

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.14 - ELECTRÓNICA IV

Trabajo práctico N°2

Grupo 1

| | |
|------------------------------------|-------|
| MECHOULAM, Alan | 58438 |
| LAMBERTUCCI, Guido Enrique | 58009 |
| LONDERO BONAPARTE, Tomás Guillermo | 58150 |

Profesores

AGUIRRE, Miguel Pablo
COSSUTTA, Pablo Martín
WEILL, María Alejandra
SALVATI, Matías Damián

Presentado: XX/06/21

Índice

| | |
|--|----|
| 1. Parte I | 2 |
| 1.1. SG3525A | 2 |
| 1.1.1. Debajo de la tensión de operación | 2 |
| 1.1.2. Señal a la salida | 2 |
| 1.1.3. Soft-Start | 2 |
| 1.1.4. Shutdown | 2 |
| 2. Parte II | 2 |
| 2.1. Diseño del sistema | 2 |
| 2.2. Simulaciones | 3 |
| 2.3. Snubber | 5 |
| 2.4. Potencias | 7 |
| 2.5. Eficiencia | 7 |
| 3. Parte III | 8 |
| 3.1. Matrices de estado | 8 |
| 3.2. Compensador | 8 |
| 3.3. Simulaciones | 11 |
| 4. Parte IV | 13 |
| 4.1. Diseño de placa | 13 |
| 4.2. Mediciones | 13 |
| 5. Conclusiones | 16 |

1. Parte I

1.1. SG3525A

1.1.1. Debajo de la tensión de operación

Este dispositivo cuenta con un pin de control llamado “Shutdown”. Este pin controla tanto el circuito de Soft-Start como las etapas de salida, apagando la salida automáticamente a través de pulsos de shutdown.

Al haber una tensión inferior al mínimo (8 V) en la entrada, este sistema de shutdown se activa, inhabilitando las salidas y los cambios en el capacitor de Soft-Start.

Esto protege al circuito conectado a la salida de la flyback, asumiendo que es mejor cortar la alimentación que proveer un valor indeterminado de tensión.

1.1.2. Señal a la salida

Para seleccionar la frecuencia de la señal a la salida del integrado, se deben conectar dos resistencias y un capacitor en los pines C_T y R_T . El criterio de selección viene dado por las siguientes limitaciones:

$$f_s = \frac{1}{C_T (0.7R_T + 3R_D)} \quad (1)$$

$$2.0 \text{ k}\Omega \leq R_T \leq 150 \text{ k}\Omega$$

$$0 \text{ }\Omega \leq R_D \leq 550 \text{ }\Omega$$

$$1 \text{ nf} \leq C_T \leq 200 \text{ nf}$$

Existe una relación entre la frecuencia del oscilador y la de salida. Sucede que la frecuencia del oscilador es el doble que la frecuencia de salida, dado que en un ciclo acciona una salida y en el siguiente la otra.

Para conseguir una frecuencia de 100 kHz a la salida (~ 200 kHz en el oscilador), basta con tomar:

$$R_T = 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_D = 0 \text{ }\Omega$$

$$C_T = 3.3 \text{ nf}$$

(2)

Para conseguir un Duty deseado, lo que se debe hacer es colocar la salida del amplificador de error a 0 V (pin no inversor a masa y pin inversor a V_{ref}), luego aplicando una tensión en el pin de compensación (9), es posible manejar el duty de salida.

1.1.3. Soft-Start

El pin de Soft-Start cumple con la función de limitar el duty cycle en el arranque, hasta que el capacitor de SS esté cargado.

Cuando se está empleando una fuente realimentada se busca que en el arranque no se produzca un duty cycle tal que se llegue a la tensión deseada, sino a una menor hasta que se cargue el capacitor SS. De esta forma se evita que se sobredimensione y se pase del valor que se necesita, disminuyendo así las oscilaciones iniciales.

1.1.4. Shutdown

Es posible implementar un circuito limitador de corriente utilizando el pin de Shutdown con una resistencia de shunt y un BJT. Se coloca la resistencia de shunt en el camino de la corriente a sensar y en paralelo a la juntura base emisor del bipolar, y se calcula la resistencia de manera tal que cuando haya una corriente mayor a la permitida, la caída de potencial en la resistencia sea mayor que la tensión necesaria para polarizar la juntura del transistor, el cual en consecuencia coloca una señal alta en el pin de shutdown.

2. Parte II

2.1. Diseño del sistema

En el sistema que se busca desarrollar, se emplean los siguientes valores para la fuente Flyback:

$$\blacksquare D = 0.3$$

$$\blacksquare L_1 = 40 \text{ }\mu H$$

$$\blacksquare R_1 = R_3 = 10 \text{ }\Omega$$

$$\blacksquare C_1 = C_3 = 47 \text{ }\mu F$$

$$\blacksquare C_2 = C_4 = 2 \text{ }\mu F$$

$$\blacksquare \frac{N_1}{N_2} = 3$$

$$\blacksquare N_2 = N_3$$

Para el circuito del SG3525 se adoptaron los siguientes valores

$$\blacksquare R_T = 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$\blacksquare R_D = 0 \Omega$$

$$\blacksquare C_T = 3.3 \text{ nF}$$

$$\blacksquare C_{ss} = 1 \mu\text{F}$$

calculando el ripple a la salida se obtiene

$$0.05 = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{R_o C} \quad (3)$$

$$C = \frac{DT_s V_o}{R_o C \Delta V_o} = 8.8 \mu\text{F} \quad (4)$$

por lo que se seleccionó una combinación de capacitores con una capacitancia total de $\approx 48 \mu\text{F}$ siendo el paralelo de 1 capacitor electrolítico, 3 cerámicos (2 de $1 \mu\text{F}$ y uno de 68 pF). Esta combinación se realiza con la intención de no solo aumentar la capacidad de salida, sino que tambien reducir la ESR neta de salida.

La combinación de valores de R_T y C_T fueron elegidas para mantener la frecuencia de switching elegida. La resistencia R_D es nula para que se descargue lo mas rápido posible. Por último, el capacitor C_{ss} es para que tenga un comienzo suave. Para la salida se utilizarón los diodos MUR160 y para el snubber se utilizó el diodo Schottky.

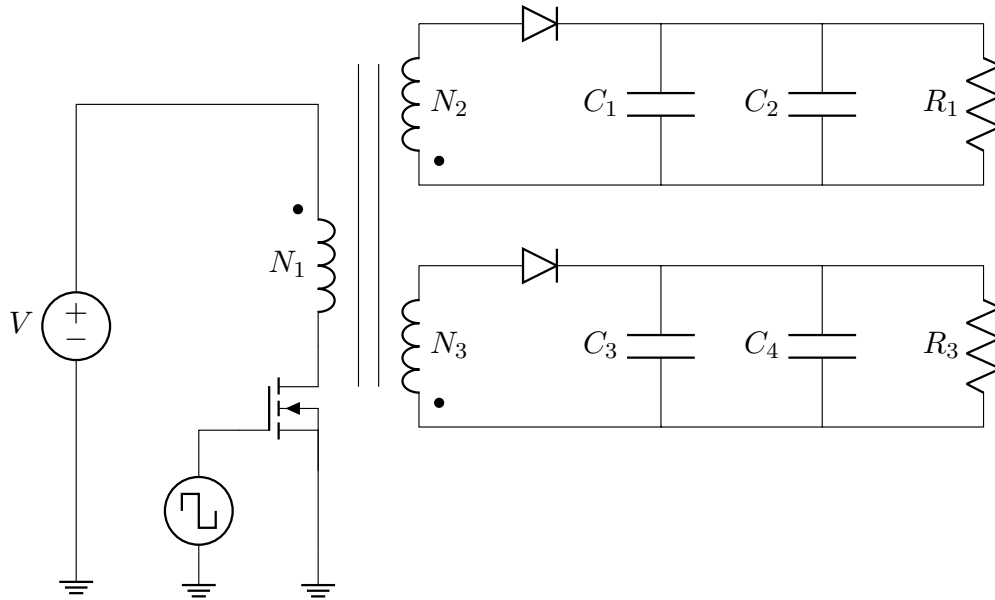


Figura 1: Circuito del snubber empleado.

2.2. Simulaciones

Se simuló el circuito a lazo abierto. De esta forma se obtuvieron las siguientes curvas.

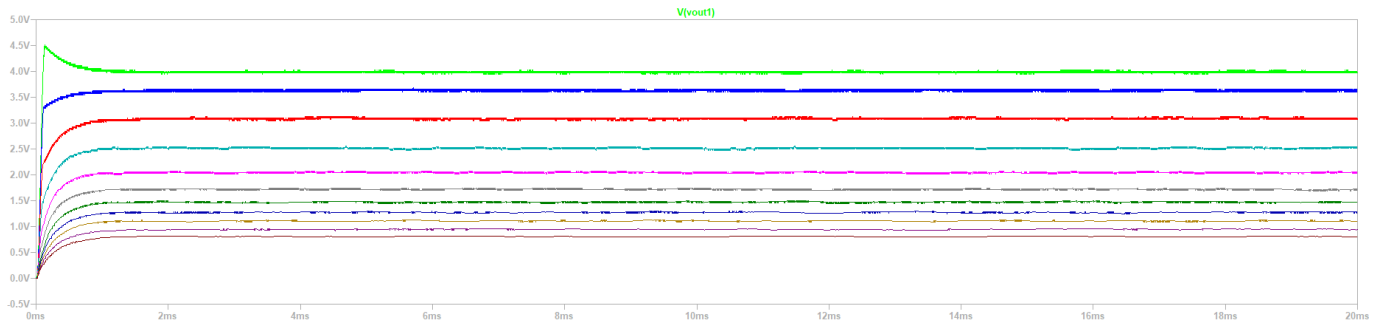


Figura 2: Variaciones en la V_{out} al cambiar la V_{comp} .

Para la tensión que provoca la máxima corriente de salida se obtuvieron los siguientes gráficos:

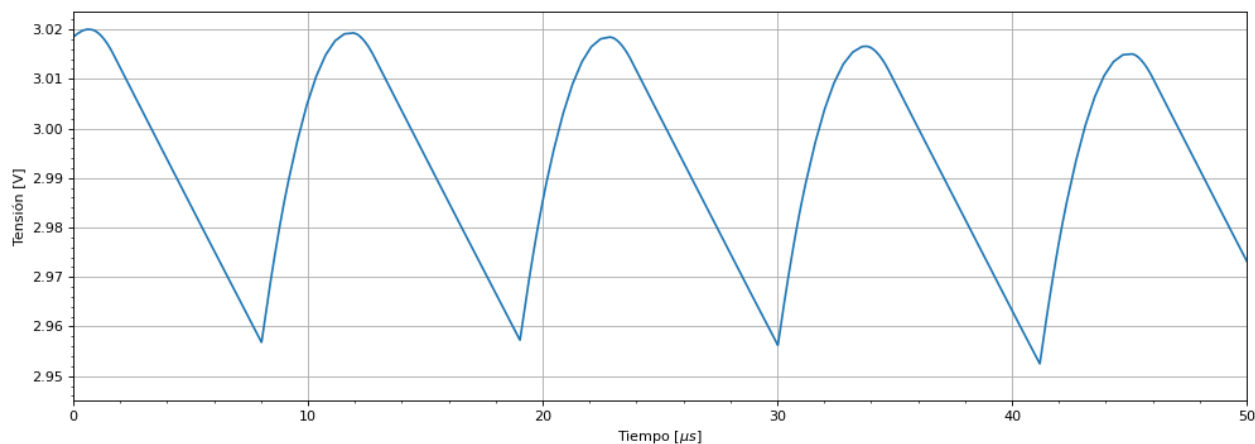


Figura 3: Tensión de salida.

Aquí se puede ver la tensión de salida con un ripple inferior al 2.3 %

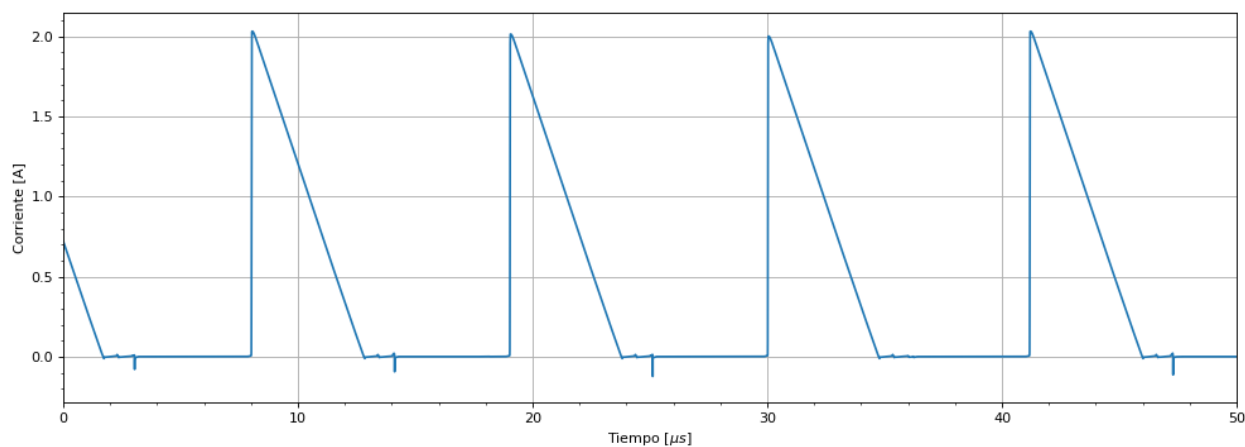


Figura 4: Corriente del diodo de salida.

La corriente del diodo coincide con la corriente en (??) dado a que es la misma.

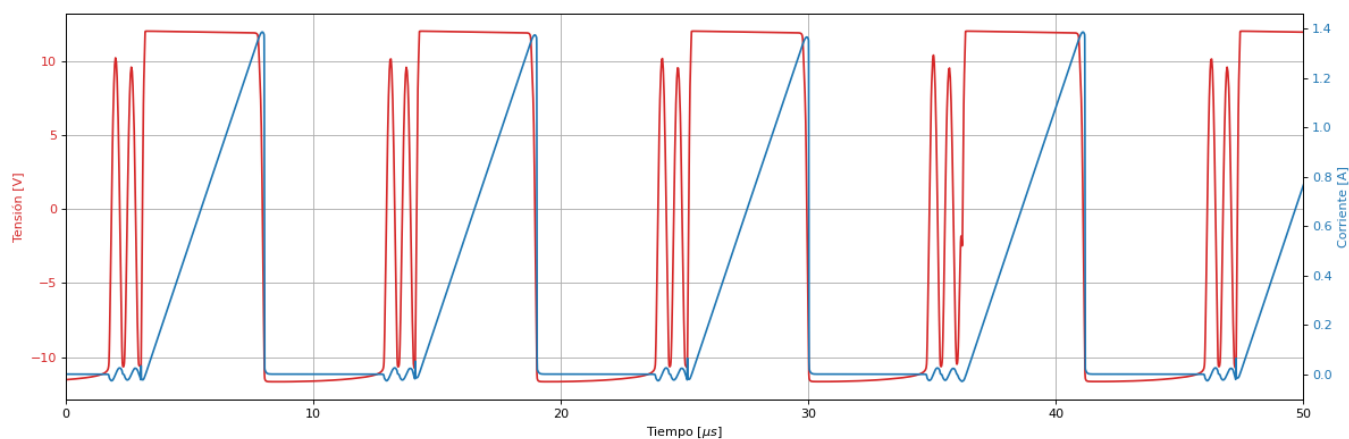


Figura 5: Tensión y corriente del primario.

Se observa en esta imagen que la corriente antes de comenzar tiene una oscilación, esto se debe a que el convertidor está trabajando en modo discontinuo, es mucho mas visible en la tensión del primario.

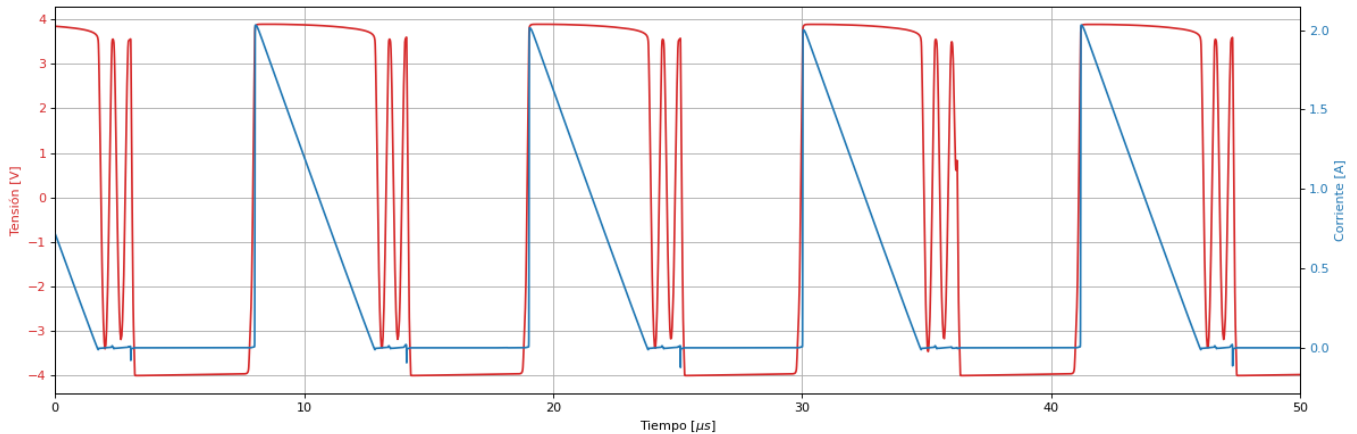


Figura 6: Tensión y corriente del secundario.

Aquí se ve como la oscilación se ve reflejada en el secundario

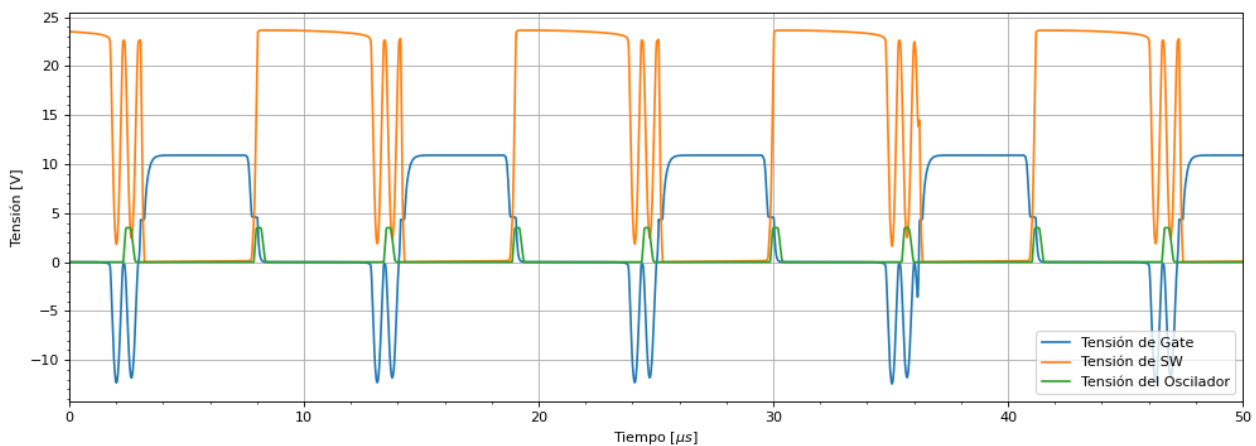


Figura 7: Tensión de Gate y del Switch.

En esta imagen se pueden observar varias señales, la verde es la tensión del oscilador del SG3525, la cual cada 2 conmutaciones se traduce a una conmutación en la señal de control del MOS (dado que este cuenta con 2 salidas, en uno actualiza una y en el otro ciclo la otra), por lo que se puede ver como cada 2 pulsos conmuta la V_{gs} .

Viendo la forma de onda de V_{ds} se aparecía fácilmente que el convertidor trabaja en modo discontinuo. Idealmente serían 3 niveles de tensión, V_d mas la reflejada, V_d y 0, pero al quedarse sin energía el núcleo, el circuito comienza a oscilar de una manera característica del modo discontinuo.

2.3. Snubber

Para el circuito dado, se diseña un snubber empleando un diodo, una resistencia y un capacitor.

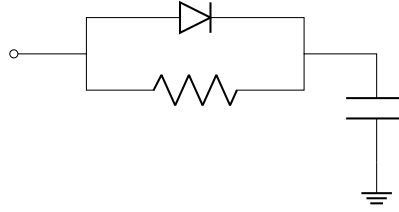


Figura 8: Circuito del snubber empleado.

Se calcula el valor máximo del capacitor, planteando que la energía entregada por la inductancia de dispersión debe ser absorbida completamente por el capacitor del snubber. De esta forma, se llega a la expresión:

$$C > L_d \frac{I_{L1}^2}{V_C^2 - \left(V_{CC} - V_o \frac{N_1}{N_2}\right)^2} = 1 \mu H \cdot \frac{15 A}{100 V^2 - (12 V - 3 \cdot 0.8 V)^2} = 23 nF \quad (5)$$

De esta forma, se selecciona $C = 35 nF$. Planteando que tres veces el tiempo característico del sistema RC debe ser menor al tiempo en que el transistor se encuentra encendido, para así descargar completamente al capacitor, se obtiene una restricción similar para la resistencia. Operando, se llega a:

$$R < \left. \frac{DT_S}{3C} \right|_{C=10 nF} = \frac{0.5}{100 kHz} \cdot \frac{1}{3 \cdot 35 nF} = 71 \Omega \quad (6)$$

Finalmente se selecciona $R = 47 \Omega$.

Para el diodo del snubber se utilizó el diodo schottky 1N5819

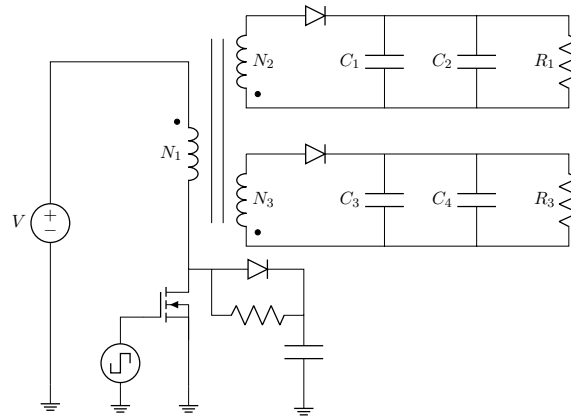


Figura 9: Circuito Flyback con snubber.

Se simuló el circuito con la integración del snubber y se observa como las oscilaciones provocadas por el modo discontinuo fueron severamente reducidas.

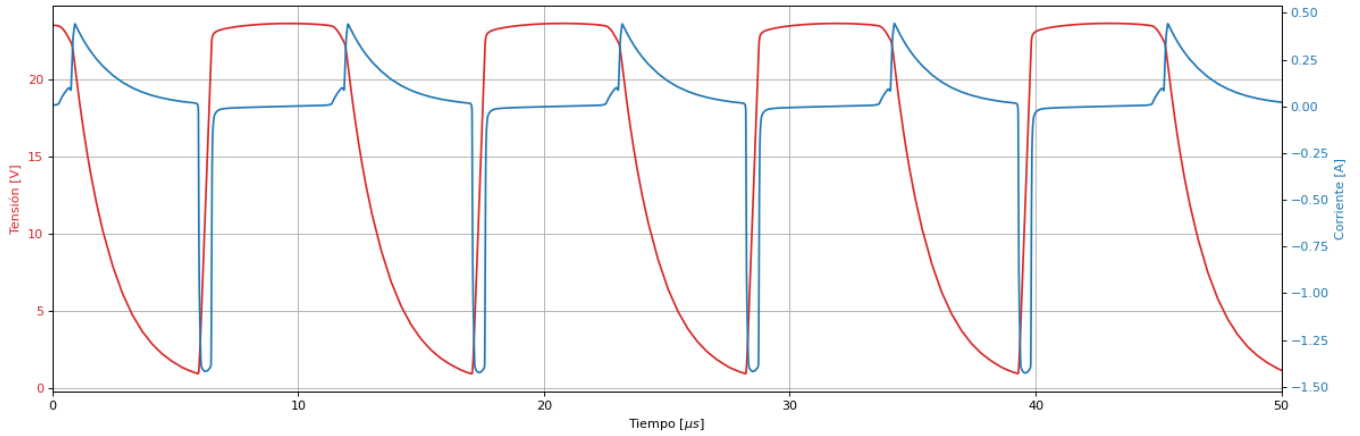


Figura 10: Tensión y corriente en el capacitor de snubber.

Aquí se observa las formas de onda de tensión y corriente sobre el capacitor del snubber una vez que fue agregado a la simulación. donde se observa que la tensión del capacitor llega a un valor máximo de $V_c \approx 25V$ y no se descarga del todo sino que llega a unos 2.5V.

2.4. Potencias

Las potencias teóricas calculadas son:

- $P_{MOS} = \frac{f_{sw}}{2} \cdot V_{sw} I_{N1-min} t_{sw2} = \frac{88 \text{ kHz}}{2} \cdot (21 \text{ V}) \cdot (400 \text{ mA}) \cdot (300 \text{ ns}) = 110 \text{ mW}$
- $P_{RSnubber} = \frac{CV_C^2 F_{sw}}{2} = 679 \text{ mW}$
- $P_{diodo} = (I_o R_d^2 + I_o V_D) D = 444.44 \text{ mA} (0.038 \Omega)^2 + 444.44 \text{ mA} 1.25 \text{ V} 0.3 + P_{Irr} = 167.31 \text{ mW}$

despreciando la corriente de reverse recovery y utilizando datos del MUR160. Las medidas en la simulación son:

- $P_{MOS} = 45 \text{ mW}$
- $P_{RSnubber} = 388.6 \text{ mW}$
- $P_{diodo} = 258.35 \text{ mW}$

Donde para el diodo se utilizó un MUR460.

2.5. Eficiencia

Se calculó la eficiencia del circuito de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{Load}}{P_d} = \frac{2 \cdot V_o^2 / R_L}{2 \cdot V_o^2 / R_L + \frac{CV_C^2 F_{sw}}{2} + \frac{f_{sw}}{2} \cdot V_{sw} \left(\frac{V_o / R_L}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1} - \frac{V_o}{2L_2 \cdot f_{sw}} \cdot (1-D) \frac{N_1}{N_2} \right) t_{sw2}} \Big|_{V_o=3V \ \& \ R_L=6.25\Omega} = 70.35 \% \quad (7)$$

Para el gráfico se tomó una resistencia mínima de 0.71Ω dado que con este valor satura el transformador y una máxima de 50Ω .

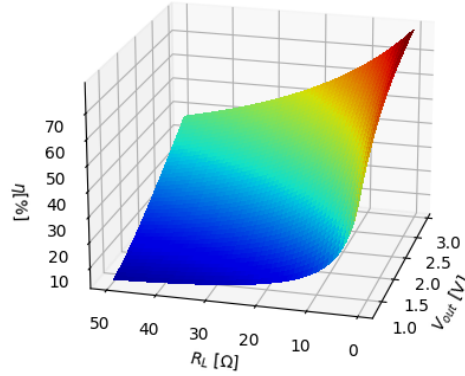


Figura 11: Eficiencia en función de la carga y tensión.

Se observa que la combinación que da la mayor eficiencia tiende mientras que la simulada corresponde a baja carga y alta tensión.

Luego se obtuvo la eficiencia en la simulación.

$$\eta = 73 \% \quad (8)$$

3. Parte III

3.1. Matrices de estado

Para obtener teóricamente la transferencia del circuito, se vale del método de variables de estado. De esta forma, se llega a las siguientes matrices:

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\frac{DR_L}{L_1} + \frac{(1-D)n^2 R_C R}{(R-R_C)L_1} & \frac{(1-D)nR}{(R-R_C)L_1} \\ -\frac{(1-D)nR}{(R-R_C)C} & -\frac{D}{(R-R_C)C} - \frac{(1-D)}{(R-R_C)C} \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbb{B} = \begin{pmatrix} -\frac{D}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbb{C} = \left(-\frac{(1-D)nRR_C}{R-R_C} \quad \frac{DR}{R+R_C} + \frac{(1-D)R}{R-R_C} \right) \quad (11)$$

$$\mathbb{D} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

Se toman los valores seleccionados en la Sección (2). Además se consideran las resistencias tanto de N_1 y de los capacitores de salida (para las cuentas se consideran los dos capacitores en paralelo como uno solo con una única ESR) siendo estos $R_L = 0.001 \Omega$ y $R_C = 0.001 \Omega$ respectivamente. De esta forma se obtiene la transferencia del sistema:

$$G(s) = \mathbb{C} (s\mathbb{I} - \mathbb{A})^{-1} \mathbb{B} = \frac{-15.75s + 3.351 \cdot 10^8}{s^2 + 3002s + 2.346 \cdot 10^9} \quad (13)$$

3.2. Compensador

Se utiliza el siguiente circuito como compensador:

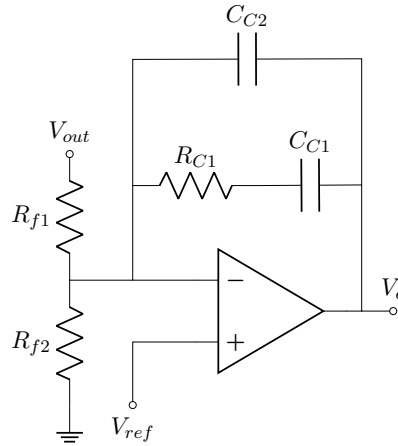


Figura 12: Circuito compensador del sistema.

La transferencia de este sistema es la siguiente:

$$H(s) = \frac{1}{R_{f1}C_{C2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{C1}C_{C1}}}{s \left(s + \frac{R_{C1} + R_{C2}}{R_{C1}C_{C1}C_{C2}} \right)} \quad (14)$$

Se emplean los siguientes valores:

- $R_{C1} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{f1} = R_{f2} = 1 \text{ k}\Omega$
- $C_{C1} = 10 \text{ nf}$
- $C_{C2} = 1 \text{ }\mu\text{f}$
- $N_2 = 1 \text{ }\mu\text{H}$

Con esos valores, el compensador queda:

$$H(s) = \frac{0.0001s + 1}{1 \cdot 10^{-7}s^2 + 0.00101s} \quad (15)$$

De esta forma, la ganancia de lazo queda de la forma:

$$T(s) = G(s) \cdot H(s) = \frac{-0.001575s^2 + 3.35 \cdot 10^4s + 3.351 \cdot 10^8}{1 \cdot 10^{-7}s^4 + 0.00131s^3 + 237.6s^2 + 2.369 \cdot 10^6s} \quad (16)$$

Con el sistema realimentado, se grafican los diagramas de Bode para la transferencia y para la ganancia de lazo T, al igual que el diagrama de polos y ceros del sistema.

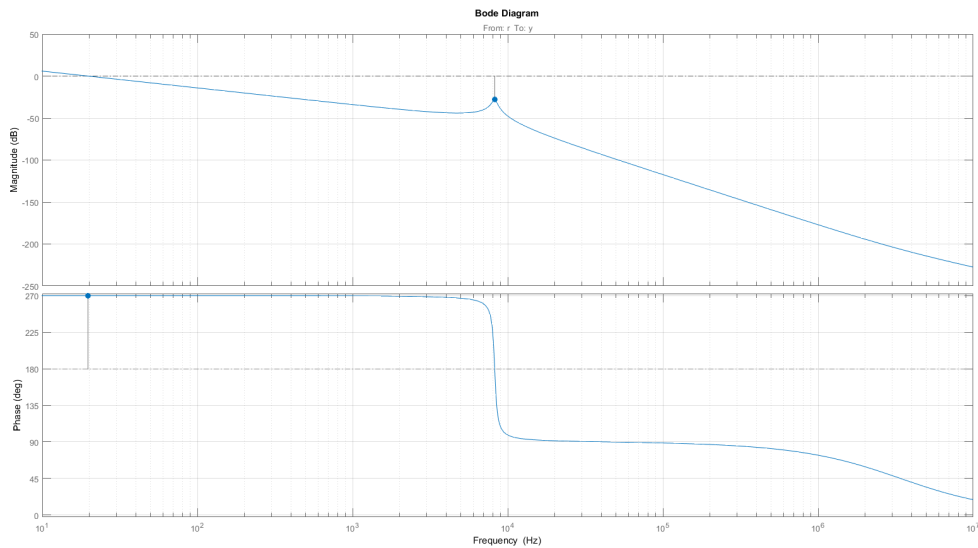


Figura 13: Diagrama de Bode transferencia.

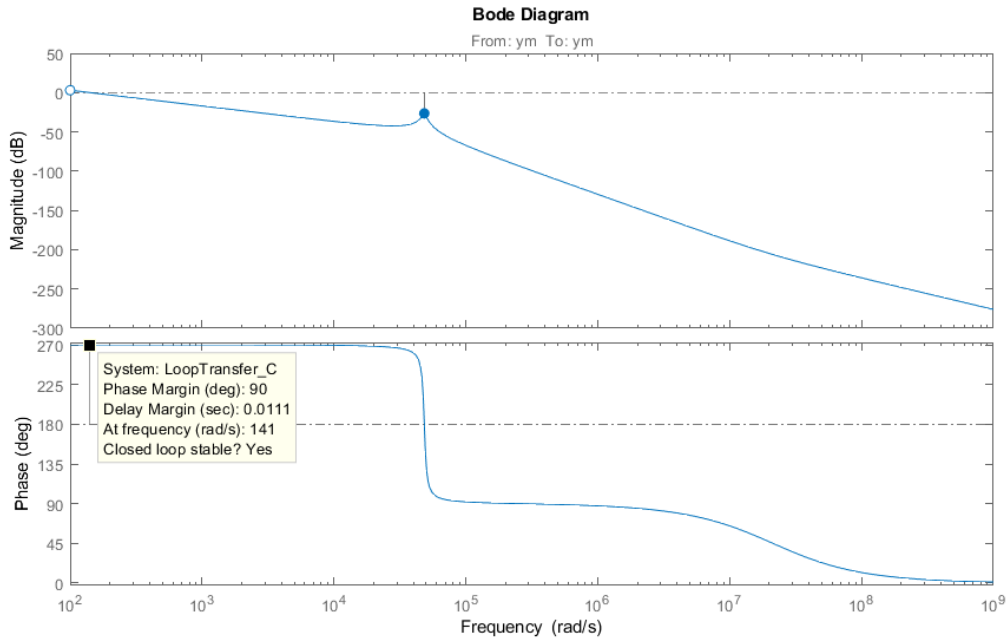


Figura 14: Diagrama de Bode ganancia de lazo.

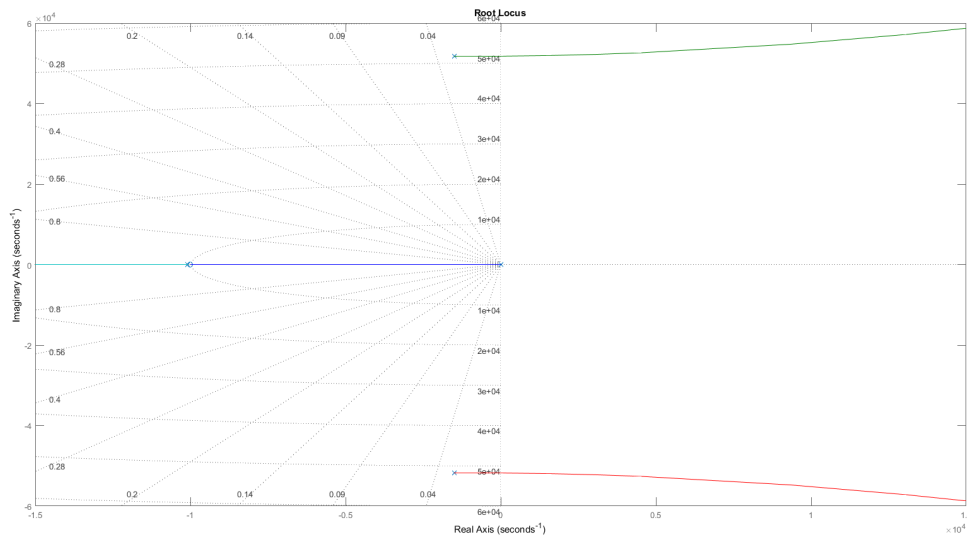


Figura 15: Plano S, diagrama de polos y ceros.

Una particularidad de la topología Flyback es la existencia de un cero en el semiplano derecho. En líneas generales, si

$$|T| \gg 1 \Rightarrow \frac{V_o}{V_{ref}} \approx \frac{1}{\beta} = 0.5 \Rightarrow V_o \approx 0.5 \cdot V_{ref} \quad (17)$$

En el diseño del realimentador se tuvieron en cuenta diversos lugares para colocar una resistencia variable. Esta podría ser en R_{f1} , R_{f2} o simplemente se podría variar la V_{ref} .

El problema que se encontró con poner la variable en R_{f2} es que la variación de salida con esta resistencia resulta homográfica, siendo preferible que sea lineal. Es por ello que esta opción quedó descartada. Finalmente se optó por variar únicamente la tensión de V_{ref} .

Debido a que los potenciómetros cuentan con una inductancia parásita considerable y, dado que este es el realimentador, se podrían introducir polos ó ceros indeseados al sistema empleando dicho componente.

3.3. Simulaciones

Finalmente se realizó la simulación a lazo cerrado y se obtuvieron las siguientes curvas:

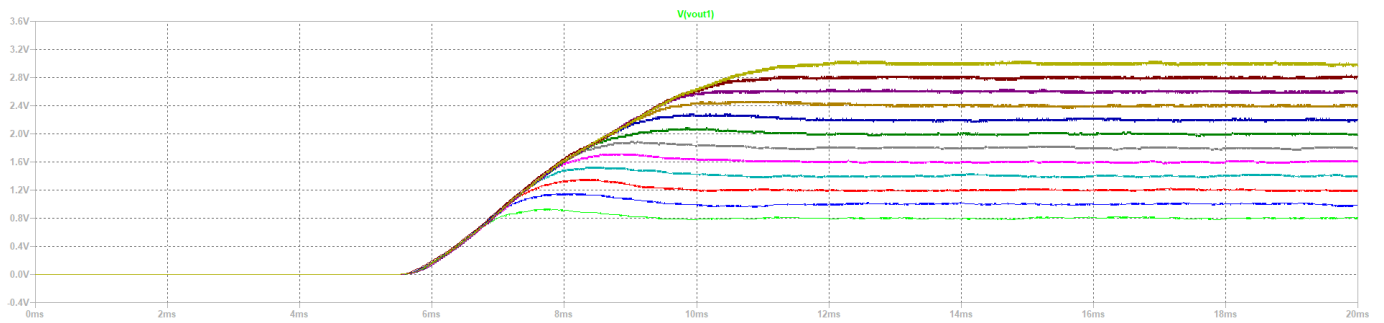


Figura 16: Variación de tensión de salida.

Al igual se midieron todas las curvas relevantes del sistema:

En el caso de la tensión de salida, se observa un ripple del 2 %.

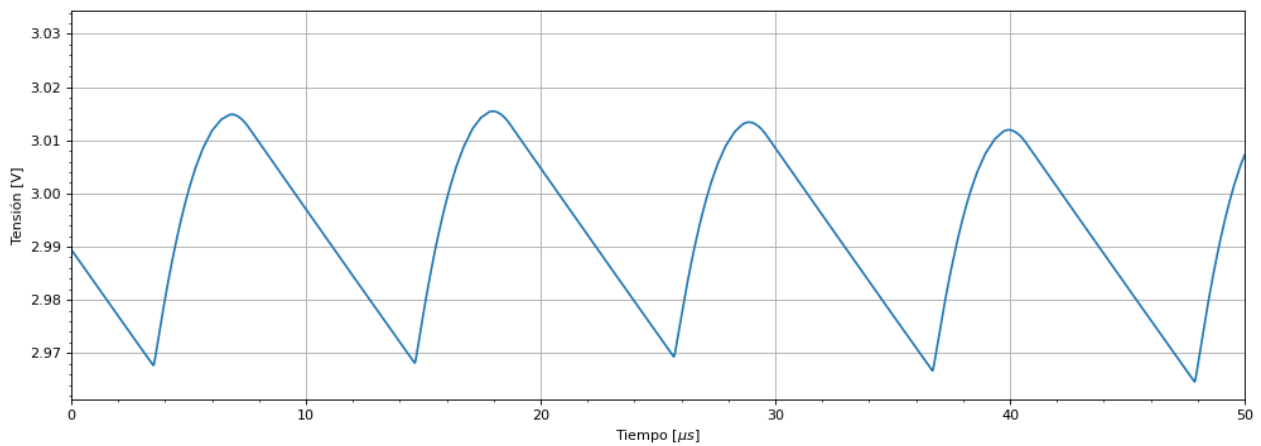


Figura 17: Tensión de salida.

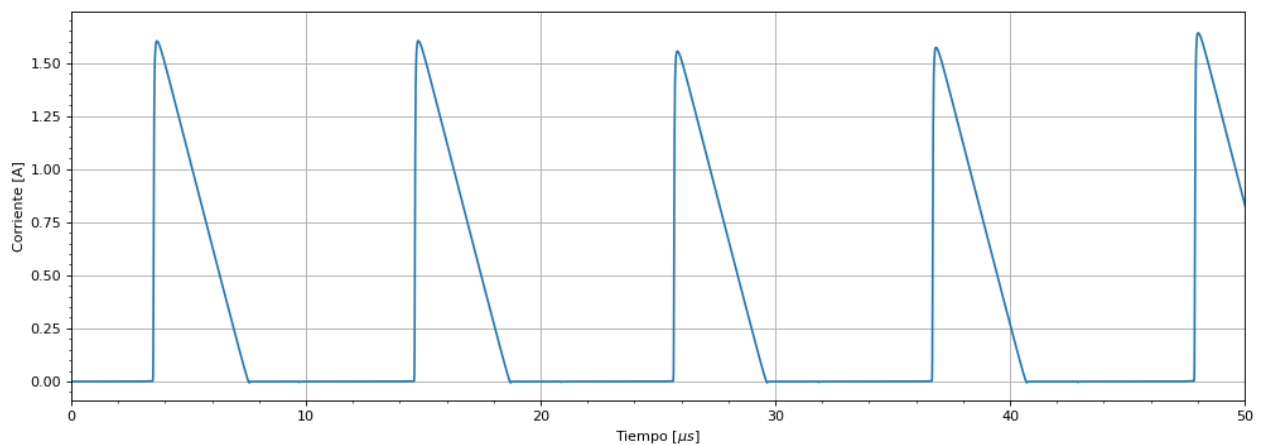


Figura 18: Corriente del diodo.

Se puede observar en esta simulación y todas las siguientes, que se produce una pequeña oscilación proveniente del nodo de switching, la cual se propaga al resto del circuito mediante la relación de transformación. El origen de estas oscilaciones se debe a la pérdida de energía total en el campo magnético del transformador la cual antes provocaba que se polarice el diodo del secundario

en directa. Al acabarse la energía del núcleo y polarizándose débilmente al diodo en inversa, circula la corriente de reverse recovery del diodo por el secundario, inyectándose por la relación de transformación al primario, y finalmente produciendo oscilaciones entre la inductancia del primario y la capacitancia de salida del transistor.

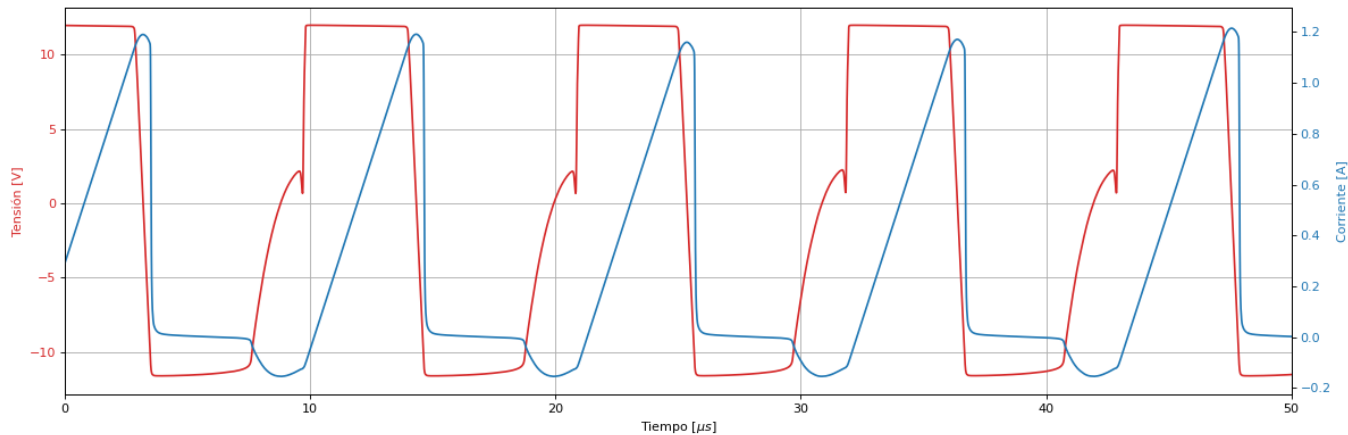


Figura 19: Tensión y corriente del primario.

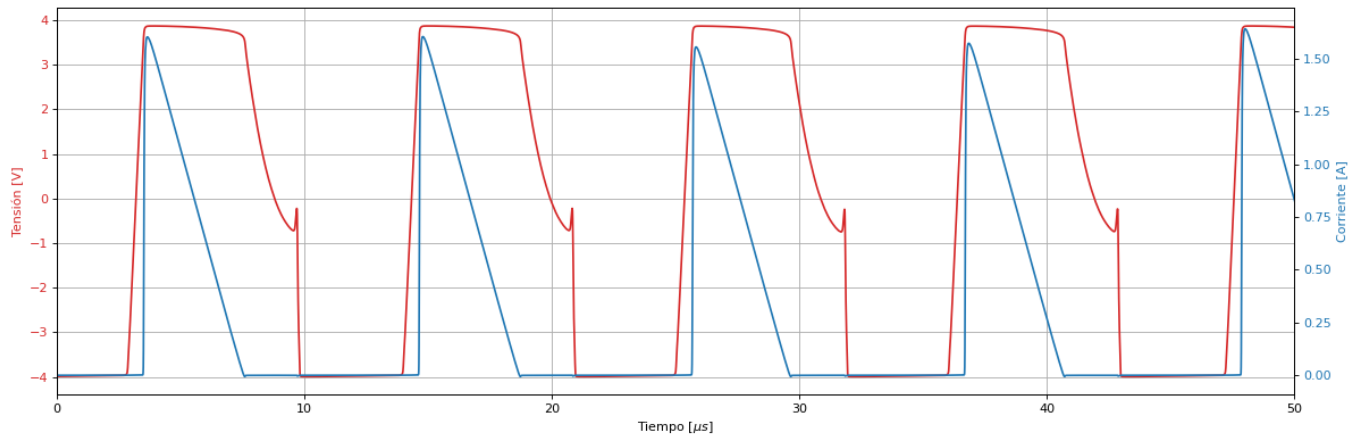


Figura 20: Tensión y corriente del secundario.

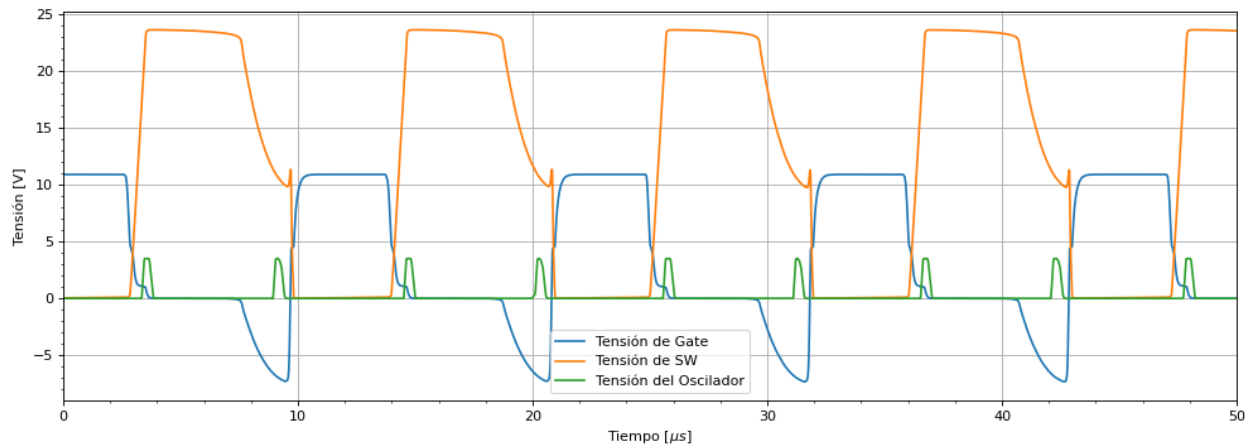


Figura 21: Tensión de Gate y del Switch.

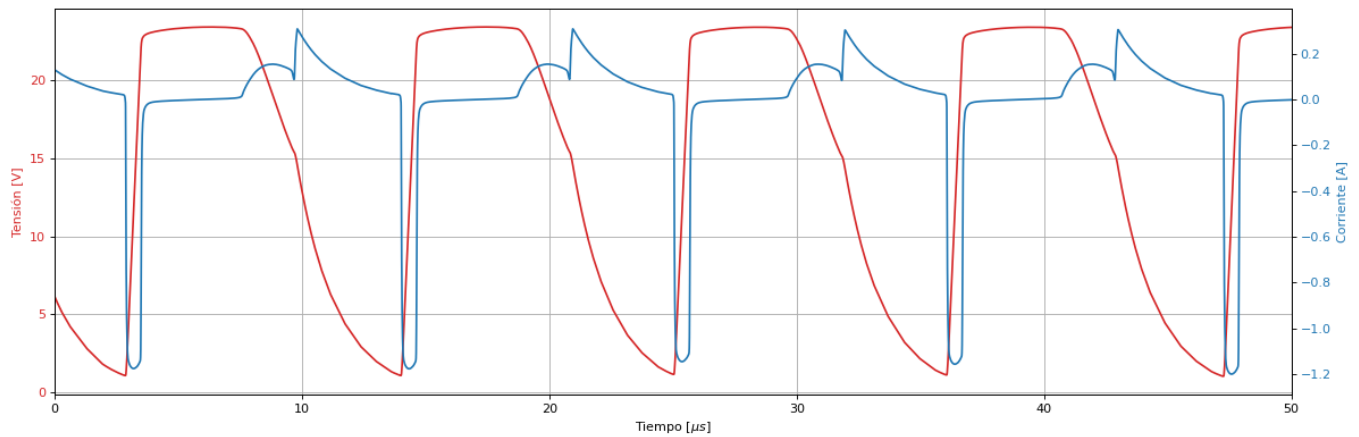


Figura 22: Tensión y corriente en el capacitor de snubber.

4. Parte IV

4.1. Diseño de placa

Se diseñó la placa en multiperforada, teniendo la posibilidad de medir la tensión en los pines de compensación, drain, gate, primario, secundario y en el pin no inversor. También es posible cambiar la carga del circuito, y la tensión de salida.

Se colocaron a la salida varios capacitores en paralelo, teniendo distintas tecnologías (electrolíticos, cerámicos) para bajar la ESR, al igual que para subir la capacidad de salida.

El sistema, si bien fue diseñado en modo continuo, trabaja en modo discontinuo debido a la baja corriente de salida que es pedida por la carga. Aún si se quisiese, no podría trabajar en modo continuo debido a que la corriente necesaria para que este trabaje en modo continuo resultaría en la saturación del transformador lo cual no es deseable.

4.2. Mediciones

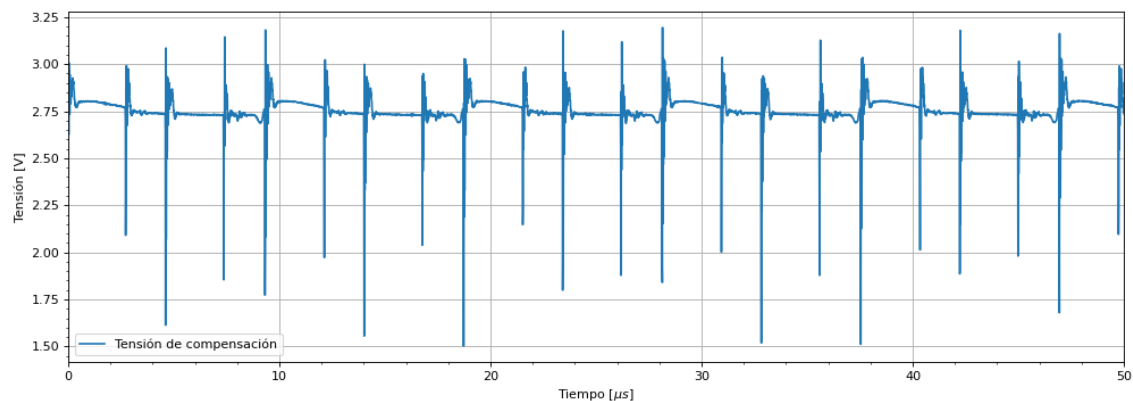


Figura 23: Tensión de compensación.

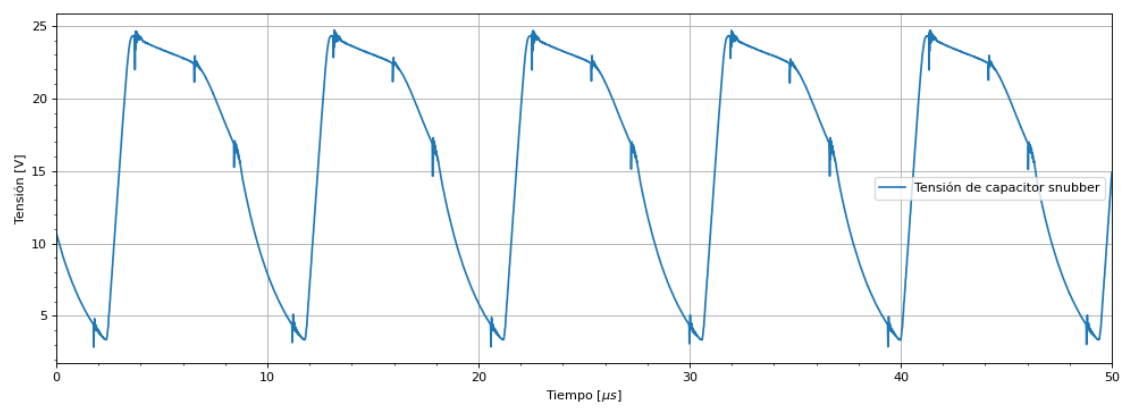


Figura 24: Tensión de capacitor de snubber.

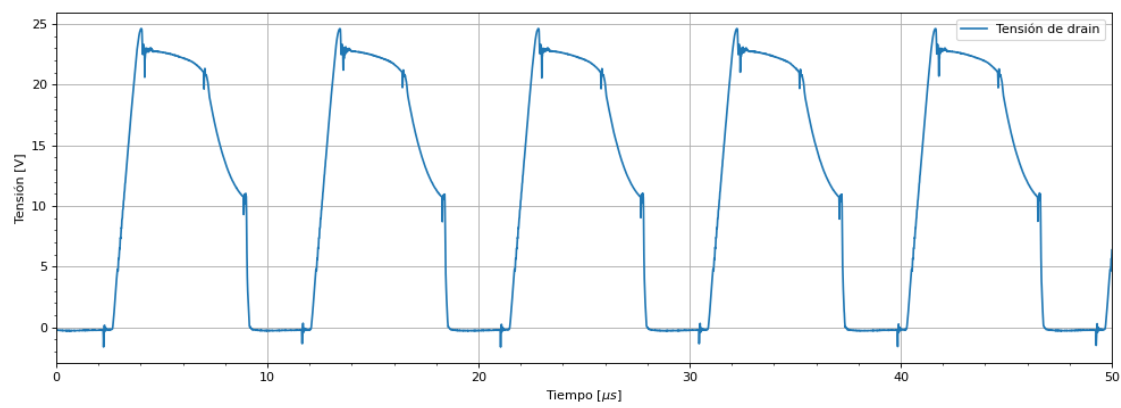


Figura 25: Tensión de drain.

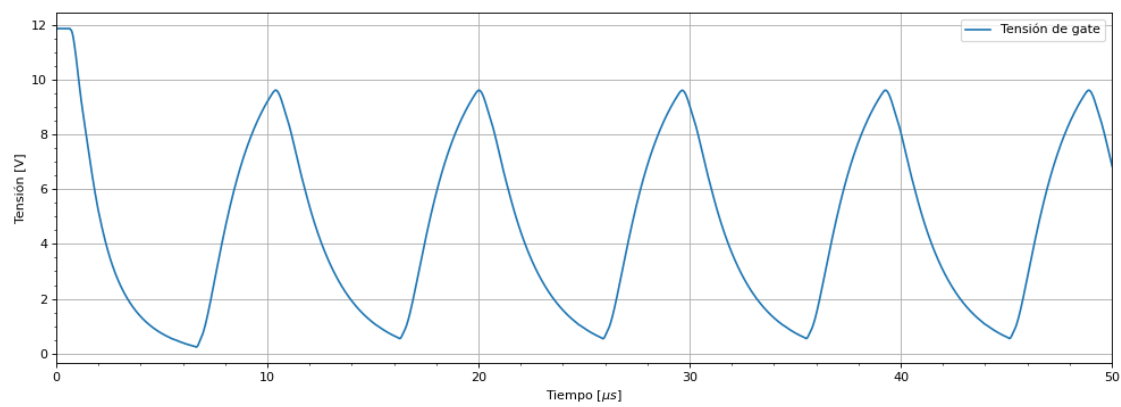


Figura 26: Tensión de gate.

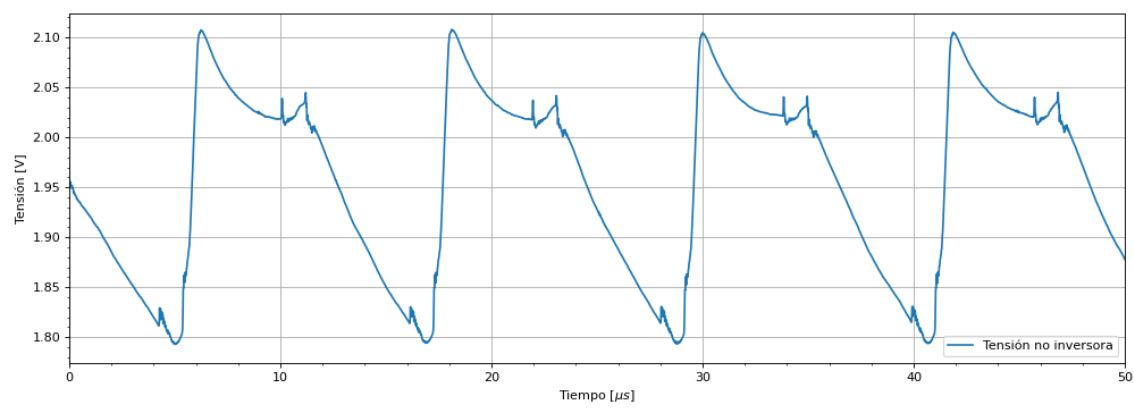


Figura 27: Tensión no inversora.

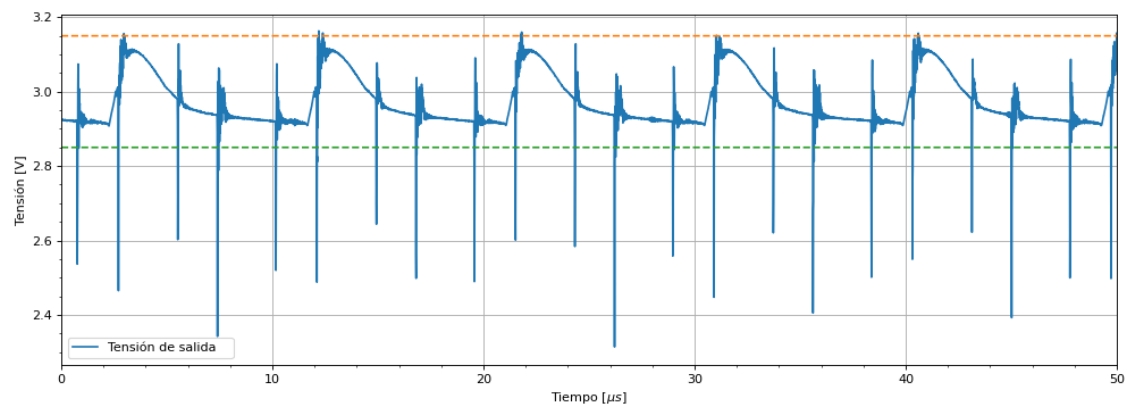


Figura 28: Tensión de salida.

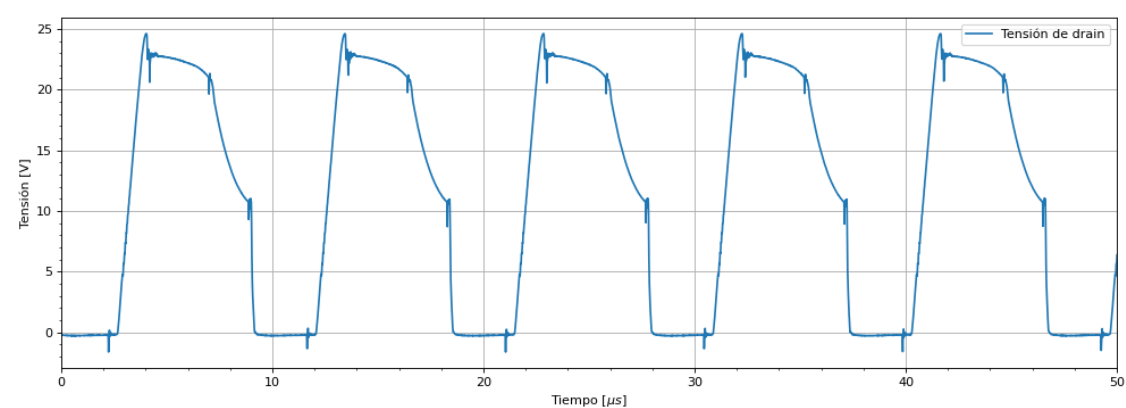


Figura 29: Tensión de drain.

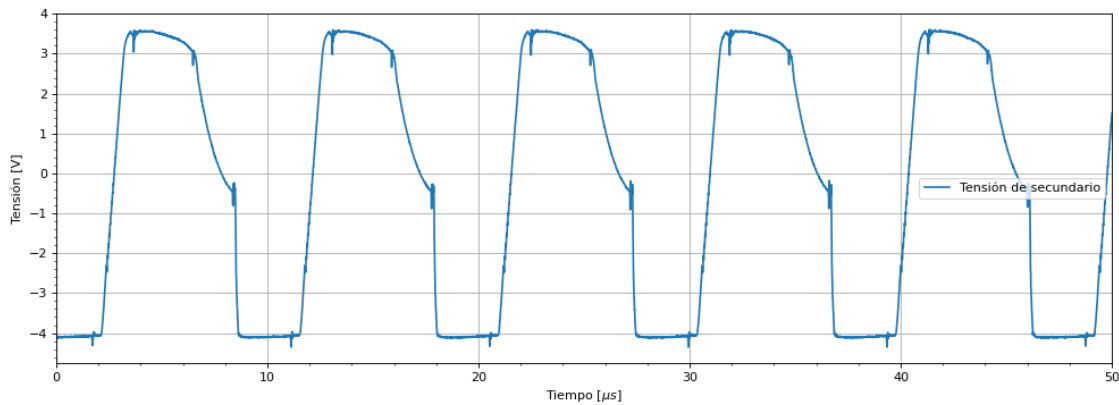


Figura 30: Tensión de secundario.

5. Conclusiones

Se obtuvo conocimiento del funcionamiento del IC SG3525, tanto de su funcionamiento interno como de sus funcionalidades. Además, se obtuvieron conocimientos prácticos en el armado de un circuito que permite variar tanto la frecuencia como el duty del generador de pulsos.

Se pudo simular en LTSpice el circuito y se calculó un snubber para este, midiendo su eficiencia (variando tanto carga como tensión de salida) y comparando tanto los valores teóricos con simulados. También se modeló la función transferencia de la fuente Flyback mediante el uso de la promediación de variables de estados. Obteniendo la función transferencia, una particularidad de la topología Flyback es la existencia de un cero en el semiplano derecho. Lo cual trae el problema de que este cero querrá traer los polos al semiplano derecho, así provocando inestabilidad.

Para asegurar estabilidad se diseñó un compensador para ubicar los polos en un sector que asegure estabilidad del sistema, así cerrando el lazo de realimentación en una configuración no inversora. Obteniendo la ganancia de lazo, se obtuvo su diagrama de Bode de allí el margen de fase, que es un valor clave al analizar la estabilidad del sistema. al igual que el diagrama de polos y ceros.

Se diseñó un compensador Finalmente se implementó en una placa multiperforada.

Se realizó el diseño de un convertidor DC-DC topología Flyback realimentado exitosamente, con 2 salidas simétricas y la posibilidad de variar la tensión entre un rango de 0.8 V a 3 V, con una tensión de referencia, la cual podría ser reemplazada por un potenciómetro conectado entre la tensión de referencia del SG3525, el pin no inversor y masa.