

0.1. 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 $T_s = 20\mu s$ y un duty cycle de $D = 50\%$.

0.2. 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 como ideal con resistencia serie nula.

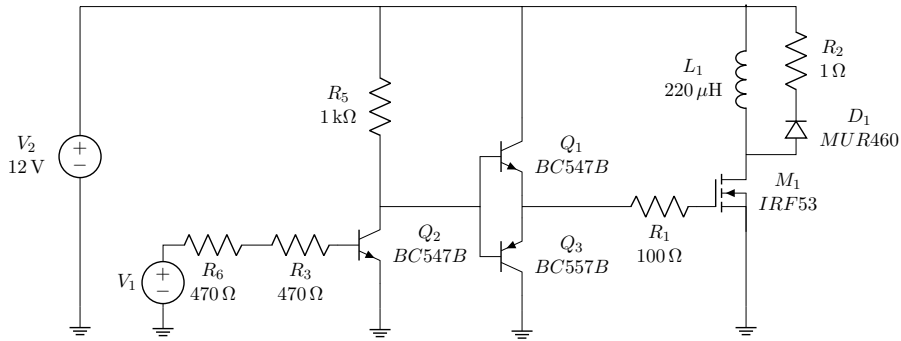


Figura 1: Circuito para el estudio de la conmutación del MOSFET.

0.2.1. 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.

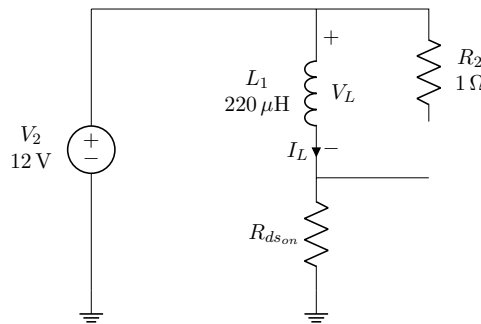


Figura 2: Hemicircuito con MOSFET encendido.

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 $V_{ds_{on}} = I_{L_{on}} \cdot R_{ds_{on}}$

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

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

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

0.2.2. 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.

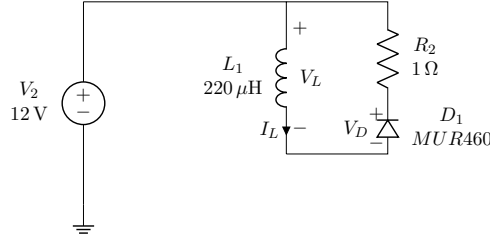


Figura 3: Hemicircuito con MOSFET apagado.

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).

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

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

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

0.2.3. 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

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

Esto puede también resolverse de manera gráfica considerando las Ecuaciones (1) y (3) de las corrientes de la bobina para cada hemicircuito. 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).

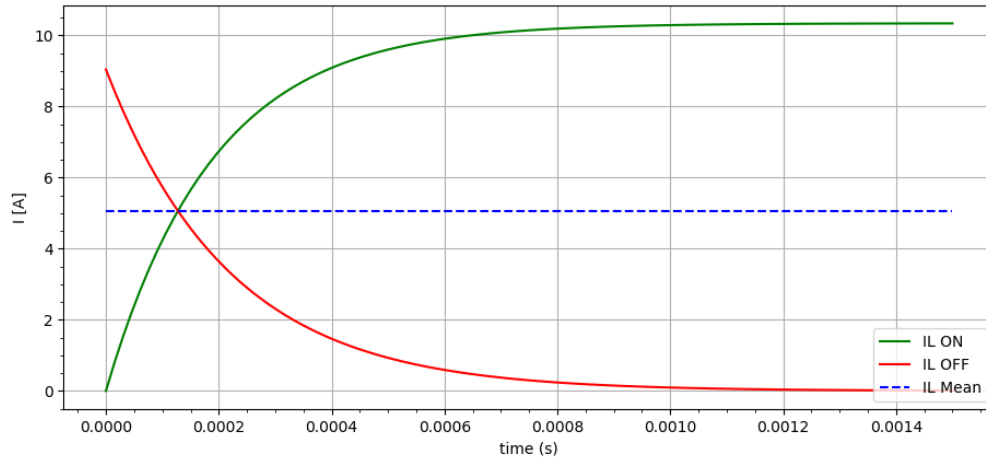


Figura 4: Solución gráfica de la corriente media en la bobina en régimen permanente.

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

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



Figura 5: Corriente de la bobina en régimen permanente.

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 $I_{L_{on}}(t)R_{ds_{on}} \approx \bar{I}_L R_{ds_{on}} = 827mV$ durante el estado encendido.



Figura 6: Corriente del diodo en régimen permanente.



Figura 7: V_{ds} en régimen permanente.

0.2.4. 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 instantáneamente 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 capacitancia de entrada del MOSFET compuesta por la capacitancia entre gate y source y la capacitancia entre gate y drain, con un valor de $C_{gs} + C_{gd1} = 750pF$ observado en la Figura (12). 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 (10) 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

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

A partir de este momento, se formará la zona de depleción de la body layer por lo que la tensión 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 depleción. 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 (11), 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 (10). El tiempo transcurrido en esta transición puede calcularse teniendo en cuenta la corriente $I_G = \frac{V_2 - V_{gs_{io}}}{R_1}$ 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 (12). Se puede observar en las Figuras (8) y (9) el proceso entero de encendido descrito anteriormente.

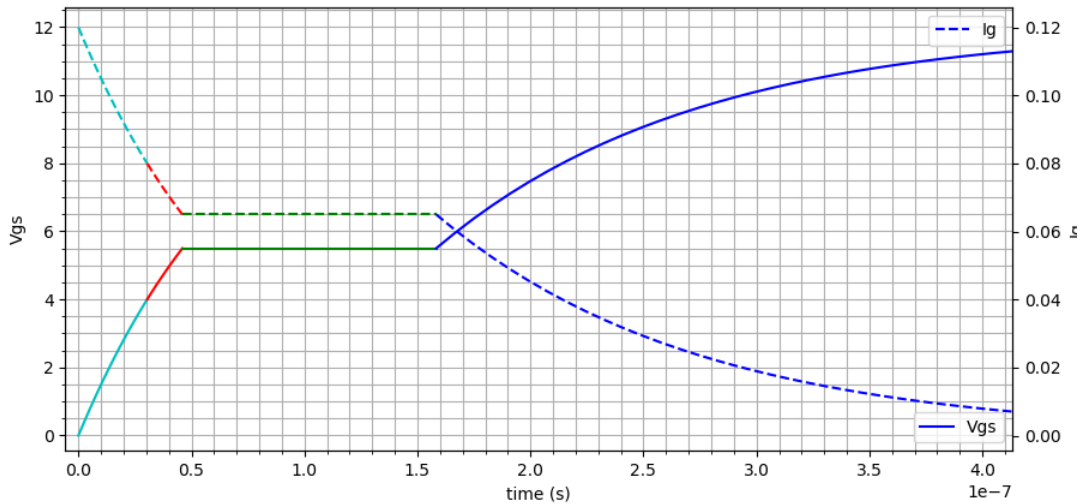


Figura 8: V_{gs} e I_G en el encendido del MOSFET.

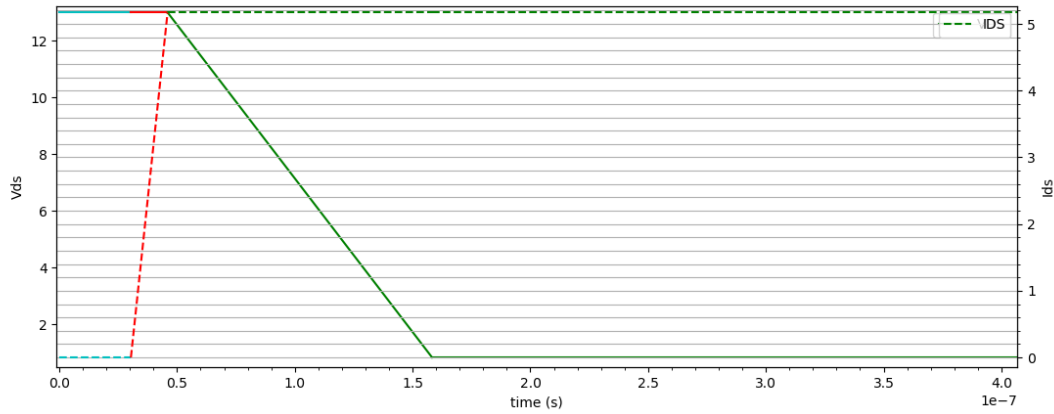


Figura 9: V_{ds} e I_D en el encendido del MOSFET.

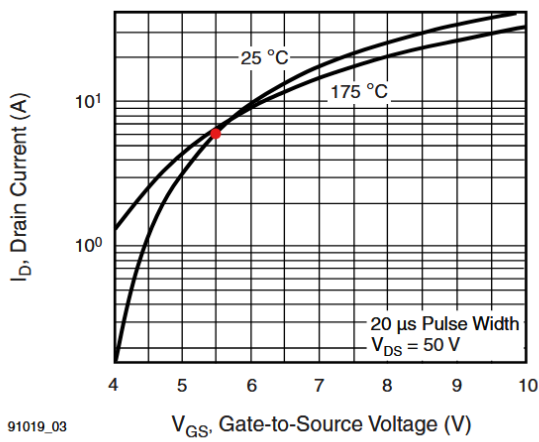


Figura 10: $V_{gs_{io}}$ de la datasheet del IRF530.

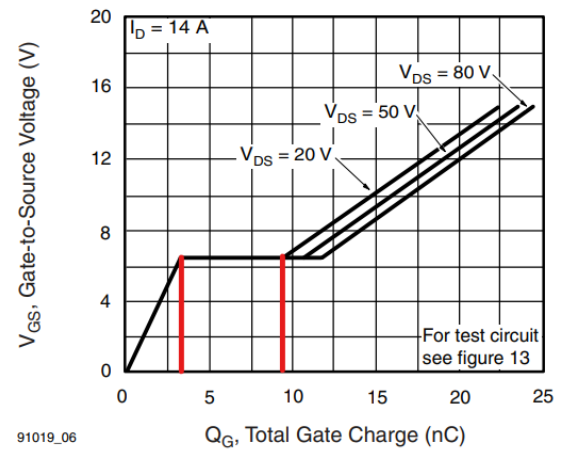


Figura 11: ΔQ en la transición de C_{gd1} a C_{gs2} de la datasheet del IRF530.

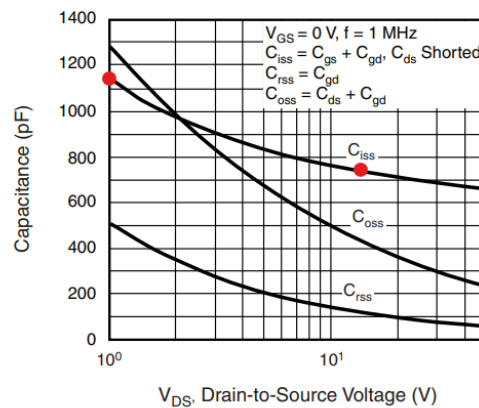


Figura 12: Capacitancia de entrada del MOSFET según la datasheet del IRF530 donde no ingresa carga al capacitor parásito C_{gs} debido a la tensión constante V_{gs} .

0.2.5. 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 $V_{gsio} = 5.5V$ mientras que la corriente I_G disminuye su valor en módulo según (17) hasta $I_G = \frac{0V-V_{gsio}}{R_1} = -55mA$ en un proceso que dura

$$t_{off} = -\tau_2 \ln\left(\frac{V_{gsio}}{V_2}\right) = 89.72ns \quad (15)$$

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

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

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

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

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 parasítico 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

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

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.

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

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

0.3. Circuito en la Simulación

0.4. Circuito en la Práctica

0.5. Diferencias

0.6. Conclusiones