

Design and Prototyping of Transformerless DC-DC Converter with High Voltage Ratio for MVDC Applications

G. A. Anaya-Ruiz, D. Ruiz-Robles, L. E. Ugalde –Caballero, E. L. Moreno-Goytia

Abstract— Power boost DC-DC voltage converters have become a key element for medium-voltage DC (MVDC) applications as a link between generation and distribution grids, it is possible to classify the DC-DC converters into four families, depending on their characteristics, as well, one of the actual principal needs is to reduce the number of passive and active components needed for voltage conversions. This article presents a novel transformerless DC-DC boost-resonant converter, which is destined for the interconnection of medium and high voltage DC smart grids. The proposed DC-DC converter is composed of two inductors, a capacitor, and five IGBTs interrupters, which are responsible for the interaction between resonant and boost converters, in the same way, the resonant converter is composed of one resonant inductor and one resonant capacitor while the boost converter is composed by one boost inductor. This paper also presents the operation principle of the proposed converter, as well as its control, modular connection, and simulation to probe the behavior of the converter and an experimental 100 W prototype with 9.5 gain.

Index Terms— Boost converters, DC-DC Converters, High-power converters, MVDC, Resonant converter,

I. INTRODUCTION

Los convertidores CD-CD de alta y media potencia, elevadores y/o reductores de voltaje, se han convertido en elementos clave para la implementación de sistemas de medio voltaje, (MVDC, por sus siglas en inglés) y redes CD emergentes en aplicaciones tales como: (1) acoplar niveles de voltaje entre dos sistemas, por ejemplo, una red de medio voltaje a un sistema HVDC, o acoplar dos sistemas HVDC o dos secciones de una misma red HVDC [1-4]; (2) interfaz elevadora de niveles de generación CD a niveles de un sistema MVDC [4] y (3) interfaz reductora de voltaje de un sistema HVDC o MVDC a niveles de voltaje de cargas.

El desarrollo, innovación y aplicación en redes de convertidores CD-CD permite el aumento de la capacidad instalada e integración de fuentes de energía renovable y el crecimiento de las redes MVDC y HVDC. La Fig. 1 presenta una interconexión de diferentes fuentes de energía renovables (RES, por sus siglas en inglés), campos fotovoltaicos (PVF, por sus siglas en inglés) y campos eólicos (WF, por sus siglas en inglés), a un bus de red MVDC mediante convertidores CD-CD, los cuales son los encargados de elevar el voltaje a MVDC en un bus CD para poder ser transmitido después mediante HVDC. De la misma manera la Fig. 2 presenta una estructura DC multi terminal (MTDC, por sus siglas en inglés), estructuras capaces de utilizar múltiples fuentes de generación, en la cual se presenta una posible aplicación de los convertidores CD-CD, en comparación con el HVDC punto a punto (p2p, por sus siglas en inglés), la tecnología MTDC está técnicamente bien adaptada para la transmisión de dispersas RES, a si mismo, los convertidores con transformadores en alguna de sus etapas, estan sujetos al tamaño del sistema, el costo y la densidad de potencia, por lo que se considera que los convertidores sin transformador logran mayor eficiencia, alta densidad de potencia y bajo costo[5], se espera que en el futuro los sistemas de potencia, tales como redes CD, a través de las MTDCs tengan penetración en los sistemas CA para interconectar redes CA y CD [6-11].

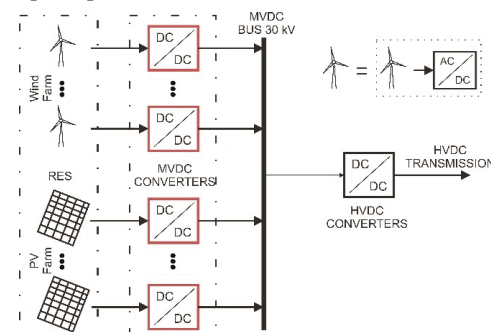


Fig. 1. Interconexión de generación renovable a una red MVDC.

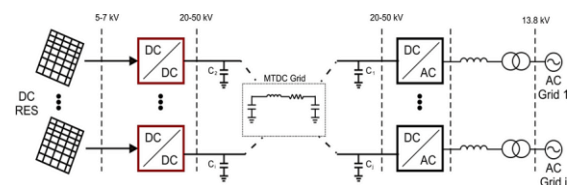


Fig. 2. Interconexión de generación renovable a una red MTDC.

G. A. Anaya-Ruiz universidad de la ciénega del estado de Michoacán de Ocampo UCEMICH (gaanaya@ucemich.edu.mx).

D. Ruiz-Robles Universidad Nacional Autónoma de México - Campus Juriquilla: Querétaro. (dante@tecmor.mx).

L. E. Ugalde –Caballero Tecnológico nacional de México campus Morelia, Morelia, México (luis.uc@morelia.tecnm.mx).

E. L. Moreno-Goytia. Tecnológico nacional de México campus Morelia, Morelia, México (elmgelmg@yahoo.co.uk).

Las estructuras de convertidores CD-CD de alta potencia actuales pueden clasificarse en cuatro grupos [9]: 1) tipo convertidor modular multinivel CD (MMDC, por sus siglas en inglés) [12-15]; 2) tipo convertidores de doble puente activo (DAB, por sus siglas en inglés) [16-19]; 3) tipo convertidores híbridos [20-22] y 4) tipo convertidores resonantes [21-24]. Las principales características de cada grupo se analizan brevemente a continuación.

Las estructuras MMDC tienen un relativo mayor número de componentes que otras estructuras CD-CD. Por ejemplo, una configuración MMDC bidireccional con cadenas intercaladas de sub-módulos [12], puente-H o medios puente-H, es capaz de aumentar o reducir el voltaje controladamente, pero requiere un relativo alto número de inductores y transformadores. Con esta característica se disminuye la eficiencia y aumenta la complejidad del esquema de control. Desde otro punto de vista, en [13] se presenta un par de MMCs con un transformador de alta frecuencia intermedio de enlace. El prototipo reporta una eficiencia de 83% a 1 MHz. Otro convertidor CD-CD con base en MMC se presenta en [14]. A diferencia de la configuración propuesta en [13], este convertidor utiliza un transformador a 250 Hz y tiene una eficiencia de 95%. En general, este grupo de convertidores requiere una modulación comparativamente más compleja que otras opciones y un mayor número de componentes, lo que implica un mayor volumen, peso y costo. Por otra parte [15] presenta un convertidor CD-CD basado en MMC, sin transformador y unidireccional, el cual se compone de dos string por cada fase, que a su vez se componen de HB y FB respectivamente, de tal forma que se comparte el estrés de voltaje entre sí, reduciendo pérdidas, a su vez se componen de un diodo que funge de interfaz entre el convertidor y la red HVDC.

Las configuraciones tipo DAB tienen una estructura de tres secciones: puerto CD/CA, transformador de alta frecuencia (HFT) y puerto CA/CD. El HFT actúa como elevador o reductor de voltaje, pero reduce la eficiencia del convertidor debido a sus pérdidas en el devanado y en el núcleo del transformador. Asimismo, el esquema de control de la dirección y flujo de potencia activa es más complejo porque interviene la inductancia de dispersión sumada a la inductancia propia del HFT [16]. Esta inductancia de dispersión influye en el control de la dirección y flujo de potencia y su valor es difícilmente medible. Diseñar controles considerando esta inductancia es una labor ardua, actualmente. En la búsqueda por mejorar la conversión CD-CD con DAB, en [17] se propone una configuración bidireccional aislada con optimización de estrés de corriente lográndose reducir las pérdidas por conmutación. A pesar de la optimización obtenida aplicando la modulación Optimal-Dual-Phase-Shift (ODPS, por sus siglas en inglés), esta técnica no elimina el flujo de corriente reactiva en el convertidor reflejándose como pérdidas. Para mejorar la eficiencia, en [18] se presenta un esquema de control para eliminar el flujo de corriente reactiva. Esta estrategia desfasa $\pi/3$ la señal del segundo puente con un ciclo de servicio del 33%

la cual tiene las ventajas de obtener conmutación en voltaje cero (ZVS, por sus siglas en inglés), reduciendo pérdidas por conmutación y obtener la máxima transferencia de potencia. Sin embargo, el uso del HFT finalmente aumenta el tamaño y costo de este tipo de convertidores.

Desde otro punto de vista, en [19] se propone un Transformador Electrónico de Potencia (PET, por sus siglas en inglés) con DAB. Los devanados del primario de este HFT se conectan a la entrada CA monofásica mediante una configuración push-pull de dos interruptores que conmutan a una frecuencia varias veces mayor que la frecuencia de línea con un ciclo de servicio del 50 %. El secundario se conecta a un puente H convencional a través de la inductancia de dispersión. Los interruptores del lado secundario del convertidor tienen una conmutación suave. Como consecuencia, este convertidor tiene alta densidad de potencia y un alto factor de utilización. Sin embargo, este convertidor requiere un control complejo lo que se traduce en un elevado esfuerzo computacional. El aislamiento galvánico proporcionado por el HFT del DAB ayuda a ampliar el rango del ZVS. Pero, como desventaja, el HFT aumenta el peso y costo del convertidor.

Los convertidores híbridos CD-CD operan utilizando una combinación de circuitos convencionales y resonantes. En este sentido, en [20] se presenta un convertidor con un tanque resonante LLC conectado al primario de un transformador con tap central. El secundario se conecta a un rectificador activo. Este transformador aumenta el costo y pérdidas totales del convertidor. Otra opción de convertidor [21] utiliza N módulos puente H conectados en serie, con bancos resonantes en paralelo, para obtener una ganancia de N-1. Sin embargo, aumentar la ganancia conlleva aumentar el número de elementos reduciéndose la eficiencia del circuito debido al gran número de conmutaciones. Por otra parte [22] presenta un convertidor híbrido unidireccional, resonante-DAB, el cual utiliza un tanque resonante LC en paralelo para realizar el aumento de voltaje, el convertidor utiliza diodos para conectar las ramas de IGBTs, al igual que a la salida, haciendo el convertidor unidireccional.

En relación con los convertidores resonantes, estos tienen bancos de resonancia para lograr la conversión CD-CD. Estos bancos utilizan la conmutación ZVS y así se reducen las pérdidas por conmutación. En contraparte, la complejidad del circuito resonante tiende a disminuir la confiabilidad del convertidor y aumentar el tamaño del convertidor. En otra propuesta [23] se presenta un convertidor resonante serie-paralelo (SPRC, por sus siglas en inglés), tipo LCC, con esquema ZVS y su control. Además de la alta eficiencia obtenida, esta configuración de cuatro interruptores en puente-H agrega capacitores a su entrada para reducir la interferencia electromagnética (EMI, por sus siglas en inglés) emitida. Desde un punto de vista similar, en [24] se utiliza una variación a un puente H, con diodos antes de cada brazo del puente, cuya salida se conecta al circuito resonante LC y de este a un circuito resonante LCC con dos diodos y dos capacitores.

TABLA 1.
CARACTERÍSTICAS DE CONVERTIDORES CD-CD DE ALTA GANANCIA

Referencia	No. Interruptores	No. componentes pasivos	Alcanza ZVS/ZCS	No. Transformadores	Factor elevación
propuesta	5	3	Si	0	1:9.5
[12]	48	16	No	2	1:2
[13]	32	8	No	1	1:3
[14]	12	5	No	1	1:2
[15]	18	8	No	0	1:2.4
[16]	8	1	No	1	1:4.5
[17]	10	4	Si	1	1:7.6
[18]	8	2	Si	1	1:1
[19]	16	4	Si	1	1:1
[20]	4	5	Si	1	1:4
[21]	28	19	Si	0	1:5
[22]	2	4	No	0	1:9
[23]	8	7	Si	0	1:8
[24]	8	4	Si	0	1:10

La configuración opera con ZVS y tiene bajo estrés en los interruptores. Como desventaja, este último convertidor utiliza un circuito complementario, a fin de producir las conmutaciones necesarias, que aumenta el número de componentes totales y utiliza un control complejo.

Los diferentes tipos de convertidores CD-CD de alta potencia reportados en la literatura usualmente tienen una estructura multietapas compleja. Algunos tipos tienen más de 10 componentes principales con métodos de conmutación complejos y estructuras voluminosas en los casos que utilizan transformadores de alta o baja frecuencia. Aunque estos convertidores utilizan ZVS o conmutación en corriente cero (ZCS, por sus siglas en inglés), la estructura en conjunto tiene una reducción de la eficiencia y con aumento de tamaño y costo. La Tabla 1 presenta un resumen de las topologías presentadas anteriormente, enfocada principalmente en número de componentes y principales características de cada topología.

El análisis de las propuestas anteriores resalta las oportunidades para la innovación en estructuras electrónicas CD-CD. Estas oportunidades se centran en reducir el número de componentes en la estructura, sin comprometer la ganancia ni la eficiencia del convertidor, y simplificar el control para la conmutación sin reducir funcionalidad. En este trabajo se propone un convertidor CD-CD de media potencia, dedicado a aplicaciones de mediano y alto voltaje, cuya estructura tiene menos elementos y mayor ganancia que otros convertidores. Este convertidor desde ahora llamado CL^2 , puede operarse con ZVS o ZCS, sin transformador, pero con la diferencia de utilizar solo un sencillo circuito auxiliar basado en un puente H. Otras ventajas relativas de esta configuración son: reducción de tamaño, debido a ser un convertidor sin transformador, escalabilidad a fin de alcanzar mayores ganancias y/o reducir el estrés de voltaje y corrientes en los componentes pasivos y reducido número de componentes y costos. El nicho de aplicaciones de interés para esta propuesta son redes MVDC y

HVDC.

II. CONFIGURACIÓN PROPUESTA CL^2

La Fig. 3 presenta el convertidor CD-CD CL^2 . La estructura está compuesta por dos medios puentes H (S_1, S_4 y S_2, S_3 respectivamente), un IGBT (S_5) añadido a la salida como

rectificador, dos inductores L_b y L_r , y un capacitor C_r . L_b es el componente encargado de la elevación del circuito boost mientras que L_r y C_r forman el circuito resonante. Este circuito asegura la operación con ZVS, con un ciclo de servicio del 50%. Esto se logra al igualar la frecuencia del circuito resonante con la frecuencia de conmutación de los interruptores S_1 - S_4 . Por otra parte, S_5 se opera con ZCS. Debido a su estructura cuasi-simétrica el convertidor CL^2 es modular. Estos módulos pueden conectarse en serie o en paralelo con el propósito de ajustar la ganancia total.

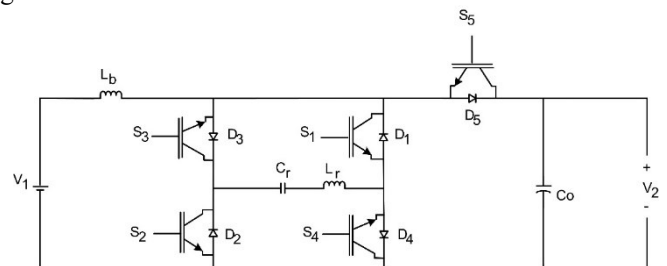


Fig. 3 Estructura del CL^2 .

A. Principio de Operación

Para el análisis de la configuración del convertidor CL^2 se consideran los siguientes:

- Las pérdidas en los elementos pasivos no se consideran.
- El capacitor de salida, C_o , es al menos 10 veces mayor que

C_r .

- La frecuencia de resonancia f_r y la frecuencia de conmutación f_s son iguales.
- La corriente del inductor resonante i_{Lr} y el voltaje del capacitor resonante V_{Cr} son sinusoidales.
- Todos los interruptores conmutan con un ciclo de servicio del 50% para asegurar la operación con ZVS. La capacitancia colector-emisor se desprecia.

El convertidor CL² tiene dos estados de conmutación. En el estado 1, L_r , L_b y C_r , almacenan energía. Las corrientes i_{Lr} e i_{Lb} comienzan a crecer al igual que el voltaje V_{Cr} , pero este último desde un valor máximo negativo. La energía almacenada en el estado 1 es liberada en el estado 2. Al inicio y final del estado 2 i_{Lr} cruza por cero, i_{Lb} disminuye de su pico máximo hasta 0 V y V_{Cr} disminuye de su pico máximo de voltaje hasta su pico mínimo. Ambos estados se detallarán en los siguientes párrafos.

La Tabla 2 presenta los estados de los interruptores para cada estado. En donde "0" significa apagado y "1" encendido.

TABLA II
ESTADOS DE CONMUTACIÓN

Interruptor	Estados de conmutación	
	estado 1	estado 2
S_1	1	0
S_2	1	0
S_3	0	1
S_4	0	1
S_5	0	1

En el estado 1 (de $t=0$ a $t=t_2$), S_1 y S_2 se activan en el cruce por cero de i_{Lb} mientras que S_3 , S_4 y S_5 se apagan. La Fig. 4 muestra este estado de conmutación. En este caso, fluye corriente a través de L_b , L_r y C_r . En el intervalo $t=0$ a $t=t_1$, la corriente i_{Lb} se incrementa igualando a i_{Lr} . En t_1 , i_{Lb} continúa incrementándose, logrando su valor pico en t_2 , mientras que la corriente i_{Lr} decrece hasta 0 A en t_2 oscilando a la frecuencia de resonancia f_r . La corriente en los interruptores S_1 y S_2 sigue a i_{Lr} . Asimismo, de $t=0$ a $t=t_1$ C_r se descarga de $-V_x$ a 0 y de $t=t_1$ a $t=t_2$ se carga de 0 a $+V_x$. Finalmente, C_o se carga al voltaje V_0 conservado del estado de conmutación previo. Las formas de onda en estado estacionario se muestran en la Fig. 6, en donde $+V$ y $-V$ representan los voltajes máximos y mínimos, respectivamente, de C_r .

En el estado 1 $i_{Lb}(t)$ está dada por (1) [10]:

$$i_{Lb}(t) = \frac{V_1 + V_{Cr}}{Z} \sin \omega_r T_s t \quad (1)$$

$$Z = \sqrt{L_r + L_b / C_r} \quad (2)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_b)(C_r)}} \quad (3)$$

donde

- $i_{Lb}(t)$ es la corriente en el inductor boost L_b .
- $i_{Lr}(t)$ es la corriente en el inductor resonante L_r .
- V_1 es el voltaje bajo.
- ω_r es la frecuencia angular; $\omega_r = 2\pi f_s$
- f_s es la frecuencia de conmutación.
- T_s es el periodo de conmutación.
- V_{Cr} es el voltaje en el capacitor C_r .

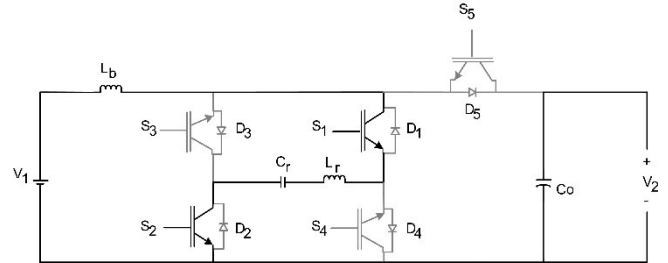


Fig. 4. Estado de conmutación 1

En el estado 2 (de $t=t_2$ a $t=t_5$), mostrado en la Fig. 5, fluye corriente a través de L_r y C_r . La corriente i_{Lb} decrece de $t=t_2$ a $t=t_5$ invirtiéndose la polaridad del voltaje en el inductor L_b , V_{Lb} . Este voltaje se suma a V_1 , aumentando el voltaje V_o . La corriente i_{Lr} alcanza su pico negativo en $t=t_4$ y en $t=t_5$ cruza por cero. En $t=t_2$ V_{Cr} está en $+V_x$ y C_r se descarga hasta llegar $V_{Cr}=0$. En $t=t_4$ C_r alcanza $V_{Cr}=-V_x$ a la frecuencia de resonancia f_r .

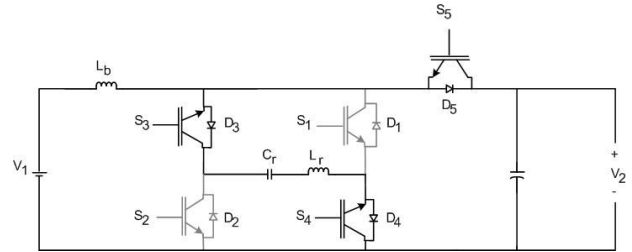


Fig. 5. Estado de conmutación 2.

En el estado 2, $i_{Lb}(t)$ está dada por,

$$i_{Lb}(t) = \left(-\frac{V_{Co} + V_1}{L_b} (t_3 - t_2) - \left(\frac{V_{Co} + V_1}{L_b} + i_{s1} \right) (t_4 - t_2) - \frac{V_{Co} + V_1}{L_b} (t_5 - t_4) \right) \sin \omega_r t \quad (4)$$

En la Fig.6 se observa la carga de L_b en el semi-ciclo positivo (Ton) y su descarga en el semi-ciclo negativo (Toff), la señal senoidal de V_{Cr} e i_{Lr} , y el ZVS en los interruptores.

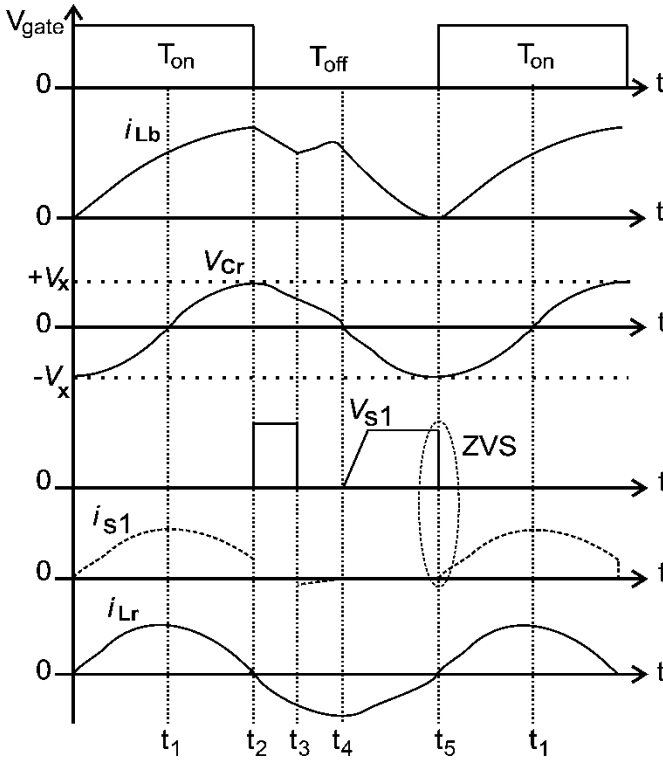


Fig. 6. Formas de onda características del convertidor CL².

B. Cálculo de Parámetros

El valor de L_b se puede determinar modificando la ecuación convencional la inductancia en un convertidor boost, esta es: $L=R(1-D)^2D/2f_s$. Haciendo coincidir los tiempos de conmutación del convertidor CL², considerando el ciclo de trabajo efectivo durante el intervalo t_1 - t_2 , se obtiene (5),

$$L_b = \frac{R_L(1-D-t_1)^2(D-t_1)}{2f_s} \quad (5)$$

En donde:

R_L = carga efectiva, definida como $R_L = V_o^2/P_o$, $t_1 = \pi/2\omega_r$

D = ciclo de servicio de operación.

f_s = frecuencia de conmutación.

El valor L_r se obtiene mediante (6).

$$L_r = \frac{V_{in}(1-D)V_{C_r}^2}{\pi^2 f_s P_r (V_{C_r} - V_{in}(1-D))} \quad (6)$$

El valor C_r se obtiene con (3) sustituyendo los valores de L_b y L_r .

Así mismo, la ganancia (G) del convertidor puede ser calculado mediante la ecuación (7)

$$G = \frac{D(\omega_r^2 L_r C_r - 1)}{(\omega_r^2 C_r (L_r + L_b) - 1)(\pi - D)} \quad (7)$$

III. ESQUEMA DE CONTROL DE PULSOS

El convertidor CL² combina un convertidor boost y un convertidor resonante LC. Así, el voltaje de salida puede controlarse con D . El control diseñado utiliza una señal triangular portadora a $f_s = 5$ kHz que se compara con la señal D proveniente de salida de un control PI cuya entrada es el resultado de la diferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de referencia, el uso de este control delimita la ZVS y ZCS presentes en el convertidor, al aumentar o reducir D . La Fig. 7 presenta el esquema de control a lazo cerrado en base a la variación de D . Los valores de las constantes del compensador PI son: $K_p=0.001403$ y $K_i=0.06889$.

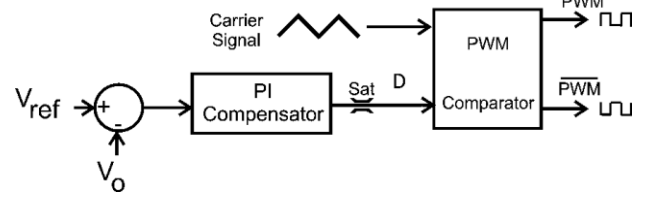


Fig. 7. Esquema de control para el convertidor CL².

De la comparación de la señal portadora con D se obtiene un tren de pulso PWM, para S_1 y S_2 , y otro (\overline{PWM}), para S_3 , S_4 y S_5 .

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Los valores de parámetros del convertidor CL² se presentan en la Tabla 3 considerando $V_{out}/V_{in} = 15$, el capacitor C_o se calcula para reducir el voltaje de rizo de salida.

TABLA III
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.

Símbolo	Elemento	valor
V_{in}	Voltaje de entrada	2 kV
V_o	Voltaje de salida	30 kV
f_s	Frecuencia	5 kHz
P_o	Potencia	50 kW
D	Ciclo de servicio	50 %
L_b	Inductancia boost	1.26 mH
L_r	Inductancia resonante	1.3 mH
C_r	Capacitor resonante	0.395 μ F
C_o	Capacitor de salida	40 μ F

El convertidor CL² está conectado a una carga resistiva de 18 k Ω . Fig. 8 presenta las formas de ondas de voltaje y corriente resultantes de la operación del convertidor CL² en estado estable.

La Fig. 8 presenta a i_{Lb} a una frecuencia de 5 kHz, se observa que la señal cumple con la resonancia a frecuencia f_s , de igual

manera se observa i_{Lr} y V_{Cr} , a fin de ser comparada con i_{Lr} e i_{Lb} . V_{Cr} se encuentra a escala 1:100. i_{Lr} y V_{Cr} como es de esperarse, se encuentran desfasados en 90° . Se observa que i_{Lb} , presenta características similares a las de la corriente de un convertidor boost, de igual manera en i_{Lr} se presentan coincidencias con las formas de onda boost y a su vez resonantes a la frecuencia f_s observándose comportamientos tal como se presenta en la Fig. 6.

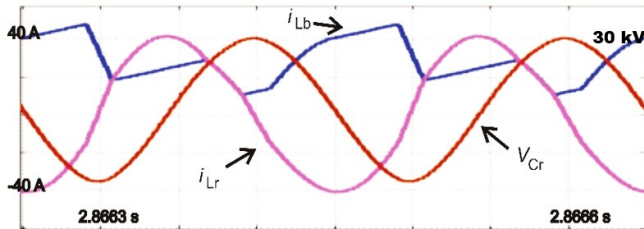


Fig. 8. V_{Cr} , I_{Lr} e I_{Lb} en simulación en el convertidor.

Como se observa en la Fig. 9, el voltaje de salida en estado estable ante una entrada de voltaje sin variaciones mantiene su ganancia y tiene un rizo de voltaje menor al 1 %.

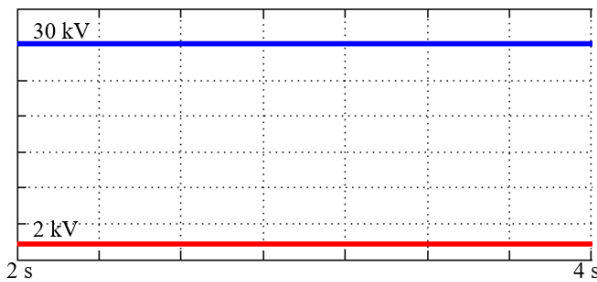


Fig. 9. Voltaje de entrada y voltaje de salida del convertidor en simulación.

La Fig. 10 muestra las conmutaciones ZVS y ZCS en el convertidor CL^2 , a fin de reducir las pérdidas provocadas por conmutación. En particular, la Fig. 10a) presenta el voltaje, V_{S1} , y la corriente, i_{S1} , en S_1 conmutando con ZVS. V_{S4} e i_{S4} son similares a estas señales, respectivamente. La Fig. 10b) muestra a i_{S2} y V_{S2} cuya forma de onda es similar a i_{S3} y V_{S3} conmutando con ZVS. Por último, la Fig. 10c) presenta las señales de i_{S5} y V_{S5} conmutando con ZCS, se observa que en 10a) y 10b) el voltaje llega a cero, antes de iniciar la elevación de la corriente (ZVS), mientras que en 10c) la corriente llega a cero antes de iniciar la elevación del voltaje (ZCS)

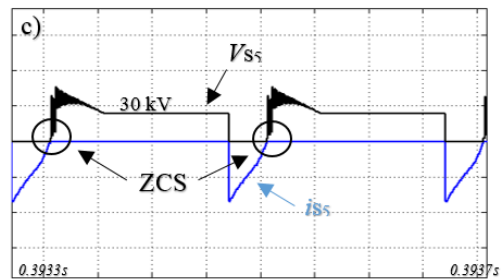
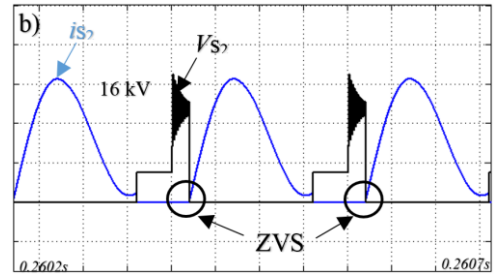
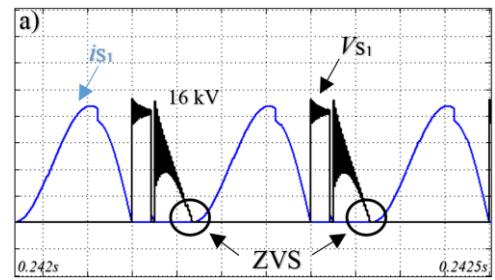


Fig. 10. ZVS y ZCS en simulación en el convertidor a) Voltaje y corriente en S_1 (i_{S1} y V_{S1}), b) Voltaje y corriente en S_2 (i_{S2} y V_{S2}), c) Voltaje y corriente en S_5 (i_{S5} y V_{S5}).

V. MODULARIDAD

Uno de los principales retos de los convertidores CD-CD para aplicaciones MVDC y HVDC es el estrés por voltaje y corriente en los elementos del convertidor, tales como los interruptores, el uso de núcleos de IGBTs como el HiPak 5SNA 0600G650100 de ABB, pueden ser conectados para soportar altos voltajes, así como el módulo de diodos HiPak 5SLD 0600J650100 (6500V, 1200A) de ABB, podrían soportar dicho estrés. A su vez, la conexión modular, entrada en paralelo salida en serie (PISO, por sus siglas en inglés) es utilizada para dividir el estrés producto de la alta potencia entre sus componentes, el convertidor CL^2 es capaz de utilizar dicha conexión (Fig. 11) para reducir dicho estrés en sus componentes.

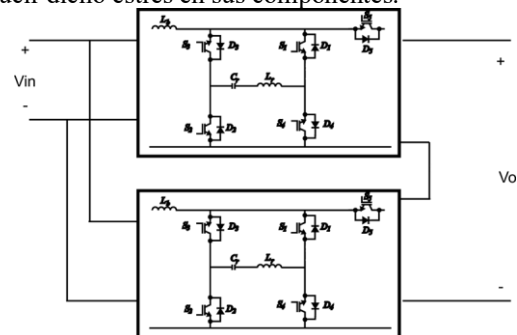


Fig. 11. Conexión PISO del convertidor CL^2 .

VI. PROTOTIPO EXPERIMENTAL

En esta sección se presenta un prototipo experimental de 100W del convertidor CL², se ha desarrollado con el propósito de validar el comportamiento obtenido con simulaciones del convertidor a un nivel de voltaje superior existe la necesidad de la implementación de arreglos de IGBTs y el correcto diseño del tanque resonante, o la ventaja del circuito de modularidad a fin de reducir el estrés de voltaje y corriente de los componentes pasivos, los cuales son superiores en alto voltaje. Las características del prototipo experimental se muestran en la Tabla 4. Por su parte el prototipo experimental se presenta en la Fig. 12.

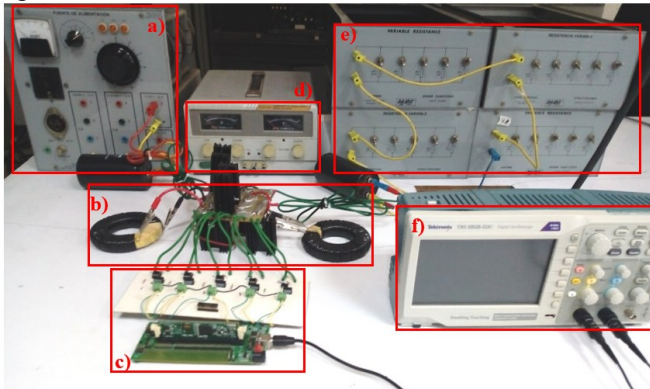


Fig. 12. prototipo experimental a) Fuente de voltaje CD, b) convertidor CD-CD CL², c) circuito digital, d) fuente de voltaje digital, e) carga resistiva y f) osciloscopio.

TABLA IV
PARÁMETROS DE DISEÑO PARA PROTOTIPO

Símbolo	Elemento	valor
V_{in}	Voltaje de entrada	40V
V_o	Voltaje de salida	380V
f_s	Frecuencia	5 kHz
P_o	Potencia	100 W
D	Ciclo de servicio	50 %
L_b	Inductancia boost	1 mH
L_r	Inductan. resonante	1.54 mH
C_r	Capacitor resonante	0.39 μ F
C_o	Capacitor de salida	2200 μ F

El prototipo se implementó con transistores IGBTs G4PC50FD, núcleos de ferrita toroides T400-26 de MicrometalsTM para el inductor resonante y el inductor boost. Para el capacitor resonante se utiliza un Metallized Polypropylene Film Capacitors de TDKTM y el capacitor de salida es un Screw Terminal Aluminum Electrolytic Capacitors de KEMETTM. El control se implementa en un DSP TMS320F28335. El prototipo se diseña para una ganancia de 9.5, mediante la ecuación (7). Las Fig. 13-16 presentan el comportamiento en el tiempo de voltajes y corrientes del prototipo.

La Fig. 13 muestra que i_{Lr} tiene una forma cuasi-sinusoidal a una frecuencia igual a f_s a fin de reducir las pérdidas por conmutación, y así obtener menores pérdidas por conmutación,

de igual manera se observan pequeños picos de corriente que concuerdan con los picos máximos y mínimos de i_{Lb} , mientras que V_{Cr} es sinusoidal, ambas señales presentan un desfase de 90°, tal como se presenta en la Fig. 6.

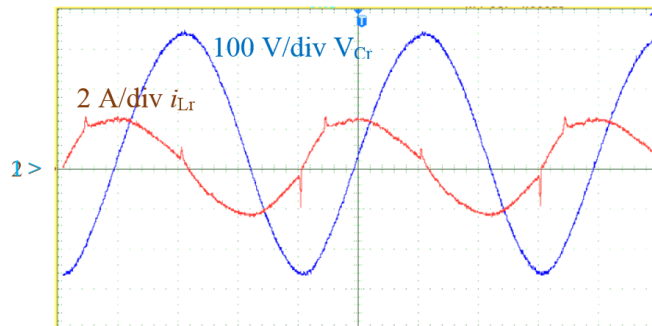


Fig. 13. Voltaje V_{Cr} y Corriente i_{Lr} en Tiempo (50 us/div).

La Fig. 14 presenta las formas onda i_{Lb} en la cual se observa coincidencias con la forma de onda de corriente de un convertidor boost y la corriente resonante, teniendo similitudes, a su vez se presenta el voltaje V_{S1} . En este voltaje hay oscilaciones debido al capacitor snubber incorporado en los interruptores.

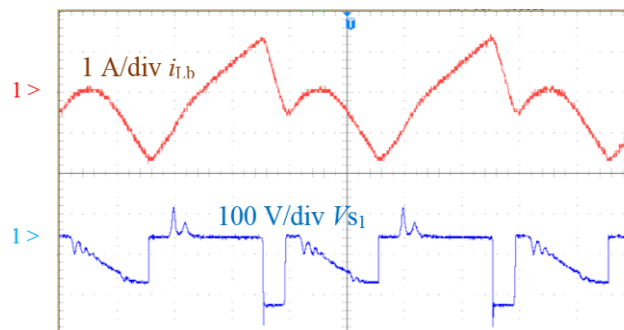


Fig. 14. i_{Lb} V_{S1} en Tiempo (50 us/div).

La Fig. 15 presenta los voltajes y corrientes de los interruptores. En cada señal de voltaje de los interruptores se presentan oscilaciones, estas se deben al capacitor del snubber. se observa en 15a) el voltaje y corriente del interruptor S_1 , en el cual se obtiene ZVS, debido a que el voltaje en el interruptor está en cero antes de que la corriente comience a incrementarse, el voltaje y corriente del interruptor S_4 , presenta formas de onda similares 15b) presenta el voltaje y corriente del interruptor S_2 el cual obtiene ZVS, debido a que el voltaje en el interruptor se encuentra en cero antes de que la corriente incremente, el voltaje y corriente del interruptor S_3 , presenta formas de onda similares, en 15c) ZCS se presenta el voltaje y corriente de S_5 el cual presenta ZCS, debido a que la corriente en el interruptor se encuentra en cero antes de que el voltaje incremente.

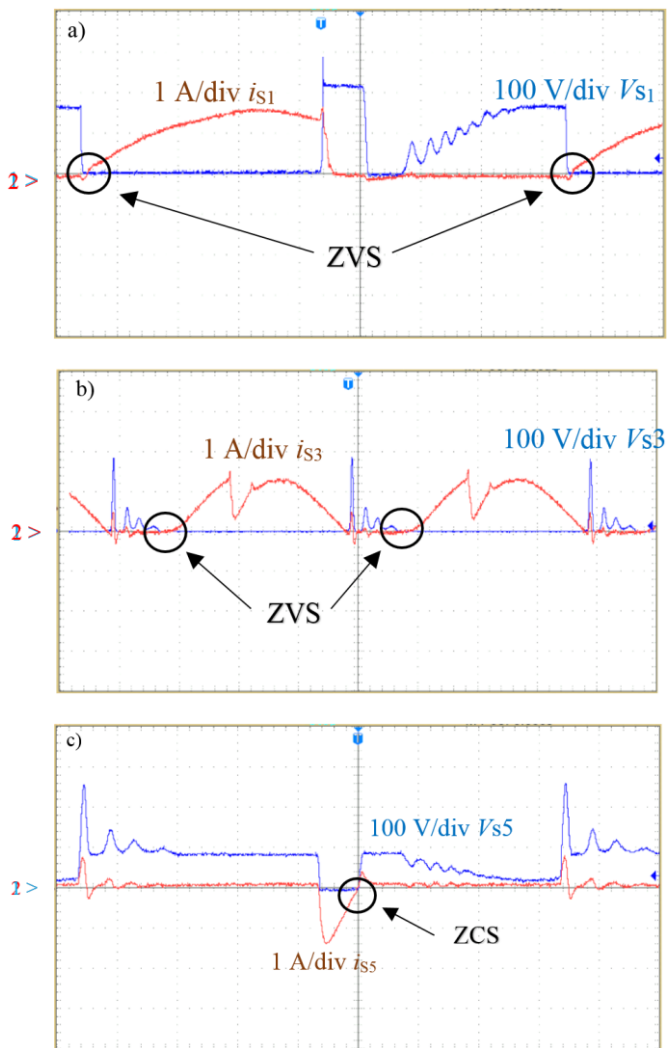


Fig. 15 ZVS y ZCS en el convertidor en el prototipo experimental a) Voltaje y corriente en S_1 (i_{S1} y V_{S1}), b) Voltaje y corriente en S_2 (i_{S2} y V_{S2}), c) Voltaje y corriente en S_5 (i_{S5} y V_{S5}) en Tiempo (25 us/div).

El voltaje de entrada y de salida se presentan en la Fig. 16, en la cual se observa una ganancia de 9.5 veces el voltaje de entrada, así como un reducido rizo de voltaje a la salida.

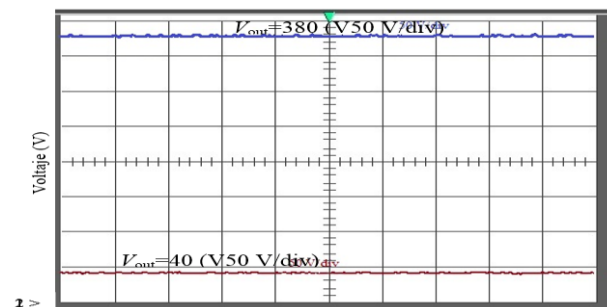


Fig. 16. V_{in} , V_{out} en Tiempo (50 us/div).

VII. DISCUSIÓN

El convertidor CL^2 a diferencia de otras propuestas presenta poca cantidad de componentes para la conversión CD-CD, utilizando cinco IGBTs, a diferencia de los ocho utilizados por

el convertidor DAB, y tres componentes pasivos, dos inductores y un capacitor, así mismo al aprovechar las ventajas de un circuito resonante, el CL^2 alcanza ZVS en cuatro de sus interruptores y ZCS en uno de sus interruptores reduciendo de este modo las pérdidas por conmutación propias de los convertidores CD-CD, a su vez el convertidor presenta una eficiencia en prototipo experimental de 92 %, la cual es superior a la reportada de 81 % para un convertidor DAB de dos niveles con un transformador de alta frecuencia, a pesar de la alta eficiencia del transformador de alta frecuencia implementado (96 %) [25], el 83 % de eficiencia presentado para un convertidor MMDC [13], o el 90 % presentado por un convertidor híbrido [20].

El convertidor CL^2 cuenta con varias oportunidades de aplicación, tales como micro-redes, sistemas fotovoltaicos, campos eólicos, power plants, redes MVDC, eventualmente redes HVDC al aprovechar la modularidad del CL^2 y conexiones MTDC al igual que en el futuro en Smart grids, debido a las características del convertidor CL^2 tales como reducción de pérdidas, gracias a las conmutaciones suaves, altas ganancias, tamaño reducido, al no utilizar transformador, y reducción de costos, al reducir el número de componentes y evitar el uso del transformador.

VIII. CONCLUSIONES

Una revisión de convertidores CD-CD fue presentada, así como una clasificación por familias de los convertidores CD-CD basada en las similitudes de los convertidores propuestos a fin de encontrar las ventajas y desventajas de los mismos e identificar los métodos de conversión CD-CD para aplicaciones MVDC.

Se propuso un convertidor CD-CD sin transformador, de grandes ganancias para aplicaciones en MVDC, MTDC y posibles aplicaciones en HVDC, el circuito está conformado de pocos componentes y está basado en un circuito boost y un circuito resonante serie-paralelo, además de contar con un circuito sencillo de conmutación, y la posibilidad de alcanzar ZVS, debido a que la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia de resonancia del convertidor CL^2 . Los cuales se observan en todos los interruptores del convertidor. Además, el convertidor CL^2 es modular, capaz de conectarse de manera serie o paralelo, a fin de obtener mayores ganancias de voltaje y/o potencia y reducir el estrés del voltaje y corriente en los componentes pasivos en alto voltaje. En el artículo se mostraron los principios de operación y de selección de parámetros de manera detallada. Así mismo, resultados de simulación y experimentales fueron mostrados, a fin de demostrar la eficiencia del convertidor CL^2 .

REFERENCIAS

- [1] W. Chen, X. Wu, L. Yao, W. Jiang, and R. Hu, "A Step-up Resonant Converter for Grid-Connected Renewable Energy Sources," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3017–3029, 2015.
- [2] S. Du, B. Wu, and N. Zargari, "A Transformerless High-Voltage DC-DC Converter for DC grid Interconnection," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8977, no. c, pp. 1–9, 2017.

- [3] H. Taghizadeh, A. M. Cross, R. Whitehouse, and C. Barker, "Switched capacitor DC-DC converters for HVDC applications," in *AC and DC Power Transmission, 11th IET International Conference on*, 2015, pp. 1–9.
- [4] N. M. Bonde and A. V. Tamhane, "A Step-up Resonant Converter for Grid-Connected Renewable Energy Sources," *2018 International Conference on Smart City and Emerging Technology (ICSCET)*, 2018, pp. 1–6.
- [5] L. Liu and S. Bala, "Modular multilevel converter (MMC) based resonant high voltage multiplier," *2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2015*, no. Mmc, pp. 5016–5020, 2015.
- [6] A. Radwan, «Small-Signal Stability Analysis of Multi-Terminal DC Grids», *Electronics*, vol. 8, no 2, p. 130, ene. 2019.
- [7] H.-Y. Kim, M.-K. Kim, y S. Kim, «Multi-Objective Scheduling Optimization Based on a Modified Non-Dominated Sorting Genetic Algorithm-II in Voltage Source Converter–Multi-Terminal High Voltage DC Grid-Connected Offshore Wind Farms with Battery Energy Storage Systems», *Energies*, vol. 10, no 7, p. 986, jul. 2017.
- [8] M. Nadeem, X. Zheng, N. Tai, y M. Gul, «Identification and Isolation of Faults in Multi-terminal High Voltage DC Networks with Hybrid Circuit Breakers», *Energies*, vol. 11, no 5, p. 1086, abr. 2018.
- [9] L. Jiang, Q. Chen, W. Huang, L. Wang, Y. Zeng, y P. Zhao, «Pilot Protection Based on Amplitude of Directional Travelling Wave for Voltage Source Converter-High Voltage Direct Current (VSC-HVDC) Transmission Lines», *Energies*, vol. 11, no 8, p. 2021, ago. 2018.
- [10] H. Athab, A. Yazdani, and B. Wu, "A transformerless DC-DC converter with large voltage ratio for MV DC grids," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, pp. 1877–1885, 2014.
- [11] K. Sano and M. Takasaki, "A boost conversion system consisting of multiple DC-DC converter modules for interfacing wind farms and HVDC transmission," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 2613–2618.
- [12] G. J. Kish, S. Member, M. Ranjram, S. Member, P. W. Lehn, and S. Member, "A Modular Multilevel DC / DC Converter With Fault Blocking Capability for HVDC Interconnects," vol. 30, no. 1, pp. 148–162, 2015.
- [13] A. Barchowsky, J. P. Kozak, B. M. Grainger, W. E. Stanchina, and G. F. Reed, "A GaN-based modular multilevel DC-DC converter for high-density anode discharge power modules," *IEEE Aerosp. Conf. Proc.*, 2017.
- [14] I. A. Gowaid, G. P. Adam, S. Ahmed, D. Holliday, and B. W. Williams, "Analysis and Design of a Modular Multilevel Converter With Trapezoidal Modulation for Medium and High Voltage DC-DC Transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5439–5457, 2015.
- [15] B. Li, J. Liu, Z. Wang, S. Zhang and D. Xu, "Modular High-Power DC-DC Converter for MVDC Renewable Energy Collection Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5875–5886, July 2021,
- [16] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and W. Sun, "Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4458–4467, 2013.
- [17] S. Bal, D. B. Yelaverthi, A. K Rathore, "Improved modulation strategy using dual phase shift modulation for active commutated current-fed dual active bridge," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, Iss.: 9, pp. 7359 – 7375, 2018.
- [18] J. R. Rodríguez-Rodríguez, E. L. Moreno-Goytia, V. Venegas-Rebollar, L. E. Ugalde-Caballero, and G. A. Anaya-Ruiz, "The Proportional-Values Modulation (PVM), a technique for improving efficiency and power density of bidirectional DAB converters," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 144, pp. 280–289, 2017.
- [19] R. Baranwal, G. F. Castelino, K. Iyer, K. Basu, and N. Mohan, "A Dual-Active-Bridge-Based Single-Phase AC to DC Power Electronic Transformer with Advanced Features," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 313–331, 2018.
- [20] X. Li, "A LLC-Type Dual-Bridge Resonant Converter: Analysis, Design, Simulation, and Experimental Results," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4313–4321, 2014.
- [21] Y. Li, X. Lyu, and D. Cao, "A High Voltage Gain Modular Multilevel DC-DC Converter," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3535 - 3541, 2015.
- [22] M. Bonde and A. V. Tamhane, "A Step-up Resonant Converter for Grid-Connected Renewable Energy Sources," *2018 International Conference on Smart City and Emerging Technology (ICSCET)*, 2018, pp. 1–6

- [23] H. Huisman, I. De Visser, and J. Duarte, "Optimal trajectory control of a CLCC resonant power converter," *2015 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE-ECCE Eur.* 2015, pp. 1–10, 2015.
- [24] X. Wu, W. Chen, R. Hu, and Y. Ke, "A transformerless STEP-up resonant converter for grid-connected renewable energy sources," *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, vol. 30, no. 6, pp. 4065–4070, 2014.
- [25] S. Ozdemir, S. Balci, N. Altin, y I. Sefa, «Design and performance analysis of the three-level isolated DC-DC converter with the nanocrystalline core transformer», *Int. J. Hydrog. Energy*, vol. 42, n.o 28, pp. 17801-17812, jul. 2017.



G. A. Anaya-Ruiz was born in Morelia, México, He has a bachelor degree from the instituto tecnologico de Morelia, a master, and doctorate degree from the Tecnológico nacional de México, he joined the Department of Energy of the Universidad de la Cienega del estado de Michoacán de Ocampo, México

His fields of interest include VSC-based dc links, power electronics transformers for medium and high voltages, and multiterminal HVdc systems.



D. Ruiz-Robles received the bachelor, master and doctorate degree form the the Instituto Tecnológico de Morelia.he joined the Universidad Nacional Autónoma de México - Campus Juriquilla: Querétaro, Querétaro, México in 2021. His fields of interest include DC-DC converters with MFTs with

nanocrystalline core applied to electric vehicles, photovoltaic systems, solid state transformers, storage in batteries. Research related to finding a high power density and high efficiency in DC-DC converters.



Luis E. Ugalde-Caballero was born in Morelia, Mexico. He has a bachelor and master in science degree from the Instituto Tecnológico de Morelia. He has a PhD degree on HVDC converters from the Michoacana University (Mexico) 2010, he joined the Department of Electric and Electronics Engineering at the Instituto Tecnológico de Morelia, Morelia, Mexico,

where he is now a Reader. His fields of interest include VSC-based dc links, power electronics transformers for medium and high voltages, and multiterminal HVdc systems.



Edgar L. Moreno-Goytia received the Ph.D. degree from the University of Glasgow, Scotland, UK, in 2003.

In 1993, he joined the Department of Electric and Electronics Engineering at the Instituto Tecnológico de Morelia, Morelia, Mexico, where he is now a Reader. His fields of interest include VSC-based dc links, power electronics transformers for medium and high voltages, and multiterminal HVdc systems.