

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.14 ELECTRÓNICA IV

Trabajo práctico de laboratorio 1: Transferencia de convertidores DC/DC

Grupo 2

GOYTÍA, Agustín	56023
LAGUINGE, Juan Martín	57430
PARRA, Rocío	57669
REINA KIPERMAN, Gonzalo	56102

Profesores

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

Presentado: 03/04/2020

Índice

1. Ejercicio 1	2
1.1. Circuito Driver	2
1.2. Carga Inductiva	2
1.3. Conmutación MOSFET	3
1.3.1. Encendido del MOSFET	3
1.3.2. Apagado del MOSFET	4
1.4. Diodo	5
1.4.1. Encendido del Diodo	5
1.4.2. Apagado del Diodo	5
1.4.3. Efecto de I_{rr} en la conmutación del MOSFET	5
1.5. Valores de los componentes y variables	6
1.6. Búsqueda de parámetros en datasheet y cálculo de valores	6
1.7. Curvas teóricas	7
1.8. Curvas Simuladas y valores obtenidos con la simulación	8
1.9. Comparación de resultados obtenidos	10
2. Ejercicio 2	11
2.1. Análisis teórico	12
2.1.1. Con componentes ideales	12
2.1.2. Considerando la tensión forward del diodo	12
2.1.3. Considerando las ESR de la bobina y el capacitor	13
2.1.4. Considerando la corriente de recovery del diodo	14
2.2. Simulación	14
3. Ejercicio 3	15
3.1. Curvas del convertidor buck	15
3.2. Curvas de conmutación	16
4. Ejercicio 4	16
4.1. Modo discontinuo	16
4.1.1. Señal de disparo y conmutación de la llave	16
4.1.2. Corriente en el inductor y en el diodo	19
4.1.3. Tensión en el inductor	19
4.2. Pérdidas en modo continuo y discontinuo	20
4.2.1. Pérdidas en modo continuo	20
4.2.2. Pérdidas en modo discontinuo	21
4.2.3. Conclusiones	21

1. Ejercicio 1

Se procederá al análisis del circuito de la Figura 1. El mismo es un circuito destinado al análisis del disparo de un transistor MOSFET.

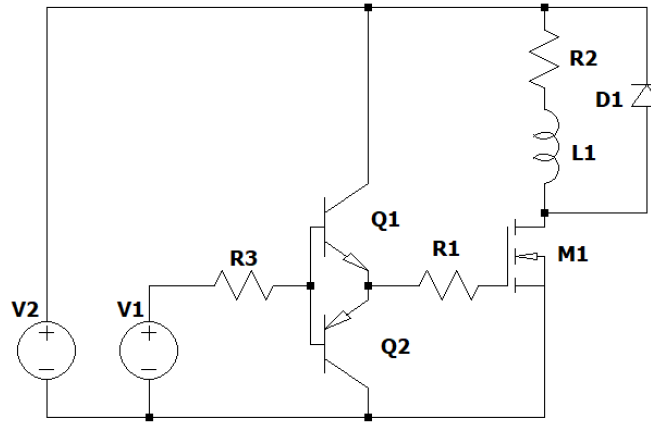


Figura 1: Circuito para análisis de disparo de transistor MOSFET

1.1. Circuito Driver

Los transistores Q_1 y Q_2 forman una configuración Totem-Pole, y se encuentran funcionando en saturación (push-pull output). Nótese que para prender el transistor, se requiere cargar las capacidades internas del MOSFET, por lo que se requiere un pico de corriente que un generador de señales no es capaz de proveer. Utilizando esta configuración, se puede activar y desactivar este circuito utilizando un generador de señales, mientras que la corriente es provista por la fuente de tensión. Idealmente, la salida de este circuito valdrá $V_{out} = V_1 - 0.7V$ cuando el circuito esté activado, y $V_{out} = 0.7V$ cuando se encuentre desactivado. Este circuito afectará la curva de control del Gate, pues la misma no es un escalón ideal. Se tendrá en cuenta el delay para la interpretación de los resultados obtenidos (de ser necesario), pero no nos centraremos en el análisis de esta configuración.

1.2. Carga Inductiva

La carga está compuesta por un circuito RL. Para conocer las condiciones de operación de este circuito, hay que plantear las ecuaciones en funcionamiento. Estas ecuaciones son

$$I_1 = I_0 \exp(-t_1/\tau_{RL}) + \frac{V_2}{R_2}(1 - \exp(-t_1/\tau_{RL})) \quad (1)$$

$$I_0 = I_1 \exp(-t_2/\tau_{RL}), \quad (2)$$

donde $t_1 = D/f_s$, $t_2 = (1 - D)/f_s$, $\tau_{RL} = L/R$, f_s la frecuencia del switch y D el duty cycle. Resolviendo el sistema de ecuaciones queda

$$I_0 = \frac{V_2}{R_2} \frac{1 - \exp(-t_1/\tau_{RL})}{\exp(t_2/\tau_{RL}) - \exp(-t_1/\tau_{RL})} \quad (3)$$

$$I_1 = \frac{V_2}{R_2} \frac{1 - \exp(-t_1/\tau_{RL})}{\exp(t_2/\tau_{RL}) - \exp(-t_1/\tau_{RL})} \exp(t_2/\tau_{RL}). \quad (4)$$

Notese que I_0 corresponde a la corriente en el inductor cuando se prende el MOSFET, e I_1 corresponde a la corriente en el inductor cuando se apaga el MOSFET.

1.3. Conmutación MOSFET

Durante la conmutación del MOSFET, circula corriente por el Gate. Esta corriente es debida a capacidades internas del transistor, que se cargan durante la conmutación. Dichas capacidades corresponden básicamente a las cargas de la capa de inversión e ionización que se forman en el Body del transistor para formar el canal N (Capacidad Gate-Source C_{GS} - recordar que el Body y el Source se encuentran cortocircuitados internamente), y las cargas asociadas a la capa de acumulación o de depleción que se forma en el Drain del transistor (Capacidad Gate-Drain C_{GD}), que ayudan a minimizar la resistencia del MOSFET cuando se encuentra activado. Es importante destacar que esta capacidad depende del tamaño de la capa de acumulación / depleción, y por lo tanto cambia durante la conmutación del MOSFET. Se buscará introducir las ecuaciones a utilizar, sin entrar en detalle sobre el funcionamiento del transistor.

1.3.1. Encendido del MOSFET

Considerando que, ante un escalón de tensión en provisto por el circuito Driver, dichas capacidades comienzan a cargarse, se puede modelar la primera etapa del prendido del MOSFET con un circuito RC, por lo que la tensión V_G en función del tiempo puede ser aproximada por

$$V_G(t) = V_1(1 - \exp(-t/\tau_1)). \quad (5)$$

donde $\tau_1 = R_1\tilde{C}_{G,1}$ y $\tilde{C}_{G,1} = C_{GS} + C_{GD,1}$. Cuando la tensión en el Gate llega a $V_{GS,th}$ (en $t = t_{d,on}$), comienza a formarse la capa de inversión, por lo que la corriente del Drain I_D comienza a aumentar hasta llegar al valor I_0 impuesto por la carga inductiva y hasta que el diodo deje de conducir (en $t = t_1$). Esto ocurrirá cuando la tensión en el Gate llegue a un valor $V_G = V_{G,I_D=I_0}$. El tiempo entre que comienza a circular corriente hasta que se alcanza el valor I_0 se denomina t_{ri} . Se puede demostrar que

$$t_{d,on} = -\tau_1 \ln \left(1 - \frac{V_{G,th}}{V_1} \right) \quad (6)$$

$$t_1 = -\tau_1 \ln \left(1 - \frac{V_{G,I_D=I_0}}{V_1} \right) \quad (7)$$

$$t_{ri} = t_1 - t_{d,on}. \quad (8)$$

Luego, cuando la corriente de Drain llega al valor I_0 , el valor de la tensión en el Gate se mantiene temporalmente en $V_G = V_{G,I_D=I_0}$, por lo que la capacidad C_{GS} deja de cargarse, mientras se sigue cargando C_{GD} a corriente constante. A medida se cargue C_{GD} se formará la capa de acumulación, bajando la resistencia R_{DS} , por lo que disminuye la tensión V_{DS} hasta alcanzar el valor $V_{DS,on}$. Dado que la capacidad C_{GD} varía durante este proceso, pues varían la longitud de la capa de acumulación, suele utilizarse el valor de la carga total ΔQ para estimar la duración de esta etapa. Con esto, el tiempo que transcurre desde que empieza a caer la tensión V_{DS} hasta que alcanza el valor $V_{DS,on}$ puede estimarse según:

$$t_{fv} = \Delta Q / I_{G,on} = \frac{\Delta Q R_1}{V_1 - V_{G,I_D=I_0}} \quad (9)$$

A lo largo de esta etapa, cambia el valor de C_{GD} de $C_{GD,1}$ a $C_{GD,2}$. El cambio de la tensión V_{DG} en función del tiempo puede expresarse según

$$\frac{dV_{DG}}{dt} = \frac{V_{GG} - V_{G,I_D=I_0}}{R_1 C_{GD}}. \quad (10)$$

Una aproximación es considerar que esto ocurre en dos etapas: una donde $C_{GD} = C_{GD,1}$ y otra donde $C_{GD} = C_{GD,2}$.

Luego, la tensión en el Gate sigue creciendo hasta llegar al valor V_{GG} . El tiempo característico asociado está dado por:

$$\tau_2 = R_1 \tilde{C}_{G,2} \quad (11)$$

Donde $\tilde{C}_{G,2} = C_{GS} + C_{GD,2}$

1.3.2. Apagado del MOSFET

El apagado del MOSFET es similar al encendido, pero en orden contrario:

Primero, se comienzan a descargar las capacidades internas por el Gate, por lo que la tensión del Gate en la primera etapa está dada por:

$$V_G(t) = V_{GG} \exp(-t/\tau_2) \quad (12)$$

Esto ocurrirá hasta que la tensión V_G alcance el valor $V_{G,I_D=I_0}$ en $t = t_{d,off}$. Puede demostrarse que:

$$t_{d,off} = -\tau_2 \ln \left(\frac{V_{G,I_D=I_0}}{V_{GG}} \right) \quad (13)$$

Luego, la tensión en el Gate permanecerá constante mientras se descarga $C_{GD,2}$ a corriente constante durante un tiempo t_{rv} . Análogo al caso de encendido, este tiempo está dado por

$$t_{rv} = \Delta Q / I_{G,off} = \frac{\Delta Q R_1}{V_{G,I_D=I_0}} \quad (14)$$

Notar que, al igual que durante el prendido, la capacidad C_{GD} cambia de valor durante este proceso. La misma aproximación en dos etapas aplica para este caso. Finalmente, la tensión en el Gate baja según la ecuación

$$V_G = V_{G,I_D=I_0} \exp(-t/\tau_1). \quad (15)$$

A medida que la tensión cae, comienza a deshacerse el canal formado, por lo que baja el valor de I_D hasta hacerse nulo cuando $V_G = V_{G,th}$. Esto ocurre luego de un intervalo t_{fi} . El valor de t_{fi} está dado por

$$t_{fi} = -\tau_1 \ln \left(\frac{V_{G,th}}{V_{G,I_D=I_0}} \right). \quad (16)$$

Un gráfico esquemático mostrando la conmutación del MOSFET se muestra en la Figura 2.

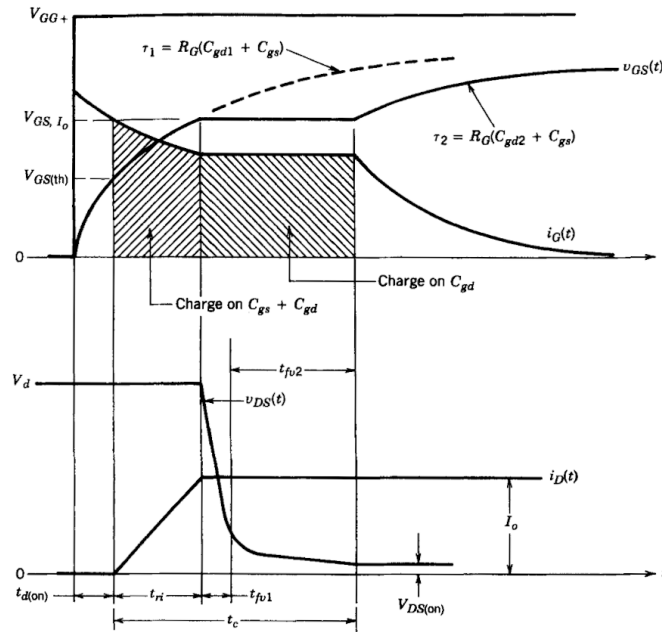


Figura 2: Curvas de tensión y corriente en el MOSFET durante el encendido

1.4. Diodo

También resulta importante analizar la dinámica del Diodo durante la conmutación, dado que afecta a las curvas de conmutación del MOSFET, que es lo que se busca analizar en este punto. Con este objetivo, se realizará un breve análisis de la conmutación de un diodo real. El análisis se realiza considerando un switch que impone un cambio de corriente di/dt . Recordar que un diodo de potencia está formado por dos junturas: $p^+n^-n^+$.

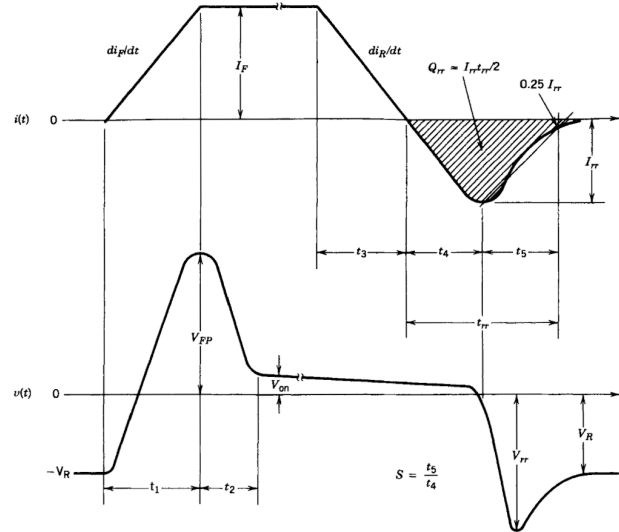


Figura 3: Curvas de encendido y de apagado de un diodo de potencia (tensión y corriente)

1.4.1. Encendido del Diodo

Cuando el diodo se encuentra polarizado en inversa y se lo prende, la corriente sube de acuerdo con el di/dt impuesto por el circuito, a medida que se restaura la carga en la zona de depleción hasta el valor de equilibrio térmico y se comienza a polarizar en directa. A medida que el diodo se polariza en directa, baja su la resistencia hasta que la tensión en el diodo llega a V_{on} . Por la corriente que circula mientras que el diodo no está completamente polarizado, motivo por el cual su resistencia interna es alta, se produce un pico de tensión en el diodo. Este pico puede resultar mayor considerando las inductancias parásitas, si se aplican valores altos de di/dt . Este overshoot puede afectar seriamente algunos circuitos de potencia. La curva de encendido del diodo se puede encontrar en la Figura 3.

1.4.2. Apagado del Diodo

El apagado del diodo es esencialmente el proceso inverso al encendido. Primero, los portadores de carga libres deben ser removidos para que la juntura llegue al equilibrio térmico antes de que la misma pueda ser polarizada en inversa. Siempre que haya exceso de portadores de carga libre en las zonas de drift, las junturas estarán polarizadas en directa, por lo que la tensión en el diodo no varía más allá de pequeñas diferencias por pérdidas ohmicas. Una vez que suficientes portadores de carga sean removidos y la corriente se vuelva negativa, la o las junturas se polarizan en inversa, momento en el que la corriente deja de volverse más negativa y tiende al valor de cero. Este pico de corriente negativo se denomina I_{rr} . Durante este último intervalo hay pérdidas de potencia debido a que crece la resistencia del diodo al polarizarse en inversa, por lo que hay un pico de tensión negativo, y luego la corriente tiende a cero (y la tensión baja en módulo y tiende al valor de tensión aplicado en el diodo). La curva de apagado del diodo se puede encontrar en la Figura 3.

1.4.3. Efecto de I_{rr} en la conmutación del MOSFET

El valor de I_{rr} afecta en la conmutación del MOSFET. Nótese que este efecto se da cuando el diodo se apaga, es decir, durante el encendido del MOSFET.

Por causa de la corriente I_{rr} , la corriente de Drain I_D crece hasta el valor $I_0 + I_{rr}$, por lo que el valor de V_G crece por arriba de $V_{G,I_D=I_0}$. Cuando el diodo se recupera y la corriente vuelve a cero (y, por lo tanto, la corriente I_D baja a I_0), el valor de V_G baja a $V_{G,I_D=I_0}$, y el cambio de tensión provee corriente adicional a la capacidad C_{GD} , produciendo que V_{GD} y V_{DS} decrezcan rápidamente durante este intervalo de recovery. Los efectos de la corriente I_{rr} en la conmutación del MOSFET pueden observarse en la Figura 4.

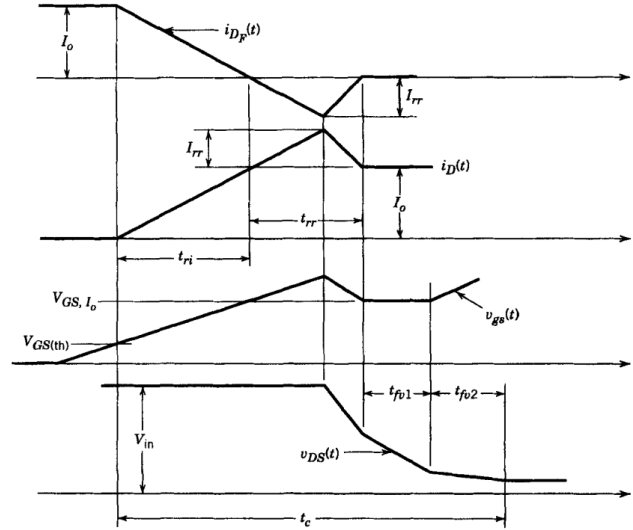


Figura 4: Efectos de I_{rr} en el encendido del MOSFET.

Esta corriente no se tendrá en cuenta para el análisis teórico.

1.5. Valores de los componentes y variables

Los valores de los componentes y las variables se muestran en la Tabla 1 y la Tabla 2.

Componente	Q_1	Q_2	R_1	R_2	R_3
Valor	BC337-25	BC557B	100 Ω	15 Ω	1 K Ω
Componente	M_1	L_1	D_1	V_2	V_1
Valor	IRF530	220 μH	MUR460	50 V	Ver Tabla V_1

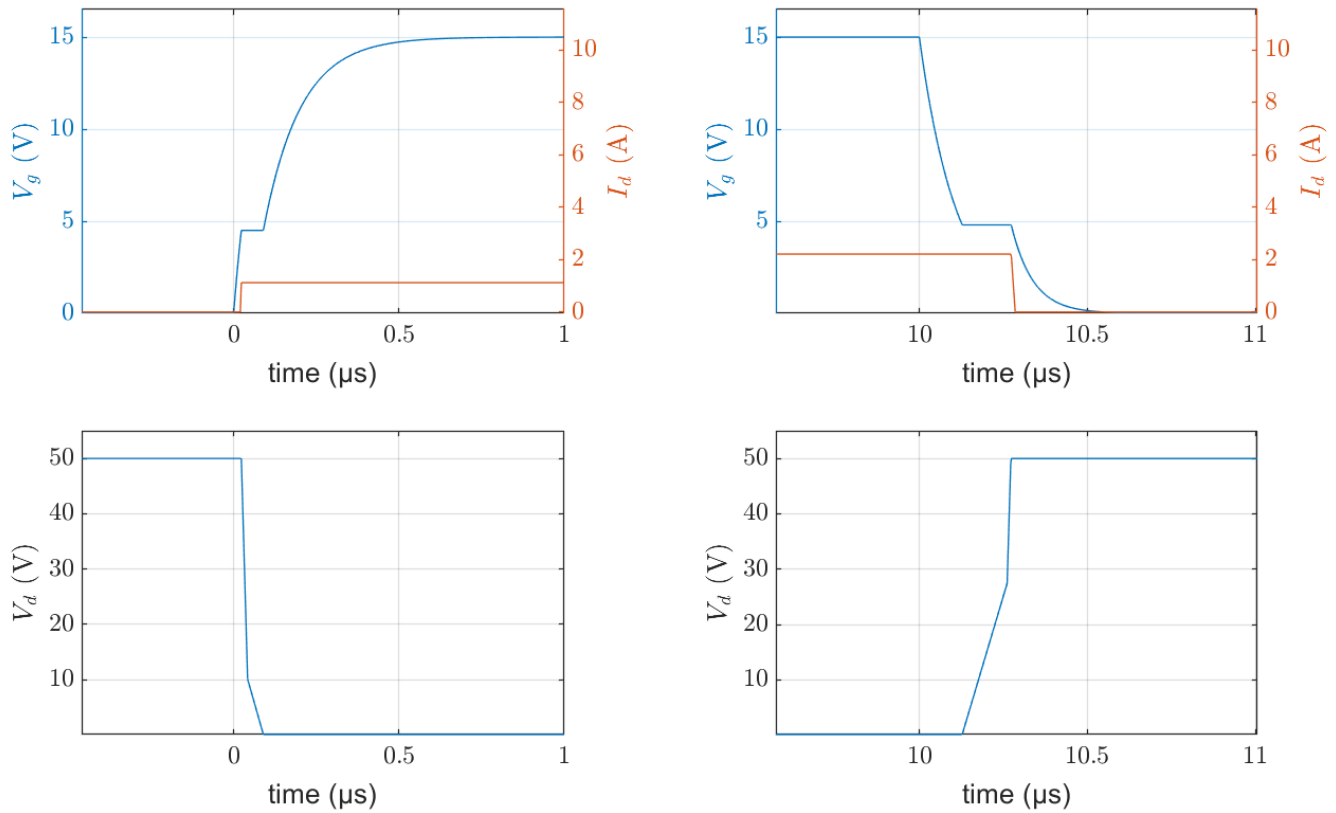
Tabla 1: Valores de los componentes utilizados.

Parámetro	Valor
V_0 (on)	15 V
V_0 (off)	0 V
f_s	50 KHz
D (Duty Cycle)	50 %

Tabla 2: Valores asociados a generador de V_1 .

1.6. Búsqueda de parámetros en datasheet y cálculo de valores

Los valores de los parámetros del circuito obtenidos a partir del datasheet del transistor se muestran en la Tabla 3 y la Tabla 4.

Figura 5: Curvas teóricas de V_g , V_{DS} e I_D .

Variable	$I_{0_{off}}$	$I_{0_{on}}$	$V_{G,th}$	$V_{G,I_D=I_{0_{off}}}$	$V_{G,I_D=I_{0_{on}}}$	$\tilde{C}_{G,1}$	$\tilde{C}_{GD,2}$	ΔQ
Valor	2,21 A	1,12 A	4 V	4,8 V	4,5 V	650 pF	1120 pF	7 nC

Tabla 3: Valores obtenidos del datasheet

Variable	$C_{gd,1}$	$C_{gd,2}$	C_{gs}
Valor	50 pF	520 pF	600 pF

Tabla 4: Valores de los capacitores

Los tiempos de conmutación teóricos se muestran en la Tabla 5.

Variable	$t_{d,on}$	t_{ri}	t_{fv}	$t_{d,off}$	t_{rv}	t_{fi}
Valor	21.32 ns	3.23 ns	71.43 ns	127.62 ns	145.83 ns	11.85 ns

Tabla 5: Tiempos de conmutación calculados

1.7. Curvas teóricas

Las curvas obtenidas a partir de la teoría se muestran en la Figura 5.

1.8. Curvas Simuladas y valores obtenidos con la simulación

Las curvas de conmutación obtenidas en la simulación pueden observarse en la Figura 6. Los valores de los tiempos de conmutación obtenidos a partir de la simulación se muestran en la Tabla 6

Variable	$t_{d,on}$	t_{ri}	t_{fv}	$t_{d,off}$	t_{rv}	t_{fi}
Valor	28 ns	12 ns	183 ns	170 ns	450 ns	13 ns

Tabla 6: Tiempos de conmutación obtenidos a partir de la simulación.

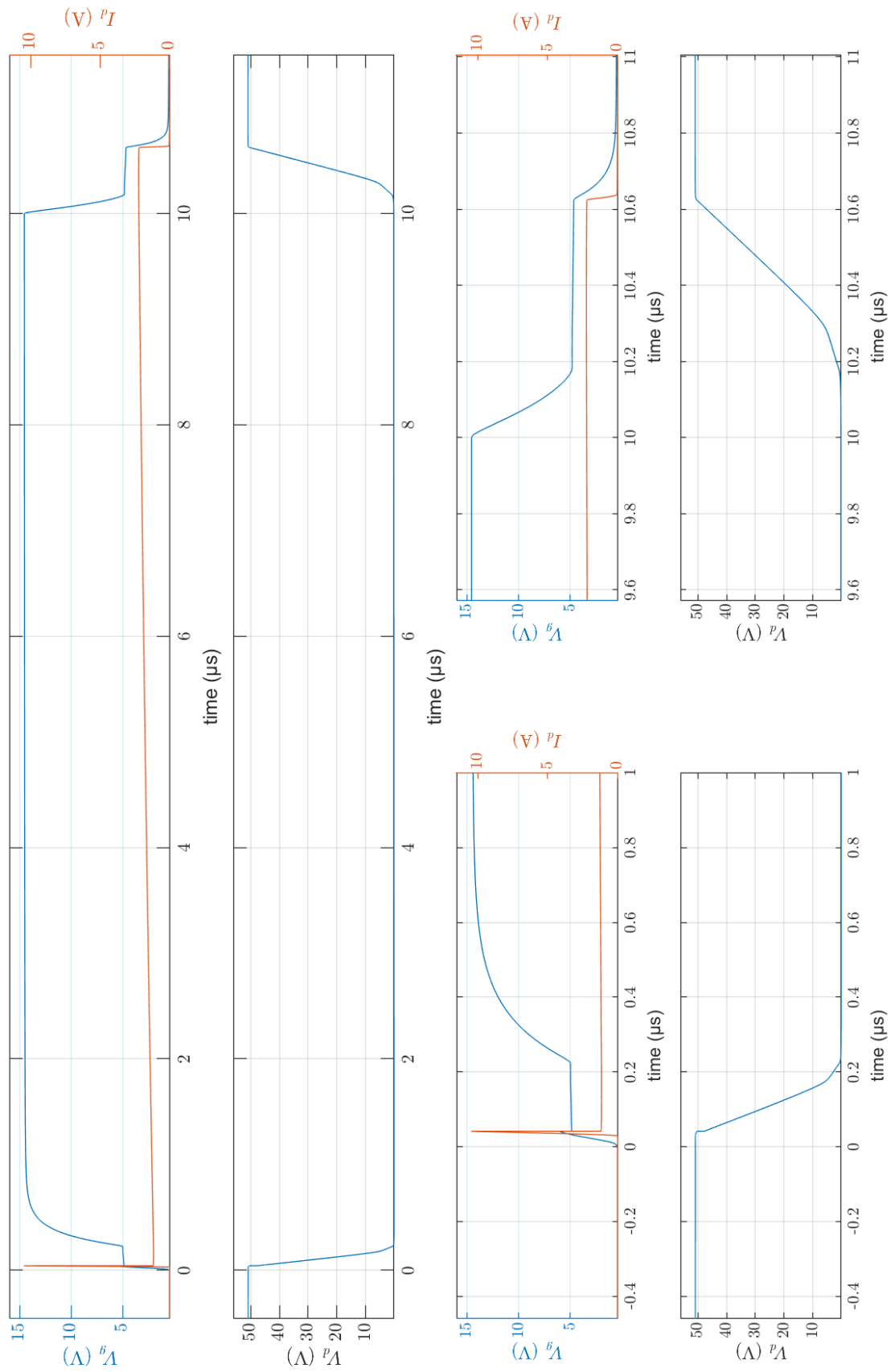


Figura 6: Curvas simuladas de V_G , V_{DS} e I_D , y detalle de conmutación de encendido y apagado.

1.9. Comparación de resultados obtenidos

Al comparar los resultados teóricos y las simulaciones, la diferencia más significativa es el pico de corriente que aparece en la corriente de Drain I_D . Este pico es debido a la corriente I_{rr} desarrollada en la Subsubsección 1.4.3. Este efecto no fue considerado para graficar las curvas teóricas, pero los resultados obtenidos en la simulación ($I_{D,max} = 10.29A$, cuando $I_0 = 1.15A$) muestran la importancia de tener en consideración este análisis.

Con respecto a la forma de las curvas obtenidas, las curvas teóricas y simuladas resultan semejantes en forma, con desviaciones por la aproximación del modelo teórico con respecto al modelo de la simulación, presentando algunas diferencias en los tiempos de las distintas etapas de la conmutación.

Los tiempos de las distintas etapas obtenidos con la simulación difieren de los valores calculados teóricamente. Este resultado es de esperar, dado que los valores utilizados y obtenidos a partir del datasheet pueden diferir con respecto a los valores tanto del componente real como de aquellos utilizados en el modelo de la simulación. Sin embargo, los valores son comparables en cuanto a su orden de magnitud. Se muestra en la Tabla 7 los errores relativos porcentuales de los tiempos de conmutación, así como la diferencia de orden de magnitud entre los valores teóricos y simulados.

Variable	$t_{d,on}$	t_{ri}	t_{fv}	$t_{d,off}$	t_{rv}	t_{fi}
Error porcentual	23.8 %	73 %	60.9 %	24.9 %	67.5 %	8.84 %
$\log_{10}(\text{Teórico/Simulado})$	-0.11	-0.56	-0.4	-0.12	-0.48	-0.04

Tabla 7: Errores porcentuales y diferencias en orden de magnitud de tiempos de conmutación.

Se puede observar que las diferencias más importantes se dan para los valores de $t_{d,on}$, t_{fv} y t_{rv} . Es de esperar una desviación en el valor de $t_{d,on}$ con respecto al calculado teóricamente, por los efectos de la corriente I_{rr} . Con respecto a las desviaciones de los valores de t_{fv} y t_{rv} , estos dos valores presentan desviaciones similares, y ambos están asociados al valor de la carga ΔQ , por lo que un posible motivo de estas desviaciones es que el valor de ΔQ obtenido a partir del datasheet para calcular los valores de t_{fv} y t_{rv} difieren del valor utilizado para el modelo de la simulación.

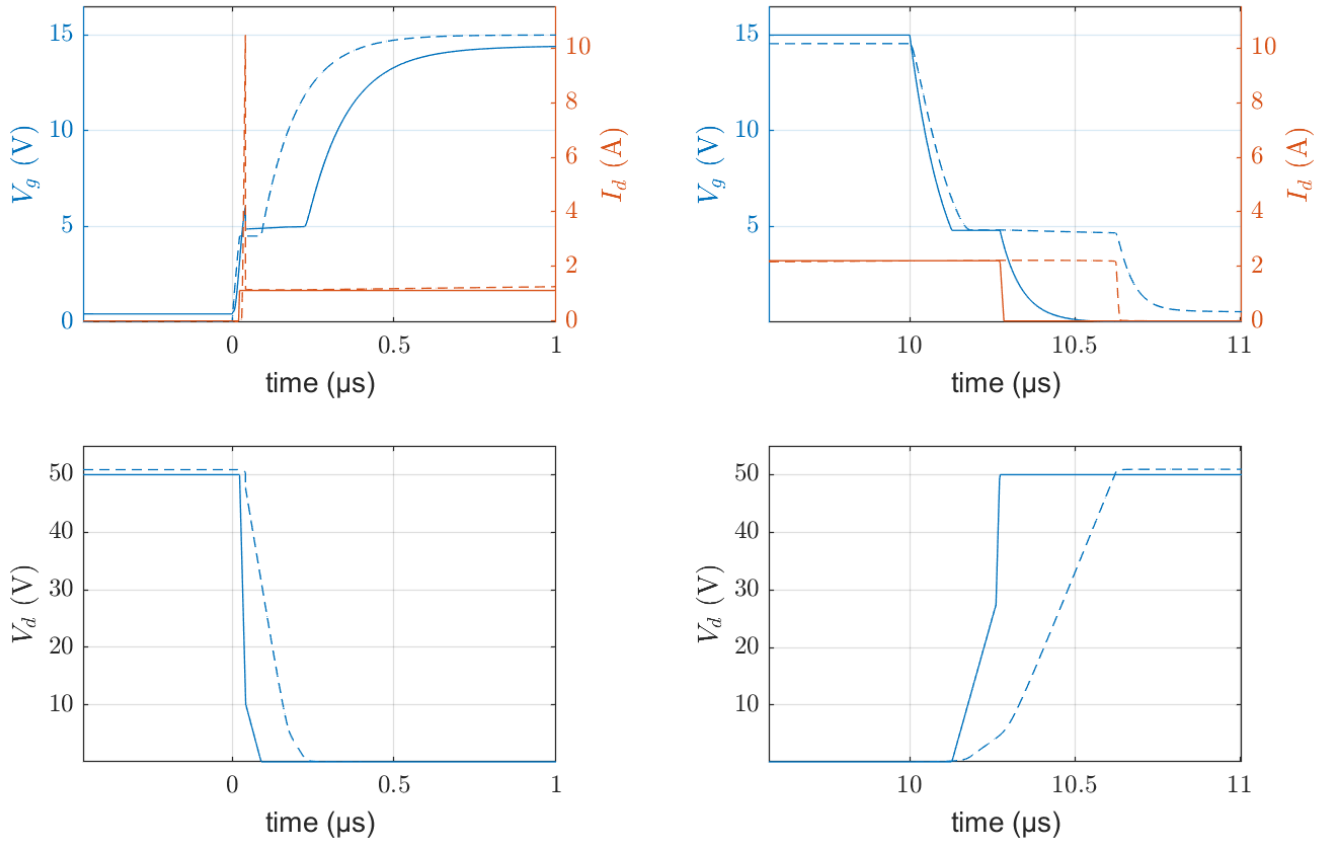


Figura 7: Superposición de curvas simuladas (líneas sólidas) y obtenidas a partir de la teoría (líneas discontinuas).

2. Ejercicio 2

El circuito que analizaremos ahora es una fuente buck, es decir, un convertidor DC/DC donde la tensión de salida es menor que la de entrada. El mismo puede observarse en la figura 8. En esta sección, consideraremos ideal a la llave con la que se hace el switching.

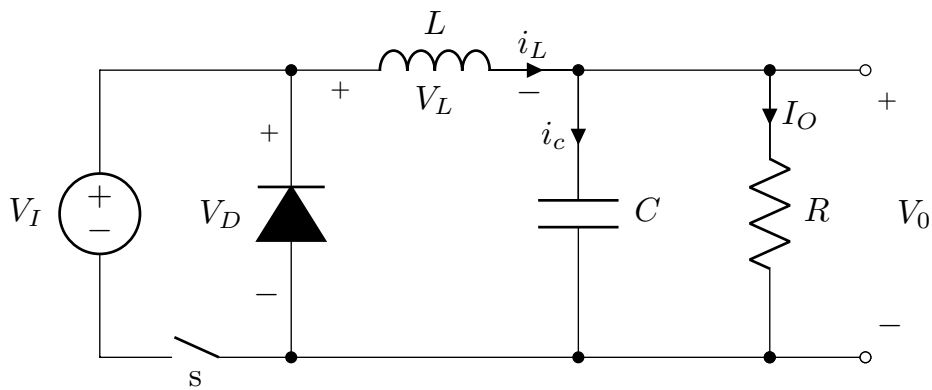


Figura 8: Fuente buck con llave ideal

Esta fuente debe cumplir los siguientes requerimientos:

Esto se debe lograr a una frecuencia de switching de $f_s = 50\text{kHz}$. En cuanto a los componentes pasivos, los reactivos

V_I (V)	V_O (V)	$\Delta V_O/V_{Omax}$ (%)
9.0	3.7	5

Tabla 8: Requerimientos de entrada/salida de la fuente

son sugeridos por la cátedra: $L = 220\mu\text{H}$ y $C = 10\mu\text{F}$. La resistencia de carga debe ser elegida de manera tal que, en primera instancia, la fuente funcione en modo continuo.

2.1. Análisis teórico

2.1.1. Con componentes ideales

Para obtener la salida indicada, debemos seleccionar el duty adecuado. Esto se puede obtener planteando que en régimen permanente, $\langle V_L \rangle = 0$, y por lo tanto, $\langle V_O \rangle = \langle V_D \rangle$. Considerando al diodo como ideal, su tensión es 0 cuando la llave está abierta, y V_I cuando está cerrada. Por lo tanto, despejando para D obtenemos que:

$$D = \frac{V_O}{V_I} \simeq 0.41 \quad (17)$$

Con este valor, podemos ahora obtener la corriente de boundary. Sabiendo que cuando la llave está abierta, $V_L = L \frac{di_L}{dt} = -V_O$, y que esta condición se mantiene por un tiempo $T_s \cdot (1 - D)$, se obtiene:

$$\Delta I_L = \frac{V_O}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.20\text{A} \quad (18)$$

Con lo cual la corriente de boundary es:

$$I_B = \frac{\Delta I_L}{2} \simeq 0.10\text{A} \quad (19)$$

Para que $I_O > I_B$, elegimos pues $R = 10\Omega$, lo cual resulta en una corriente de salida de 0.37A.

El ripple de tensión, por otro lado, es entonces de:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1}{V_O} \cdot \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{V_O} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L T_s}{2} \simeq 1.23\% \quad (20)$$

Este valor se encuentra por debajo del máximo aceptable de 5%.

2.1.2. Considerando la tensión forward del diodo

El análisis anterior sirve como primera aproximación del comportamiento del circuito. Sin embargo, a la hora de simular, resulta evidente que no es suficiente: la tensión obtenida a la salida es considerablemente menor a la que se requiere, de alrededor de 3.2V.

En primer lugar, podemos observar que si bien es cierto que $V_O = \langle V_D \rangle$, en la sección anterior consideramos que cuando la llave está cerrada, la tensión en el diodo es nula. Sin embargo, sabemos que esto no es cierto: el diodo estará forward-biased, con lo cual su tensión no será otra que la de forward.

En la datasheet del MUR460¹, el diodo sugerido por la cátedra, la figura 6 muestra la relación entre la tensión forward y la corriente forward. Como la corriente será la de salida, 0.37A, la tensión estará entre $\sim 0.75\text{V}$ (a 100°C) y $\sim 0.85\text{V}$ (a 25°C). De la figura 9, obtenemos que para una onda cuadrada de corriente forward de 0.37A, la potencia disipada será de alrededor de 0.4W, que teniendo en cuenta que $R_{\Theta JA} = 50$ (nota 2 de la datasheet, asumiendo montaje 1), el diodo calentará alrededor de 20°C sobre la temperatura ambiente. Por lo tanto, la temperatura no será ni 25 ni 100 grados, si no que rondará los 40, dependiendo de la temperatura ambiente. Supondremos pues $V_{FD} = 0.8\text{V}$ de tensión forward en el diodo.

Una vez que contamos con este valor, podemos calcular el nuevo valor de la tensión de salida:

$$V_O = \langle V_D \rangle = D \cdot V_I - (1 - D) \cdot V_{DF} \quad (21)$$

¹<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MUR420-D.PDF>

Despejando para D , obtenemos:

$$D = \frac{V_O + V_{DF}}{V_I + V_{DF}} = \frac{3.7V + 0.8V}{9V + 0.8V} \simeq 0.46 \quad (22)$$

Esto a su vez cambiará el valor de los ripples de tensión y corriente, puesto que no sólo a la tensión de la bobina durante T_{off} se le suma la tensión forward del diodo, sino que además al aumentar D , disminuye T_{off} . Resulta entonces:

$$\Delta I_L = \frac{V_O + V_{DF}}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.21A \quad (23)$$

Con este valor, la corriente de boundary sube a 0.11A, con lo cual aún seguimos operando en modo continuo con 10Ω de carga. En cuanto al ripple de tensión:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1}{V_O} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L T_s}{2} \simeq 1.53\% \quad (24)$$

2.1.3. Considerando las ESR de la bobina y el capacitor

Si tenemos en cuenta las ESR, el circuito queda con la configuración que se observa en la figura 9.

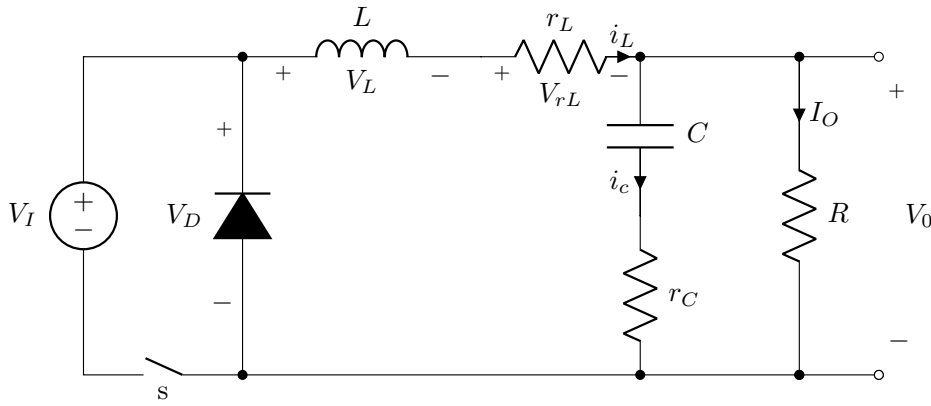


Figura 9: Fuente buck, considerando las ESR de la bobina y del capacitor

Para seguir cumpliendo con $\langle V_L \rangle = 0$, debe cumplirse ahora que $\langle V_D \rangle = \langle V_O \rangle + \langle V_{rL} \rangle$. Como la corriente media de la bobina es la de salida, la tensión media de su ESR no será otra cosa que $\frac{r_L}{R} \cdot V_O$.

La datasheet de la bobina sugerida por la cátedra² lista a esta ESR con el valor de 0.65Ω . Despejando para D , obtenemos pues:

$$D = \frac{V_O \cdot (1 + \frac{r_L}{R}) + V_{DF}}{V_I + V_{DF}} = \frac{3.7V \cdot (1 + \frac{0.65\Omega}{10\Omega}) + 0.8V}{9V + 0.8V} \simeq 0.48 \quad (25)$$

El ripple de corriente ahora es:

$$\Delta I_L = \frac{V_{DF} + V_O(1 + \frac{r_L}{R})}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.22A \quad (26)$$

En cuanto al ripple de tensión, el mismo se ve afectado por la ESR del capacitor, ya que ahora $V_O = V_C + V_{rC}$, con lo cual los efectos de ambos componentes deben tenerse en cuenta. El *application report* "Output Ripple Voltage for Buck Switching Regulator" de Texas Instruments³ realiza el análisis correspondiente, que si bien no es de gran complejidad, sí implica un desarrollo demasiado extenso para incluir en este informe paso por paso. El mismo consiste en obtener la $v_o(t) = v_c(t) + v_{rC}(t)$, para los tramos $t < T_{on}$ y el $t > T_{on}$, derivar para buscar el máximo y el mínimo de esa función por tramos, evaluar en esos puntos y obtener la diferencia.

²<https://abracon.com/Magnetics/radial/AIUR-03.pdf>

³<http://www.ti.com/lit/an/slva630a/slva630a.pdf>

Como los tiempos donde se encontrarían el máximo y el mínimo serían $t_{max} = \frac{T_{on}}{2} - r_C \cdot C$ y $t_{min} = \frac{T_{off}}{2} - r_C \cdot C$, los resultados terminan separándose según si estos tiempos son o no mayores a 0, puesto que de lo contrario hay que evaluar en $t = 0$.

Llamando $\tau = r_C \cdot C$, se obtiene entonces:

$$\Delta V_O = \begin{cases} \Delta I_L \cdot \left(\frac{1}{8Cf_s} + \frac{r_C^2 C f_s}{2D(1-D)} \right) & \text{si } \tau < T_{on}/2 \wedge \tau < T_{off}/2 \\ \Delta I_L \cdot \left(\frac{r_C}{2} + \frac{r_C^2 C}{T_{on}} + \frac{1}{2CT_{on}} \cdot \left(\left(\frac{T_{on}}{2} \right)^2 - (r_C C)^2 \right) \right) & \text{si } \tau < T_{on}/2 \wedge \tau > T_{off}/2 \\ \Delta I_L \cdot \left(\frac{r_C}{2} + \frac{r_C^2 C}{T_{off}} + \frac{1}{2CT_{off}} \cdot \left(\left(\frac{T_{off}}{2} \right)^2 - (r_C C)^2 \right) \right) & \text{si } \tau > T_{on}/2 \wedge \tau < T_{off}/2 \\ \Delta I_L \cdot r_C & \text{si } \tau > T_{on}/2 \wedge \tau > T_{off}/2 \end{cases} \quad (27)$$

Para el capacitor sugerido por la cátedra, la ESR que figura en la datasheet⁴ es de 32Ω . Con estos valores, $\tau = 320\mu s$, con lo cual considerando que $T_{on} \simeq T_{off} \simeq 10\mu s$ (recordemos que $D = 0.46$), estaríamos en el último caso de 27, y se obtendría finalmente $\Delta V_O = 7.04V$; más del doble de V_O . Es claro que esto no es aceptable, y es necesario cambiar el capacitor por uno con menor ESR.

Se propone utilizar un capacitor de la serie ESL de KEMET Electronic Components⁵, en particular el de $39\mu F$, $50V$, que tiene 0.23Ω de ESR. Se obtiene entonces $\tau = 8.97\mu s$, con lo cual se está en el último caso de la ecuación 27, y entonces:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{\Delta I_L \cdot r_C}{V_O} = 1.36\% \quad (28)$$

Llama la atención que este resultado es menor al obtenido en la ecuación 24, antes de introducir la ESR. Sin embargo, si se corrigiese por el hecho de que ahora el capacitor es casi cuatro veces más grande, sí se estaría obteniendo un resultado menos favorable (aunque más preciso) en la ecuación 28 que en la 24.

2.1.4. Considerando la corriente de recovery del diodo

Un comportamiento no ideal del diodo que no se mencionó hasta ahora es su corriente de recovery, a la cual se hizo referencia ya en el ejercicio anterior. Lo que sucede es que como la misma depende de la derivada de la corriente en el diodo cuando se lo apaga, y como la fuente y el switch son ideales, esta derivada es infinita. Esto resulta en que los picos de corriente inversa sean, idealmente, infinitos.

Desde luego, esto no es razonable: sabemos que ninguna fuente ni ninguna llave (y para el caso, ningún diodo) tiene la capacidad de entregar corriente infinita. Por lo tanto, para plasmar este fenómeno en nuestro análisis de alguna manera, recurriremos nuevamente a la hoja de datos. Encontramos que cuando $\frac{di_R}{dt} = 50A/\mu s$, con una corriente de forward de $1A$ (que no es nuestro caso, pero nuevamente, esto es a modo ilustrativo), el tiempo de recovery es como máximo $t_{rr} = 75ns$, y la corriente $I_{rr} = 1.7A$. Utilizaremos pues estos datos para construir el pico de corriente inversa que se observaría en la realidad, aunque no tenemos forma de saber si el valor dado de $\frac{di_R}{dt}$ es representativo.

La forma que toma la curva de $i_D(t)$ en recovery supera el scope de este trabajo. Su forma teórica se encuentra en la figura 3, pero aquí simplemente la graficaremos como si fuese triangular.

2.2. Simulación

Se realizaron las simulaciones correspondientes a este circuito en LTSpice, utilizando el modelo “real” del diodo, y con las ESR obtenidas de las datasheets de los componentes correspondientes. Los resultados obtenidos, así como las curvas teóricas realizadas a partir del desarrollo de la sección anterior, se encuentran en la figura 10.

En los gráfico de $v_L(t)$ e $i_L(t)$ no se observan diferencias significativas entre ambas curvas. Una fuente de error en estas curvas es que Spice utiliza $V_{DF} \simeq 0.77V$, es decir, una tensión un 4% menor a la que tomamos en el análisis teórico. Esto afecta a la tensión de salida, que en la simulación es de $3.67V$. Ambos valores influyen en la cuenta de v_L y, por lo tanto, de i_L .

En cuanto a la corriente del diodo, las curvas coinciden la mayor parte del tiempo, lo cual es razonable: en $s=0$, son iguales a i_L , y en T_{off} circula sólo la corriente inversa del diodo, que es en el peor caso de $200\mu A$ y tan pequeña

⁴https://ar.mouser.com/datasheet/2/129/rtk_e-6792.pdf

⁵https://content.kemet.com/datasheets/KEM_A4074_ESL.pdf

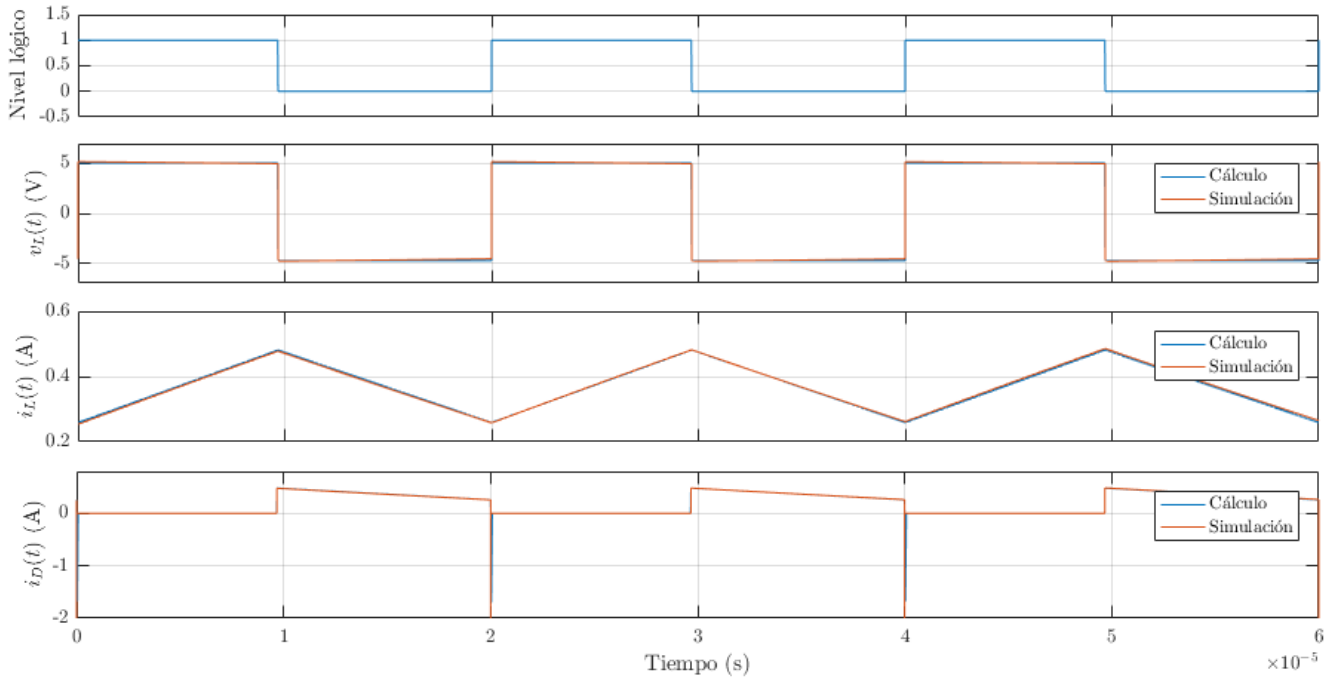


Figura 10: Curvas teóricas y simuladas de la fuente buck: de arriba hacia abajo, estado de la llave (abierta en 0), tensión en la bobina, corriente en la bobina, y corriente en el diodo.

como $10\mu\text{A}$ (según la datasheet), y por lo tanto completamente despreciable los órdenes de magnitud que estamos trabajando.

Aparece, sin embargo, una gran diferencia en el tiempo de recovery, que se puede apreciar en detalle en la figura 11. Esto era lo que esperábamos, dado que el switching es ideal, y por lo tanto la derivada de corriente será tan grande como pequeño sea el timestep utilizado en la simulación. El pico obtenido en la simulación superaba los 200A , pero desde luego este valor no es representativo.

3. Ejercicio 3

Se procedió a integrar lo desarrollado en el ejercicio 1 con el ejercicio 2, switcheando la fuente buck con el circuito de disparo estudiado.

3.1. Curvas del convertidor buck

En la figura 13 observamos cómo la presencia del switch “real” afecta variables internas de la fuente. En primer lugar, los tiempos de conmutación del MOS son visibles en el gráfico, en comparación con la curva ideal. Sus efectos se ven claramente en el resto de las curvas: en v_L se observa que el duty efectivo obtenido es superior a cuando se utilizó el switch ideal. En efecto, la salida en este caso es de $V_O \simeq 3.71\text{V}$, lo cual es consistente con tener un duty mayor.

A su vez, esto provoca que la corriente de la bobina tenga pendiente positiva por más tiempo, lo cual explica el delay que se observa entre las curvas con llave ideal y real. Se observa también que la corriente media es mayor con la llave real, lo cual es consistente con tener una tensión de salida, y por lo tanto una corriente de salida, mayor.

En cuanto al diodo, volvemos a observar que conmuta más tarde por el aumento del duty, pero además en este caso los picos de inversa son acotados: llegan a un máximo de $I_{rr} = 1.84\text{A}$.

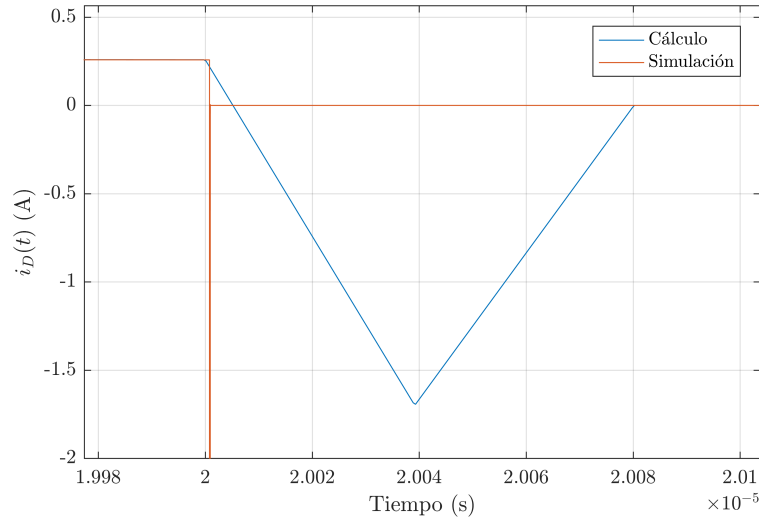


Figura 11: Corriente de recovery del diodo calculada (azul) y simulada (naranja).

3.2. Curvas de conmutación

En cuanto a la conmutación, como se mencionó previamente hay una clara diferencia entre los tiempos de conmutación. Esto es debido a las diferencias presentadas en las tensiones y las corrientes, generando valores de capacitancia menores a los que posee sin la Buck. Debido a que las capacitancias son menores es necesario una menor cantidad de carga y como los tiempos de rise y fall de corriente son proporcionales a las capacitancias, terminamos con tiempos de conmutación más chicos. Cabe mencionar que también debido a que las tensiones entre $V_{g,io}$ y $V_{g,th}$ son más cercanas la variación de carga es también menor causando que los tiempos de rise y fall de tensión sean menores.

Concluyendo, debido a los efectos que causan las diferencias de tensión y corriente entre ambos casos tenemos una disminución significativa de los tiempos de conmutación.

4. Ejercicio 4

4.1. Modo discontinuo

En esta sección se muestran las diversas curvas ya calculadas en las secciones anteriores pero trabajando en modo de conducción discontinua (DCM). Para ello, es necesario calcular la corriente de boundary para saber el valor de corriente a partir del cual se comenzará a trabajar en modo discontinuo.

Habiendo calculado previamente el valor de ΔI_L y sabiendo que $I_{OB} = \frac{\Delta I_L}{2}$ se obtiene que:

$$I_{OB} = 0.11A \quad (29)$$

Sabiendo el valor de I_{OB} podemos obtener la resistencia mínima para que la fuente trabaje en modo de conducción discontinua, a saber:

$$R_{min} = \frac{V_O}{I_{OB}} = 33.63\Omega \quad (30)$$

Sabiendo esto, para que los efectos del modo de conducción discontinua puedan ser percibidos se eligió una resistencia de 150Ω .

A continuación se presentan las distintas señales solicitadas.

4.1.1. Señal de disparo y conmutación de la llave

A continuación se muestran la señal de disparo junto con las señales de conmutación de la llave, a saber: tensión de gate, tensión drain-source y corriente de drain.

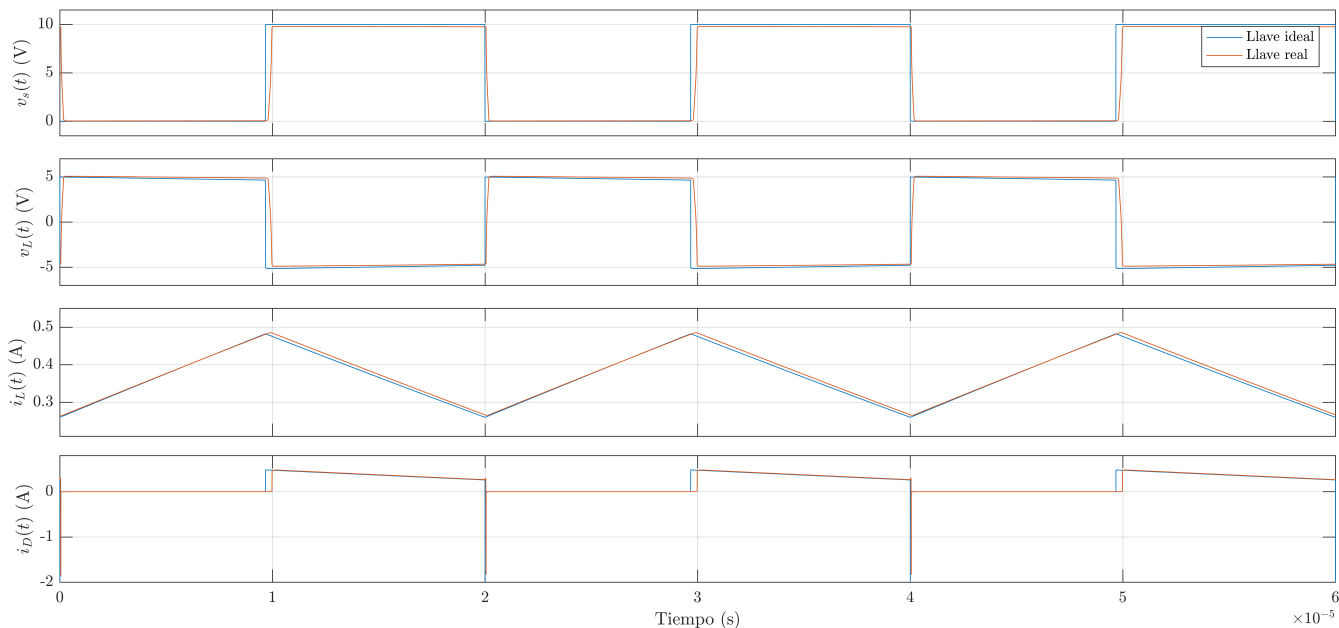


Figura 12: Curvas simuladas de la fuente buck con llave ideal y con llave real: de arriba hacia abajo, tensión en la llave, tensión en la bobina, corriente en la bobina, y corriente en el diodo.

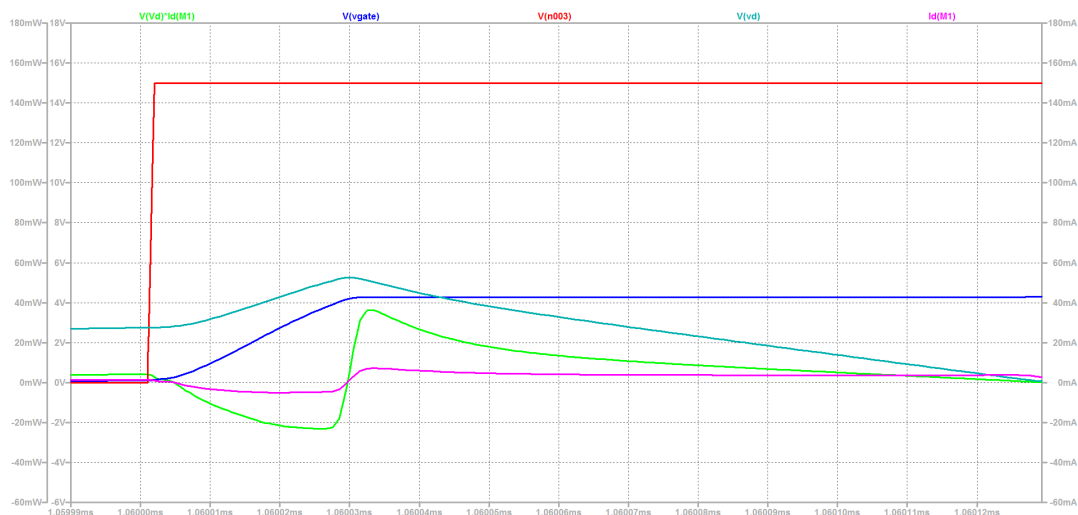


Figura 14: Encendido de la llave: señal de disparo (rojo), tensión de gate (azul), tensión de drain (turquesa), corriente de drain (fucsia), potencia (verde).

Al observar el encendido de la llave trabajando en modo discontinuo se puede ver que la corriente de drain crece al ritmo de la corriente del inductor desde el momento inicial. Esto se debe a que la corriente del inductor es cero ya que el mismo se encontraba descargado al momento de encender la llave. De hecho, por este motivo, el crecimiento resulta despreciable durante la caída de tensión de drain-source, lo cual resulta en una pérdida de potencia prácticamente igual a cero, que se calculará más adelante. En el caso del continuo, la corriente de drain crecía rápidamente para igualar a la del inductor, resultando en una mayor pérdida de potencia dado el producto $V_{DS} * I_d$, que también se calculará al realizar el estudio de pérdidas en la conmutación.

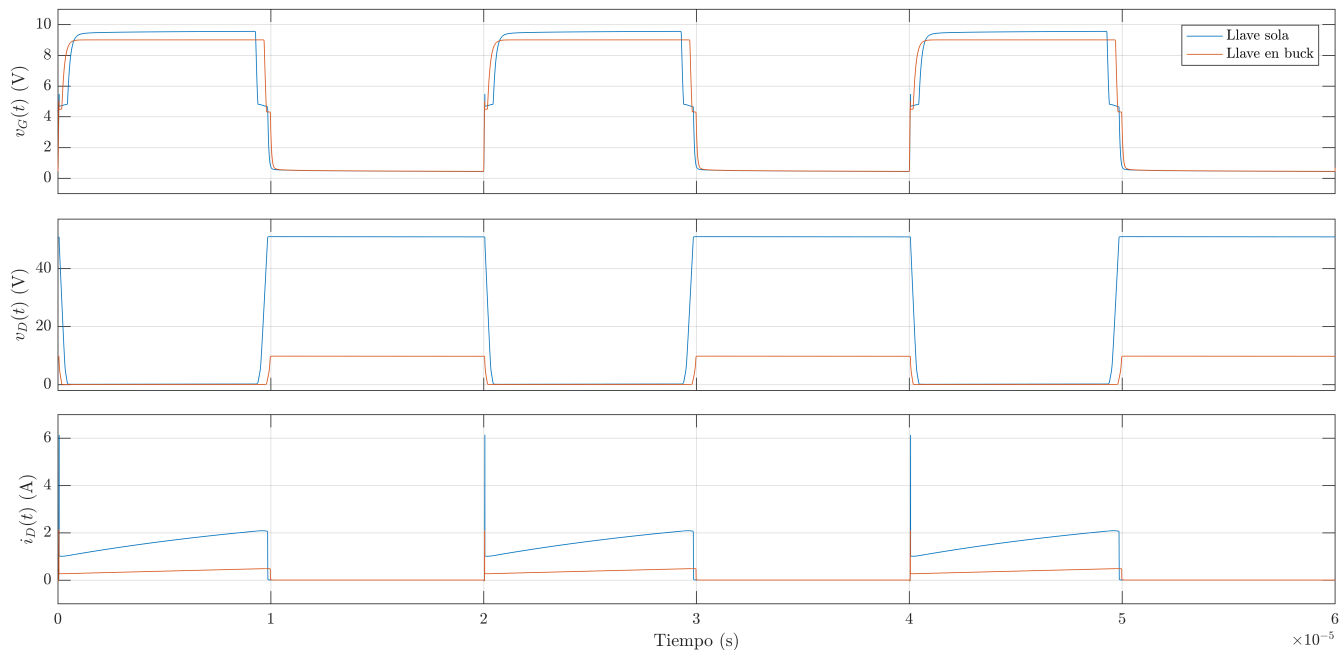


Figura 13: Curvas simuladas de conmutación de la llave con y sin la buck: de arriba hacia abajo, tensión de gate, tensión de drain, y corriente de drain.

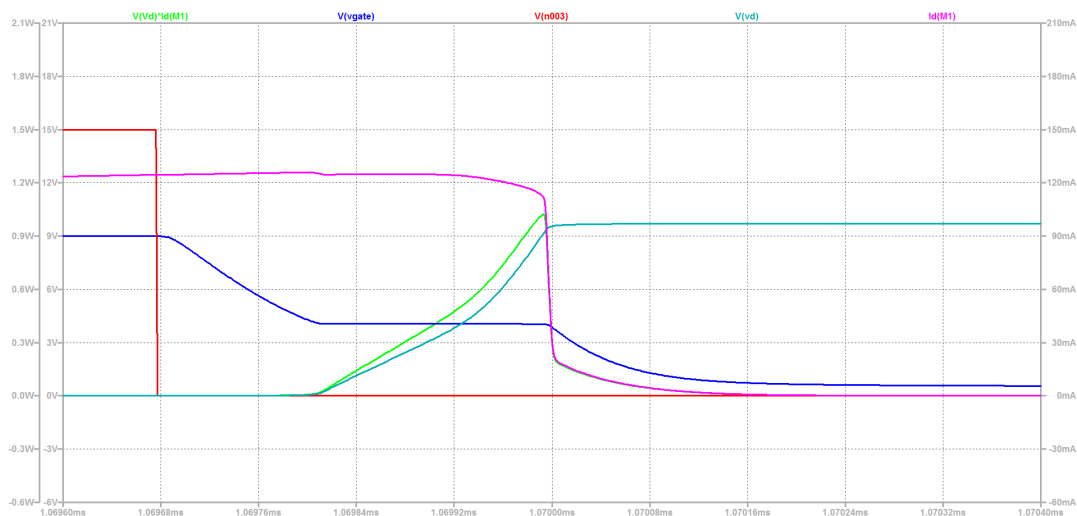


Figura 15: Apagado de la llave: señal de disparo (rojo), tensión de gate (azul), tensión de drain (turquesa), corriente de drain (fucsia), potencia (verde).

En el apagado de la llave no ocurre lo mismo que en el encendido ya que la corriente de drain estará regida por la corriente del inductor, la cual no será nula en este punto. No habrá una diferencia significativa en las formas de onda entre el modo discontinuo y el continuo, solamente se podrá observar una diferencia en las magnitudes de la corriente del drain, lo cual se podrá apreciar en la potencia de pérdida instantánea.

De este análisis podemos determinar que en el caso del apagado no se podrá determinar a priori cuál de los dos modos perderá más potencia por apagar la llave, ya que depende de las condiciones del circuito. En cambio, en el encendido, el modo discontinuo siempre contará con una pérdida de potencia prácticamente nula.

4.1.2. Corriente en el inductor y en el diodo

A continuación se muestra el gráfico correspondiente a las corrientes del inductor y del diodo trabajando en modo discontinuo:

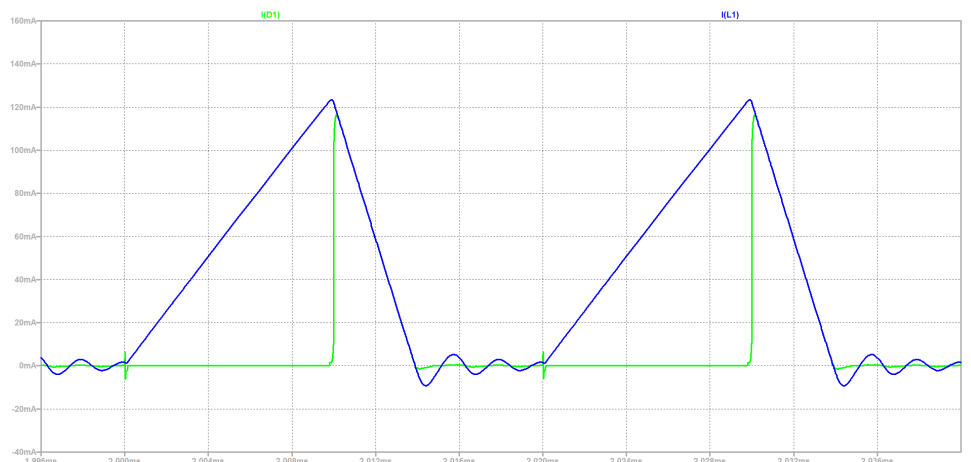


Figura 16: Corriente en el inductor (azul) y en el diodo (verde)

En la figura se puede observar que al igual que en modo continuo el diodo sigue la corriente del inductor durante el tiempo en el que la llave se encuentra apagada. Sin embargo, al comparar con el caso continuo, se hace visible la diferencia entre el tiempo de crecimiento de la corriente respecto del de caída de la misma. El hecho de que el crecimiento de la corriente no sea simétrico respecto de la caída hace que el inductor se descargue antes de la próxima conmutación de la llave, generando así que la misma llegue hasta cero, haciendo que el circuito trabaje en modo discontinuo.

Al llegar al valor de corriente igual a cero, se observa una oscilación de la misma a modo de “ringing” o resonancia. Esto se debe a los intercambios de energía producidos durante ese tiempo en el cual se genera un punto de alta impedancia producido por la llave abierta, el diodo que se encuentra en inversa, y la resistencia propia con el capacitor cargado en paralelo, los cuales en conjunto con el inductor dan lugar también a un RLC resonante.

4.1.3. Tensión en el inductor

A continuación se muestra el gráfico correspondiente a la tensión del inductor y en modo discontinuo:



Figura 17: Tensión en el inductor

En esta figura se puede observar claramente los tiempos de carga y descarga del inductor, siendo el tiempo de carga mucho mayor al de descarga correspondiente. Aquí también se puede vislumbrar que el tiempo en el cual la llave permanece encendida es el mismo que el que la llave permanece apagada. Sin embargo, la tensión no se mantiene constante en todo el intervalo de tiempo en el que la llave está apagada debido al “ringing” explicado previamente en la corriente del inductor.

4.2. Pérdidas en modo continuo y discontinuo

A continuación se procede a calcular las pérdidas de potencia por conmutación en la llave tanto en el modo continuo como en el discontinuo.

Para poder hacer esto se utilizó la herramienta de integración de LTspice para poder obtener la energía perdida en el intervalo de tiempo de cada conmutación (ON/OFF). Para poder definir un intervalo de tiempo adecuado, es decir, el intervalo en el cual el producto $V_{DS} \times I_d \neq 0$, se considerará cero a aquellos valores inferiores a $50mV$ y $0.5\mu A$.

4.2.1. Pérdidas en modo continuo

De los gráficos de conmutación de la llave en modo continuo se obtuvo que:

En el encendido:

$$t_{ri} + t_{fv} = 249.5ns$$

$$W_{cON} = 249.67nJ$$

$$P_{cON} = F_s \times W_{cON} = 12.4835mW$$

En el apagado:

$$t_{rv} + t_{fi} = 480ns$$

$$W_{cOFF} = 354.19nJ$$

$$P_{cOFF} = F_s \times W_{cOFF} = 17.7095mW$$

Entonces la potencia total de pérdida por conmutación equivale a:

$$P_c = F_s(W_{cON} + W_{cOFF}) = 30.193mW$$

Que porcentualmente representa:

$$P_c\% = \frac{P_c}{P_c + V_O I_O}$$

Y sabiendo que:

$$V_O = 3.758V$$

$$I_O = 0.3758A$$

Finalmente resulta:

$$P_c\% = 2.0931\%$$

4.2.2. Pérdidas en modo discontinuo

De los gráficos de conmutación de la llave en modo discontinuo se obtuvo que:
En el encendido:

$$t_{ri} + t_{fv} = 127.7ns$$

$$W_{cON} = 0.71222nJ$$

$$P_{cON} = F_s \times W_{cON} = 0.035611mW$$

En el apagado:

$$t_{rv} + t_{fi} = 388.7ns$$

$$W_{cOFF} = 95.342nJ$$

$$P_{cOFF} = F_s \times W_{cOFF} = 4.7671mW$$

Entonces la potencia total de pérdida por conmutación equivale a:

$$P_c = F_s(W_{cON} + W_{cOFF}) = 4.8027mW$$

Que porcentualmente representa:

$$P_c\% = \frac{P_c}{P_c + V_O I_O}$$

Y sabiendo que:

$$V_O = 6.24V$$

$$I_O = 0.041A$$

Finalmente resulta:

$$P_c\% = 1.842\%$$

4.2.3. Conclusiones

De los resultados obtenidos, por un lado, se puede destacar el hecho de que la potencia perdida en el encendido de la llave en el modo discontinuo efectivamente es cercana a cero, comparada con todas las demás. Además, se pudo ver que si bien la potencia total de pérdida por conmutación fue mayor en el modo continuo, la pérdida porcentual no lo fue tanto. Esto se debe a que al trabajar en modo discontinuo se alteran tanto la tensión como la corriente de salida de la fuente, provocando que disminuya la potencia entregada a la carga y, por ende, la potencia total entregada por la fuente.

Finalmente podemos concluir que no hay un modo de trabajo que tenga menos pérdidas de forma previsible y que dependerá de las características de la fuente con la que se esté trabajando.

Además notar que, al no contar con un controlador, no se puede regular el duty cycle de la señal de disparo de forma tal que se pueda obtener la salida de tensión deseada, a pesar de estar en modo discontinuo. Esto implica que si contásemos con un control, de forma tal de obtener la misma tensión en la carga, habría que corroborar nuevamente qué modo presenta mayores pérdidas.