

Convertidores Resonantes CLLC de tres fases

Juan Ignacio Nuñez Madruga, Andrés Barrado Bautista, Antonio Lázaro Blanco, Pablo Zumel Vaquero
 Grupo Sistemas Electrónicos de Potencia, Universidad Carlos III de Madrid
 Av. Universidad 30, 28911 Leganés, Madrid
 andres.barrado@uc3m.es

Resumen— Los convertidores CLLC resonantes de tres fases permiten operar con densidades de potencias mayores a los convertidores resonantes monofásicos LLC y CLLC. Estos convertidores monofásicos han sido muy estudiados en los últimos años, por ello, este artículo se centra en la comparación de las distintas topologías y conexiones que pueden ser implementadas en un convertidor resonante CLLC de tres fases. Las estructuras estudiadas en los CLLC de tres fases se dividen principalmente en dos topologías, dependiendo de la estructura del puente de salida. La topología con puente trifásico de salida reduce el estrés de tensión en los componentes del tanque, permitiendo además su implementación en aplicaciones de alta densidad de potencia. La topología con triple puente monofásico completo también se implementa en aplicaciones de densidad de potencia medio-altas, teniendo en cuenta que su uso se optimizará en aplicaciones que requieran en la salida la mitad de la tensión de entrada. A partir de estas dos topologías se estudian las distintas variantes en la conexión entre los tanques resonantes y los devanados de los transformadores. Finalmente, mediante simulación se obtienen las ventajas e inconvenientes que proporciona cada conexión, estudiando la implementación óptima de los modelos que han reportado los mejores resultados.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores resonantes son frecuentemente implementados en cargadores de baterías, *smartgrids* y en fuentes de energías renovable. Dadas sus múltiples ventajas como son su bidireccionalidad, permitiendo el flujo de potencias en ambas direcciones, aislamiento galvánico, aportado por el transformador, y su alta eficiencia (95-98%) [1,4], las topologías monofásicas como son la LLC y la CLLC han sido estudiadas en numerosos artículos, los cuales han optimizado su diseño para distintas aplicaciones [1-6]. Además, los convertidores resonantes permiten trabajar en conmutación a tensión cero (*ZVS- Zero Voltage Switching*) para un elevado rango de cargas, reduciendo así las pérdidas por conmutación en los transistores.

Los convertidores resonantes LLC de tres fases también se presentan en diversos artículos [6-8], comparando su funcionamiento a los modelos monofásicos y obteniendo altas eficiencias para mayores rangos de potencia [6]. Las estructuras trifásicas permiten trabajar con mayores densidades de potencia, disminuyendo el valor eficaz de la corriente por cada fase. Asimismo, permiten las conexiones en triángulo y estrella en los transformadores induciendo un auto-balanceamiento de las corrientes por cada fase, todos estos beneficios han sido estudiados en artículos previos [2,9].

Este artículo quiere realizar un estudio sobre las distintas conexiones y topologías que puede presentar un convertidor

resonante CLLC de tres fases, además, se propone trabajar a altas frecuencias de conmutación para así disminuir el tamaño del convertidor mejorando su integración con vistas a una futura implementación de la topología que obtenga los mejores resultados. Esta reducción en los valores que integran el tanque resonante está limitada por la disminución del rendimiento a partir de cierta frecuencia, y por la búsqueda de la operación del convertidor en conmutación a tensión cero (*ZVS- Zero Voltage Switching*) en los transistores del primario [5].

En este artículo se presentarán dos topologías de las cuales se extraen un total de 20 modelos de conexión, los cuales se diseñarán con unos parámetros de entrada equivalentes. Posteriormente, se simularán para proceder a la comparación de los distintos modelos estudiando los niveles de estrés en los componentes del convertidor y su respuesta en circuito abierto.

II. DESCRIPCIÓN DE LAS TOPOLOGÍAS

Los convertidores resonantes CLLC de tres fases se componen de un puente trifásico de entrada y un puente rectificador de salida, tres tanques resonantes monofásicos, compuestos en cada fase por un condensador resonante en el primario y otro en el secundario. También por dos inductancias resonantes y una magnetizante, que podrían ser implementadas mediante magnetismo integrado en el transformador.



Figura 1. Esquema de un convertidor resonante de tres fases

En general, el diseño de los parámetros del tanque de un convertidor resonante se realiza mediante la aproximación de primer armónico (FHA). Esta técnica simplifica el sistema a un circuito lineal, permitiendo realizar el diseño de los valores del tanque resonante de manera sencilla, a costa de cometer errores en la ganancia esperada cuando se trabaja fuera de la frecuencia de resonancia. Las principales ecuaciones a considerar son:

$$Q = \frac{Z_r}{R_{eq}} \quad (1)$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (2)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

$$L_p = L_r \quad (5)$$

$$L_s = \frac{L_r}{n^2} \quad (6)$$

$$C_p = C_r \quad (7)$$

$$C_s = n^2 C_r \quad (8)$$

donde, Q corresponde al valor del factor de calidad del diseño y n representa la relación de transformación del transformador N_p entre N_s [6]. Además, se define K como la relación entre la inductancia magnetizante y la inductancia

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades de España a través del proyecto Retos Colaboración ELECTRA (RTC-2017-6667-4), y la Consejería de Ciencia, Universidades e Innovación de la Comunidad de Madrid a través del proyecto DROMADER-CM (Y2020/NMT-6584).

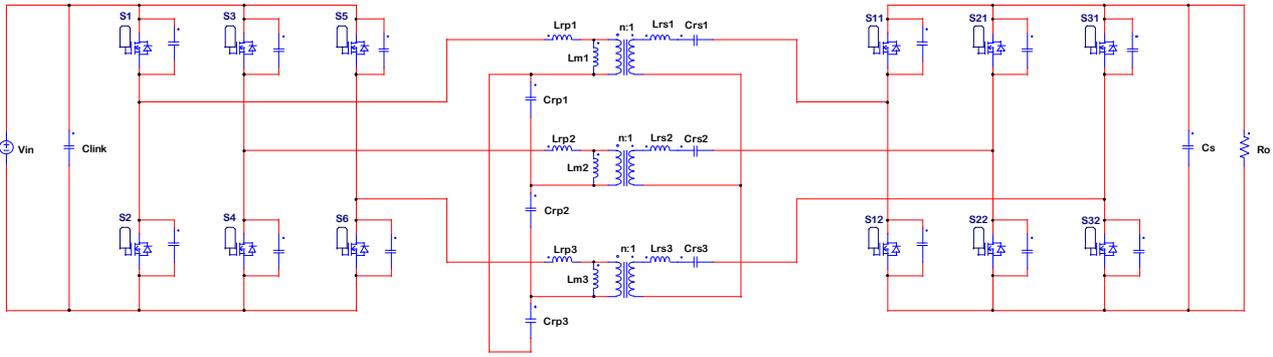


Figura 2. Convertidor con puente trifásico en la entrada y salida, y con conexión FYYL.

resonante. Las componentes L_p , L_s , C_p , y C_s corresponden a las inductancias y capacitancias de los componentes del tanque resonante reflejadas en el primario, siendo L_r y C_r el valor resonante equivalente con una relación de transformación n igual a la unidad. El valor de la resistencia equivalente vista desde el primario variará en función del tipo de rectificación implementada, la cual puede realizarse mediante un puente trifásico o tres puentes monofásicos completos. El valor del condensador (C_s) y de la inductancia (L_s) en el secundario, serán función de la relación de transformación n y, por tanto, de las distintas estrategias de conexión del transformador. En las ecuaciones (1-8) se resumen los términos comunes a ambas topologías independientemente de la de rectificación escogida.

Para seleccionar el valor de Q , se obtiene una función de transferencia mediante la aproximación de su primer armónico, de la cual se representa la curva de ganancia del convertidor en función de la frecuencia nominal, definida como la frecuencia de conmutación entre la frecuencia de resonancia. La función de transferencia depende de tres parámetros, la frecuencia nominal, K y Q . Mediante estos valores y el valor de la resistencia equivalente referida al primario de cada fase, se calculan los parámetros del diseño con las ecuaciones (1-8). Este procedimiento y gráficas se detallan en [4].

A. Puente trifásico de salida

Esta topología de convertidor resonante CLLLC de tres fases se compone de un puente trifásico de entrada y de salida, es decir, es una topología simétrica, la cual permite distintas conexiones de los condensadores tanto en el primario como en el secundario del tanque resonante. Las conexiones de los condensadores del tanque podrán ser: en triángulo y en estrella (a tres o cuatro hilos). La conexión de

los condensadores en estrella a cuatro hilos se puede observar en [10], pero al presentar malas prestaciones se descartará del estudio considerándose únicamente dos formas de conexión posible a cada lado del tanque. Los condensadores en triángulo reciben intensidad de fase y tensión de línea [10]. En el caso de conectarlos en estrella trabajarán con intensidad de línea y tensiones de fase. De [10], se obtiene una ventaja aplicable a la conexión en triángulo, la cual elimina la componente residual de corriente continua en los condensadores favoreciendo la etapa de arranque.

Esta topología de convertidor se muestra en la Figura 2, en la cual se representa un convertidor resonante CLLLC de tres fases con puente trifásico de salida y una conexión de tipo FYYL (condensadores del primario en triángulo y condensadores del secundario en estrella). Los tipos de conexión de los devanados y la nomenclatura con la que se designa cada modelo de conexión se describirán en el siguiente apartado.

Los convertidores simétricos que disponen de un puente trifásico de entrada y otro de salida, obtienen una tensión de salida igual a la tensión de entrada, trabajando a frecuencia de resonancia, y con una relación de transformación n (2) igual a la unidad.

En cuanto al diseño, se calculará el valor de la resistencia equivalente de una fase referida al primario mediante la ecuación (9), [8]. El resto de los valores necesarios para el diseño, se obtendrán de las ecuaciones (1-8), y del procedimiento descrito en [8].

$$R_{eq} = \frac{6}{\pi^2} \cdot n^2 \cdot R_o \quad (9)$$

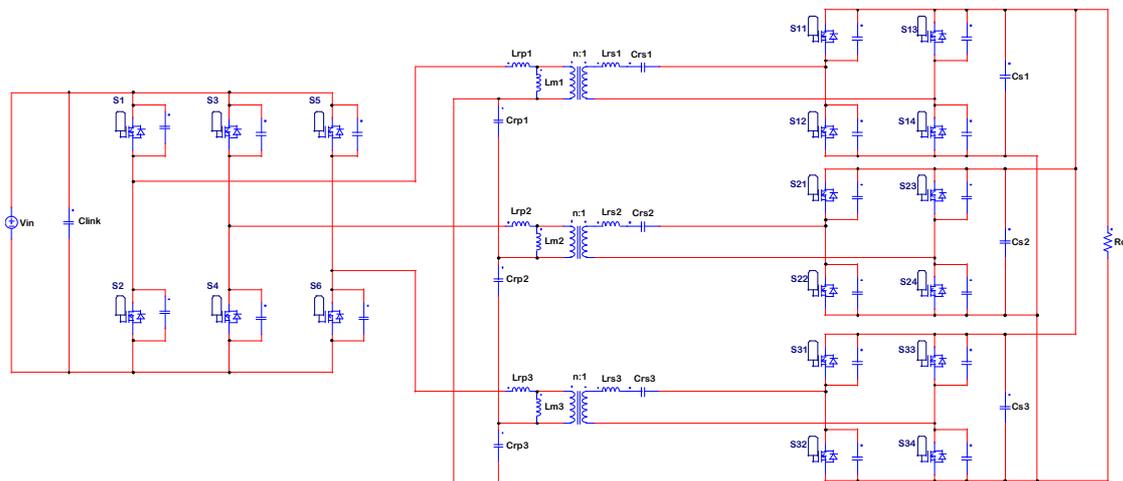


Figura 3. Convertidor con puente trifásico de entrada y tres puentes completos de salida, conexión FYPL.

B. Puentes completos monofásicos de salida

Esta topología se compone de un puente trifásico de entrada, tres tanques resonantes monofásicos, y tres puentes rectificadores monofásicos completos. En esta topología, la conexión de los devanados del secundario se denominará paralelo. Por otro lado, hay que considerar que el primario permite varios tipos de conexiones. Un ejemplo de esta topología se muestra en la Figura 3, estudiada en [10], con un conexionado FYPL.

Esta topología, al presentar un puente trifásico de entrada y un triple puente monofásico completo de salida, obtiene una relación entre las tensiones de entrada - salida de 1:2, por lo tanto, el valor de n será un factor a tener en cuenta en su diseño.

Para realizar el diseño de este convertidor, se tomará como resistencia equivalente la referida al primario de un puente monofásico completo, la cual se presenta en la ecuación (10). El resto de los valores necesarios para el diseño, se obtendrán de las ecuaciones (1-8), y del procedimiento descrito en [4].

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot n^2 \cdot R_o \quad (10)$$

III. CONEXIONES DEL TANQUE RESONANTE

Los devanados de los tres transformadores monofásicos o del transformador trifásico pueden conectarse en estrella (Y) o en triángulo (T).

En este artículo, las simulaciones se realizan usando tres transformadores monofásicos debido a que permiten comparar un mayor número de casos. Si se mantiene la simetría entre componentes y el equilibrio entre las fases, este equivalente es adecuado. Si esto no se cumple, se deberían simular con transformadores trifásicos aquellas configuraciones equivalentes.

La variación entre conexiones modificará el valor de tensión y corriente que circula por los componentes del tanque resonante, además de la respuesta de la planta.

Como regla pnetotécnica se ha considerado que los condensadores conectados en estrella trabajando con intensidad de línea se denominarán con la letra L (línea) y los condensadores con conexión en triángulo trabajando con corriente de fase se designarán con la letra F (fase). Las letras centrales constituyen el tipo de conexión entre los devanados de cada fase del transformador. Hay un total de cuatro modelos de conexión para la topología simétrica con puente trifásico, los cuales son: YY, TT, TY y YT.

El convertidor que utiliza un triple puente monofásico para la rectificación, restringe la conexión en el secundario de cada fase a la empleada en las topologías CLLC monofásicas, la cual se muestra en la Figura 3. A esta conexión la denominaremos con la letra P para evitar confusiones con las conexiones del resto de topologías. Las designaciones posibles son TP o YP, variando la conexión entre los condensadores del primario del tanque de cada fase.

Las topologías con conexión YY se muestran en la Figura 4, son las típicamente estudiadas e implementadas en los convertidores trifásicos LLC y CLLC como en [3,7 y 10]. En cuanto a los modelos de conexión TT, se pueden observar en la Figura 5. A diferencia de la conexión YY, la conexión TT modifica el valor de las inductancias resonante y magnetizante respecto a los valores obtenidos en (1-10), multiplicándolas por un factor de tres. Hecho que reduce la corriente que recorre los devanados.

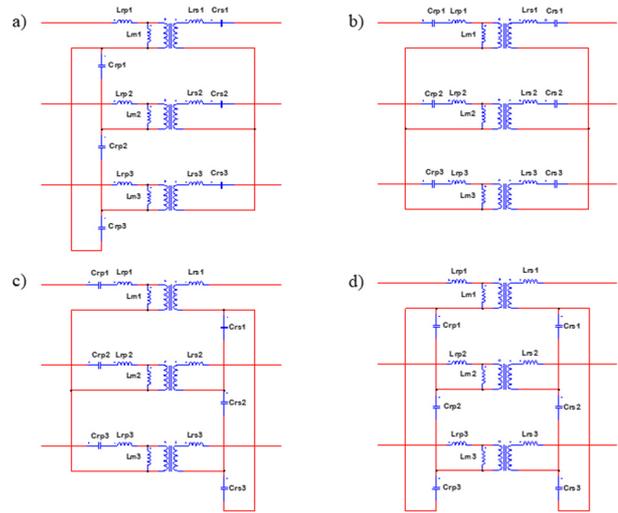


Figura 4. Conexión entre los devanados del transformador en YY. a) FYYL b) LYYL c) LYFF d) FYYF

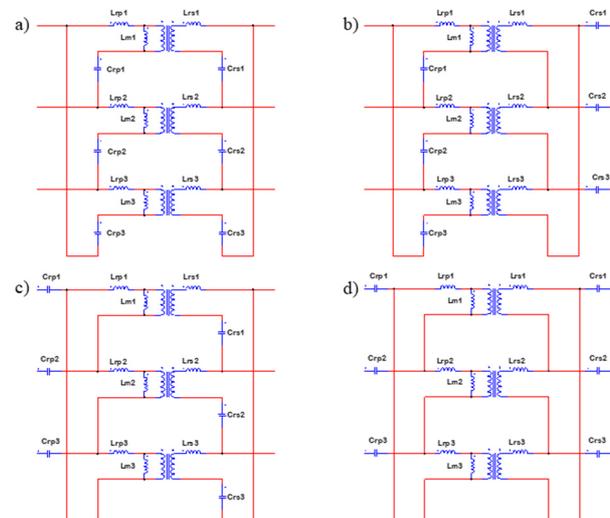


Figura 5. Conexión entre los devanados del transformador en TT. a) FTTF b) FTTL c) LTTF d) LTLL

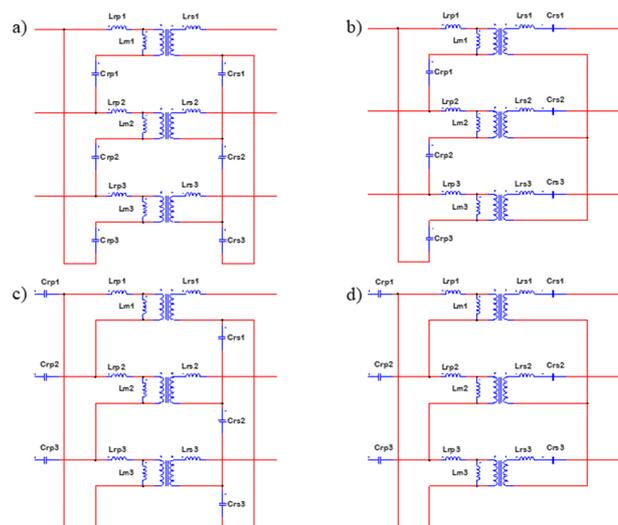


Figura 6. Conexión entre los devanados del transformador en TY. a) FTYF b) FTYL c) LTYF d) LTYL

Las conexiones asimétricas como son triángulo-estrella (TY) y estrella-triángulo (YT) se muestran en la Figura 6 y en la Figura 7. La asimetría en el conexionado modifica la relación de tensiones entre entrada y salida, multiplicando o

dividiendo respectivamente la tensión de salida por un factor de raíz de tres.

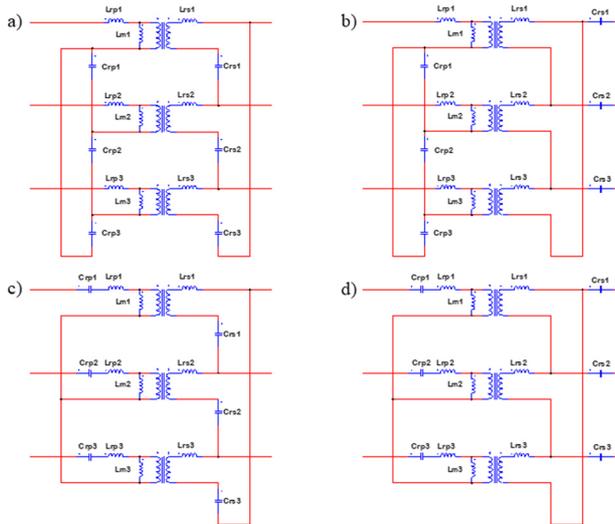


Figura 7. Conexión entre los devanados del transformador en YT.
a) FYTF b) FYTL c) LYTF d) LYTL

IV. PARÁMETROS DE LOS CONVERTIDORES DISEÑADOS

Una vez definidas todas las topologías y configuraciones se procede a realizar el diseño para cada una de las conexiones representadas en las Figuras 4, 5, 6 y 7, y para las dos topologías propuestas, obteniéndose un total de 20 modelos. Esto permitirá obtener, mediante simulación, un esquema claro sobre ventajas e inconvenientes de dichas conexiones.

Se establecen los valores de los parámetros de entrada del convertidor para proceder a su diseño numérico. La tensión de entrada será de 400 V, tensión típica obtenida a la salida de un corrector del factor de potencia monofásico. La potencia de salida será de 2 kW, a 360 V. El diseño está realizado para una implementación como cargador de baterías con flujo bidireccional. La frecuencia de trabajo en [2] es de 500 kHz, por ello se ha escogido este valor como frecuencia de resonancia.

Una vez escogida la frecuencia de resonancia, se establece la relación entre la inductancia magnetizante y resonante (K). El aumento de la relación K , disminuye las pérdidas en el transformador al reducirse la corriente magnetizante del transformador. A su vez, también se produce una reducción de la energía almacenada en el transformador, la cual es necesaria para descargar los condensadores parásitos de los elementos de conmutación. En [11], se recomienda un valor intermedio para K de 15. Esta relación de K se mantendrá constante en todas las configuraciones. El valor de n (número de vueltas del arrollamiento primario entre el secundario), varía en función de la topología escogida para la rectificación de salida y la conexión entre los devanados del transformador.

En la Tabla 1, se muestran los valores numéricos de los veinte diseños analizados. Estos valores se mantienen para todas las simulaciones. Para obtener la misma tensión de salida en circuito abierto y el funcionamiento en ZVS, se ajustará el tiempo muerto en los transistores necesario para cada configuración.

Tabla 1. Diseños de los convertidores resonantes CLLC de tres fases

Models	V_{in} (V)	P_{out} (kW)	F_{res} (kHz)	R_{out} (Ω)	L_{rp} (μ H)	L_{rs} (μ H)	C_{rp} (nF)	C_{rs} (nF)	L_m (μ H)	K	n
FYYF	400	2	500	61,25	6,51	6,51	5,2	5,2	97	15	1
FYYL	400	2	500	61,25	6,51	6,51	5,2	15,54	97	15	1
LYYF	400	2	500	61,25	6,51	6,51	15,54	5,2	97	15	1
LYYL	400	2	500	61,25	6,51	6,51	15,54	15,54	97	15	1
FTTF	400	2	500	61,25	19,5	19,5	5,2	5,2	291	15	1
FTTL	400	2	500	61,25	19,5	19,5	5,2	15,54	291	15	1
LTTF	400	2	500	61,25	19,5	19,5	15,54	5,2	291	15	1
LTTL	400	2	500	61,25	19,5	19,5	15,54	15,54	291	15	1
FYTF	400	2	500	61,25	58,5	2,2	1,73	15,54	873	15	1,73
FYYL	400	2	500	61,25	58,5	2,2	1,73	46,52	873	15	1,73
LYYF	400	2	500	61,25	58,5	2,2	5,2	15,54	873	15	1,73
LYYL	400	2	500	61,25	58,5	2,2	5,2	46,52	873	15	1,73
FYTF	400	2	500	61,25	2,2	58,5	15,46	1,75	32,3	15	0,58
FYYL	400	2	500	61,25	2,2	58,5	15,46	5,22	32,3	15	0,58
LYTF	400	2	500	61,25	2,2	58,5	46,2	1,75	32,3	15	0,58
LYYL	400	2	500	61,25	2,2	58,5	46,2	5,22	32,3	15	0,58
LYPL	400	2	500	61,25	1,62	26	62,1	3,9	48,5	15	0,5
FYPL	400	2	500	61,25	1,62	26	20,8	3,9	48,5	15	0,5
FTPL	400	2	500	61,25	16,9	7,52	6,95	11,63	252	15	0,865
LTPL	400	2	500	61,25	16,9	7,52	20,8	11,63	252	15	0,865

■ Puente trifásico rectificador ■ Triple Puente monofásico rectificador ■ Valores del tanque

V. SIMULACIONES Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Las simulaciones planteadas para realizar el análisis y comparación de resultados se han realizado en todos los casos a una frecuencia de conmutación de 550 kHz, con valor de tensión de entrada a 400 V, y una tensión de salida de 360 V.

En primer lugar, se han realizado mediciones de los valores de pico, para comparar los niveles máximos de estrés en los componentes. Posteriormente, se han realizado simulaciones en circuito abierto para estudiar el comportamiento de la planta para las distintas configuraciones. Para ello, se ha aplicado un escalón de entrada positivo y negativo de 50 V. Por otro lado, se ha introducido un escalón de carga de 15 A, de manera que se pueda comparar la caída de tensión de cada configuración y constatar así las diferencias en la respuesta de cada topología.

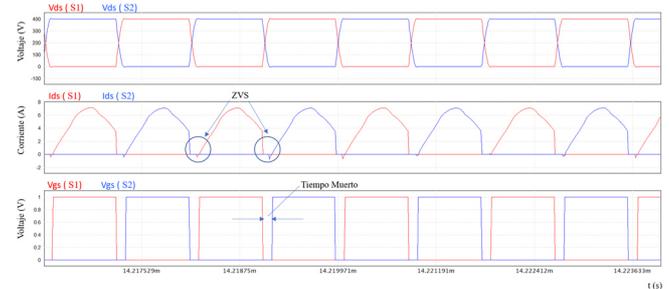


Figura 8. ZVS en los transistores del modelo de conexión FYTF con puente trifásico de salida.

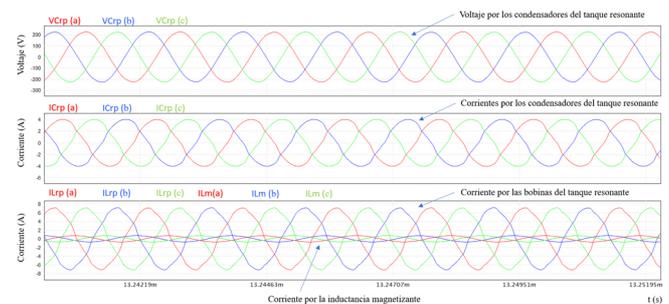


Figura 9. Tensión y corriente por los tanques resonantes del modelo de conexión FYTF con puente trifásico de salida.

para una corriente de salida de 5 A se muestra en la Figura 16, donde se observa una diferencia en la caída de tensión entre los modelos de conexión simétrica respecto a los que son asimétricos.

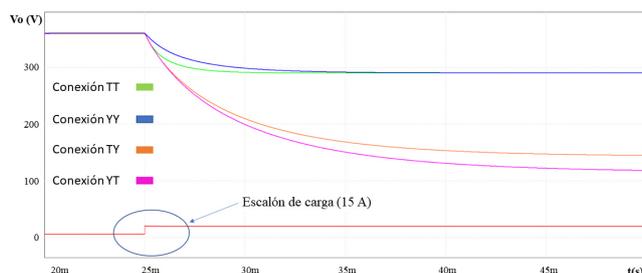


Figura 16. Respuesta ante escalón de carga de 15 A en bucle abierto para cada tipo de conexión con puente trifásico de salida

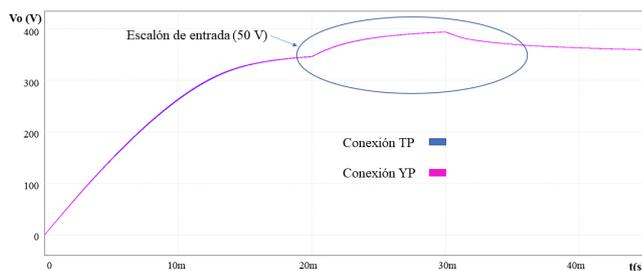


Figura 17. Arranque y respuesta ante escalón de entrada de 50 V en bucle abierto para cada tipo de conexión con triple puente completo monofásico de salida.

La Figura 17 estudia la respuesta ante escalón de entrada de los modelos con triple puente monofásico completo. Al contrario que con la topología con puente trifásico de salida, se observan pocas diferencias entre las distintas conexiones de estos modelos, pero sí se aprecia cómo sus respuestas ante escalones en la tensión de entrada son mucho más lentas que para las topologías con puente trifásico de salida.

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se han presentado y comparado un conjunto de configuraciones que puede implementarse en un convertidor resonante CLLC de tres fases. Para ello, se ha diferenciado entre dos topologías distintas dependiendo de la configuración del puente rectificador de salida. El diseño se ha realizado para veinte configuraciones posibles entre ambas topologías. Una vez calculados los componentes del tanque de todos los modelos, manteniendo los mismos parámetros de entrada y salida, se ha procedido a su simulación en PSIM. Este simulador nos ha permitido comprobar tanto los valores máximos de estrés en los componentes, como la respuesta de la planta en bucle abierto.

Los modelos con menores estreses son los convertidores cuya conexión es simétrica y topología con puente trifásico de entrada y salida. Estos son los modelos YY y TT. Las conexiones TY, YT, YP y TP, al tener un valor de n distinto de uno para obtener la tensión de salida requerida, reflejan mayores niveles de tensión y corriente en el lado primario, o bien, en el secundario. Este aumento en las tensiones y corrientes son críticos a la hora de seleccionar el modelo de conexión puesto que son convertidores pensados para trabajar con medio-altas densidades de potencia. El aumento de la frecuencia de trabajo permite reducir el tamaño de los componentes reduciendo el precio y mejorando la integración del convertidor, especialmente en un convertidor de tres fases donde se puede realizar una total integración de

la etapa resonante en un transformador plano [2].

Para el convertidor con puente trifásico en la entrada y en la salida orientado a una aplicación como cargador de baterías con flujo bidireccional, la configuración escogida corresponde a la FTTF. Esto es debido a que esta configuración ha reportado los mejores resultados, ya que presenta unos valores de intensidad menores por los devanados del transformador, facilitando la implementación de éstos en la PCB. También presenta una respuesta más rápida que el resto de las configuraciones. Además, los condensadores reciben intensidad de fase (F), que favorece la selección del componente, especialmente para aplicaciones de alta potencia y bajas tensiones.

Los modelos con triple puente monofásico de salida son de respuesta mucho más lenta, aunque su uso puede estar destinado tanto a aplicaciones que requieran una tensión de salida menor a la mitad de la tensión de entrada, así como para aplicaciones con más de una carga a distinta tensión. Además, estos convertidores incorporan un puente completo, siendo la corriente RMS por los transistores la mitad a la que circula por los transistores de un convertidor que incorpora un medio puente.

REFERENCIAS

- [1] R. Yu, G. K. Y. Ho, B. M. H. Pong, B. W. Ling and J. Lam, "Computer-Aided Design and Optimization of High-Efficiency LLC Series Resonant Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 7, pp. 3243-3256, July 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2179562.
- [2] B. Li, Q. Li and F. C. Lee, "Phase Shading for Light Load Efficiency Improve in Three-Phase Resonant Converter with Integrated PCB Winding Magnetics," 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), Busan, Korea (South), 2019, pp. 2362-23667.
- [3] M. Ryu, H. Kim, J. Baek, H. Kim and J. Jung, "Effective Test Bed of 380-V DC Distribution System Using Isolated Power Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 7, pp. 4525-4536, July 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2399273.
- [4] J. Jung, H. Kim, M. Ryu and J. Baek, "Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 1741-1755, April 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2213346.
- [5] W. Chen, P. Rong and Z. Lu, "Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 9, pp. 3075-3086, Sept. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2037099.
- [6] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. Craciun and C. Botting, "Three-Phase LLC Battery Charger: Wide Regulation and Improved Light-Load Operation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 2, pp. 1519-1531, Feb. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3006422.
- [7] W. Martinez et al., "Three-phase LLC resonant converter with integrated magnetics," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855520.
- [8] A. N. Rahman, C. Lee, H. Chiu and Y. Hsieh, "Bidirectional Three-Phase LLC Resonant Converter," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Bangkok, Thailand, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ITEC-AP.2018.8433271.
- [9] B. Li, Q. Li and F. C. Lee, "A WBG based three phase 12.5 kW 500 kHz CLLC resonant converter with integrated PCB winding transformer," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 469-475, doi: 10.1109/APEC.2018.8341053.
- [10] C. Fei, F. C. Lee and Q. Li, "Soft start-up for high frequency LLC resonant converter with optimal trajectory control," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 609-615, doi: 10.1109/APEC.2015.7104412.
- [11] B. Li, Q. Li and F. C. Lee, "A novel PCB winding transformer with controllable leakage integration for a 6.6kW 500kHz high efficiency high density bi-directional on-board charger," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 2917-2924, doi: 10.1109/APEC.2017.7931111.