

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

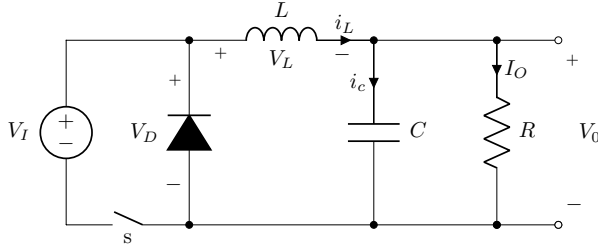


Figura 1: Fuente buck con llave ideal

Los requerimientos que debe cumplir esta fuente son:

- $V_I = 9.0V$
- $V_O = 3.7V$
- $\Delta V_O / V_{Omax} = 5\%$

Esto se debe lograr a una frecuencia de switching de  $f_s = 50kHz$ . En cuanto a los componentes pasivos, los reactivos son sugeridos por la cátedra:  $L = 220\mu H$  y  $C = 10\mu F$ . La resistencia de carga debe ser elegida de manera tal que, en primera instancia, la fuente funcione en modo continuo.

### 1.1. Análisis teórico

#### 1.1.1. 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, despejado para  $D$  obtenemos que:

$$D = V_O / V_I \simeq 0.41 \quad (1)$$

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:

$$\Delta I_L = (V_O / L) \cdot (1 - D) \cdot T_s \simeq 0.20A \Rightarrow I_B = \Delta I_L / 2 \simeq 0.10A \quad (2)$$

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:

$$\Delta V_O / V_O = (1 / V_O) \cdot (\Delta Q / C) = (1 / V_O) \cdot (1 / C) \cdot (1/2) \cdot (\Delta I_L / 2) (T_s / 2) \simeq 1.23\% \quad (3)$$

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

#### 1.1.2. 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. De la datasheet del MUR460<sup>1</sup>, consultando las figuras 6 (tensión forward en función de corriente forward y temperatura), 9 (potencia disipada en función de corriente forward y forma de onda), se llega a la conclusión de que la tensión forward del diodo rondará los  $V_{FD} = 0.8V$ .

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

$$V_O = \langle V_D \rangle = D \cdot V_I - (1 - D) \cdot V_{DF} \quad (4)$$

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

Despejando para  $D$ , obtenemos:

$$D = (V_O + V_{DF}) / (V_I + V_{DF}) = (3.7V + 0.8V) / (9V + 0.8V) \simeq 0.46 \quad (5)$$

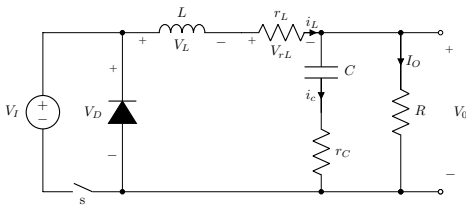
Esto a su vez cambiará el valor de los ripples de tensión y corriente, puesto que no sólo a la tensión de la bobina durante  $T_{off}$  se le suma la tensión forward del diodo, sino que además al aumentar  $D$ , disminuye  $T_{off}$ . Resulta entonces:

$$\Delta I_L = (V_O + V_{DF}) \cdot (1 - D) \cdot T_s / L \simeq 0.21A \quad (6)$$

Con este valor, la corriente de boundary sube a 0.11A, con lo cual aún seguimos operando en modo continuo con  $10\Omega$  de carga. En cuanto al ripple de tensión, utilizando la ecuación 3 con el nuevo valor de  $\Delta I_L$ , es 1.53 %.

### 1.1.3. 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 2.



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 cátedra<sup>2</sup> lista a esta ESR con el valor de  $0.65\Omega$ . Despejando para  $D$ , obtenemos pues:

$$D = \left( V_O \cdot \left( 1 + \frac{r_L}{R} \right) + V_{DF} \right) / (V_I + V_{DF}) \simeq 0.48 \quad (7)$$

Figura 2: Fuente buck, considerando las ESR de la bobina y del capacitor

El ripple de corriente, despreciando nuevamente  $i_C$  y sus cambios frente a  $I_O$ , ahora es:

$$\Delta I_L = (V_{DF} + V_O) \cdot (1 + r_L/R) \cdot (1 - D) \cdot T_s / L \simeq 0.22A \quad (8)$$

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 Instruments<sup>3</sup> 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. Para nuestro caso, dado que la ESR del capacitor es de  $32\Omega$ <sup>4</sup> como  $\tau = r_C \cdot C > T_{off}/2$  y  $\tau > T_{on}/2$ , el resultado al que se llega es:

$$\Delta V_O = \Delta I_L \cdot r_C \simeq 7.04V \quad (9)$$

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 Components<sup>5</sup>, en particular el de  $39\mu F$ ,  $50V$ , que tiene  $0.23\Omega$  de ESR. Se obtiene entonces  $\tau = 8.97\mu s$ , con lo cual se está en el último caso de la ecuación 9, y entonces:

$$\Delta V_O / V_O = \Delta I_L \cdot r_C / V_O = 1.36\% \quad (10)$$

Llama la atención que este resultado es menor al obtenido 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) con esta fórmula.

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

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

<sup>4</sup>[https://ar.mouser.com/datasheet/2/129/rtk\\_e-6792.pdf](https://ar.mouser.com/datasheet/2/129/rtk_e-6792.pdf)

<sup>5</sup>[https://content.kemet.com/datasheets/KEM\\_A4074\\_ESL.pdf](https://content.kemet.com/datasheets/KEM_A4074_ESL.pdf)

### 1.1.4. 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  $\frac{di_R}{dt} = 50\text{A}/\mu\text{s}$ , 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  $t_{rr} = 75\text{ns}$ , y la corriente  $I_{rr} = 1.7\text{A}$ . Utilizaremos pues estos datos para construir el pico de corriente inversa que se observaría en la realidad.

La forma que toma la curva de  $i_D(t)$  en recovery supera el alcance de este trabajo, y aquí simplemente la graficaremos como si fuese triangular.

## 1.2. 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 4.

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  $V_{DF} \simeq 0.77\text{V}$ , 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  $200\mu\text{A}$  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 3. 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.

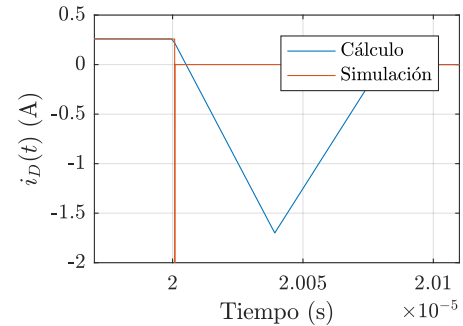


Figura 3: Corriente de recovery del diodo

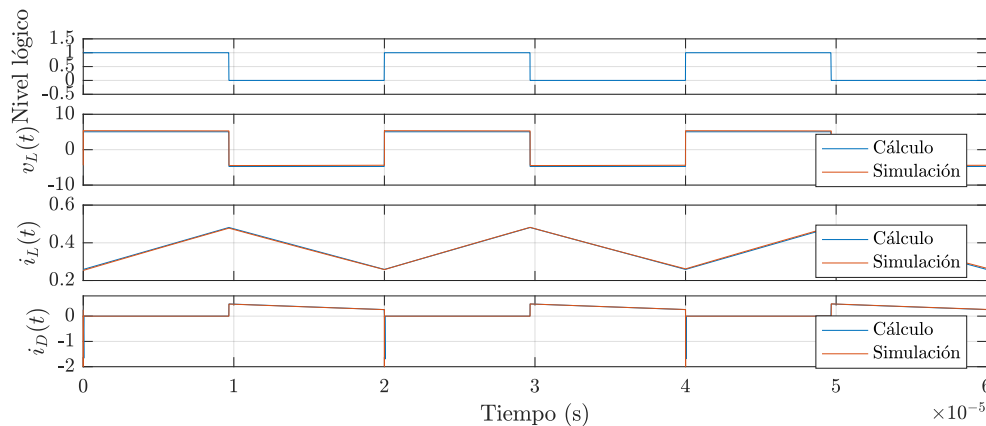


Figura 4: Curvas teóricas y simuladas de la fuente buck