

# 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

<b>1. Parte I</b>	<b>2</b>
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
<b>2. Parte II</b>	<b>2</b>
2.1. Diseño del sistema	2
2.2. Simulaciones	3
2.3. Snubber	6
2.4. Potencias	7
2.5. Eficiencia	8
<b>3. Parte III</b>	<b>8</b>
3.1. Matrices de estado	8
3.2. Compensador	9
3.3. Simulaciones	11
<b>4. Parte IV</b>	<b>14</b>
4.1. Diseño de placa	14
4.2. Mediciones	15
<b>5. Conclusiones</b>	<b>18</b>

## 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 ( $\sim 200$  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  $68 \text{ pF}$ ). 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.

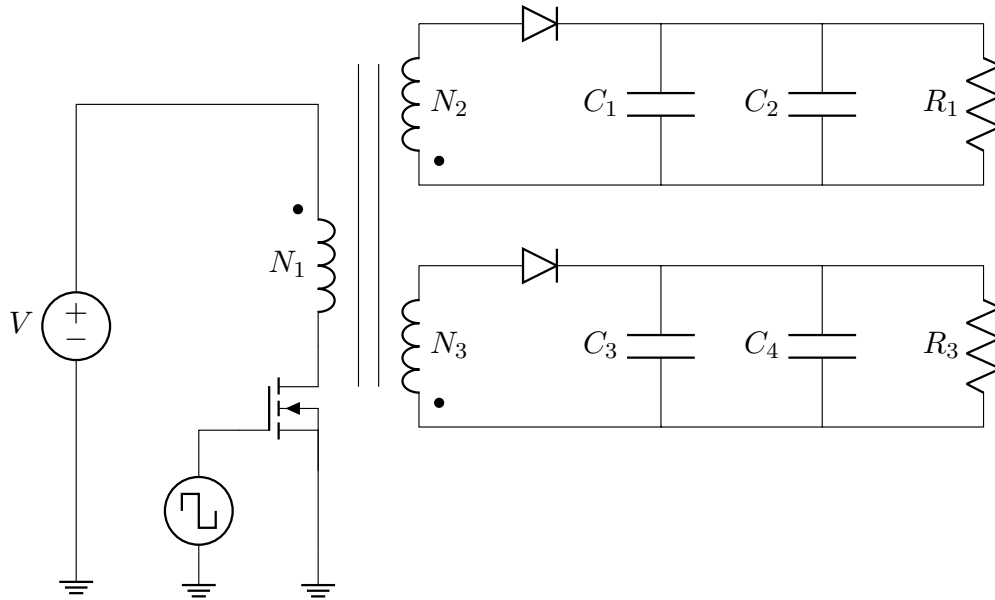


Figura 1: Circuito del snubber empleado.

## 2.2. Simulaciones

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

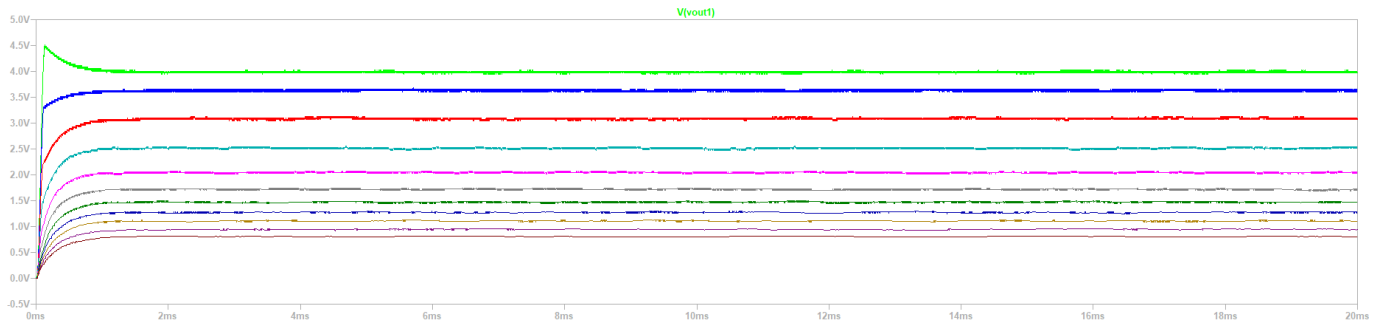


Figura 2: Variaciones en la  $V_{out}$  al cambiar la  $V_{comp}$ .

Para la tensión que provoca la máxima corriente de salida se obtuvieron los siguientes gráficos: Aquí se puede ver la tensión de salida con un ripple inferior al 2.3 %

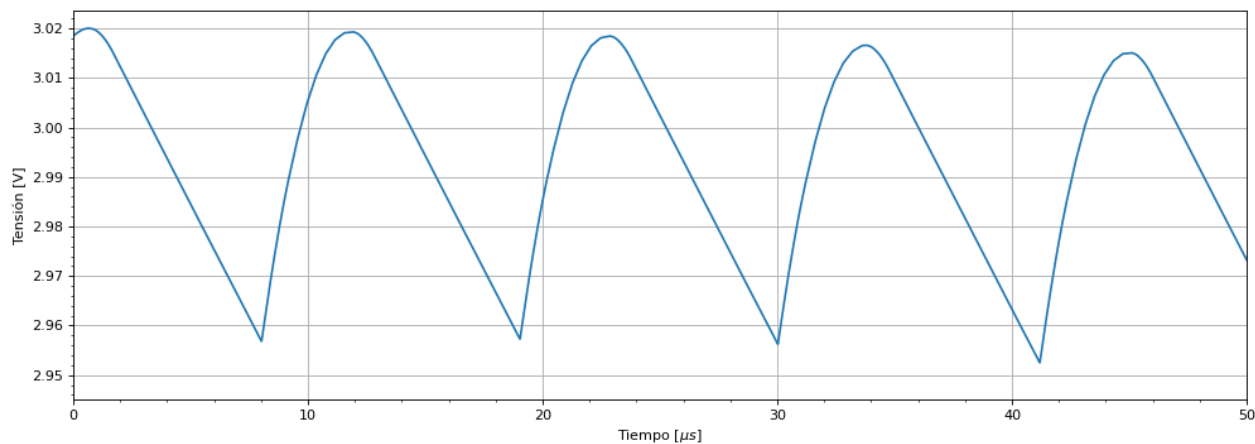


Figura 3: Tensión de salida.

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

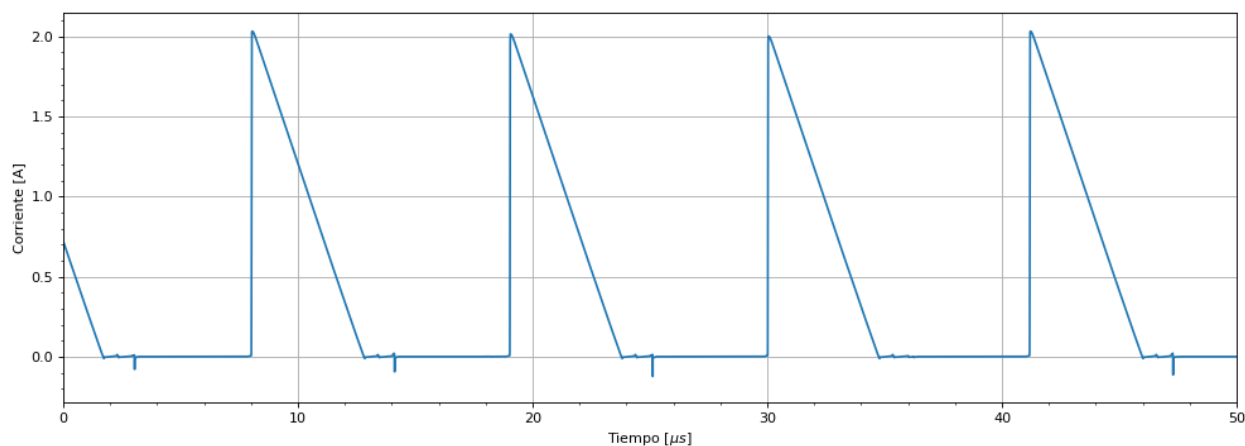


Figura 4: Corriente del diodo de salida.

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.

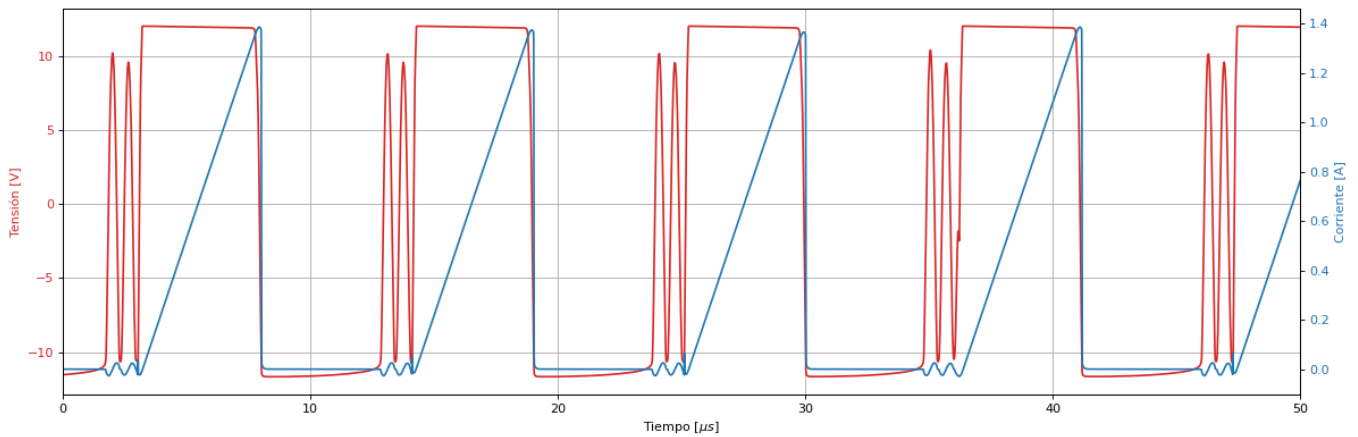


Figura 5: Tensión y corriente del primario.

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

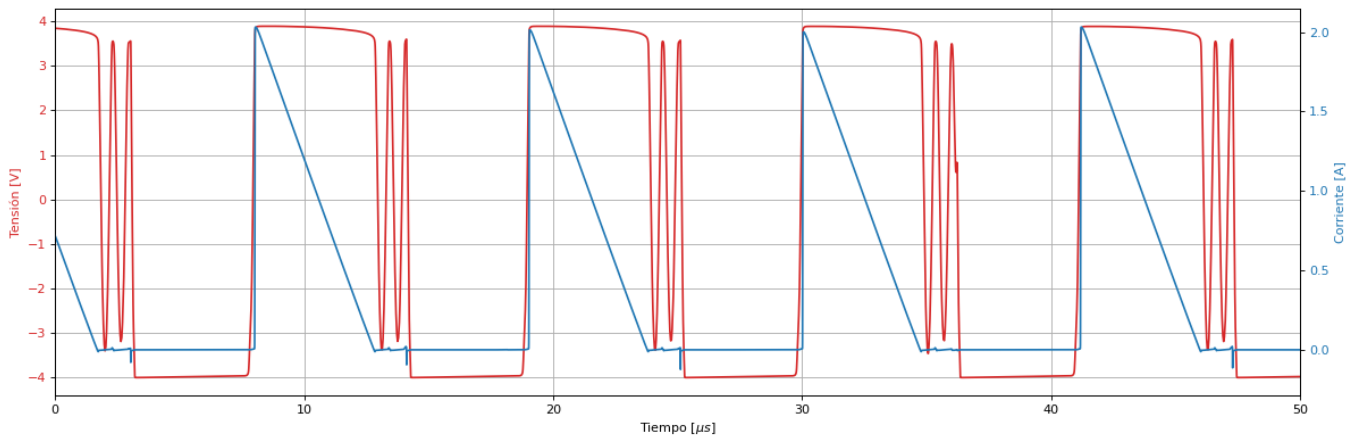


Figura 6: Tensión y corriente del secundario.

Aquí se ve la tensión de compensación del SG3525.

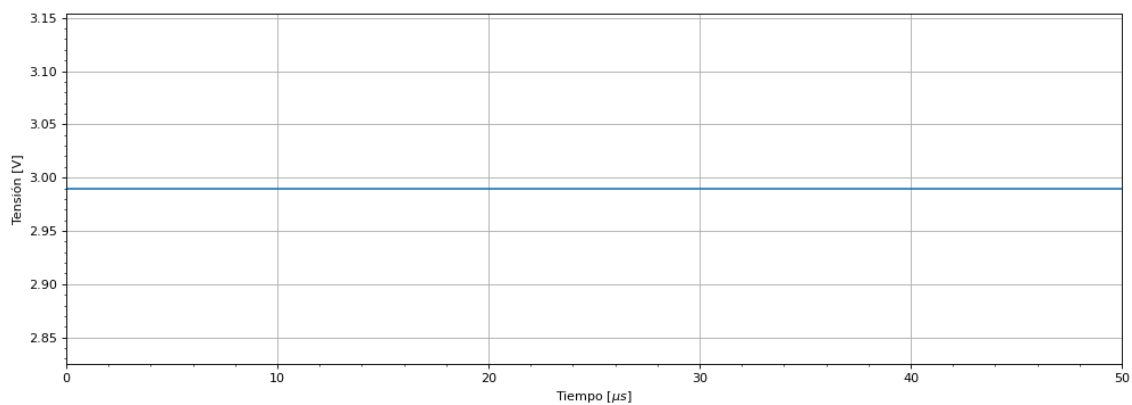


Figura 7: Tensión de compensación.

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,  $V_d$  más 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.

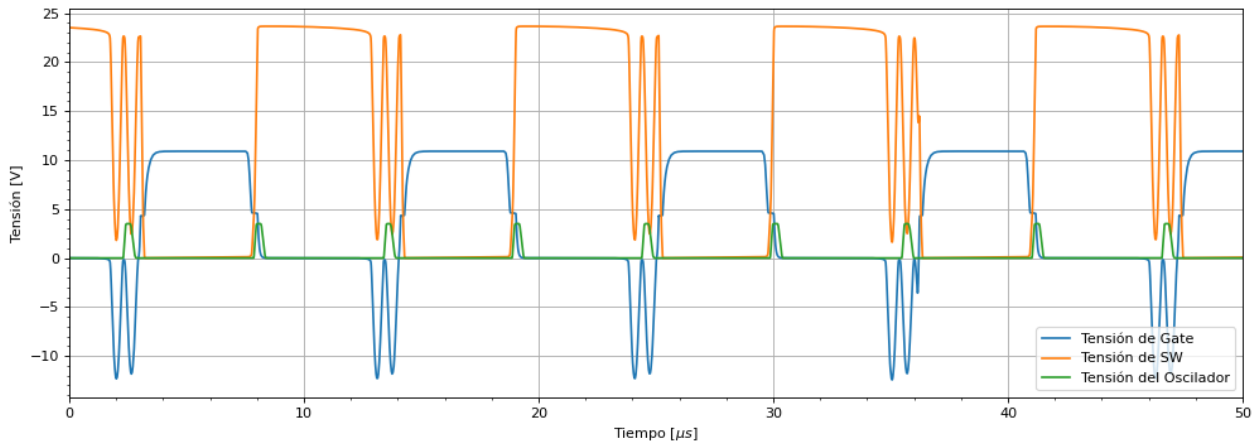


Figura 8: Tensión de Gate y del Switch.

### 2.3. Snubber

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

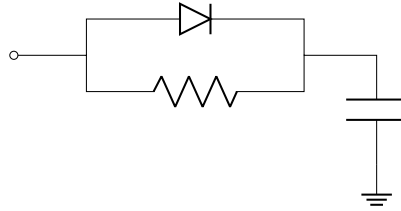


Figura 9: Circuito del snubber empleado.

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:

$$R < \left. \frac{DT_S}{3C} \right|_{C=10 nF} = \frac{0.3}{100 kHz} \cdot \frac{1}{3 \cdot 35 nF} = 29 \Omega \quad (6)$$

Finalmente se selecciona  $R = 47 \Omega$ .

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

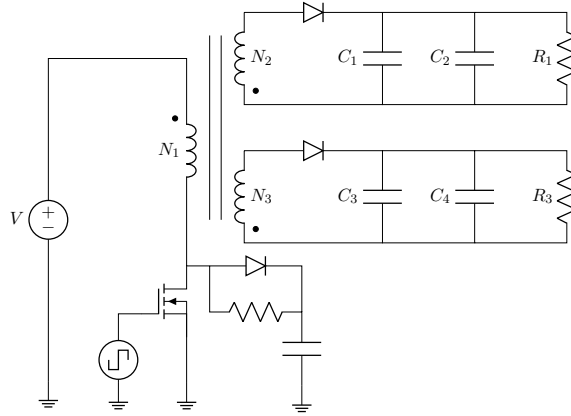


Figura 10: Circuito Flyback con snubber.

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

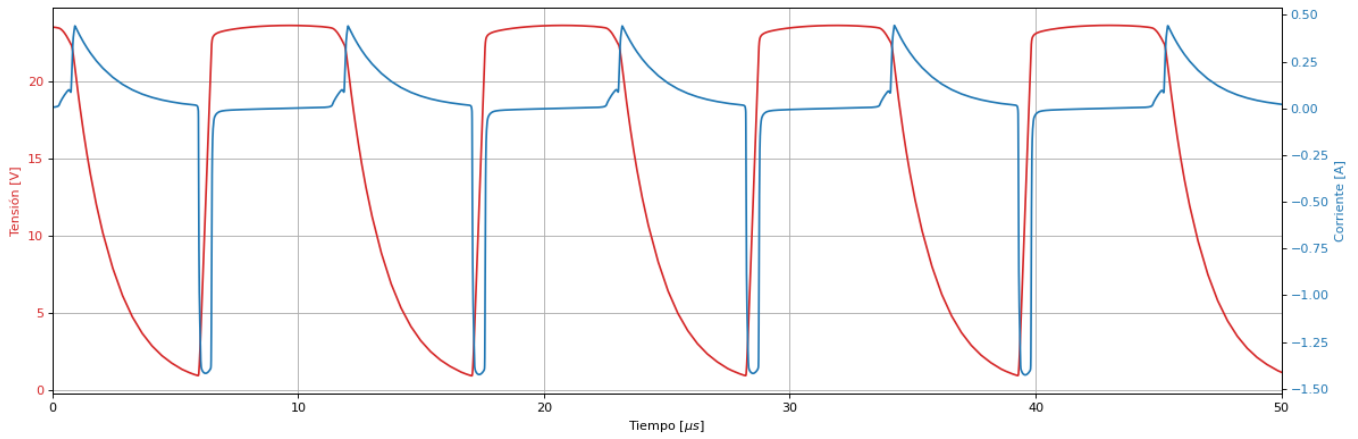


Figura 11: Tensión y corriente en el capacitor de snubber.

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:

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

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

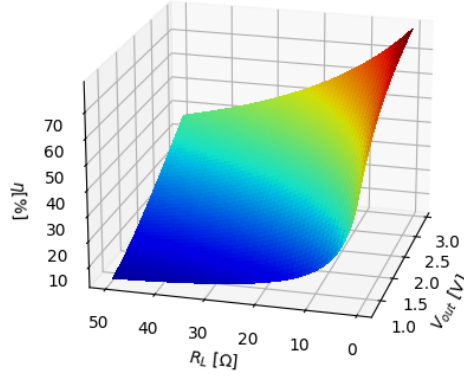


Figura 12: Eficiencia en función de la carga y tensión.

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:

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\frac{DR_1}{L_1} + \frac{(1-D)n^2 R_C R}{(R-R_C)L_1} & \frac{(1-D)nR}{(R-R_C)L_1} \\ -\frac{(1-D)nR}{(R-R_C)C} & -\frac{D}{(R-R_C)C} - \frac{(1-D)}{(R-R_C)C} \end{pmatrix} \quad (9)$$

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

$$\mathbb{C} = \begin{pmatrix} -\frac{(1-D)nRR_C}{R-R_C} & \frac{DR}{R+R_C} + \frac{(1-D)R}{R-R_C} \end{pmatrix} \quad (11)$$

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

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:

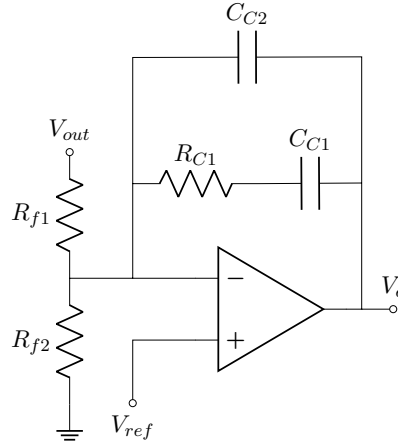


Figura 13: Circuito compensador del sistema.

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:

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

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.

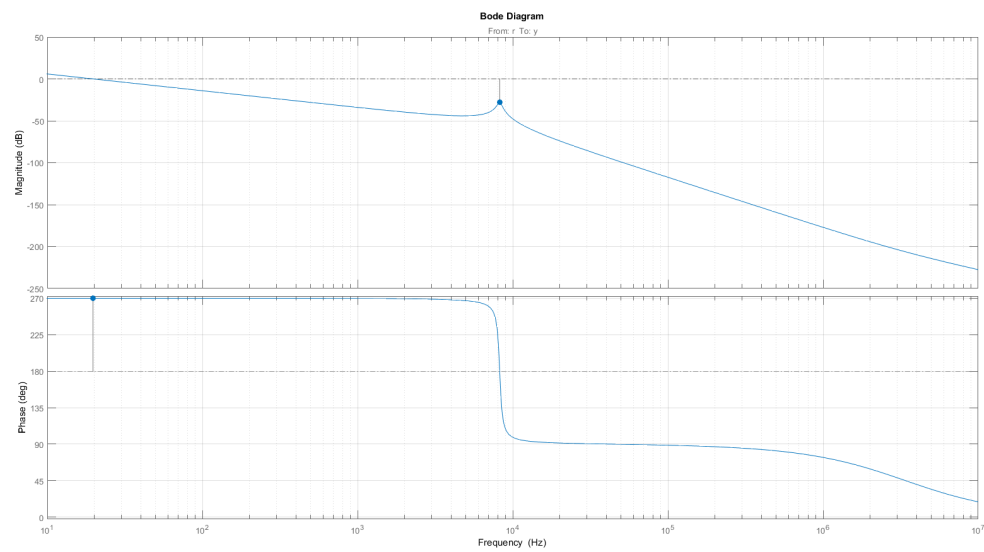


Figura 14: Diagrama de Bode transferencia.

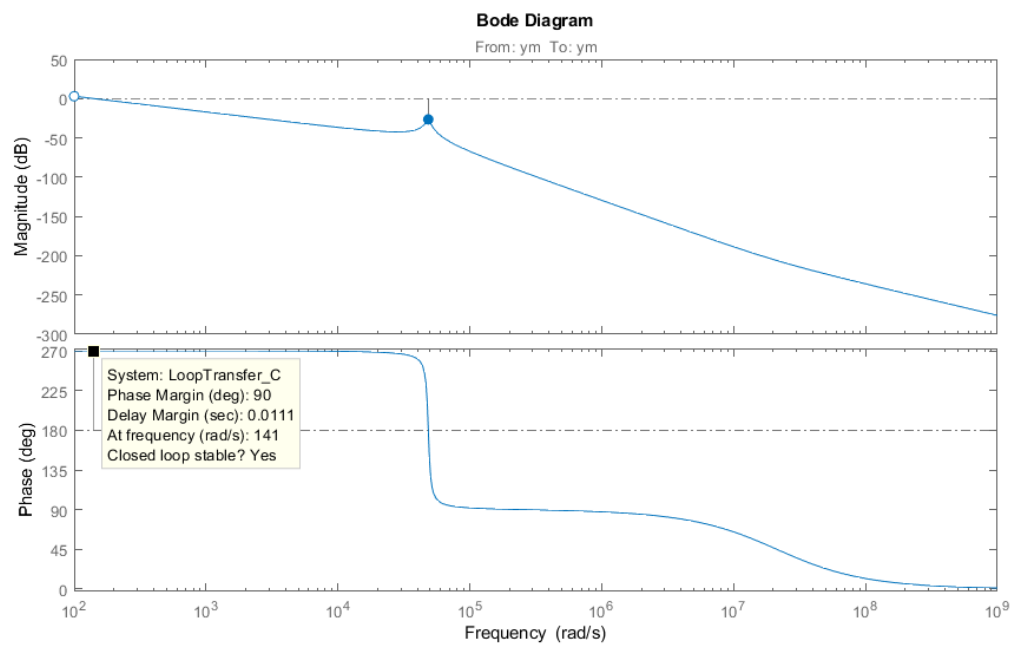


Figura 15: Diagrama de Bode ganancia de lazo.

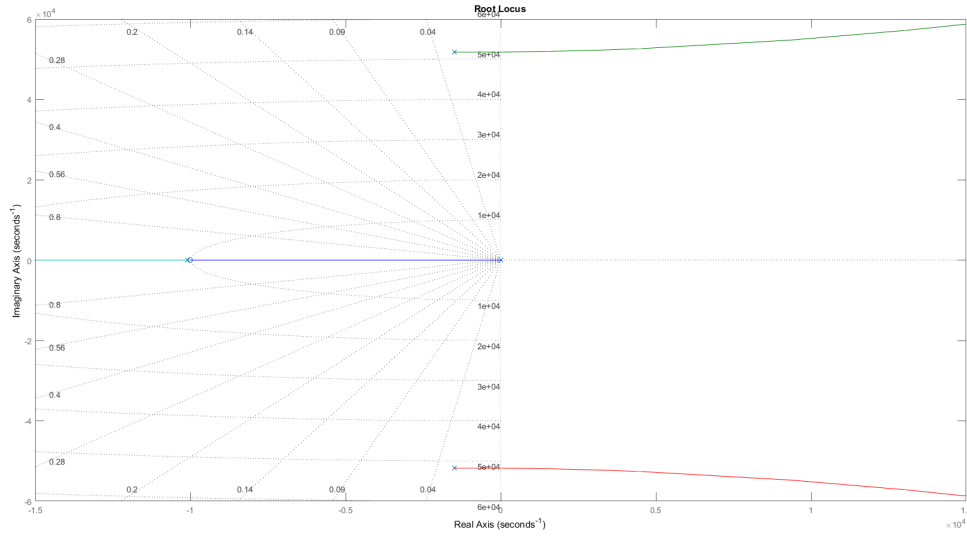


Figura 16: Plano S, diagrama de polos y ceros.

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:

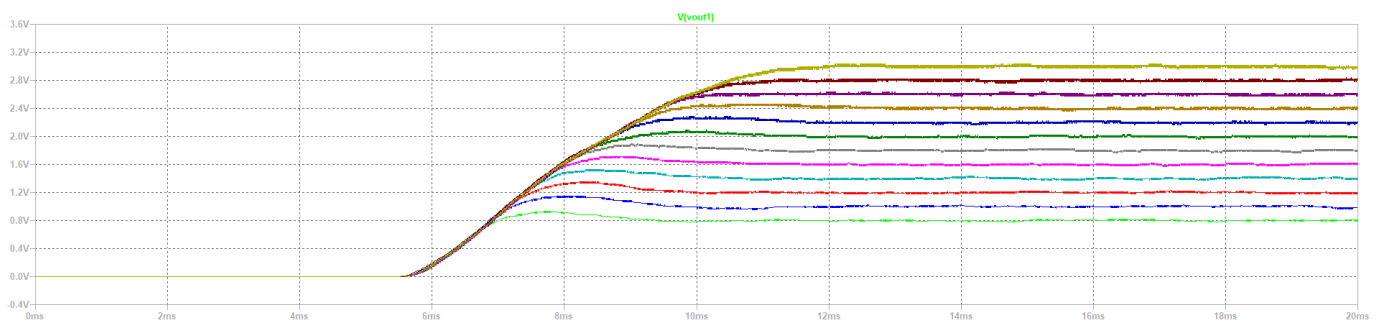


Figura 17: Variación de tensión de salida.

Al igual se midieron todas las curvas relevantes del sistema:

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

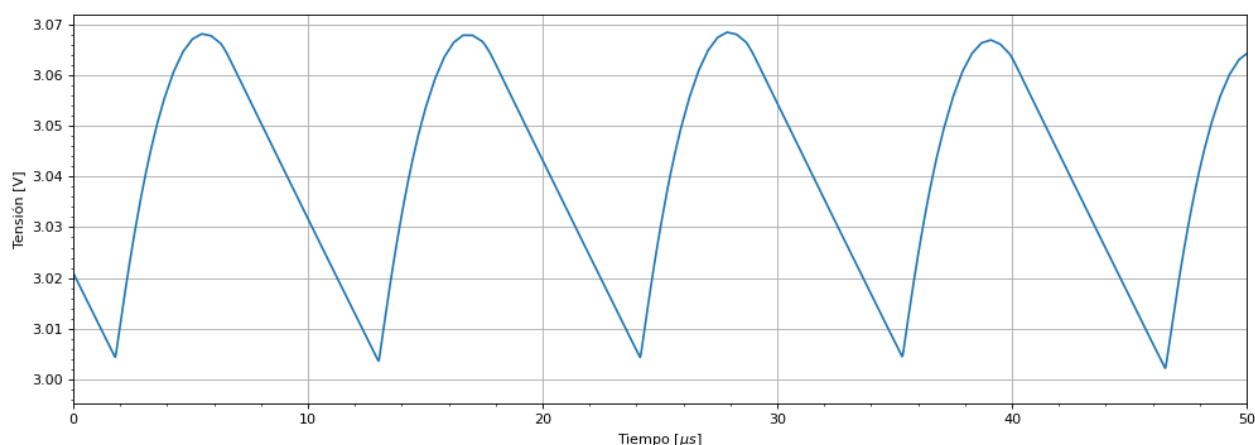


Figura 18: Tensión de salida.

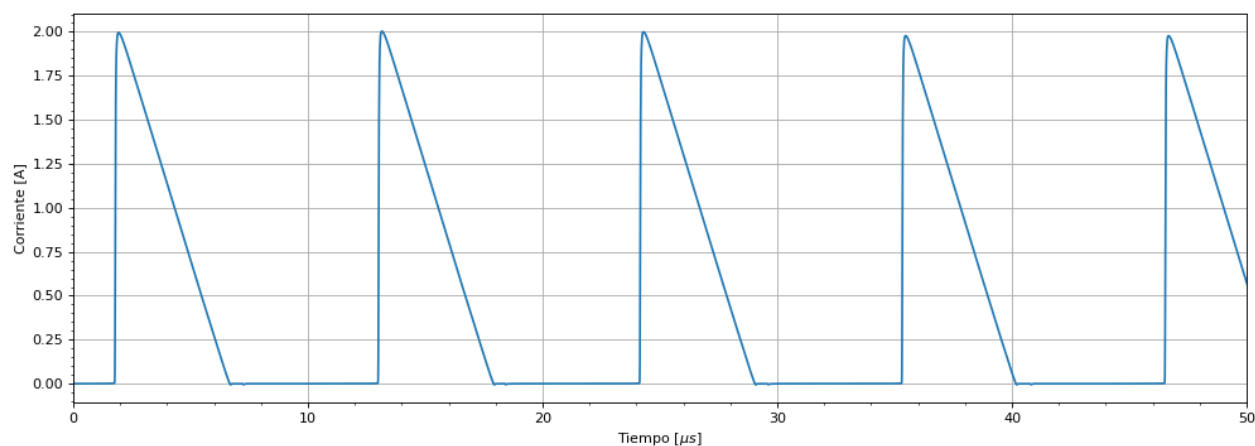


Figura 19: Corriente del diodo.

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.

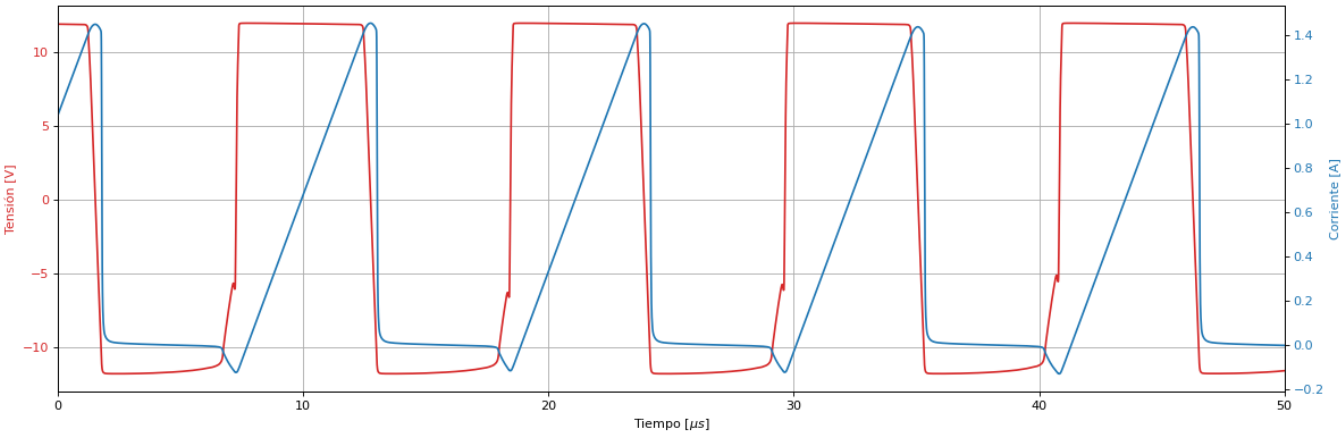


Figura 20: Tensión y corriente del primario.

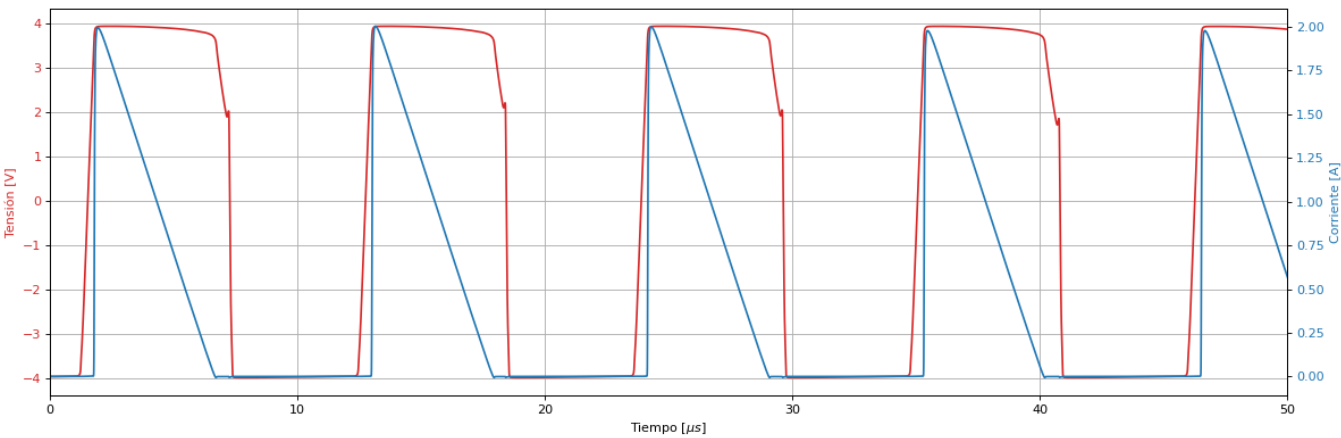


Figura 21: Tensión y corriente del secundario.

Aquí se ve la tensión de compensación del SG3525 realimentado.

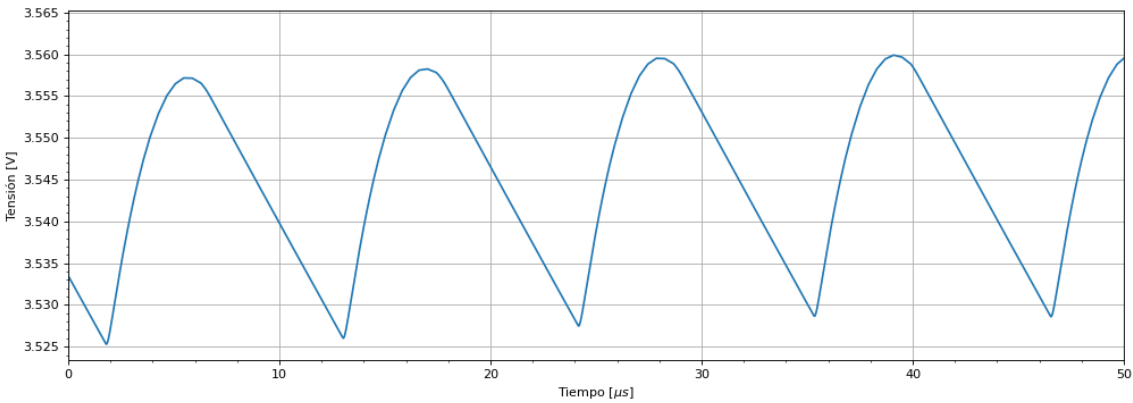


Figura 22: Tensión de compensación.

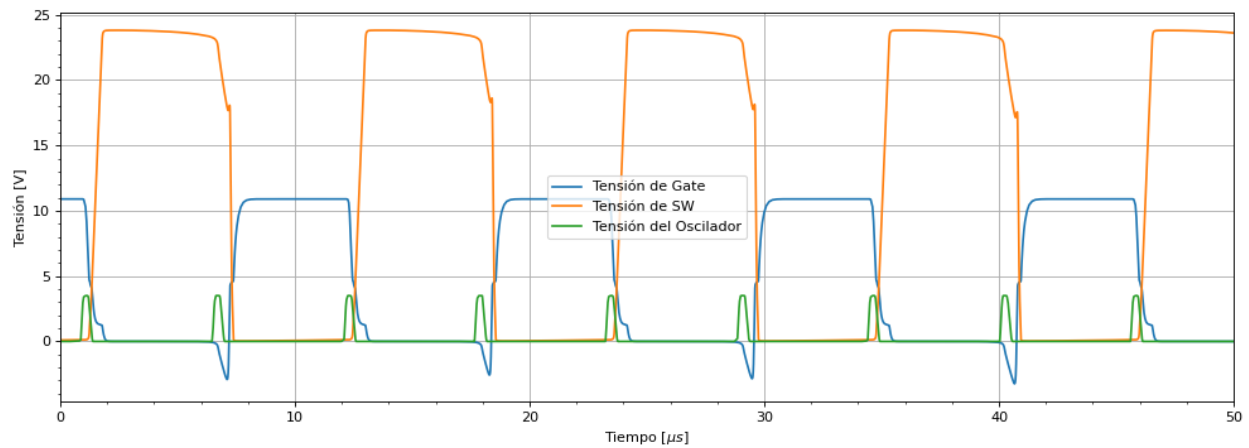


Figura 23: Tensión de Gate y del Switch.

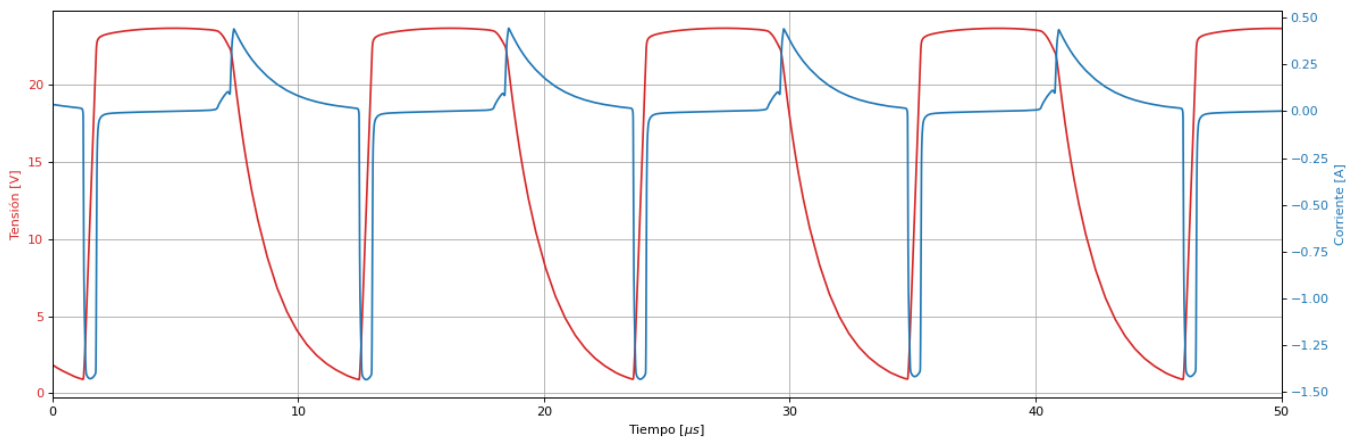


Figura 24: Tensión y corriente en el capacitor de snubber.

Finalmente vale la pena mencionar la desaparición casi completa de las grandes oscilaciones que se observaban en la sección anterior, esto se debe a la introducción del circuito 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 continua resultaría en la saturación del transformador lo cual no es deseable.

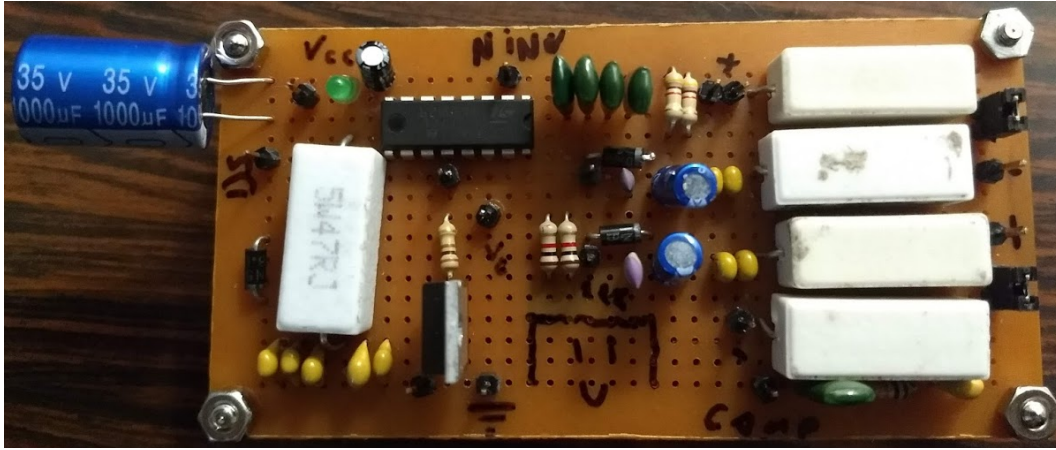


Figura 25: Tensión de compensación.

## 4.2. Mediciones

Lo primero que vemos en la tensión de compensación que a diferencia de (??) este cuenta con un valor menor debido a que se tiene una  $V_{ref}$  distinta para obtener la salida deseada.

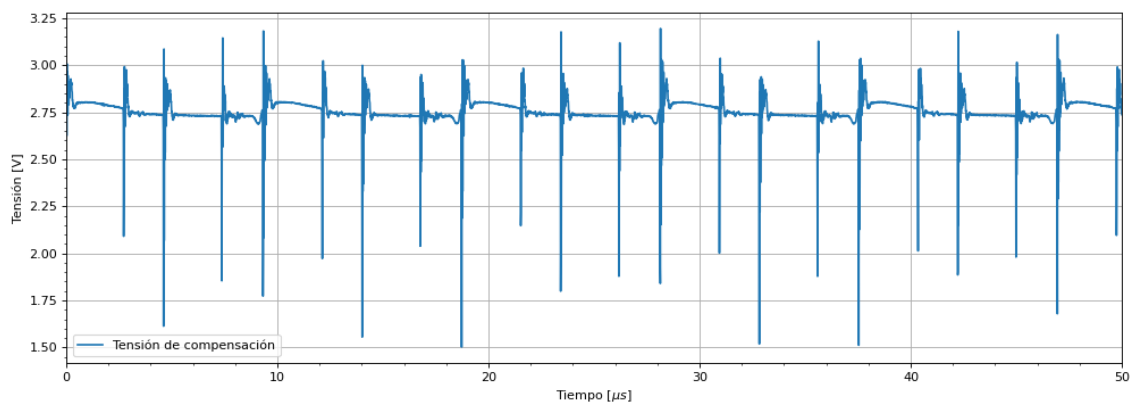


Figura 26: Tensión de compensación.

Se puede observar que la tensión en el capacitor de snubber efectivamente no se llega a descargar por completo debido a la selección de la resistencia de snubber limitado a la disponibilidad de componentes.

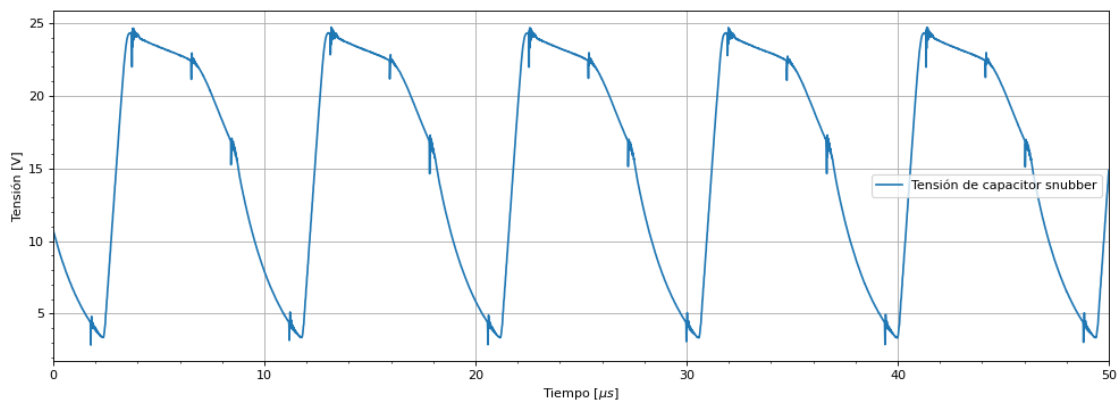


Figura 27: Tensión de capacitor de snubber.



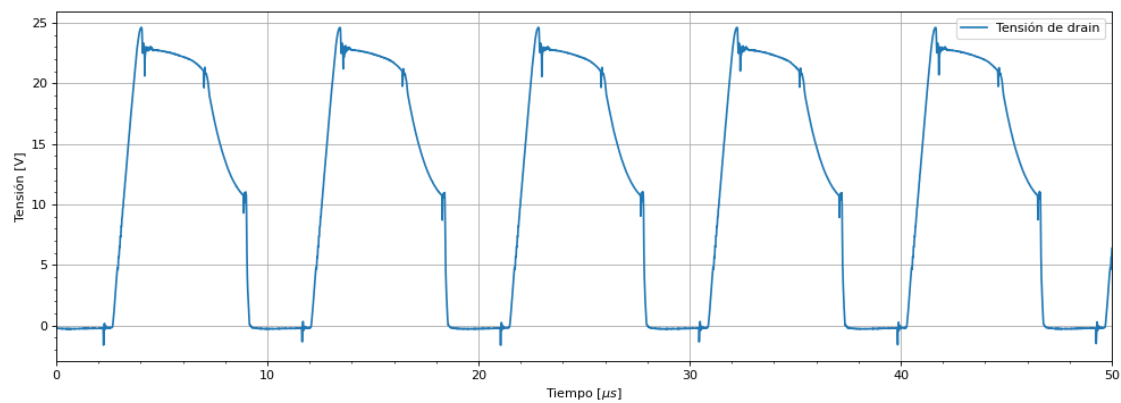


Figura 28: Tensión de drain.

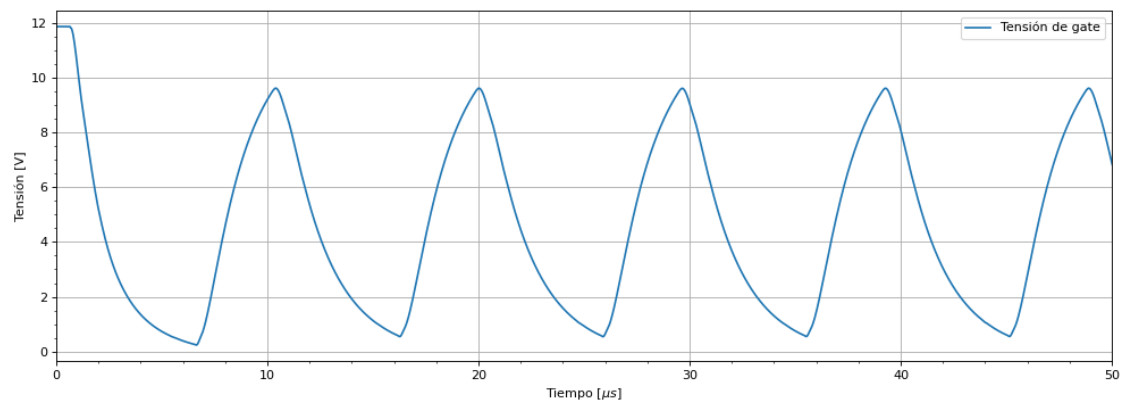


Figura 29: Tensión de gate.

Aquí se ve el terminal no inversor, la variación en la forma de onda se debe a la incapacidad del analog en mantener una tensión constante de 2V.

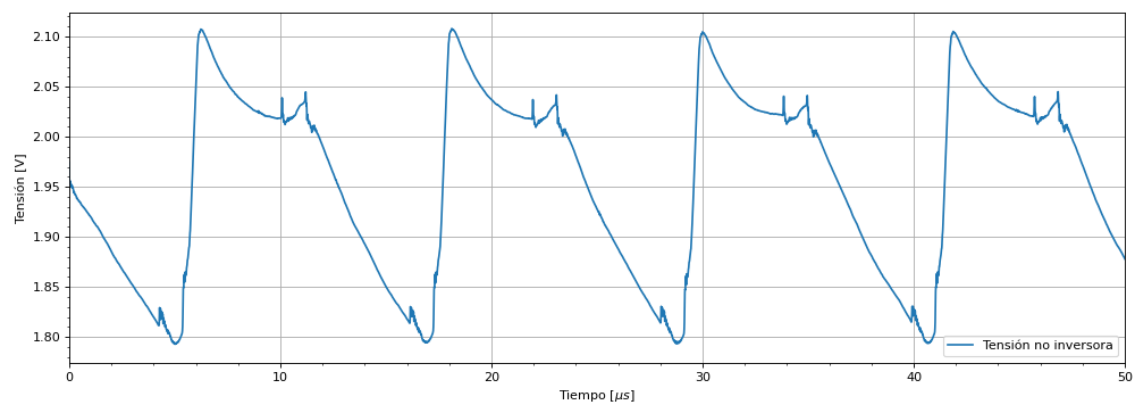


Figura 30: Tensión no inversora.

En la siguiente figura se ve la tensión de salida, la cual se mantiene en el rango de tensiones permitido, teniendo un ripple de salida de aproximadamente el 5 %. Aunque tiene unos picos de alta frecuencia que se dan en 4 ocasiones especificas que van a a ser explicadas luego.

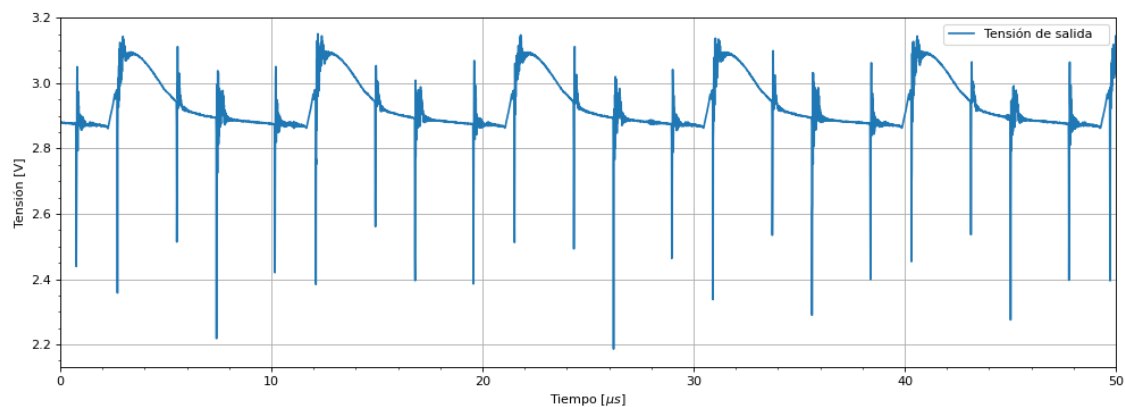


Figura 31: Tensión de salida.

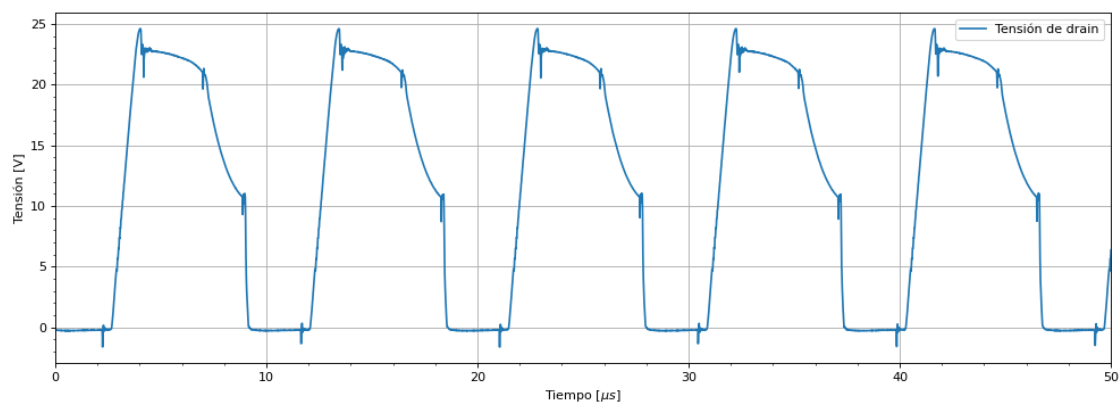


Figura 32: Tensión de drain.

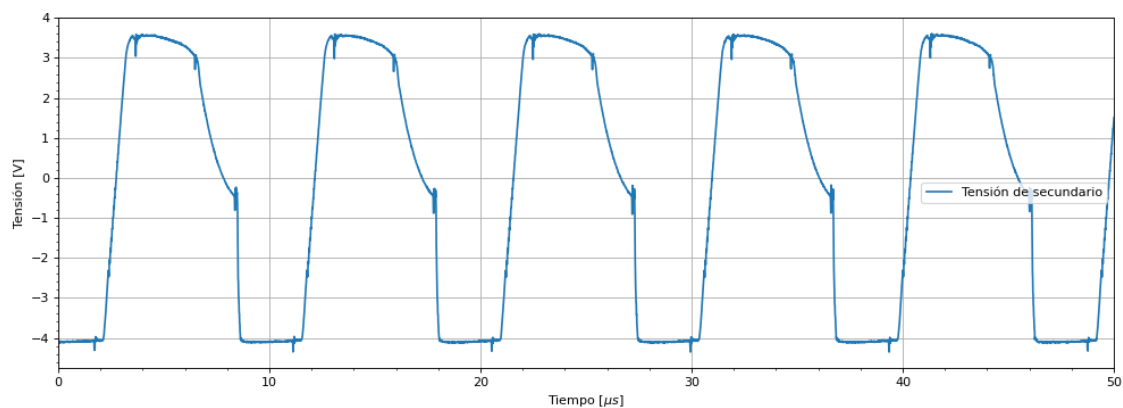


Figura 33: Tensión de secundario.

Se pueden observar cuatro oscilaciones distintivas en las mediciones de la mayoría de las tensiones del circuito, estas suceden al momento de apagar la llave, debido a los efectos de la  $L_d$ , inmediatamente después de apagar la llave provocado por el sobrepico del diodo de potencia. Al quedarse sin energía el núcleo del transformador por las mismas razones explicadas anteriormente. Y finalmente al encender la llave, aquí suceden 2 cosas el capacitor del snubber se descarga sobre el MOS al igual que se comienza a cargar la inductancia del primario.

## 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.

Finalmente se implementó en una placa multiperforada teniendo en cuenta los lineamientos para el diseño de circuitos de potencia provistos por la cátedra. Agregando un capacitor en la entrada. al igual que múltiples capacitores en la carga para aumentar la capacidad y bajar la ESR equivalente. Haciendo pistas únicamente de cables y no de estaño.

En resumen 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  $0.8\text{ V}$  a  $3\text{ V}$ , 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). Además se observó el comportamiento de la fuente al variar los valores de carga.