

Análisis y diseño de un aislador analógico para el control de un MOSFET de canal N en un limitador de corriente de enclavamiento

Abraham López¹, Manuel Arias¹ y Pablo F. Miaja¹

¹Universidad de Oviedo, Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (e-mail: lopezabraham@uniovi.es)
Edificio Departamental Oeste, N° 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón, España

Resumen: Los limitadores de corriente de enclavamiento (LCLs) son circuitos empleados habitualmente en el control de cargas de naves espaciales, con el objetivo de evitar fallos en componentes, debidos a sobrecargas de corriente. Los esquemas clásicos de los LCLs están basados en el uso de un MOSFET tipo P. Sin embargo, el desarrollo de nuevos materiales semiconductores de banda prohibida ancha (WBG) abre la posibilidad de poder llegar a operar a tensiones cada vez mayores, dando lugar a trabajos recientes donde ya se plantea el uso de un MOSFET tipo N de SiC como dispositivo limitador de corriente. Siguiendo en esta línea, este artículo presenta el análisis y diseño de un aislador analógico capaz de controlar la puerta de un MOSFET tipo N en un LCL. Se presentan los resultados de las topologías estudiadas y el procedimiento de diseño de las mismas. Finalmente, se muestran algunos resultados experimentales de prototipos realizados para cada topología.

Palabras clave: LCL, aislador analógico, SiC, transformador de continua.

I. INTRODUCCIÓN

Los interruptores limitadores de corriente de estado sólido (*Solid-state Current Limiting Switches*) se utilizan en satélites con el objetivo de distribuir la potencia eléctrica de una manera segura. Estos interruptores, también llamados limitadores de corriente de enclavamiento (*Latching Current Limiters*, LCLs), se encargan de proteger al bus de potencia en las naves espaciales contra sobrecorrientes.

Los LCLs se pueden entender bajo el concepto de “fusibles inteligentes rearmables”. En operación normal el LCL deja pasar toda la corriente demandada por una carga por debajo de un límite preestablecido. Si la demanda de corriente supera dicho límite, el LCL regula la corriente a este valor durante un tiempo prefijado. Si en este tiempo la corriente no baja por debajo del límite, el LCL aislará la carga que demanda el exceso de corriente. Dicha carga puede ser reconectada por telecomando.

En los esquemas tradicionales se usan MOSFETs tipo P como dispositivos limitadores de corriente, debido a su facilidad para controlarse. Si se conecta el terminal de fuente al bus, se puede controlar la corriente fijando en su puerta una tensión menor que la del propio bus. Los rangos de tensiones para estos buses de alta potencia se sitúan entre 100 V_{CC} y 120 V_{CC}. No obstante, a medida que la potencia demandada por las cargas aumenta, las pérdidas de conducción en estos dispositivos se incrementan, existiendo un interés por reemplazarlos por dispositivos tipo N, que en general ofrecen una menor resistencia de canal. En un LCL basado en un MOSFET de tipo N el drenador del MOSFET se conectaría al bus y la fuente en el lado de la carga.

El problema de usar MOSFETs de tipo N radica en que para controlarlos es necesario que la tensión en la puerta sea mayor que en la fuente. De esto modo, es necesario algún medio para trasladar esta señal de control referida a la fuente del dispositivo. Con el desarrollo de los materiales de banda prohibida ancha (WBG), especialmente Carburo de Silicio (SiC) y Nitruro de Galio (GaN), se abre la posibilidad de emplear transistores basados en este tipo de materiales como dispositivos limitadores de corrientes. Pensando sobre todo en aprovechar las capacidades que ofrecen estos semiconductores para trabajar a temperaturas más altas. Estos dispositivos son tipo N. En este sentido, ya se han planteado en [1] y [2] topologías de LCLs empleando MOSFETs tipo N de SiC, donde se presentan algunos aspectos a tener en cuenta en relación al circuito de control del MOSFET. Continuando con esta línea de investigación, el objetivo de este trabajo se basa en presentar los resultados en la selección de topologías y desarrollo de un aislador analógico capaz de controlar la puerta de un MOSFET tipo N refiriendo esta tensión a la fuente del dispositivo, que en condiciones normales está sometida a la tensión del bus.

La tarea del aislador analógico es, por tanto, la de trasladar la tensión de salida del lazo de control de corriente hasta la tensión puerta-fuente del MOSFET tipo N. De esta forma, dicho transistor operará en zona óhmica cuando la corriente medida sea menor que la de limitación, y en zona activa cuando sea preciso regular la corriente al nivel de limitación prefijado. Esta propuesta de aislador analógico se basa en el uso de convertidores CC/CC aislados con el objetivo de proporcionar el aislamiento eléctrico necesario. Una etapa lineal será la encargada de llevar la tensión de control desde el lazo de control de corriente a la entrada de este convertidor aislado (Fig. 1). El rango de tensiones de salida del aislador analógico es siempre positivo, referido a la fuente, y varía entre la tensión umbral del MOSFET y su máxima tensión en puerta (con el margen de seguridad adecuado). Es importante destacar que los cambios de tensión en puerta no son tan rápidos como en las aplicaciones de conmutación, si no que se trata de una evolución progresiva en función de la corriente a regular.

Este artículo se organiza de la siguiente manera. En el apartado II se describen los conceptos de funcionamiento de un LCL con un MOSFET tipo N. En el apartado III se describen las topologías propuestas para la implementación de un convertidor aislado. El apartado IV se centra en los procedimientos de diseño de las distintas topologías seleccionadas, siendo en el apartado V donde se muestran algunos resultados experimentales de los prototipos realizados. Finalmente, en el apartado VI se recogen las principales conclusiones de este trabajo.

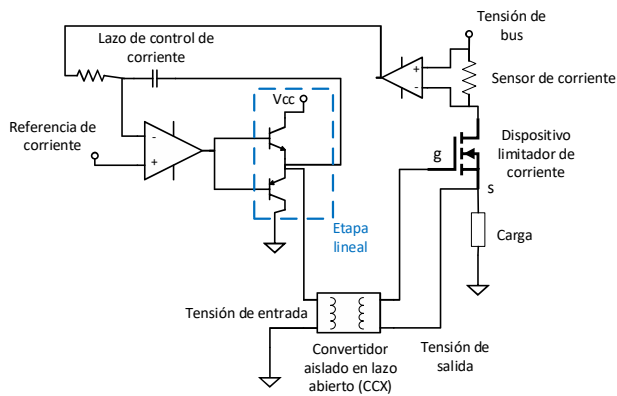


Fig. 1. Concepto de aislador analógico en un LCL con MOSFET tipo N

II. AISLADOR ANALÓGICO

La Fig. 1, muestra el esquema de un LCL basado en un MOSFET tipo N. Su funcionamiento se basa en la monitorización constante de la corriente a través del MOSFET, y en la posterior integración del error cometido entre dicha corriente y la corriente de referencia. De esta manera, cuando la corriente a través del dispositivo es menor que el límite de corriente, el integrador se saturará a su tensión positiva.

La tensión de referencia de estos sistemas será la referencia del propio bus de potencia o una tensión intermedia. Convenientemente trasladada a la tensión puerta-fuente (V_{GS}) del MOSFET, dicha tensión positiva hará que el transistor esté trabajando en su zona de óhmica. Por el contrario, si la corriente a través del dispositivo está por encima del límite, el integrador disminuirá su tensión de salida, que llevada al MOSFET, hará que opere en su zona activa regulando la corriente al valor deseado. La tensión de salida del integrador se lleva adaptada mediante una etapa lineal, a la entrada de un convertidor CC/CC aislado.

El convertidor CC/CC aislado trabaja en lazo abierto sin llevar a cabo ninguna regulación en el sistema, y por lo tanto de aquí en adelante se hará referencia a él como transformador de continua (CCX). La opción que se propone en este trabajo es proporcionar a los transistores del CCX unos pulsos de control con ciclo de trabajo del 50% mediante un oscilador a MHz diseñado con componentes CMOS. De esta manera, controlando la tensión de entrada del CCX mediante el lazo de control de corriente se controla la V_{GS} del MOSFET tipo N.

Se ha optado por trabajar usando el convertidor con CCX ya que la respuesta dinámica del mismo influirá en la dinámica del lazo de control de corriente del LCL, especificadas en [3]. Esto lleva a la necesidad de frecuencias de conmutación muy altas, de unos pocos MHz. Típicamente, los convertidores se controlan mediante modulación de ancho de pulso. No obstante no se encontró ningún modulador PWM calificado para espacio capaz de operar a dichas frecuencias. Por tanto se ha optado por trabajar con ciclo de trabajo constante y variar la tensión de entrada del convertidor.

III. ESTRUCTURA Y TOPOLOGÍAS PLANTEADAS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR AISLADO

Esta sección aborda el diseño del transformador de continua (CCX). En primer lugar, se hará mención a la selección de los componentes, al diseño del oscilador y finalmente a las topologías empleadas para su implementación. En lo que respecta a la selección de componentes, se busca emplear, en su mayor parte, aquellos calificados para espacio.

A. Selección de los semiconductores

De acuerdo con [4], todos los MOSFETs tipo N y tipo P calificados para espacio están pensados para aplicaciones de alta potencia. Por esta razón, se emplearán dispositivos bipolares (BJT) para la implementación del CCX, ya que su función es sólo proporcionar la tensión de puerta del MOSFET tipo N del LCL. El uso de transistores bipolares como dispositivos de conmutación, donde las transiciones entre los estados de corte y saturación se realizan a una frecuencia de 4 MHz, requiere del uso de un circuito de anti-saturación.

Este circuito se realiza mediante la utilización de un diodo conectado en paralelo entre la base y el colector del transistor. De igual manera, se puede mejorar el proceso de apagado conectando un condensador en paralelo a una de las resistencias de la base. Como los BJTs solo permiten el paso de la corriente en una única dirección, se hace necesaria la presencia de diodos de libre circulación. Estas modificaciones se pueden ver representadas en la Fig. 2.

B. Diseño del oscilador

El funcionamiento de las distintas topologías pensadas para implementar el CCX está basado en el uso de un oscilador implementado con puertas lógicas CMOS. En este caso el dispositivo empleado es el CD4093B, formado por cuatro puertas lógicas tipo NAND y una entrada en *Schmitt trigger*. Este integrado implementa un oscilador usando una red de realimentación tipo RC. La frecuencia del oscilador se establece a través de los valores de la red RC y de los niveles de transición definidos por las propias puertas. Al tratarse de tecnología CMOS, los niveles de transición de las puertas pueden variar en función de la tensión que se les suministra. En el caso del LCL, todo el sistema está alimentado desde el bus a través de un regulador lineal de 15 V. La frecuencia del oscilador será de 4 MHz con un ciclo de trabajo alrededor del 50%, siendo esta además la frecuencia de conmutación del CCX.

Tras algunas pruebas realizadas usando este oscilador se ha podido comprobar cómo cuando la tensión a la salida del oscilador es mayor que la propia tensión de entrada del CCX, los transistores bipolares se saturan a pesar de tener conectado un diodo de anti-saturación. Este comportamiento provoca que el ciclo de trabajo aumente, lo que introduce una variación indeseada en la tensión de salida del CCX.

Con el objetivo de evitar esta saturación, se conecta un diodo entre la salida del oscilador y la entrada del CCX. Con la inclusión de este diodo, el oscilador inyecta corriente al nodo de conexión entre la entrada del CCX y el lazo de regulación. Esto implica que, bajo ciertas condiciones, dicha corriente se inyecta a la salida del lazo, siendo por tanto necesario que el amplificador operacional de salida del mismo, tenga la capacidad para absorber corriente, regulando correctamente la tensión. Por ello se ha empleado una etapa complementaria con BJTs a la salida del amplificador (Fig. 2).

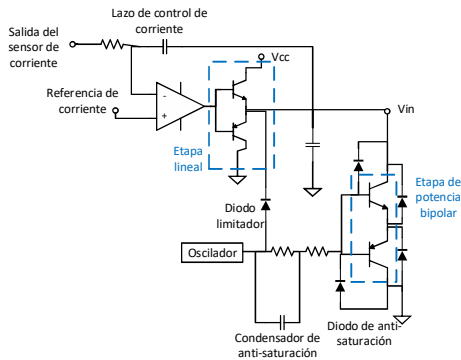


Fig. 2. Oscilador, lazo de control y etapa de potencia bipolar

C. Análisis de topologías para el diseño del CCX

En este apartado se muestra el análisis de dos topologías pensadas para la implementación del CCX. En todas ellas, el control de la tensión de salida está basado en la actuación sobre la tensión de entrada de dicho convertidor (V_{in}). La primera se basa en emplear un inversor clase D en el primario del transformador junto con un rectificador clase E en el secundario. A lo largo de este artículo se hará referencia a esta topología como convertidor clase DE-CCX (Fig. 3). Se trata de una topología resonante en la que el condensador de resonancia (C_{tank}) está situado en serie con el transformador. Con el objeto de minimizar el número de componentes, se busca integrar las inductancias resonantes en el propio transformador magnético.

Se trata de una topología en la que se puede llegar a tener transiciones suaves, tanto conmutación a tensión cero (ZVS) como a corriente cero (ZCS) [5], permitiendo además minimizar ruido electromagnético. Desde el punto de vista de las desventajas, por un lado, la presencia necesaria de diodos de libre circulación, así como también la complejidad a la hora de diseñar el transformador, ya que si se quiere conseguir integración magnética la inductancia de dispersión (L_{lk}) será también la inductancia resonante del convertidor DE-CCX.

Otra desventaja que presenta el diseño del DE-CCX se debe a la propia naturaleza resonante del rectificador, la cual solo permite combinaciones específicas de resistencia de carga (R_L) y de inductancias de dispersión. Además, para tener las L_{lk} deseadas, el transformador magnético debe estar diseñado con coeficientes de acoplamiento pequeños. Para superar estas desventajas, se plantea el uso de un rectificador con cuatro diodos en el secundario. Esta topología basada en emplear el mismo inversor en medio puente en el primario, y dicho rectificador en el secundario, se puede ver como un convertidor LLC, y por ello, se plantea la posibilidad de utilizar dicho convertidor como CCX. A esta alternativa se la denominará LLC-CCX (Fig. 4).

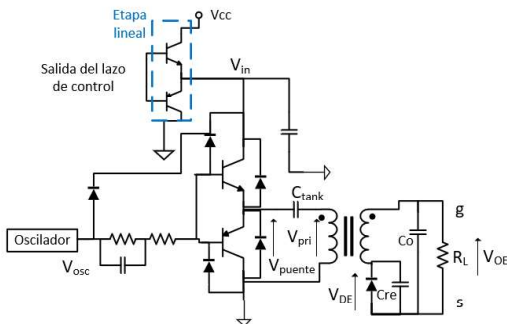


Fig. 3. Esquemático del convertidor clase DE-CCX

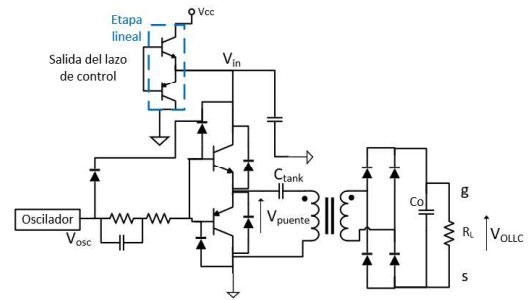


Fig. 4. Esquemático del convertidor LLC-CCX

En el diseño de estas topologías se ha de procurar minimizar el rizado de la tensión de salida, ya que durante el proceso de limitación de corriente, las pequeñas variaciones en la V_{GS} del MOSFET pasarán a verse como rizado de corriente, debido a la transconductancia del propio transistor. La minimización de este rizado en la tensión de salida del CCX se puede conseguir mediante un correcto dimensionando de su capacidad de salida, o mediante la inclusión de una red RC que filtre las componentes a la frecuencia de conmutación y a sus múltiplos.

IV. DISEÑO DEL CONVERTIDOR CCX RESONANTE

Dado que el CCX se integrará en el lazo de control de corriente, se hace necesario un control preciso de la ganancia entre su tensión de entrada y la de salida. Los diseños de CCX se ajustan para tener una ganancia estática entorno a un valor conocido, entre la salida y la entrada. Además, el CCX deberá adaptar las tensiones de salida del lazo de corriente al rango de tensiones compatibles con las de puerta-fuente del MOSFET. El diseño de los convertidores CCX resonantes clase DE y LLC está basado, en ambos casos, en el uso de la aproximación del primer armónico (*First Harmonic Approximation*, FHA).

En el FHA la respuesta de la red de resonancia se analiza asumiendo que el circuito es lo suficientemente selectivo como para que sólo el primer armónico de la componente de conmutación puede pasar por él [5]. Se trata de un procedimiento de diseño muy común a la hora de analizar topologías de convertidores resonantes [6]. En el circuito analizado en este trabajo, la tensión de salida del medio puente presenta una forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo D con un nivel bajo de tensión de 0 V y un nivel alto de tensión de valor V_{in} . De esta forma, la descomposición de esta forma de onda en series de Fourier (V_{PUENTE}) vendrá dada por la expresión (1):

$$V_{PUENTE} = V_{in} \cdot D + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k \cdot \pi} \cdot V_{in} \cdot \sin(k\pi D) \cdot \cos(kD\omega_s t) \quad (1)$$

De tal manera que la amplitud del primer armónico (A_{FH}) será la determinada por la expresión (2), siendo máxima para un D igual a 0,5 (3):

$$A_{FH} = \frac{2}{\pi} V_{in} \cdot \sin(k\pi D) \quad (2)$$

$$A_{FH} = \frac{2}{\pi} V_{in} \quad (3)$$

A. Diseño del rectificador en clase E

El proceso de diseño del rectificador clase E está explicado en [7]. La Fig. 5 muestra el esquemático para dicha topología con un transformador ideal. Se trata de un rectificador resonante en el que, a la frecuencia de conmutación (igual a la frecuencia de resonancia) el condensador C_O se comporta como una fuente de tensión.

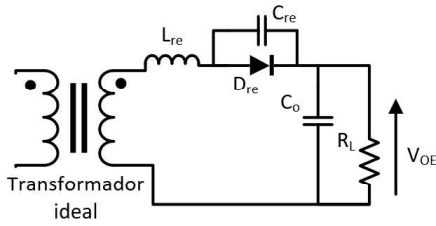


Fig. 5. Esquemático del rectificador en clase E

El valor de su ganancia en tensión depende del valor de los componentes L_{re} , C_{re} y R_L . A la frecuencia de conmutación el rectificador en clase E se comporta como una bobina en paralelo con una resistencia (definidas como L_i y R_i más adelante). El diseño se basa en el presentado en [5], donde para unos determinados valores de L_{re} y C_{re} se puede obtener un intervalo de conducción del diodo D_{re} (Δ_{Dre}) con el que conseguir un factor de calidad Q , para una frecuencia de conmutación (F_{sw}) y con una carga (R_L) concreta. Dependiendo de estos valores, se pueden llegar a obtener distintas relaciones de transferencia de tensión (M_{VR}), definidas en este ejemplo a partir del valor eficaz de la tensión de entrada sinusoidal y el valor de continua de la tensión de salida. De esta forma, para cada Δ_{Dre} habrá una sola M_{VR} .

Para este diseño el valor de la inductancia L_{re} es fijo ya que se trata de la propia inductancia de dispersión del secundario del transformador (integración magnética), por lo que la única manera de conseguir un determinado factor Q , es mediante cambios en la carga (R_L). De esta manera y de acuerdo a los valores de diseño mostrados en [5], para obtener una ganancia M_{VR} de en torno a 2 habría que escoger un factor Q de 2,6117, lo cual a su vez fija el Δ_{Dre} en 0,3. Esto se puede conseguir escogiendo una carga R_L y un condensador resonante C_{re} definidos a partir de las expresiones (4) y (5).

$$R_L = Q \cdot \omega_s \cdot L_{re} \quad (4)$$

$$C_{re} = (\omega_s^2 \cdot L_{re})^{-1} \quad (5)$$

Donde $\omega_s = 2\pi \cdot F_{sw}$ es la pulsación a la frecuencia de conmutación. De esta manera, la impedancia de entrada del rectificador clase E (Z_i) estará definida a partir de la asociación en paralelo de R_i y L_i definidas en (6) y (7).

$$R_i = 0,2383 \cdot R_L \quad (6)$$

$$L_i = 0,4633 \cdot L_{re} \quad (7)$$

B. Diseño del convertidor clase DE-CCX

El análisis y diseño del convertidor clase DE aislado está descrito en [5] y [7]. Sin embargo, en estas referencias el valor de la inductancia magnetizante es mucho mayor que el valor de la inductancia resonante. En este trabajo, por el contrario, el valor de ambas inductancias se encuentra en el mismo orden de magnitud. Esto hace que el comportamiento de la red de resonancia sea más cercano al de un LLC [6].

La Fig. 6 muestra el esquemático del convertidor clase DE bajo el FHA con el objetivo de analizar la respuesta de la red resonante (Z_{tank}) ante una entrada sinusoidal. R_{p1} y R_{p2} se emplean para modelar las resistencias de pérdidas en ambos devanados del transformador. Por otra parte, al ser un diseño con integración magnética, la inductancia resonante para el rectificador clase E (L_{re}) será la inductancia L_{lk2} , mientras que para el inversor clase D, será la inductancia L_{lk1} .

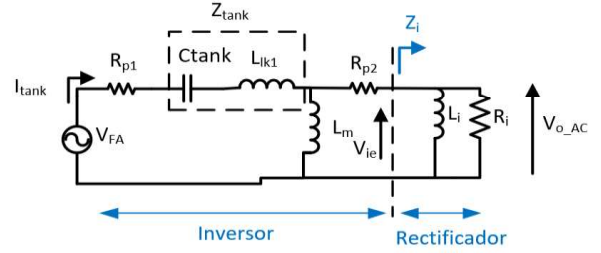


Fig. 6. Circuito equivalente para el FHA del clase DE

El procedimiento de diseño se basa en escoger la frecuencia de resonancia de la red formada por C_{tank} y L_{lk1} . Seguidamente, se puede llegar a obtener la ganancia en tensión de la red a través del divisor de tensión entre la Z_{tank} , las resistencias parásitas (R_{p1} , R_{p2}), la inductancia magnetizante (L_m) y la Z_i a la ω_s . Puesto que el valor de las inductancias resonantes es fijo por el procedimiento de diseño del transformador, el resto de los parámetros de diseño serán obtenidos a partir de las mismas. Las expresiones (8) y (9) determinan los valores de Z_{tank} y de la impedancia del rectificador en clase E a ω_s (Z_i) respectivamente.

$$Z_{tank} = j \cdot \left(\omega_s \cdot L_{lk1} - \frac{1}{\omega_s \cdot C_{tank}} \right) \quad (8)$$

$$Z_i = \frac{(j \cdot \omega_s \cdot L_i) \cdot R_i}{j \cdot \omega_s \cdot L_i + R_i} \quad (9)$$

Donde F_R/F_{SW} es el cociente entre la frecuencia de resonancia de la red formada por C_{tank} y L_{lk1} y la frecuencia de conmutación. A partir de Z_i , R_{p2} y L_m se obtiene el valor de la impedancia Z_{mag} (10). Finalmente, haciendo uso de Z_{mag} se puede obtener la expresión de la ganancia en tensión (11) entre la amplitud del primer armónico a la entrada de la red resonante (V_{FA}), y la entrada del rectificador (V_{ie}).

$$Z_{mag} = \frac{j \cdot \omega_s \cdot L_m \cdot (Z_i + R_{p2})}{j \cdot \omega_s \cdot L_m + Z_i + R_{p2}} \quad (10)$$

$$G_{tank} = \frac{V_{ie}}{V_{FA}} = \left| \frac{Z_{mag}}{R_{p1} + Z_{tank} + Z_{mag}} \right| \quad (11)$$

Para el caso en el que F_R/F_{SW} es 1,14 (la frecuencia de resonancia estaría por encima de la frecuencia de conmutación), se ha podido comprobar cómo el valor de G_{tank} es aproximadamente de 2. Esto quiere decir que la amplitud del armónico a la entrada del rectificador es del doble del de la entrada de la red resonante (primer armónico de la onda cuadrada) descrito en la expresión (2). Este valor se puede convertir en un nivel de continua a través de la ganancia M_{VR} del rectificador (ganancia definida en términos del valor eficaz de tensión a su entrada). De esta manera, la expresión final de la ganancia del aislador (12) estará expresada en términos de G_{tank} , M_{VR} y la amplitud del primer armónico.

Destacar que lo que se intenta es que la ganancia del aislador sea lo más cercana posible a 1, con el objetivo de simplificar el diseño del lazo de corriente. Al estar transfiriendo el primer armónico, la ganancia del rectificador (M_{VR}) y la ganancia de la red resonante (G_{tank}) deben compensar la ganancia final del aislador ante la caída en la amplitud en dicho armónico.

$$G_{aisladorDE} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin(\pi \cdot D) \cdot G_{tank} \cdot M_{vr} \quad (12)$$

Finalmente, una vez seleccionada la G_{tank} deseada y el cociente F_R/F_{SW} , el valor del condensador resonante (C_{tank}) vendrá determinado por la expresión (13).

$$C_{\text{tank}} = \frac{1}{\left(\frac{F_R}{F_{SW}} \cdot \omega_s\right)^2 \cdot Llk_1} \quad (13)$$

Esta implementación del rectificador en clase E presenta dos grandes desventajas. Por un lado, su falta de flexibilidad en el diseño. En la medida en que se intenta conseguir integración magnética, en un transformador toroidal y con una relación de transformación (n) igual a 1, el único grado de libertad es el valor de la resistencia de carga (R_L) del rectificador. Esto hace que el consumo de potencia no pueda ser controlado. Por otro lado, el diodo rectificador del clase E está sometido a un mayor estrés. Con el objetivo de superar estas limitaciones, se plantea el diseño de un CCX basado en un rectificador con cuatro diodos. Es importante destacar que la carga (R_L) del rectificador está situada entre la puerta y la fuente del MOSFET de canal N que es el dispositivo limitador de corriente del LLC y por tanto puede ser elegida libremente al no afectar al funcionamiento del LCL ya que la puerta del MOSFET presenta una alta impedancia.

C. Diseño del convertidor LLC-CCX

Con el objetivo de tener un mayor grado de libertad en el proceso de diseño, y de poder reducir el consumo de potencia se reemplaza el rectificador en clase E por un rectificador en puente formado por cuatro diodos. La impedancia equivalente de entrada con una corriente sinusoidal está descrita en [8], y además su uso se plantea en las guías de diseño del convertidor LLC [6]. En el caso de tener a la salida un condensador lo suficientemente grande como para eliminar el rizado a la frecuencia de conmutación, este rectificador se comporta como una resistencia (R_{iLLC}) descrita en la expresión (14).

$$R_{iLLC} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L \quad (14)$$

Se trata de una topología rectificadora que no introduce ninguna ganancia. De esta manera, toda la ganancia será debida a la red resonante, siguiendo un análisis similar al del clase DE. La expresión de la red resonante (Z_{tank}) es la ya descrita en (8). Como el valor de la R_L es un grado de libertad en el diseño, la impedancia R_{iLLC} se puede emplear para escoger el factor Q del circuito resonante a la frecuencia de resonancia (15).

$$Q = \frac{\left(\frac{F_R}{F_{SW}}\right) \cdot \omega_s \cdot Llk_1}{R_e} \quad (15)$$

$$R_e = R_{iLLC} + Rp_2 + Rp_1$$

El estudio del circuito equivalente del convertidor LLC bajo el FHA es el ya descrito en la Fig. 6 para el caso del convertidor clase DE, sin la presencia de la inductancia L_i en paralelo con la carga R_i . De esta manera, se puede llegar a determinar el valor de la G_{tankLLC} a partir de las expresiones (16)-(18).

$$Z_1 = R_{iLLC} + Rp_2 + (j \cdot \omega_s \cdot Llk_2) \quad (16)$$

$$Z_{eq} = \frac{j \cdot \omega_s \cdot Lm \cdot Z_1}{j \cdot \omega_s \cdot Lm + Z_1} \quad (17)$$

$$G_{\text{tankLLC}} = \frac{V_{iLLC}}{V_{FA}} = \left| \frac{Z_{eq}}{Rp_1 + Z_{\text{tank}} + Z_{eq}} \cdot \frac{R_{iLLC}}{Z_1} \right| \quad (18)$$

Conocida G_{tankLLC} se puede obtener la expresión de la ganancia del aislador LLC-CCX (19).

$$G_{\text{aisladorLLC}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\pi \cdot D) \cdot G_{\text{tankLLC}} \quad (19)$$

Finalmente, una vez que los valores F_R/F_{SW} y Q han sido escogidos para tener una determinada ganancia, el valor del C_{tank} es el ya descrito en (13) y el valor de la R_L del LLC-CCX se puede obtener a partir de la expresión (20).

$$R_L = \frac{\pi^2}{8} \cdot \left[\frac{\left(\frac{F_R}{F_{SW}}\right) \cdot \omega_s \cdot Llk_1}{Q} - Rp_2 - Rp_1 \right] \quad (20)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se han desarrollado prototipos de convertidor clase DE-CCX y LLC-CCX con el objetivo de verificar el procedimiento de diseño explicado en la sección IV. En el caso de las inductancias resonantes, se han integrado en el diseño del propio transformador. Para los condensadores resonantes C_{tank} y C_{re} se escogen condensadores cerámicos de alta frecuencia

El prototipo clase DE-CCX ha sido diseñado para tener una M_{VR} teórica de 2,049 y la ganancia de la red resonante se ajusta de tal manera que la ganancia total del primer armónico sea de 1,7. Para ello, C_{tank} presenta un valor de 131 pF, el condensador C_{re} será de 166 pF y la R_L es de 610 Ω . Con este prototipo la ganancia experimental obtenida entre la entrada y la salida del rectificador (M_{VR}) es algo menor a 1,2 debido a que las formas de onda no son del todo cuadradas. En la Fig. 7 se muestran las formas de onda de la tensión de entrada (V_{in}) del convertidor, la tensión de salida (V_{OE}) del rectificador clase E, la señal a la salida del oscilador (V_{OSC}), y la señal a la salida del medio puente (V_{PUENTE}) cuando la V_{in} es de 15 V. En la Fig. 8 se pueden ver las formas de onda resonantes en el primario del transformador (V_{PRI}) y en el diodo rectificador clase E (V_{DE}), observando el buen comportamiento sinusoidal de la tensión V_{PRI} . La Fig. 9 muestra un detalle de la transición ante una respuesta escalón para una tensión V_{in} desde 10 V hasta 2,5 V. Se puede observar cómo desde el momento en el que cambia la V_{in} , la salida alcanza su valor final en aproximadamente 30 μs .

En el caso del prototipo LLC-CCX se ha diseñado y construido para tener una ganancia teórica en la red resonante de 2,45. Para ello el valor del C_{tank} es de 68 pF y el valor de R_L es de 2,2 k Ω . Al igual que con el clase DE-CCX, debido a la no idealidad en las formas de onda cuadradas, la ganancia final obtenida del primer armónico es de 1,2, llegando a conseguir un valor de ganancia en la red resonante de 2,44, muy cercano al valor teórico de diseño. Las formas de onda para este prototipo son muy similares a las ya mostradas en la Fig. 7 para el clase DE-CCX con la salvedad de la transición en la respuesta a escalón. La Fig. 10 muestra cómo la transición entre 10 V y 2,5 V en el LLC-CCX es más lenta (alrededor de 100 μs) si se compara con la Fig. 9. Este comportamiento es debido a que el único camino para la descarga del C_o es a través de la propia R_L .

Finalmente, la Fig. 11 muestra la respuesta en frecuencia para ambos CCX para una V_{in} de 10 V. Ambas topologías presentan una respuesta dinámica muy similar, siendo el LLC-CCX el que muestra primero una caída en su ganancia. En ambos casos el ancho de banda a 3 dB está en torno a 20 kHz. La respuesta dinámica medida ha de ser tenida en cuenta para el diseño de los reguladores del lazo de corriente. Es necesario destacar que los tiempos de reacción y la estabilidad del lazo deben cumplir con los requisitos recogidos en [3].

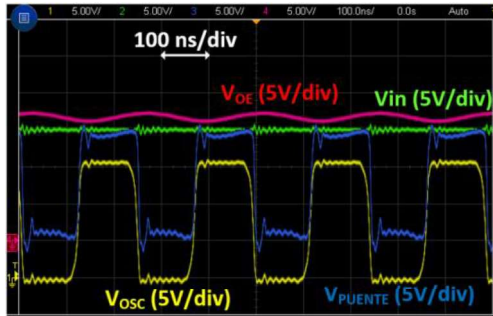


Fig. 7. Representación de V_{OE} , V_{in} , V_{OSC} y V_{PUENTE} para el DE-CCX

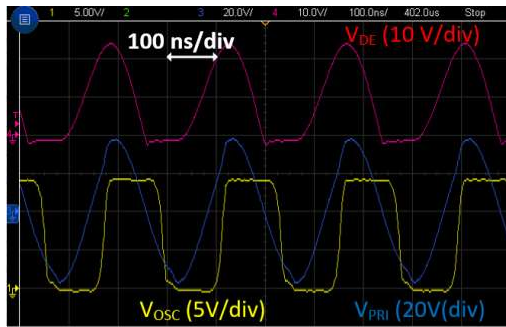


Fig. 8. Representación de V_{DE} , V_{PRI} y V_{OSC} para el DE-CCX

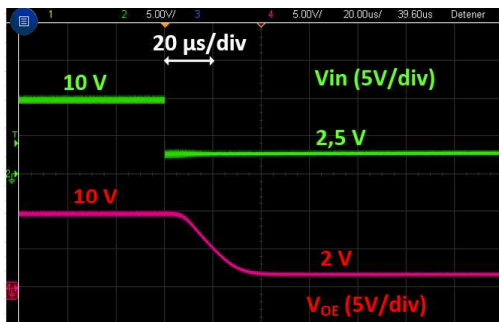


Fig. 9. Transición de 10 V a 2,5 V para el DE-CCX

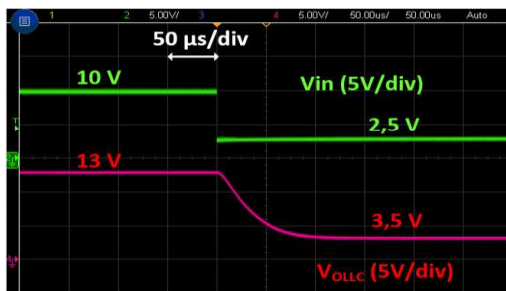


Fig. 10. Transición de 10 V a 2,5 V para el LLC-CCX

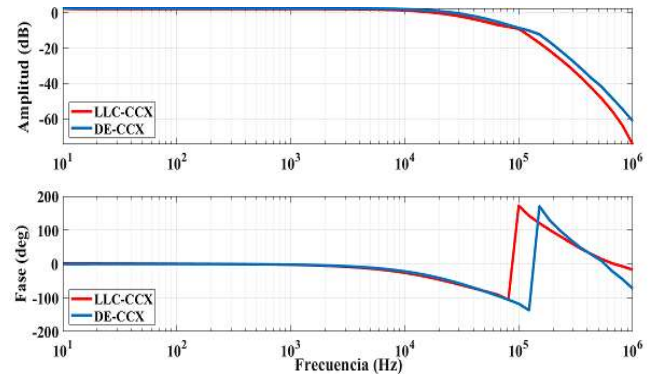


Fig. 11. Diagramas de bode para el clase DE-CCX y el LLC-CCX ante una V_{in} de 10 V

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentan dos posibles soluciones para implementar un aislador analógico pensado para el control de un MOSFET tipo N en un LCL. De esta manera, se consigue aunar en un solo convertidor la fuente de alimentación que energiza la fuente del MOSFET, y la propia señal de control que lo gobierna. El diseño se basa en emplear convertidores CC/CC aislados (CCX), trabajando a frecuencia fija, y controlados a través de su propia tensión de entrada. Dicha tensión de entrada, trasladada correctamente a la salida del CCX, será la tensión puerta-fuente con la que se gobernará el MOSFET tipo N. En base a esto, se analizan y construyen dos prototipos de convertidor aislado basados en topologías clase DE y LLC. Se trata de topologías resonantes con las que se pueden conseguir transiciones suaves y una cierta protección contra cambios en la frecuencia del oscilador, ya que la repuesta en frecuencia de Z_{tank} es muy estrecha y esto hace que ante cambios en la frecuencia de oscilación, la ganancia del tanque resonante caiga de forma considerable haciendo que el aislador no transfiera energía.

El clase DE-CCX presenta menos componentes, sin embargo el hecho de tener integración magnética hace que se tengan pocos grados de libertad en el proceso de diseño, mayores esfuerzos en el diodo rectificador, y en general una mayor disipación de potencia. En el caso del LLC, presenta un diseño más flexible, a coste de tener un mayor número de componentes. En lo que respecta a la respuesta dinámica, ambas topologías presentan un comportamiento muy similar, salvando el hecho de que el LCL presenta una caída en su ganancia algo antes que el clase DE.

REFERENCIAS

- [1] D. Marroquí, A. Garrigos, J.M. Blanes, R. Gutiérrez and E. Maset, 'Circuit proposals for high-voltage latching current limiters', in European Space Power Conference (ESPC), Oct. 2019, doi: 10.1109/ESPC.2019.8931995.
- [2] D. Marroquí, J. M. Blanes, A. Garrigós, and R. Gutiérrez, 'Self-Powered 380 V DC SiC Solid-State Circuit Breaker and Fault Current Limiter', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 9600–9608, Oct. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2893104.
- [3] "Space engineering - Electrical design and interface requirements for power supply, ECSS-E-ST-20-20C". ECSS Secretariat ESA-ESTEC Requirements & Standards Division Noordwijk, The Netherlands, 15 April 2016.
- [4] 'European Preferred Parts List ESCCC/RP/EPPL007-38'. ECSS Secretariat ESA-ESTEC Requirements & Standards Division Noordwijk, The Netherlands, Jun-2019.
- [5] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant power converters*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [6] S. Abdel-Rahman, 'Resonant LLC Converter: Operation and Design'. 2012.
- [7] M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniec, 'Class D-E resonant DC/DC converter', *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 29, no. 3, pp. 963–976, Jul. 1993, doi: 10.1109/7.220943.
- [8] R. L. Steigerwald, 'A comparison of half-bridge resonant converter topologies', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 174–182, Apr. 1988, doi: 10.1109/63.4347.