

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
COSUTTA, 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	3
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	6
1.4.2. Apagado del Diodo	6
1.4.3. Efecto de I_{rr} en la conmutación del MOSFET	6
1.5. Valores de los componentes y variables	7
1.6. Búsqueda de parámetros en datasheet y cálculo de valores	7
2. Ejercicio 2	8
2.1. Análisis teórico	8
2.1.1. Con componentes ideales	8
2.1.2. Considerando la tensión forward del diodo	9
2.1.3. Considerando las ESR de la bobina y el capacitor	9
2.1.4. Considerando la corriente de recovery del diodo	11
2.2. Simulación	11
3. Ejercicio 3	14
4. Ejercicio 4	15

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.

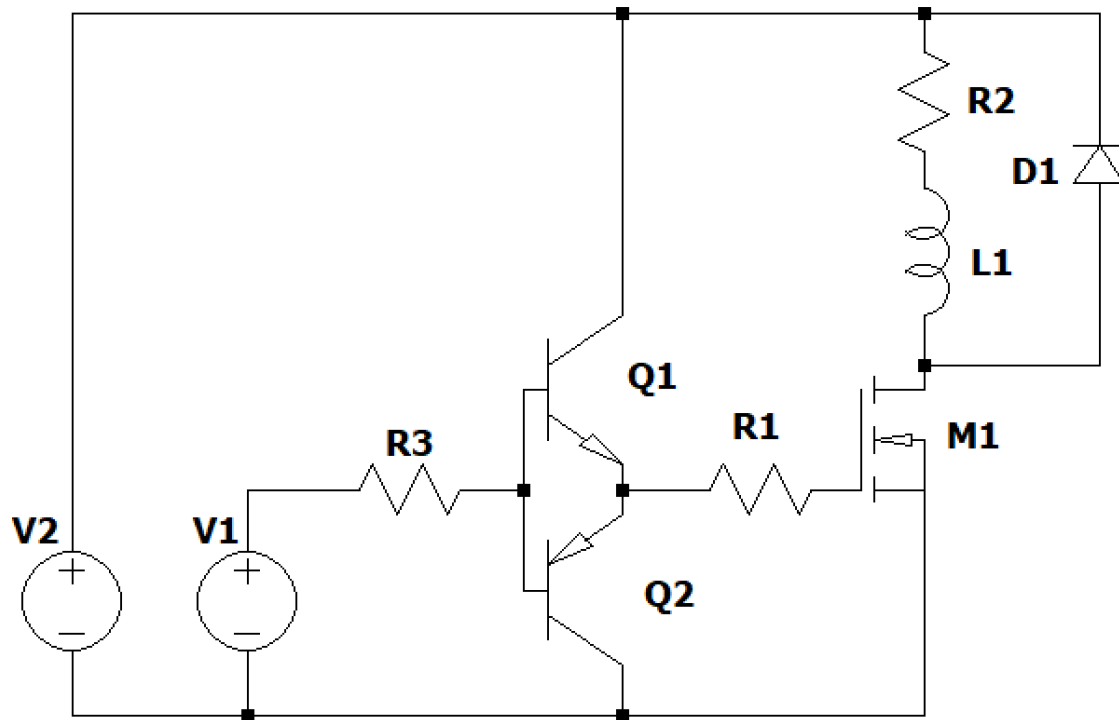


Figura 1: Circuito para análisis de disparo de transistor MOSFET

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, pero no nos centraremos en el análisis de los delays 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, y 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 debido 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 Gate 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. Cabe destacar que estas capacidades dependen del tamaño de la capa de acumulación / depleción, y por lo tanto cambian 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 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 $C_{GD,1}$ a $C_{GD,2}$. Luego, la tensión en el Gate sigue creciendo hasta llegar al valor V_{GG} . El tiempo característico asociado está dado por:

$$\tau_2 = R_1 \tilde{C}_{G,2} \quad (10)$$

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:

$$V_G(t) = V_{GG} \exp(-t/\tau_2) \quad (11)$$

Esto ocurrirá hasta que la tensión V_G alcance el valor $V_{G,I_D=I_0}$ en $t = t_2$. Puede demostrarse que:

$$t_2 = -\tau_2 \ln \left(\frac{V_{G,I_D=I_0}}{V_{GG}} \right) \quad (12)$$

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

$$t_{rv} = \Delta Q / I_{G,off} = \frac{\Delta Q R_1}{V_{G,I_D=I_0}} \quad (13)$$

Notar que, al igual que durante el prendido, la capacidad C_{GD} cambia de valor durante este proceso. Finalmente, la tensión en el Gate baja según la ecuación

$$V_G = V_{G,I_D=I_0} \exp(-t/\tau_1). \quad (14)$$

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

$$t_{fi} = -\tau_1 \ln \left(\frac{V_{G,th}}{V_{G,I_D=I_0}} \right). \quad (15)$$

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

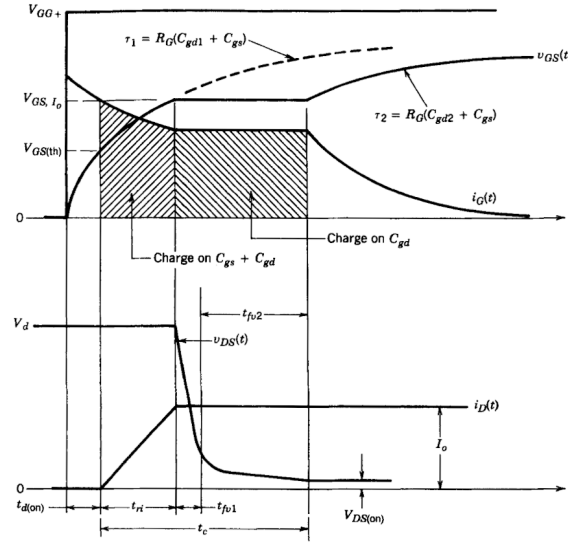


Figura 2: Curvas de tensión y corriente en el MOSFET durante el encendido

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: $p^+n^-n^+$.

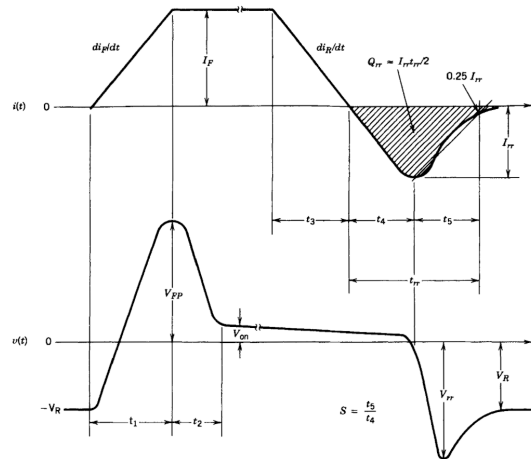


Figura 3: Curvas de encendido y de apagado de un diodo de potencia (tensión y corriente)

1.4.1. Encendido del Diodo

Cuando el diodo se encuentra polarizado en inversa y se lo prende, la corriente sube de acuerdo al 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 la resistencia de este hasta que la tensión en el diodo llega a V_{on} . Por la corriente que circula mientras que el diodo no está completamente polarizado y 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.

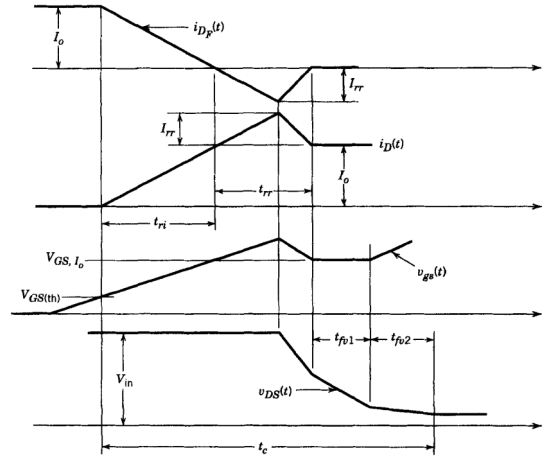
1.4.2. Apagado del Diodo

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 están 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 son removidos y la corriente se vuelve 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.

1.5. Valores de los componentes y variables

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

Reemplazando los valores de estos, obtenemos lo siguiente:

Variable	I_O	$V_{ds,max}$	$V_{G,th}$	$V_{G,I_D=I_O}$	$\tilde{C}_{G,1}$	$\tilde{C}_{GD,2}$	ΔQ
Valor	$\frac{10}{3}$ A	50 V	4 V	5,2 V	800 pF	650 pF	6,25 nC

Y los tiempos de conmutación son:

Variable	$t_{d,on}$	t_{ri}	t_{fv}	t_{rv}	t_{fi}
Valor	24,8124 nseg A	9,2410 nseg	63,7755 nseg	120,1923 nseg	20,9891 nseg

Finalmente, se obtienen las siguientes curvas:

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 5. En esta sección, consideraremos ideal a la llave con la que se hace el switching.

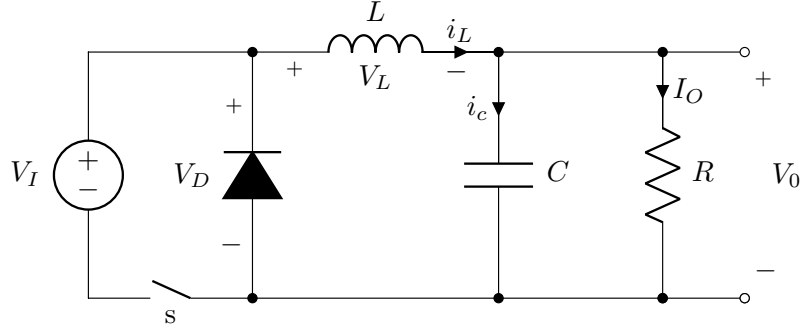


Figura 5: Fuente buck con llave ideal

Esta fuente debe cumplir los siguientes requerimientos:

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

Tabla 3: Requerimientos de entrada/salida de la fuente

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

$$D = \frac{V_O}{V_I} \simeq 0.41 \quad (16)$$

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:

$$\Delta I_L = \frac{V_O}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.20\text{A} \quad (17)$$

Con lo cual la corriente de boundary es:

$$I_B = \frac{\Delta I_L}{2} \simeq 0.10\text{A} \quad (18)$$

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:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1}{V_O} \cdot \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{V_O} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L T_s}{2} \simeq 1.23\% \quad (19)$$

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 $\sim 0.75V$ (a $100^\circ C$) y $\sim 0.85V$ (a $25^\circ C$). 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 $20^\circ C$ 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 $V_{FD} = 0.8V$ de tensión forward en el diodo.

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

$$V_O = \langle V_D \rangle = D \cdot V_I - (1 - D) \cdot V_{DF} \quad (20)$$

Despejando para D , obtenemos:

$$D = \frac{V_O + V_{DF}}{V_I + V_{DF}} = \frac{3.7V + 0.8V}{9V + 0.8V} \simeq 0.46 \quad (21)$$

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:

$$\Delta I_L = \frac{V_O + V_{DF}}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.21A \quad (22)$$

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:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1}{V_O} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L T_s}{2} \simeq 1.53\% \quad (23)$$

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 6.

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

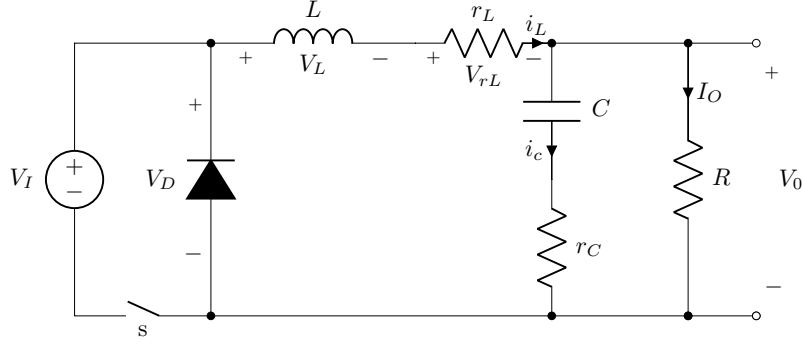


Figura 6: Fuente buck, considerando las ESR de la bobina y del capacitor

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:

$$D = \frac{V_O \cdot \left(1 + \frac{r_L}{R}\right) + V_{DF}}{V_I + V_{DF}} = \frac{3.7V \cdot \left(1 + \frac{0.65\Omega}{10\Omega}\right) + 0.8V}{9V + 0.8V} \simeq 0.48 \quad (24)$$

El ripple de corriente ahora es:

$$\Delta I_L = \frac{V_{DF} + V_O(1 + r_L/R)}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.22A \quad (25)$$

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.

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:

$$\Delta V_O = \begin{cases} \Delta I_L \cdot \left(\frac{1}{8Cf_s} + \frac{r_C^2 C f_s}{2D(1-D)} \right) & \text{si } \tau < T_{on}/2 \wedge \tau < T_{off}/2 \\ \Delta I_L \cdot \left(\frac{r_C}{2} + \frac{r_C^2 C}{T_{on}} + \frac{1}{2CT_{on}} \cdot \left(\left(\frac{T_{on}}{2} \right)^2 - (r_C C)^2 \right) \right) & \text{si } \tau < T_{on}/2 \wedge \tau > T_{off}/2 \\ \Delta I_L \cdot \left(\frac{r_C}{2} + \frac{r_C^2 C}{T_{off}} + \frac{1}{2CT_{off}} \cdot \left(\left(\frac{T_{off}}{2} \right)^2 - (r_C C)^2 \right) \right) & \text{si } \tau > T_{on}/2 \wedge \tau > T_{off}/2 \\ \Delta I_L \cdot r_C & \text{si } \tau > T_{on}/2 \wedge \tau < T_{off}/2 \end{cases} \quad (26)$$

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 $D = 0.46$),

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

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

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

estaríamos en el último caso de 26, 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 26, y entonces:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{\Delta I_L \cdot r_C}{V_O} = 1.36 \% \quad (27)$$

Llama la atención que este resultado es menor al obtenido en la ecuación 23, 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 27 que en la 23.

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. Sin embargo, 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 7.

En la curva de $v_L(t)$, se observa una diferencia de casi $0.3V$ entre los valores teóricos y simulados, lo cual representa un 6% de error respecto de los $\sim 5V$ tanto de v_{imax} como v_{imin} teóricos. Esto puede atribuírsele a una suma de factores: para empezar, Spice utiliza $V_{DF} \simeq 0.77V$, es decir, una tensión un 4% menor. Esto afecta a la tensión de salida, que en la simulación es de $3.67V$. Utilizando estos valores nuevamente en la fórmula teórica, se obtiene un valor más cercano al simulado - si bien no el mismo. También es razonable suponer que Spice está considerando más parámetros internos del diodo que nosotros no tuvimos en cuenta (el resto de los componentes son ideales, con lo cual no tendrían por qué introducir error).

En el gráfico de $i_L(t)$ no se observan diferencias significativas entre ambas curvas. Sabemos, sin embargo, que existe una diferencia entre las pendientes de las rectas, considerando que las curvas de tensión son visiblemente distintas.

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

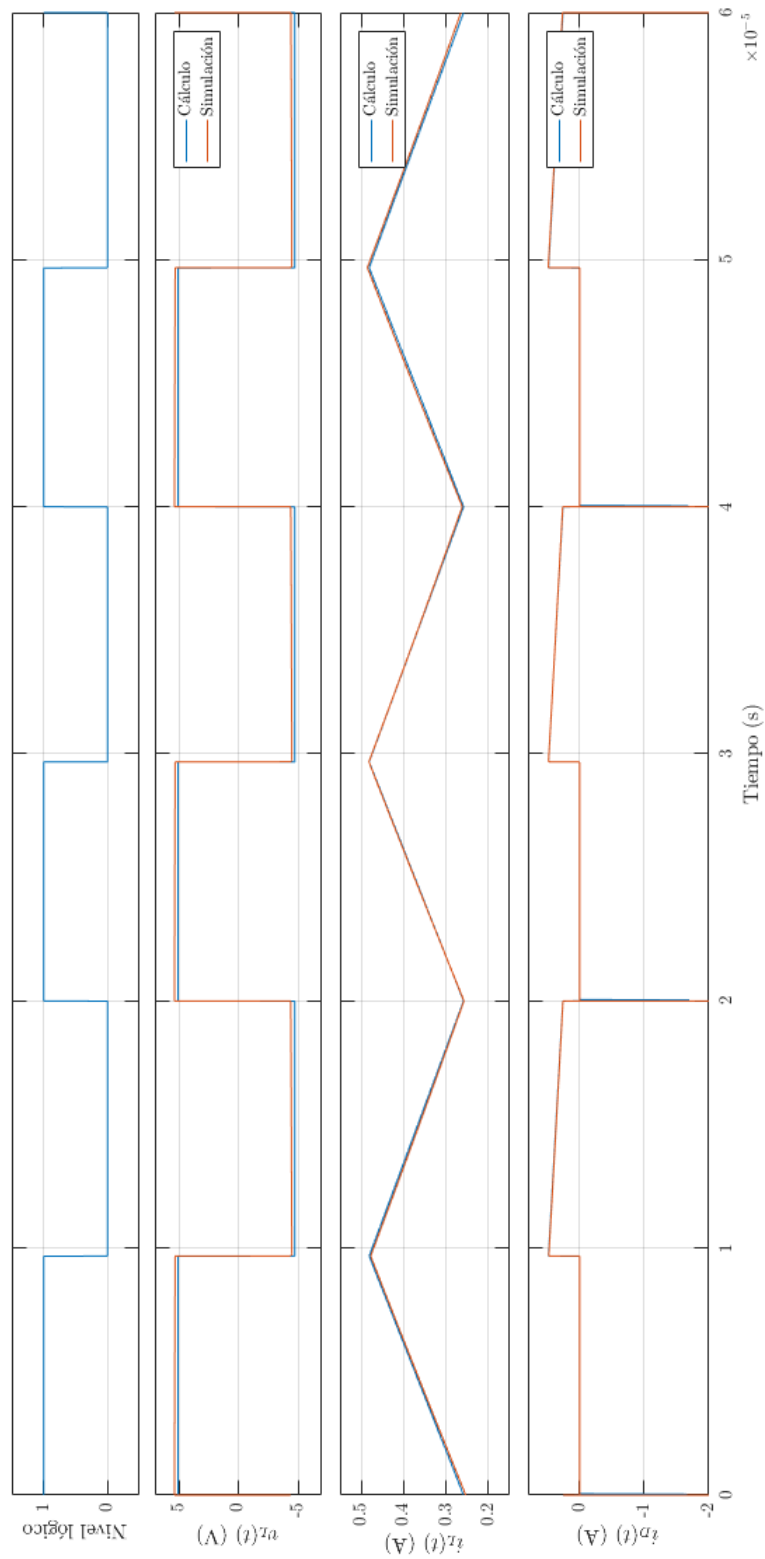


Figura 7: Curvas teóricas y simuladas de la fuente buck: de arriba hacia abajo, estado de la llave (abierto en 0), tensión en la bobina, corriente en la bobina, y corriente en el diodo.

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 $200\mu\text{A}$ y tan pequeña 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 8. 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.

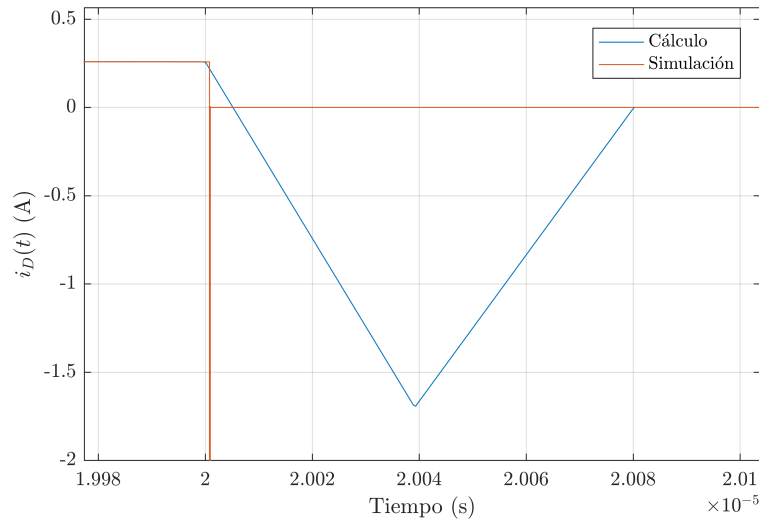


Figura 8: Corriente de recovery del diodo calculada (azul) y simulada (naranja).

3. Ejercicio 3

4. Ejercicio 4