

# Diseño y comparación experimental de transformadores planos en un convertidor de alto voltaje y baja potencia para propulsión de nanosatélites por electrospray

Francisco José Blázquez-Plaza  
Universidad Carlos III de Madrid  
IENAI SPACE S.L.  
Leganés, España  
francisco.blazquez@ienai.space

Juan Cruz-Cozar  
Universidad de Granada  
Granada, España  
jcc7@correo.ugr.es

Andrés Barrado  
Universidad Carlos III de Madrid  
Leganés, España  
andres.barrado@uc3m.es

**Resumen**—Los propulsores de electrospray usan un convertidor de potencia de alto voltaje para generar el campo eléctrico que extrae y acelera las partículas que producen el empuje. La eficiencia del convertidor en las aplicaciones espaciales es esencial ya que evita el sobredimensionamiento del sistema y mitiga los problemas relacionados con la disipación de calor. Uno de los elementos clave de los convertidores elevadores de alto voltaje es el transformador. En este artículo se presenta una comparativa experimental de transformadores planos, sustituyendo a los transformadores tradicionales de hilo, ya que aportan una ventaja en términos de densidad de potencia y geometría en plataformas con fuertes restricciones en cuanto al volumen y la disipación de calor. Se caracterizan seis soluciones en un prototipo de  $\pm 1,5\text{kV}$  y 1-10W de salida, y 9-12V de entrada alcanzando una eficiencia máxima del 89 % en un volumen de  $5236\text{mm}^3$  y de 88 % para un volumen de  $2640\text{mm}^3$ .

**Index Terms**—Transformador plano, convertidor DC/DC, alto voltaje, propulsión, electrospray, nanosatélites.

## I. INTRODUCCIÓN

Recientemente, los propulsores de electrospray han ganado popularidad en la propulsión eléctrica espacial por su elevada eficiencia en dimensiones reducidas, destacando en sistemas de micro y nano-satélites, donde el espacio, el peso y la potencia disponible son limitados [1].

El principio de propulsión del electrospray se basa en generar un fuerte campo eléctrico que excita un propelente para extraer y acelerar las partículas resultantes, generando así un pequeño empuje pero con un alto impulso específico. Debido a la ausencia de fricción en el espacio, este empuje es suficiente para mover el satélite [2]. Los propulsores de electrospray necesitan voltajes del orden de kilovoltios para crear el campo eléctrico que extrae las partículas, lo que supone elevar el voltaje del bus de alimentación en factores superiores a 100. Esta ganancia típicamente se obtiene combinando una etapa aislada con transformador con multiplicadores de voltaje.

Proyecto financiado por la Comunidad de Madrid mediante el programa de ayudas a la realización de Doctorados Industriales IND2022/TIC-23688.

Sin embargo, debido a las limitaciones de volumen de los nanosatélites, la altura de un componente es un factor crítico para determinar si puede ser acomodado dentro de la estructura. Componentes con una altura excesiva pueden no ser adecuados para el factor de forma requerido por el diseño, limitando las opciones basadas en transformadores con bobinado tradicional y núcleos de gran perfil.

Los transformadores planares destacan principalmente por permitir su integración directa en la tarjeta de circuito (PCB), lo que reduce la altura del componente. Presentan una mayor facilidad de diseño y fabricación gracias a las técnicas asistidas por ordenador y la producción en masa de PCBs; además de una mejor repetibilidad derivada de este proceso, junto con una mayor modularidad en la conexión con otros dispositivos en la PCB y una mejor implementación del bobinado intercalado gracias a las PCBs multicapa [3]. Por otro lado, los componentes magnéticos planos proporcionan más área de contacto para el disipador de calor debido a la mayor relación superficie/volumen [4] y permiten la conducción del calor a través del cobre de la PCB al estar integrados en ella. En aplicaciones espaciales este aspecto cobra aún más relevancia ya que sólo es posible la disipación por conducción del calor, al no disipar por convección en el vacío ni por radiación si el resto de elementos se encuentra a una temperatura similar [5]. Los elementos parásitos son más predecibles en los transformadores planos [6], lo cual es crucial para el diseño de convertidores resonantes, ya que pueden afectar directamente a la resonancia y el comportamiento del convertidor [7]. Sin embargo, presentan también una alta capacitancia parásita intrínseca debido al área de superposición y la pequeña distancia entre capas consecutivas [8].

El objetivo de este artículo es el diseño de un transformador plano en una topología de alto voltaje y baja potencia miniaturizada, presentando un enfoque de diseño en línea con las limitaciones de la PCB y de volumen.

El convertidor DC/DC que genera la salida de alto voltaje bipolar para los propulsores de electrospray, mostrado en la

Fig. 1, es el Forward-Flyback con multiplicadores de tensión Cockcroft-Walton de quinto orden (FF-CW) en modo de conducción discontinua (DCM). El comportamiento del convertidor, las ecuaciones que lo gobiernan y la influencia de los parásitos del transformador se han detallado previamente en [9] para una salida bipolar y en [10] para una única salida.

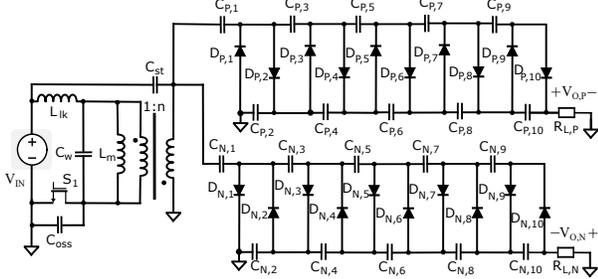


Figura 1: Convertidor DC/DC de alto voltaje FF-CW: esquemático.

El FF-CW presenta una gran eficiencia al realizar una conmutación a voltaje cuasi-cero (cuasi-ZVS). Para ello es necesario encender el MOSFET cuando la tensión a través de todas las capacitancias parásitas ha alcanzado los niveles mínimos de tensión en la resonancia [9] [10]. Esta topología no sólo incluye la capacitancia de salida del MOSFET ( $C_{oss}$ ) y las capacitancias de unión de los diodos ( $C_d$ ), sino también los componentes parásitos del transformador. Por ello se incluyen la inductancia de dispersión ( $L_{lk}$ ), la capacitancia parásita total del devanado ( $C_w$ ), la capacitancia de dispersión equivalente ( $C_{st}$ ) y la inductancia magnetizante ( $L_m$ ). Las especificaciones del convertidor se detallan en la Tabla I.

Tabla I: Especificaciones del convertidor

Rango de operación del convertidor FF-CW		
Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de entrada	$V_{IN}$	9 – 12V
Voltaje de salida	$V_O$	$\pm 1,5kV$
Potencia de salida	$P_O$	< 10W
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	< 150kHz

El artículo se divide en cuatro secciones, siendo la Sección I esta introducción. La Sección II describe el procedimiento de diseño y el análisis teórico de los transformadores diseñados. La Sección III se presentan los resultados experimentales y su comparación con la literatura. Finalmente, la Sección IV presenta las conclusiones del artículo.

## II. DIMENSIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR

El artículo utiliza un enfoque práctico de diseño experimental para el transformador plano de alto voltaje y baja potencia en lugar de métodos de optimización estándar basados en fórmulas analíticas o enfoques algorítmicos [11]. Esto facilita la comparación de la influencia de tres parámetros de diseño clave: el núcleo magnético, la relación de vueltas y el dimensionamiento de las espiras [8].

Los transformadores de este artículo siguen las restricciones estándar en la fabricación de PCBs. Se fija como objetivo obtener un transformador que en el punto nominal de operación se aproxime a las eficiencias reportadas en otros convertidores de propulsión por electro spray (63 % [12], 75 % [13], 80.4 % [14], 85 % [15], 85.57 % [16]).

Los parámetros de diseño relacionados con el transformador, Tabla II, son: la relación de vueltas ( $n$ ) entre el número de vueltas en el primario ( $n_{pri}$ ) y el número de vueltas en el secundario ( $n_{sec}$ ), la corriente pico ( $I_{pk}$ ), la inductancia magnetizante ( $L_m$ ), el área efectiva del núcleo ( $A_e$ ) y la densidad de flujo magnético máxima ( $B_{max}$ ).  $I_{pk}$  y  $n$  se obtienen mediante simulación, mientras que el resto de las variables están relacionadas con (1). La geometría del núcleo, EI, se elige para simplificar el proceso de ensamblaje y adecuándose al volumen requerido por la aplicación, siendo el volumen máximo impuesto por el transformador incluido en [9], fijando una  $L_m \approx 4\mu H$ .  $B_{max}$ ,  $A_e$  y el volumen son analizados en la sección II-A mientras que los bobinados ( $n_{pri}:n_{sec}$ ) 2:24 y 3:36 son analizados en la sección II-B.

$$B(t) = \frac{L_m}{n_{pri}A_e} i_{L_m}(t) \xrightarrow{\max} B_{\max} = \frac{L_m I_{pk,pri}}{n_{pri}A_e} \quad (1)$$

Tabla II: Especificaciones iniciales del transformador

Especificaciones del transformador previas a la elección del núcleo		
Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje en el primario	$V_{pri}$	9 – 12V
Corriente en el primario (pico)	$I_{pri,pk}$	5,75 – 4,6A
Voltaje en el secundario	$V_{sec}$	$\pm 150V$
Corriente en el secundario (pico)	$I_{sec,pk}$	345mA
Relación de vueltas	$n$	12
Geometría del núcleo		E+I
Volumen total	$V_T$	< $(2,8 \times 1,9 \times 1,5)cm^3$

### II-A. Selección del núcleo

El principal desafío para lograr una solución eficiente de alto voltaje y bajo perfil radica en las pérdidas en el núcleo. Se opta por utilizar núcleos basados en MnZn debido a sus bajas pérdidas en el rango de frecuencia objetivo (100-200kHz) [8]. Para simplificar la primera iteración del diseño, se elige una forma única de núcleo, que es una combinación plana EI. Esta elección se realiza porque los núcleos E planos proporcionan una amplia sección transversal, y la disposición EI reduce el volumen en comparación con las disposiciones EE, mejorando aprovechamiento de la ventana dado que las espiras se encuentran embebidas en la PCB, lo que conduce a menores pérdidas en el núcleo. Aunque otras formas de núcleo (como los núcleos EQ) podrían ayudar a reducir la huella del transformador, no se consideran para limitar el espacio de exploración del diseño experimental.

Se examinan tres tipos diferentes de núcleos E: TDK-N97-EI18/4/10, TDK-N87-EI22/16/6 y FR-98-EI22/16/6. La Tabla III proporciona un resumen de sus propiedades.

### II-B. Disposición del bobinado

A medida que aumenta el número de vueltas en el primario, disminuye  $B_{max}$ , lo que dificulta la saturación y reduce las pérdidas magnéticas en el núcleo. Sin embargo, las pérdidas

Tabla III: Especificaciones de los núcleos

Parámetro	Especificaciones de los núcleos			
	Símbolo	TDK-N97-E18/4/10	TDK-N87-E22/16/6	FR-78-E22/16/6
Constante del núcleo	$\Sigma/A$	$6,2cm^{-1}$	$4,1cm^{-1}$	$3,3cm^{-1}$
Longitud efectiva	$l_e$	$2,43cm$	$3,25cm$	$2,61cm$
Área efectiva de sección transversal	$A_e$	$0,393cm^2$	$0,785cm^2$	$0,79cm^2$
Volúmen efectivo del núcleo	$V_e$	$0,955cm^3$	$2,54cm^3$	$2,06cm^3$
Factor de inductancia	$A_L$	$2670 \pm 25nH$	$4500 \pm 25nH$	$5400 \pm 25nH$
Densidad de flujo de saturación	$B_{sat}$	$375mT(100^\circ C)$	$365mT(100^\circ C)$	$265mT(100^\circ C)$
Material del núcleo		N97	N87	78
Proveedor		TDK	TDK	Fair-Rite
Referencia		B66283G0000X197	B66285G0000X187	7878400321

de cobre también aumentan debido a la mayor longitud del conductor para la misma área efectiva. Un núcleo más grande permite alojar más vueltas, ya que presenta una ventana de bobinado más amplia. No obstante, una ventana de bobinado más grande también implica un área de cobre más extensa para los devanados, lo que resulta en mayores capacitancias parásitas. Por ello, se proponen dos soluciones con la misma relación de vueltas pero distinto número de vueltas para cada núcleo.

Los devanados, cuya arquitectura se ilustra en la Fig. 2 ( $n_{pri}:n_{sec} = 2:24$ ), se fabrican en una PCB de cuatro capas con un ancho mínimo de pista de  $115 \mu m$  y una distancia mínima de  $127 \mu m$ . Las capas se dividen en dos para el devanado primario y dos para el secundario. Las capas externas se emplean para el primario y se conectan en paralelo para minimizar las pérdidas por conducción. Por otro lado, los devanados del secundario se conectan en serie para aumentar la relación de vueltas del transformador. El grosor del cobre es de  $35 \mu m$  para las pistas ubicadas en las capas externas (primario) y de  $18 \mu m$  para las capas internas (secundario).

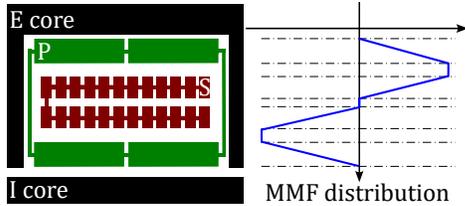


Figura 2: Sección transversal de los transformadores diseñados y distribución de la fuerza magnetomotriz. Ejemplo para  $n_{pri} = 2$ ,  $n_{sec} = 24$ .

El devanado se dispone entrelazado, lo que resulta en una reducción de la inductancia de dispersión,  $L_{lk}$ , aunque esto pueda generar mayor interferencia electromagnética [17]. Además, su proceso de fabricación es simple, ya que implica únicamente saltos entre capas con vías pasantes. A su vez, el mayor grosor de las vueltas del devanado primario en las capas externas trata de disminuir las pérdidas conductivas en el devanado con mayor corriente.

La Tabla IV muestra las propuestas para el bobinado (por capa), tratando de compensar las pérdidas debido tanto al cobre como al núcleo, generando seis transformadores.

### II-C. Estimación teórica de las pérdidas

El punto de operación para el que se calculan las pérdidas es  $L_m \approx 4\mu H$ ,  $f_{sw} = 150kHz$ ,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_O = \pm 1,5kV$  y  $P_O = 10W$ .

Tabla IV: Especificaciones del bobinado

Especificaciones del bobinado (por capa)								
	n	Anchura (mm)	Altura (mm)	Distancia al núcleo (mm)	Distancia entre pistas (mm)	Radio de las pistas (mm)	Grosor de las pistas (mm)	Longitud total (mm)
2:24-E18/4/10	Pri	2	4,1	10,2	1,25	0,254	1	115
	Sec	12	4,1	10,2	1,05	0,15	0,75	553
3:36-E18/4/10	Pri	3	4,1	12,25	0,5	0,2	0,7	170
	Sec	18	4,1	12,5	0,2	0,127	0,35	866
2:24-E22/16/6	Pri	2	5,2	16,15	1,6	0,254	1	156
	Sec	12	5,2	16,15	1,25	0,155	1	750
3:36-E22/16/6	Pri	3	5,2	17,5	0,7	0,2	0,7	222
	Sec	18	5,2	17,5	0,7	0,127	0,7	1150

Las pérdidas en el núcleo solo dependen de la forma y volumen del núcleo, el material, la relación de vueltas y la frecuencia de operación, según la ecuación de Steinmetz [18]. Las pérdidas en el núcleo se estiman con los datos extraídos de la hoja de datos proporcionada por el fabricante. La Tabla V muestra una comparación de las pérdidas en el núcleo calculadas para el peor caso estimado en cada núcleo.

Tabla V: Estimación de las pérdidas en el núcleo

Estimación de las pérdidas en el núcleo	
	$P_{CORE}$
TDK-N97-E18/4/10-2:24	$300mW$
TDK-N97-E18/4/10-3:36	$210mW$
TDK-N87-EI22/16/6-2:24	$135mW$
TDK-N87-EI22/16/6-3:36	$85mW$
FR-78-EI22/16/6-2:24	$120mW$
FR-78-EI22/16/6-3:36	$90mW$

Las pérdidas en el devanado se atribuyen a la resistencia de las pistas que lo constituyen; compuesta por la resistencia de corriente continua (DC), que se calcula según los parámetros de la Tabla IV, y la resistencia de corriente alterna (AC). La relación entre ambas se ilustra en (2) [17], donde  $M$  es el número de capas en cada devanado,  $C_{u_{den}}$  denota la densidad de cobre, y  $\delta$  la profundidad de penetración.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left[ \xi_1 + \frac{2}{3} (M^2 - 1) (\xi_1 - 2\xi_2) \right] \quad (2)$$

donde:

$$\Delta = \frac{C_{u_{den}}}{\delta} \quad (3)$$

$$\xi_1 = \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (4)$$

$$\xi_2 = \frac{\sinh(\Delta) \cos(\Delta) + \sin(\Delta) \cosh(\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (5)$$

Con esta expresión, y conociendo el área de cobre disponible en la PCB para los devanados, se obtiene la resistencia de cada uno de los transformadores propuestos (mostradas en la Tabla VI).

Tabla VI: Resistencia del devanado

Resistencias del devanado (total)		
		$R_{AC}$
2:24-E18/4/10	Primario	$12,0m\Omega$
	Secundario	$9,4\Omega$
3:36-E18/4/10	Primario	$23,5m\Omega$
	Secundario	$19,7\Omega$
2:24-E22/16/6	Primario	$14,5m\Omega$
	Secundario	$10,8\Omega$
3:36-E22/16/6	Primario	$27,1m\Omega$
	Secundario	$23,5\Omega$



Figura 3: Transformadores planos diseñados. Moneda como escala.

La Tabla VII muestra una comparación de las pérdidas por devanado para cada diseño. Aumentar el número de capas permitiría reorganizar los devanados para reducir su resistencia, reduciendo este tipo de pérdidas.

Tabla VII: Estimación de las pérdidas en el devanado

Pérdidas en el devanado	
	$P_W$
2:24-EI18/4/10	288mW
3:36-EI18/4/10	592mW
2:24-EI22/16/6	334mW
3:36-EI22/16/6	700mW

Con el fin de determinar la eficiencia teórica del convertidor, la Tabla VIII presenta la distribución de pérdidas de los dispositivos dentro del convertidor, calculada conforme a [10] usando los mismos componentes que en [9]. Estas pérdidas son uniformes en el convertidor, independientemente de la estructura del transformador con la misma inductancia y relación de vueltas, ya que se considera las pérdidas por conmutación despreciables a través de ellos.

Tabla VIII: Distribución de las pérdidas en los componentes del convertidor

Pérdidas en los componentes del convertidor		
Componente	Símbolo	Valor
CW-VM	$P_{CW}$	88mW
MOSFET	$P_{MOSFET}$	280mW

Por lo tanto, la eficiencia teórica calculada del convertidor para cada solución se muestra en la Tabla IX.

Tabla IX: Eficiencia teórica estimada del convertidor

Eficiencia estimada	
$L_m \approx 4\mu H, f_{sw} = 150kHz, P_O = 10W$	
$V_{IN} = 12V, V_O = \pm 1,5kV, P_O = 10W$	
	$P_O/P_{IN} (\%)$
TDK-N97-EI18/4/10-2:24	91,27
TDK-N97-EI18/4/10-3:36	89,53
TDK-N87-EI22/16/6-2:24	92,27
TDK-N87-EI22/16/6-3:36	89,66
FR-78-EI22/16/6-2:24	92,40
FR-78-EI22/16/6-3:36	89,62

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se analiza la eficiencia en el prototipo del convertidor que incorpora los diseños de transformador, ya que este componente se identifica como el de mayor contribución a las pérdidas según el análisis teórico. Los transformadores que conforman las diversas propuestas se presentan en la Fig. 3.

Al examinar las dimensiones de las soluciones en relación con la presentada en [9] en la Tabla X, se observa una reducción aproximadamente de un 33 % en el volumen del para la solución basada en el EI22 y un 66 % para la basada en el EI18. Esta reducción se traduce en una ventaja significativa al integrarse en el convertidor total, logrando una disminución del 60 % y 43 % en la altura total de la placa en las soluciones basadas en el EI18 y en el EI22, respectivamente.

Tabla X: Comparación del volumen de las soluciones

Comparación del volumen de las soluciones			
	RM6	EI18/4/10	EI22/16/6
X (cm)	2,8	2,2	2,8
Y (cm)	1,9	2	2,2
Z (cm)	1,5	0,6	0,85
Área (cm <sup>2</sup> )	5,32	4,4	6,16
Volumen (cm <sup>3</sup> )	7,98	2,64	5,236
Volumen Vs. RM6	-	33 %	66 %
Altura Vs. RM6	-	40 %	57 %

En la Fig. 4 se muestra el prototipo utilizado para la verificación experimental de los transformadores. El prototipo opera en bucle abierto. El ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación del MOSFET se ajusta externamente para alcanzar la tensión de salida deseada.

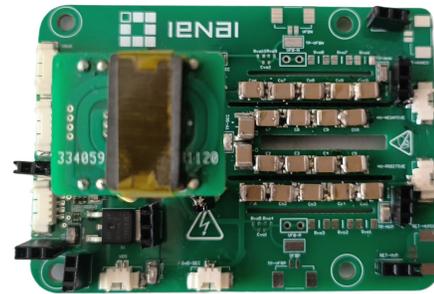


Figura 4: Convertidor DC/DC de alto voltaje FF-CW.

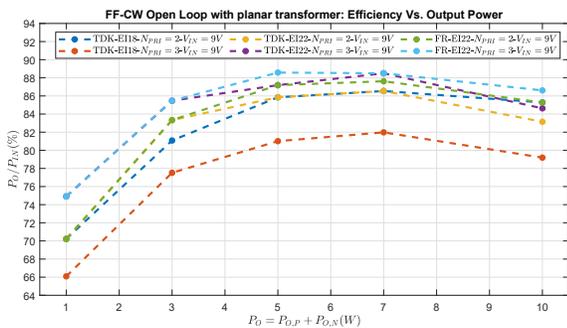
Las formas de onda en estado estacionario del convertidor utilizando la opción TDK-N97-EI18/4/10-2:24 se muestran en la Fig. 5, donde se conmuta a cuasi-ZVS en el tercer valle a la frecuencia de conmutación aproximada de 150kHz, pudiéndose aumentar la frecuencia para conmutar en el primer valle.

La eficiencia del convertidor en estado estacionario se obtiene al calcular la relación entre la potencia entregada a la salida y la potencia de entrada. Al comparar los resultados experimentales con los teóricos, se observa que la eficiencia

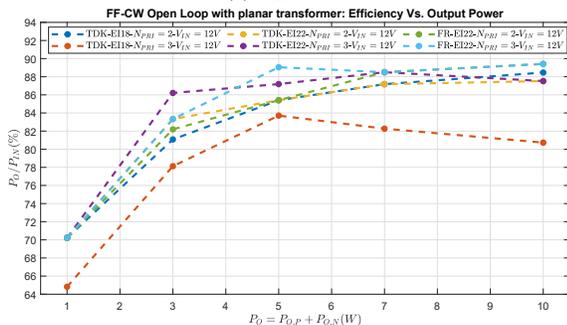


Figura 5: Formas de onda de voltaje del convertidor:  $C_1$  (Azul)= $V_{GS}$ ,  $C_2$  (Rojo)= $V_{DS}$ ,  $C_3$  (Verde)= $V_{O,P}$ ,  $C_4$  (Naranja)= $V_{O,N}$

con el transformador plano es inferior a la estimada y también es inferior en comparación con el transformador bobinado RM6 [9] que presenta un 95,5%. No obstante, muestra un rendimiento similar o incluso superior al compararse con convertidores de electro spray, que registran eficiencias del 63% [12], 75% [13], 80,4% [14], 85% [15], y 85,57% [16]. El convertidor alcanza una eficiencia máxima del 89% en un volumen de  $5236mm^3$  (FR-78-EI22/16/6-3:36) y del 88% para un volumen de  $2640mm^3$  (TDK-N97-EI18/4/10-2:24).



(a)  $V_{TN} = 9V$

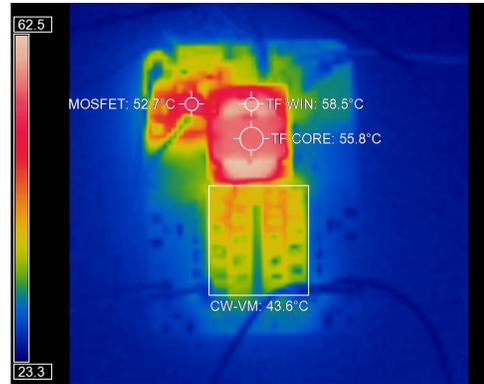


(b)  $V_{TN} = 12V$

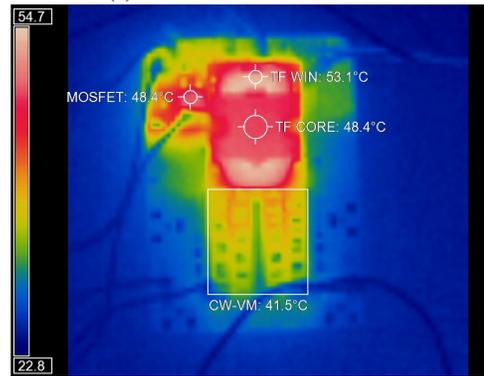
Figura 6: Curvas de eficiencia del convertidor en lazo abierto.

La Fig. 7 muestra la imagen térmica del convertidor operando a máxima potencia utilizando los transformadores planos TDK-N97-EI18/4/10-2:24 y FR-78-EI22/16/6-3:36, que son los que presentan la mejor eficiencia para cada tamaño de núcleo. La máxima temperatura se concentra en los devanados, constituyendo este punto la principal fuente de pérdidas en la evaluación teórica.

En futuras iteraciones, en una PCB con un mayor número de capas, es factible mejorar la eficiencia del transformador aumentando el ancho de las pistas (reduciendo su resistencia) y redistribuyendo el número de vueltas. Esto reduciría las pérdidas por conducción en los devanados.



(a) TDK-N97-EI18/4/10-2:24



(b) FR-78-EI22/16/6-3:36

Figura 7: Imágen térmica del convertidor después de 10 minutos de funcionamiento a potencia nominal  $P_O = 10W$ .

Al contrastar los núcleos EI18 y EI22, se evidencia que, en términos generales, la eficiencia máxima del núcleo EI22 supera a la del EI18. Esta disparidad puede atribuirse a mayores pérdidas en el núcleo EI18, derivadas de una área efectiva más reducida. Dado que, para una relación de vueltas equivalente, las pérdidas teóricas en los devanados no difieren significativamente entre ambos. En lo que respecta a la temperatura, ambas soluciones exhiben rangos cercanos a potencia máxima. Al tomar en cuenta que el núcleo EI18 proporciona una reducción de volumen del 33% en comparación con el EI22, y asumiendo que la mayor parte de las pérdidas se produce en los devanados, el EI18 podría ser una solución más atractiva para iteraciones futuras.

#### IV. CONCLUSIÓN

En la propulsión por electrospray en satélites pequeños, los convertidores DC/DC elevan el voltaje del bus de alimentación (generalmente en el rango de 9-12V) a  $\pm 1$ -2kV para el funcionamiento de los propulsores. Esto se aborda comúnmente combinando una etapa aislada con transformador con multiplicadores de voltaje. Sin embargo, en nanosatélites, las limitaciones de volumen hacen que la altura o volumen del transformador sea crucial para determinar si puede ser acomodado en la estructura.

Este artículo presenta un enfoque práctico de diseño experimental para analizar seis arquitecturas de transformadores planares en un convertidor con  $V_{IN} = 9$ -12V,  $V_O = \pm 1,5$ kV y potencia máxima de 10W. Se utiliza la topología Forward-Flyback con multiplicadores de tensión Cockcroft-Walton de quinto orden (FF-CW) en modo de conducción discontinua (DCM). El objetivo es mejorar la densidad de potencia, miniaturizar, simplificar la fabricación del transformador mediante técnicas de computación asistida de PCBs y reducir la variabilidad de los elementos parásitos.

La elección de una forma de núcleo única, plana EI, busca simplificar el ensamblaje mientras proporciona una amplia sección transversal y menor volumen comparado con disposiciones EE. Aunque otras formas de núcleo podrían reducir la huella, se descartan para limitar la exploración experimental. Los devanados se fabrican en PCB estándar de cuatro capas. La disposición en paralelo para el primario y en serie para el secundario busca minimizar pérdidas en conducción mientras se obtiene una relación de vueltas que permita obtener una ganancia mínima en voltaje de 125. Se opta por un devanado entrelazado para reducir la inductancia de dispersión.

Los resultados experimentales de la primera iteración muestran que la eficiencia con el transformador plano es inferior a la estimada y también es menor en comparación con el transformador bobinado RM6 [9] que presenta un 95,5 %. Sin embargo, muestra un rendimiento similar o incluso superior al compararse con convertidores de electrospray, que registran eficiencias del 63 % [12], 75 % [13], 80,4 % [14], 85 % [15], y 85,57 % [16]. El convertidor alcanza una eficiencia máxima del 89 % en un volumen de 5236 mm<sup>3</sup> (FR-78-EI22/16/6-3:36) y del 88 % para un volumen de 2640 mm<sup>3</sup> (TDK-N97-EI18/4/10-2:24). Estos resultados muestran a una pérdida de eficiencia, comparado con el transformador convencional RM6, a cambio de una reducción en volumen al 33 % y 66 % y de altura al 40 % y 57 % mediante el uso de las soluciones basadas en el EI18 y en el EI22 respectivamente.

#### REFERENCIAS

- [1] A. R. Tummala and A. Dutta, "An Overview of Cube-Satellite Propulsion Technologies and Trends," *Aerospace*, vol. 4, no. 4, p. 58, Dec. 2017, doi: 10.3390/aerospace4040058
- [2] C. S. Coffman, "Electrically-assisted evaporation of charged fluids: fundamental modeling and studies on ionic liquids," Ph.D. dissertation, Space Propulsion Lab., Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, 2016.
- [3] Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "Overview of Planar Magnetic Technology—Fundamental Properties," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4888-4900, Sept. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2283263.
- [4] C. Quinn, K. Rinne, T. O'Donnell, M. Duffy and C. O. Mathuna, "A review of planar magnetic techniques and technologies," *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, Anaheim, CA, USA, 2001, pp. 1175-1183 vol.2, doi: 10.1109/APEC.2001.912514.
- [5] G. Salinas, J. A. Oliver, J. Muñoz-Antón, A. Fernández and R. Prieto, "Thermal Management of planar magnetics for Spacecrafts: characterization and modeling," 2019 European Space Power Conference (ESPC), Juan-les-Pins, France, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ESPC.2019.8932068.
- [6] N. Vijaya Kumar and N. Lakshminarasamma, "Comparison of Planar Transformer Architectures and Estimation of Parasitics for High Voltage Low Power DC-DC Converter," 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Chennai, India, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES.2018.8707537.
- [7] M. Li, Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "High frequency LLC resonant converter with magnetic shunt integrated planar transformer," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 2678-2685, doi: 10.1109/APEC.2018.8341395.
- [8] E. Foray, C. Martin, B. Allard and P. Bevilacqua, "A Design-of-Experiments-Based Approach to Design Planar Transformers for High-Voltage Low-Power Applications," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 58, no. 6, pp. 1-6, June 2022, Art no. 8600406, doi: 10.1109/TMAG.2022.3166229.
- [9] F. J. Blázquez-Plaza, A. Barrado and M. Wijnen, "Power converter with high gain, high performance for space thrusters based on electrospray technology", in *Proceedings of the Aerospace Europe Conference - EUCASS - CEAS - 2023*, doi: 10.13009/EUCASS2023-986.
- [10] J. A. Serrano, "Design and Optimization of a Forward-Flyback Converter with Cockcroft-Walton Voltage Multiplier to Supply Loads Based on Electrohydrodynamic Technology," Ph.D. dissertation, Centro Electrónica Industrial, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, Spain, 2022.
- [11] T. Nakamura and T. Murakami, "Frequency Characteristics of Power Transformer for Isolated DC-DC Converter," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 11633-11641, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3145200.
- [12] K. J. Prasad Veeramraju and J. W. Kimball, "An Improved Power Processing Unit for Multi-Mode Monopropellant Electrospray Thrusters for Satellite Propulsion Systems," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 1302-1309, doi: 10.1109/ECCE.2019.8913026.
- [13] A. Ouhammam, H. Mahmoudi, and H. Ouadi, "Design and control of high voltage gain DC-DC converter for CubeSat propulsion," *CEAS Space J* 16, 97-115 (2024). doi: 10.1007/s12567-023-00493-0
- [14] I. F. Stelwagen et al., "Development of a high-performance low-cost PPU for an electrospray colloid electric propulsion system for small satellite applications," *qmro.qmul.ac.uk*, Jan. 2018, Accessed: Aug. 01, 2023. [Online]. Available: <https://qmro.qmul.ac.uk/xmlui/handle/123456789/57882>
- [15] B. Seifert, A. Reissner, D. Jelem, and T. Hörbe, "Development of A Low Cost PPU For Feep Electric Propulsion Using Cots Components," *E3S Web of Conferences*, vol. 16, p. 15003, 2017, doi: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/20171615003>.
- [16] B. P. Baddipadiga, S. Strathman, M. Ferdowsi and J. W. Kimball, "A high-voltage-gain DC-DC converter for powering a multi-mode monopropellant-electrospray propulsion system in satellites," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 1561-1565, doi: 10.1109/APEC.2018.8341224.
- [17] C. Martos-Contreras, J. Cruz-Cozar, A. Medina-Garcia, N. Rodriguez, and D. P. Morales, "Experimental comparison of planar transformer architectures for half-bridge resonant topology," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 174, p. 155056, Jan. 2024, doi: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2023.155056>.
- [18] Z. Li, W. Han, Z. Xin, Q. Liu, J. Chen and P. C. Loh, "A Review of Magnetic Core Materials, Core Loss Modeling and Measurements in High-Power High-Frequency Transformers," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 7, no. 4, pp. 359-373, December 2022, doi: 10.24295/CPSS/TPEA.2022.00033.