señal escalón (azul). Señal de oscilación del inductor (amarillo).

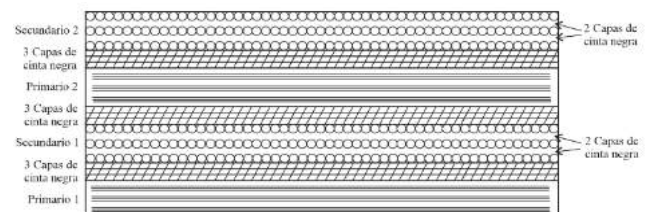


Fig. 7. Técnica de devanado del transformador de ferrita.

F. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR

Una red *snubber* RC con valores de capacitancia y resistencia de 10 nF y 27 Ω respectivamente, es implementada en los MOSFETs del convertidor con el fin de eliminar los picos de desactivación provocados por la inductancia de fuga del transformador. Las formas de onda de los MOSFETs con sus respectivas señales de activación, provenientes del circuito integrado TL494 y del driver IR4427 se muestran en la Fig. .

TABLA VIII. RESULTADOS DEL DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE FERRITA.

E80/38/20 3C92	
ρ 90 °C [$\mu\Omega$ -m]	0.02194652
No. Capas P	10.00
No. Capas S	4.00
B_{max} [Teslas]	0.053571429
Pérdidas núcleo [W]	0.209
Devanado primario	
R_{cd} [$\mu\Omega$]	4038.15968
N_p	5.00
Δ	0.152
R_{eff}/R_{cd} P	1.00
R_{ca} [$\mu\Omega$]	2.67E+04
Pérdidas CA [W]	10.5914914
Devanado secundario	
R_{cd} [$\mu\Omega$]	490635.5
N_s	100
Δ	3.43
r_o/δ	1.48
k_s Secundario	1.09
R_{ca} [$\mu\Omega$]	5.37E+05
Pérdidas CA [W]	0.670026738
Pérdidas totales [W]	11.5

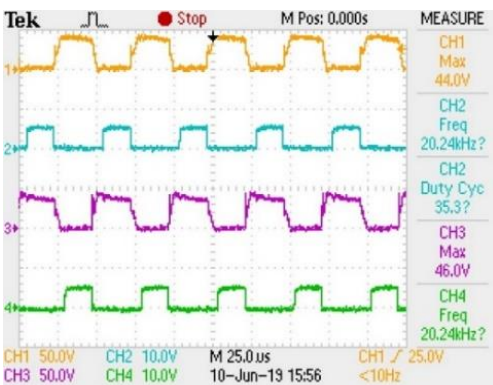


Fig. 8. Voltaje D-S de los MOSFETs (amarillo y púrpura) y señales de activación PWM (azul y verde).

En la entrada del convertidor se sitúa un capacitor de 100 μ F para estabilizar el voltaje de entrada. La Fig. muestra que el voltaje de salida que se obtiene del convertidor es mayor al requerido por 30 volts, esto gracias al voltaje entregado por el capacitor cuando se produce una caída por la conmutación de los MOSFETs. La Fig. se obtiene con una resistencia de carga de 930 Ω . En adición, el rizo de voltaje de salida es del 2.23%, menor al 3% como se especifica con anterioridad.

En la Fig. se muestra la gráfica de eficiencia para un rango de valores de potencia de 100 a 400 watts, en donde la eficiencia no cae por debajo del 83%, lo que cumple con el requisito que se establece.

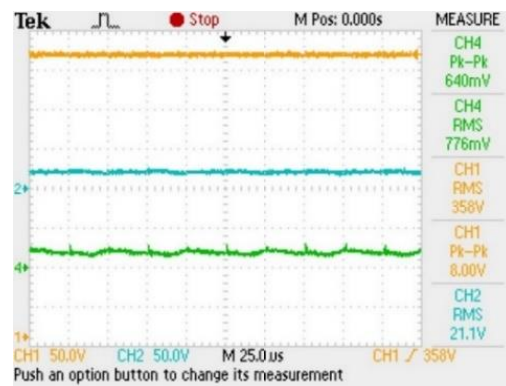


Fig. 9. Voltaje de entrada (azul), voltaje de salida (amarillo) y corriente de entrada (verde).

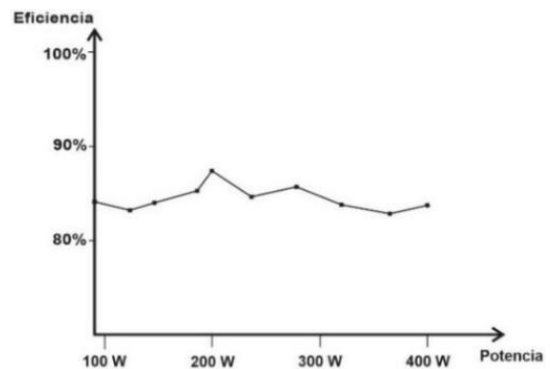


Fig. 10. Gráfica de eficiencia del convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se diseña y construye de manera satisfactoria un convertidor elevador CD-CD *push-pull* que trabaja dentro de un sistema fotovoltaico. Dicho convertidor alcanza de forma exitosa el objetivo de voltaje establecido, y mantiene una eficiencia consistente en un rango de 100 a 400 watts. Este convertidor permite alimentar a un inversor trifásico que llevará a la corriente eléctrica a tensión de línea, sin la

necesidad de invertir en un banco de baterías de aplicaciones solares que entorpezcan la instalación del sistema fotovoltaico.

Un especial énfasis es hecho en el diseño del transformador de ferrita, con lo que se tiene un convertidor fácil de construir con un mínimo de pérdidas en el transformador. En el que se utiliza un híbrido en los devanados de cinta de cobre y cable Litz, lo que permite evitar los efectos parásitos en gran medida sin sacrificar el alto ratio de conversión del transformador.

REFERENCIAS

- [1] T. Goda y A. Torres, "Flujos de Capital, Recursos Naturales y Enfermedad Holandesa: El Caso Colombiano," *Ensayos sobre Política Económica*, vol. 33, no. 78, pp. 197-206, Dic., 2015, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.espe.2015.07.001>.
- [2] P. Farhang, A. Drimus y S. Mafei-Tempfli, "New technique for voltage tracking control of a boost converter based on the PSO algorithm and LTSpice," *52th Int. Scien. Conf. on Power and Elec. Engineering of Riga Tech. Uni.*, Riga, Letonia, 2015, DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343157, [online].
- [3] R. Wai, C. Lin y R. Duan, "High-efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress," *IEEE Trans. on Indus. Electr.*, vol. 54, no. 1, pp. 354-364, Feb., 2007, DOI: 10.1109/TIE.2006.888794, [online].
- [4] L. Alessio, L. Gonzáles y R. Cáceres, "Diseño y Construcción de un Convertidor Boost de Pequeña Potencia con Propósitos Educativos y de Investigación," en *Avances en Ciencias e Ingenierías*, vol. 6, n° 2, pp. C15-C20, 2014.
- [5] N. Muñoz, J. Cano y J. López, "Control de un Convertidor Elevador de Voltaje AC/DC Utilizando Balance de Potencias," *Información Tecnológica*, vol. 27, n° 2, pp. 3-10, 2016.
- [6] F. Nome y I. Barbi, "A ZVS Campling Mode-Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter," en *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings*, Pretoria, Sudáfrica, 1998.
- [7] T. Wu, J. Chyuan, J. Tsai, C. Tsai y Y. Chen, "An Active-Clamp Push-Pull Converter for Battery Sourcing Applications," en *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, n° 1, pp- 196-204, Feb., 2008, Consultado en: Jun, 30, 2019, DOI: 10.1109/TIA.2007.912748, [Online].
- [8] E. Kim y B. Kwon, "High Step-up Resonant Push-Pull Converter with High Efficiency," en *IET Power Electronics*, vol. 2, n° 1, pp. 79-89, Enero, 2009, Consultado en: Jun, 30, 2019, DOI: 10.1049/iet-pel:20070140, [Online].
- [9] M. Rashid, "DC-DC Converters," en *Power electronics handbook*, edición no. 3, San Diego, USA: Academic Press, 2011, cap. 13, pp. 215-219.
- [10] J. Hernandez, L. Petersen y M. Andersen, "Low Capacitive Inductors for Fast Switching Devices in Active Power Factor Correction Applications," en *Proceedings of International Power Electronics Conference*, Hiroshima, Japón, 2014, pp. 3352-3357.
- [11] A. Pressman, K. Billings y T. Morey, "Transformer and Magnetics Design," en *Switching Power Supply Design*, edición no. 2, USA: McGraw-Hill, 1998, cap. 7, sección 7.2.3, pp. 275-276.
- [12] D. Hart, "Fuentes de Alimentación de Corriente Continua," en *Electrónica de Potencia*, edición no. 1, Madrid, España: Pearson Educación, 2001, cap. 7, sección 7.6, pp. 277-280
- [13] K. Iyer, W. Robbins y N. Mohan, "Design and Comparison of High Frequency Transformers using Foil and Round Windings," en *International Power Electronics Conference*, Hiroshima, Japón, 2014.
- [14] J. Breslin y W. Hurley, "Derivation of Optimum Winding Thickness for Duty Cycle Modulated Current Waveshapes," en *Record 28th annual IEEE*

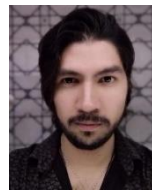
power electronics specialists conference, Saint Louis, MO, USA, 1997, pp. 655-661.

- [15] W. Hurley y W. Wölfe, "Reducing Proximity Effects by Interleaving the Windings," en *Transformers and Inductors for Power Electronics*, John Wiley & Sons, 2013, cap. 6, pp. 182-183.

BIOGRAFÍAS



RICARDO PAEZ VILLA nació en Culiacán, Sinaloa en 1995, se graduó de Ingeniero en Mecatrónica del Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en marzo de 2019 y actualmente es tesista en el mismo instituto. Sus líneas de investigación actuales incluyen convertidores CD-CD.



sistemas electrónicos de potencia y energías renovables.

MARTÍN ALARCÓN CARBAL nació en Culiacán, Sinaloa, México en 1993. Recibió el título de Ingeniero Mecatrónico por el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 2016. Actualmente se encuentra matriculado en el programa de Maestría en Ciencias de la Ingeniería en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen: control digital, algoritmos de control no lineal,



Instrumentación y Control. Las líneas interés son: el control de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.

JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES en 2010 obtuvo el grado de Ingeniero Eléctrico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. El grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería, en la especialidad de Mecatrónica y Control por el Tecnológico Nacional de México en el 2016. Actualmente es estudiante del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la línea de Instrumentación y Control. Las líneas interés son: el control de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



Sus líneas de investigación actuales son el procesamiento de señales en sensores remotos con procesamiento paralelo de datos y co-diseño hardware-software para detección multimodo y sistemas de comunicación.

DAVID ENRIQUE CASTRO PALAZUELOS recibió el título de Ingeniero Electrónico por el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 2000, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Telemática por la Universidad de Colima en 2004 y de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, división de Telecomunicaciones por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, campus Guadalajara en 2015. Es profesor investigador con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México.



Es profesor con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de máquinas eléctricas.

GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA recibió el título de Ingeniero Eléctrico del Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 1998, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica y el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Campus Guadalajara en 2001 y en 2013 respectivamente. Es profesor con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de máquinas eléctricas.