

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.14 ELECTRÓNICA IV

Trabajo Práctico 1: Transferencia de convertidores DC/DC

Grupo 3

BUALÓ, Santiago	57557
LAGO, Valentina	57249
MARTORELL, Ariel Antonio	56209
REGUEIRA, Marcelo Daniel	58300

Profesores

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

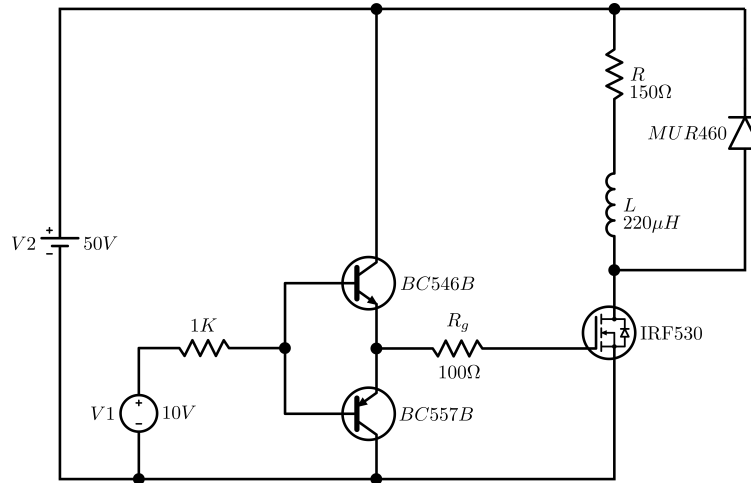
Presentado: 03/04/2020

Índice

1. Disparo de un transistor MOSFET	2
2. Topología: Funcionamiento de una topología y comprensión de todas las curvas	8
3. Funcionamiento real de una fuente DC/DC	12
4. DCM y Eficiencia	16

1. Disparo de un transistor MOSFET

Para el circuito de disparo propuesto se utilizó un valor de $V_{gg} = 10V$, y los datos del transistor se fueron obteniendo de la hoja de datos del IRF530 provista por Vishay, como se irá mostrando en el desarrollo.



a) Cálculo teórico de los tiempos de conmutación

Para el momento en el que el transistor está conduciendo, se calcula el valor de I_o considerando en régimen estacionario solo la resistencia:

$$I_o = \frac{V_d}{R_2} = 0.33A$$

Con dicho valor de I_o , se busca en la hoja de datos del transistor la curva $I_d(V_{gs})$, para obtener la V_{gsIo} (el valor de V_{gs} para el cual el canal conduce I_o):

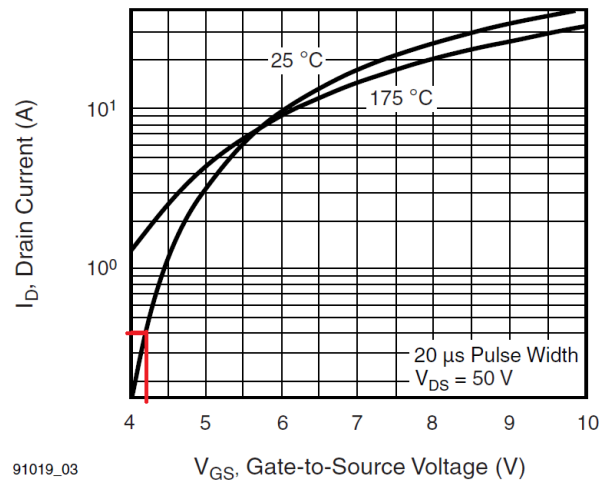


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

De donde se obtiene:

$$V_{gsTh} = 4V$$

$$V_{gsIo} = 4.4V$$

Cuando el canal no conduce, el valor de $V_{ds} = V_2 = 50V$. Con dicho valor se busca en la hoja de datos el valor de la capacidad $C_{gs} + C_{gd1}$, que se encuentra como C_{iss} , de la curva $C(V_{ds})$:

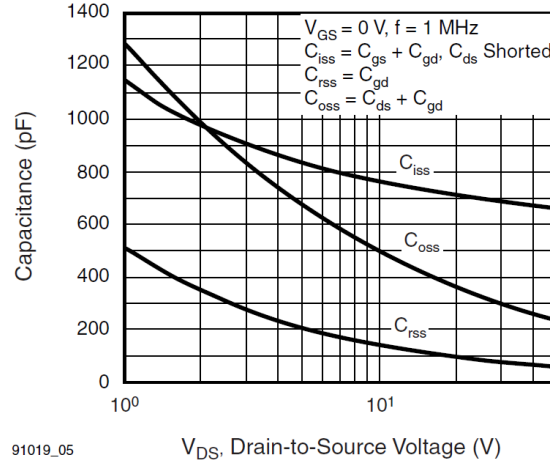


Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

De donde se obtiene que:

$$C_{gs} + C_{gd1} = 650pF$$

Con lo que podemos obtener τ_1 .

$$\tau_1 = R_g \cdot (C_{gs} + C_{gd1}) = 65nS$$

Planteando entonces la curva de $V_{gs}(t)$ para el tramo de encendido hasta que toma el valor de V_{gsIo} :

$$V_{gs} = V_{gg} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}})$$

Despejando t , con V_{gsTh} obtenemos el valor de $t_d(ON)$, es decir el tiempo en que tarda en llegar a la tensión de threshold. Y con V_{gsIo} el tiempo en llegar hasta el valor de tensión para la cual el canal puede conducir I_o , $t_1 = t_d(ON) + t_{ri}$:

$$t_d(ON) = -\tau_1 \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{gsTh}}{V_{gg}}\right) = 33,2nS$$

$$t_1 = -\tau_1 \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{gsIo}}{V_{gg}}\right) = 37.7nS$$

Por lo que el valor de t_{ri} (tiempo que tarda el subir I_d hasta llegar a I_o) se obtiene por diferencia:

$$t_{ri} = t_1 - t_d(ON) = 4.5nS$$

Durante el tiempo que V_{gs} se mantiene constante (que es cuando disminuye el valor de V_{ds}), la corriente de Gate (I_g) se mantiene constante, debido a la ley de Ohm con la resistencia R_g :

$$I_g = \frac{V_{gg} - V_{gsIo}}{R_g} = 56mA$$

Dado que la corriente se mantiene constante, podemos obtener la variación de carga en Gate (ΔQ) durante ese tiempo de la curva $V_{gs}(Q_g)$ provista por la hoja de datos, entrando con el valor de V_{gsIo} :

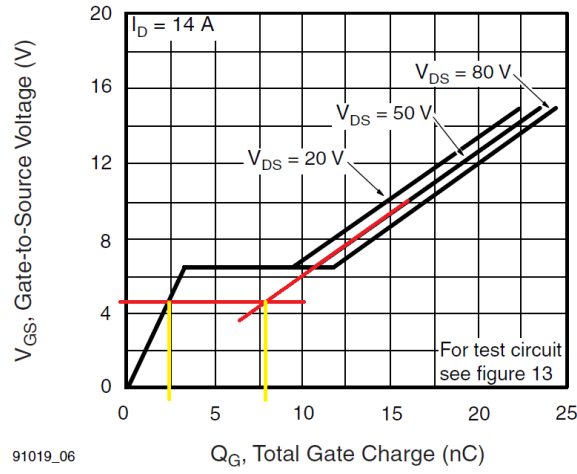


Fig. 6 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

De donde se obtiene que el $\Delta Q = 6nC$. Sabiendo que la corriente es variación de la carga en el tiempo, podemos despejar el tiempo de caída de V_{ds} :

$$I_g = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \Rightarrow t_{fv} = \frac{\Delta Q}{I_g} = 107nS$$

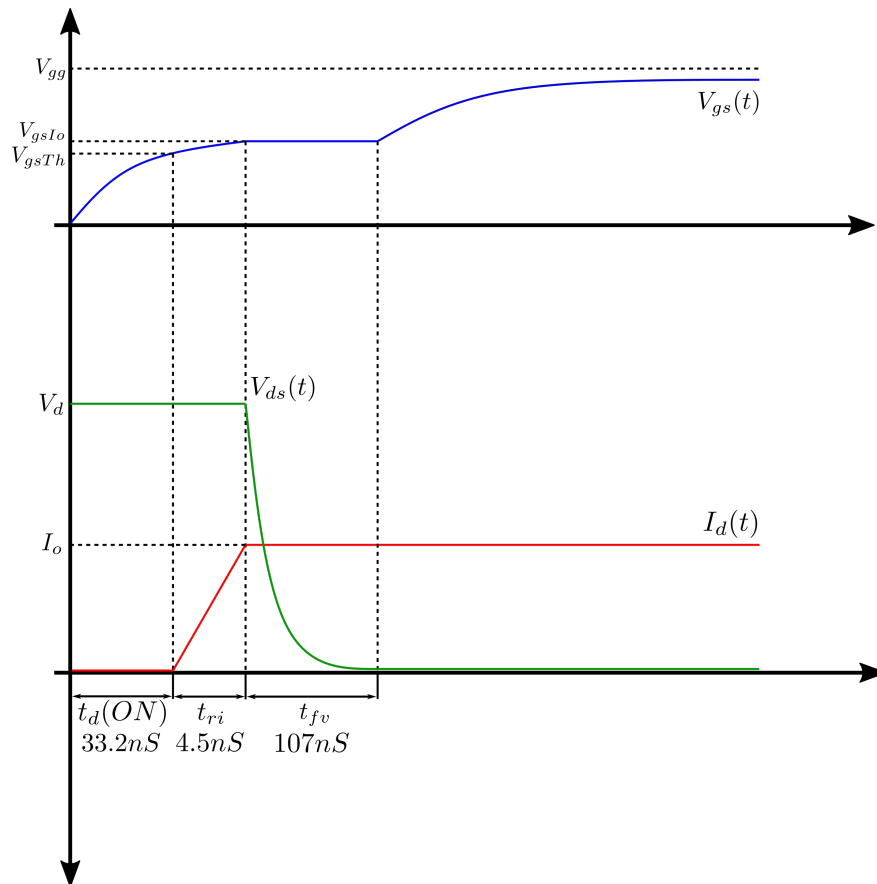


Figura 1: Curvas de encendido teórico

Cuando el canal conduce I_o , el valor de V_{ds} es $V_{ds-ON} = I_d \cdot R_{ds-ON} = 0.8V$. Con esto último, el valor de la capacidad resulta (aproximadamente):

$$C_{gs} + C_{gd2} = 1150pF$$

Por lo que podemos obtener τ_2 :

$$\tau_2 = R_g \cdot (C_{gs} + C_{gd2}) = 115nS$$

Para el apagado, se plantea la curva de $V_{gs}(t)$ para el tramo que va desde el máximo (V_{gg}) hasta V_{gsIo} , despejando el tiempo que demora, $t_d(OFF)$:

$$V_{gsIo} = V_{gg} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}} \implies t_d(OFF) = -\tau_2 \cdot \ln\left(\frac{V_{gsIo}}{V_{gg}}\right) = 141nS$$

Para el tiempo que se mantiene V_{gsIo} constante, es cuando aumenta la tensión V_{ds} , por lo que usando el valor de ΔQ hallado previamente se obtiene:

$$\frac{V_{gsIo}}{R_g} = I_g = 44mA \implies t_{rv} = \frac{\Delta Q}{I_g} = 136nS$$

Y finalmente, el tiempo en que la corriente I_d disminuye, se da entre que V_{gs} pasa de V_{gsIo} a V_{gsTh} :

$$V_{gsTh} = V_{gsIo} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

$$t_{fi} = -\tau_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{gsTh}}{V_{gsIo}}\right) = 6,2nS$$

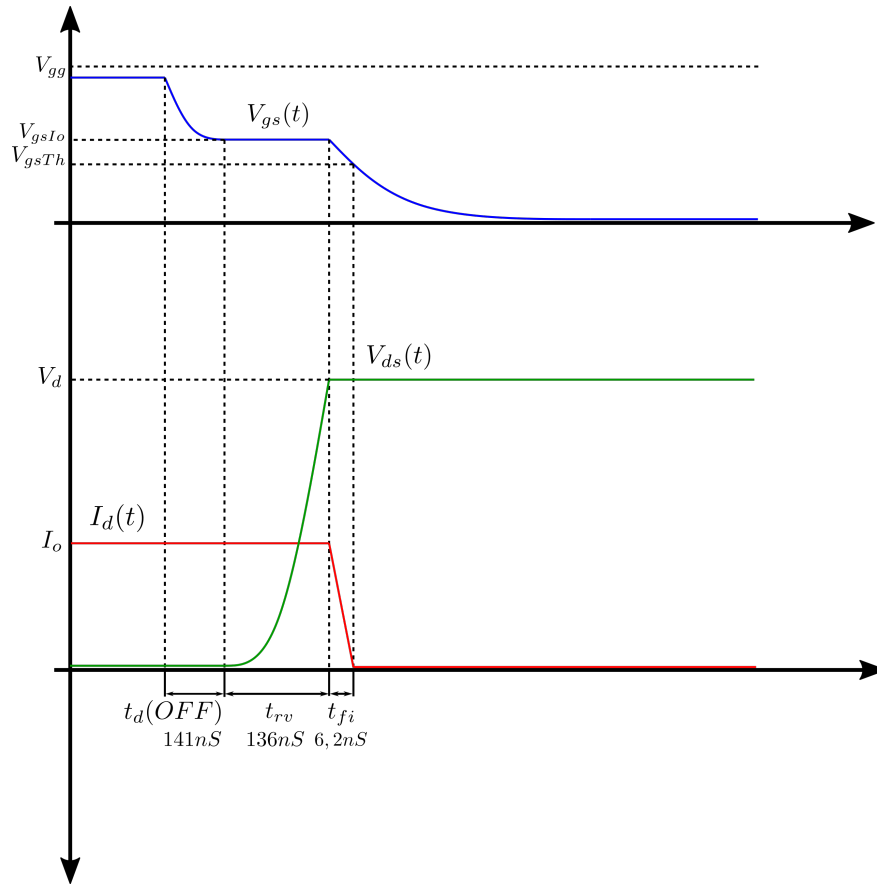


Figura 2: Curvas de apagado teórico

b) Curvas simuladas

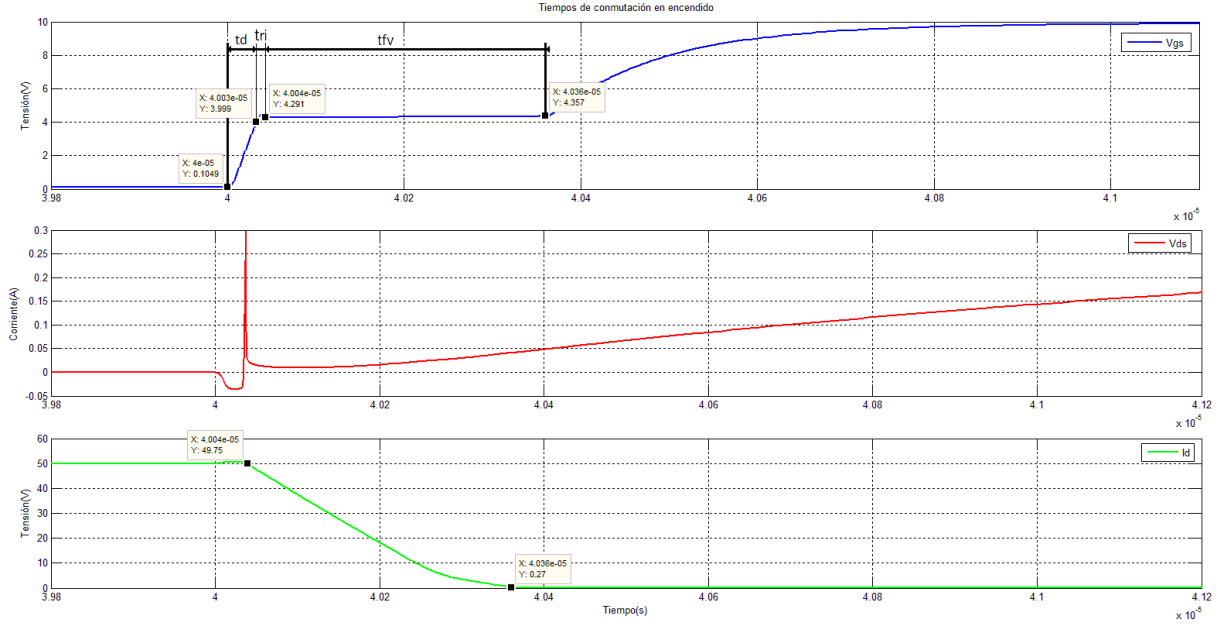


Figura 3: Curvas de encendido simulado

De donde se tabulan los tiempos:

$$t_d(ON) = 34nS$$

$$t_{ri} = 3.72nS$$

$$t_{fv} = 327nS$$

1- Comparaciones y observaciones

Cuando comienza a aumentar V_{gs} , se empieza a formar el canal que empezaría a permitir el paso de corriente. Como por la bobina no circulaba corriente hasta ese momento, para mantenerse en dicho estado genera una tensión en sentido opuesto (la corriente no puede cambiar en ella de forma abrupta). Al tener signo opuesto, esa tensión se suma a la V_{ds} actual, que era igual a la de la fuente V_d , lo que produce el sobrepico de tensión que se observa en V_{ds} .

Al tener una sobretensión en dicho punto, sobre el diodo cae una tensión directa de $(V_d + V_L) - V_d$, que alcanza para encenderlo y que conduzca durante un breve período de tiempo, que es la meseta negativa de corriente que se observa en I_d (esta diferencia de corriente viene desde Gnd y pasa por el diodo interno del MOS).

Pasado este tiempo, el canal comienza a conducir, por lo que la V_{ds} empieza a disminuir. Esto lleva a que el diodo se apague, generando el pico de corriente I_{rr} (reverse recovery current), que pasa por el canal, como se observa en el gráfico de I_d (dado que por la bobina no puede derivarse por lo dicho al principio).

La tasa de aumento de la corriente I_d está dada por el τ del circuito $R - L$ ($1.46\mu S$), que es lento en comparación al tiempo de encendido del transistor. Esto se ve reflejado directamente en el tiempo t_{fv} , dado que el aumento transitorio de tensión en la bobina se da a la misma tasa con la que disminuye V_{ds} (por eso el tiempo t_{fv} simulado resulta mayor al calculado, que supone carga inductiva pura).

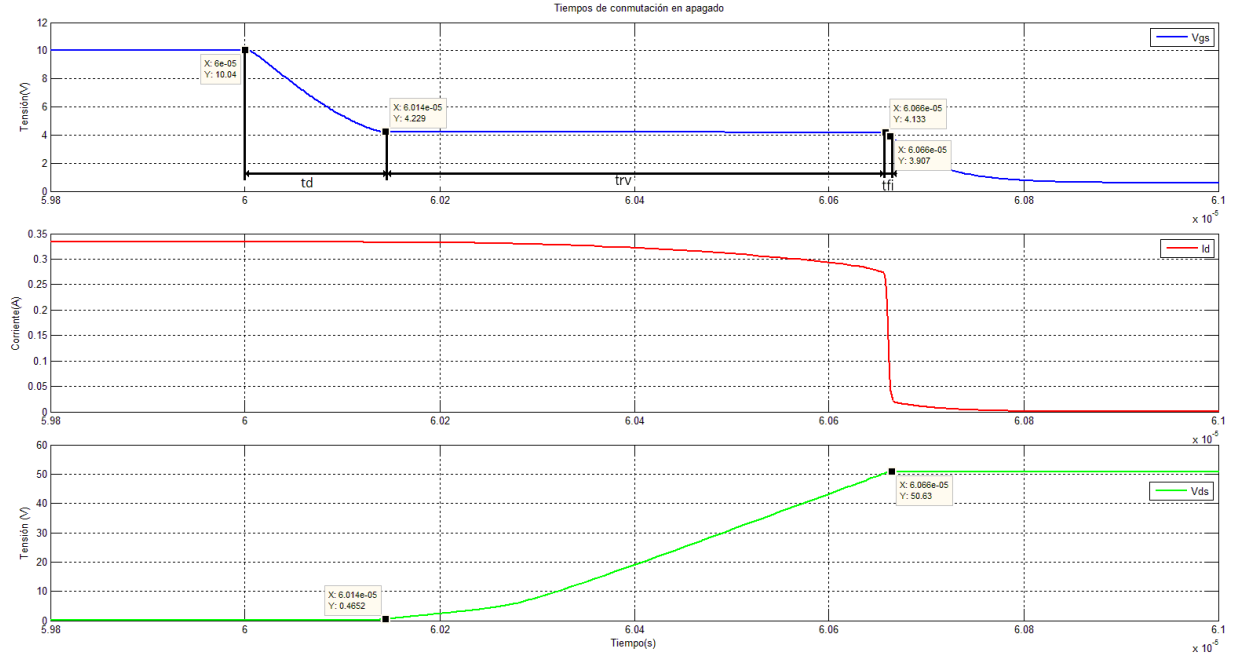


Figura 4: Curvas de apagado simulado

De donde se tabulan los tiempos:

$$t_d(OFF) = 135.8nS$$

$$t_{rv} = 523nS$$

$$t_{fi} = 9.2nS$$

1- Comparaciones y observaciones

El apagado simulado resulta muy similar al planteado en forma teórica. Cuando el canal comienza a dejar de conducir corriente, empieza a aumentar la V_{ds} . A igual tasa de crecimiento comienza a generarse una tensión opuesta en la bobina (dado que la corriente en ella no puede cambiar de forma abrupta, como se mencionó previamente). Cuando el canal dejó de conducir, la corriente que circulaba por la bobina toma el camino a través del diodo, durante el tiempo que dura t_{fi} . Luego de dicho tiempo, la bobina continúa descargando la energía que almacenó a través del circuito $R - L - Diodo$ al tiempo característico τ .

2. Topología: Funcionamiento de una topología y comprensión de todas las curvas

a) Diseño de la fuente

Se diseñó una fuente con las siguientes características:

Grupo	V_i	V_o	$\frac{\Delta V_{o_{max}}}{V_o}$	f_{sw}
3	5V	3.3V	5%	60kHz

Como se pide una tensión de salida continua menor que a la entrada, se utilizó un convertidor buck.

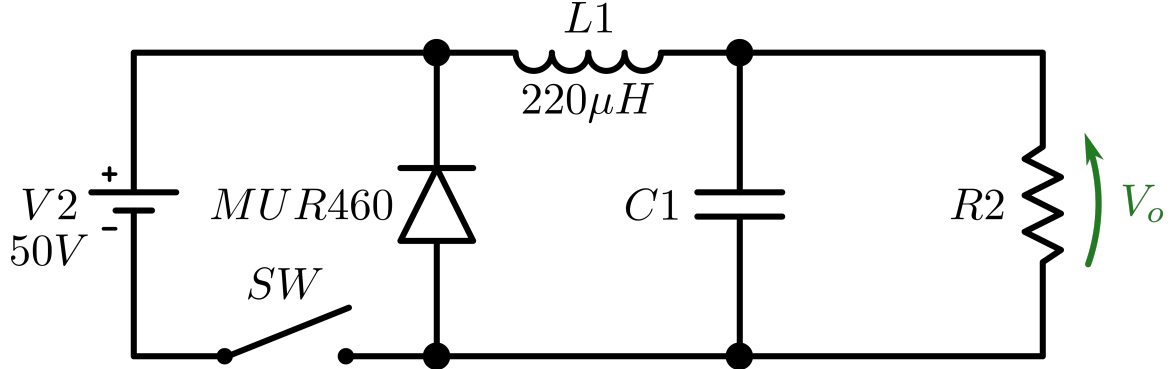


Figura 5: Buck Converter

Sabemos que el duty cycle en este convertidor esta dado por:

$$D_{ideal} = \frac{V_o}{V_i} = 0.66$$

Con el valor del duty obtenemos el periodo de encendido de la llave $T_{on} = DT_s = D \frac{1}{f_{sw}}$
 Para asegurarnos que estemos trabajando en modo continuo, elegimos una I_o tal que: $I_o > I_{OB}$:

$$I_{OB}(L = 220\mu H) = \frac{V_o \cdot (1 - D_{ideal}) \cdot T_s}{2L} = 42.5mA$$

Por lo tanto, suponiendo $I_o = 100mA$, obtenemos una carga de $R = 33\Omega$

El valor del capacitor se obtuvo con la siguiente formula:

$$C = \frac{(1 - D_{ideal}) \cdot T_s^2}{8 \cdot L \cdot \frac{\Delta V_{o_{max}}}{V_o}} = 1.073\mu F$$

Para realizar las simulación se tomó $L = 220\mu H$ y se obtuvo que:

$$D_{real} = 0.711$$

b) Curvas teóricas

Se realizó el gráfico de la señal de disparo (SW), tensión en el inductor (VL), corriente en el inductor (IL) y corriente en el diodo (ID) considerando el diodo real.

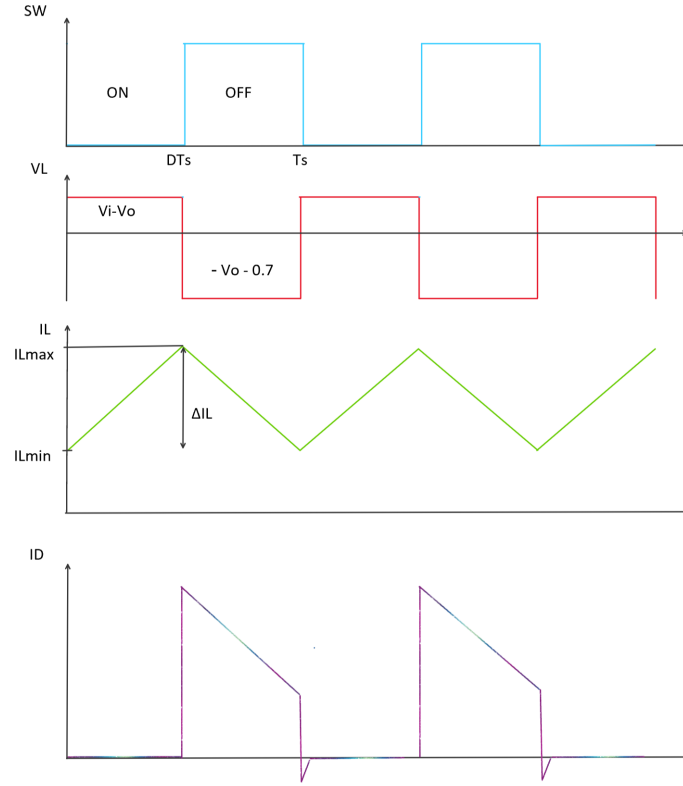


Figura 6: Gráfico las curvas de la topología de convertidor boost

Sabiendo que en este convertidor en particular la corriente media en el inductor es igual a la corriente media a la salida, podemos calcular la corriente máxima y mínima en el inductor como:

$$I_{L_{max}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{L_{min}} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2}$$

Además, en régimen permanente se cumple: $\Delta I_{L_{ON}} + \Delta I_{L_{OFF}} = 0$ y $\Delta I_{L_{ON}} = \frac{(V_i - V_o) \cdot D \cdot T_s}{L}$.

$$I_{L_{max}} = I_o + \frac{(V_i - V_o) \cdot D_{real} \cdot T_s}{L} = 145mA$$

$$I_{L_{min}} = I_o - \frac{(V_i - V_o) \cdot D_{real} \cdot T_s}{L} = 54mA$$

c) Curvas simuladas

A continuación se muestra la simulación en LTspice de las curvas del inciso anterior tomando como tiempo de encendido de la llave a $T_{on} = D_{real}T_s$

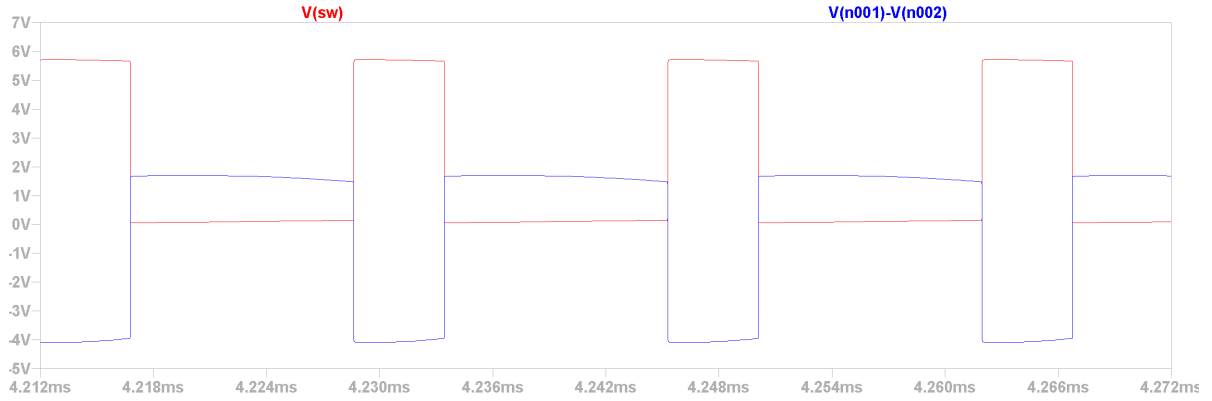


Figura 7: Simulación SW(roja) y VL(azul)

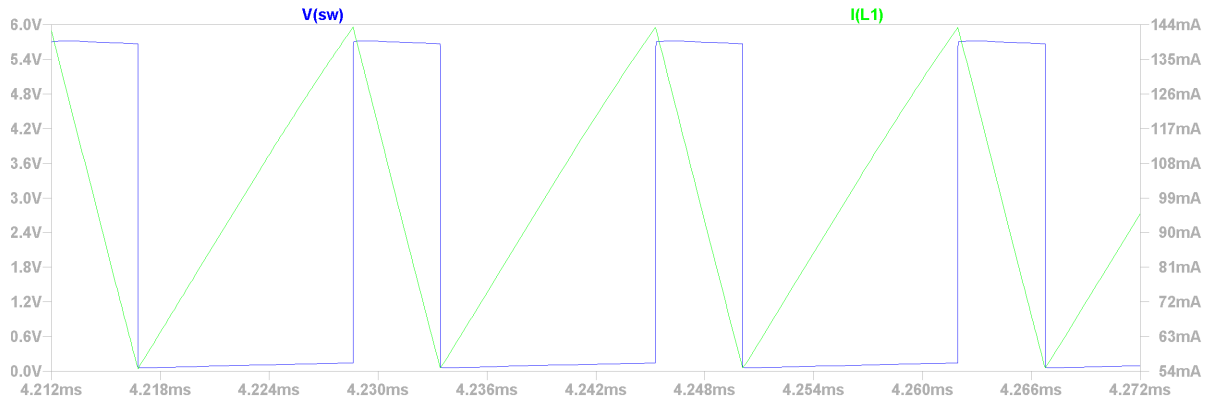


Figura 8: Simulación SW(azul) y IL(verde)

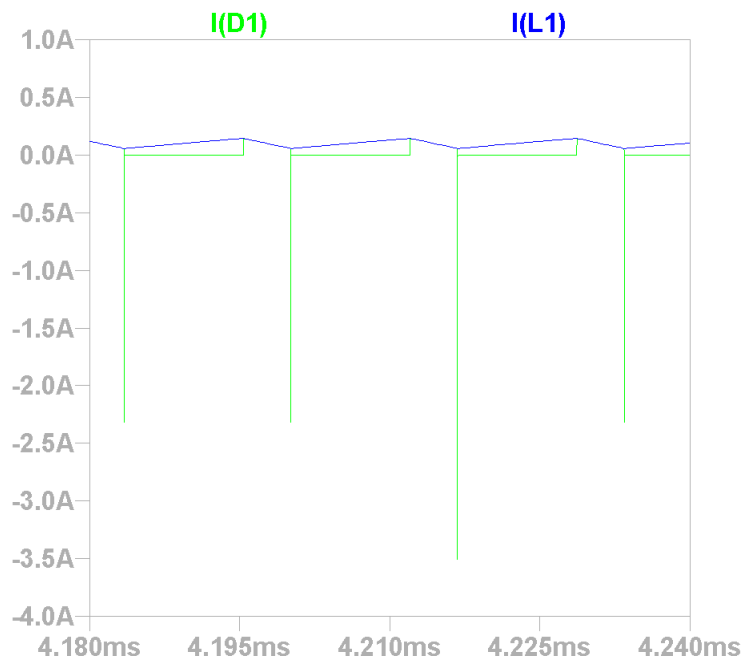


Figura 9: Simulación IL(azul) y ID(verde)

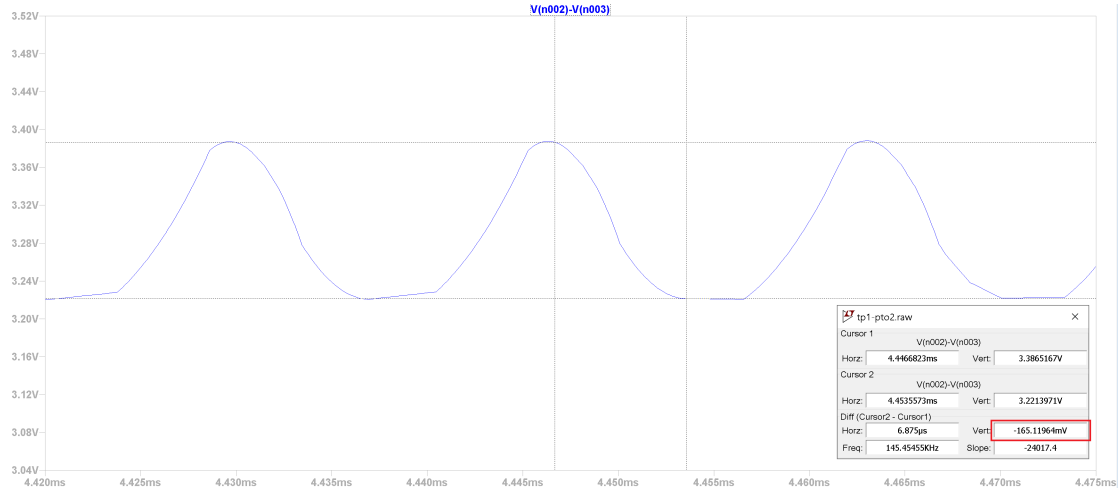


Figura 10: Simulación V_o (azul)

d) Comparaciones y observaciones

En los cálculos que se realizaron en el inciso a) se consideró al diodo como ideal. Si tenemos en cuenta la caída del diodo cuando conduce, la tensión en el inductor mientras $SW = OFF$ es $V_L = V_o(Teorica) - V_{forw}$, cercana a 2,6V. Por ello se debió aumentar el duty del circuito para alcanzar la V_o deseada (como se menciona más abajo). Mismo ocurre con la tensión sobre el SW: cuando está abierto, resulta la tensión de la fuente más la caída del diodo, llegando a los 5,7V.

Además, debemos considerar el pico de corriente de reverse recovery (I_{rr}) cuando el diodo deja de conducir. En el gráfico teórico se la señal como un pico inverso menor, pero en la simulación se verificó que resulta ser bastante mayor, pudiendo llegar a mostrarse hasta un valor de 3A. Dado que el SW es ideal, durante este tiempo es como si se produjera un cortocircuito en la fuente, por lo que es razonable que la simulación muestre un valor grande. En la práctica, el pico que se produzca (que en este caso pasa a través del SW) tendrá que soportarlo el transistor MOS, como se experimentará en la sección 3.

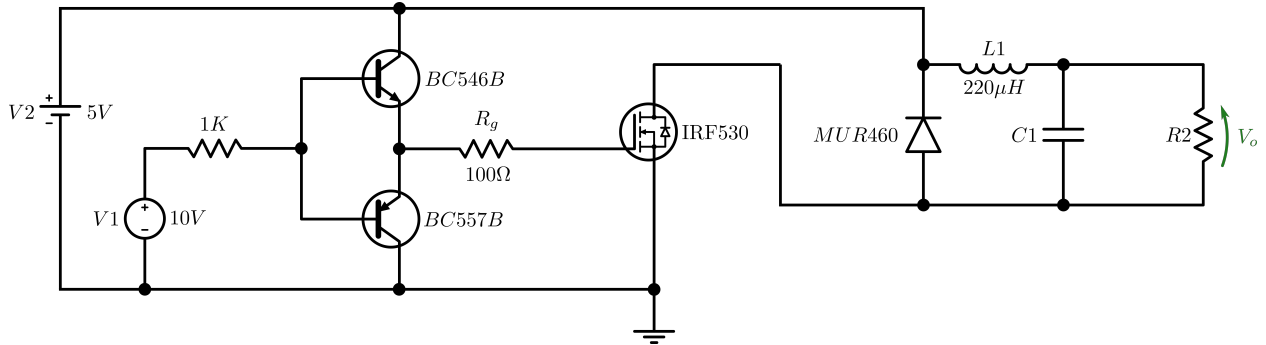
Como la tensión V_L se ve afectada por el comportamiento no ideal del diodo, también se verá afectada el D_{ideal} calculado. Cuando realizamos la simulación con un $T_{on} = D_{ideal}T_s$, la tensión de salida se encontraba por debajo de los 3.3V. Por dicho motivo, aumentamos D hasta lograr la tensión de salida deseada.

Considerando el ripple que nos agregó la ESR del capacitor, obtuvimos que el D que cumple con los requerimientos de nuestra fuente es $D_{real} = 0.711$, mayor al estimado en forma teórica, $D_{ideal} = 0.66$.

El ripple que se obtiene a la salida, considerando una $ESR_C = 1\Omega$ es un $\Delta V_o = 165mV$, que equivale al 5% buscado.

3. Funcionamiento real de una fuente DC/DC

Combinando el circuito de disparo con la fuente diseñada en la sección previa, el circuito resulta:



a) Curvas Simuladas

Se toman por un lado las curvas correspondientes a la conmutación del transistor.

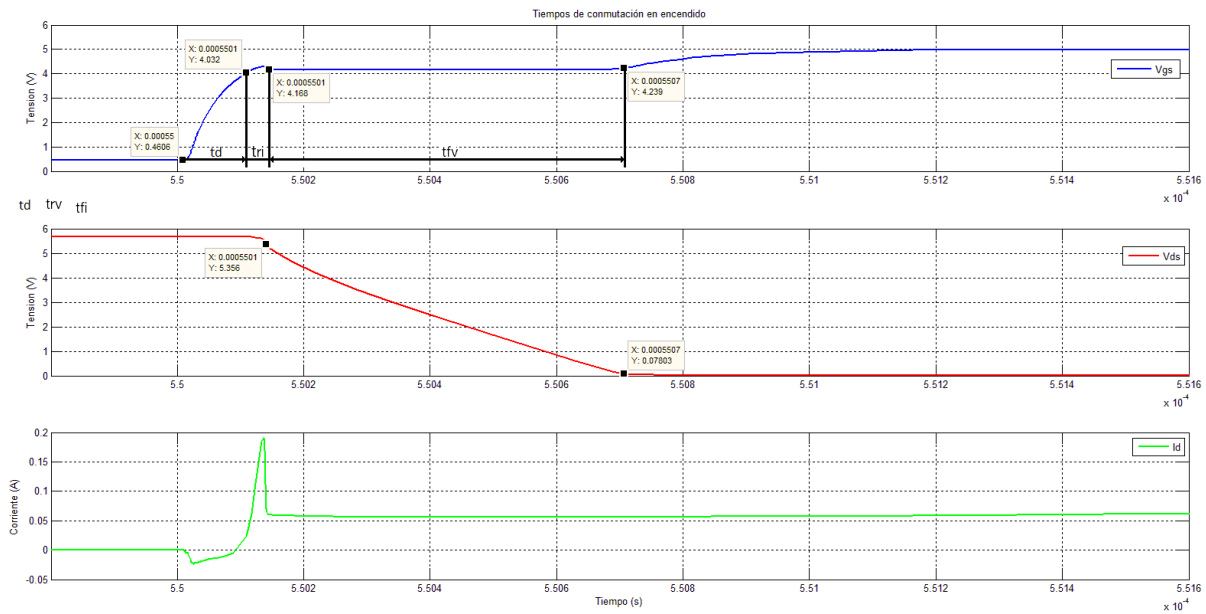


Figura 11: Curvas de encendido simulado

De donde se tabulan los tiempos de encendido:

$$t_d(ON) = 98nS \quad t_{ri} = 27nS \quad t_{fv} = 556nS$$

1- Comparaciones y observaciones

El comportamiento de dichas curvas resulta el mismo desarrollado en la sección 1. Cuando el canal empieza a conducir, la tensión en sentido opuesto generada en la bobina hace subir la tensión sobre el drain, produciendo que el diodo conduzca en directa durante un breve tiempo y luego, al pasar a estar en inversa (cuando empieza a caer en forma efectiva la V_{ds}), se observa el pico de corriente I_{rr} . Luego, mientras el canal conduce, la corriente a través de éste es igual a la de la bobina.

En este caso, los tiempos de conmutación de encendido resultan mayores en comparación al caso del circuito de disparo de la sección 1. Esto se debe a que el valor de V_{ds} cuando el canal no conduce es de 5V, contra los 50V del primer caso. Debido a esto, la capacidad $C_{iss} = C_{gd1} + C_{gs}$, de acuerdo a la hoja de datos, es mayor, por lo que los tiempos de carga resultarán mayores.

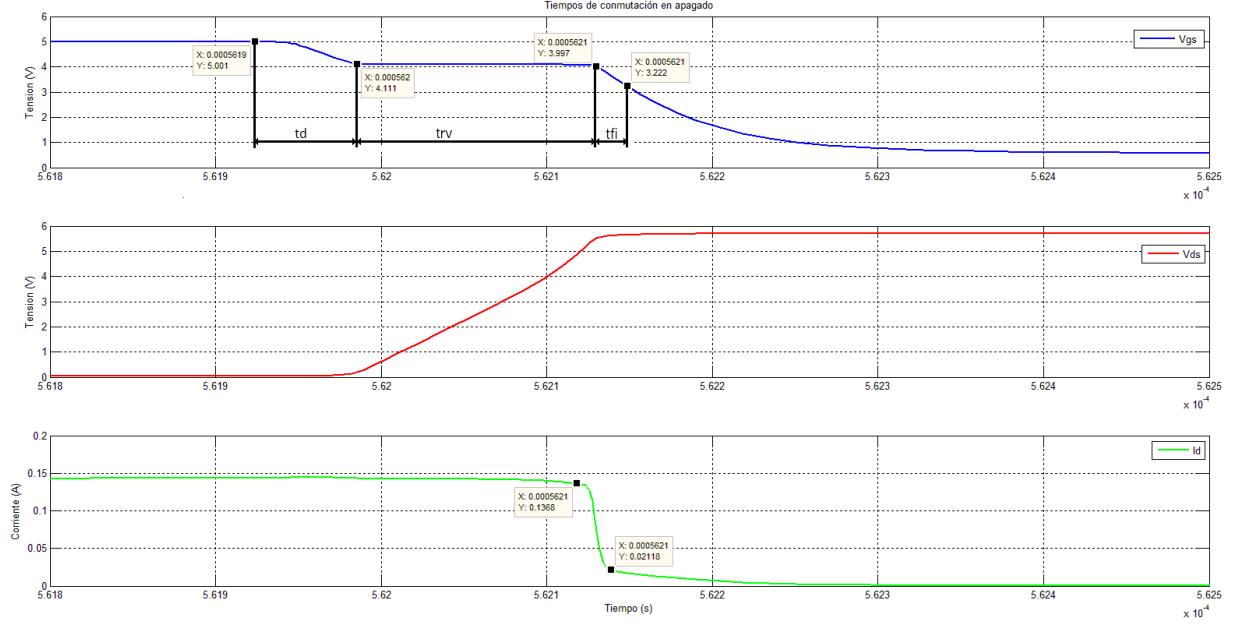


Figura 12: Curvas de apagado simulado

De donde se tabulan los tiempos de apagado:

$$t_d(OFF) = 56nS$$

$$t_{rv} = 137nS$$

$$t_{fi} = 8nS$$

1- Comparaciones y observaciones

El comportamiento de las curvas de apagado resulta similar al desarrollado en la sección 1. En este caso, los tiempos de conmutación son más rápidos que en el circuito de disparo original.

Por otro lado, se toman las curvas de las tensiones y corrientes de los diferentes elementos:

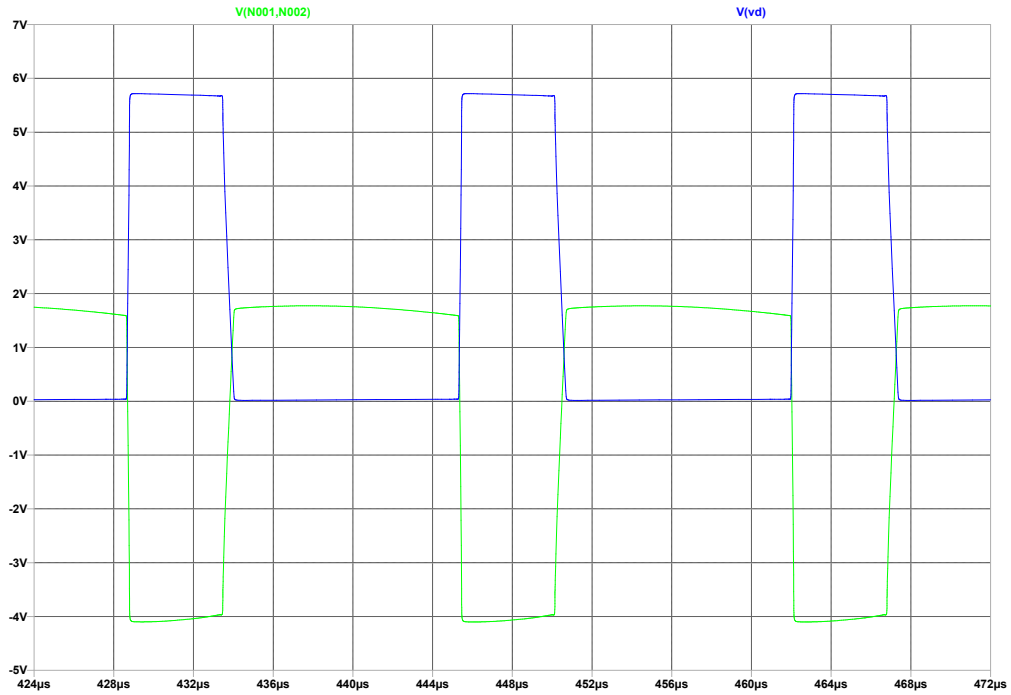


Figura 13: Simulación Sw(azul) y VL(verde)

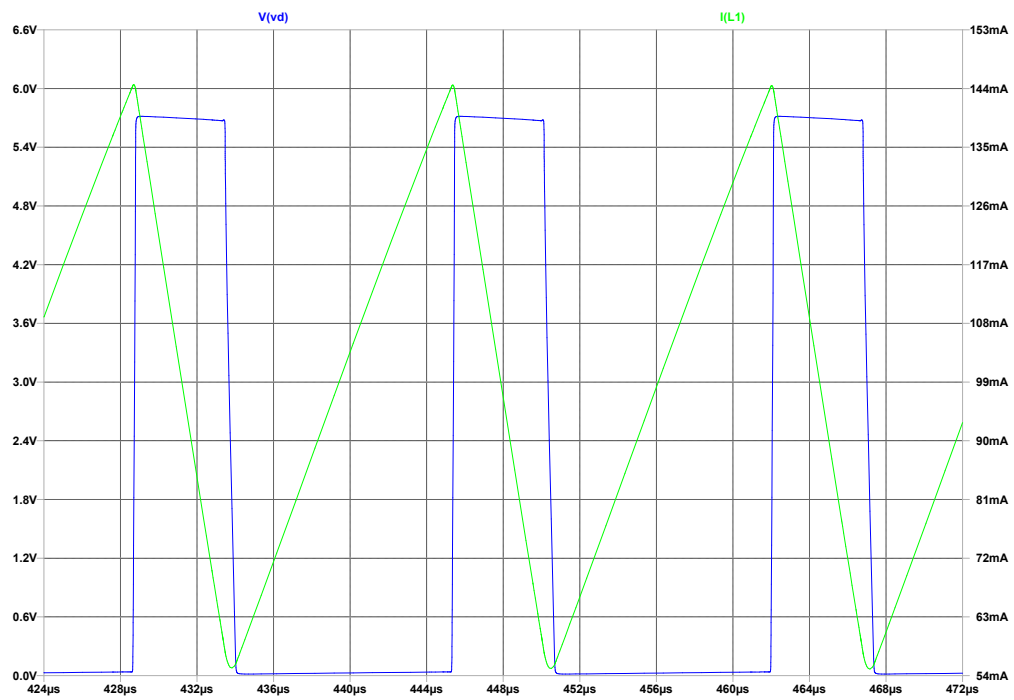


Figura 14: Simulación Sw(azul) y IL(verde)

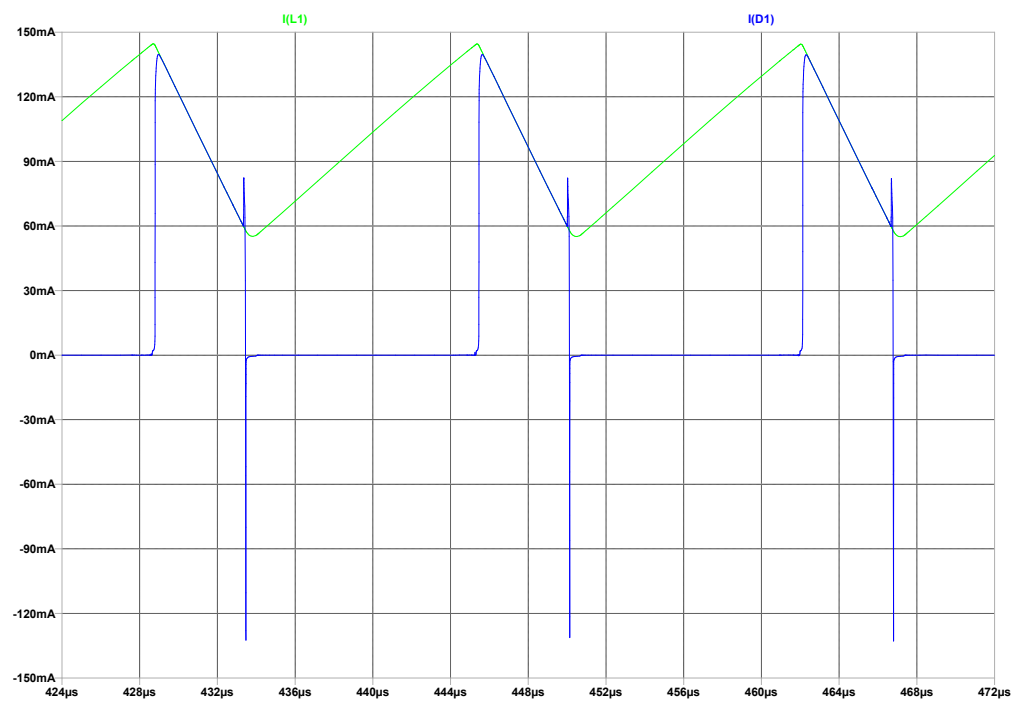


Figura 15: Simulación ID(azul) y IL(verde)

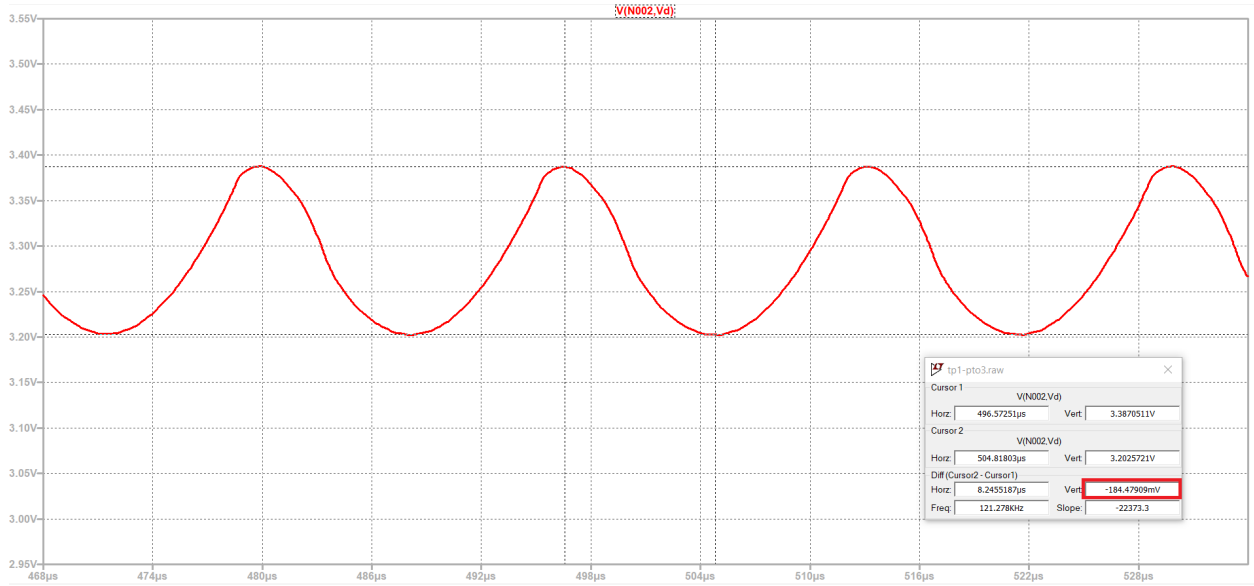


Figura 16: Simulación salida V_o

1- Comparaciones y observaciones

En las curvas simuladas se observa como afectan de igual forma los factores mencionados en la sección 2 con la fuente ideal.

La tensión sobre el drain, cuando el canal no conduce, equivale a la de la fuente más la caída de V_{forw} en el diodo, que en el caso ideal no se tenía en cuenta. Mismo la tensión en la bobina alcanza los $4V$, que menos la caída del diodo se obtiene la salida la V_o buscada. Cuando el canal conduce, sobre la bobina se tiene, en efecto, $V_d - V_o$.

En el contraste de I_D e I_L , se logra apreciar mejor el pico de corriente I_{rr} del diodo al apagarse cuando el canal comienza a conducir, que en el gráfico de curvas de conmutación mostrado antes. En efecto, mientras el diodo conduce, la corriente que pasa a través de él es la misma que la de la bobina.

El ripple obtenido es de $184mV$, que equivale a un $5,5\%$, un poco mayor al esperado.

En cuanto a la potencia disipada en la llave, podemos observar que la misma queda expresada de la siguiente manera:

$$P_{dis} = \frac{V_{in} * I_0 * t_{conm} * f_{sw}}{2} = 13,23mW$$

Esta potencia disipada representa el $2,65\%$ de la potencia total que entrega la fuente V_d .

4. DCM y Eficiencia

Para llevar el circuito del inciso anterior a modo discontinuo se disminuyó la corriente de salida a $I_o = 10mA$. Para una tensión de salida $V_o = 3.3V$ con $\Delta V_o = 5\%$, debimos modificar el duty cycle a $D_{real} = 0.35$.

a) Curvas simuladas

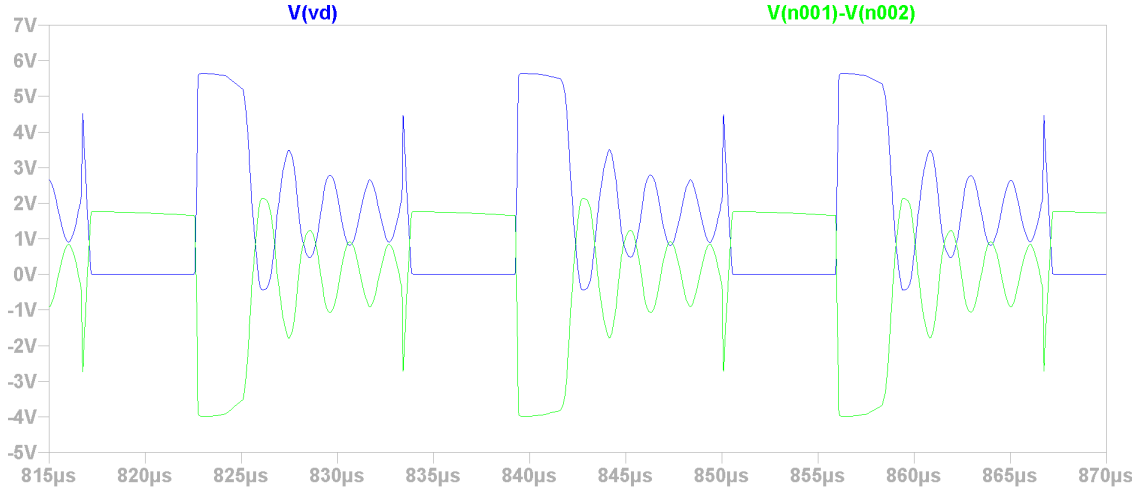


Figura 17: Simulación Sw(azul) y VL(verde)

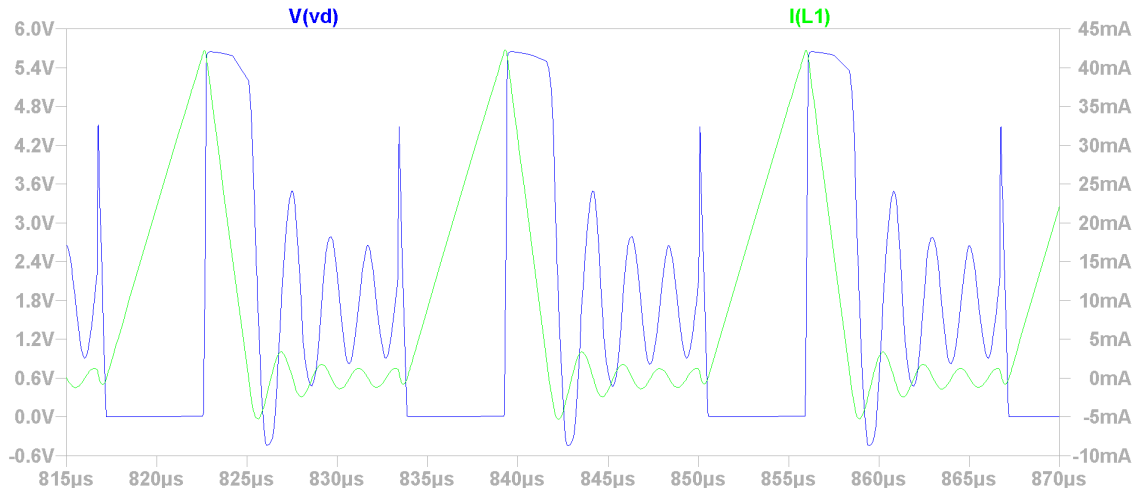


Figura 18: Simulación Sw(azul) y IL(verde)

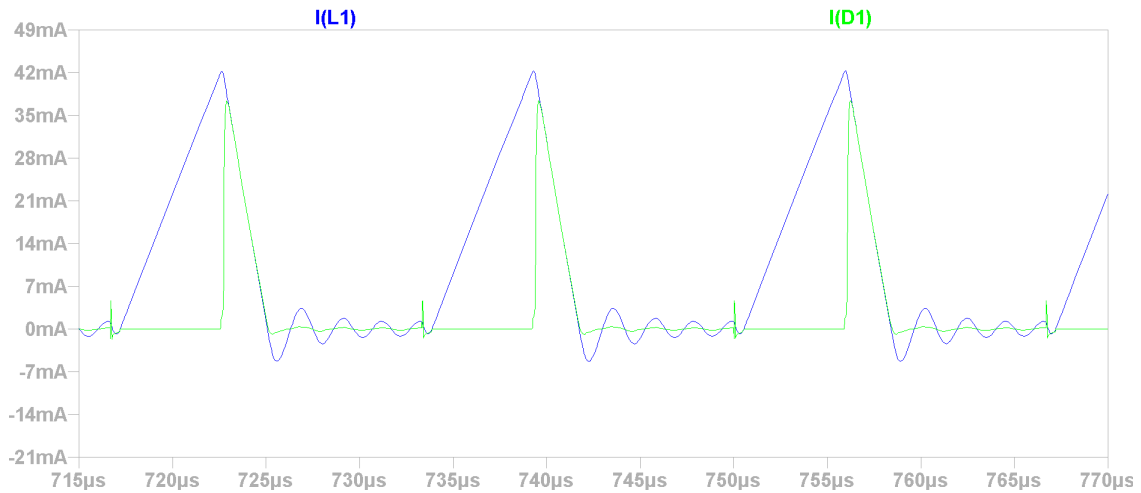


Figura 19: Simulación I_L (azul) y I_D (verde)

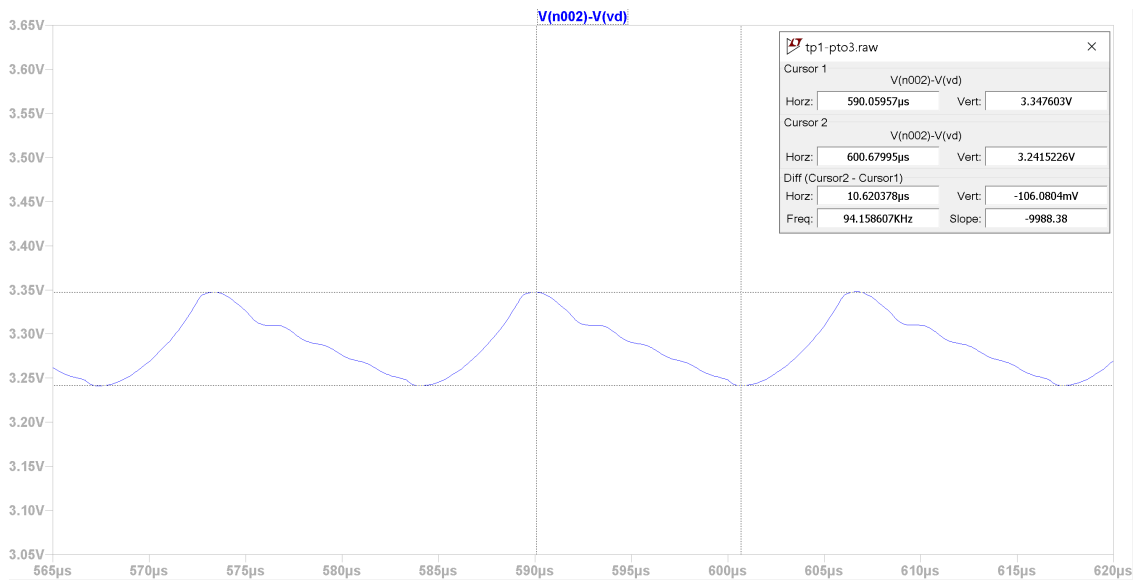


Figura 20: Simulación V_o

1- Comparaciones y observaciones

Al pasar el circuito al modo discontinuo, tenemos que tanto el diodo como el transistor tienen una mayor pendiente en la corriente, teniendo que poder soportar una mayor proporción de corriente respecto a la que circula por la carga que lo que observamos en el modo continuo. Por otro lado, esto permitió disminuir el duty para obtener la misma V_o .

Cuando el transistor se apaga, V_{ds} se mantiene estable mientras la bobina se descarga. Cuando ésta se termina de descargar y la rama queda sin corriente, el nodo de drain queda en alta impedancia, por lo que las capacidades de salida del MOS y las parásitas del diodo (que está sin polarizar) intercambian energía, produciendo las oscilaciones sobre dicho nodo, como se observa en la primer figura. Éstas se ven reflejadas en la corriente de la bobina, que en lugar de mantenerse nula permite notar unas pequeñas oscilaciones, que también pasan a observarse en la corriente del capacitor. Como la corriente media en el capacitor es nula, y la tensión sobre él no puede cambiar abruptamente, prácticamente no afecta en forma significativa a la tensión de salida.

Al haber disminuido la corriente de carga (aumentando la resistencia), el ripple por efecto de la ESR del capacitor disminuye, por lo que el ripple final resultante a la salida es menor en comparación al circuito en modo continuo.

2- Potencia CCM y DCM - Comparaciones

Se tomaron también capturas haciendo foco en los tiempos de conmutación.

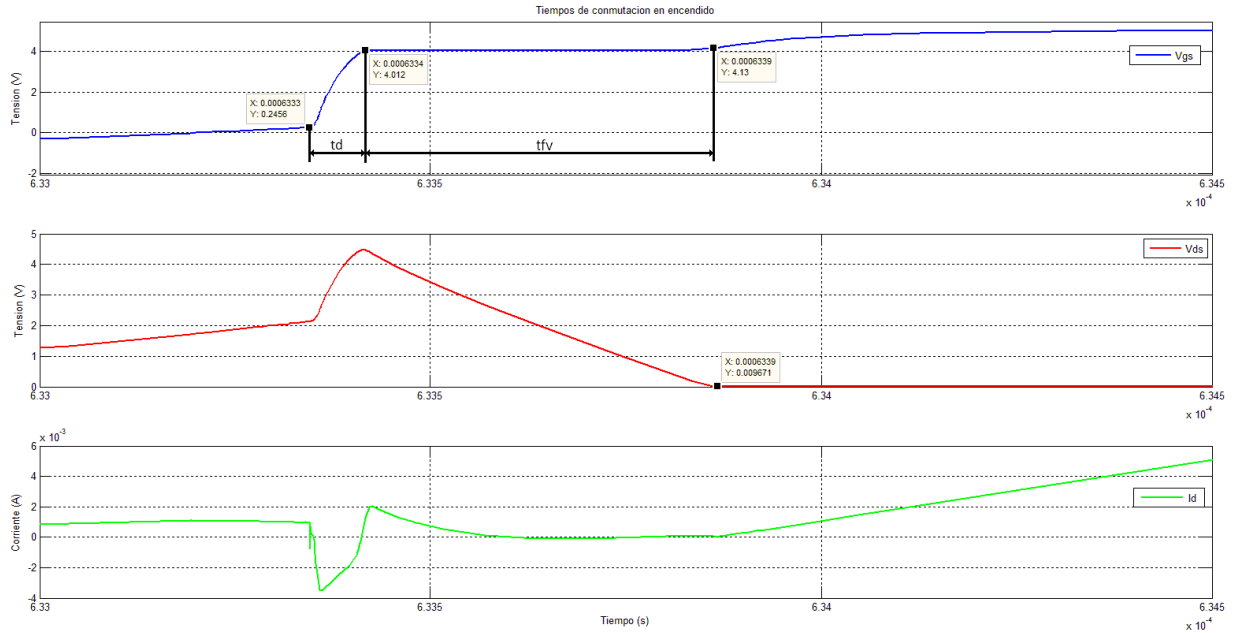


Figura 21: Curvas de encendido simulado

Al tener tiempos de conmutación menores en el encendido respecto al circuito en modo continuo, las pérdidas de potencia en el encendido resultan menores.

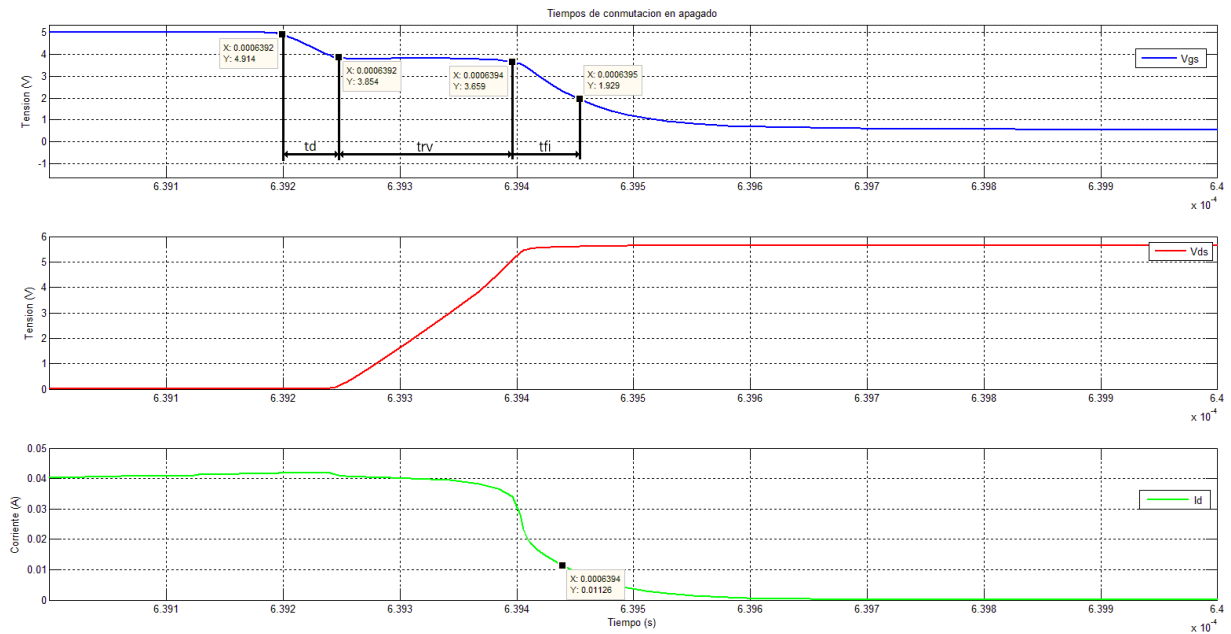


Figura 22: Curvas de apagado simulado

Por otra parte, los tiempos de conmutación del apagado son mayores, por lo que las pérdidas de potencia en el apagado son, entonces, mayores que en modo continuo.

Podemos observar que el valor de la potencia disipada queda expresada ahora de la siguiente manera:

$$P_{dis} = \frac{V_{in} * I_0 * t_{conm} * f_{sw}}{2} = 1,35mW$$

Este valor, representa el 2,8 % de la potencia que entrega V_d , por lo que resulta ser levemente menos eficiente que el de modo continuo. Además, notamos como el circuito debe manejar picos de corriente más altos que en su configuración de modo continuo, especialmente en el diodo y el transistor MOS.