

Aislador magnético de voltaje para el lazo de realimentación de convertidores de potencia para aplicaciones espaciales

J. Antonio Fernández¹, Abraham López¹, Theyllor Hentschke de Oliveira¹, Pablo F. Míaja¹ y Manuel Arias¹
¹ Universidad de Oviedo, Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (e-mail: fernandezalvantonio@uniovi.es)
Edificio Departamental Oeste, N.º 3. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón, España

Abstract— En los convertidores electrónicos empleados en los sistemas espaciales, los optoacopladores son uno de los elementos que más afectados se ven por la radiación espacial, reduciendo su rendimiento y acortando su vida útil. En este artículo se propone una solución alternativa a estos dispositivos, basada en un convertidor DC/DC de topología Push-Pull alimentado en corriente. Para ello se ha desarrollado y probado un prototipo con una funcionalidad similar al de un optoacoplador. Junto a ello se presenta un modelo matemático preciso que sirve como guía de diseño.

Keywords—Convertidores DC/DC, espacio, electronica de potencia, aisladores, realimentación.

I. INTRODUCCIÓN

Los optoacopladores son un elemento crítico en los sistemas de potencia espaciales, debido a la degradación causada por la radiación espacial, la cual reduce su rendimiento y acorta su vida útil [1], [2]. El ratio de transferencia de corriente es el principal parámetro afectado por esta radiación, siendo una métrica clave en el lazo de realimentación de los convertidores DC/DC aislados. Existen diversas soluciones en el mercado para este problema, pero la gran mayoría de ellas no están calificadas para sistemas espaciales [3]. Esta calificación es un proceso altamente complejo, con un coste económico elevado y unos tiempos prolongados. Existen algunas soluciones calificadas para espacio, pero su principal problema es el coste y que presentan un ancho de banda limitado [4]. Por esta razón se ha desarrollado una alternativa basada en un convertidor DC/DC de topología Push-Pull, la cual ofrece simplicidad comparada con otras topologías de convertidores. Este dispositivo está desarrollado con componentes calificados para espacio, tiene la misma funcionalidad que un optoacoplador y ofrece una respuesta dinámica comparable a los dispositivos calificados para espacio que actualmente se encuentran en el mercado.

II. MODELO PROPUESTO

Para garantizar el buen funcionamiento del dispositivo propuesto en el lazo de realimentación de los convertidores, este debe ofrecer una tensión de salida proporcional a la de entrada en todo el rango de tensión medida. Esto significa que el dispositivo debe tener una ganancia lineal. Esta ganancia lineal se refleja en una respuesta en frecuencia plana para todo el ancho de banda del aislador. Uno de los principales problemas con las aplicaciones de bajo voltaje en los convertidores Push-Pull alimentados en tensión es que la caída de tensión sobre los diodos en la etapa de rectificación no es lineal, debido a que se ve afectada por la temperatura. En general esto afecta a todos los rectificadores. Por esta razón se ha optado por la implementación de una topología Push-Pull alimentada en corriente. En la Figura 1 se muestra un esquema de bloques que representa las principales etapas del dispositivo.

La primera etapa consiste en la generación de la corriente que va a ser transferida, a través de un amplificador operacional (que a su vez actúa como desacoplador de impedancias) junto a un transistor. Tras ello, hay una etapa de espejos de corriente que actúan como fuente de corriente que alimenta al transformador Push-Pull. La siguiente etapa consiste en el aislamiento, formada por un transformador magnético, un oscilador analógico que controla los interruptores del convertidor y una etapa de rectificación de 4 diodos. Una vez la corriente sale de la rectificación, se encuentra con una etapa de conversión Corriente-Voltaje que realizan unos segundos espejos de corriente. El motivo de su empleo, además de la conversión a tensión, es su limitar la tensión en el transformador magnético del convertidor Push-Pull. En la última etapa, donde se genera la tensión de salida, se encuentra un amplificador operacional que actúa como

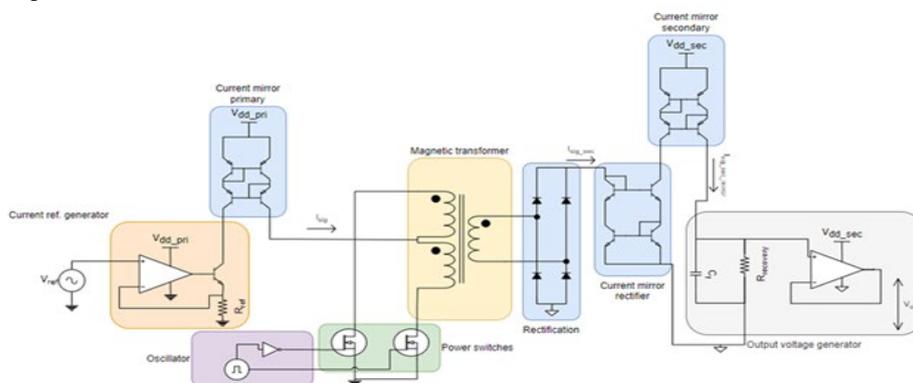


Figura 1. Diagrama de bloques del sistema propuesto.

desacoplador de impedancias y que regula la ganancia en caso de ser necesario.

Para las etapas de conversión Voltaje-Corriente y Corriente-Voltaje se han empleado espejos de corriente de topología Wilson. La principal ventaja que ofrece esta topología frente a otros espejos de corriente es la alta precisión que presenta en la conversión V-I [5], lo cual es crucial para esta aplicación. Adicionalmente, es importante apuntar que para lograr un tamaño compacto del transformador magnético y a la vez lograr una buena dinámica, es indispensable que el sistema trabaje a la mayor frecuencia de conmutación posible. Debido al alto ancho de banda de los espejos de corriente empleados y de los amplificadores operacionales elegidos, el ancho de banda del aislador va a estar limitado por la frecuencia de conmutación de la etapa del convertidor Push-Pull. Concretamente, los dispositivos que forman parte del oscilador e interruptores limitan esta frecuencia de conmutación a unos 4 MHz.

III. ANÁLISIS DE GANANCIA Y LINEALIDAD.

El punto inicial en el análisis del prototipo consiste en la validación de las etapas de espejos de corriente. Tras la realización de diferentes pruebas en las que se inyectaron diversas corrientes, se observó que esas etapas no alteraban la linealidad de la corriente transferida, haciendo ver que el punto crítico de diseño del dispositivo recae en la etapa del transformador Push-Pull alimentado en corriente. Debido al objetivo de conmutar a alta frecuencia, en la Figura 2 se representa el esquema eléctrico del circuito que modela el proceso de conmutación. Está basado en el modelo en T del transformador magnético presentado por Middlebrook [6], en el cual se consideran todos los componentes que tienen un efecto significativo sobre la ganancia y linealidad del dispositivo, principalmente las capacidades parásitas.

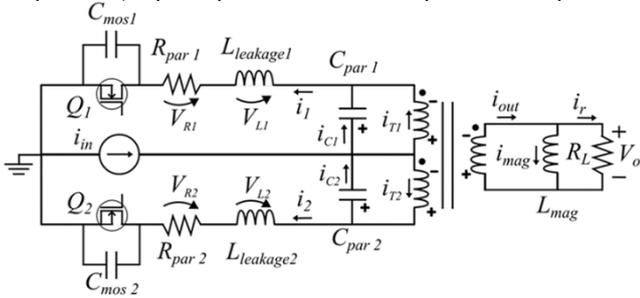


Figura 2. Circuito etapa de conmutación.

Un punto importante en el diseño del sistema es garantizar que la corriente transferida a través del transformador no sea interrumpida, debido a que los cortes de corriente durante la conmutación generan picos de tensión en la salida del espejo de corriente, dañando sus transistores. Para asegurar esto, el Duty de la señal de gobierno de los interruptores deberá ser siempre mayor al 50%. Esto provoca que ambos interruptores estén cerrados a la vez, permitiendo que la corriente circule por ambos devanados y se generen campos magnéticos opuestos que impiden la transferencia de corriente hacia el secundario durante este periodo de tiempo. Este fenómeno puede verse reflejado en la Figura 3. Debido a la alta frecuencia de conmutación, la influencia de esta corriente no transferida es significativa. Junto a ello, es necesario mencionar que los tiempos de carga y descarga de las capacidades parásitas también afectan significativamente a la linealidad de la transferencia de corriente. Por ese motivo, se ha realizado un análisis matemático detallado de lo que ocurre

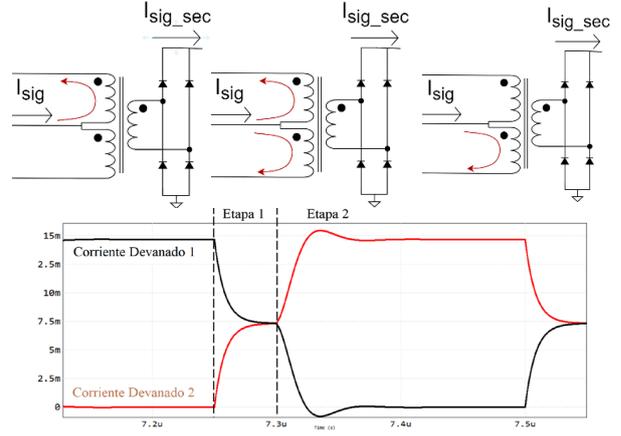


Figura 3. Proceso conmutación con solapamiento.

durante este proceso, con el objetivo de cuantificar esa influencia y predecir el error en la salida para su posterior corrección. Poniendo el foco sobre la Figura 3, se puede apreciar que hay dos puntos principales que deben ser analizados: el instante en el que se cierra un interruptor permitiendo que la corriente circule por los dos devanados (Etapa 1) y el instante en el que se abre el otro (Etapa 2). Para la realización del análisis matemático es necesario realizar una serie de suposiciones:

- Las componentes parásitas del devanado superior son iguales a las componentes parásitas del devanado inferior.
- La inductancia de dispersión afecta tanto al devanado superior como al inferior, debido a que la mayoría del tiempo solo uno de ellos está conduciendo. Por ese motivo aparece representada en ambos devanados.
- La capacidad parásita del transformador solo tiene efecto durante la etapa 2. Esto se ha observado tras realizar simulaciones con el software de simulación PSIM.

A. Análisis de la Etapa 1.

En este estado, las capacidades parásitas de los interruptores no tienen efecto sobre el circuito, ya que al estar cerrados estas quedan cortocircuitadas. Las ecuaciones que modelan el circuito de la Figura 2 son:

$$I_{in} = I_{T1} + I_{T2} \quad (1)$$

$$I_{in} = I_1 + I_2 \quad (2)$$

$$I_1 = C_p \cdot \frac{dV_o}{dt} + I_{T1} \quad (3)$$

$$I_2 = -C_p \cdot \frac{dV_o}{dt} + I_{T2} \quad (4)$$

$$\frac{V_o}{R_o} = I_{T1} - I_{T2} \quad (5)$$

$$2V_o + V_{L1} + V_{R1} = V_{L2} + V_{R2} \quad (6)$$

Las cuales contienen las siguientes 5 incógnitas:

$$I_{T1}, I_{T2}, I_1, I_2, V_o$$

Desarrollando esas ecuaciones se llega a la siguiente ecuación diferencial de segundo orden:

$$LC_p \frac{d^2V_o}{dt^2} + \left(\frac{L}{2R_L} + R_p C_p \right) \frac{dV_o}{dt} + \left(1 + \frac{R_p}{2R_L} \right) V_o = 0 \quad (7)$$

La solución para esta ecuación no es directa ni sencilla, ya que el valor de los componentes determina el tipo de respuesta que tendrá el circuito: subamortiguada, sobreamortiguada o críticamente amortiguada. Esta respuesta se puede calcular a través de la discriminante de la ecuación (7):

$$r = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (8)$$

$$r = \frac{-1}{4R_L C_p} \pm \sqrt{\frac{L - 16R_L^2 C_p}{16R_L^2 C_p^2 L}} \quad (9)$$

Para cada tipo de respuesta, la solución particular para $V_o(t)$ es:

$$\text{Sub: } V_o(t) = K_1 e^{r_1 t} + K_2 e^{r_2 t} \quad (10)$$

$$\text{Sobre: } V_o = e^{-at}(K_1 \cos(bt) + K_2 \sin(bt)) \quad (11)$$

$$\text{Crítica: } V_o(t) = (K_1 + K_2 t) e^{rt} \quad (12)$$

Se puede apreciar que en cada escenario se presentan dos incógnitas (K_1 y K_2). Para resolverlas es necesario una segunda ecuación, la que define la corriente por la capacidad parásita en el transformador:

$$I_{c1}(t) = C_p \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (13)$$

Para resolverlas es necesario conocer las condiciones iniciales del circuito. En el instante en el que se produce la conmutación ($t = 0$), la corriente de salida es igual a la corriente de entrada, siendo:

$$V_o(0) = R_L i_{in} \quad (14)$$

La capacidad parásita del transformador estará totalmente cargada, por lo que la corriente que la atraviesa es 0. En la Tabla 1 se presenta la expresión de la corriente de salida con las constantes K resueltas.

B. Análisis de la Etapa 2.

En esta etapa la capacidad parásita del interruptor entra en juego, mientras que la capacidad parásita del transformador puede ser omitida para estos cálculos. Las ecuaciones que modelan el comportamiento del circuito de la Figura 2 son:

$$I_2 = I_{in} - I_1 \quad (15)$$

$$I_{out} = 2I_1 - I_{in} \quad (16)$$

$$I_1 = C_m \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (17)$$

$$2I_{out}R_L + L \frac{dI_1}{dt} + I_1 R_p + V_c = L \frac{dI_2}{dt} + I_2 R_p \quad (18)$$

Donde se pueden apreciar las siguientes incógnitas:

$$I_{out}, V_c, I_1, I_2$$

Agrupando el conjunto, se llega a la siguiente ecuación diferencial de segundo orden:

$$2LC_m \frac{d^2 V_c}{dt^2} + 4R_L C_m \cdot \frac{dV_c}{dt} + V_c = 2R_L I_{in} \quad (19)$$

El procedimiento para la resolución de esta ecuación es diferente al de la etapa anterior debido a que la ecuación resultante tiene un término independiente diferente de cero. En este caso tendremos una ecuación diferencial no homogénea, cuyo resultado se expresa:

$$V_c(t) = V_{c,g}(t) + V_{c,p}(t) \quad (20)$$

$V_c(t)$ corresponde a la solución particular de la ecuación. Debido a que la componente independiente de la ecuación es constante, se puede asumir $V_c(t)$ también como constante. De esta forma sus respectivas derivadas serían 0, y el resultado particular se expresa:

$$V_{c,p}(t) = 2R_L I_{in} \quad (21)$$

$V_{c,g}(t)$ es la solución a la ecuación homogénea equivalente:

$$2LC_m \frac{d^2 V_c}{dt^2} + 4R_L C_m \cdot \frac{dV_c}{dt} + V_c = 0 \quad (22)$$

La solución a la ecuación (22) será igual que en el caso de la ecuación (7). La solución a la ecuación viene determinada por el tipo de respuesta del sistema, marcado por el discriminante:

$$r = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (23)$$

$$r = -\frac{R_L}{L} \pm \sqrt{\frac{2R_L^2 C_m - L}{2C_m L^2}} \quad (24)$$

Las soluciones particulares para la ecuación homogénea equivalente son las mismas que las expresadas en (10), (11) y (12), pero expresadas sobre $V_c(t)$. Al igual que en el anterior caso, cada respuesta tiene dos incógnitas (K_1 y K_2). Para hallarlas se necesita una segunda ecuación, la corriente a través de la capacidad parásita del interruptor:

$$I_1(t) = C_m \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (25)$$

Respecto a las condiciones iniciales de la tensión $V_c(t)$, debido a que en el instante inicial el interruptor está cerrado y la cortocircuita, su valor es 0. Por su parte, la corriente que atraviesa el interruptor (I_1) durante ese instante, es la mitad de la corriente de entrada, ya que esta se divide entre los dos devanados. En la Tabla 1 se muestra la ecuación que define la corriente de salida en esta etapa. Esta, se obtiene a partir de la resolución de la ecuación de la corriente I_1 y de la ecuación (16).

De esta forma se obtiene una expresión que permite identificar cuáles son los componentes críticos en el diseño del dispositivo y predecir el error en su salida.

C. Análisis de la inductancia magnetizante.

La no transferencia de corriente durante el solapamiento de los interruptores es el principal problema detectado en el desarrollo de este dispositivo, pero no el único. La necesidad de tener un transformador lo más pequeño posible implica que la inductancia resultante sea también muy pequeña. Es crucial prestar atención a este parámetro, ya que, si la inductancia magnetizante es menor de lo necesario, la corriente magnetizante llegará al nivel de la corriente de entrada, impidiendo que esta sea transferida al secundario. En la Figura 4 se puede observar este fenómeno. Para calcular el valor de la inductancia mínima necesaria para evitar este problema, se debe partir de la ecuación relativa a la tensión que cae sobre una bobina (26):

$$V_{mag} = L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} \quad (26)$$

$$L_{mag} = \frac{t_{on} \cdot V_{mag}}{\Delta i_{Lm}} \quad (27)$$

TABLA 1. CORRIENTE SALIDA ETAPA 1 Y 2.

| Etapa 1 | I_{out} | Raíces | Constantes K |
|------------------|--|--|---|
| Sobreamortiguada | $I_o(t) = \frac{1}{R_L}(K_1 e^{r_1 t} + K_2 e^{r_2 t})$ | $r_{1/2} = \frac{-1}{4R_L C_p} \pm \sqrt{\frac{L - 16R_L^2 C_p}{16R_L^2 C_p^2 L}}$ | $K_1 = \frac{r_2 I_{in} R_L}{r_2 - r_1}$ $K_2 = \frac{r_1 I_{in} R_L}{r_1 - r_2}$ |
| Subamortiguada | $I_o(t) = \frac{1}{R_L} e^{-at} (K_1 \cos(bt) + K_2 \sin(bt))$ | $a = \frac{1}{4R_L C_p}$ $b = \sqrt{\frac{16R_L^2 C_p - L}{16R_L^2 C_p^2 L}}$ | $K_1 = I_{in} R_L$ $K_2 = \frac{a}{b} \cdot I_{in} R_L$ |
| Crítico | $I_o(t) = \frac{1}{R_L} (K_1 + K_2 t) e^{rt}$ | $r = \frac{1}{4R_L C_p}$ | $K_1 = I_{in} R_L$ $K_2 = -r I_{in} R_L$ |

| Etapa 2 | I_{out} | Raíces | Constantes K |
|------------------|--|---|--|
| Sobreamortiguada | $I_o(t) = 2C_m(r_1 K_1 e^{r_1 t} + r_2 K_2 e^{r_2 t}) - I_{in}$ | $r_{1/2} = -\frac{R_L}{L} \pm \sqrt{\frac{2R_L^2 C_m - L}{2C_m L^2}}$ | $K_1 = \frac{I_{in}}{2C_m} + \frac{r_2 2R_L I_{in}}{r_1 - r_2}$ $K_2 = \frac{I_{in}}{2C_m} + \frac{r_1 2R_L I_{in}}{r_2 - r_1}$ |
| Subamortiguada | $I_o(t) = 2C_m(-ae^{-at}(K_1 \cos(bt) + K_2 \sin(bt)) + e^{-at}(-bK_1 \sin(bt) + bK_2 \cos(bt))) - I_{in}$ | $a = -\frac{R_L}{L}$ $b = \sqrt{-\frac{2R_L^2 C_m - L}{2C_m L^2}}$ | $K_1 = \frac{-2R_L I_{in}}{\frac{I_{in}}{2} - aC_m 2R_L I_{in}}$ $K_2 = \frac{I_{in}}{bC_m}$ |
| Críticamente | $I_o(t) = 2C_m(K_2 e^{rt} + (K_1 + K_2 t)r e^{rt}) - I_{in}$ | $r = -\frac{R_L}{L}$ | $K_1 = \frac{-2R_L I_{in}}{\frac{I_{in}}{2} + 2R_L I_{in} r}$ $K_2 = \frac{I_{in}}{2C_m} + 2R_L I_{in} r$ |

t_{on} hace referencia al intervalo de tiempo en el que el flujo magnético crece, concretamente la mitad del periodo:

$$t_{on} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2 \cdot f} \quad (28)$$

Para garantizar que la corriente de magnetización no alcance el valor de la corriente de entrada, se debe cumplir que:

$$i_{in} > \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (29)$$

Unificando las ecuaciones (27), (28), y (29) se obtiene la siguiente expresión que limita el diseño del transformador magnético para nuestra aplicación:

$$L_{mag} > \frac{V_{mag}}{2 \cdot f \cdot 2 \cdot i_{in}} \quad (30)$$

Se obtiene también la expresión que marca la corriente mínima que puede transferir un transformador dado:

$$i_{in} > \frac{V_{mag}}{2 f 2 L_{mag}} \quad (31)$$

IV. SIMULACIÓN

Para analizar el ciclo completo de conmutación del dispositivo de manera detallada, es esencial emplear herramientas de análisis matemático. En este proyecto se ha usado Python, a través de la interfaz Jupyter Notebooks. Para poder procesar adecuadamente las ecuaciones que describen la corriente de salida y obtener su valor medio, es necesario conocer la frecuencia de conmutación y el Duty de la señal, el cual nos proporciona el tiempo de solapamiento entre los interruptores. En el inicio del periodo de conmutación se evalúa la ecuación de la Etapa 1 durante el tiempo que dura el solapamiento generado por el Duty, cambiando en ese instante a la ecuación de la Etapa 2, la cual se evalúa hasta que ha pasado la mitad del periodo de conmutación. De esta forma se obtiene el valor de la corriente de salida durante medio periodo de conmutación. El valor medio durante medio periodo de conmutación es la corriente media transferida al

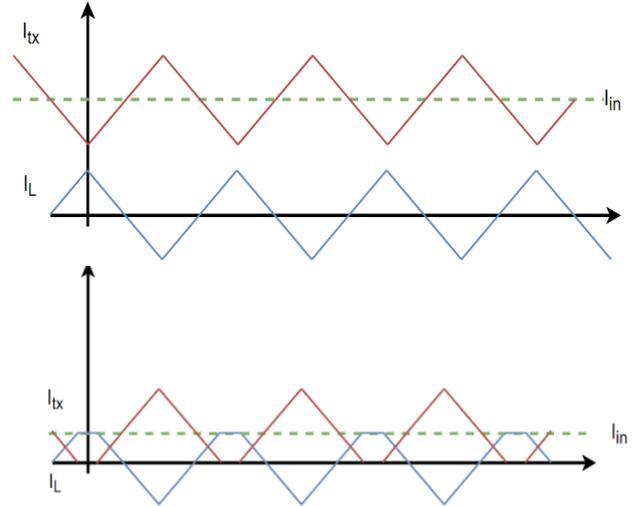


Figura 4. Corriente a través de la inductancia magnetizante.

secundario. Para validar este modelo y analizar cada etapa, se ha empleado la herramienta de análisis de circuitos PSIM, simulando el circuito presentado en la Figura 2.

Los datos de las componentes parásitas presentes en las ecuaciones y en el circuito de PSIM se han obtenido de las hojas de características de los componentes que se han empleado en el prototipo. Respecto al transformador magnético, se ha empleado uno del fabricante Coilcraft, el cual ha sido evaluado con un analizador de impedancias para una caracterización precisa de sus valores de inductancias. En la Figura 5 se representa la forma de onda de la corriente de salida, tanto en PSIM como en Python, para una corriente de entrada de 1.4 mA, con una frecuencia de conmutación de 2 MHz y un Duty del 51%.

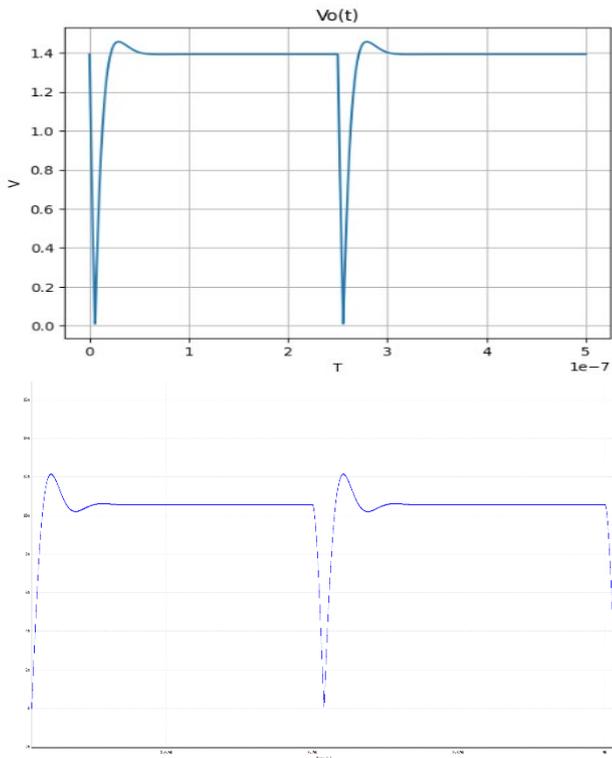


Figura 5. Arriba: resultado en Python. Abajo: Salida simulación PSIM.

Se han realizado pruebas para diferentes corrientes de entrada. La siguiente tabla muestra una comparativa entre los valores medios obtenidos con el modelo matemático y con PSIM:

TABLA 2. COMPARATIVA MODELO MATEMÁTICO Y SIMULACIÓN.

| i_{in} (mA) | 8,90 | 10,70 | 12,50 | 14,20 | 16,00 | 17,80 | 19,60 | 21,40 |
|---------------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| PSIM (mA) | 6,17 | 7,42 | 8,66 | 9,84 | 11,10 | 12,34 | 13,58 | 14,83 |
| Math (mA) | 6,17 | 7,41 | 8,67 | 9,85 | 11,09 | 12,34 | 13,59 | 14,82 |

En la Figura 6 se representa gráficamente la Tabla 2, pudiéndose apreciar la fidelidad del modelo matemático respecto a la simulación.

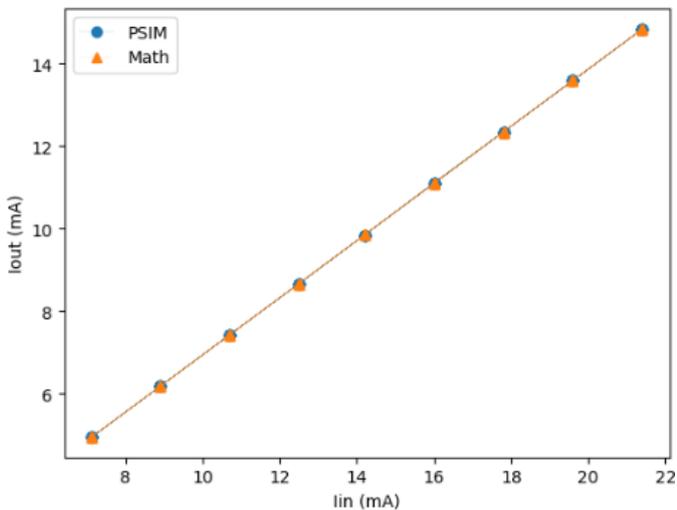


Figura 6. Comparación modelo matemático y simulación.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para este proyecto se ha fabricado un prototipo con componentes calificados para espacio. Para el transformador se ha elegido uno del fabricante Coilcraft, con una relación de transformación 1:1.4. Sobre él se han realizado numerosas pruebas, entre las que se incluyen conmutar el dispositivo a diferentes frecuencias, con varios dutys o variar el valor de la corriente inyectada.



Figura 7. Prototipo.

La siguiente figura muestra una gráfica en la que se aprecia como la ganancia de la corriente de salida disminuye según aumenta la frecuencia de conmutación:

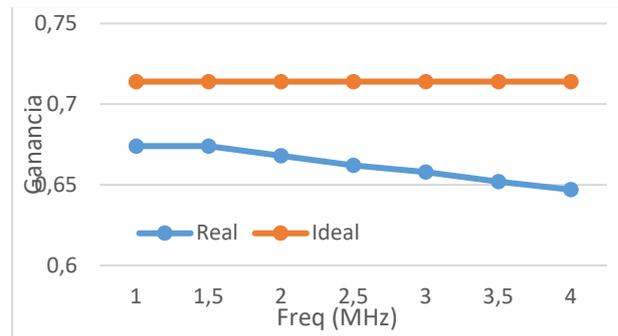


Figura 8. Ganancia según frecuencia de conmutación.

El siguiente paso consiste en comparar el circuito analizado en la Figura 2 con el prototipo. Para ello se ha conectado una resistencia a la salida del transformador, suprimiendo las etapas de rectificación y posteriores. La Figura 9 muestra una comparativa entre el modelo en PSIM con la salida en osciloscopio del prototipo. Se ha usado una corriente de entrada de 14 mA, conmutando con una señal de 2 MHz, con un Duty del 60%

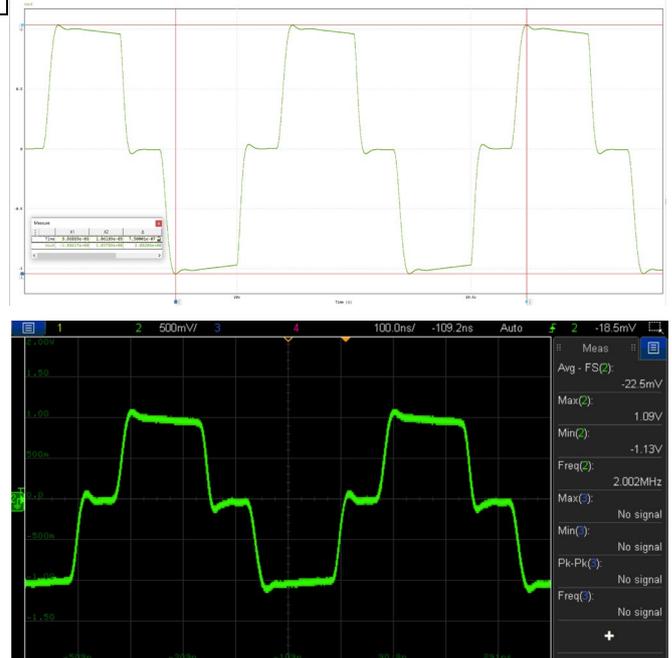


Figura 9. Comparativa captura osciloscopio prototipo y PSIM.

Evaluando cada etapa independientemente, se puede apreciar la precisión de la simulación en PSIM. Esto se ve reflejado en las Figuras 9 y 10.

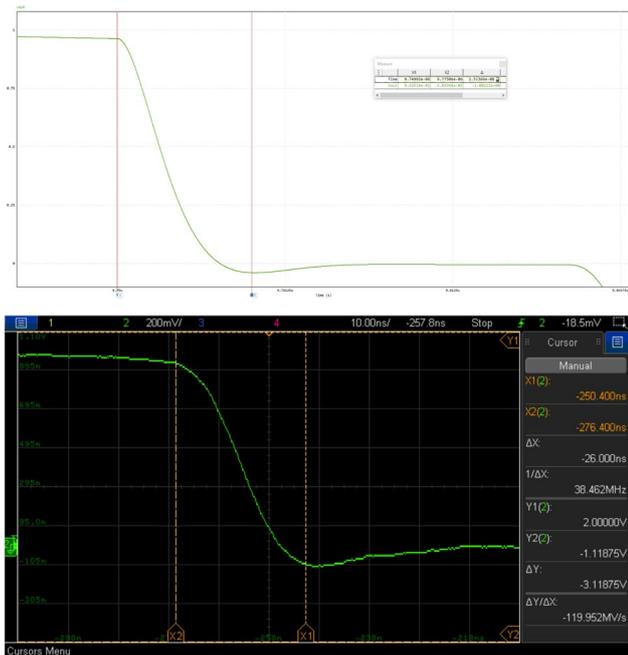


Figura 10. Comparativa etapa 1 prototipo y PSIM.

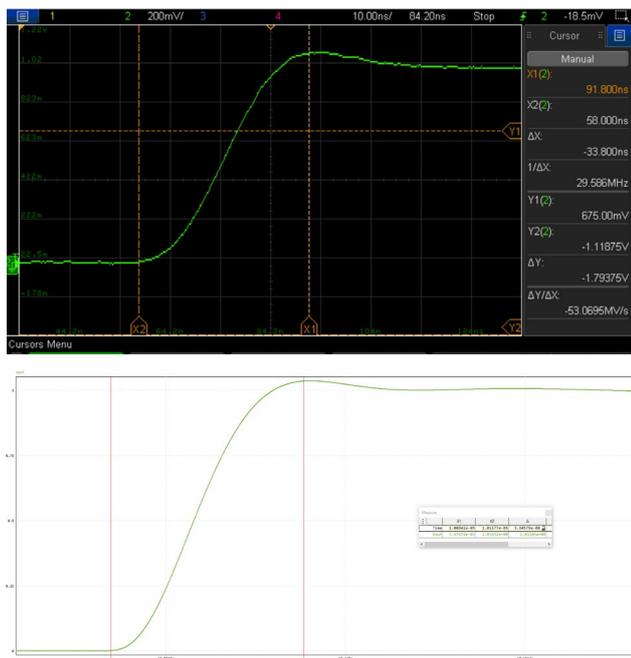


Figura 11. Comparativa etapa 2 prototipo y PSIM.

Por último, la Figura 12 muestra una comparativa entre los resultados experimentales, la simulación en PSIM, el modelo matemático y salida ideal del dispositivo (el valor de la corriente de entrada atenuada 1.4 veces). En ella se puede apreciar la necesidad de modelar la atenuación del dispositivo, ya que la salida ideal, definida solamente por la relación de vueltas del transformador, se distancia de la experimental.

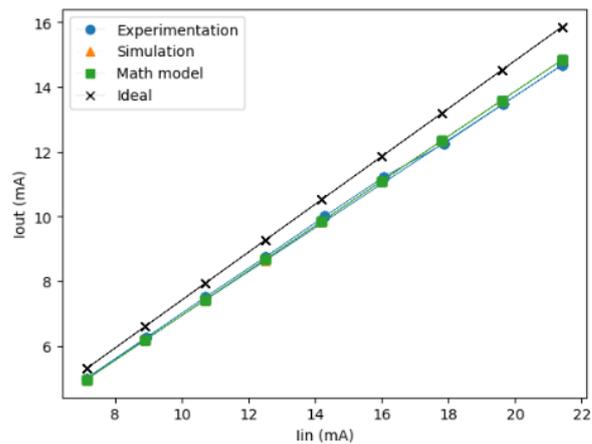


Figura 12. Comparativa experimentación con simulación, modelo matemático y salida ideal.

VI. CONCLUSIONES

Se ha desarrollado con éxito un aislador magnético, con componentes calificados para espacio capaz de reemplazar el uso de optoacopladores. Junto a ello, se ha desarrollado un modelo matemático del sistema que permite la identificación de la influencia de todas las componentes parásitas del sistema, identificando los puntos débiles. Esto ofrece la posibilidad de tener todo el control en el diseño del dispositivo, permitiendo una fácil recreación del complejo comportamiento de los transformadores a bajas tensiones de entrada.

ACKNOWLEDGMENT

Este trabajo ha sido financiado por la Agencia Europea del Espacio (ESA) bajo el proyecto High Bandwidth Magnetic Feedback Loop Circuit - ESA Contract No. 4000138724/22/NL/CRS/mkn y por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades a través del proyecto Nuevas topologías para un sistema de distribución secundario estandarizado en satélites (MCIU-22-PID2021-127707OB-C21) y la ayuda FPI (MCINN-23-PRE2022-101790).

REFERENCIAS

- [1] R. A. Reed *et al.*, «Emerging optocoupler issues with energetic particle-induced transients and permanent radiation degradation», *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 45, n.º 6, pp. 2833-2841, dic. 1998, doi: 10.1109/23.736536.
- [2] A. H. Johnston, R. D. Harris, y T. F. Miyahira, «Optocouplers: Fundamentals and Hardness Assurance for Space Applications», *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 56, n.º 6, pp. 3310-3317, dic. 2009, doi: 10.1109/TNS.2009.2033685.
- [3] Bob Mammano, «Isolating the Control Loop». UNITRODE, 1990.
- [4] P. K. Rampelli, R. Deekshit, D. S. Reddy, B. K. Singh, V. Chippalkatti, y T. Kanthimathinathan, «Multiple-Output Magnetic Feedback Forward Converter with Discrete PWM for Space Application», en *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, dic. 2012, pp. 1-6. doi: 10.1109/PEDES.2012.6484471.
- [5] S. Sabharwal, J. Kaur, y A. Shahi, «Various Current Mirror Topologies: A Survey», en *2022 2nd International Conference on Advance Computing and Innovative Technologies in Engineering (ICACITE)*, Greater Noida, India: IEEE, abr. 2022, pp. 504-508. doi: 10.1109/ICACITE53722.2022.9823824.
- [6] A. Dauhaje y R. D. Middlebrook, «Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits», en *1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, jun. 1986, pp. 213-226. doi: 10.1109/PESC.1986.7415565.