

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.14 ELECTRÓNICA IV

---

## Trabajo Práctico 2: Convertidores DC/DC Realimentados

---

*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: 08/05/2020

# Índice

<b>1. Modulación PWM y realimentación</b>	<b>1</b>
1.1. Amplificador de error . . . . .	1
1.2. Modulación PWM . . . . .	2
1.3. Convertidor DC/DC . . . . .	2
<b>2. Convertidor Boost para Lámpara LED de potencia</b>	<b>7</b>
2.1. LED's de Potencia: Efecto de la temperatura - Realimentación . . . . .	7
2.2. LED's de Potencia: Variación del Brillo . . . . .	7
2.3. Oscilador - Frecuencia de Switching . . . . .	8
2.4. Perturbaciones sobre el circuito . . . . .	9
2.5. $I_{PK}(I_O)$ - Corriente pico en el switch en función de $I_O$ . . . . .	10
2.6. Función de Blanking . . . . .	10
2.7. Eficiencia de la Fuente . . . . .	11

# 1. Modulación PWM y realimentación

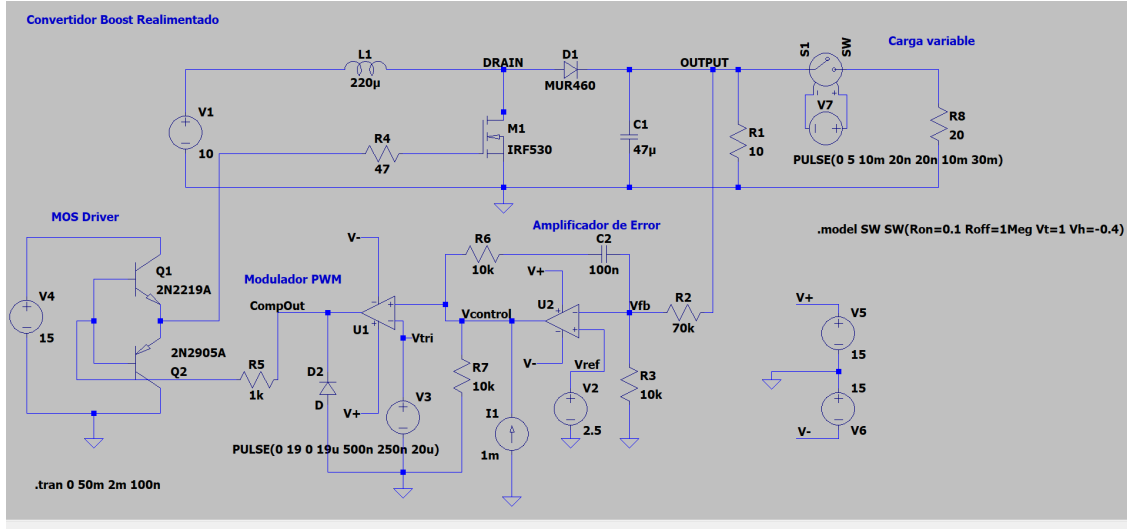


Figura 1: Circuito realimentado a analizar

## 1.1. Amplificador de error

### a) Valores de $R_2$ y $R_3$ si $V_o = 25VDC$

Como  $V_{FB}$  es el divisor de tensión de  $V_o$  y se busca cumplir  $V_{FB} = V_{REF}$ , se obtiene:

$$V_{FB} = V_{REF} = V_o \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (1)$$

Depejando de la ecuación (1) y suponiendo que  $R_3 = 10k\Omega$ , obtenemos:

$$R_2 = R_3 \cdot \left( \frac{V_o}{V_{REF}} - 1 \right) = 90k\Omega \quad (2)$$

### b) Transferencia $\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)}$ para pequeñas variaciones

La transferencia a pequeñas variaciones del amplificador de error se obtiene analizando el inversor con  $Z_1 = R_2$  y  $Z_2 = R_6 + \frac{1}{s \cdot C_2}$ . Esto se debe a que a pequeñas variaciones, tanto la fuente de tensión  $V_2$  como la fuente de corriente  $I_1$  se pasivan.

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = - \frac{R_6 + \frac{1}{s \cdot C_2}}{R_2} \quad (3)$$

### c) Amplificador de error como bloque de un sistema LTI. Ganancia, Polos y Ceros

Reacomodando la ecuación (3), el diagrama en bloque resulta:

$$V_o \longrightarrow \left[ - \frac{R_6}{R_2} \cdot \frac{s + \frac{1}{C_2 \cdot R_6}}{s} \right] \longrightarrow V_{control}$$

El amplificador de error cuenta con una ganancia  $G_{amp} = \frac{R_6}{R_2} = \frac{1}{9}$ , un polo en  $f_p = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_6} = 159.15Hz$  y un cero en el origen.

### d) Conjunto fuente de corriente $I_1$ y $R_7$

La fuente de corriente  $I_1$  genera sobre la resistencia  $R_7$  una caída de tensión que marca el punto de operación con que queremos trabajar. En el caso del circuito que estamos analizando, esa tensión es  $V_{control} = 10k\Omega \cdot 1mA = 10V$ .

Cuando se compara  $V_{FB}$  con  $V_{REF}$  a la entrada del amplificador de error, se obtiene una diferencia. Dicha diferencia es la que nos determina cuánto nos movemos del punto de operación antes mencionado. Se trabaja alrededor de ese punto porque es el que nos determina el duty requerido a la salida.

## 1.2. Modulación PWM

### a) Características de la señal triangular

Como podemos observar, la señal que se le inserta en el terminal negativo al amplificador U1 es una señal triangular con un período de  $20\mu s$  (50kHz) y una tensión pico  $V_p = 19V$ . Posee un tiempo de rise  $t_r = 19\mu s$  y un tiempo de caída  $t_f = 500ns$ . Con estos valores, podemos establecer que tiene un duty cycle de:  $d_{Triang} = \frac{t_r}{T} = 0.95$ .

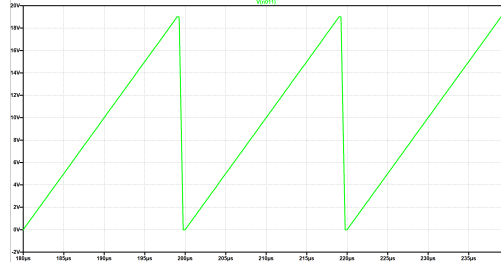


Figura 2: Señal triangular.

### b) Duty cycle máximo

Para obtener el duty cycle máximo que puede obtener CompOut, debemos primero calcular la tensión de la señal triangular en el tiempo. Dicha tensión se puede expresar de la siguiente manera:

$$V_{Triang}(t) = \frac{V_{maxTriang}}{T_s} \cdot t \quad (4)$$

Sabiendo que el duty cycle es  $d = \frac{t}{T_s}$ , y que el máximo duty se da cuando la tensión de la señal triangular es igual a la tensión de saturación del amplificador, la ecuación queda de la siguiente manera:

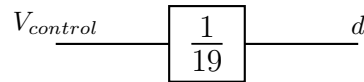
$$V_{satOpamp} = d_{max} \cdot V_{maxtriang} \quad \Rightarrow \quad d_{max} = \frac{V_{satOpamp}}{V_{maxTriang}} = \frac{15V}{19V} = 0.79 \quad (5)$$

### c) Modulador PWM como bloque de un sistema LTI.

Para modelar el PWM como un bloque de un sistema LTI, primero debemos hallar su transferencia  $\frac{d}{V_{control}}$ . Partiendo de la ecuación previa de la diente de sierra, podemos despejar el tiempo y, dividiendo por el período de la señal, encontramos la siguiente transferencia:

$$\frac{d}{V_{control}} = \frac{1}{V_{maxTriang}} = \frac{1}{19} \quad (6)$$

De esta forma, el bloque queda conformado de la siguiente forma:



## 1.3. Convertidor DC/DC

### a) Función transferencia del convertidor

Considerando el diodo y el MOS como ideales, comenzamos analizando el espacio de estados.

Durante el tiempo que la llave se encuentra cerrada (SW=ON) obtenemos:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{V}_{C_1} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L \cdot C_1} \end{bmatrix}}_{A_{on}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L_1} \\ V_{C_1} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{on}} V_1 \quad (7)$$

$$V_o = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{on}} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ V_{C_1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Por otro lado, durante el tiempo que la llave se encuentra abierta (SW=OFF), se obtiene que:

$$A_{off} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L \cdot C_1} \end{bmatrix} \quad B_{off} = B_{on} \quad C_{off} = C_{on} \quad (9)$$

A continuación se calcula el promedio ponderado de las matrices de estado:

$$\bar{A} = A_{on} \cdot d + A_{off} \cdot (1 - d) \quad \bar{B} = B_{on} = B_{off} \quad \bar{C} = C_{on} = C_{off} \quad (10)$$

Finalmente, utilizando la ecuación provista por la cátedra en la clase de Transferencias y reemplazando los valores obtenidos anteriormente obtenemos la transferencia deseada.

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \bar{C} \cdot (s \cdot I - \bar{A})^{-1} [(A_{on} - A_{off})X(s) + (B_{on} - B_{off})V_1] + (C_{on} - C_{off})X(s) \quad (11)$$

Donde X(s) es el vector en estado estacionario:

$$X(s) = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ V_{C_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_o}{1-d} \\ \frac{V_1}{1-d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_1}{R_L(1-d)^2} \\ \frac{V_1}{1-d} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_1}{(d-1)^2} \cdot \frac{1 - \frac{L_1}{R_L \cdot (d-1)^2} \cdot s}{\frac{L_1 \cdot C_1}{(1-d)^2} \cdot s^2 + \frac{L_1}{R_L \cdot (1-d)^2} \cdot s + 1} \quad (13)$$

El sistema cuenta con dos polos complejos conjugados en el semi-plano izquierdo y un cero real en el semi-plano derecho.

$$z = \frac{R_L \cdot (d-1)^2}{L_1} \quad (14)$$

$$p = -\epsilon \cdot w_n \pm j \cdot w_n \cdot \sqrt{1 - \epsilon^2} \quad \begin{cases} w_n = \sqrt{\frac{(1-d)^2}{L_1 \cdot C_1}} \\ \epsilon = \frac{1}{2 \cdot w_n \cdot R_L \cdot C_1} \end{cases} \quad (15)$$

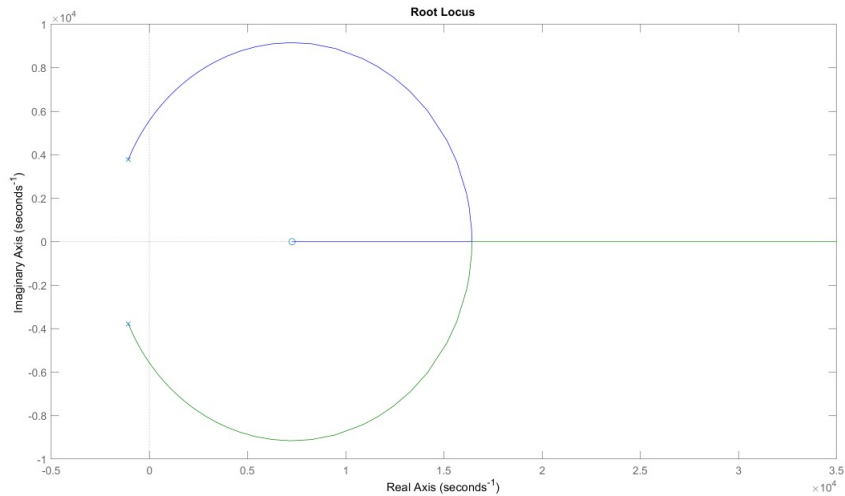


Figura 3: Mapa de raíces del convertidor Boost

### b) Valor real del Duty cycle

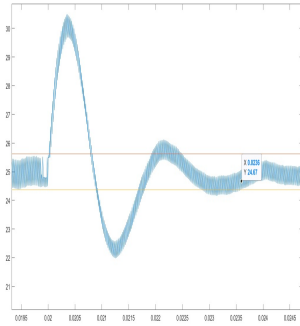
El valor real de duty cycle obtenido de la simulación es  $d_{real} = 0.56$ , mientras que el ideal es  $d_{ideal} = \frac{V_o - V_1}{V_o} = 0.6$ .

El duty real no coincide con el ideal debido a que, cuando aumentamos la carga, aumenta el valor medio de la corriente en la inductancia, por lo que la caída de tensión en el diodo es mayor. Del mismo modo, la caída de tensión en la inductancia también aumenta. Sumado a lo anterior, tenemos los efectos de la  $ESR_L$ . Todo esto contribuye a que la tensión de salida  $V_o$  se aleje del valor deseado y el duty teórico no sea el requerido en la práctica.

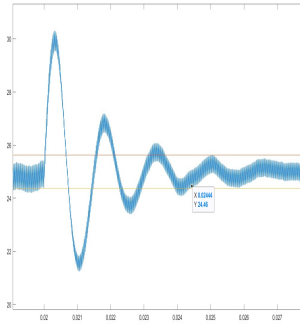
### c) Tiempos de establecimiento ante los cambios de carga

Cuando ocurren cambios en la carga del circuito, la tensión de salida de la fuente se ve afectada. Se midió en LTSpice el tiempo de establecimiento de la tensión de salida al 5 % ante cambios de carga, para distintos valores de  $R_6$ .

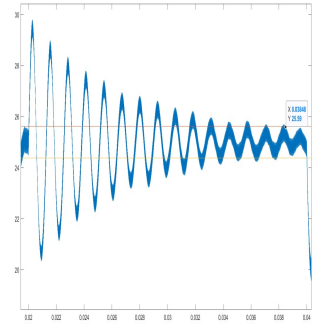
El tiempo que tarda en establecerse el circuito cuando la llave se abre (disminución de la carga) es mayor al tiempo que tarda en establecerse cuando la llave se cierra (aumento de la carga). A modo comparativo, solo se muestran a continuación los gráficos dichos tiempos cuando la llave se abre.



(a) Con  $R_6 = 1k\Omega$



(b) Con  $R_6 = 10k\Omega$



(c) Con  $R_6 = 22k\Omega$

Figura 4: Tiempos de establecimiento ante los cambios de carga cuando la llave se abre

Los tiempos de establecimiento resultantes cuando la llave se abre son:

$$t_e(R_6 = 1k\Omega) = 3.6mseg \quad t_e(R_6 = 10k\Omega) = 4.44mseg \quad t_e(R_6 = 22k\Omega) = 18.48mseg \quad (16)$$

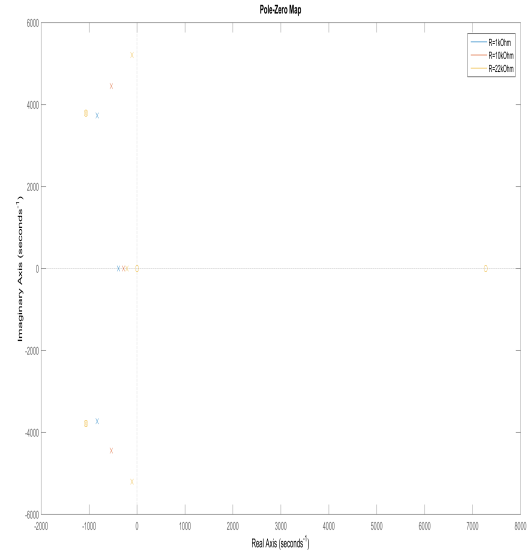
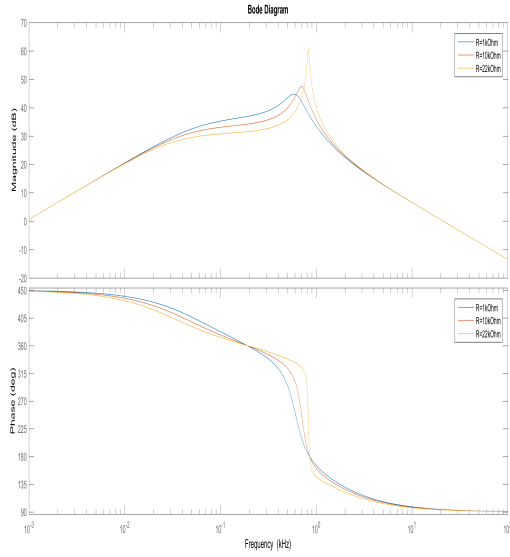
Para el caso de  $R_6 = 10k\Omega$  también se midió el tiempo de establecimiento al 5 % cuando la llave se cierra resultando un 30 % menor a  $t_e(R_6 = 10k\Omega)$ .

A partir de analizar la Figura 4, notamos que medida que aumenta  $R_6$ , el tiempo de establecimiento es mayor. El sistema más amortiguado resulta el de  $R_6 = 1k\Omega$ , luego le sigue  $R = 10k\Omega$  y, finalmente, el sistema de  $R_6 = 22k\Omega$  con un movimiento ligeramente amortiguado. Los motivos por los cuales sucede esto serán explicados a continuación en el ítem d).

### d) Diagramas de bode de la ganancia a lazo cerrado

Una vez obtenida la ganancia a lazo cerrado del sistema en Matlab, procedemos a trazar el diagrama de bode y el diagrama de polos y ceros para los distintos valores de resistencia  $R_6$ , obteniendo los siguientes resultados:

$$G_{lazo\ cerrado} = \frac{\frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)}}{1 - \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} \cdot \frac{\tilde{v}_c(s)}{v_o(s)} \cdot \frac{1}{9}} \quad (17)$$



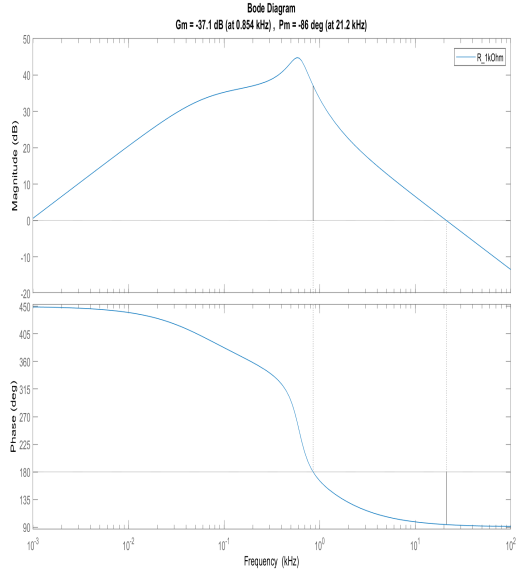
(a) Diagrama de Bode de la ganancia a lazo cerrado

(b) Diagrama de polos y ceros de la ganancia a lazo cerrado

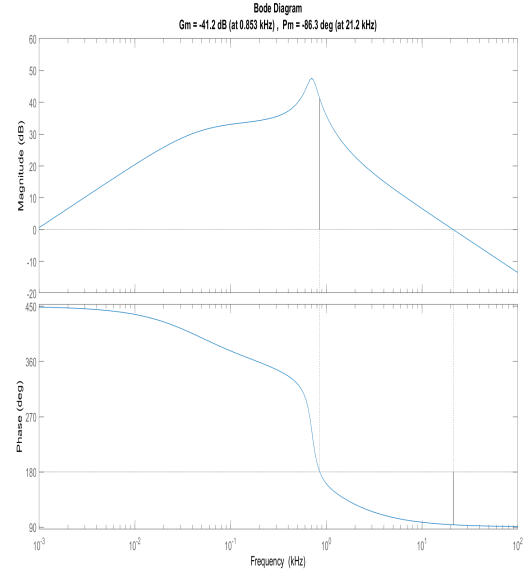
A medida que aumentamos  $R_6$ , estamos aumentando la ganancia proporcional (Ver sección 1.1.c) por lo que los polos del sistema se acercan cada vez más al eje  $jw$  haciendo tender el sistema a un sistema cada vez más inestable. Este es el motivo por el cual los tiempos de establecimiento de la sección anterior aumentaban a medida que  $R_6$  se hacía más grande.

A partir del diagrama de bode, notamos que el factor de amortiguamiento aumenta a medida que disminuimos  $R_6$ , resultando en un sistema cada vez más amortiguado.

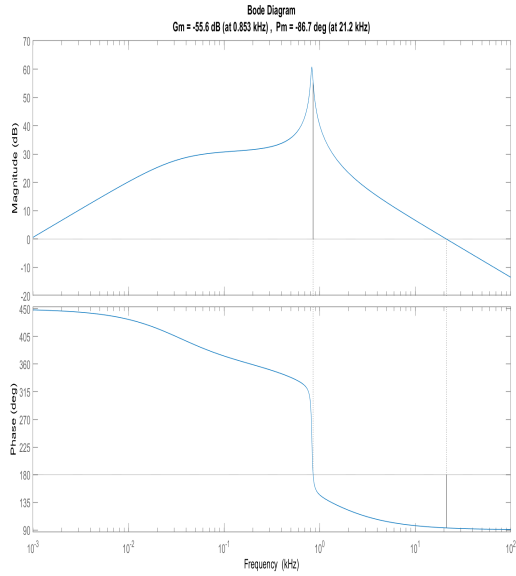
Por último, vemos el análisis del margen de ganancia y del margen de fase para cada caso:



(a) Margen de ganancia y fase para  $R = 1k\omega$



(b) Margen de ganancia y fase para  $R = 10k\omega$



(c) Margen de ganancia y fase para  $R = 22k\omega$

Como podemos observar, a medida que  $R_6$  aumenta, el margen de ganancia va aumentando, variando entre -37,1 dB (para el caso de  $R_6 = 1k\omega$ ) y -55,6 dB (para el caso de  $R_6 = 22k\omega$ ). Esto se debe a que cuanto más inestable es el circuito, el margen de ganancia es superior. Notamos además que el margen de fase no sufre cambios significativos para el análisis del mismo.



## 2. Convertidor Boost para Lámpara LED de potencia

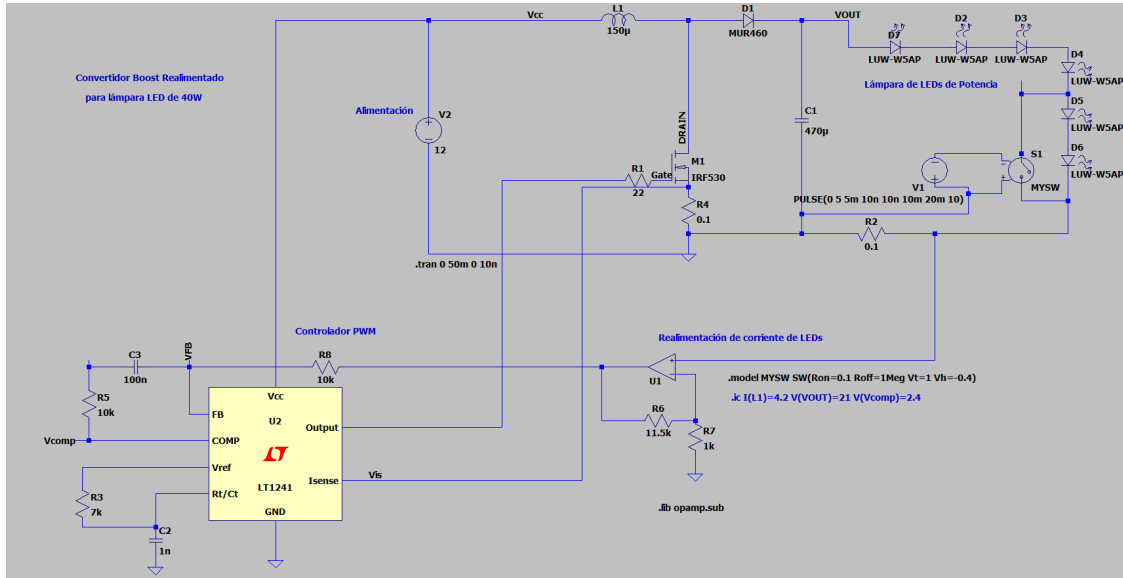


Figura 7: Circuito realimentado a analizar

### 2.1. LED's de Potencia: Efecto de la temperatura - Realimentación

De la hoja de datos de OSRAM para el LUW-W5AP, se da la curva de  $\Delta V(T) = V_F - V_F(25^\circ)$ , para la corriente  $I_F$  máxima de 1400mA. La misma tiene pendiente negativa, es decir, que a mayor temperatura, la tensión en directa sobre el LED disminuye.

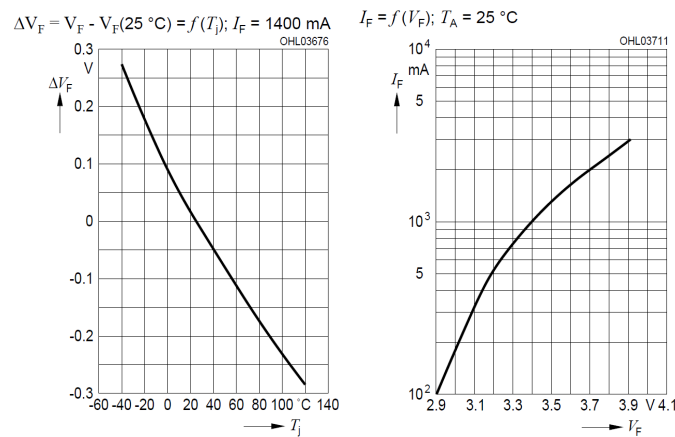


Figura 8: Efecto de la temperatura en la  $V_{LED}$ :  $\Delta V_F(T_j)$  - Curva de  $I_F(V_F)$

Al trabajar con LED's de potencia, es conveniente realimentar la corriente en lugar de la tensión. Esto se debe a que si se produce una perturbación en la carga (es decir, para el caso de la simulación cortocircuitar dos LED's), si se está regulando tensión, caerá más tensión sobre los LED's restantes, por lo que la corriente aumentará, de acuerdo a la curva de  $I_F(V_F)$  provista en la hoja de datos. Esto podría llevar a que los LED's se quemen por exceso de potencia.

### 2.2. LED's de Potencia: Variación del Brillo

En el realimentador, el amplificador operacional amplifica la tensión sobre la resistencia sensora de la corriente ( $R_2$ ), de manera de obtener a su salida la tensión de referencia de 2.5V para el LT1241. El lazo de realimentación ajusta la corriente para tener en el Pin 2 (FB) dicho valor de tensión dado que el operacional interno a la entrada se encuentra realimentado negativamente de forma externa con un RC entre su salida y el Pin 2 (que es la entrada inversora). Internamente, la entrada no inversora está a un potencial constante

de 2.5V. Como el operacional realimentado negativamente busca llegar a que  $V^+ = V^-$ , de ahí obtenemos que la entrada del Pin 2 se lleva a 2.5V.

Teniendo esto en cuenta, Se busca en la hoja de datos el valor de corriente para el cual se obtiene la mitad del brillo (para el valor actual de 2A se obtiene el máximo). De acuerdo a la curva provista:

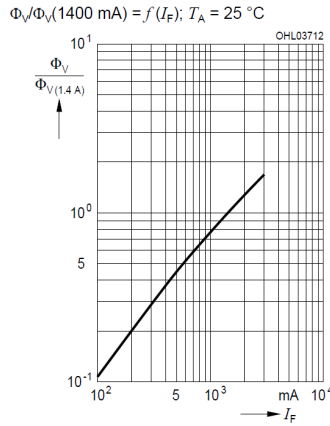


Figura 9: Curva de  $\frac{\Phi_V}{\Phi_V(1.4A)}(I_F)$

Se tiene que la mitad del brillo máximo se da a una corriente de 700mA. Por lo tanto, la tensión sobre la resistencia sensora  $R_2$  será de:

$$I_F = 700mA \cdot 0.1\Omega = 0.07V$$

Sabiendo que a la salida del operacional debe haber 2.5V, se despeja el nuevo valor para  $R_6$ :

$$\frac{2.5V}{0.07V} = G = 35.7 \rightarrow R_6 = 34.7K\Omega$$

### 2.3. Oscilador - Frecuencia de Switching

De la hoja de datos, en la sección de Oscilador, se indica que la frecuencia del LT1241 es el doble que la de switching. Entonces, para tener 75KHz, se buscará en la gráfica de  $R_T C_T(f)$  el par de valores de componentes acordes para una frecuencia de 150KHz:

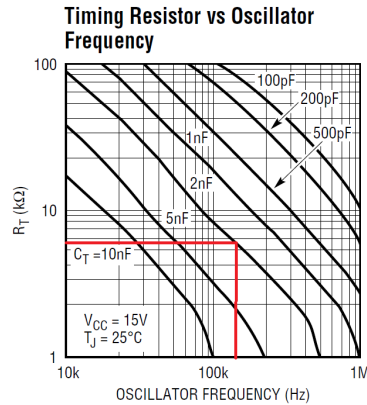


Figura 10: Curva de  $R_T C_T(f)$

De donde se obtiene  $R_T = 5.3K\Omega$  y  $C_T = 2nF$ . Es posible verificar mediante las ecuaciones provistas en la misma hoja:

$$t_r = 0.583 \cdot R_T \cdot C_T \quad t_d = \frac{3.46 \cdot R_T \cdot C_T}{0.0164 \cdot R - 11.73}$$

$$T_{OSC} = t_r + t_d \rightarrow f_{OSC} = 150KHz$$

$$f_{SW} = \frac{f_{OSC}}{2} = 75KHz$$

## 2.4. Perturbaciones sobre el circuito

Se analizarán dos casos: aplicando un escalón de carga (cortocircuitando 2 LED's), y aplicando un escalón de alimentación (pasando la fuente de entrada de 12V a 15V).

### Perturbaciones en la carga

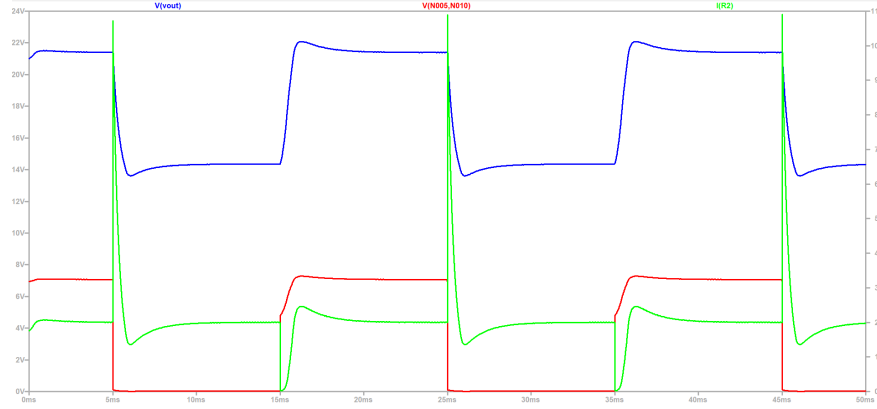


Figura 11: Respuesta frente a escalón de carga:  $I_o$  (Azul) -  $V_{n007}$  es el SW (Rojo) -  $V_o$  (Verde)

Al producir el escalón de carga (cuando la tensión en el Sw pasa a 0V), como se tiene la misma tensión en dicho instante para una menor cantidad de LED's ahora, se observa entonces un pico de corriente positivo. Esto es debido a que el aumento de tensión en los LED's se traduce en un aumento exponencial de la corriente, debido a la relación  $V_D(I_D)$ . A medida que el lazo de realimentación vuelve a llevar la corriente hacia el valor regulado de 2A, la tensión en los LED's restantes disminuye, por lo que la tensión de salida disminuye. Cuando se vuelven a agregar los 2 LED's, ocurre lo opuesto, es decir, un pico negativo de corriente (casi hasta 0A), dado que la misma tensión sobre más LED's ahora se distribuye, porque dada la relación  $V_D(I_D)$  es de esperar que la corriente disminuya. Luego el lazo la lleva al valor regulado de 2A, aumentando en consecuencia la tensión.

### Perturbaciones en la fuente

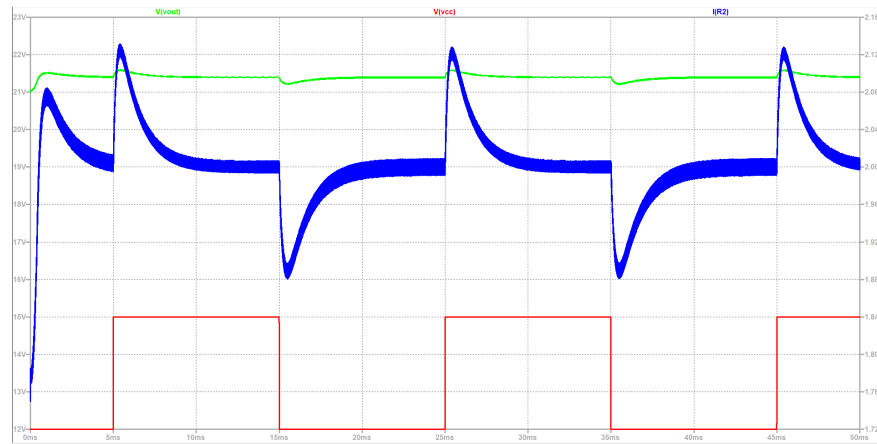


Figura 12: Respuesta frente a escalón de tensión:  $I_o$  (Azul) -  $V_{vcc}$  es la entrada (Rojo) -  $V_o$  (Verde)

En la imagen se muestra que, frente al escalón en la tensión de entrada, un aumento tanto en la tensión de salida como en la corriente (este último con mayor zoom). Para ambos, el porcentaje de aumento es mucho menor que en el caso de escalón de carga, en particular el de la corriente es solamente de un 5 % de su valor nominal. Como la tensión de salida se mantiene casi estable frente a perturbaciones en la entrada, es de esperar que la corriente, por consiguiente, no varíe en mayor proporción.

## 2.5. $I_{PK}(I_O)$ - Corriente pico en el switch en función de $I_O$

Teniendo en cuenta que en un circuito Boost se sabe que la corriente máxima del switch coincide con la corriente máxima en la bobina por ende se puede decir que:

$$I_{L(max)} = I_{pk} = \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{V_{in} * D}{2 * L * f_s} \quad (18)$$

Cuyo duty cycle(D) viene dado por:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{R_L * I_{out}} \quad (19)$$

En donde  $R_L$  representa la carga total del circuito que la podemos representar como  $R_L = R_{LED} + R_2$  donde  $R_2$  es la resistencia utilizada para medir corriente. Dicho esto y reemplazando en las ecuaciones anteriores se llega a la siguiente expresión:

$$I_{L(max)} = I_{pk} = \frac{I_{out}^2 * R_L}{V_{in}} + \frac{V_{in} * \left( \frac{V_{in}}{I_{out} * R_L} \right)}{f_s * 2 * L} \quad (20)$$

El valor que puede tomar  $I_{out}$  está limitado por el diodo zener que posee el integrado LT1241 utilizado, el cual funciona como clumper de 1V si se excede dicho valor. Segun la datasheet dicha corriente es  $I_{pk} = \frac{V}{R_4}$  donde  $0 \leq V \leq 1V$  lo que establece una corriente máxima de  $I_{pk} = \frac{1V}{R_4}$ . Por lo tanto el valor que tomará la corriente en el switch está determinado de la siguiente manera:

$$I_{pk} = \begin{cases} \frac{I_{out}^2 * R_L}{V_{in}} + \frac{V_{in} * \left( \frac{V_{in}}{I_{out} * R_L} \right)}{f_s * L} & \text{si } I_{min} \leq I_{out} \leq I_{max} \\ \frac{1V}{R_4} & \text{caso contrario} \end{cases}$$

Donde el valor máximo y mínimo se obtienen al reemplazar por los valores de dichos componentes. Cuando se limita la corriente se dice que este circuito entra a trabajar en condiciones de falla ('Fault Conditions' según el fabricante), ya sea por un cortocircuito o por un escalón de carga.

## 2.6. Función de Blanking

El problema al que responde esta función es sobre el ruido producido en la entrada  $I_{Sense}$ , debido a los picos de corriente que ocurren en la conmutación del transistor, como la  $I_{rr}$  del diodo. Puede provocar una desviación excesiva en el duty del PWM.

La función de blanking (ubicada a la salida del comparador de  $I_{Sense}$ ) lo que hace es retener la salida de dicho comparador cuando el transistor conmuta, durante un breve período de tiempo fijo. De esta forma se previene el inconveniente anterior sobre el PWM. Esta función evita tener que agregar un filtro en la entrada  $I_{Sense}$ , que provocaría un mayor tiempo de respuesta en la realimentación de corriente.

El tiempo de blanking es función de la tensión en el pin de feedback (Pin 2). Para condiciones normales de operación ( $V_{FB} = 2.5V$ ), el tiempo es de 100nS, y disminuye a cero si se lleva a cero dicha tensión. Esto quiere decir que el tiempo de blanking es mínimo cuando se enciende el circuito y durante un cortocircuito en la salida.

## 2.7. Eficiencia de la Fuente

Para obtener el rendimiento de la fuente, se calcula la potencia entregada por la fuente y la potencia de salida:

$$P_i = V_d \cdot I_d = 12V \cdot 4A = 48W$$
$$P_o = V_o \cdot I_o = 21.4V \cdot 2A = 42.8W$$

Por lo que el rendimiento de la fuente en relación entrada/salida es:

$$\eta \% = 100 \cdot \frac{P_o}{P_i} = 89.2 \%$$

Entonces, el resto de la potencia son las pérdidas en los elementos, a calcular a continuación.

Las pérdidas en el transistor se calculan midiendo los tiempos de conmutación, mediante la ecuación:

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot V_{ds} \cdot I_d \cdot (t_{ri} + t_{fv} + t_{fi} + t_{rv}) \cdot f_{sw} = 1.1W$$

Para las pérdidas en el diodo, se calcula con el valor medio, es decir mientras conduce (no se tiene en cuenta las pérdidas por  $I_{rr}$  dado que no es representativa en comparación a las pérdidas durante todo el tiempo de conducción del diodo):

$$P_D = I_D \cdot V_D \cdot t_{off} \cdot f_{sw} = 2W$$

Para las pérdidas en las resistencias de sentido de  $I_{sw}$  y de  $I_o$ :

$$P_R = I_{sw} \cdot V_{R4} \cdot t_{on} \cdot f_{sw} + I_o \cdot V_{R2} = 1.2W$$

Las pérdidas en el controlador PWM, ocurren mayormente durante el encendido del transistor. Midiendo el tiempo que dura dicha corriente, se tiene:

$$P_{IC} = I_c \cdot V_{cc} \cdot t_{on-Isw} \cdot f_{sw} = 0.08W$$

Componente	Pérdida de potencia	% Sobre el total
Transistor MOSFET	1.1W	2.3 %
Diodo de potencia	2W	4.2 %
Controlador PWM	0.08W	0.2 %
Resistencias para medir corriente	1.2W	2.1 %

Donde se observa que las mayores pérdidas se dan sobre el diodo en tiempo de conducción.