

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.14 - ELECTRÓNICA IV

Trabajo práctico N°1

Grupo 1

MECHOULAM, Alan	58438
LAMBERTUCCI, Guido Enrique	58009
LONDERO BONAPARTE, Tomás Guillermo	58150

Profesores

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

Presentado: 16/04/21

Índice

1. Disparo de un MOSFET	2
1.1. Introducción	2
1.2. Circuito en la Teoría	2
1.2.1. Primer Hemicircuito: MOSFET ON	2
1.2.2. Segundo Hemicircuito: MOSFET OFF	2
1.2.3. Análisis en Estado Permanente	2
1.2.4. Análisis de los Tiempos de Conmutación: Encendido	3
1.2.5. Análisis de los Tiempos de Conmutación: Apagado	5
1.3. Circuito en la Simulación y Diferencias con los Cálculos Teóricos	5
1.3.1. Encendido del MOSFET	5
1.3.2. Apagado del MOSFET	6
1.3.3. Corriente de la Bobina y Diodo en Régimen Permanente	6
1.3.4. Comparación con los Tiempos de Conmutación Calculados	7
1.4. Conclusiones	7
2. DC-DC con Switch ideal	7
2.1. Introducción	7
2.2. Cálculo del duty cycle	7
2.3. Cálculos y simulaciones	8
2.4. Conclusión de los datos obtenidos	9
3. DC-DC con MOSFET	9
3.1. Diferencias Switch Ideal - MOS	9
3.2. Potencia	10
3.3. Tiempos de Conmutación	10
4. Comparación de modo continuo y discontinuo	11
4.1. Simulación de Curvas	11
4.2. Diseño de Snubber	12
4.3. Comparación con y sin Snubber	12
4.4. Potencia Disipada	12
4.5. Conclusiones	12

1. Disparo de un MOSFET

1.1. Introducción

Se analizó la conmutación de un MOSFET [IRF530](#) de potencia en un circuito con carga inductiva, utilizando un diodo [MUR460](#) de potencia para proporcionar un camino a la corriente durante el apagado del MOSFET y no dañar al circuito.

Para la conmutación del MOSFET se utilizó un periodo de $T_s = 16.67\mu s$ y un duty cycle de $D = 50\%$.

1.2. Circuito en la Teoría

En la teoría, se consideró al diodo MUR460 como ideal excepto por la caída de potencial de la juntura en directa, siendo esta extraída de la datasheet, con un valor de $V_{D_{on}} = 1.3V$. Además, se consideró a la bobina con resistencia serie.

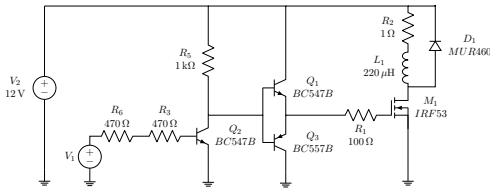


Figura 1: Circuito para el estudio de la conmutación del MOSFET.

1.2.1. Primer Hemicircuito: MOSFET ON

Cuando el MOSFET se encuentra encendido, se forma un circuito RL entre la bobina y la $R_{ds_{on}}$ del MOSFET. Como el diodo se encuentra con su ánodo conectado a aproximadamente tierra, y su cátodo conectado a V_i , este se encuentra en inversa por lo que no circula corriente a través de él.

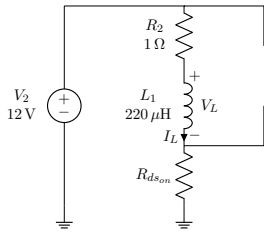


Figura 2: Hemicircuito con MOSFET encendido.

Resolviendo el circuito RL, se puede observar en las ecuaciones (1) y (2) que durante el MOSFET se encuentra encendido aumenta la energía almacenada en la bobina. Sobre el MOSFET caen $V_{ds_{on}} = I_{L_{on}} \cdot R_{ds_{on}}$

$$I_{L_{on}}(t) = \left(I_{L_{off}}|_{t=n/f_{sw}} - \frac{V_2}{R_{ds_{on}} + R_2} \right) e^{-\frac{R_{ds_{on}} + R_2}{L}t} + \frac{V_2}{R_{ds_{on}} + R_2} \quad n \in \mathbb{N} \quad (1)$$

$$V_{L_{on}}(t) = \left[V_2 - I_{L_{off}}|_{t=n/f_{sw}} \cdot (R_{ds_{on}} + R_2) \right] e^{-\frac{R_{ds_{on}} + R_2}{L}t} \quad n \in \mathbb{N} \quad (2)$$

Donde $t = \frac{n}{f_{sw}}$ son los momentos en los que el MOSFET conmuta de apagado a encendido y $I_{L_{off}}|_{t=n/f_{sw}}$ la corriente en la bobina en dicho momento.

1.2.2. Segundo Hemicircuito: MOSFET OFF

Una vez apagado el MOSFET, la bobina posee la tensión $V_{L_{off}}$ necesaria entre sus bornes para que siga circulando la corriente $I_{L_{on}}$. Sobre el MOSFET caen $V_{ds_{off}} = V_2 + V_D = 13.3V$ circulando la malla formada por el diodo, el MOSFET y la fuente de entrada. En este estado, si se desprecia la corriente parásita del MOSFET, toda la corriente $I_{L_{off}}$ de la bobina pasa por el diodo el cual se encuentra polarizado en directa a consecuencia de la tensión impuesta por la bobina y no se extrae corriente de la fuente de alimentación.

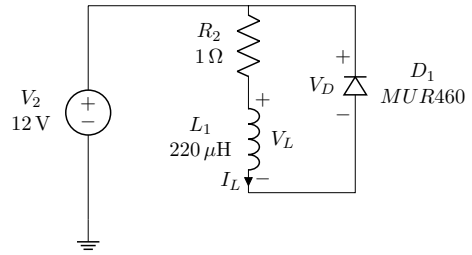


Figura 3: Hemicircuito con MOSFET apagado.

Resolviendo el circuito RL que se obtiene en este estado, se observa que la bobina tiene una pérdida de energía almacenada dada por las ecuaciones (3) y (4).

$$I_{L_{off}}(t) = \left(I_{L_{on}}|_{t=nD/f_{sw}} - \frac{V_d}{R_2} \right) e^{-\frac{R_2}{L}t} + \frac{V_d}{R_2} \quad n \in \mathbb{N}_o \quad (3)$$

$$V_{L_{off}}(t) = \left(V_d - I_{L_{on}}|_{t=nD/f_{sw}} \cdot R_2 \right) e^{-\frac{R_2}{L}t} \quad n \in \mathbb{N}_o \quad (4)$$

Donde $t = \frac{nD}{f_{sw}}$ son los momentos en los que el MOSFET conmuta de encendido a apagado y $I_{L_{on}}|_{t=nD/f_{sw}}$ la corriente en la bobina en dicho momentos.

1.2.3. Análisis en Estado Permanente

En electrónica, se define el estado permanente de un circuito como la condición en la cual los efectos transitorios ya no son importantes. Para el circuito en cuestión, tiempo variante con dos estados específicos, se llega al estado permanente cuando las señales del circuito se tornan completamente periódicas según el periodo de conmutación.

Analizando la constante de tiempo $\frac{L}{R} = 189.65\mu s$ de los hemicircuitos conformados por la carga inductiva, se observa que ésta es una orden de magnitud mayor que el tiempo que se transcurre en cada estado $t_{on} = t_{off} = \frac{D}{f_{sw}} = \frac{0.5}{60kHz} = 8.33\mu s$ por lo que se puede aproximar la tensión V_L en cada estado como constante y la corriente I_L como rectas de pendiente $\frac{V_L}{L}$. Para hallar la corriente media \bar{I}_L de la bobina se realiza el promedio ponderado por el duty cycle de conmutación de los estados permanentes de ambos hemicircuitos, quedando

$$\begin{aligned}\bar{I}_L &= I_{L_{on}}|_{t \rightarrow \infty} \cdot D + I_{L_{off}}|_{t \rightarrow \infty} \cdot (1 - D) \\ &= \frac{12V}{1\Omega + 0.16\Omega} \cdot 0.5 + 0V \cdot (1 - 0.5) = 5.17A\end{aligned}\quad (5)$$

Esto puede también resolverse de manera gráfica considerando las Ecuaciones (1) y (3) de las corrientes de la bobina para cada hemircuito. En la Figura (4) se observa que el cruce de ambas envolventes será la solución para la corriente media en la bobina en régimen permanente de conmutación. Tener en cuenta que la Ecuación (3) supone al diodo como una fuente de tensión constante que no se apaga aunque la corriente sea cero. Debido a esto, no se tuvo en cuenta de la Ecuación (3) la solución particular de la ecuación diferencial para el gráfico de la Figura (4).

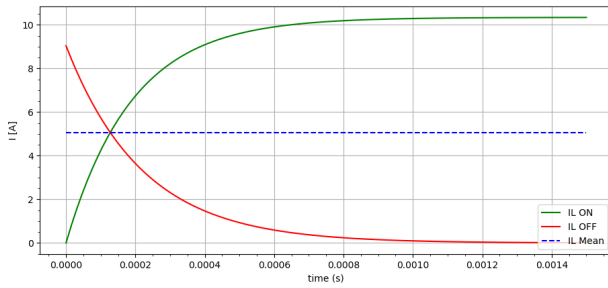


Figura 4: Solución gráfica de la corriente media en la bobina en régimen permanente.

Conociendo la corriente media de la bobina, aproximando la tensión en cada estado como constante y teniendo en cuenta que la tensión media en los bornes de una inductancia debe ser nula en régimen permanente, se deduce que la forma de onda de V_L será aproximadamente cuadrada, con una amplitud de $V_{max} = -V_{min} \approx V_D + \bar{I}_L R_2 = 6.47V$ observando la malla formada en la Figura (3). El ripple en la corriente I_L será

$$\Delta I_L = \frac{V_{max}}{L} \frac{D}{f_{sw}} = 245.1mA \quad (6)$$

y el ripple en la tensión V_L puede hallarse según la Ecuación (2) como

$$\Delta V_L = [V_2 - \bar{I}_L(R_{ds_{on}} + R_2)] \cdot (1 - e^{-\frac{R_{ds_{on}} + R_2}{L} \frac{D}{f_{sw}}}) = 258mV \quad (7)$$

Finalmente, la corriente en el diodo I_{diodo} será igual a la corriente en la bobina cuando el MOSFET se encuentra apagado, y nula cuando el MOSFET se encuentra prendido, como se observa en la Figura (6). La tensión V_{ds} del MOSFET será igual a 13.3V durante el estado apagado como calculado en la sección anterior y $I_{L_{on}}(t) \cdot R_{ds_{on}} \approx \bar{I}_L \cdot R_{ds_{on}} = 827mV$ durante el estado encendido.

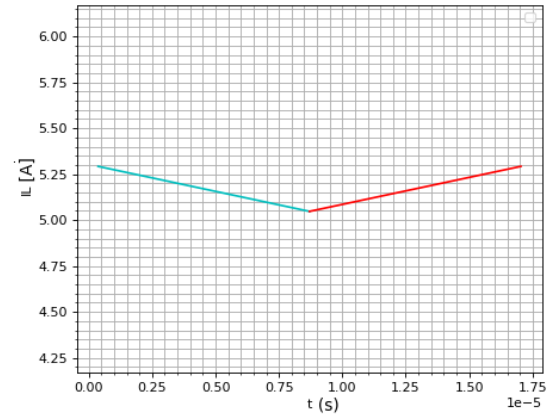


Figura 5: Corriente en la bobina en régimen permanente.

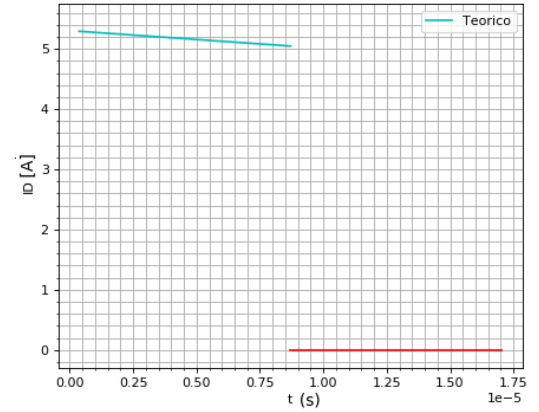


Figura 6: Corriente del diodo en régimen permanente.

Donde los colores son los distintos estados.

1.2.4. Análisis de los Tiempos de Conmutación: Encendido

Al encender el MOSFET con un escalón de tensión de $V_{GG} = 12V$, tomado en el borne izquierdo de R_1 y referido a masa, crece la corriente de gate I_G rápidamente a un valor de $I_G = \frac{V_i}{R_1} = 0.12A$ para luego decrecer exponencialmente según (8). Al mismo tiempo, la tensión entre gate y source pasa de ser nula a crecer exponencialmente según (9).

$$I_G(t) = \frac{V_{GG}}{R_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (8)$$

$$V_{gs}(t) = V_{GG}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) \quad (9)$$

Donde la constante de tiempo $\tau_1 = R_1(C_{gs} + C_{gd1}) = 75ns$ es regida por la capacidad de entrada del MOSFET compuesta por la capacitancia entre gate y source y la situada entre gate y drain, con un valor de $C_{gs} + C_{gd1} = 750pF$ observado en la Figura (11). Cuando la tensión entre gate y source llega al valor de threshold $V_{gs_{th}} = 4V$ (proporcionada por la datasheet del IRF530) luego de un tiempo

$$t_{don} = -\tau_1 \ln\left(1 - \frac{V_{th}}{V_2}\right) = 30ns \quad (10)$$

según la Ecuación (9), comienza a crecer la corriente de drain I_{ds} con pendiente constante. Una vez que la corriente de drain I_{ds} alcanza el valor medio de la corriente de la bobina \bar{I}_L , se observa en la Figura (9) proporcionada por la datasheet del IRF530 que la tensión V_{gs} será $V_{gs_{io}} = 5.5V$. Utilizando este valor y la Ecuación (9) se obtiene que el tiempo de rise de la corriente de drain es

$$t_{ri} = -\tau_1 \ln \left(1 - \frac{V_{gs_{io}}}{V_2} \right) - t_{don} = 16ns \quad (11)$$

La tensión V_{ds} no disminuye hasta que la corriente I_D no es lo suficientemente alta para que la corriente del diodo sea en consecuencia lo suficientemente baja para que este se polarice en inversa. Es cuando el diodo se polariza en inversa y no deja pasar corriente que la tensión entre sus bornes comienza a aumentar, lo que genera que la caída de tensión del MOSFET disminuya. A partir de este momento, se formará la zona de agotamiento del body layer en el transistor y la V_{ds} comenzará a caer. La tensión $V_{gs} = V_{gs_{io}}$ y la corriente $I_G = \frac{V_{GG} - V_{gs_{io}}}{R_1} = 65mA$ se mantendrá constante mientras la capacitancia C_{gd} se incrementa de C_{gd1} a C_{gd2} debido a la formación de la susodicha zona de agotamiento. Luego de un tiempo t_{fv} en el que fluyó una carga de $\Delta Q = 7.3nC$ al gate del MOSFET, dato proporcionado de la datasheet del IRF530 visto en la Figura (10), la tensión V_{ds} alcanzará un valor $V_{ds} = V_{ds_{on}} = \bar{I}_L R_{ds_{on}} = 828mV$ utilizando el valor de \bar{I}_L calculado en la Ecuación (5). El tiempo transcurrido en esta transición puede calcularse teniendo en cuenta la corriente $I_G = \frac{V_2 - V_{gs_{io}}}{R_1} = 65mA$ obteniendo

$$t_{fv} = \frac{R_1 \Delta Q}{V_2 - V_{gs_{io}}} = 112ns \quad (12)$$

Finalmente, habiendo transicionado la capacitancia C_{gd} de C_{gd1} a C_{gd2} , se terminará de cargar el capacitor parásito de entrada del MOSFET según las Ecuaciones (13) y (14).

$$V_{gs}(t) = V_{GG}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \quad (13)$$

$$I_G(t) = \frac{V_{GG} - V_{gs_{io}}}{R_1} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (14)$$

siendo $\tau_2 = R_1(C_{gs} + C_{gd2}) = 115ns$ donde $C_{gs} + C_{gd2} = 1150pF$ observado en la Figura (11). Se puede observar en las Figuras (7) y (8) el proceso entero de encendido descrito anteriormente.

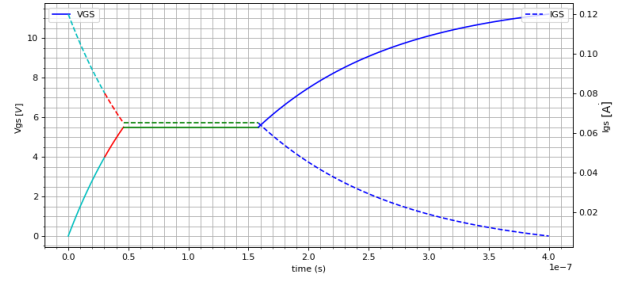


Figura 7: V_{gs} e I_G en el encendido del MOSFET.

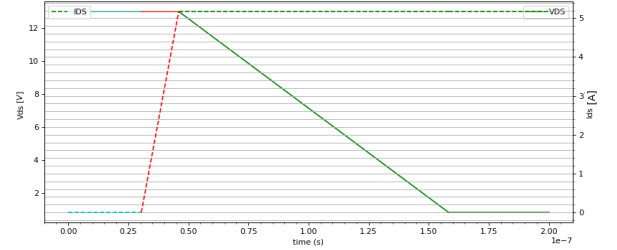


Figura 8: V_{ds} e I_D en el encendido del MOSFET.

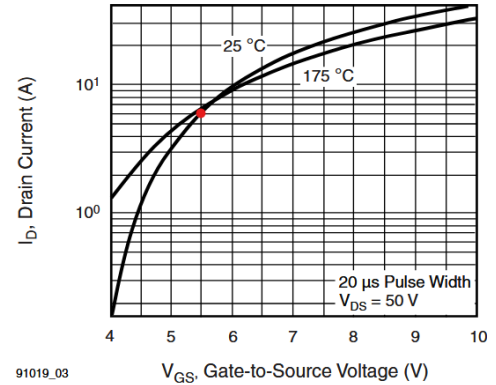


Figura 9: $V_{gs_{io}}$ de la datasheet del IRF530.

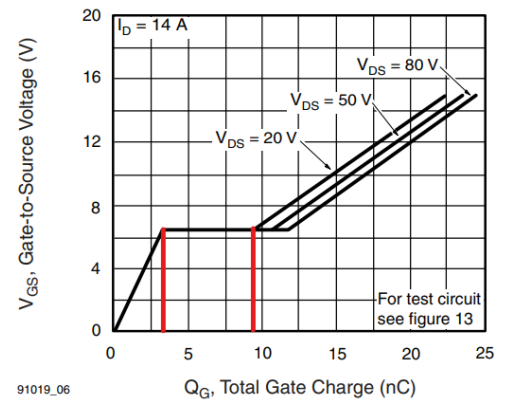


Figura 10: ΔQ en la transición de C_{gd1} a C_{gs2} de la datasheet del IRF530.

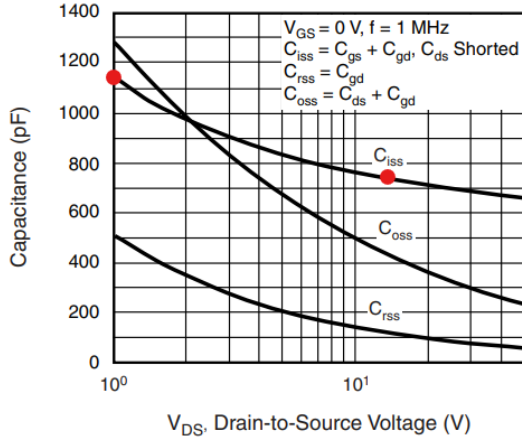


Figura 11: Capacitancia de entrada del MOSFET según la datasheet del IRF530 donde no ingresa carga al capacitor parásito C_{gs} debido a la tensión constante V_{gs} .

1.2.5. Análisis de los Tiempos de Conmutación: Apagado

Al hacer nula la tensión V_{GG} tomada a la izquierda del resistor R_1 , comienza el apagado del MOSFET. La corriente I_G , medida como entrante al gate, se torna instantáneamente negativa con un valor de $I_G = \frac{0V - 12V}{R_1} = -120mA$ a causa del descargado del capacitor parásito de entrada del MOSFET, compuesta por las capacitancias $C_{gs} + C_{ds}$. Este capacitor parásito se encontraba cargado debido al previo encendido del transistor, donde se asume que la tensión V_{gs} alcanzó una tensión igual a $V_2 = 12V$.

Como tanto el apagado como el encendido del transistor poseen el mismo circuito, las constantes de tiempo τ_1 y τ_2 serán las mismas. Sin embargo, ahora estudiaremos la descarga del capacitor parásito de entrada.

En primer lugar, la tensión V_{gs} cae según (16) hasta el valor $V_{gs_{io}} = 5.5V$ mientras que la corriente I_G disminuye su valor en módulo según (17) hasta $I_G = \frac{0V - V_{gs_{io}}}{R_1} = -55mA$ en un proceso que dura

$$t_{d_{off}} = -\tau_2 \ln\left(\frac{V_{gs_{io}}}{V_2}\right) = 90ns \quad (15)$$

$$V_{gs}(t) = V_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (16)$$

$$I_g(t) = \frac{0V - V_2}{R_1} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (17)$$

Luego, tanto la tensión V_{gs} como la corriente I_G se mantienen constantes por un tiempo igual a

$$t_{rv} = \frac{R_1 \Delta Q}{V_{gs_{io}}} = 133ns \quad (18)$$

con valores $5.5V$ y $\frac{0V - 5.5V}{R_1} = -55mA$ respectivamente. Durante este tiempo la carga total egresada del gate del MOSFET será provista por el capacitor parásito C_{gd} el cual transicionará en este proceso de C_{gd2} a C_{gd1} . Además, a lo largo de este tiempo t_{rv} , comenzará a crecer la tensión V_{ds} hasta el valor de $V_{ds} = V_{ds_{off}} = 13.3V$ deducido anteriormente.

A partir de este momento, la corriente de drain disminuirá hasta cero en un tiempo

$$t_{fi} = -\tau_1 \ln\left(\frac{V_{gs_{th}}}{V_{gs_{io}}}\right) = 24ns \quad (19)$$

mientras que la tensión V_{gs} y corriente I_G disminuirán exponencialmente hasta $V_{gs_{th}}$ y $\frac{0V - V_{gs_{th}}}{R_1}$ según (20) y (21) para finalmente tender a cero.

$$V_{gs}(t) = V_{gs_{io}} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (20)$$

$$I_G(t) = \frac{0V - V_{gs_{io}}}{R_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (21)$$

1.3. Circuito en la Simulación y Diferencias con los Cálculos Teóricos

Se realizaron las simulaciones para este circuito utilizando el software *LTSpice*

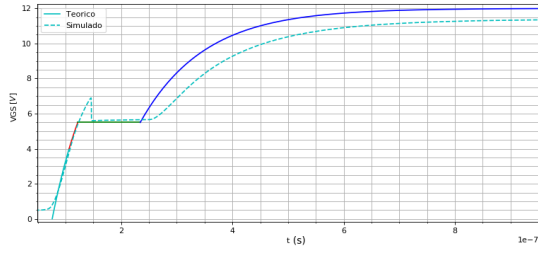
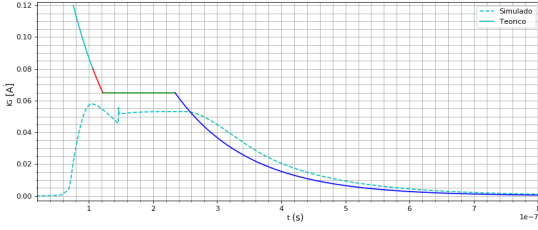
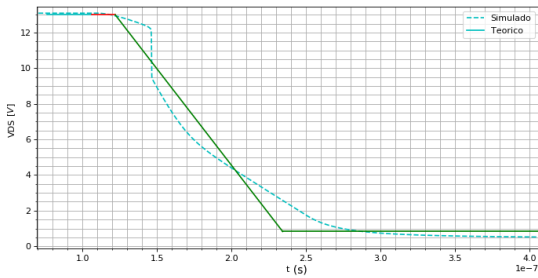
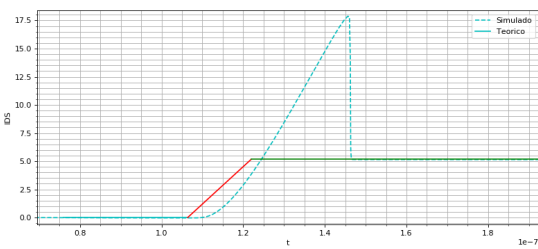
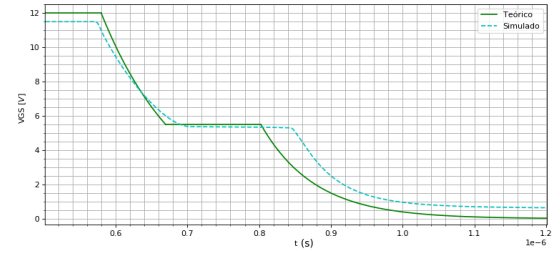
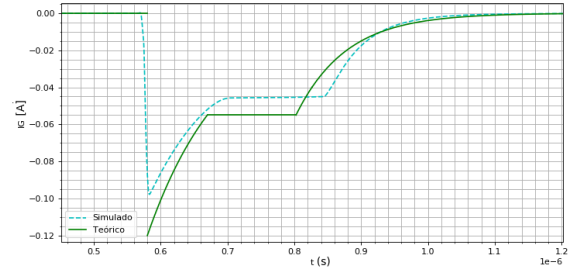
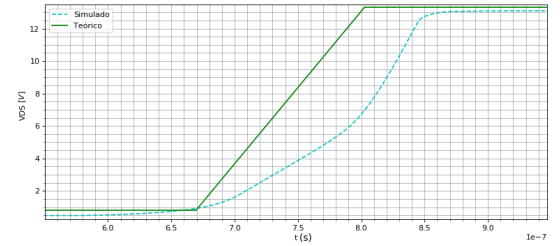
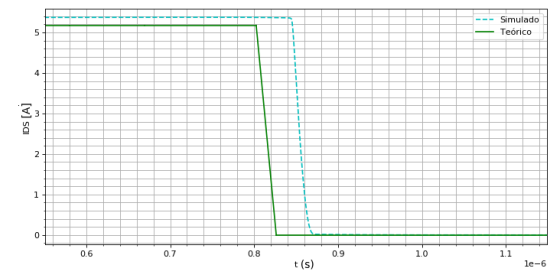
1.3.1. Encendido del MOSFET

Se puede observar que cuando el MOSFET es encendido, aparece en la simulación en la curva de V_{gs} un pequeño sobrepico de tensión por encima de $V_{gs_{io}}$. Esto se debe a que el diodo, previamente polarizado en directa, debe evacuar los portadores de carga de la zona de drift y luego formar la zona de vaciamiento para lograr polarizarse en inversa. Esto esencialmente genera un gran pico de corriente en sentido contrario al del funcionamiento normal del diodo. Este pico de corriente, denominado I_{rr} o reverse recovery current, genera que la corriente de drain I_D del MOSFET aumente hasta $I_D = I_o + I_{rr}$ en vez de hasta I_o . Esto a su vez genera que la tensión V_{gs} aumente por encima de $V_{gs_{io}}$. Una vez que la corriente de recovery del diodo se acaba, la tensión V_{gs} y V_{ds} caen abruptamente a los valores ideales.

Otra diferencia con lo calculado surge a raíz de que en los cálculos teóricos no se consideró el driver totem-pole del transistor que demanda tanto en el estado encendido como en el apagado una caída de máxima de $V_{ce_{sat}}$ a causa de la juntura colector emisor de los transistores bipolares. Es por esto que en la Figura (12) se observa que la curva simulada de V_{gs} no comienza en $0V$ ni termina en $12V$, sino en $\approx 0.6V$ y $\approx 11.4V$ respectivamente.

Tanto en V_{ds} como I_D se observan diferencias en las formas de las curvas, sin embargo estas se deben a la linealización de los cálculos teóricos.

Por otro lado se puede ver que existen diferencias entre la curva teórica de la corriente de Gate y la simulación, esto se debe a el totem-pole el cual cambia la forma de onda de un escalón a la observada en el Gráfico (13), si en vez del totem-pole se utilizase una fuente ideal de tensión las curvas corresponderían.

Figura 12: Comparación V_{gs} entre simulado y calculado.Figura 13: Comparación I_G entre simulado y calculado.Figura 14: Comparación V_{ds} entre simulado y calculado.Figura 15: Comparación I_D entre simulado y calculado.Figura 16: Comparación V_{gs} entre simulado y calculado en el apagado.Figura 17: Comparación I_G entre simulado y calculado en el apagado.Figura 18: Comparación V_{ds} entre simulado y calculado en el apagado.Figura 19: Comparación I_D entre simulado y calculado en el apagado.

1.3.2. Apagado del MOSFET

Para el apagado del MOSFET se puede observar en la Figura (16) y en consecuencia la Figura (17) la caída $V_{ce\,sat}$ a causa del totem pole discutido en la sección anterior.

Solamente se observan además de esto ligeras diferencias causadas por la linealización de las curva V_{ds} en los calculos teóricos.

1.3.3. Corriente de la Bobina y Diodo en Régimen Permanente

Para el caso de la corriente en la bobina, se observa en la Figura (20) que el ripple de corriente calculado es igual que el ripple de corriente en la simulación. Sin embargo, existe una diferencia de 90mA (error porcentual de un 1.74%) en la corriente media de la bobina.

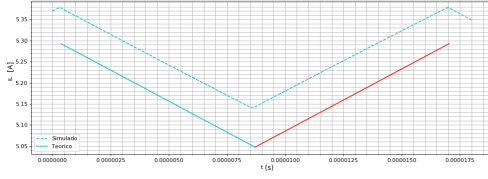


Figura 20: Comparación entre I_L calculado y simulado en régimen permanente.

Mientras tanto en la corriente del Diodo, el mismo seguirá a la corriente de la bobina en el semiciclo donde la llave se encuentra abierta, y luego irá a cero cuando la llave se encuentre cerrada.

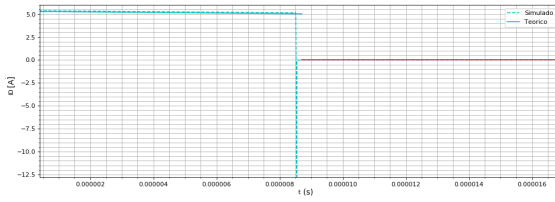


Figura 21: Comparación entre I_D calculado y simulado en régimen permanente.

Se puede observar que hay un gran sobre pico de corriente cuando el diodo conmuta de directa a inversa, esto se debe a la corriente de reverse recovery. Además si se hace un detalle en la imagen (21) se puede observar que son paralelas las corrientes (22), al igual el pequeño offset que existe el cual fue explicado anteriormente.

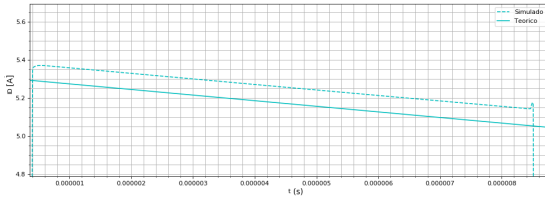


Figura 22: Comparación entre I_D calculado y simulado en régimen permanente detalle.

1.3.4. Comparación con los Tiempos de Conmutación Calculados

A continuación se observa un cuadro comparativo de los tiempos calculados y los medidos en simulación.

	t_{don}	t_{ri}	t_{fv}	t_{doff}	t_{rv}	t_{fi}
Calculado [ns]	30	16	11	90	133	24
Simulado [ns]	41	15	107	122	138	28
Error [%]	-26.8	6.66	4.67	-26.2	-3.62	-14.3

Tabla 1: Comparación entre tiempos calculados y simulados.

Se puede apreciar que no hay un error significativo en los cálculos y lo simulado.

1.4. Conclusiones

Se calcularon y midieron los tiempos de conmutación al igual que las curvas de tensión y corriente del MOSFET al igual que la bobina y diodo, obteniendo resultados los cuales se corresponden lo simulado con lo teórico en gran medida. Se pudieron observar las curvas de conmutación del MOSFET con todas sus particularidades y explicar las diferencias entre lo teórico y simulado.

2. DC-DC con Switch ideal

2.1. Introducción

Dada una fuente Boost con una tensión de entrada 12 V y frecuencia de switching de 60 kHz, se buscó determinar el duty cycle necesario tal que la tensión de salida sea de 24 V y tenga una variación del 5%. Cabe notar que esta fuente Boost es una no ideal ya que se considera la resistencia de la bobina $R_4 = 2 \Omega$.

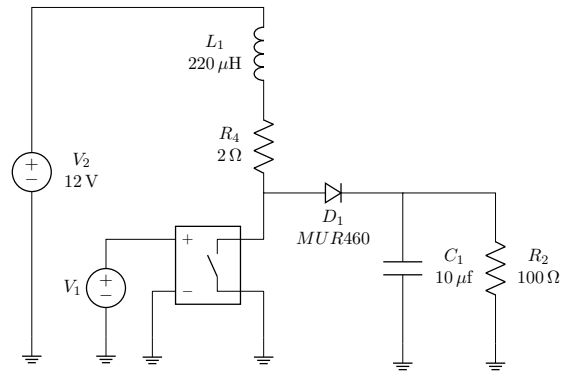


Figura 23: Circuito de fuente Boost con llave ideal.

2.2. Calculo del duty cycle

Para el período de encendido, el hemicircuito es el siguiente.

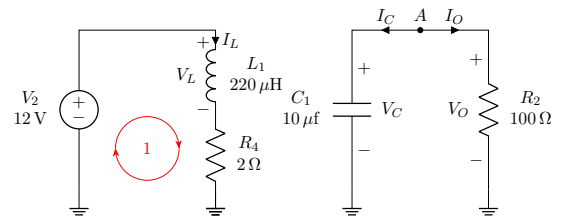


Figura 24: Circuito de fuente Boost con llave cerrada.

Planteando la mallas 1 y las corrientes en el nodo A se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} V_2 - L\dot{I}_L - R_4 I_L = 0 \\ C\dot{V}_C = -\frac{V_O}{R_2} \end{cases} \quad (22)$$

Operando algebraicamente se obtienen las matrices:

$$\mathbb{A}_{on} = \begin{pmatrix} -R_4/L & 0 \\ 0 & -1/CR_2 \end{pmatrix} \quad \mathbb{B}_{on} = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} \\ \mathbb{C}_{on} = (0 \quad 1)$$

Por otro lado, durante el apagado, el hemicircuito resultante es el que se muestra a continuación.

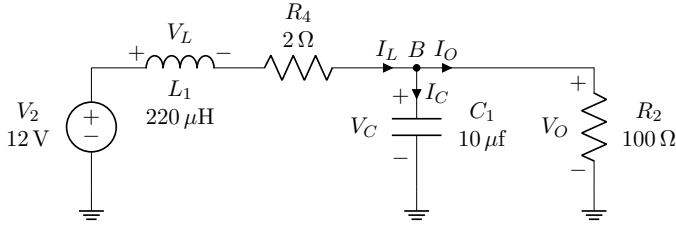


Figura 25: Circuito de fuente Boost con llave cerrada.

De forma similar al caso anterior, planteando la malla externa y la suma de corrientes en el nodo B , se obtienen las ecuaciones siguientes:

$$\begin{cases} V_2 - L\dot{I}_L - R_4 I_L - V_O = 0 \\ I_L = I_C + I_O = C\dot{V}_C + \frac{V_O}{R_2} \end{cases} \quad (23)$$

Operando algebraicamente se obtienen las matrices:

$$\mathbb{A}_{off} = \begin{pmatrix} -R_4/L & -1/L \\ 1/C & -1/CR_2 \end{pmatrix} \quad \mathbb{B}_{off} = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} \\ \mathbb{C}_{off} = (0 \quad 1)$$

Se definen las matrices \mathbb{A} , \mathbb{B} y \mathbb{C} de la forma:

$$\mathbb{A} = \mathbb{A}_{on} \cdot d + \mathbb{A}_{off} \cdot (1 - d) = \begin{pmatrix} -R_4/L & (d-1)/L \\ (1-d)/C & -1/CR_2 \end{pmatrix}$$

$$\mathbb{B} = \mathbb{B}_{on} \cdot d + \mathbb{B}_{off} \cdot (1 - d) = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbb{C} = \mathbb{C}_{on} \cdot d + \mathbb{C}_{off} \cdot (1 - d) = (0 \quad 1)$$

Finalmente, dado que la transferencia en el permanente esta dada por $H = -\mathbb{C} \cdot \mathbb{A}^{-1} \cdot \mathbb{B}$, se obtiene que:

$$H = \frac{(1-d)R_2}{R_2d^2 - 2dR_2 + R_2 + R_4}$$

Reemplazando con $R_4 = 2 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, y sabiendo que se busca que $H = V_O/V_2 = 2$, se obtienen dos resultados matemáticamente posibles, siendo estos $d = 0.544$ y $d = 0.956$. La aparición de dos valores se debe justamente a la consideración de los elementos parásitos en el circuito. La curva $\frac{V_O}{V_d}$ real se aleja de la ideal de manera decreciente. De los dos valores que se obtienen el segundo se descarta debido a que es el que se encuentra alejado de la fuente ideal, y se disipará una mayor potencia.

Por otro lado, utilizando la transferencia de la fuente Boost ideal, es decir sin R_4 , se puede obtener que el duty cycle deseado es:

$$V_O = \frac{V_2}{1-d} \\ 1-d = \frac{V_2}{V_O} = \frac{12 \text{ V}}{24 \text{ V}} \\ d = 0.5$$

Este valor es cercano al obtenido considerando la alinealidad.

2.3. Cálculos y simulaciones

Se analizaron las señales propias del circuito. Considerando la fuente Boost ideal, se puede notar que la corriente en la bobina sigue siendo la misma, ya que agregar una resistencia en serie no cambia dicha variable. Es por ello que tanto la corriente como la tensión en el inductor se calculan de la misma forma, siendo así la corriente media en la bobina y su ripple:

$$I_{DC} = \frac{I_O}{1-d} = \frac{V_O}{R_2(1-d)} = 526.137 \text{ mA}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{L} \Delta t = \frac{V_L}{L} \frac{d}{f} = 494.404 \text{ mA}$$

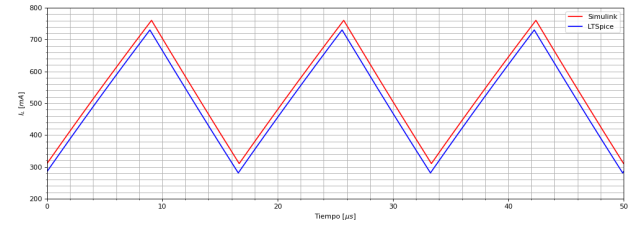


Figura 26: Corriente sobre la bobina en el permanente.

Para la tensión, mientras la llave se mantenga cerrada

$$V_L = V_S = 12 \text{ V}$$

y mientras se mantenga abierta

$$V_L = V_S - V_O = 12 \text{ V} - 24 \text{ V} = -12 \text{ V}$$

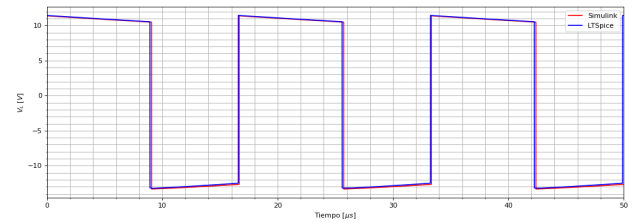


Figura 27: Tensión sobre la bobina en el permanente.

vale la pena mencionar que en el Gráfico (27) las tensiones no son exactamente 12 y -12, esto se debe a la caída de potencial sobre la R_2 y la tensión de forward V_d .

Para el diodo, al no ser ideal, se debe considerar la corriente en reversa. Esta se hace presente al llevar al estado de no conducción al diodo, es decir, esta se da unos instantes al cerrar la llave cuando se pone el ánodo a tierra. Cabe aclarar que el modelo del diodo existente en Simulink no considera la corriente en inversa I_{RR} .

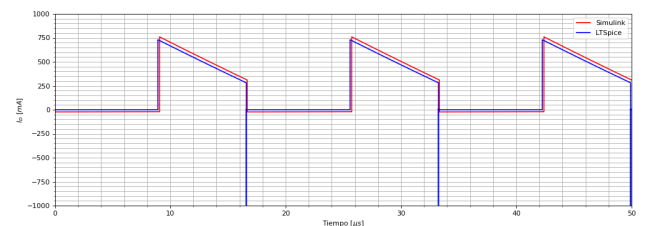


Figura 28: Corriente sobre el diodo en el permanente.

Finalmente, se calcula la tensión de salida. Si bien esta debería ser constante (ya que se asumió que la corriente lo es) no es así. Dado que la corriente media en el capacitor es nula, la corriente media en la carga es la misma que la de la bobina. Como esta última posee un ripple, también existirá una variación en la carga. Observando la corriente del capacitor, se puede calcular la variación de tensión de la forma:

$$I_O \text{ d } T_S = C \Delta V_O$$

$$\Delta V_O = \frac{I_O d}{C f} = 0.747 \text{ V}$$

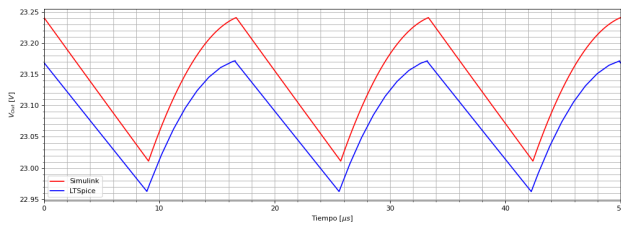


Figura 29: Tensión sobre la salida en el permanente.

Además es posible observar que:

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} \% = \frac{0.747 \text{ V}}{24 \text{ V}} \cdot 100 \% = 1.987 \%$$

2.4. Conclusión de los datos obtenidos

Se simuló el circuito tanto en Simulink como en LTSpice. Se observa que la tensión media a la salida es menor a la que se requería. Esto se debe a que en los cálculos planteados en las Ecuaciones (22) y (23) se considera al diodo como uno ideal.

Simulando nuevamente con un diodo ideal, se nota que la tensión de salida es más adecuada a la calculada.

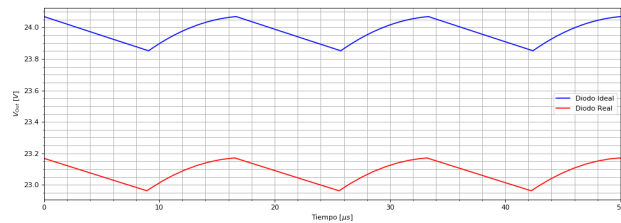


Figura 30: Tensión sobre la salida en el permanente con diodo ideal.

Para la simulación de LTSpice se retocó el valor de duty cycle a un valor tal que cumpla las especificaciones, siendo este valor $D = 0.56225$ obteniendo las siguientes curvas:

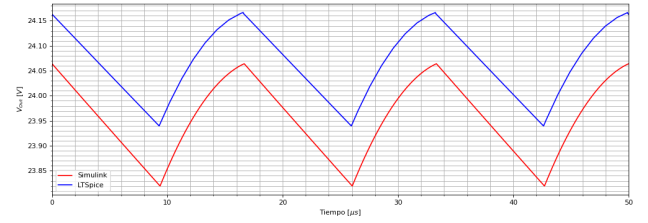


Figura 31: Tensión sobre la salida en el permanente con diodo ideal en Matlab y DT ajustado LTSpice.

Finalmente, cabe hacer una aclaración con respecto a las curvas observadas en la Figura (28). En dicho gráfico se nota que la corriente I_{RR} del diodo llega a valores elevados. Esto se debe a la idealización de la llave empleada en las simulaciones. Esto se analiza en mayor profundidad en la siguiente sección.

3. DC-DC con MOSFET

3.1. Diferencias Switch Ideal - MOS

En esta sección se reemplaza la llave ideal por un MOSFET con un circuito de disparo igual al del primer ejercicio. Realizando lo mismo análisis se obtienen los siguientes gráficos:

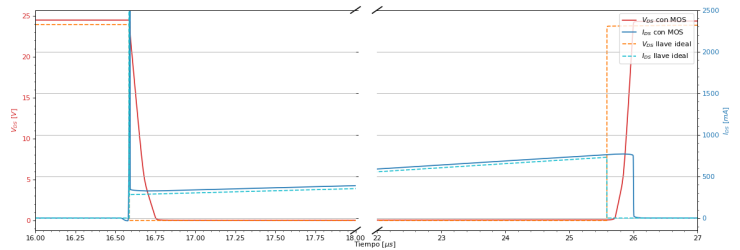


Figura 32: Conmutaciones V_{DS} e I_{DS} .

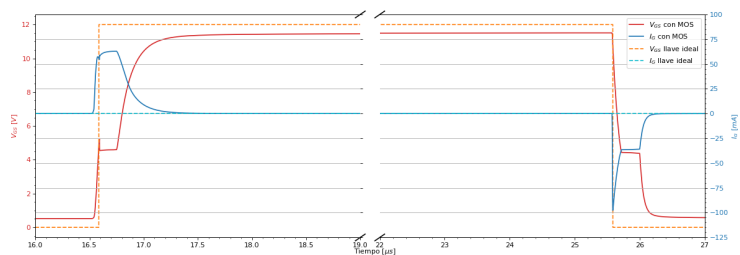


Figura 33: Conmutaciones V_{GS} e I_G .

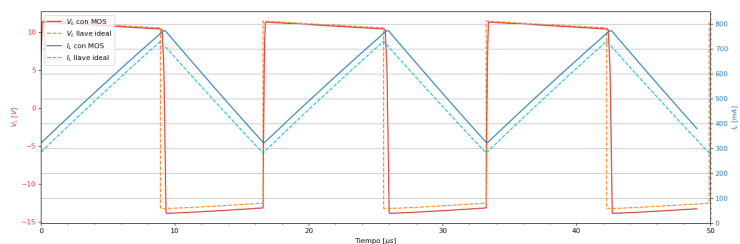


Figura 34: Tensión y Corriente sobre la bobina.

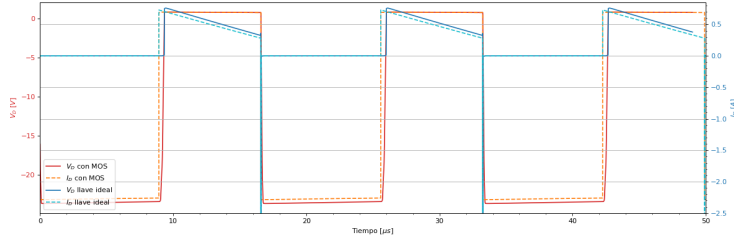


Figura 35: Tensión y corriente sobre el diodo.

Con el cambio mencionado, se pueden notar variaciones en la V_L y en el duty cycle, el cual aumentó respecto al que se daba con un switch ideal. La variación porcentual de esta variable es $\Delta DC = 1.71\%$. También se observa la diferencia en los tiempos de conmutación, la cual se debe a que en la llave ideal los cambios son instantáneos mientras que con la real no son. Con respecto a la diferencia de offset en la corriente, la causa se debe a la r_{DS} existente en el MOSFET y no en la llave. Por último se puede observar que la corriente de reverse recovery del diodo ahora se ve acotada a $I_{rr} \approx 2.8\text{ A}$, la cual es menor a la registrada en el caso anterior, esto es esperado dado que la corriente de reverse recovery queda definida por lo siguiente:

Dado un diodo, este almacenará una cierta carga ΔQ cuando se lo polariza en directa. La corriente que proporcionará será directamente proporcional a qué tan rápido se conmute la llave que cambia la polarización del diodo. En el caso de la llave ideal, este cambio es instantáneo y con el MOS dependerá de los tiempos de conmutación.

3.2. Potencia

Se analiza la potencia disipada en el MOSFET debido a la conmutación en cada período. Para la conmutación de on a off se obtiene que con $I_o = 0.57\text{ A}$, $V_o = 24\text{ V}$, $t_{conm} = 128\text{ ns}$ y $f_{sw} = 60\text{ KHz}$, la potencia es

$$P_{MOS-off} = I_o \cdot V_o \cdot t_{conm} \cdot f_{sw} = 105.06\text{ mW} \quad (24)$$

De forma análoga, para la conmutación off a on, pero teniendo en cuenta el aporte de la I_{rr} , $I_{rr} = 2.8\text{ A}$, $I_o = 0.57\text{ A}$, $V_o = 24\text{ V}$, $t_{conm} = 128\text{ ns}$, $t_{rr} = 11\text{ ns}$ y $f_{sw} = 60\text{ KHz}$, se llega a que la potencia es

$$P_{MOS-on} = I_o \cdot V_o \cdot t_{conm} \cdot f_{sw} + I_{rr} \cdot V_o \cdot t_{rr} \cdot f_{sw} = 149\text{ mW} \quad (25)$$

Finalmente, se obtiene que en la fuente se entregan $P_{V_2} = I_o \cdot V_2 = 6.84\text{ W}$. Esta potencia representa un 3.72% de la potencia entregada por V_2 . El valor de la I_{rr} del diodo puede disminuir aumentando la R_g (aumentando la constante de tiempo) y bajando la frecuencia de switching.

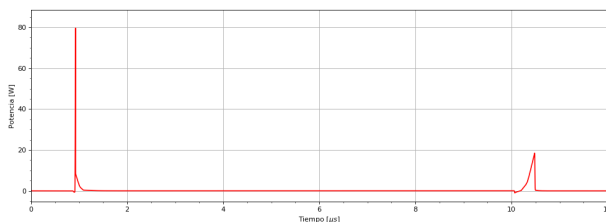


Figura 36: Potencia de conmutación MOS.

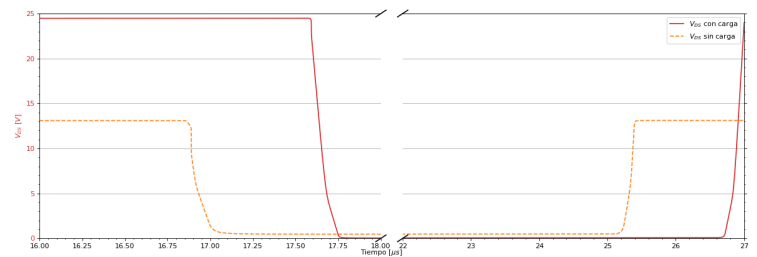
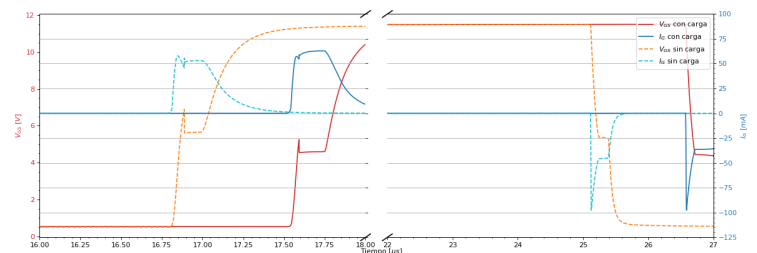
3.3. Tiempos de Conmutación

Los tiempos de conmutación se ven alterados respecto al circuito de la primera sección, ya que los valores de V_{GS-IO} , I_{G-IO} e I_{DS} dependen principalmente del circuito de aplicación. Dada la topología del circuito (Boost), cuando el MOSFET se encuentra apagado, el circuito se simplifica a un RLC. Cuando se encuentra prendido se presentan dos circuitos: un RL del lado del generador y un RC en la carga. Es importante remarcar esto, ya que esto afecta los tiempos t_{ri} , t_{fv} , t_{doff} , t_{rv} y t_{fi} . Para el caso de disparo con MOSFET son los siguientes:

t_{on}	t_{ri}	t_{fv}	t_{doff}	t_{rv}	t_{fi}
45 ns	15 ns	158 ns	145 ns	128 ns	10 ns

Tabla 2: Tiempos de conmutación en el disparo del MOSFET.

Algo a notar en las Figuras (40) y (39) es que la corriente por la bobina y el diodo, al igual que la tensión sobre los mismos, depende de la carga. Es por este motivo que es razonable que sus valores sean distintos. En cuanto a la corriente de recovery se puede ver que con un MOSFET toma un valor razonable a diferencia del uso de un componente ideal. También se ve una diferencia en la fase. Esto se debe a que ambos circuitos cuentan con distinto duty cycle, mas allá de que comparten la misma frecuencia. También se ve en las formas de onda de V_{GS} , I_G , I_{DS} y V_{DS} que tanto las pendientes como los tiempos son distintos. Esto se debe a que hay un valor distinto de V_{GS-IO} y una diferente corriente I_o , la cual depende del circuito.

Figura 37: Conmutaciones V_{DS} e I_{DS} llave con y sin Boost.Figura 38: Conmutaciones V_{GS} e I_S llave con y sin Boost.

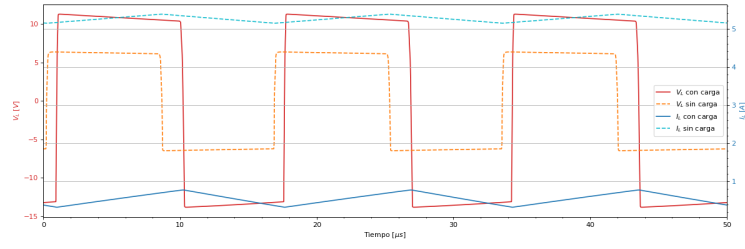


Figura 39: Tensión y corriente sobre la bobina llave con y sin Boost.

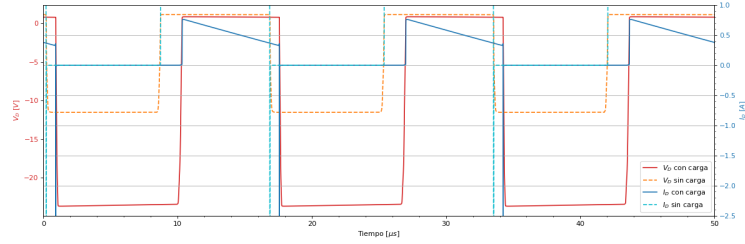


Figura 40: Tensión y corriente sobre el diodo llave con y sin Boost.

4. Comparación de modo continuo y discontinuo

4.1. Simulación de Curvas

Para el estudio del modo discontinuo de la fuente estudiada anteriormente, se calculó la corriente media I_{L_b} de boundary de la bobina. El valor anterior de ΔI_L fue de $494.4mA$, por lo que la corriente media de boundary será

$$I_{L_b} = \frac{\Delta I_L}{2} = 247.2mA \quad (26)$$

Por esta razón, si la corriente I_L es menor que I_{L_b} , la fuente trabajará en modo discontinuo. Se seleccionó una resistencia de salida de $R_o = 500\Omega > R_{o_{min}} = \frac{V_o}{D \cdot I_{L_b}} = 146\Omega$ y se utilizó un duty cycle $D = 0.665$ para conservar los $24V$ de salida requeridos. A continuación se detallan las curvas simuladas.

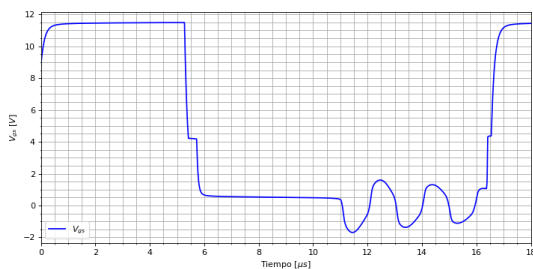


Figura 41: Tensión V_{gs} en modo discontinuo.

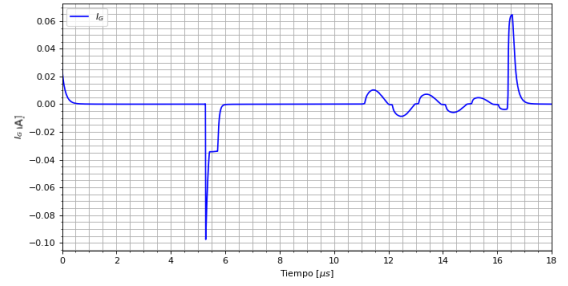


Figura 42: Corriente I_g en modo discontinuo.

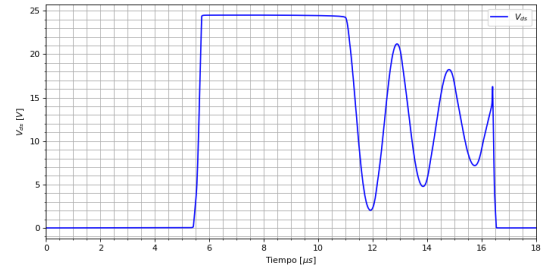


Figura 43: Tensión V_{ds} en modo discontinuo.

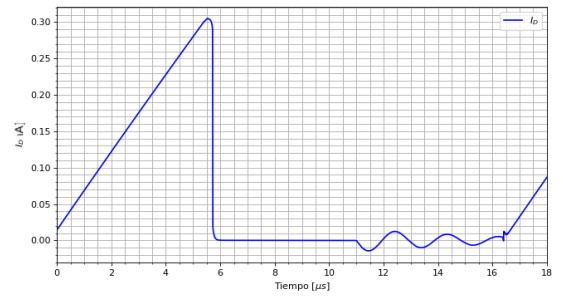


Figura 44: Corriente I_D en modo discontinuo.

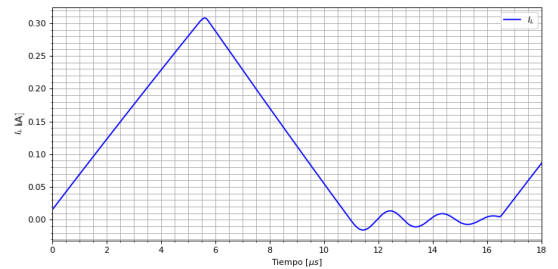


Figura 45: Corriente de la bobina en modo discontinuo.

A primera vista, lo que más llama la atención es la oscilación de $517KHz$ producida en el nodo compartido por la bobina, el switch y el diodo. Esto ocurre en el momento en el que se acaba la energía almacenada en el campo magnético. Este efecto de ringing es ocasionado debido a que, cuando la bobina queda sin energía y la corriente llega a cero, inductancias parásitas del circuito ocasionan que se genere una pequeña corriente I_{rr} de inversa del diodo antes de que este se polarice en inversa, energizando a su vez un circuito RLC muy subamortiguado entre la

bobina, el resistor de la bobina y los capacitores parásitos del MOSFET. Este ringing producido por efectos parásitos puede resultar dañino para el transistor, si los picos de tensión sobrepasan la tensión máxima V_{ds} de este. Además, estas oscilaciones pueden provocar emisiones electromagnéticas, reducir la eficiencia del convertidor a causa de disipación elevada de potencia, e incluso generar un ripple de tensión ΔV_o mayor a la salida, si se comienza un nuevo ciclo de carga de la bobina cuando la corriente de esta no cruza exactamente por el cero, como se observa en la Figura (45) [Impact of Inductor Current Ringing in DCM on Output Voltage of DC-DC Buck Power Converters].

4.2. Diseño de Snubber

Una forma de reducir estas oscilaciones es implementando un circuito snubber [Minimizing Ringing at the Switch Node of a Boost Converter] correctamente dimensionado a costo de aumentar la disipación de potencia y el tiempo de conmutación. Sabiendo que la pseudo-frecuencia de oscilación es de $f_o = 517KHz$ y aproximando la capacidad parásita C_{par} que interactúa en el proceso como la capacidad parásita C_{gd1} se tiene que

$$L_{par} = \frac{1}{C_{par} (2\pi f_o)^2} = \frac{1}{750pf (2\pi 517KHz)^2} = 126.3\mu H \quad (27)$$

Luego,

$$C_{snub} = 3C_{par} = 2.225nF \quad (28)$$

$$R_{snub} = \sqrt{\frac{L_{par}}{C_{snub}}} = 355\Omega \quad (29)$$

Quedando el circuito como se observa en la Figura (46).

4.3. Comparación con y sin Snubber

A continuación se detallan las curvas simuladas con el snubber en las Figuras (47) y (48).

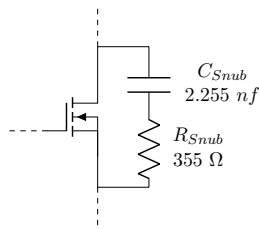


Figura 46: Comparación entre V_{ds} en modo discontinuo con y sin snubber.

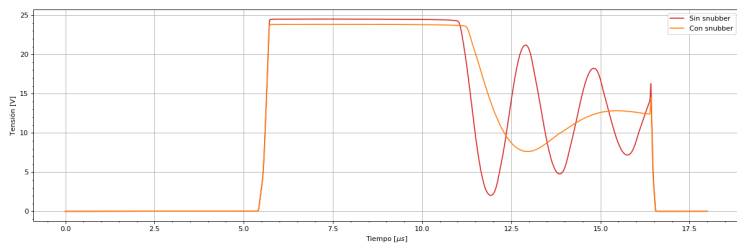


Figura 47: Comparación entre V_{ds} en modo discontinuo con y sin snubber.

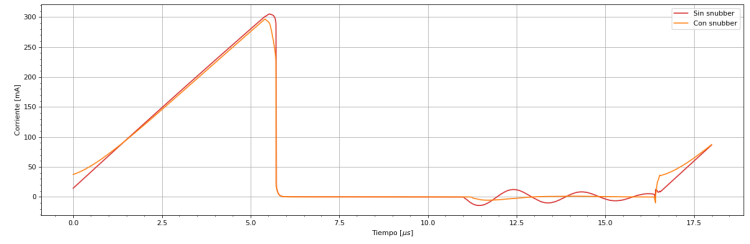


Figura 48: Comparación entre I_{ds} en modo discontinuo con y sin snubber.

Si bien se puede observar una disminución en la amplitud y pseudo-frecuencia de oscilación, se puede sintonizar el circuito snubber más allá de los cálculos teóricos para lograr un mayor amortiguamiento. Un efecto secundario que se observa también es la pequeña disminución de la tensión de salida del conversor a lazo abierto. En la siguiente sección veremos como si bien este circuito logra disminuir el efecto de ringing, también aumenta la disipación de potencia.

4.4. Potencia Disipada

Se observa en la Figura (49) que para el encendido del MOSFET la potencia disipada fue casi eliminada mientras que además ha disminuído considerablemente la potencia en el apagado.

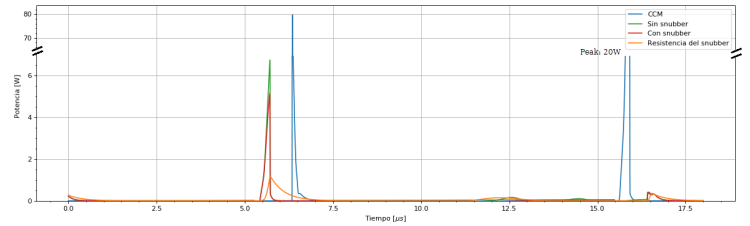


Figura 49: Comparación entre potencias disipadas en CCM, DCM y DCM con snubber, donde las curvas azul, verde y rojo son potencia disipada en el MOSFET en cada caso y la curva naranja es la potencia disipada en la resistencia del snubber para el caso de DCM con snubber.

Para el caso de DCM con snubber, se observa que si bien la potencia disipada en el apagado es menor, la diferencia ganada en el MOSFET es menor que la potencia que se disipa en la resistencia del snubber.

4.5. Conclusiones

La utilización del modo discontinuo en convertidores DC-DC puede ser útil a la hora de reducir la potencia disipada por el MOSFET, sin embargo, esto conlleva varios efectos secundarios como la generación de oscilaciones a partir de efectos parásitos que pueden llegar a dañar al transistor, generar emisiones electromagnéticas, aumentar el tiempo de conmutación o aumentar el ripple en tensión de salida. Se pueden diseñar circuitos que minimicen este efecto de oscilación pero frecuentemente viene arraigado con esto una mayor disipación de potencia debido a la introducción de elementos resistivos para amortiguar el circuito RLC parásito formado.