

Convertidor Resonante CLLC de tres fases como transformador electrónico con núcleo EE plano

Juan Ignacio Núñez
Sistemas electrónicos de
Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Leganes, Madrid

Andrés Barrado
Sistemas electrónicos de
Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Leganes, Madrid
andres.barrado@uc3m.es

Antonio Lázaro
Sistemas electrónicos de
Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Leganes, Madrid
alazaro@ing.uc3m.es

Pablo Zumel
Sistemas electrónicos de
Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Leganes, Madrid
pzumel@ing.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. Esta topología ha sido frecuentemente estudiada para aplicaciones como cargadores de baterías de HEV y EV. Este artículo se centra en estudiar un flujo de diseño que permita realizar un transformador integrado a la hora de diseñar un convertidor resonante para ser implementado como transformador electrónico. La elección del conexionado y la topología se basa en estudios previos realizados teniendo en cuenta la dinámica y estabilidad del tanque resonante de tres fases. La optimización en tamaño del tanque resonante manteniendo una alta eficiencia consiste en conseguir conmutación suave (ZVS) en los transistores del puente de entrada con el mínimo nivel de energía reactiva necesario en el tanque resonante. De esta manera se puede reducir el tamaño de los condensadores y de los componentes magnéticos, optimizando los valores de diseño. Para ello, se definen unos parámetros k_q y k_p que establecen la relación entre los L_m y L_r , y la relación entre L_r y C_r respectivamente. Finalmente, mediante un flujo de diseño propuesto se implementa un transformador trifásico con la inductancia resonante integrada como inductancia de dispersión, para la realización de las comprobaciones experimentales.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores resonantes son empleados, especialmente, para todas aquellas aplicaciones que requieren un reducido rango de ganancias [1], [2]. En este ámbito es donde se obtiene una cierta ventaja respecto a otras topologías. Para entender este factor diferencial en aplicaciones con un rango de ganancias reducido es necesario entender el principio de funcionamiento.

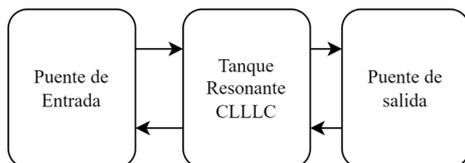


Figura 1. Diagrama de bloques de un convertidor resonante

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades de España a través del proyecto de investigación HIDRON (PID2020-116500RB-I00 / AEI / 10.13039/501100011033), y por la Unión Europea-NextGenerationEU/PRTR-C17.II, la Comunidad de Madrid y MCIN / AEI / 10.13039/501100011033 a través del proyecto de investigación GREENH2CM.

Los convertidores resonantes se componen de un puente de entrada, un tanque resonante y un puente de salida, Figura 1. Para su funcionamiento como transformador electrónico el tanque resonante seleccionado es el CLLC, que como su nombre indica, se compone de un condensador resonante de entrada, una inductancia resonante del primario, la inductancia magnetizante, una inductancia resonante del secundario y un condensador resonante del secundario.

A. Topología trifásica CLLC

Los convertidores resonantes trifásicos emplean el mismo esquema que un convertidor resonante monofásico. La principal diferencia se centra en el transformador, donde, como su nombre indica, al emplear tres tanques resonantes, permite su integración en un transformador trifásico.

Esta topología de convertidor resonante CLLC de tres fases se compone de un puente trifásico de entrada y de salida y un tanque trifásico resonante CLLC, es decir, es una topología simétrica [3].

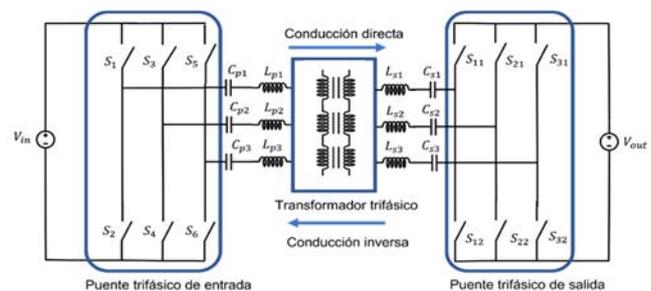


Figura 2. Convertidor resonante CLLC de tres fases

B. Integración de los elementos magnéticos

En el estado de la técnica se puede encontrar varios estudios de diseño de transformador trifásico con los arrollamientos integrados en una PCB, en todos ellos se diseña y se fabrica un núcleo de ferrita a medida [3], [4]. En [5] se realiza la integración de la inductancia de dispersión para un convertidor LLC trifásico con una estructura de núcleos EE. Los arroyamientos en este caso son realizados en un núcleo no plano, mediante hilo de Litz. La inductancia de dispersión se modela modificando manualmente el acoplamiento entre los arroyamientos de primario o secundario.

En este artículo se propone emplear un núcleo comercial como en [5] pero, en este caso, con un núcleo plano y los arrollamientos integrados en una PCB. La integración en PCB del tanque resonante permite reproducibilidad; además, emplear núcleos comerciales permite una gran escalabilidad

del convertidor. Para lograr esto, se aprovecha el alto número de grados de libertad presentes en los parámetros de diseño de un convertidor resonante con un nuevo flujo de diseño.

II. DISEÑO DEL CONVERTIDOR RESONANTE

A. Diseño mediante aproximación de primer armónico

Los convertidores resonantes se diseñan habitualmente y por simplicidad mediante el método de aproximación por primer armónico (FHA). Este método se explica detalladamente en [2]. Los errores introducidos en el cálculo de la ganancia mediante FHA son debidos a:

- Únicamente es considerado el armónico principal de la señal cuadrada generada en el puente de entrada, obviando sus sucesivos armónicos.
- La resistencia de salida de alterna (R_{eq}), se calcula imponiendo que la onda rectificada antes del condensador de salida es senoidal. En cambio, para frecuencias de conmutación alejadas de la resonancia, no se cumple la presunción de que la onda es senoidal. En modo elevador y reductor de ganancia la onda presenta armónicos y, por lo tanto, la R_{eq} real difiere de la calculada por este método.

Para el diseño del convertidor resonante como transformador electrónico, al requerir un rango de ganancia reducido, centrado en la frecuencia resonante, el método por FHA es suficiente.

El diseño del convertidor resonante CLLC trifásico se realiza de manera análoga al de un convertidor CLLC monofásico. A modo de ejemplo, se muestra un tanque resonante monofásico en sentido de conducción directa, Figura 3. El sentido de conducción inversa muestra en [6].

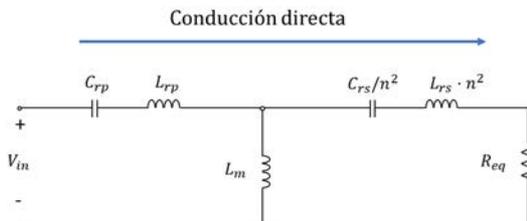


Figura 3. Tanque resonante de un convertidor resonante monofásico en conducción directa.

La principal diferencia se encuentra en los valores de las tensiones de entrada puesto que, en un puente trifásico, el valor de la tensión de línea en cada fase es la mitad que, en un puente completo monofásico, ecuaciones (1), (2) y (3).

$$V_{in0} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in} \cdot \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$V_{in120} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in} \cdot \sin(\omega t + 120) \quad (2)$$

$$V_{in240} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in} \cdot \sin(\omega t + 240) \quad (3)$$

El factor de calidad del filtro del tanque resonante (Q) se define como la impedancia característica, teniendo en cuenta la influencia del condensador y la bobina del secundario o primario (en función del modo de conducción), entre la carga, ecuación (4). La relación de transformación del transformador n se define como el número de vueltas del

primario entre el secundario, ecuación (5). La impedancia característica Z_r , se ilustra en la ecuación (6). La frecuencia de resonancia aproximada del circuito, ecuación (7), es dependiente de los componentes pasivos resonantes. Se define como frecuencia normalizada el valor de la frecuencia de conmutación (f_{sw}) entre la frecuencia de resonancia (f_{res}), ecuación (8). El valor de k , ecuación (9), corresponde al cociente entre la inductancia magnetizante y resonante. El aumento de k resulta en un aumento de la impedancia magnetizante respecto de la impedancia resonante. Este aumento de la impedancia magnetizante reduce el flujo magnético común máximo del transformador. Además, al aumentar el valor de k se reduce la ganancia máxima del convertidor, por ello, al optimizar un convertidor resonante, se aumenta el valor de k hasta obtener el máximo valor que cumpla con los requisitos de ganancia.

$$Q = \frac{Z_r}{R_{eq}} \quad (4) \quad n = \frac{N_p}{N_s} \quad (5)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_{ch}}{C_{ch}}} \quad (6) \quad f_{res_{approx}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ch}C_{ch}}} \quad (7)$$

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_{res}} \quad (8) \quad k = \frac{L_m}{L_r} \quad (9)$$

$$f_{o_{approx}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m \cdot C_{rp}}} \quad (10)$$

$$L_{ch} = L_{rs} + \frac{L_m \cdot \frac{1}{n^2} \cdot L_{rp}}{L_m + \frac{1}{n^2} \cdot L_{rp}} \quad (11)$$

$$C_{ch} = \frac{n^2 \cdot C_{rp} \cdot C_{rs}}{n^2 \cdot C_{rp} + C_{rs}} \quad (12)$$

Las dos frecuencias de resonancia del convertidor ilustradas en la ecuación (7) y (10), corresponden a frecuencias de resonancia aproximadas, no exactas. Estas se calculan mediante las ecuaciones (11) y (12) las cuales representan las inductancias y capacitancias equivalente en conducción directa. Las ecuaciones de resonancia exactas en ambas direcciones de conducción se presentan en [6].

B. Punto de Diseño

El punto de diseño en este trabajo se presenta en la Tabla 1. Este punto se empleará para las simulaciones en los estudios del apartado III y IV.

Tabla 1. Punto de diseño del Convertidor

V_{in}	P_{out}	f_{res}	V_{out}
(V)	(kW)	(kHz)	(V)
400	10	300	400

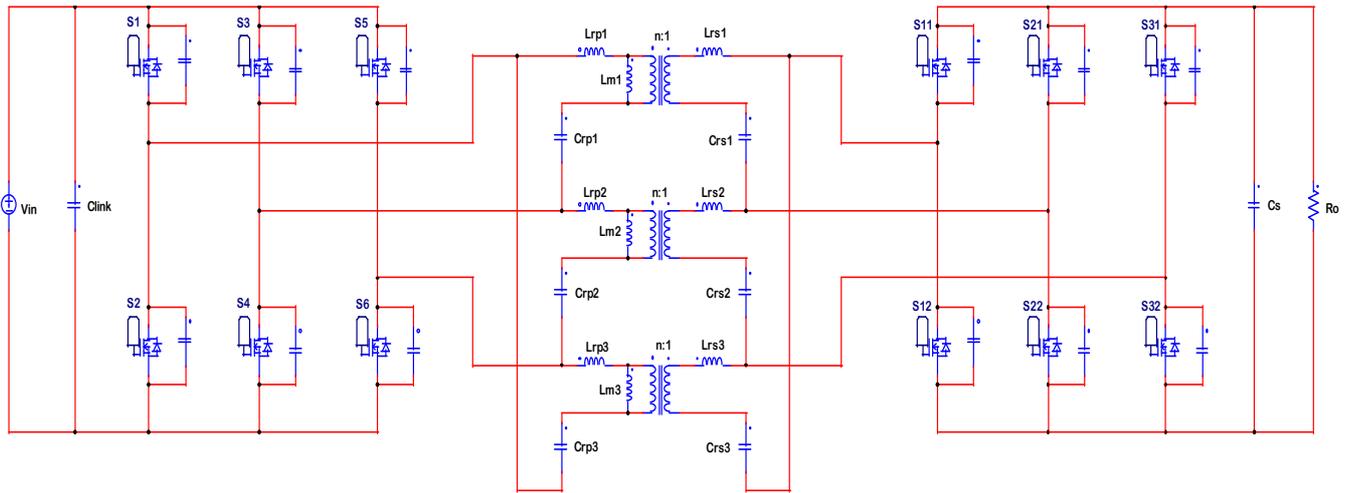


Figura 4. Convertidor Resonante CLLC de tres fases con conexión FTTF

III. OPTIMIZACIÓN DEL DISEÑO

Para obtener un proceso óptimo de diseño de un convertidor resonante trifásico a partir de un elemento restringido como es un núcleo plano comercial, se realiza un estudio previo para establecer aquellos parámetros más influyentes en el diseño.

El estrés de corriente en el puente primario varía de manera exponencial en función de los valores de Q , y k . El aumento de Q se relaciona con el aumento del valor de la impedancia característica, lo cual significa un aumento del valor de la reactancia inductiva respecto a la capacitiva. La presencia de una inductancia reactiva mayor significa que a tensión aplicada constante, la corriente que fluye por el circuito disminuye. Esto conlleva a una disminución de la magnitud de la energía reactiva.

Por otro lado, cuando se incrementa k , la inductancia magnetizante respecto a la resonante aumenta, la corriente magnetizante disminuye. Además, aumentar el valor de la inductancia magnetizante conlleva desplazar el valor de la primera frecuencia de resonancia a la izquierda del diagrama de ganancia respecto de frecuencia, disminuyendo la pendiente de la curva.

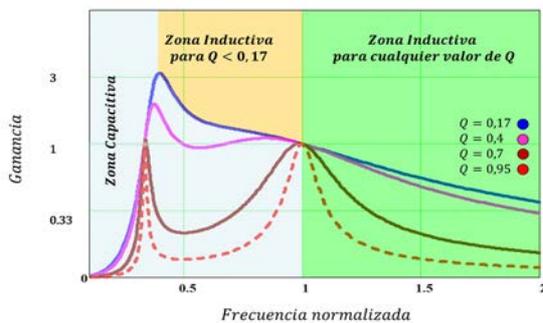


Figura 5. Curvas de ganancia de un convertidor resonante CLLC [6]

En la Figura 5, se observa como al aumentar el factor de calidad se introduce una frecuencia de antirresonancia. Para evitarla, se ha de tener en cuenta en el diseño imponiendo que la curva de ganancia sea monótona decreciente.

Se realiza un estudio de los estreses de corriente en función del valor de los parámetros Q y k mediante la simulación en

PSIM de un convertidor resonante trifásico de conexión FTTF, mostrado en la Figura 4. Con el fin de establecer una nomenclatura diferenciable, se denomina la conexión de los condensadores conectados en triángulo con la letra F (la conexión en triángulo provoca tensión de línea y corriente de fase sobre el componente). Para la conexión del transformador, se establece la letra T para la conexión en triángulo. Los modos de conexión del tanque trifásico en un convertidor resonante CLLC de tres fases se estudian en [1].

$$k_q = \frac{L_{rp}}{C_{rp}} \quad (12)$$

Con el fin de minimizar el estrés de corriente de entrada y con ello, la energía reactiva en el sistema, se busca maximizar Q imponiendo que, en el rango de ganancias, sea monótona decreciente. Para este fin, se establece la relación entre la inductancia y la capacitancia resonantes con la variable k_q , ecuación (12), teniendo en cuenta que el aumento de Q está directamente relacionado con el aumento de k y k_q . En este estudio se pretende mostrar que, a partir de unos ciertos valores, el aumento de k y k_q no reporta una gran disminución del estrés de corriente. Para ello, se fija uno de los parámetros, aumentando el otro parámetro y así observando la tendencia del estrés de corriente para el caso particular del diseño de este trabajo.

El valor de Q es máximo con k_q máxima a potencia mínima, por ello, se calcula el valor límite cuya curva no es monótona decreciente. Con el valor de potencia y el máximo de Q observado en las curvas de ganancias se fija el valor de k_q . A continuación, se realiza un barrido aumentando el valor de k incrementando el valor de la inductancia magnetizante y manteniendo constante el valor de la bobina resonante. El impacto sobre el estrés de corriente se observa en la Figura 6, donde se ilustra como para cocientes entre la inductancia magnetizante y la bobina resonante mayores a 5, el estrés de corriente apenas disminuye.

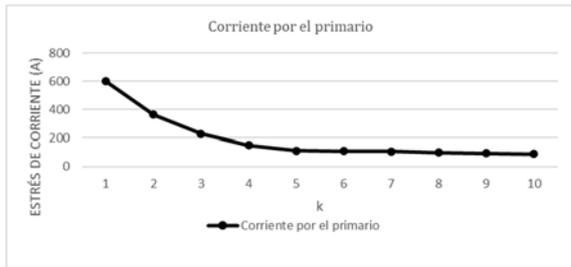


Figura 6. Estudio de la influencia del valor de k en el estrés de corriente de entrada.

El valor de k se mantiene en este caso en 5, puesto que es el punto de cambio en la tendencia decreciente del estrés de corriente. Se procede a realizar un barrido del valor de k_q , para ello, se mantiene constante el valor de la inductancia magnetizante y el valor de la bobina resonante, pero se disminuye el valor del condensador resonante. Aumentando el valor de la relación k_q desde cero, a base de disminuir el valor del condensador resonante. Se obtienen los puntos mostrados en la Figura 7 en el barrido. Se observa como a partir de una relación entre bobina y condensador resonantes igual a 20, el estrés de corriente deja de disminuir. Por lo tanto, idealmente se selecciona el valor máximo de k_q que cumple la condición de monótona decreciente para la potencia de diseño.

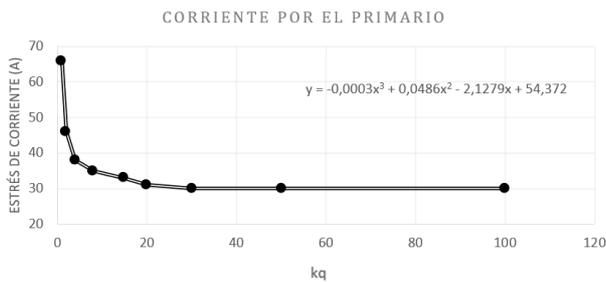


Figura 7. Estudio de la influencia del valor de k_q en el estrés de corriente de entrada.

IV. FLUJO DE DISEÑO

En este apartado se explica el flujo de diseño que se lleva a cabo para implementar el convertidor CLLC trifásico como transformador electrónico, Figura 8. Este flujo favorece la integración del componente magnético y, por ende, el aumento de la densidad de potencia del convertidor.

A. Diseño del magnético

El valor de L_m viene dado por el número de vueltas entre la reluctancia. Por ello, el valor máximo de la inductancia magnetizante viene determinado por el núcleo escogido, el número de vueltas y el gap seleccionado en el diseño. El número de vueltas viene determinado por el área disponible entre las columnas del núcleo en la PCB y por el número de capas. Puesto que es un prototipo y se diseña únicamente con el fin de constatar que se puede construir un núcleo trifásico a través de la PCB se realiza una única vuelta para primario y otra para secundario, siendo la relación de transformación igual a unidad. Se crea un programa de diseño en MATLAB el cual a partir de los parámetros de entrada selecciona los posibles núcleos comerciales a implementar. El núcleo seleccionado es el E65/10/50. El material es 3F36 ya que la información relacionada con el cálculo de pérdidas refleja el óptimo entre 300 kHz y 500 kHz.

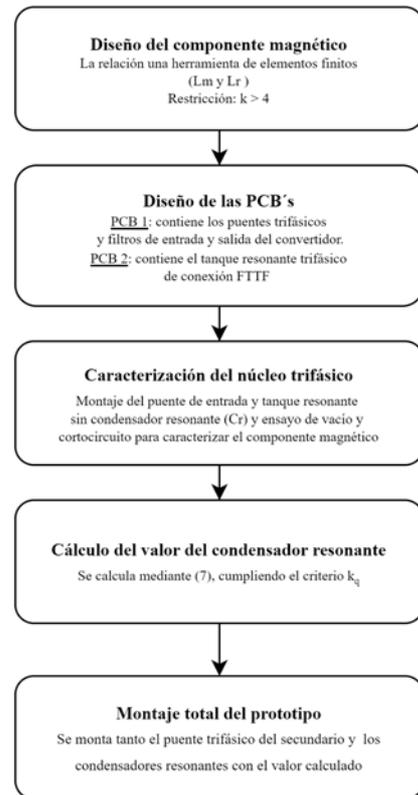


Figura 8. Flujo de diseño llevado a cabo en este trabajo

Una vez definido el volumen del núcleo plano y el número de vueltas se realiza el diseño del componente magnético y se simula mediante elementos finitos en ANSYS. De esta manera, se estudian dos problemas. Por un lado, se obtiene una estimación de la k . Por otro lado, se trata de resolver un problema de geometría producto de realizar un transformador trifásico con un núcleo E plano. Este problema viene dado por la columna central, la cual tiene el doble de área de sección que las columnas externas.

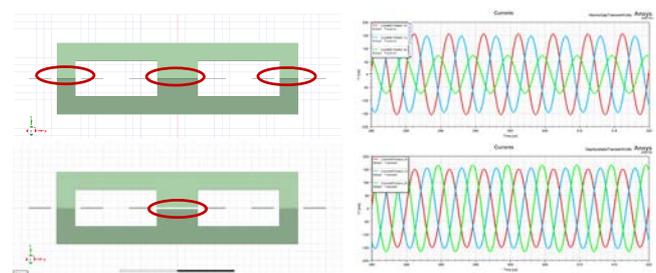


Figura 9. En la parte superior se observa la simulación con elementos finitos de un núcleo EE plano con el mismo gap. En la zona inferior se observa la simulación con elementos finitos de un núcleo EE plano con mayor gap en la columna central.

Una vez realizadas las simulaciones se observa que se cumple el criterio de $k > 4$, obteniendo un valor estimado de $1,1\mu\text{H}$ de inductancia magnetizante, y 150 nH como inductancia de dispersión. Para resolver el problema de geometría en el área de la sección se aumenta el gap en la columna central. Aumentando la reluctancia del gap, se ayuda a compensar el efecto producido por el área de sección, Figura 9. Puesto que el valor de L_m es bajo no se quiere reducir aumentando el gap, por ello, el gap en el núcleo es mínimo. Además, al ser el gap pequeño y la

compensación en la columna central pequeña, la dispersión varía en menos a un 5% entre patas.

B. Selección de componentes

La topología de convertidor resonante CLLLC trifásico a implementar se compone de dos puentes trifásicos. Un puente trifásico, primer puente, genera la onda trifásica mientras que el contrario la rectifica. Esto sucede de igual manera en ambas direcciones. Con este fin, se disponen tres medios puentes por cada puente trifásico. El puente seleccionado es el GS-EVB-HB-66508B-RN. Estos puentes se implementan en una placa madre. Además, se añaden filtros de entrada y salida. La segunda placa contiene el tanque resonante trifásico con el componente magnético. Estas placas se interconectan mediante cables.

C. Caracterización experimental del núcleo trifásico

Una vez diseñado el componente magnético y las PCB's, se monta el puente primario y el núcleo sin condensadores resonantes. De esta manera se realiza un estudio de vacío y de cortocircuito para obtener los valores reales de la inductancia magnetizante y resonante teniendo en cuenta los elementos parásitos en los cables. El set up del ensayo se observa en la, Figura 10.

Tras realizar los dos estudios, de vacío y de cortocircuito teniendo en cuenta una frecuencia de resonancia de 300 kHz, se obtienen los resultados presentados en la Tabla 2.

Tabla 2. Resultados de los ensayos de cortocircuito y de vacío

	Inductancia Magnetizante (μH)	Inductancia de dispersión (μH)
Columna A	2,7	1,1
Columna B	2,83	1,1
Columna C	2,7	1,1

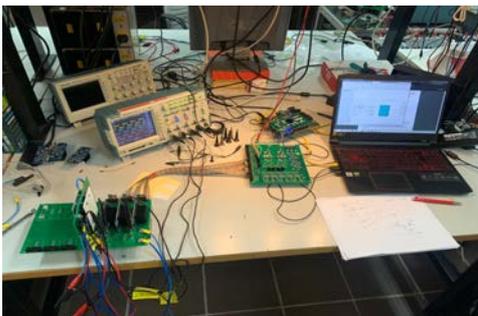


Figura 10. Set up del ensayo de cortocircuito y de vacío para caracterizar el transformador.

Los resultados de inductancia de dispersión difieren de los simulados puesto que el convertidor se ha implementado en dos placas independientes. Una placa madre y una que contiene el tanque resonante trifásico. Los cables y las conexiones parásitas aumentan la inductancia serie por fase.

D. Selección de los condensadores del tanque resonante

El condensador resonante propuesto es de tipo MLCC, de tal manera que construyendo una red de condensadores cerámicos en paralelo se obtenga el valor de capacitancia requerida y además se dividan las corrientes entre ellos. El cálculo del valor exacto se realiza con la ecuación (7), vez conocidos los valores de las inductancias. Este cálculo

establece el valor de Q y la frecuencia de resonancia.

E. Montaje del prototipo

Una vez calculados todos los parámetros se montan los condensadores resonantes y el puente trifásico del secundario del prototipo.

El prototipo se observa en la Figura 11 se separa en dos placas, una placa madre el cual contiene dos puentes trifásicos. La segunda placa contiene el transformador integrado. Se observa el prototipo físico diseñado.

Núcleo E en la PCB de transformador trifásico integrado de conexión TT

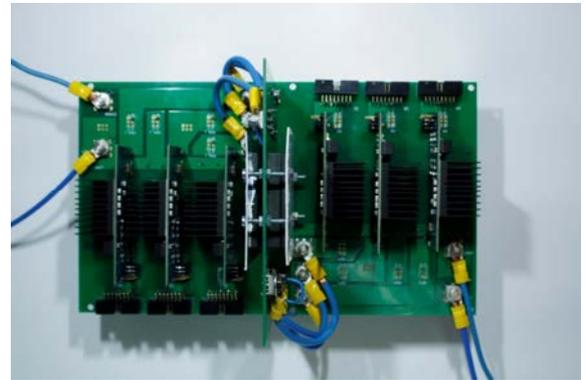
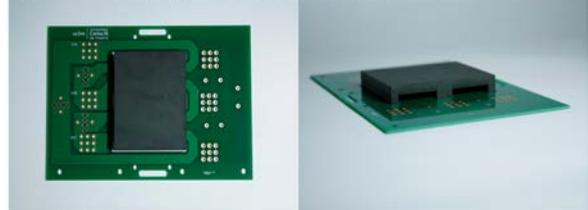


Figura 11. Convertidor Resonante CLLLC de tres fases con transformador trifásico integrado.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se realizan las pruebas experimentales en el convertidor resonante, para validar el diseño del tanque resonante y del transformador integrado, y se observan las corrientes tras aplicar las tensiones desfasadas 120° . En estas primeras pruebas los ensayos se han realizado a baja potencia y tensión. En los ensayos se observa como las corrientes se compensan en el núcleo pese a la integración en un núcleo plano con áreas de sección distintas y entrehierros pequeños, siendo el de la columna central el doble al de las columnas exteriores. De esta manera se valida el diseño del transformador trifásico y se valida la resonancia en el punto de diseño 300 kHz. Se observa la compensación de flujo en las corrientes compensadas de la Figura 12. Aún así, se observan pequeñas diferencias entre las fases, producidas por la diferencia de inductancia en los cables de conexión de cada fase.

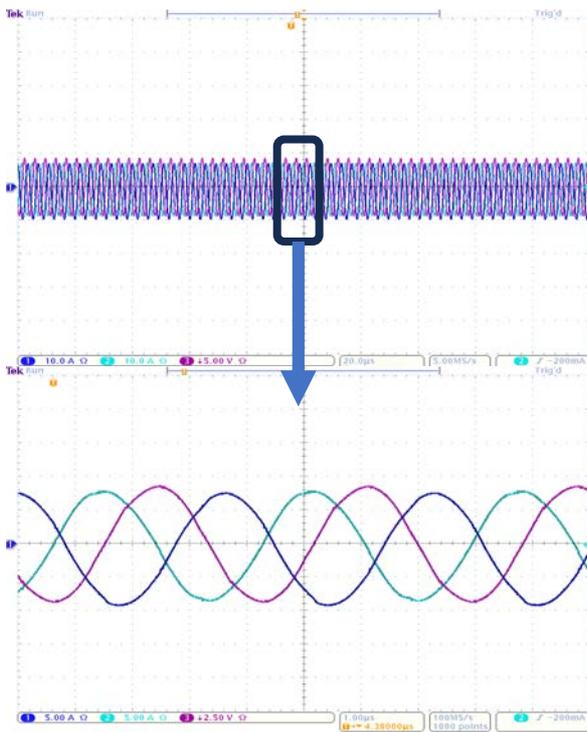


Figura 12. Forma de onda de corriente experimental por cada una de las fases del convertidor resonante CLLC.

VI. CONCLUSIÓN

En este artículo se realiza un estudio de las ecuaciones y parámetros más importantes para el diseño de un convertidor resonante CLLC trifásico, y se revisa la influencia de los parámetros Q , k y k_q aplicados a la topología FTTF, mostrada en la Figura 5 con el fin de constatar la importancia que tienen la relación entre estos componentes a la hora del diseño. Esto es de gran importancia dado que, en el flujo de diseño se comienza diseñando con los valores experimentales extraídos del componente magnético.

Para lograr el objetivo, e integrar, con un núcleo EE comercial, la inductancia de dispersión como bobina resonante usando pistas de la PCB como arrollamientos, se realiza un flujo de diseño donde se comienza a diseñar por el componente magnético. Después, se caracteriza experimentalmente tras haber diseñado un prototipo que permita validar el diseño del transformador. Una vez caracterizados los valores experimentalmente de inductancia magnetizante y resonante del componente magnético se

selecciona el valor del condensador resonante equivalente. Este se calcula fijando la frecuencia de resonancia del convertidor. Una vez obtenidos todos los parámetros necesarios para la implementación, se procede al montaje y la posterior validación experimental.

El diseño se implementa en dos placas unidas por cables de cobre. Se comprueba que el cable presenta un valor de inductancia parásita dominante sobre la inductancia de dispersión, dado el bajo valor de la inductancia de dispersión obtenida. Por ello, la simulación difiere en cuanto al valor de las dispersiones. Aun así, el valor de la inductancia magnetizante se compensa correctamente aumentando el gap en la columna central como se observa en las simulaciones por elementos finitos.

Por otro lado, en los ensayos experimentales realizados se observa la compensación de flujos y las corrientes distribuidas entre las fases.

Para obtener unos valores de corriente perfectamente distribuidas hay que obtener una inductancia de dispersión controlada por fase y un diseño cuyo componente magnético esté integrado en la PCB principal. De esta manera los parásitos presentes en las conexiones por fase y en los cables no supondrán un desbalance de estos.

VII. BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. I. Núñez, A. Barrado, A. Lázaro and P. Zumel, "Three-phase CLLC Resonant Converters," 2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/CPE-POWERENG50821.2021.9501219.
- [2] M. Luh, T. Blank and M. Weber, "Bidirectional soft-switching DC/DC converter for highly efficient EV chargers: Comprehensive analysis of a 20 kW CLLC converter prototype for," PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2020, pp. 1-8.
- [3] M. Noah et al., "A novel three-phase LLC resonant converter with integrated magnetics for lower turn-off losses and higher power density," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 322-329, doi: 10.1109/APEC.2017.7930712.
- [4] M. Noah et al., "Magnetic Design and Experimental Evaluation of a Commercially Available Single Integrated Transformer in Three-Phase LLC Resonant Converter," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 6, pp. 6190-6204, Nov.-Dec. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2856631.
- [5] J. Zhang, W. G. Hurley, and W. H. Wölfle, "Gapped Transformer Design Methodology and Implementation for LLC Resonant Converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 1, pp. 342-350, Jan.-Feb. 2016, doi: 10.1109/TIA.2015.2465932.
- [6] D. González Bravo, "Análisis, diseño e implementación de cargadores de baterías para aviones ligeros eléctricos", 2020.