

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

ELECTRONICA IV

TRABAJO PRÁCTICO 2

CONVERTIDOR FLYBACK

Grupo 2:

Tobias SCALA
Leg. 55391

Guido PANAGGIO
Leg. 56214

Luciano CASTROGIOVANNI
Leg. 55362

Profesores:

Miguel Pablo AGUIRRE

Pablo Martín COSSUTTA

María Alejandra WEILL

Matías Damián SALVATI

Entregado: 26 de junio de 2021

Contents

1	Parte 1	2
1.1	Funcionalidades	2
1.1.1	Under Voltage Lockout (UVLO)	2
1.1.2	Generador de Pulse Width Modulation	2
1.1.3	Soft-Start	3
1.1.4	Shutdown y Limitación por corriente	3
2	Parte 2	4
2.1	Modo de funcionamiento continuo	4
2.2	Modo de funcionamiento discontinuo	5
2.2.1	Modo discontinuo con 2 bobinados secundarios	6
2.3	Diseño	7
2.3.1	Lazo abierto	7
2.3.2	Snubber	7
2.3.3	Sistema final	8
2.4	Potencia y eficiencia	11
2.4.1	Perdidas de potencia	11
2.4.2	Eficiencia del convertidor	12
3	Parte 3	14
3.1	Convertidor Flyback a Lazo Cerrado	14
4	Parte 4	18
4.1	Mediciones	18
4.2	Conclusiones	21

Parte 1

Se inicia el trabajo analizando el IC controlador para convertidor switching SG3525A, sus modos de operación y ejemplos de uso para una topología Flyback.

1.1 FUNCIONALIDADES

1.1.1 UNDER VOLTAGE LOCKOUT (UVLO)

Los circuitos de potencia generalmente son diseñados para funcionar en rangos de tensiones específicos en gran parte delimitados por las limitaciones de los componentes utilizados. Los circuitos se diseñan para funcionar en modo estacionario dentro de estos límites, y cualquier parámetro del circuito que se desvíe del área de trabajo afecta de forma nociva al circuito en su totalidad pudiendo en muchos casos causar daños irreversibles al mismo. Esto sucede tanto por exceder los valores de tensión y/o corriente como encontrarse debajo de los mismos.

Para prevenir que un circuito de potencia funcione fuera de su área de trabajo para el que fue diseñado se utilizan varios circuitos de protección, el Under Voltage Lockout es de este tipo de circuitos, específicamente previene que el circuito de control opere cuando su alimentación se encuentra por debajo de un límite, apagando la salida para que no haya funcionamiento errático. Este límite puede estar dado por ejemplo por necesidades de sub-circuitos esenciales de control, que al no estar alimentados correctamente pueden fallar y dejar al dispositivo fuera de control, o también pueden proteger a la fuente de entrada, dado que en muchos casos la misma suele ser una batería, que tiene un valor de tensión mínima a partir del cual su continua descarga la daña permanentemente.

Otros ejemplos relevantes de daños de la índole mencionada que se relacionan con el circuito Flyback a diseñar: Dada una potencia de salida, la corriente necesaria para mantenerla requerirá una mayor corriente mientras menor sea la tensión de entrada, pudiendo resultar en daño al transformador o los componentes del circuito para tensiones muy bajas. Dado que en el circuito a diseñar se utiliza la misma alimentación tanto para el circuito de potencia como para el de control, es importante impedir que el mismo funcione a tensiones menores a 8V.

1.1.2 GENERADOR DE PULSE WIDTH MODULATION

El SG3525A contiene su propio subcircuito de generación de PWM que conectado al circuito de salida obtiene una señal adecuada para el encendido de un transistor MOSFET funcionando como llave. El sub-circuito cuenta con su propio oscilador que está internamente conectado a un comparador PWM, para alimentarle una señal de diente de sierra cuya frecuencia se define con un capacitor y resistencia externo. El oscilador se compara con dos señales, una de las cuales se analiza más adelante, y la otra puede ser alimentada tanto por un amplificador de error interno con entradas externas o directamente a través de un pin de compensación.

Para lograr por ejemplo, un PWM de 100kHz con Duty Cycle del 30% primero se debe buscar en la gráfica de tiempo de carga de oscilador vs resistencia R_T una dupla de capacitor y resistencia que genere 100kHz de diente de sierra. Una posible solución es elegir un capacitor adecuado ya sea por disponibilidad u otros factores y luego ubicar la resistencia necesaria en la gráfica. En este caso se puede utilizar por ejemplo $R_T = 3k\Omega$ y $C_T = 5nF$. Luego para lograr el Duty Cycle se puede ingresar con una tensión continua en el pin de compensación o utilizar las entradas del amplificador de error. Para el primer caso se busca el valor típico de la amplitud de oscilación que resulta ser 3,5V y se ingresa al pin de compensación que va conectado a la entrada inversa del comparador con $D \cdot 3.5V = 2.45V$, dado que en todo momento que esta tensión sea mayor al diente de sierra la salida del comparador será baja, pero el circuito de salida invierte esta señal, y la salida será alta en un ancho de pulso D. Así se genera la salida deseada del integrado a las llaves.

1.1.3 SOFT-START

La función de soft-start refiere a lograr un transitorio inicial del circuito gradual. Esto se debe a que previo al estado estacionario cuando no hay salida establecida aún, la realimentación en el amplificador de error genera la máxima señal posible, y por como se explico en la sub-sección anterior esto resulta en una salida nula al sub-circuito de salida, que al invertirse resulta en una salida continua al MOSFET. Esto pondría en peligro de saturación de los componentes inductivos controlados por la llave (en este caso al transformador), sin embargo el integrado cuenta con un limitador de Duty Cycle, generado por el Flip-Flop interno, que impide que la señal supere un Duty Cycle de 50% para evitarlo. El resultado es que el circuito de potencia inicia funcionando al máximo Duty Cycle posible, lo cual resulta en un aumento de tensión de la salida descontrolado hasta que la tensión realimentada reduzca el error amplificado a la entrada del generador PWM. Como esto último tiene su retardo, esto resulta en un sobrepico inicial a la tensión de salida, lo cual no solo podría poner en peligro el circuito (dependiendo de los componentes utilizados) sino también a la carga, que luego oscila bruscamente hasta estabilizarse.

En el SG3525A el soft-start se logra con un pin al que se le puede conectar un capacitor, el mismo esta simultáneamente conectado al generador PWM como segunda entrada inversora (que se menciono en la sección anterior) y a una salida de una fuente de corriente de $50\mu A$. Esta última carga el capacitor al encenderse el integrado a razón de $V_c = \frac{50\mu A \cdot t}{C}$ (pudiéndose así elegir la velocidad del soft-start con el valor de C) y forzando al PWM interno a iniciar con Duty cycle superior al 90% (y por ende alimentando al gate del MOSFET con (1-D) menor al 10% al pasar por el circuito de salida) que se reduce gradualmente a medida que aumenta la tensión del capacitor de soft-start hasta que la misma supera a la tensión del amplificador de error que estará subsecuentemente reduciendo su tensión a medida que la tensión de salida aumenta de forma gradual.

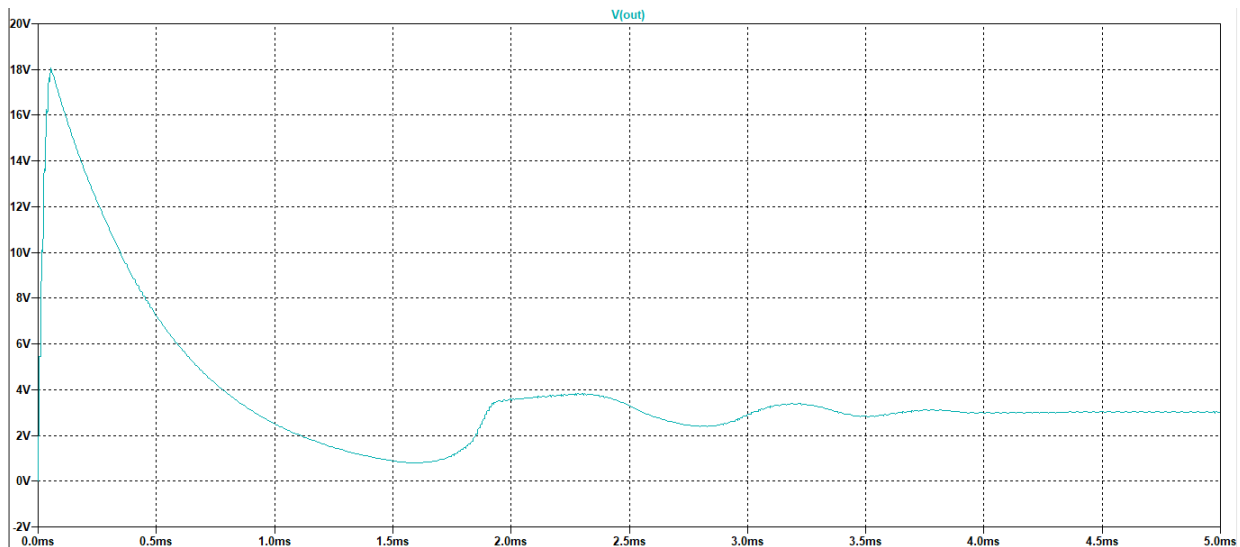


Figure 1.1: Circuito Flyback sin Soft-Start.

1.1.4 SHUTDOWN Y LIMITACIÓN POR CORRIENTE

El sub-circuito de shutdown funciona como manera alternativa de apagar el circuito de control de manera rápida. Si se desea apagar gradualmente el circuito, se puede descargar el capacitor de soft-start conectándolo a una resistencia a masa que lentamente resulta en disminución del duty cycle al MOSFET de manera gradual hasta 0. Si por el contrario se aplica una señal alta al pin de Shutdown, el apagado es instantáneo, apagando la salida de manera inmediata y dándole al capacitor de soft-start un camino a masa por el cual descargarse. Esto permite apagar intermitentemente la salida por medio de este pin, lo cual causa que el Soft-start no tenga tiempo de reiniciarse, y así pudiendo pulsar a valor nulo la tensión de los MOS que luego vuelven a su función normal sin tener que pasar por el transitorio de encendido. Si este pulsado se genera a partir de un limite de corriente, véase, se realimenta la salida (o el inductor de filtro) sensando la corriente para generar una tensión de encendido en el pin de Shutdown si se supera la corriente limite el SG3525A apagara la salida de control resultando en un limitador de corriente para el circuito de potencia.

Parte 2

En esta parte del trabajo se realiza el diseño de un convertidor switching de topología Flyback, se solicitan las siguientes características:

- Tensión de entrada de 12VDC
- 2 salidas iguales regulables entre 0.8V y 3V
- Ripple máximo de salida del 5%

Como se sabe el convertidor Flyback cuenta con la topología que se muestra en la figura 2.1.

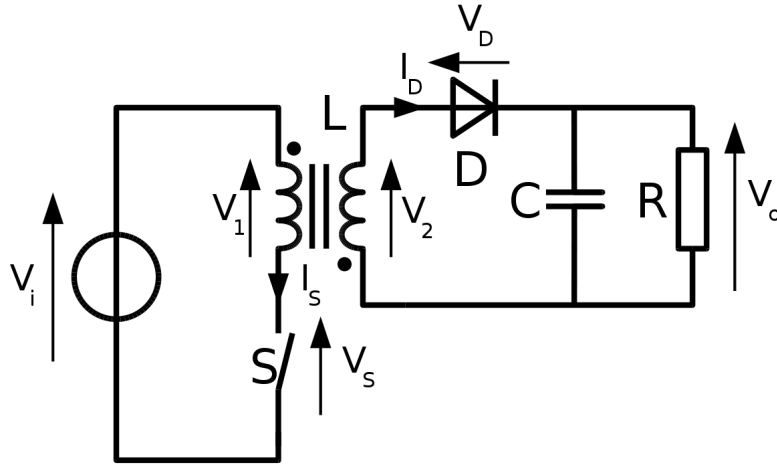


Figure 2.1: Convertidor de topología Flyback

2.1 MODO DE FUNCIONAMIENTO CONTINUO

En este informe se omitirá el desarrollo que conlleva a la obtención de la función que relaciona la tensión de salida con la de la entrada, dicha relación es la que se ve en la ecuación 2.1:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (2.1)$$

Donde D es el duty cycle de la señal de conmutación de la llave.

La ecuación 2.1 es únicamente válida cuando se trabaja en modo continuo, para que esto suceda la corriente de salida I_o debe ser mayor que la corriente de *boundary* cuya expresión se ve en la ecuación 2.2

$$I_{oB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_d T_s}{L_1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot (1-D)^2 \quad (2.2)$$

Donde L_1 es la inductancia del bobinado del circuito primario, N_1 son la cantidad de espiras en el primario y N_2 son la cantidad de espiras en el secundario.

Es necesario seleccionar un periodo de conmutación T_s , para la implementación de este trabajo se utilizará el modulador de ancho de pulso SG3525A del cual se habló en la primera parte del informe, este circuito integrado posee un rango de frecuencias de oscilación comprendida entre los $[0.1; 400]$ KHz, sin embargo se debe tener en cuenta que el periodo de la señal de pulso a la salida será el doble que la del oscilador. Se decidió que la

frecuencia de conmutación del switch F_{sw} sea de $100KHz$ y con ello T_s resultante es de $10\mu s$, mas adelante se profundizará en el motivo de esta elección.

Por otro lado el transformador utilizado en el diseño del convertidor es el **WÜRTH 750313974** del cual se extraen los siguientes parámetros:

- Relación de vueltas $N1 : N2 = 3 : 1 \rightarrow N1/N2=3/1$.
- Inductancia en el primario $L_1 = 40\mu H \rightarrow L_2 = L_1 \cdot (N2/N1)^2 = 4.44\mu H$
- Corriente de saturación de 2A

Ya con estos datos podemos hacer una primera aproximación a las condiciones de trabajo para una tensión de salida de 3V, se toma esta tensión objetivo debido la consigna según la cual las salidas deben brindar la máxima potencia admisible. Volviendo sobre la ecuación 2.1 se tiene que:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{D}{1-D} \Rightarrow \frac{3V}{12V} = \frac{1}{3} \cdot \frac{D}{1-D} \Rightarrow D = 0.428 \quad (2.3)$$

Se aclara que, en principio, se toma el diodo como ideal. Ahora a continuación se obtiene cual es la corriente de boundary del sistema reemplazando los valores en la ecuación 2.2:

$$I_{oB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{12 \cdot 10\mu s}{40\mu H} \cdot \frac{3}{1} \cdot (1 - 0.428)^2 = 1.47A \quad (2.4)$$

Con lo cual la resistencia de carga máxima a partir de la cual el sistema ya no opera en modo continuo viene dada por:

$$R_{max} = 3V/1.47A = 2.04\Omega \quad (2.5)$$

Dicha carga es menor a la mínima resistencia disponible para la implementación del sistema con lo cual es imperativo operar con el convertidor flyback en modo **discontinuo**.

2.2 MODO DE FUNCIONAMIENTO DISCONTINUO

Para lograr obtener una expresión que nos permita trabajar con el convertidor flyback en modo discontinuo se parte de la base de que al momento de accionarse el switch y permitir el paso de la corriente, dicha corriente en un inicio es nula (0A). Esto es debido a que en el ciclo anterior la corriente circulante por el circuito secundario alcanzó el valor nulo (condición necesaria para trabajar en modo discontinuo), con lo cual la corriente reflejada en el primario también será de cero amperes (0A).

La corriente circulante en el primario será nula al momento de accionar la llave, esto implica I_o en el drain nulo, dicha corriente incrementará con una pendiente dada por V_d/L_1 hasta el momento que se desactive la llave. Este comportamiento se ve representado en la figura 2.2.

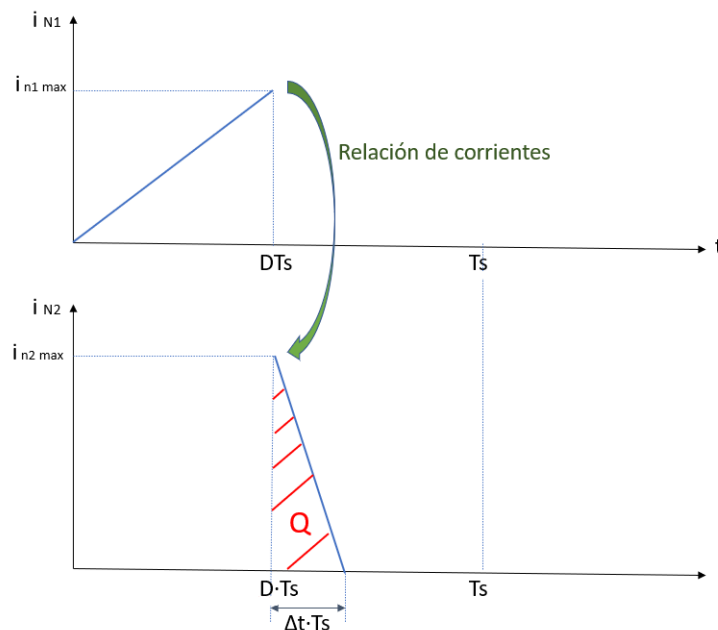


Figure 2.2: Corrientes en el primario y el secundario

Se puede deducir fácilmente que el valor de corriente I_{N1max} que figura en el gráfico 2.2 esta dado por:

$$I_{N1max} = \frac{V_d}{L_1} \cdot D \cdot Ts \quad (2.6)$$

En el instante de tiempo $D \cdot Ts$ se desactiva la llave y es en este momento que los bobinados con el núcleo en común se comportan como un **transformador**, según lo cual se deduce que el valor de I_{N2max} estará dado por:

$$I_{N2max} = \frac{N1}{N2} \cdot I_{N1max} = \frac{N1}{N2} \cdot \frac{V_d}{L_1} \cdot D \cdot Ts \quad (2.7)$$

Por otro lado este valor también será aquel desde el cual la bobina del secundario se habrá descargado completamente en un tiempo $\Delta t \cdot Ts$ con lo cual también se puede establecer lo siguiente:

$$I_{N2max} = \frac{V_o}{L_2} \cdot \Delta t \cdot Ts \quad (2.8)$$

Relacionado las expresiones 2.7 y 2.8 se obtiene:

$$\frac{N1}{N2} \cdot \frac{V_d}{L_1} \cdot D \cdot Ts = \frac{V_o}{L_2} \cdot \Delta t \cdot Ts \implies D = \frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \Delta t \quad (2.9)$$

Para obtener una expresión que defina Δt se observa lo siguiente, como se puede ver representado en la figura 2.2 se tiene una corriente en el bobinado del secundario durante un determinado tiempo, esto necesariamente debe ser la carga que en el total del ciclo ha ido a la resistencia de salida, dicha carga es lo que en el gráfico 2.2 se simboliza con la letra **Q**, con esto se puede establecer lo siguiente:

$$Q = \underbrace{I_o \cdot Ts}_{\text{Carga a la salida}} = \underbrace{1/2 \cdot I_{N2max} \cdot \Delta t \cdot Ts}_{\text{Carga a través del secundario}} \quad (2.10)$$

Esto anterior en un periodo. Luego se tiene:

$$\Delta t = \frac{2I_o}{I_{N2max}} \implies \Delta t = \frac{2I_o}{\frac{V_o}{L_2} \cdot \Delta t \cdot Ts} \quad (2.11)$$

Finalmente:

$$\Delta t = \sqrt{\frac{2L_2 \cdot I_o}{V_o \cdot Ts}} = \sqrt{\frac{2L_2}{R_L \cdot Ts}} \quad (2.12)$$

Reemplazando la ecuación 2.12 obtenida en la expresión 2.9 podemos despejar la siguiente expresión que nos indica el duty cycle requerido para obtener la tensión de salida deseada según los parámetros establecidos:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{\frac{2L_2}{R_L \cdot Ts}} \quad (2.13)$$

Cabe recordar que despreciando la caída de tensión en el diodo es que la ecuación 2.12 puede ser simplificada.

2.2.1 MODO DISCONTINUO CON 2 BOBINADOS SECUNDARIOS

El convertidor solicitado debe poseer 2 salidas con lo cual este tendrá 2 bobinados secundarios, esto afecta el comportamiento del circuito en lo relativo a lo expuesto anteriormente. Dado que ahora se tienen 2 circuitos secundarios el valor de corriente I_{N2max} será la mitad (debido a tener 2 bobinados secundarios en compartiendo el núcleo) sin embargo ya que estos bobinados tienen un acoplamiento perfecto (asumido así según la consigna del trabajo para el análisis teórico) con lo cual la inductancia vista será el doble, estas relación se cancelan mutuamente con lo cual la expresión 2.9 continua vigente, el cambio radica en la formula 2.12 donde, como se dijo la inductancia L_2 ahora es el doble por el acoplamiento perfecto con lo cual la expresión 2.13 teniendo todo esto en cuenta resulta de la siguiente forma:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (2L_2)}{R_L \cdot Ts}} \quad (2.14)$$

2.3 DISEÑO

Para la implementación del convertidor se cuentan con los siguientes valores de componentes:

- Resistencias:
 - 10 Ω
 - 22 Ω
 - 68 Ω
- Capacitores
 - 10 uf
 - 47 uf
 - 1 mf (aunque este es único con lo cual no se podrá utilizar para la salida doble)

Dado que se desea tener la máxima potencia posible a la salida se utilizará una resistencia de 10 Ω , por otro lado para lograr el menor ripple posible se utilizarán 2 capacitores de 47 uf, uno por cada circuito secundario.

Por otro lado también se deben seleccionar el valor de los componentes a utilizar en conjunto con el circuito SG3525A. Para configurar la frecuencia del oscilador deseada se utilizara un juego de capacitor y resistencia que generen un tiempo de carga de 5us basándose en lo visto en la figura 3 del datasheet del SG3525A, a su vez no se aplicará una resistencia R_d de descarga ya que no se desea tener un tiempo de descarga mayor al mínimo posible. Con esto la frecuencia de switching resultante es de 100KHz.

Si bien es posible implementar frecuencias mayores para la conmutación de la llave volviendo sobre la ecuación 2.14 y definiendo una resistencia de carga de 10 Ω para un determinado rango de valores de tensión de salida V_o puede suceder que el D requerido sea mayor a 0.5, esto se debe evitar ya que, como se puede observar en la sección de *PWM COMPARATOR* del datasheet, el DC máximo que se podrá obtener es del 49%. Al establecer una frecuencia de conmutación de 100KHz y una resistencia de carga de 10 Ω se asegura, a través de la ecuación 2.14, que el rango de tensiones de 0.8V a 3V a la salida será posible de obtener con un duty cycle menor al 50%.

2.3.1 LAZO ABIERTO

En esta parte del trabajo se realiza un convertidor Flyback a lazo abierto, es decir no existe un lazo de realimentación, ya habiéndose resuelto la frecuencia de conmutación queda determinar como generar la señal con el duty cycle deseado, para esto se impone una tensión sobre el PIN 9 de integrado, este es el PIN del compensador el cual será comparado con el diente de cierra generado, imponiendo una tensión entre el rango de 0.4V y 3.3V se logrará que el DC de la señal varíe de forma aproximadamente lineal entre el 0 y el 49%.

2.3.2 SNUBBER

Para el análisis del sistema y el desarrollo del trabajo se consideró despreciable la inductancia de dispersión del transformador, viendo el datasheet de este se ve que dicha inductancia es de un valor típico de 500nH y un máximo de 1.0uH.

Dada la existencia de dicha inductancia de dispersión se debe diseñar un snubber de forma que no se dañe el transistor al momento de realizar su apagado. La protección se logra haciendo que la esta inductancia transfiera su energía a un capacitor colocado específicamente para este propósito, la energía de la inductancia será dependiente de la corriente circulante por esta con lo cual se trabaja en el peor caso el cual será cuando la corriente en el primario es la máxima, es decir I_{N1max} cuya expresión ya es conocida a partir de la formula 2.6.

Se igualan las energías almacenadas por el inductor y el capacitor:

$$\frac{1}{2}L_d \cdot i_L^2 = \frac{1}{2}C \cdot V_c^2 \quad (2.15)$$

Se despeja el valor a priori del capacitor reemplazando la corriente i_L por la expresión de I_{N1max} :

$$C = L_d \cdot \left(\frac{\frac{V_d}{L_1} \cdot D \cdot T_s}{V_c} \right)^2 \quad (2.16)$$

Donde V_c será la tensión máxima que tenga que soportar el transistor lo cual será la tensión V_d sumada a la reflejada de la salida en el primario, es decir $V_c = V_d + 2 \cdot N_1/N_2 \cdot V_o$.

Sin embargo, esto ignora el efecto que el capacitor de snubber agrega al circuito, dado que en realidad el capacitor cuando esta descargado da un camino a masa para la fuente cuando el transistor se encuentra apagado.

Esto resulta en una extensión del funcionamiento normal donde la inductancia de dispersión se continua cargando a medida que el capacitor llega a la tensión $V_c = V_d + 2 \cdot N_1/N_2 \cdot V_o$. Una vez que alcanza este valor, recién en ese momento la inductancia de dispersión se descarga sobre el snubber, y es ahí donde es válida la igualación de la energía resultando en:

$$\frac{1}{2} L_d \cdot (i_L + \Delta i_L)^2 = \frac{1}{2} C \cdot (V_f^2 - V_i^2) \quad (2.17)$$

Donde $V_i = V_d + 2 \cdot N_1/N_2 \cdot V_o$ y V_f es la tensión final que debe ser menor al $V_{SW_{MAX}} = 100V$ y mayor a V_i , por ejemplo 80V, para dejar margen de seguridad de 20V. La Δi_L dependerá del tiempo que le lleve al capacitor cargarse hasta V_i , y esto dependerá de cuanto el capacitor se descargue por ciclo. La descarga por ciclo depende de la resistencia de descarga elegida y por lo tanto se puede elegir de tal forma de considerar al capacitor descargado. La corriente que carga al capacitor depende de la tensión que cae sobre el primario, que disminuye instante a instante a medida este se carga. Se puede acotar esta corriente asumiendo tensión constante igual a la inicial, donde el capacitor se carga con una corriente con pendiente constante, que se puede calcular obteniendo el área bajo la curva que representa la carga total en el capacitor de la siguiente forma:

$$t_{chV_i} = \frac{C \cdot V_i}{\frac{\Delta i_L}{2} + i_{N1max}} < \frac{C \cdot V_i}{i_{N1max}} \quad (2.18)$$

Como la ecuación es recursiva para las variables que se desea obtener de la misma, se puede finalmente acotar el tiempo de carga asumiendo que el capacitor se carga a corriente constante, pudiendo así conseguir una cota de valor de $\Delta i_L = \frac{V_d \cdot t_{chV_i}}{L_{N1}}$. Como para conocer Δi_L se requiere conocer el valor del capacitor, esto resulta en un método iterativo, donde se inicia asumiendo que $\Delta i_L = 0$ para obtener la capacitancia:

$$C = L_d \cdot \left(\frac{(\frac{V_d}{L_1} \cdot D \cdot T_s)^2}{V_{SW}^2 - (V_d + N_1/N_2 \cdot V_{o2} + N_1/N_3 \cdot V_{o3})^2} \right) \quad (2.19)$$

De ahí se presume que el capacitor está descargado para $D \cdot T_s$ y se obtienen t_{chV_i} y Δi_L , se recalcula V_f y se verifica si el valor real da un margen aceptable frente a $V_{SW_{max}}$. De no ser así, se recalcula C considerando Δi_L y se repite hasta lograr un V_f aceptable.

Finalmente se debe proponer un valor de R tal que permita que el capacitor se descargue lo suficiente. Se presume que el capacitor se descarga únicamente durante t_{on} , y se debe asegurar que se descarga por debajo de V_i o de lo contrario su carga aumentara en cada ciclo hasta dañar a la llave. Se puede tomar como criterio que el tiempo de descarga no debe ser menor a 3τ , dicho tiempo es cuando la llave está accionada, de esto se establece lo siguiente:

$$3\tau < D \cdot T_s \rightarrow R < \frac{D \cdot T_s}{3C} \quad (2.20)$$

Sin embargo, esto implica que toda la carga del capacitor se descarga sobre la resistencia, resultando en una pérdida de potencia. Por otro lado, si la resistencia no descarga por completo al capacitor, esto implica que la llave no se apaga a tensión nula, lo cual aumenta la disipación en la llave. Esto genera un compromiso a la hora de elegir el R . El R máximo estará dado por:

$$R_{snub_{max}} = (-\ln(1 - \frac{V_i}{V_f}) \cdot \frac{C}{D \cdot T_s})^{-1} \quad (2.21)$$

2.3.3 SISTEMA FINAL

Hasta ahora se ha desperdiciado la caída de tensión del diodo, tomando este en consideración y recalculando la ecuación 2.14 tenemos la siguiente expresión donde V_{df} es la caída de tensión de *forward* del diodo:

$$D = \frac{V_o + V_{df}}{V_d} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 2 \cdot L_2 \cdot (V_o/R_L)}{(V_o + V_{df}) \cdot T_s}} \quad (2.22)$$

Se trabaja con la máxima potencia admisible y como se dijo anteriormente, esto conlleva a utilizar una resistencia de carga de 10Ω a una tensión de salida V_o de 3V. Con todo esto los valores de los componentes serán los siguientes:

- $R_L = 10 \Omega$
- $V_d = 12V$
- $N_1/N_2 = 3/1$
- $V_{df} = 1V$ según el datasheet

- $L_1 = 40\mu H \rightarrow L_2 = 4.44\mu H$
- $T_s = 10\mu s$

El duty cycle para obtener los 3V deseados según la ecuación 2.22 es de $D = 0.3651$, esto se deriva en los siguientes valores:

- $I_{N1max} = 1.1A$
- $I_{N2max} = 1.63A$ En cada rama individual del secundario
- $C_{snubber} > 220pF$ Ver la ecuación 2.19, se calculo con una sola iteración, resultando en $V_f = 80.11V$
- $R_{snubber} < 5530\Omega$ Ver la ecuación 2.20
- $R_T = 6K\Omega$
- $C_T = 1nF$ Para tener la frecuencia de conmutación deseada

Ahora bien, en transitorios puede suceder que el duty cycle resultante sea el máximo que el circuito SG3525A puede ofrecer, esto es $D = 0.5$ (aproximando al %50 del ciclo de trabajo), recalculando los valores con esto en consideración se obtiene lo siguiente:

- $I_{N1max} = 1.5A$
- $I_{N2max} = 2.25A$ En cada rama individual del secundario
- $C_{snubber} \simeq 410pF$ mayor a lo calculado anteriormente.
- $R_{snubber} < 4075\Omega$

El snubber diseñado obedece a la topología que se muestra en la figura 2.3:

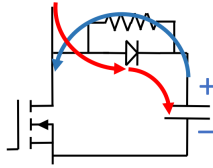


Figure 2.3: Topología del circuito snubber.

A continuación se muestran los resultados obtenidos de la simulación, las cuales son las curvas solicitadas:

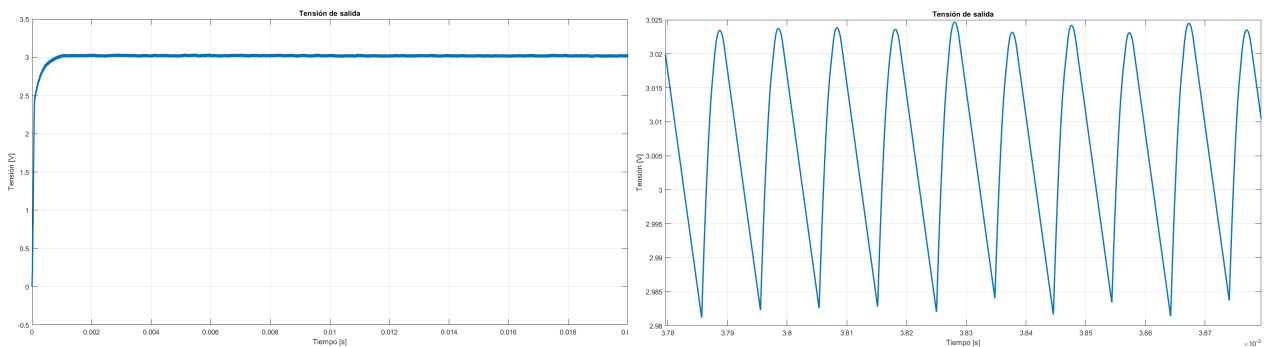


Figure 2.4: Tensión de salida, ripple = 1.5%.

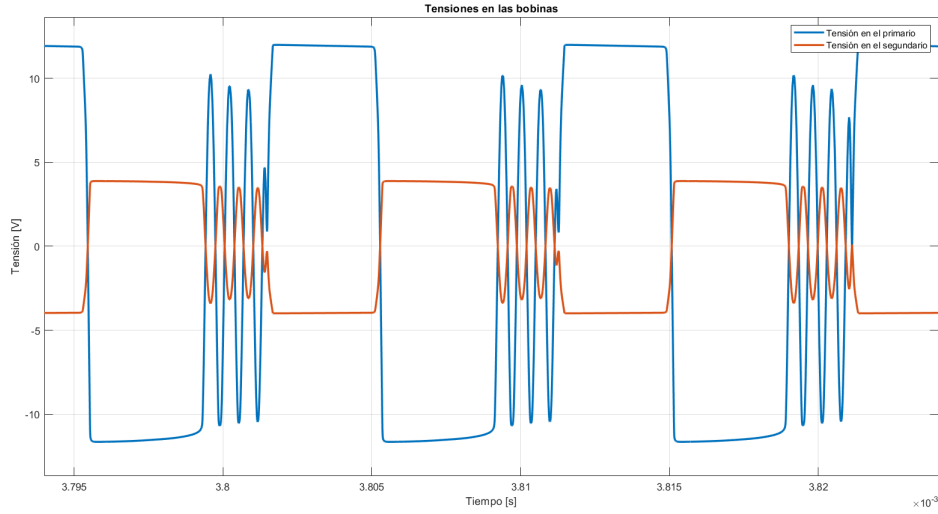


Figure 2.5: Tensiones del primario y del secundario, contrarias debido al sentido de giro, proporcionales según la relación de vueltas $N_1:N_2$.

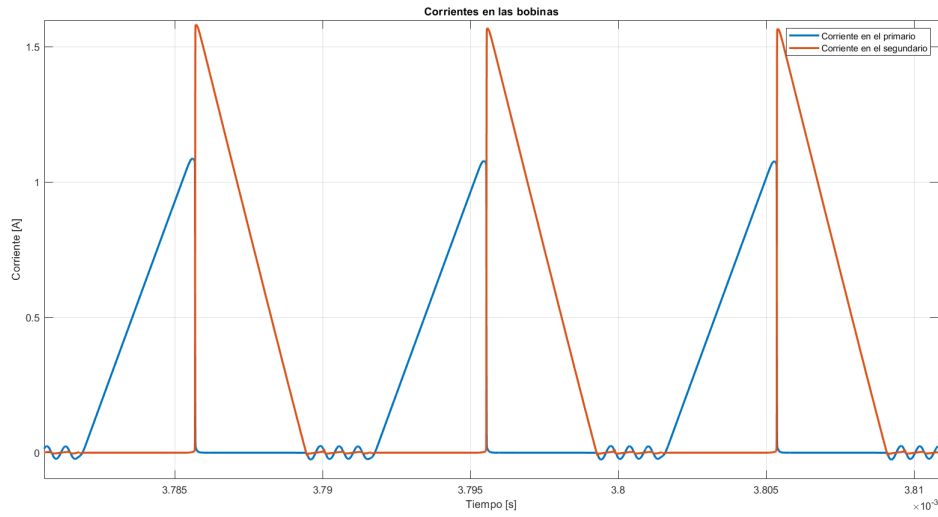


Figure 2.6: Corrientes del primario y de los secundarios individualmente. Destacar que aquí se observa como al descargarse el núcleo a través de la corriente del secundario comienzan las oscilaciones vistas en este y los demás gráficos, por otro lado se ve como la presencia de 2 secundarios reduce a la mitad la corriente I_{N2max} esperada con un solo secundario.

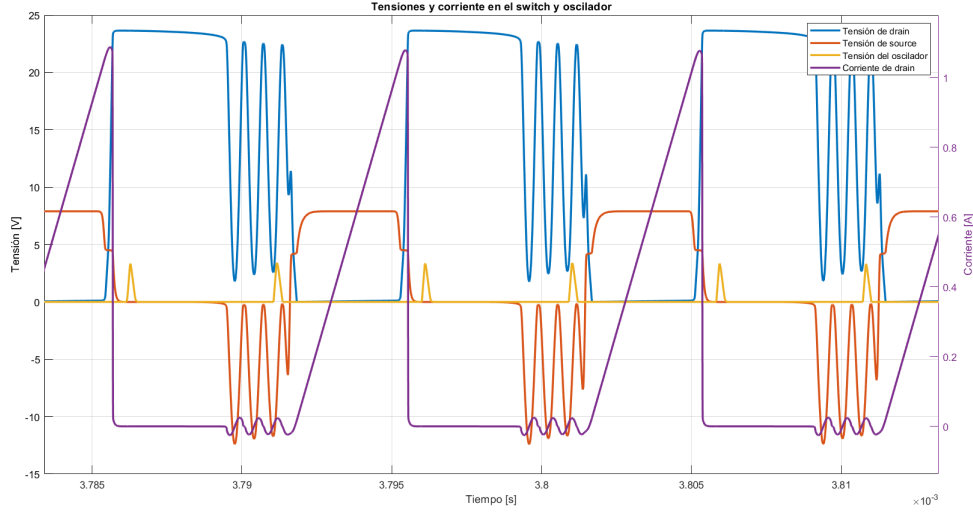


Figure 2.7: Tensiones y corrientes del switch y oscilador SG. Se observa como las conmutaciones de la llave y las subsecuentes señales son alteradas por la señal del oscilador.

Las oscilaciones que se pueden observar en las curvas 2.5, 2.6 y 2.7 son debidas a que el convertidor entra en modo discontinuo con lo cual se genera una oscilación ocasionada por la inductancia de las bobinas y las capacitancias del sistema, trabajando en este modo a priori este fenómeno escapa a un posible control, sin embargo no es perjudicial para el correcto funcionamiento del convertidor como tal. Se añade que la frecuencia de la oscilación sera debida a las inductancias y capacitancias en juego y su amplitud es dada por la tensión de alimentación V_d .

2.4 POTENCIA Y EFICIENCIA

A continuación se hará una estimación de las pérdidas de potencia del circuito así como su eficiencia.

2.4.1 PERDIDAS DE POTENCIA

La resistencia del snubber comprende un importante elemento de disipación de potencia, en esta parte se continua asumiendo que la inductancia de dispersión es nula con lo cual no habrá perdida de potencia en dicha resistencia.

Sin embargo de forma ilustrativa, se calcula la misma presumiendo que toda la energía del snubber cae sobre la misma, utilizando la ecuación:

$$P_{R_{snub}} = \frac{1}{2} C \cdot V_c^2 \cdot f_{sw} \quad (2.23)$$

Se calcula esta potencia para tres capacitores distintos, a saber: $C=220\text{pF}$, caso de $D_{max}=36.5\%$, $P=0.07\text{W}$; $C=410\text{pF}$, caso $D_{max}=50\%$, $P=0.132\text{W}$ y finalmente el caso real que se eligió por disponibilidad de componentes, $C=318\text{pF}$, donde $V_c = 89.4\text{V}$ y $P=0.127\text{W}$.

DIODO

Otro elemento que disipa potencia es el diodo ya que este tiene una caída de tensión asociada al momento que permite la circulación de la corriente, esta corriente será igual a i_{N2} la cual es mostrada en la figura 2.2, se ve que dicha corriente tiene forma triangular a la vez que tiene una caída de tensión asociada, según los datasheets, típicamente de 1V . Se estima la potencia disipada por este elemento de la siguiente manera:

$$P_{diodo} \simeq \frac{1}{T_s} \cdot \Delta t T_s \cdot \frac{I_{N2max} \cdot V_{forward}}{2} \quad (2.24)$$

Se puede deducir (y se observa en la simulación) que la multiplicación de la corriente y la tensión posee una forma triangular, se realiza la integral de este triangulo siendo la altura máxima la potencia pico y la base el tiempo que diodo conduce, hasta aquí se tiene la energía la cual se promedia en T_s para estimar la perdida de potencia.

Por último se añade que vista y analizada la corriente circulante en el diodo este tiene una corriente en promedio menor a 1A , respetándose así la corriente máxima promedio que debe circular por dicho diodo según su datasheet. Para las condiciones de trabajo planteadas la potencia disipada estimada del diodo es de 0.34W

TRANSISTOR MOS IRF 540

La potencia disipada en el MOSFET se puede dividir en 2 partes. Por un lado se encuentra la potencia disipada durante la conducción, que esta dada por la ecuación:

$$P_{D_{on}} \simeq V_{DS_{on}} \cdot \frac{I_{N1max} \cdot DT_s}{2} \cdot f_{sw} \quad (2.25)$$

Se calculo previamente la corriente máxima en N1, el D=36.5% en el peor caso, Ts=10μs y f=100kHz. La $V_{DS_{on}}$ se obtiene del datasheet del MOS IRF 540, mirando la curva de característica de salida a 25°C, donde se ve que en este caso se encuentra en el limite inferior de corriente de drain de la gráfica, por lo que se puede presumir el valor nominal de $R_{ds_{on}} = 0.077\Omega$ y por lo tanto para la corriente máxima resulta en $V_{DS_{on}} = 0.1155V$ dando una $P_{D_{on}} = 0.023W$. Luego como el MOS se enciende a tensión 0V, no disipa potencia en el encendido. Para el apagado se registran dos instantes que se repiten en cada apagado, la descarga de los capacitores donde la corriente drain se mantiene y sube la tensión de drain source aproximada a un triangulo rectángulo, y la caída de la corriente cuando Vgs se descarga de V_{gs,I_o} a $V_{gs_{th}}$. Del datasheet se obtiene el threshold que por estar a corrientes tan bajas (el mínimo en la gráfica es 4V) se aproxima al mínimo dispuesto por la datasheet que es 2V. Para V_{gs,I_o} se aproxima la corriente máxima de salida a 2A para poder obtener el mínimo valor de la gráfica de 4V. Para obtener ΔQ_g se usa la gráfica de carga en 4V dando 15nC y finalmente para el $\tau_1 = R_g \cdot (C_{gs} + C_{gd1})$ se obtuvo $C_{iss} = 1650pF$ para una tensión $V_{ds} = 30V = V_{in} + 2 \cdot V_o \cdot \frac{N_1}{N_2}$. La ecuación resultante y su valor final:

$$P_D \simeq \frac{V_{DS} \cdot t_{rv}}{2} \cdot I_D \cdot f_{sw} + \frac{I_D \cdot t_{fi}}{2} \cdot V_{DS} \cdot f_{sw} = 0.791W \quad (2.26)$$

$$t_{rv} = \frac{\Delta Q_g \cdot R_g}{V_{gs,I_o}}; t_{fi} = -R_g \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{V_{gs_{th}}}{V_{gs,I_o}}\right) \quad (2.27)$$

El MOS disipa aproximadamente 0.815W.

NÚCLEO

La disipación en el núcleo siempre es de mayor importancia en todo circuito que involucre un transformador. Las perdidas en el mismo se separan en 2 partes, por un lado las resistencias de los bobinados que en el primario disipan I_{N1max} y en el secundario I_{N2max} cada secundario. El datasheet indica que la resistencia máxima de los bobinados del secundario es de 0.05Ω y del primario 0.08Ω. Se usa una ecuación similar a la del MOS para la potencia perdida en el primario:

$$P_{D_{N1}} \simeq R_{N1} \cdot \left(\frac{I_{N1max}^2 \cdot D \cdot T_s}{2}\right) \cdot f_{sw} = 0.018W \quad (2.28)$$

Luego para los secundarios:

$$P_{D_{N2}} \simeq 2 \cdot R_{N2} \cdot \left(\frac{I_{N2max}^2 \cdot \Delta t \cdot T_s}{2}\right) \cdot f_{sw} = 0.026W \quad (2.29)$$

Finalmente se encuentran las perdidas en el hierro, las perdidas en el ciclo de histerisis. Sin embargo, el datasheet del transformador no indica el material de su núcleo, valores de A_{min} , ni da información para poder estimar este valor, por lo cual se ignora.

2.4.2 EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR

Para calcular la eficiencia del convertidor se estima la potencia promedio a la entrada y a la salida.

En el circuito primario claramente la tensión será V_d constante, sin embargo como ya se sabe la corriente circulante I_{N1} es variable con forma triangular, de forma similar a lo expuesto en la ecuación 2.24 se estima la potencia promedio en el primario a través de la siguiente formula:

$$P_{in} \simeq \frac{1}{T_s} \cdot (DT_s \cdot \frac{I_{N1max} \cdot V_d}{2}) = D \cdot \frac{I_{N1max} \cdot V_d}{2} \quad (2.30)$$

Luego, la potencia de salida idealmente por cada circuito secundario del convertidor será:

$$P_{out} \simeq \frac{V_o^2}{R_L} \quad (2.31)$$

Reemplazando la expresión 2.6 en la ecuación 2.30 y haciendo el cociente de la potencia de salida en 2.31 sobre la potencia de entrada resulta:

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} \simeq \frac{2 \cdot \frac{V_o^2}{R_L}}{D \cdot \frac{\frac{V_d}{L_1} \cdot D \cdot T_s \cdot V_d}{2}} = \frac{2 \cdot 2 \cdot \frac{V_o^2}{R_L}}{D^2 \cdot \frac{1}{L_1} \cdot T_s \cdot V_d^2} = 4 \cdot \left(\frac{V_o}{V_d}\right)^2 \cdot \frac{L_1/R_L}{T_s} \cdot \frac{1}{D^2} \quad (2.32)$$

Aplicando el máxima de tensión a la salida $V_o = 3V$ se tiene un rendimiento del 75%, por otro con una tensión de salida igual a 0.8V se tiene un rendimiento del 44.4%. La eficiencia resulta casi independiente de la carga del sistema dado el D dividiendo en la ecuación 2.32 y como este cancela el factor R_L de dicha expresión si se adopta la forma para el duty cycle mostrada en la ecuación 2.14. Todo esto operando en modo discontinuo.

Se concluye que lo anterior resulta coherente con lo visto en el curso desde el punto de vista de que se recomienda trabajar un duty cycle en el entorno del 50%, para tener una tensión de salida de 0.8V en este diseño se debe utilizar un DC muy reducido lo cual degenera, desde el desarrollo analítico y desde la simulación, en una eficiencia no muy buena, contrario a lo que sucede con un valor de D mas cercano al valor recomendado antes mencionado.

Parte 3

3.1 CONVERTIDOR FLYBACK A LAZO CERRADO

Ahora se procede a encontrar la expresión matemática y teórica del convertidor Flyback. Con el fin de poder obtener un modelo teórico del convertidor que se aproxime al modelo real, entonces se tomaron a consideración las resistencias del transformador (en serie tanto del primario como del secundario) y el ESR del capacitor de salida como se puede observar en la figura.

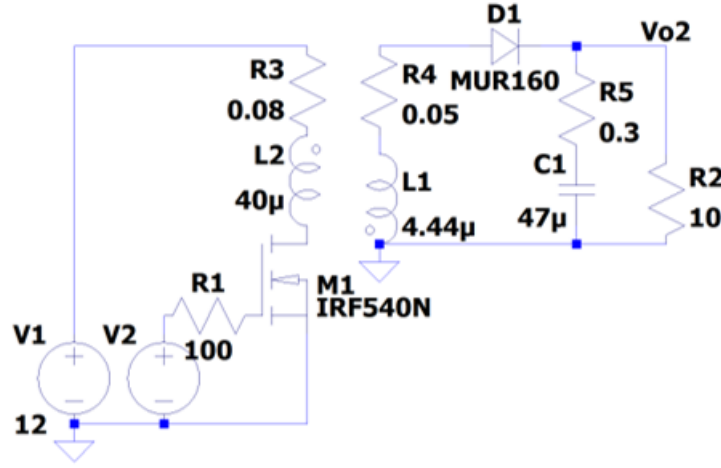


Figure 3.1: Circuito Flyback para el cálculo del modelo.

Se sabe que el sistema tiene 2 estados los cuales son la corriente en el bobinado primario del transformador (i_{L1}) y la tensión en el capacitor (v_c). Analizando el circuito tanto con el transistor prendido como apagado, se obtuvieron las siguientes expresiones:

- Transistor prendido:

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \frac{-V_d + r_{L1} i_{L1}}{L_1} \\ \dot{v}_C &= \frac{-v_C}{C(r_C + R)} \\ V_o &= \frac{v_C R}{r_C + R} \end{aligned}$$

- Transistor apagado:

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \frac{N_1}{N_2 L_1} \left[-\frac{N_1}{N_2} i_{L1} (R + r_{L2}) + R \left(\frac{v_C + \frac{N_1}{N_2} i_{L1} R}{r_C + R} \right) \right] \\ \dot{v}_C &= \frac{-v_C - \frac{N_1}{N_2} i_{L1} R}{C(r_C + R)} \\ V_o &= R \left[\left(\frac{v_C + \frac{N_1}{N_2} i_{L1} R}{r_C + R} \right) - \frac{N_1}{N_2} i_{L1} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{A}} &= \frac{\mathbf{A}_{on} \overbrace{d\mathcal{T}}^{t_{on}} + \mathbf{A}_{off} \overbrace{(1-d)\mathcal{T}}^{t_{off}}}{\mathcal{T}} = \mathbf{A}_{on} d + \mathbf{A}_{off} (1-d) \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mathbf{B}_{on} d + \mathbf{B}_{off} (1-d) \\ \bar{\mathbf{C}} &= \mathbf{C}_{on} d + \mathbf{C}_{off} (1-d)\end{aligned}$$

Figure 3.2: Matrices en espacio de estados promediadas.

Estas expresiones obtenidas a mano son suficientes para continuar el procedimiento en Matlab. Donde se siguen los procedimientos para poder obtener las matrices en espacio de estados promediadas.

Pero hasta el momento obtuvimos la representación en espacio de estados del sistema considerando la tensión V_d como acción de control (entrada al sistema). En realidad es necesario obtener la representación en espacio de estados del sistema considerando el duty cycle como acción de control.

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \bar{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off}) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off}) V_s] \tilde{d} \\ \tilde{v}_o &= \bar{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off}) \mathbf{X} \tilde{d} \end{cases}$$

Figure 3.3: Espacio de estados del sistema $\frac{V_o}{d}$.

Para completar la transferencia del convertidor Flyback para poder realimentarla y controlarla con el integrado SG3525, es necesario conocer la tensión pico a pico de la señal triangular del oscilador del mismo integrado tal como se muestra en la figura.

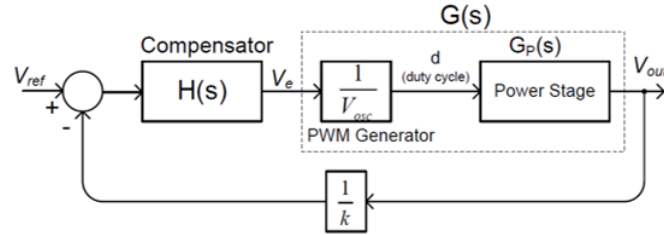


Figure 3.4: Diagrama en bloques del sistema realimentado.

Se obtuvo la siguiente transferencia a lazo abierto a través de Matlab:

$$G(s) = -0.083 \frac{(s - 1.132 \cdot 10^6)(s + 7.1 \cdot 10^4)}{s^2 + 3.95 \cdot 10^4 s + 1.2 \cdot 10^9}$$

Teniendo ahora la transferencia completa del sistema a lazo abierto, se procede a diseñar el compensador. Utilizando la application note recomendado (AN-1162), se diseñó el compensador de tipo II como se ve en la figura ya que el capacitor de salida es un electrolítico.

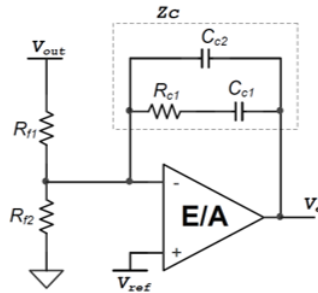


Figure 3.5: Compensador tipo II.

Tras seguir los pasos mencionados en la application note para la obtención de los valores de los componentes del compensador, se obtuvieron los siguientes valores:

- $R_{f1} = 1K\Omega$
- R_{f2} no es necesario puesto que la tensión de salida del convertidor es menor a la tensión de referencia del integrado SG3525 (el cual es 5.1V)
- $R_{C1} = 1.8K\Omega$
- $C_{C1} = 22nF$
- $C_{C2} = 1nF$

Se obtuvo la siguiente transferencia del compensador a través de Matlab:

$$H(s) = 10^6 \frac{s + 2.525 \cdot 10^4}{s \cdot (s + 5.56 \cdot 10^5)}$$

Teniendo ahora el compensador y la Flyback modelados matemáticamente, se procede a comprobar la estabilidad del sistema a lazo cerrado y la respuesta al escalón del mismo como se muestran en las siguientes figuras.

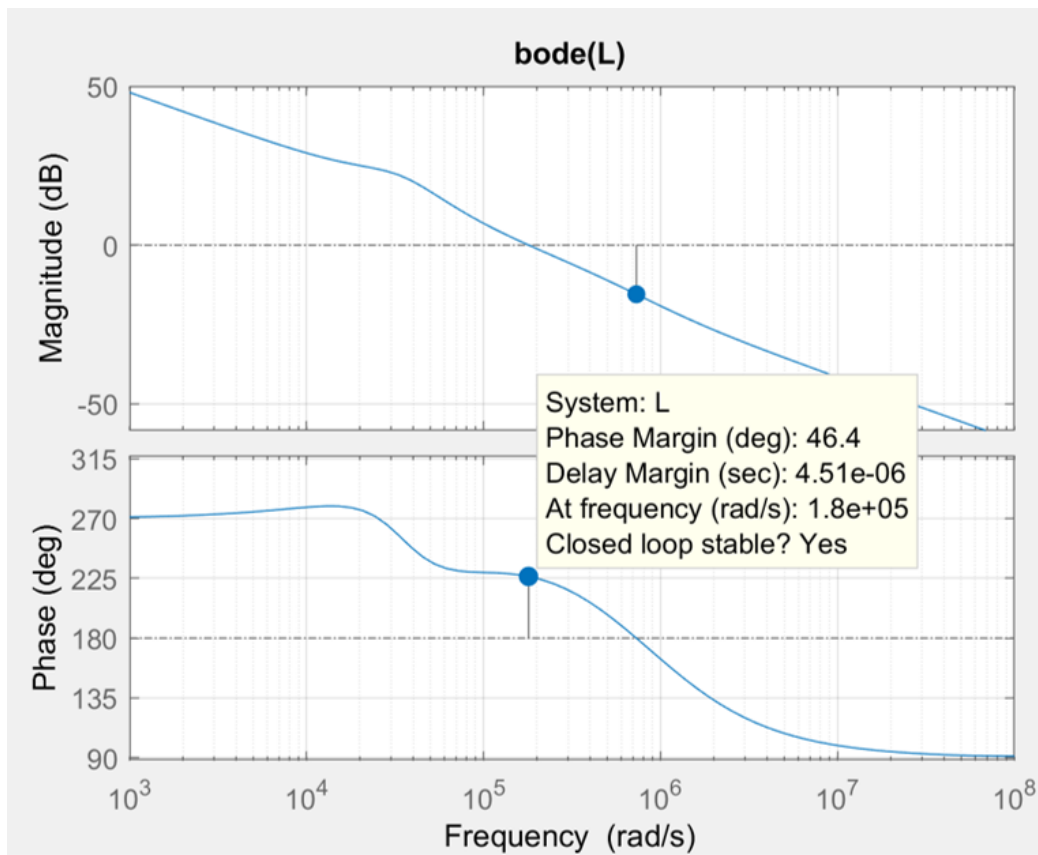


Figure 3.6: Diagrama de bode de la ganancia de lazo.

Como se puede apreciar, el compensador es estable y el sistema a lazo cerrado funciona correctamente.

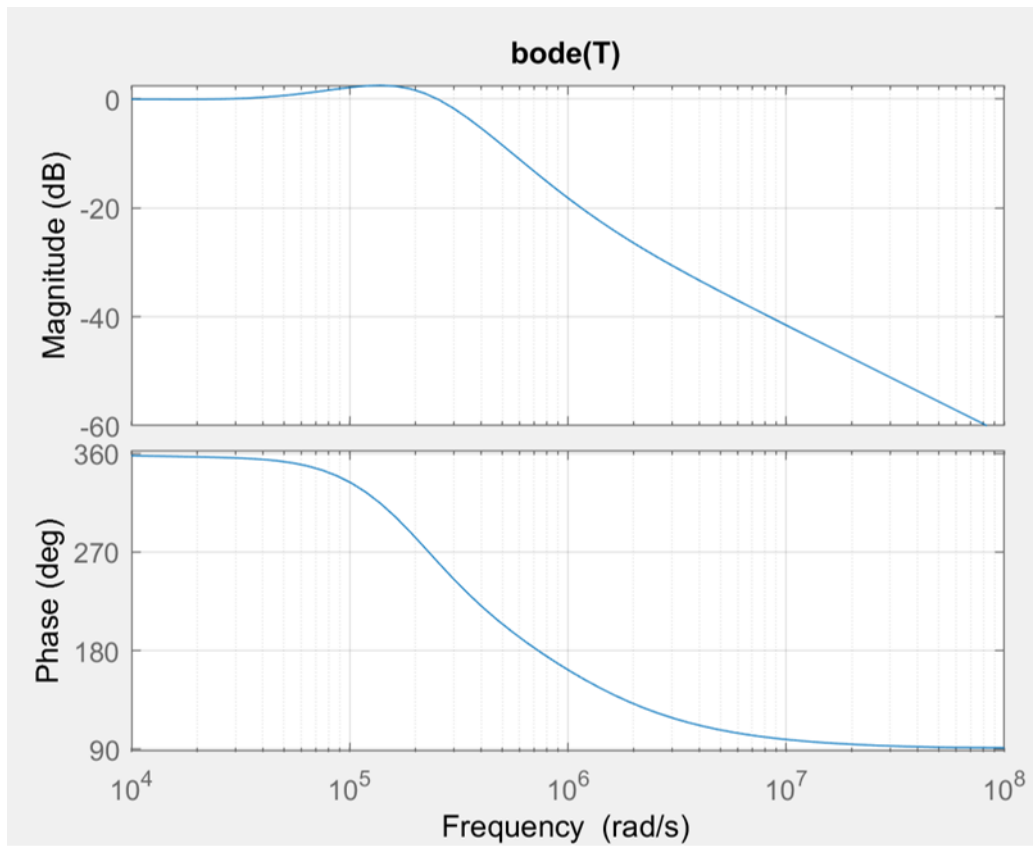


Figure 3.7: Diagrama de bode del sistema a lazo cerrado.

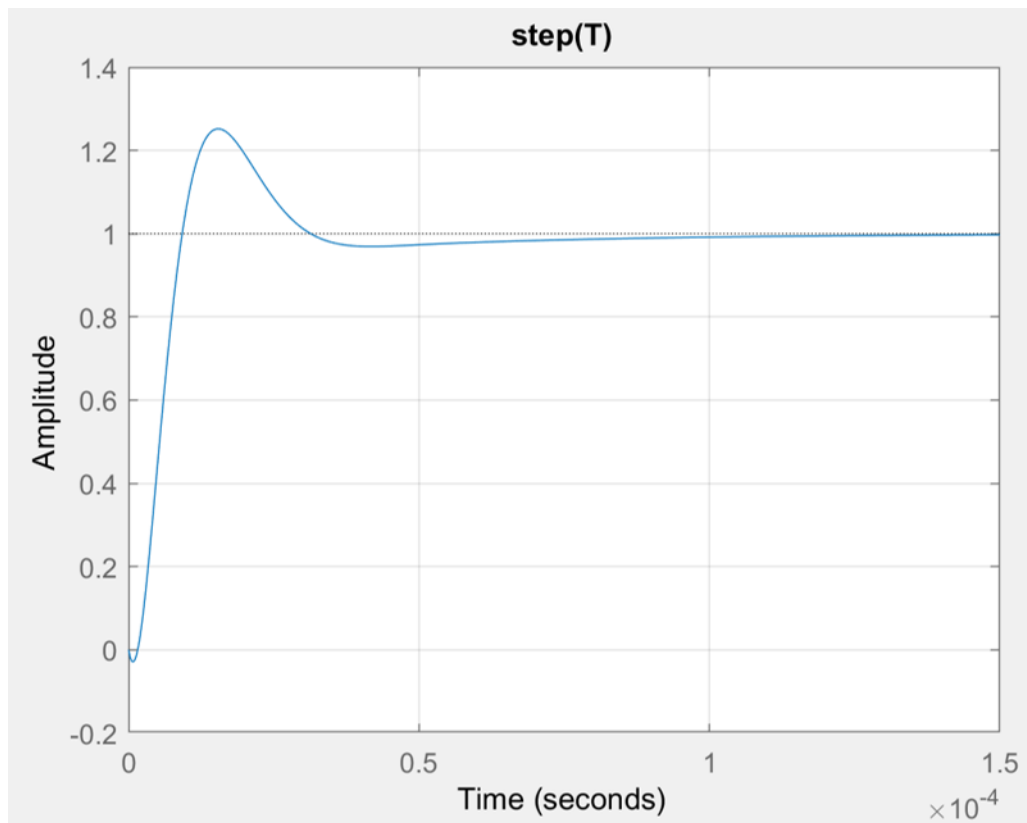


Figure 3.8: Respuesta al escalón del sistema a lazo cerrado.

Parte 4

Se implemento el circuito en una placa multiperforada siguiendo los lineamientos indicados por la cátedra. Se agregó un capacitor a la entrada y otro en paralelo a la salida para reducir el ESR.

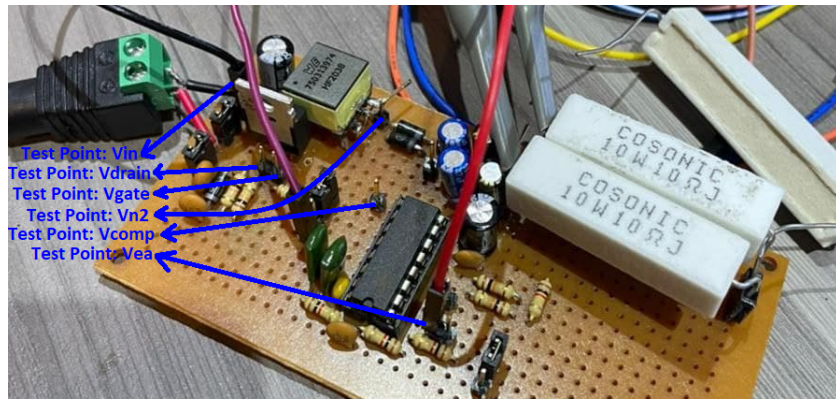


Figure 4.1: Circuito implementado con test points.

4.1 MEDICIONES

Se efectuaron mediciones de las tensiones principales del funcionamiento del circuito utilizando el Analog Discovery. Se empieza por las tensiones de la llave:

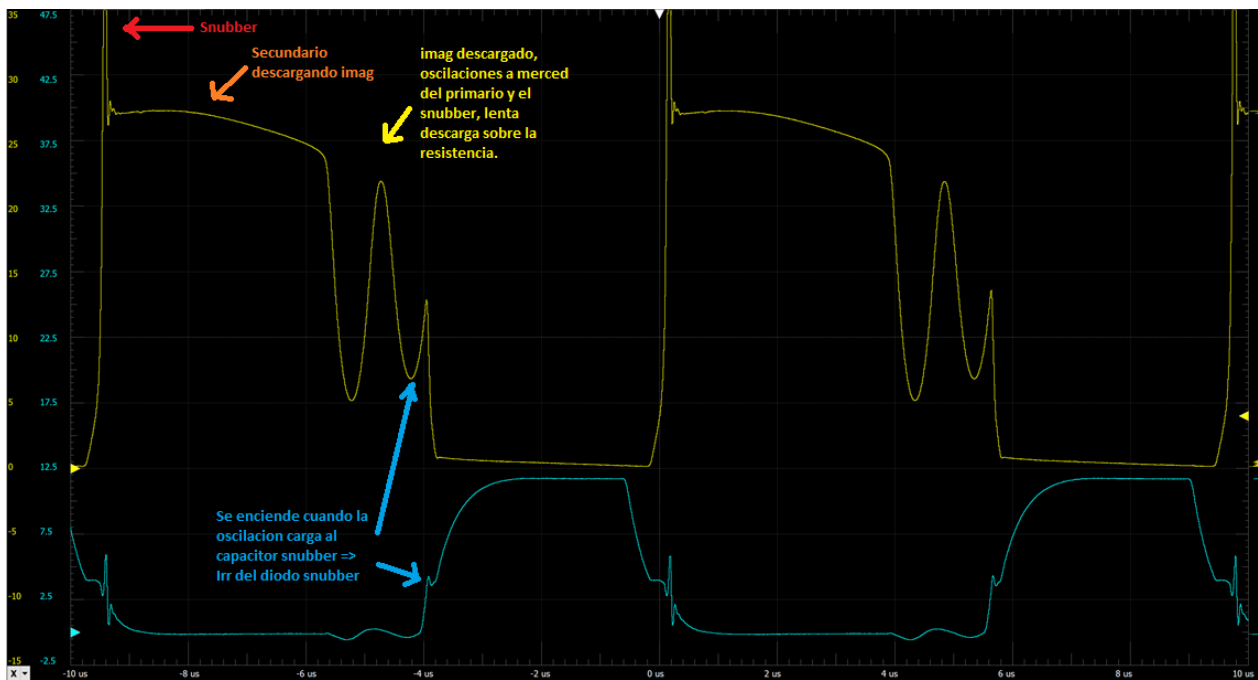


Figure 4.2: V_{ds} en amarillo, V_{gs} en azul. Medidas con analog discovery a $V_{ref}=3V$.

En la figura se destaca la presencia del snubber, cumpliendo su función con un sobrepico de $>50\text{ns}$. Este pico se ve en mayor detalle más adelante. Se puede ver el momento en el que se descarga el núcleo, la pendiente es similar a la de la simulación y representa la caída en el diodo que disminuye a medida la corriente de descarga disminuye. La oscilación cuando el núcleo está descargado es causada por la corriente del snubber, la I_{rr} del diodo del snubber, y la inductancia del primario, se llega a ver que la oscilación reduce su amplitud como una respuesta de segundo orden, resultado de la disipación en el cobre del primario y resistencia del snubber. A diferencia de la simulación, la amplitud se reduce más por la R_{snub} y V_{gs} ve estas oscilaciones amortiguadas gracias al capacitor del snubber. Se destaca la presencia de la I_{rr} del diodo sobrecargando C_{gd1} , dado que el diodo conduce justo antes de accionarse la llave. También se puede ver que la I_{rr} del diodo del snubber sobrecarga a C_{gd1} en el apagado cuando finaliza la carga del capacitor, este fenómeno se reconoció por su presencia en la siguiente figura, donde el diodo de salida también termina de descargar su I_{rr} en el capacitor de salida.

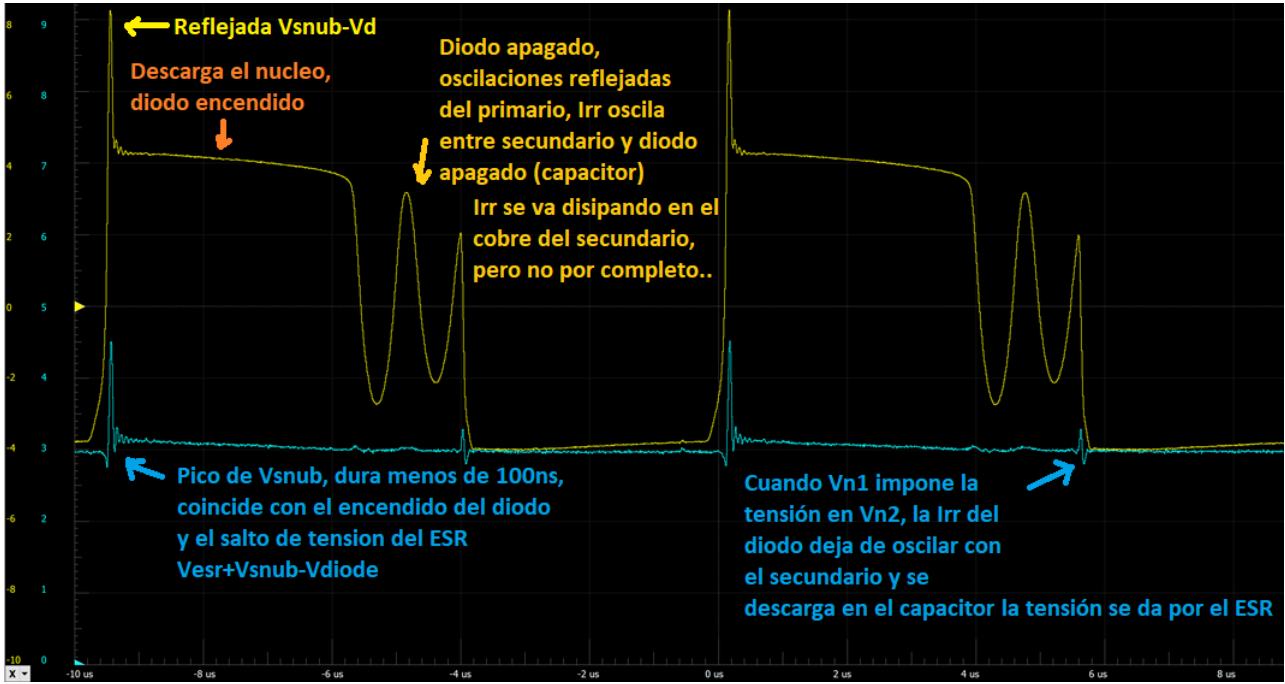


Figure 4.3: V_{N2} en amarillo, V_o en azul. Medidas con analog discovery a $V_{ref}=3V$.

En el secundario se ve el reflejo del primario en presencia del snubber, que es la diferencia entre la tensión de entrada y el pico del snubber. Este pico se ve reducido más aún por la tensión de encendido del diodo y llega a la salida, no tiene mayor efecto en la carga por su corta duración, pero se debe tener en cuenta. La ESR del capacitor cambia su polaridad en el momento del pico del snubber, por lo cual su valor es imposible de medir. Cuando el núcleo se descarga, la I_{rr} del diodo de salida oscila entre el diodo (actuando como capacitor) y la inductancia del primario, esto se percibe dado que las oscilaciones no llevan a la tensión de salida. Sin embargo, esto implica disipación en el cobre del secundario que no es suficiente para descargarlo, por lo que cuando el primario impone la tensión del secundario, esta I_{rr} se descarga en el capacitor generando un pico por la ESR del mismo. Este pico tiene el mismo formato que el visto en el apagado de la llave en V_{gs} .

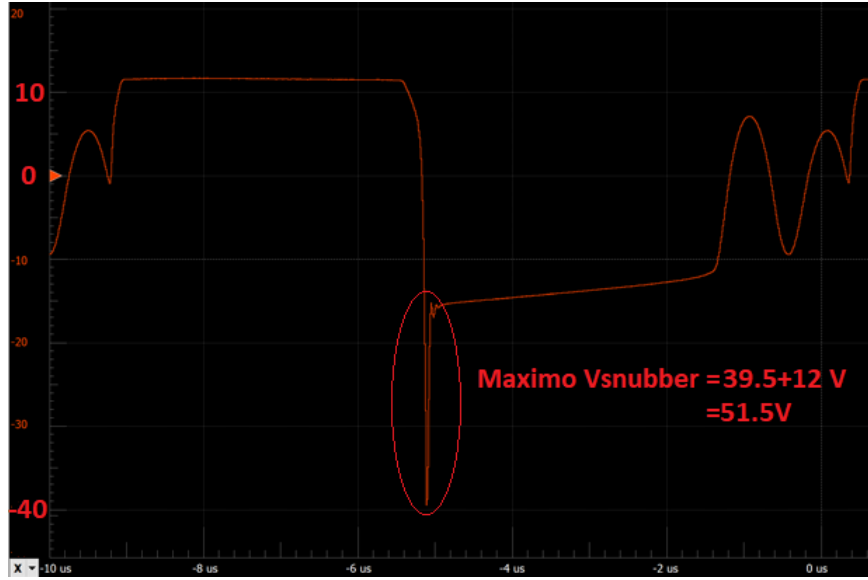


Figure 4.4: V_{N1} , obtenido con función math $V_d - V_{snub}$.

El pico en el snubber resultó ser de 51.5V, poco más de la mitad de la tensión para el cual se diseñó. Esto se debe a que el mismo se eligió considerando el peor caso de la L_{disp} del transformador, que es el doble del valor típico, por lo tanto esta reducción es acorde a la datasheet del trafo.

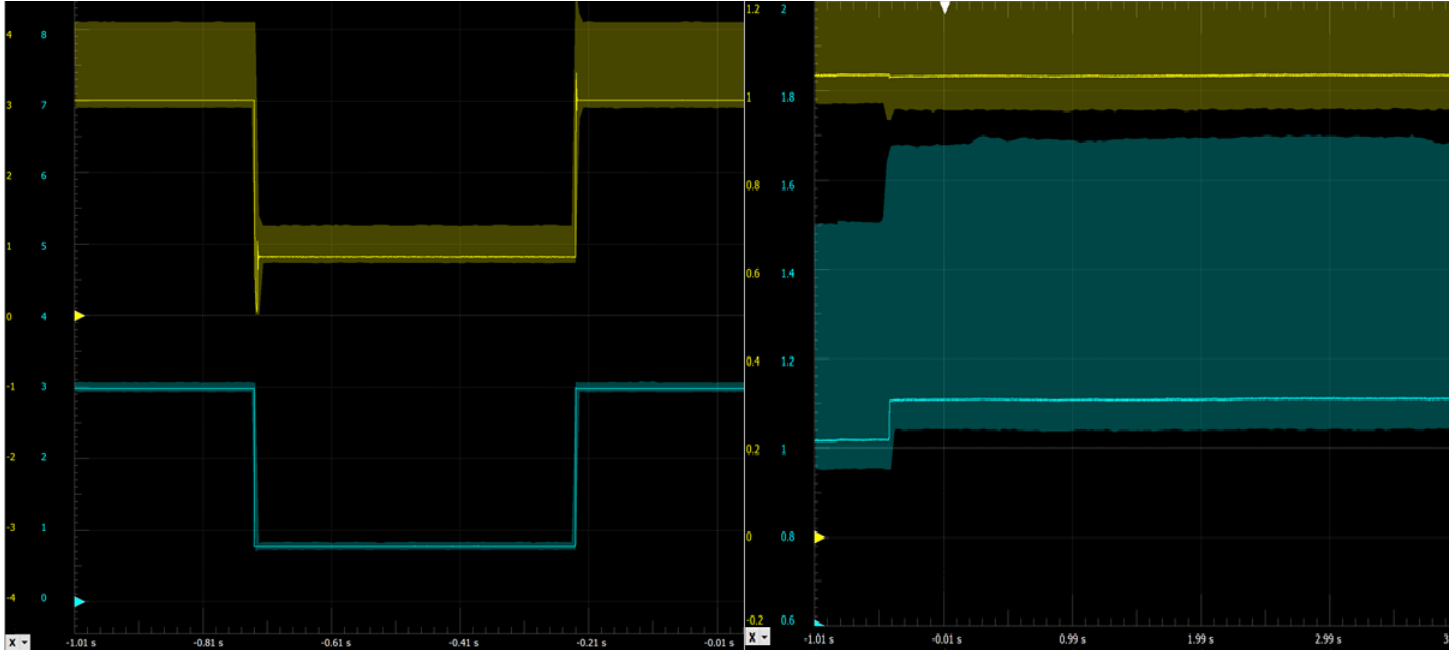


Figure 4.5: Izquierda: Transitorio cambiando V_{ref} de 0.8V a 3V, Amarillo: V_{N2} , Azul: V_{ref} . Derecha: Transitorio cambiando la carga en V_{o1} de 10Ω a 6Ω (con $V_{ref}=1V$), Amarillo: V_{o1} , Azul: V_{o2} .

Finalmente, se muestra el correcto funcionamiento de la fuente mostrando todo el rango de regulación, su respuesta a saltos de referencia donde se muestra el ajuste del controlador y por otro lado la respuesta de la fuente a cambios de carga, donde la salida controlada se ajusta sin cambios perceptibles y la salida sin realimentación se ajusta por efecto de compensación de la configuración Flyback. En el caso del salto de tensión de referencia, se puede apreciar que la respuesta es del tipo vista en la Parte 3 para una respuesta al escalón a lazo cerrado. El circuito de control realimentado actúa de forma satisfactoria.

4.2 CONCLUSIONES

Diseñar circuitos de potencia y su control considerando su mantenimiento en el funcionamiento del encendido y apagado, además del estado estacionario, es crucial para el correcto funcionamiento de los mismos (y supervivencia de los componentes).

Se logró desarrollar una base teórica que refleja fielmente lo que se obtiene con la simulación, de forma tal que al obtener ecuaciones que definen el comportamiento del convertidor se desarrollaron programas en Matlab para determinar DC necesario para tener la salida deseada según los parámetros del convertidor, asumiendo que se trabaja en modo discontinuo, volcando esto en la simulación se observó como el circuito responde de forma prácticamente exacta a lo planteado y esperado.

Para lograr obtener todas las expresiones matemáticas que permitieron el correcto diseño del convertidor se debieron poner en práctica gran cantidad de los conocimientos adquiridos en la materia en lo que se refiere a la electrónica de potencia, ya sea determinando el comportamiento del convertidor Flyback en modo discontinuo o estimando las pérdidas en la conmutación del MOS, entre otros.

A su vez, también se trataron cuestiones que hacen al comportamiento no ideal del circuito como son las estimadas pérdidas de potencia en los componentes donde esta sea sensible, la caída de tensión en el diodo con el cual se trabaja ya que para el orden de tensiones con las cuales se realizó este trabajo es cercano a la tensión del forward del diodo, luego al trabajar con circuitos de mayor potencia se dice que esta caída resulta despreciable a los fines prácticos, pero no así por ejemplo su I_{rr} . También se diseñó el snubber siguiendo los lineamientos vistos en el curso para que de esta forma que no resulte perjudicial el hecho de trabajar con un transformador sin acoplamiento perfecto y que por lo tanto posea una inductancia de dispersión apreciable.

Por otro lado al momento de estudiar la eficiencia del convertidor se llegó a la conclusión de que es más eficiente trabajar con un duty cycle cercano al 50%, esto último se ha comentado de forma aislada en desarrollo de curso y se ha visto reflejado en el trabajo.

Por último se logró realizar la caracterización del sistema como una planta obteniendo así su función transferencia y desarrollando en base a esta un circuito de control que nos brinde la salida deseada sin la necesidad de obtener de forma explícita el DC necesario, para esto se han debido utilizar los conocimientos previos referidos a los sistemas de control y se ha logrado obtener los resultados deseados, es de destacar que el circuito integrado SG3525A está diseñado de tal manera que permita dicho control.

Por último, y una vez desarrollado el diseño del convertidor, se ha realizado su implementación y se logró observar satisfactoriamente como responde a todo lo esperado.