

Convertidores Aislados “Flyback”

Alejandro N. Heir, Anna C. Gioia, Bruno Di Sanzo, Juan P. Cilfone, Maximiliano A. Figueroa

Resumen—Se diseñó e implementó un convertidor flyback aislado con dos salidas: 5V para carga de potencia y 16V para alimentación del controlador. El sistema utiliza el integrado UC3526AN operando a 70kHz, con control PWM, snubber RCD y lazo de realimentación con compensación PI. Se realizaron simulaciones, construcción del transformador, puesta en marcha y mediciones sobre PCB. El circuito presentó regulación adecuada, respuesta estable y funcionamiento seguro del MOSFET.

Index Terms—Flyback converter, isolated power supply, UC3526, snubber, PWM control, PI compensation, transformer design

I. INTRODUCCIÓN

LOS convertidores flyback aislados son ampliamente utilizados en aplicaciones donde se requiere aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, como fuentes conmutadas, cargadores y controladores embebidos. Su topología sencilla, bajo costo y versatilidad los hace ideales para potencias bajas y medias.

Este trabajo aborda el diseño e implementación de un convertidor flyback con dos salidas, integrando aspectos clave como el dimensionamiento del transformador, el diseño del snubber, el control PWM mediante el UC3526AN y la realimentación tipo PI. El informe detalla las etapas de cálculo, simulación, construcción del prototipo y verificación experimental, analizando tanto el comportamiento en modo continuo como discontinuo.

II. DISEÑO

Para la realización del circuito que se muestra en la figura 1, fue necesario contar con algunas especificaciones de diseño, tales como las tensiones de entrada y salida, y el núcleo a utilizar. En la tabla I se muestran los valores estipulados

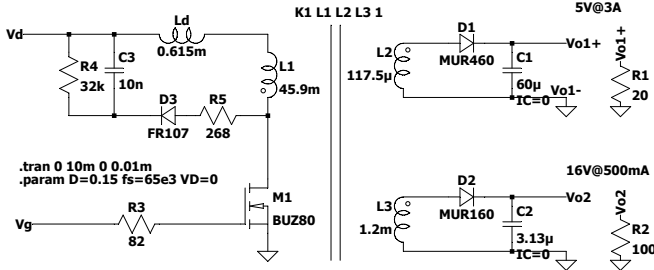


Figura 1. Esquemático base del convertidor en LTspice, sin circuito de control realimentado.

Tabla I
PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CIRCUITO

| Vd | V _{o1} | V _{o2} | Núcleo | Material | Fabricante |
|------|-----------------|-----------------|-----------|----------|------------|
| 311V | 5V | 16V | E55/28/21 | CF196 | COSMO |

A la vez, se utilizó un integrado modulador PWM UC3526AN [2] para realizar la llave de conmutación. Este integrado tiene como funcionalidad variar el duty (considerando que su máxima es 0.5) para mantener las tensiones deseadas a la salida.

El diseño se basó en una flyback con dos salidas: una de 5V y otra de 16V. La primera mencionada es la salida de potencia, a la cual se le va a poder exigir corriente hasta 3A de valor medio, valor limitado por la corriente máxima del diodo en esta malla. La salida restante va a utilizarse para realimentar el integrado modulador, el cual requiere una alimentación mayor a 8V. En este caso, se determinó que la corriente media máxima fuese de 0.5A.

El circuito presenta varios módulos. Uno de ellos es el puente de diodos a la entrada, utilizado para convertir de tensión alterna a continua. El otro módulo es el Snubber, un circuito que protege al transistor, utilizado como llave, debido a la inductancia de disipación L_d en el primario del transformador. Finalmente, también se armó un circuito de *house keeping*, que tiene como fin alimentar al integrado hasta que en la salida correspondiente haya 16v.

II-A. Cálculos

II-A1. Transformador: Se consideró una frecuencia de conmutación f_{osc} de 70KHz con un duty del 25%. Este último valor fue elegido para tener un mayor rango dinámico, considerando que el duty máximo brindado por el integrado del PWM es 50%.

A partir de este valor, se puede obtener las siguientes relaciones de vueltas, a través de la fórmula:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{o2}}{V_d} \frac{1-D}{D}$$

$$\frac{N_2}{N_1} = 0.048, \quad \frac{N_3}{N_1} = 0.155$$

Buscando que las vueltas den números enteros, se determinó armar el transformador con 104 vueltas en el primario, lo que concluyó en 5 vueltas en el secundario de potencia y 16 vueltas en el restante.

Junto a estos valores y el valor de $A_l = 5.08 \times 10^{-6}$ del núcleo obtenido de la hoja de datos, se logró calcular las inductancias resultantes:

$$L_1 = N_1^2 \cdot A_l = 54.96mH$$

$$L_2 = N_2^2 \cdot A_l = 138.64\mu H$$

$$L_3 = N_3^2 \cdot A_l = 1.32mH$$

Considerando una corriente máxima pico de salida de 3A en la salida de potencia y de 0.5A en la restante, se consiguieron los siguientes valores medios de corriente en cada inductancia:

$$\bar{I}_{L_2} = \frac{I_{o2}}{1-D} = 4A$$

$$\bar{I}_{L_3} = \frac{I_{o3}}{1-D} = 0.66A$$

$$\bar{I}_{L_1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \bar{I}_{L_2} + \frac{N_3}{N_1} \cdot \bar{I}_{L_3} = 0.3A$$

Estos valores junto al valor de *efecto skin* fueron fundamentales para el cálculo de vueltas en paralelo de cada salida. Con la frecuencia de oscilación definida, se obtiene:

$$SD = \frac{66}{\sqrt{f_{osc}}} = 0.25mm$$

Al estimar una densidad de corriente de $J = 3 \frac{A}{mm^2}$, se pueden calcular la cantidad de cables en paralelo necesarios para cada salida

$$N_{1w} = \frac{I_{o1}}{J\pi \cdot (r_1^2 - (r_1 - SD)^2)} < 1$$

$$N_{2w} = \frac{I_{o2}}{J\pi \cdot (r_2^2 - (r_2 - SD)^2)} \approx 3$$

$$N_{3w} = \frac{I_{o3}}{J\pi \cdot (r_3^2 - (r_3 - SD)^2)} < 1$$

tomando como diámetro del cable 0.3mm para el primario y 0.45mm para las dos salidas.

Una vez armado el transformador con su respectivas vueltas, se corroboró que las inductancias reales se correspondan con las calculadas teóricamente. A su vez, se midió la inductancia parásita del primario, cortocircuitando los secundarios, consiguiendo una $L_d = 0.615mH$.

II-A2. Snubber: El snubber utilizado consistió en una resistencia R_{sn} en paralelo con un capacitor C_{sn} , junto a una resistencia R_s en serie con un diodo, como se observa en la figura 2. Este snubber funciona como clumper de tensión, cargándose y manteniendo su tensión entre periodos de switching. Así, almacena la energía brindada por la inductancia de dispersión y limita la tensión máxima en el drain, protegiendo al Mosfet.

Se consideraron los valores de la tabla II, donde V_c es la tensión del snubber, que se calcula aproximadamente igual a 2,5 o 3 veces el valor de la tensión de salida reflejada.

El cálculo de los componentes del Snubber fueron los siguientes, en función del cálculo propuesto por la siguiente application note [1]:

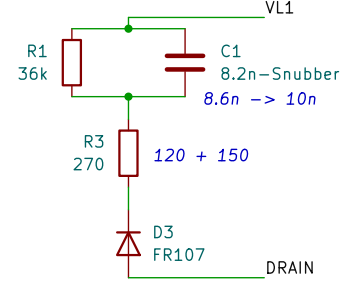


Figura 2. Esquemático del Snubber utilizado.

Tabla II
PARÁMETROS DEL DISEÑO DEL SNUBBER

| V_c | L_d | $d(V_{sn})$ | $V_{reflejado}$ |
|-------|----------|-------------|-----------------|
| 300 V | 0.615 mH | 15 V | $\approx 104V$ |

$$R_{sn} = \frac{V_c}{\frac{L_d}{2} \cdot I_{L_1}^2 \cdot \frac{f_{osc}}{V_c - V_{reflejado}}} \approx 30 K \Omega$$

$$C_{sn} = \frac{V_c}{R_{sn} \cdot f_{osc} \cdot d(V_{sn})} \approx 10 nF$$

$$R_s = \left(\frac{L_{d1}}{C_{sn}} \right)^2 \approx 250 \Omega$$

Para esto, se utilizó un capacitor de 10 nF específicos para snubbers, de 2kV, una R_{sn} formada por resistencias en serie de 10 K Ω y 22 K Ω y un R_s formada por resistencias en serie de 120 Ω y 150 Ω .

Respecto al diodo, el mismo debe ser de rápida conmutación, eligiendo un FR107 para tal fin.

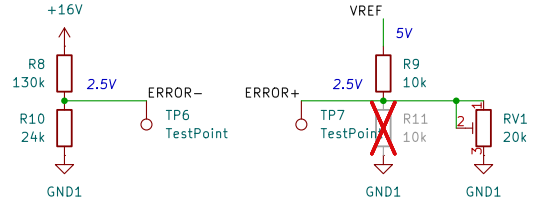


Figura 3. Circuito de feedback de la salida hacia el amplificador de error de transimpedancia del integrado

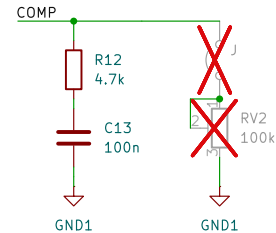


Figura 4. Circuito de compensación del amplificador de error de transimpedancia del integrado.

II-A3. Feedback: Para el circuito de control, se utilizó como feedback un divisor resistivo como se observa en el

esquemático de la figura 3. Los valores de resistencias fueron elegidos de manera tal que, a 16 V a la salida, se obtengan 2,5 V en el terminal negativo del amplificador de error de transimpedancia del integrado. Este criterio fue elegido de esta manera, para poder realizar la comparación con el terminal positivo, colocando un divisor resistivo utilizando $V_{ref} = 5\text{ V}$, llevando dicho terminal a 2,5 V, y colocando un preset para poder ajustar la señal de referencia con el que se regulará la tensión de salida.

Por otro lado, como se observa en el esquemático de la figura 4, para la compensación a la salida del amplificador de error, se colocó una resistencia de 4.7 K y un capacitor de 100 nF , para obtener un control PI lento. En paralelo, se colocó un preset de 100 K conectado con un jumper, cuyo objetivo fue ser utilizado para testear el correcto funcionamiento del integrado en las etapas de prueba previas a la puesta en marcha del sistema completo.

II-A4. Frecuencia de conmutación: El integrado modulador PWM UC3526 posee un generador rampa interno, cuya frecuencia se configura mediante 3 componetes externos, R_D , R_T y C_T , como se observa en la figura 5, cuyos valores se obtienen, dada una frecuencia objetivo, a partir de la figura 6 [2]. Esta rampa se compara internamente con la salida del comparador de error, y el resultado es el que termina actuando sobre la conmutación (duty-cycle) de los drivers de salida totem-pole. Debe notarse, como se indica en la datasheet, que la frecuencia de conmutación en la salida corresponde a la mitad de la frecuencia de la rampa, por lo que R_T y C_T fueron elegidos, en base la figura 6, para lograr una frecuencia de rampa de $140kHz \equiv 7.14\mu s$, para tener, luego, $f_{osc} = 70kHz$. En particular, se eligió $R_D = 0$, $C_T = 2nF$ y R_T entre $2k\Omega$ y $10k\Omega$, ajustada con combinación serie/paralelo de resistencias para lograr la frecuencia deseada.

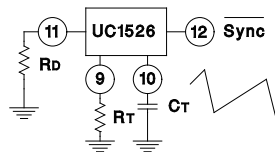


Figura 5. Circuito externo del oscilador del UC3526 [2].

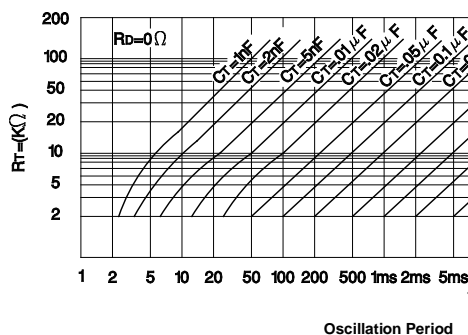


Figura 6. Período de oscilación del UC3526 en función de R_T y C_T , con $R_D = 0$ [2].

II-A5. Disparo del MOS: Los drivers de salida totem-pole del UC3526 tienen capacidad de suministrar hasta $200mA$ de corriente, por lo que se optó por controlar el MOS directamente desde el integrado, R_G mediante, en particular con la salida A . Para asegurar esto, se tomó $R_G = 82\Omega$ para limitar la corriente a menos de $200mA$ según $I_G \leq 16V/82\Omega \approx 195mA$.

III. IMPLEMENTACIÓN

III-A. PCB

En las imágenes 7, 8 y 10 se observa el diseño de PCB realizado e implementado.

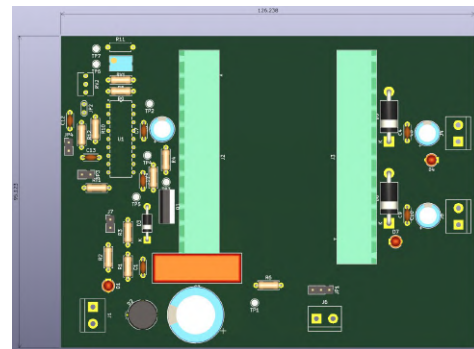


Figura 7. Vista 3D superior del PCB.

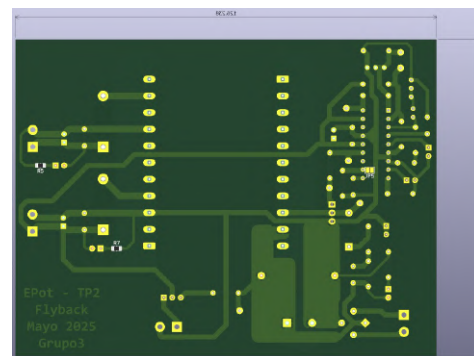


Figura 8. Vista 3D inferior del PCB.

En la imagen 9 se indican los lazos de corriente principales sobre el layout del PCB, los cuales se buscó que sean lo más corto posible. En rojo, el lazo de drain-source del MOS; en naranja, el lazo de gate del MOS a través del integrado; en verde, los lazos de ambos secundarios, 5V arriba, 16V abajo.

III-B. Método de prueba

En primer lugar, se alimentó el integrado con una fuente externa de 16 V , y, sin la conexión del transformador y utilizando el preset de la compensación, se comprobó el correcto funcionamiento del integrado, ajustando los valores de tensión del terminal *Error+* con el preset correspondiente. Ajustando el preset en la compensación, se pudo observar cómo variaba el duty a la salida por modificarse la ganancia de tensión del amplificador.

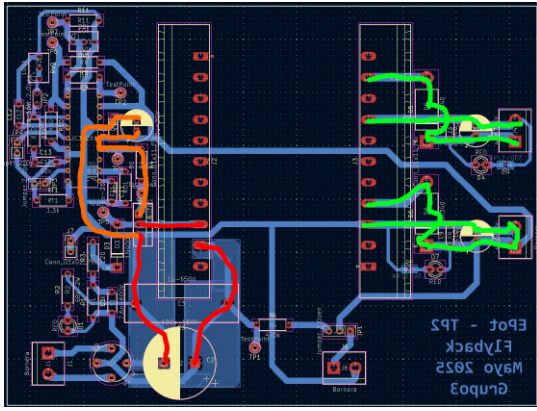


Figura 9. Análisis de lazos de corriente sobre PCB.



Figura 10. Foto del PCB real durante su medición.

En segundo lugar, colocando el transformador, se testeó el funcionamiento a lazo abierto. Se ajustaron los preset de manera tal de obtener un duty cercano al 25 %. Se fue aumentando la tensión de entrada a bajas tensiones, y se midió la salida, de manera de verificar obtener la relación de tensiones esperadas a bajas tensiones. Un resumen de dicha secuencia se observa a continuación.

1. Alimentar el integrado con 16V desde una fuente externa.
2. Medir V_{ref} y $Error+$.
3. Ajustar el potenciómetro de $vered$ hasta que la salida del divisor en $Error+$ llegue a 2.5V.
4. Medir señal en V_{gate} .
5. Configurar la compensación inicialmente como 0Ω .
6. Ir aumentando la compensación hasta observar un aumento en el duty observado la señal del gate.
7. Comenzar a aumentar la tensión de entrada.
8. Medir V_{gate} y V_{ds} para verificar el funcionamiento del snubber.
9. Medir la salida y observar que la relación de tensiones sea la esperada.

Una vez verificado dicho funcionamiento, se prosiguió con la siguiente secuencia de arranque, utilizando el circuito realimentado. Para la realimentación, se tomó la salida del secundario de 16 V, pero se alimentó al integrado con una fuente externa. Esto se debió a que se decidió no realizar el autoarranque, por lo que, para poder medir cómo aumenta

la salida realimentada, se debió realizar una modificación al circuito, aislando la alimentación del integrado con la salida del secundario realimentado. Esta modificación se observa en la figura 11. Para la alimentación de potencia, se utilizó un transformador de aislamiento como protección y un Variac, para ir aumentando la tensión de entrada de a poco a $220 V_{rms}$. Los pasos entonces de la secuencia de arranque fueron los siguientes:

1. Alimentar el integrado con 16V desde una fuente externa y dejar la tensión de entrada de potencia a 0 V
2. Medir V_{drain} y V_{o3} correspondiente a la salida del secundario realimentado.
3. Colocar el preset de referencia en su valor mínimo para obtener un valor de V_{o3} nulo.
4. Comenzar a aumentar la tensión de entrada.
5. Aumentar el preset de referencia para ir llevando la tensión de salida a 16 V, cuando la tensión de entrada supere la tensión de entrada necesaria para poder llevar a dicho valor.
6. Verificar las formas de onda del Drain, el correcto funcionamiento del snubber y que el duty cycle sea menor al 50 %, valor a partir del cual la referencia podrá llevar a la salida a 16 V.
7. Aumentar la tensión de entrada a 311 V, observando la forma de onda del Drain y que la tensión de salida del secundario realimentado se mantenga en los 16 V, dados por el preset de referencia que ya quedará fijo.

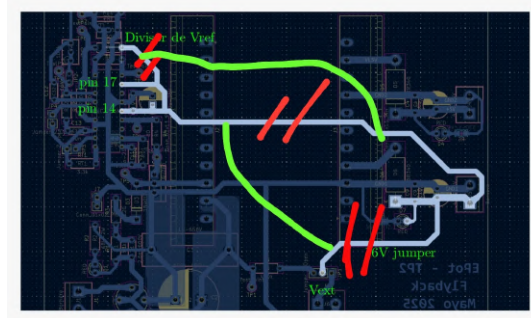


Figura 11. Modificación del PCB para separar los 16V de alimentación del integrado de los 16V de la salida del transformador y feedback.

IV. RESULTADOS

En los gráficos de las figuras 12, 13 y 14, se observan las tensiones de Drain y Gate en modo continuo, con una carga de 20Ω en el secundario de potencia. Como se puede observar, la tensión de Drain presenta poca variación al apagarse el gate, lo cual es debido al snubber. El snubber se evidencia que ha sido sobredimensionado, atenuando notablemente los picos en la tensión de Drain, protegiendo al Mosfet. La pequeña oscilación que se observa, arranca cuando el diodo del snubber deja de conducir, habiéndose almacenado toda la energía en exceso de la inductancia de dispersión, y es debida a la inductancia del primario y las capacidades del Mosfet. Por otro lado, se observa en el

gate la típica forma de onda de encendido y apagado del mismo.

Por otro lado, se obtuvo una frecuencia de oscilación de $64,4\text{ KHz}$, y se midió un duty cycle de $26,4\%$, ligeramente superior a los 25% buscados, debido a la tensión extra que deben superar los diodos a la salida. Este valor de duty permite obtener el rango dinámico que esperábamos de duty brindado por el integrado.



Figura 12. Medición de gate y drain en CM. Foto del osciloscopio. Frecuencia medida $64,3\text{kHz}$. Duty cycle medido $100\% - 73,6\% = 26,4\%$.

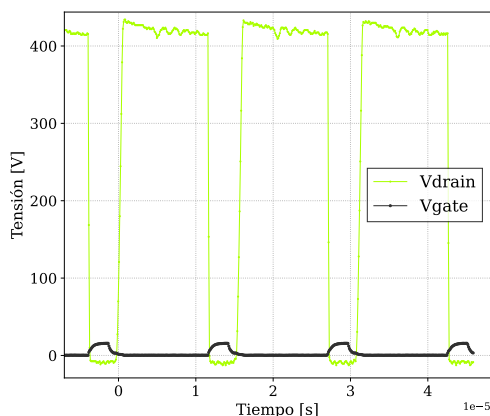


Figura 13. Medición de gate y drain en CM.

En la figura 15, se observa que la salida del secundario realimentado está rondando los $16,2\text{ V}$, con su respectivo ripple, como era esperado. En la figura 16, se observa la salida del secundario de potencia, al rededor de los $4,15\text{ V}$, con su respectivo ripple de aproximadamente 200 mV . La diferencia entre los 5 V esperados y la tensión medida se debe a errores en la precisión de la relación de vueltas del secundario, puesto que las mismas fueron de 5 y 16 vueltas, brindando posibles errores de precisión.

En la figura 17, se observa la forma de onda del Drain y la salida del secundario realimentado al entrar en modo discontinuo, utilizando una resistencia de carga de 500Ω . La bajada de tensión que se observa en el drain corresponde a la oscilación típica del Drain en modo discontinuo, durante la cual los inductores no conducen corriente, y en el primario queda el inductor en serie a

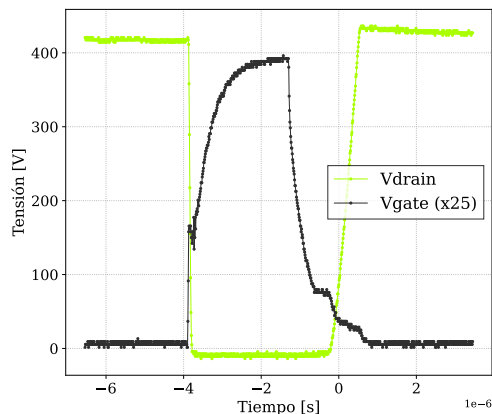


Figura 14. Medición de gate y drain en CM. Detalle de gate, magnificada en x25.

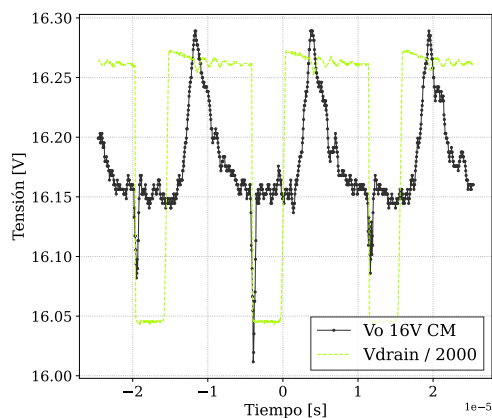


Figura 15. Medición de salida de 16V en CM. Referencia de drain reducida en x2000.

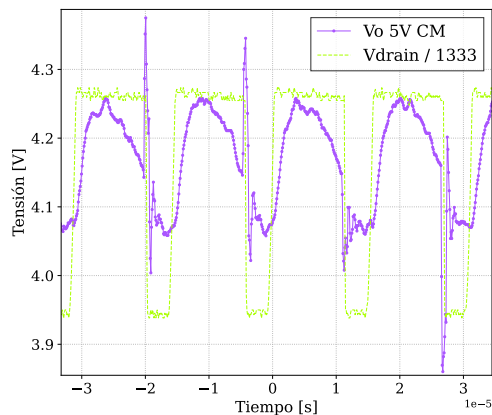


Figura 16. Medición de salida de 5V en CM. Referencia de drain reducida en x1333.

las capacidades del Mosfet [3]. No se llega a apreciar la oscilación debido a que la carga no es lo suficientemente grande como para haber suficiente tiempo para observar la oscilación. En las simulaciones, sin embargo, se llegó a observar el comportamiento típico del modo discontinuo incrementando más la resistencia de carga.

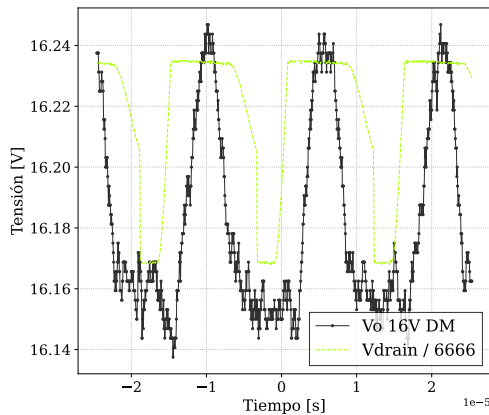


Figura 17. Medición de salida de 16V en DM. Referencia de drain reducida en x6666.

Por último, en la figura 18, se observa la tensión correspondiente al snubber. Se observa que la misma está montada sobre 104V, lo cual corresponde al valor de la salida reflejada a la entrada. Esto indica que la tensión inducida por la inductancia de dispersión no llega a elevar demasiado la tensión del snubber, sino que el mismo se encarga de contener dicho aumento. Por otro lado, se observa un riple de aproximadamente 10V. En la forma de onda, puede observarse cómo se carga rápidamente cuando se activa el diodo del snubber, y cómo se descarga lentamente de manera aproximadamente lineal, a través de la resistencia, debido a la alta constante de tiempo que posee. Esto garantiza que mantenga una alta tensión y permita así clampear la tensión sobre el drain.

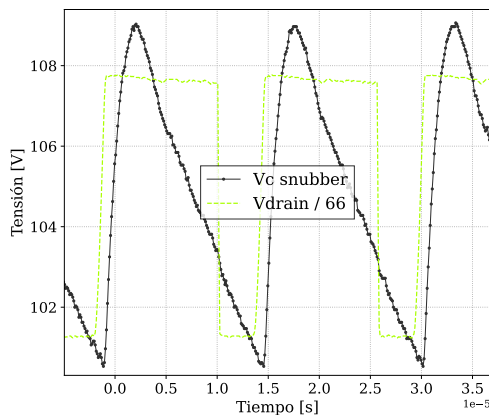


Figura 18. Medición tensión de capacitor de snubber. Referencia de drain reducida en x66.

V. CONCLUSIONES

El desarrollo de este convertidor flyback permitió aplicar los conceptos fundamentales del diseño de convertidores con aislamiento galvánico y control por PWM. Se logró implementar un circuito funcional con dos salidas: una de potencia (5V, 3A) y otra auxiliar (16V, 0.5A), utilizando un transformador diseñado a medida y controlado por el integrado UC3526AN.

Durante la etapa de diseño, se profundizó en el dimensionamiento del transformador, las relaciones de espiras, el cálculo de inductancias y corrientes RMS, así como en la implementación de un circuito snubber para proteger el MOSFET de las sobretensiones provocadas por la inductancia de dispersión. El diseño de la compensación PI, junto con la realimentación desde la salida auxiliar, permitió mantener estable la tensión de salida, lo cual fue validado experimentalmente.

En cuanto a la implementación, se destacó la importancia de minimizar los lazos de corriente sobre el PCB, especialmente en el camino de conmutación del MOSFET. Las mediciones realizadas mostraron una frecuencia de conmutación cercana a la esperada (64.4kHz) y un duty cycle de 26.4%, validando el funcionamiento del lazo de control.

Uno de los desafíos encontrados fue la falta de autoarranque del sistema, lo cual obligó a realizar modificaciones temporales para permitir la puesta en marcha y evaluación del desempeño en lazo cerrado. Esta situación permitió entender con mayor profundidad la importancia del circuito de housekeeping en fuentes con alimentación auxiliar.

Como oportunidad de mejora, se sugiere en futuros desarrollos implementar protección contra sobrecorriente y sobretensión, así como explorar técnicas de autoalimentación sin fuente externa. Además, podría optimizarse la precisión de la relación de vueltas en el transformador para minimizar el error en la tensión de salida de 5V, la cual resultó ligeramente inferior a lo esperado.

En resumen, se cumplió el objetivo de diseñar, simular e implementar un convertidor flyback funcional con salidas múltiples, se profundizó en los aspectos prácticos del diseño de fuentes conmutadas y se identificaron consideraciones clave a tener en cuenta en aplicaciones reales, tales como el comportamiento dinámico del sistema, la disipación en el snubber y la importancia del layout.

REFERENCIAS

- [1] Power Integrations, "Application Note AN-82: TinySwitch-4 Family Design Guide," Nov. 2015. [Online]. Available: https://www.power.com/sites/default/files/documents/an-82_tiny-switch-4_family_design_guide.pdf
- [2] Texas Instruments, "UC1526, UC2526, UC3526 Regulating Pulse Width Modulator Datasheet," Jun. 1993. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc1526.pdf>
- [3] B. Schweber, "Flyback power converters, Part 2: enhancements and ICs," *Power Electronic Tips*, Apr. 22, 2019. [Online]. Available: <https://www.powerelectronicstips.com/flyback-power-converters-part-2-enhancements-ics-faq/>