

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

1. Modulación PWM y realimentación	1
1.1. Amplificador de error	1
1.2. Modulación PWM	1
1.3. Convertidor DC/DC	2
2. Convertidor Boost para Lámpara LED de potencia	6

1. Modulación PWM y realimentación

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:

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

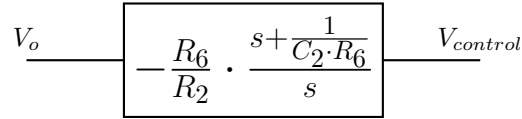
b) Transferencia $\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)}$ para pequeñas variaciones

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

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = - \frac{R_6 + \frac{1}{sC_2}}{R_2} \quad (3)$$

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

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



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 I1 y R7

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 triangular 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: $d_t = \frac{t_r}{T} = 0.95$.

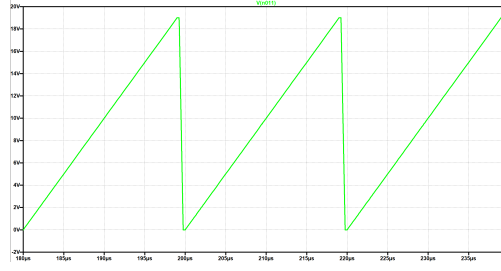


Figura 1: Señal triangular.

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, por lo que la ecuación queda de la siguiente manera:

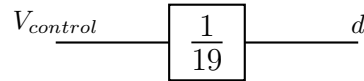
$$V_{satOpamp} = d \cdot V_{maxtriang} \Rightarrow d = \frac{V_{satOpamp}}{V_{maxTriang}} = \frac{15V}{19V} = 0.79 \quad (5)$$

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 $\frac{d}{V_{ComOut}}$. 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.

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

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.

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

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

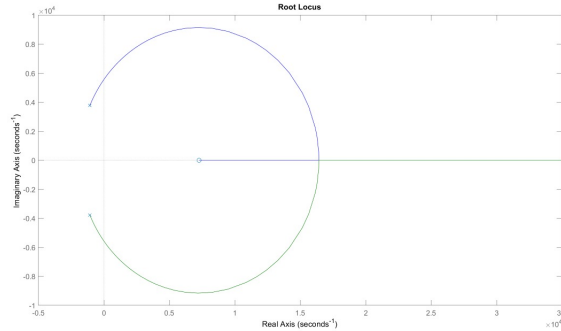


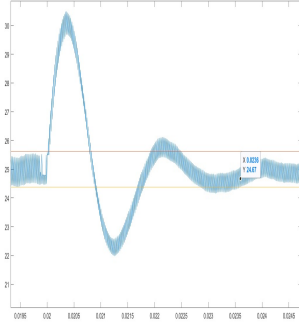
Figura 2: Mapa de raíces del convertidor Boost

b) Valor real del Duty cycle

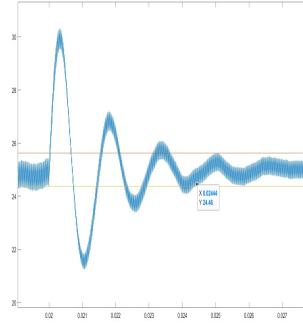
El valor real de duty cycle es $d_{real} = 0.56$ mientras que el ideal es $d_{ideal} = \frac{V_o - V_1}{V_o} = 0.6$.

El duty real no coincide con el ideal por el efecto de los componentes reales. Cuando aumentamos la carga, aumenta el valor medio de la corriente de 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.

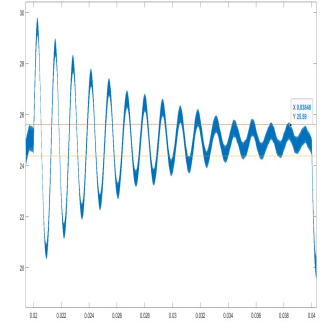
c) Tiempos de establecimiento ante los cambios de carga



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



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



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

Figura 3: Tiempos de establecimiento ante los cambios de carga

Los tiempos de establecimiento resultantes son:

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

A medida que el cero del amplificador de error se acerca al origen, el tiempo de establecimiento aumenta. En el caso de $R_6 = 22k\Omega$, el sistema resulta inestable. Mientras que en los otros dos casos, el sistema resulta amortiguado. Mirando la constelación de polos, podemos llegar a las mismas conclusiones:

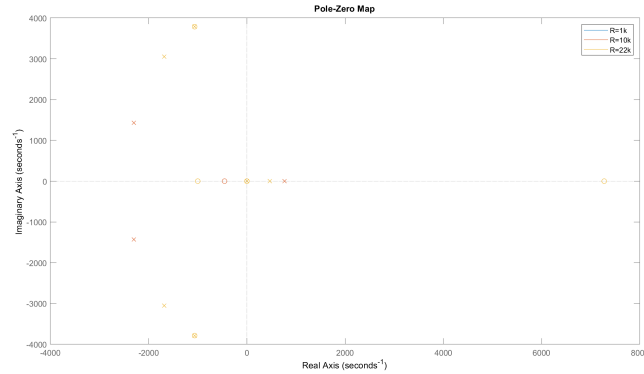


Figura 4: Constelación de polos de la transferencia a lazo cerrado

d) Diagramas de Bode

Una vez obtenida la ganancia a lazo cerrado del sistema, con matlab procedemos a trazar el diagrama de bode para cada valor de la resistencia, obteniendo los siguientes resultados:

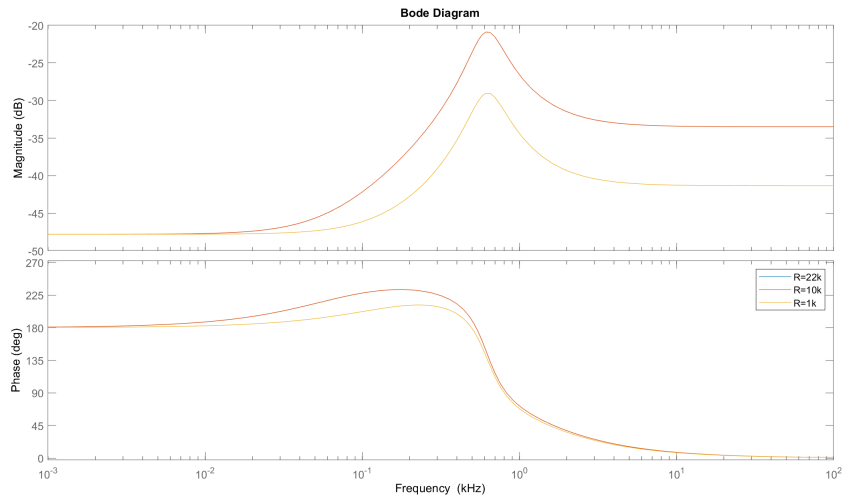


Figura 5: Diagramas de bode superpuestos

Como podemos observar, los cambios más significativos los podemos apreciar en la fase, a medida que R se incrementa, la fase comienza a tener cambios más abruptos, hasta eventualmente tener un cambio de 180° , lo que implica que el circuito posee polos en el semiplano derecho y por ende que oscila.

2. Convertidor Boost para Lámpara LED de potencia

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.

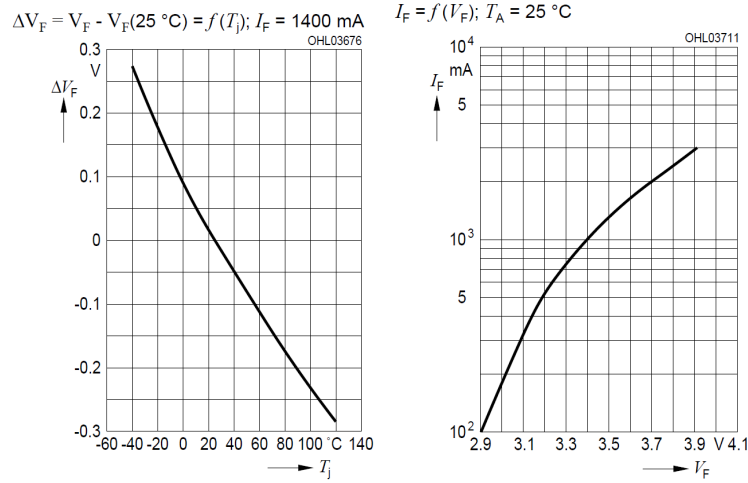


Figura 6: Efecto de la temperatura en la V_{LED} : $\Delta V_F(T_j)$ - Curva de $I_F(V_F)$

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.

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:

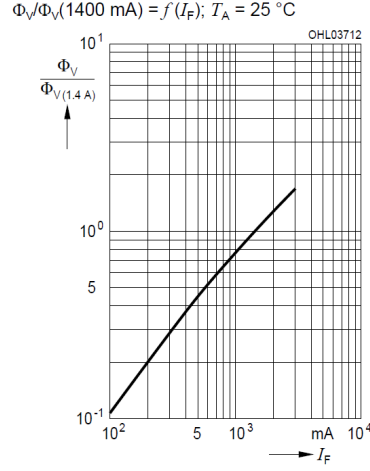


Figura 7: Curva de $\frac{\Phi_V}{\Phi_V(1.4A)}(I_F)$

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 :

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

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:

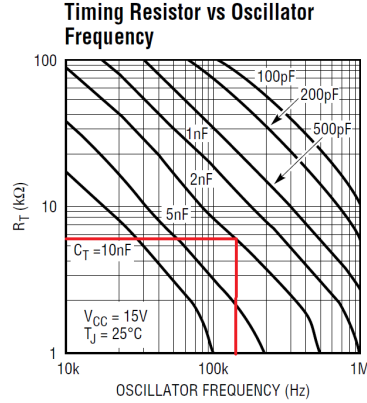


Figura 8: Curva de $R_T C_T(f)$

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

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

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

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

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

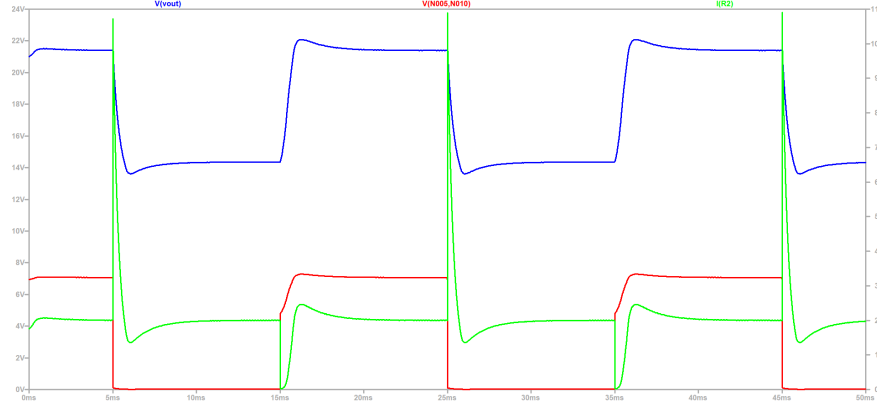


Figura 9: Respuesta frente a escalón de carga: I_o (Azul) - V_{n007} es el SW (Rojo) - V_o (Verde)

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

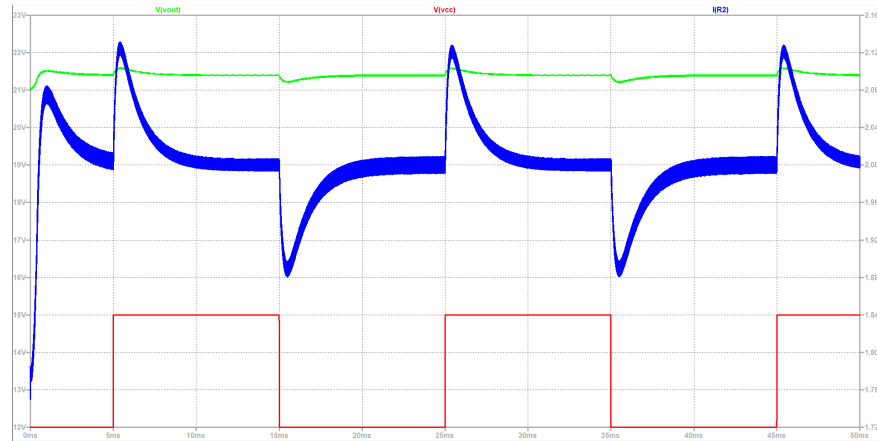


Figura 10: Respuesta frente a escalón de tensión: I_o (Azul) - V_{vcc} es la entrada (Rojo) - V_o (Verde)

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.

$I_{PK}(I_O)$ - 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:

$$I_{L(max)} = I_{pk} = \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{V_{in} * D}{L * f_s} \quad (17)$$

Cuyo duty cycle(D) viene determinado de la siguiente manera:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{R_L * I_{out}} \quad (18)$$

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

$$I_{L(max)} = I_{pk} = \frac{I_{out}^2 * R_L}{V_{in}} + \frac{V_{in} * \left(\frac{V_{in}}{I_{out} * R_L} \right)}{f_s * L} \quad (19)$$

El valor que puede tomar I_{out} está limitado por el diodo zener que posee el integrado L1241 utilizado. Según la datasheet dicha corriente es $I_{pk} =$

$R4$ donde $0 \leq V \leq 1V$ lo que establece una corriente máxima de $I_{pk} = \frac{1V}{R4}$. Por lo tanto el valor que tomará la corriente en el switch está determinado de la siguiente manera:

$$I_{pk} = \begin{cases} \frac{I_{out}^2 * R_L}{V_{in}} + \frac{V_{in} * \left(\frac{V_{in}}{I_{out} * R_L} \right)}{f_s * L} & si \quad I_{min} \leq I_{out} \leq I_{max} \\ \frac{1V}{R4} & caso contrario \end{cases}$$

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).

De la hoja de datos se tiene que, en general, la corriente pico en el switch es:

$$I_{PK} = \frac{V_{Pin1} - 1.4V}{3R_S}$$

Donde R_S es la resistencia para el sensado de la corriente en el switch.

Tomando la sección de circuito de la hoja de datos, agregando la realimentación externa:

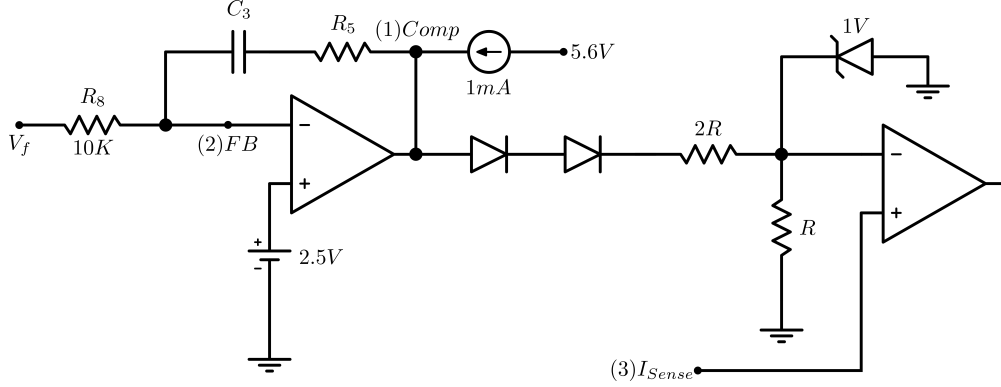


Figura 11: Circuito para análisis de I_{PK}

Para la frecuencia de switching, se puede considerar el capacitor C_3 de baja reactancia, por lo que el circuito con el operacional se puede estudiar como un sumador.

Pasivando la entrada V_f , se tiene:

$$V_{o1} = 2.5V \cdot \left(1 + \frac{10K}{10K}\right) = 5V$$

Pasivando la otra entrada fija de 2.5V:

$$V_{o2} = V_f \cdot \left(-\frac{10K}{10K}\right) = -V_f$$

Por lo que V_{Pin1} resulta:

$$V_o = V_{Pin1} = 5 - V_f = 5 - V_{Sens} \cdot G = 5 - G \cdot I_o \cdot R_{SIO}$$

Reemplazando en la ecuación de I_{PK} resulta:

$$I_{PK} = \frac{3.6V - G \cdot I_o \cdot R_{SIO}}{3R_S}$$

La R_{SIO} en este caso también es de 0.1Ω .

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.

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:

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

Por lo que el resto de las 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 sensado 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:

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

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.