

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.14 ELECTRÓNICA IV

Trabajo práctico de laboratorio 2: Convertidores DC/DC Realimentados

Grupo 2

GOYTÍA, Agustín	56023
LAGUINGE, Juan Martín	57430
PARRA, Rocío	57669
REINA KIPERMAN, Gonzalo	56102

Profesores

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

Presentado: 08/05/2020

Índice

1. Modulación PWM y realimentación	2
1.1. Amplificador de error	2
1.1.1. Valores de R_2 y R_3	2
1.1.2. Transferencia para pequeñas variaciones de v_o	2
1.1.3. Amplificador de error como bloque de un sistema LTI	2
1.1.4. Fuente de corriente I_1 y R_7	2
1.2. Modulador PWM	3
1.2.1. Características de la señal triangular	3
1.2.2. Duty cycle máximo	3
1.2.3. Modulador PWM como bloque de un sistema LTI	3
1.3. Convertidor DC/DC	4
1.3.1. Transferencia del convertidor	4
1.3.2. Valor real del duty cycle	6
1.3.3. Tiempo de establecimiento	6
1.3.4. Variaciones de R_6	7
2. Convertidor boost para lámpara LED de potencia	11
2.1. Efectos de temperatura en los LEDs	11
2.2. Cambio en el brillo	11
2.3. Determinación de la frecuencia del circuito	12
2.4. Tiempo de establecimiento al 5 % con variación de carga	12
2.5. Tiempo de establecimiento al 5 % con variación de tensión	12
2.6. Diferencias entre variación de fuente y de carga	12
2.7. Relación entre I_{pk} y la corriente sobre el switch	12
2.8. Razón de la utilización de un Blanking	13
2.9. Eficiencia de la fuente	13

1. Modulación PWM y realimentación

1.1. Amplificador de error

1.1.1. Valores de R_2 y R_3

Se pide que la tensión de salida sea $V_O = 25V$, con lo cual para esta condición tiene que cumplirse $V_{FB} = V_{REF}$. Considerando que para continua, V_{FB} es un divisor de tensión de V_O , obtiene entonces:

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

Despejando para R_3 :

$$R_3 = R_2 \cdot \frac{V_{REF}}{V_O - V_{REF}} = R_2 \cdot \frac{2.5}{25 - 2.5} = \frac{1}{9} R_2 \quad (2)$$

Dejando $R_2 = 70k\Omega$, se obtiene $R_3 \simeq 7.8k\Omega$ (si se quisiese armar el circuito, se podrían poner una resistencia de $8.2k\Omega$ en paralelo con una de $120k\Omega$, resultando en un error porcentual inferior al 0.5%).

1.1.2. Transferencia para pequeñas variaciones de v_o

Para la transferencia de pequeñas señales, podemos pasivar V_{REF} porque no afectará al cambio que se produzca. R_3 queda cortocircuitada, y el circuito resultante es un inversor con $Z_1 = R_2$ y $Z_2 = R_6 + 1/s R_6 C_2$. Por lo tanto:

$$\frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_O(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_6}{R_2} \cdot \left(\frac{s + 1/R_6 C_2}{s} \right) \quad (3)$$

1.1.3. Amplificador de error como bloque de un sistema LTI

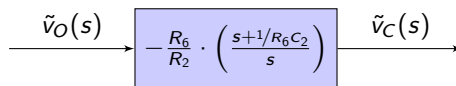


Figura 1: Transferencia del amplificador de error

Las características de este bloque son:

- Ganancia: $-R_6/R_2 = -10k\Omega/70k\Omega = -1/7$
- Polo en el origen
- Cero en $f = 1/2\pi R_6 C_2 = 1/2\pi 10k\Omega 100nF \simeq 159Hz$

1.1.4. Fuente de corriente I_1 y R_7

Si se considera ideal al operacional, I_1 y R_7 estarían funcionando como cargas conectadas a la salida de U2, en paralelo con el modulador PWM. En este caso, sólo tendrían incidencia en la corriente de salida del opamp, y por lo tanto el comportamiento del circuito en su totalidad no se vería modificado, considerando que la impedancia de salida de U2 es 0 y la de entrada de U1 es infinita.

Sin embargo, siendo que $R_7 \cdot I_1 = 10V$, que es cercano a la mitad del valor de la rampa del modulador, podríamos utilizar estos componentes si la salida del amplificador de error fuese corriente en lugar de tensión (es decir, si estuviésemos utilizando un amplificador de transconductancia), para poder fijar el punto de trabajo en ese valor.

1.2. Modulador PWM

1.2.1. Características de la señal triangular

La señal definida en la consigna no es una señal perfectamente triangular, puesto que para eso debería cumplirse $T_{ON} = T_{OFF} = 0$. La señal comienza en $V_{INITIAL} = 0V$, sube linealmente a $V_{ON} = 19V$ en $T_{RISE} = 19\mu s$, donde se mantiene constante por $T_{ON} = 0.25\mu s$, para luego bajar en $T_{FALL} = 0.5\mu s$ a $0V$, donde permanece por los restantes $0.25\mu s$ para completar el período de $T_S = 20\mu s$.

Por lo tanto, la función que define a esta señal es:

$$v_{TRI}(t) = \begin{cases} 1V/\mu s \cdot t & \text{si } 0 < t < 19\mu s \\ 19V & \text{si } 19\mu s < t < 19.25\mu s \\ 19V - 38V/\mu s \cdot (t - 19.25\mu s) & \text{si } 19.25\mu s < t < 19.75\mu s \\ 0V & \text{si } 19.75\mu s < t < 20\mu s \end{cases} \quad v_{TRI}(t) = v_{TRI}(t - 20\mu s) \quad \forall t \quad (4)$$

Llamaremos de ahora en más $t_2 = 19.25\mu s$ al instante donde la señal deja de ser constante y comienza a decrecer, para no confundir el T_{ON} de esta señal con el de la salida, que es el que nos interesa y al que de ahora en más nos referiremos de esta manera.

1.2.2. Duty cycle máximo

Según lo obtenido en la ecuación 3, no hay en principio un valor máximo que pueda tomar v_C frente a cambios en v_0 . Sin embargo, como v_C es la salida de un opamp, sabemos que se existirá un límite dado por su saturación. Siguiendo considerando el caso ideal, la misma ocurrirá cuando $v_C = V_{CC} = 15V$.

Por lo tanto, obtener el duty máximo es equivalente a obtener el porcentaje del período de v_{TRI} en el cual se cumple que $v_{TRI} < 15V$. Aplicando esta condición a la ecuación 4, las intersecciones se producen en $t_A = 15V/1V/\mu s = 15\mu s$ y $t_B = 19.25\mu s + \frac{19V-15V}{38V/\mu s} \simeq 19.355\mu s$. El duty cycle en estas condiciones queda definido como:

$$d = 1 - \frac{T_{OFF}}{T_S} = 1 - \frac{19.355\mu s - 15\mu s}{20\mu s} = \frac{1189}{1520} \simeq 0.78 \quad (5)$$

1.2.3. Modulador PWM como bloque de un sistema LTI

Queremos definir al modulador PWM como un sistema LTI con entrada v_C y salida d para pequeñas variaciones. Siguiendo el procedimiento que utilizamos para la ecuación 5, podemos llegar a un valor de d para cualquier v_C tal que $0 \leq v_C \leq 15V$. Para dejar el El resultado queda expresado como:

$$\begin{aligned} d &= 1 - \frac{T_{OFF}}{T_S} = 1 - \frac{t_2 + T_{FALL} \cdot \left(1 - \frac{v_C}{V_{ON}}\right) - \frac{v_C}{V_{ON}} \cdot T_{RISE}}{T_S} \\ &= \frac{20 - 19.25 - 0.5}{20} + \frac{19 + 0.5}{20} \cdot \frac{1}{19} v_C \simeq 0.0125 + 0.228V^{-1} v_C \\ &= \frac{1}{80} + \frac{39}{760V} v_C \simeq 0.0125 + 0.0513V^{-1} v_C \end{aligned} \quad (6)$$

A partir de este resultado, para hacer el análisis de pequeñas variaciones, planteamos $d = \tilde{d} + D$ y $v_c = \tilde{v}_c + V_C$, donde D y V_C son los valores estacionarios, y por lo tanto se cumple entre ellos la relación establecida en la ecuación 6. Despejando para la transferencia de pequeñas variaciones se obtiene:

$$\frac{\tilde{d}}{\tilde{v}_c} = \frac{39}{760V} \simeq 0.0513V^{-1} \quad (7)$$

Si bien en esta ecuación no aparece explícita la dependencia de la frecuencia, dado que la relación es una constante, es válido para obtener un $\tilde{d}(s)$ a partir de un $\tilde{v}_c(s)$.

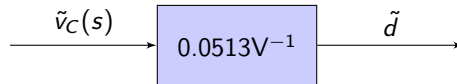
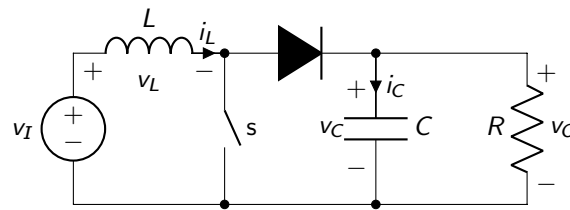


Figura 2: Transferencia del modulador PWM

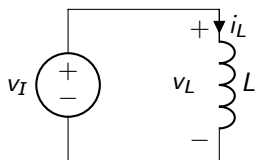
1.3. Convertidor DC/DC

1.3.1. Transferencia del convertidor

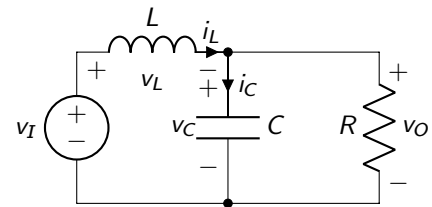
Se realizará un análisis de variables de estado para obtener la transferencia para pequeñas señales entre el duty cycle y la tensión de salida de un convertidor boost ideal.



(a) Convertidor boost ideal



(b) Convertidor boost con la llave encendida



(c) Convertidor boost con la llave apagada

Las variables de estado de este circuito son la corriente de la bobina y la tensión del capacitor, es decir que $x = [i_L \quad v_c]^T$. A su vez, $u = v_I$ y $y = v_O$.

Cuando la llave está encendida, la tensión de la bobina es igual a la tensión de entrada, y lo mismo ocurre con la tensión del capacitor y la de salida. Utilizando las ecuaciones fundamentales del capacitor

y de la bobina, se obtienen las ecuaciones:

$$\begin{cases} \dot{i}_C = \frac{v_I}{L} \\ \dot{v}_C = -\frac{1}{RC} v_C \\ v_O = v_C \end{cases} \quad (8)$$

Reagrupando apropiadamente se obtienen las matrices de estado en encendido:

$$A_{on} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \quad B_{on} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad C_{on} = [0 \quad 1] \quad (9)$$

Cuando se apaga la llave, la ecuación que define a y es la misma, pero no así las que definen las derivadas de x . Para obtener estos valores, planteamos la ecuación de la malla que componen la fuente, la bobina y el capacitor, así como uno de los nodos, obteniendo:

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{1}{L} v_C + \frac{1}{L} v_I \\ \dot{v}_C = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} v_C \end{cases} \quad (10)$$

Entonces:

$$A_{off} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \quad B_{off} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} = B_{on} \quad C_{off} = [0 \quad 1] = C_{on} \quad (11)$$

Por lo tanto, ponderando las matrices en encendido y en apagado con los cuánto tiempo el circuito pasa en cada estado, se obtiene:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \bar{C} = [0 \quad 1] \quad (12)$$

Planteamos ahora qué sucede para pequeñas variaciones de d tales que $d = D + \tilde{d}$, $x = X + \tilde{x}$, $v_O = V_O + \tilde{v}_O$ (a v_s constante). Como d cambió, ya no es el mismo el tiempo que valen A_{on} y A_{off} , con lo cual tenemos una nueva matriz \bar{A}_d :

$$\begin{aligned} \bar{A}_d &= A_{on} \cdot (D + \tilde{d}) + A_{off} \cdot (1 - D - \tilde{d}) \\ &= A_{on} \cdot D + A_{off} \cdot (1 - D) + \tilde{d} \cdot (A_{on} - A_{off}) \\ &= \bar{A} + \tilde{d} \cdot (A_{on} - A_{off}) \end{aligned} \quad (13)$$

Las matrices \bar{B} y \bar{C} se mantienen iguales porque no dependen de d (son iguales en on y en off). Aplicando estas nuevas condiciones a la ecuación de estado se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= \bar{A}_d(X + \tilde{x}) + \bar{B} v_I \\ &= \underbrace{\bar{A}X + \bar{B} v_I}_{=\dot{X}} + \bar{A}\tilde{x} + \tilde{d}X(A_{on} - A_{off}) + \underbrace{\tilde{d}\tilde{x}(A_{on} - A_{off})}_{\rightarrow 0} \end{aligned} \quad (14)$$

Por lo tanto, asumiendo que la aproximación $\tilde{d}\tilde{x} \rightarrow 0$ es válida, siendo que es el producto de dos pequeñas variaciones, transformando de ambos lados y despejando se obtiene:

$$\tilde{x}(s) = (sI - \bar{A})^{-1} \tilde{d}(s) X (A_{on} - A_{off}) \quad (15)$$

Por otro lado, como \bar{C} no cambia al introducir pequeñas variaciones de d , la ecuación de salida sigue siendo:

$$V_o + \tilde{v}_o = \bar{C}(X + \tilde{x}) = \bar{C}X + \bar{C}\tilde{x} \Rightarrow \tilde{v}_o = \bar{C}\tilde{x} \quad (16)$$

Por lo tanto, reemplazando el resultado de la ecuación 15 en 16 se obtiene:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \bar{C}(sI - \bar{A})^{-1} \cdot (A_{on} - A_{off})X \quad (17)$$

Para poder calcular esta transferencia queda sólo recordar que X es el valor en estado estacionario de las variables de estado, es decir:

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_I}{R(1-d)^2} \\ \frac{V_I}{1-d} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Reemplazando por los valores de \bar{A} , A_{off} , A_{on} , \bar{C} y X en la ecuación 17 se obtiene entonces que:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_I}{(1-d)^2} \cdot \left(\frac{-\frac{L}{R(1-d)^2}s + 1}{\frac{LC}{(1-d)^2}s^2 + \frac{L}{R(1-d)^2}s + 1} \right) \quad (19)$$

Obtenida la transferencia, se hace posible calcular los valores de ganancia, polos y ceros de la transferencia, a saber:

$$K = \frac{V_i}{(1-d)^2} \quad Z = \frac{R(1-d)^2}{L} \quad P_{1,2} = -\frac{1}{2} \frac{L \pm i\sqrt{4CLR^2(-1+d)^2 - L^2}}{CLR}$$

Siendo K la ganancia, Z el cero y $P_{1,2}$ los polos del sistema. Para este caso en particular los mismos resultan:

$$K = 62.5 \quad Z = 7.27\text{kHz} \quad f_{0_p} = 3.93\text{kHz}, Q_p = 1.85$$

1.3.2. Valor real del duty cycle

Para poder medir el valor real del duty cycle se recurrió a medir la tensión en el gate del transistor, para así poder calcularlo considerando los tiempos de T_{ON} y T_{OFF} .

De la medición de tiempos resulta que el duty cycle es de 0.62.

Esta diferencia entre el duty cycle teórico y el real se debe a los componentes que fueron considerados ideales para el cálculo teórico, los cuales en la práctica provocan caídas de tensión, que finalmente se traduce en una menor tensión de salida. Por este motivo el controlador aumenta el duty cycle de la señal PWM de forma tal que con un mayor duty se obtenga una mayor salida de tensión, compensando así las pérdidas en los componentes ideales y lograr la tensión deseada a la salida. En particular, el mayor factor de caída en la tensión se debe a la caída en el diodo.

1.3.3. Tiempo de establecimiento

Para poder calcular el tiempo de establecimiento al 5% ante una perturbación en la carga se utilizó LTspice. En las figuras 4 y 5 se observan respectivamente los tiempos de establecimiento al aumentar la carga y al disminuir la carga.

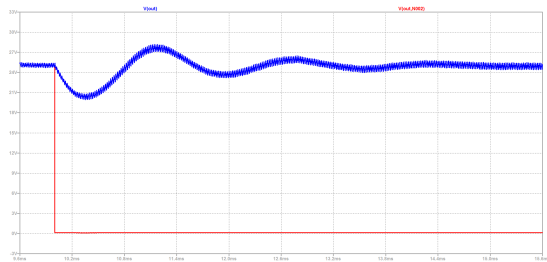


Figura 4: Tensión de salida al aumentar la carga

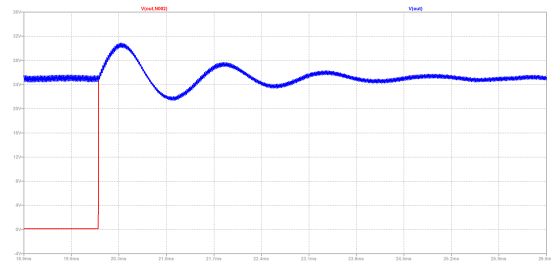
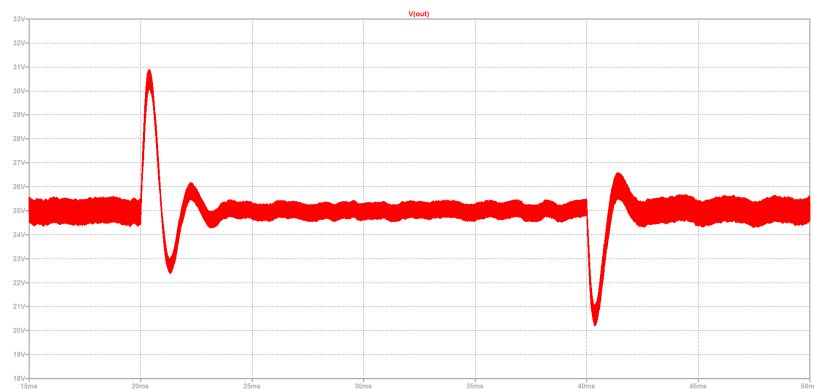


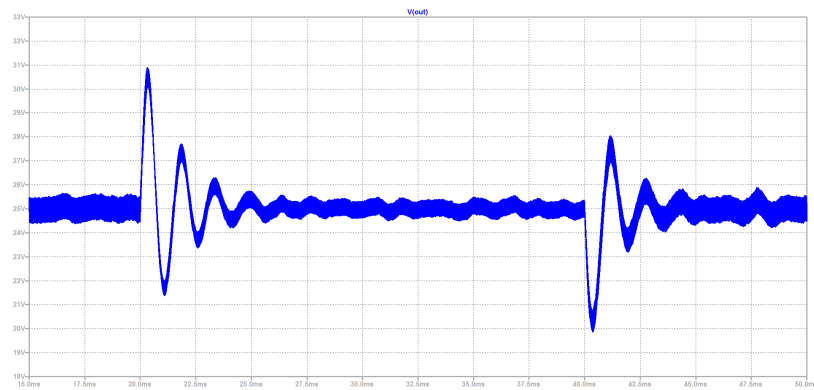
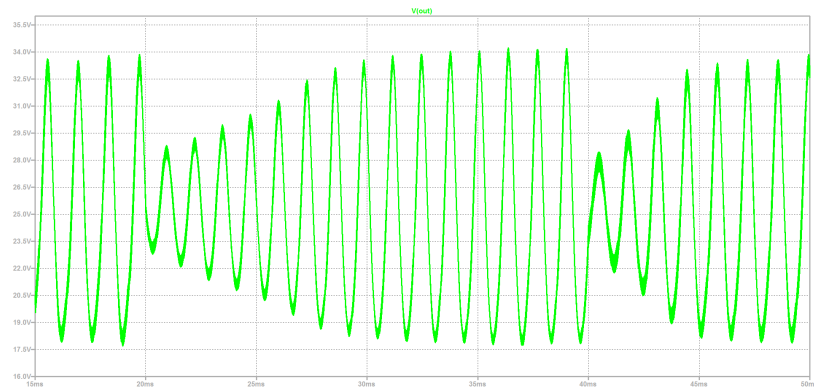
Figura 5: Tensión de salida al disminuir la carga

Los respectivos tiempos de establecimiento fueron: $2.2ms$ al aumentar la carga y $2.8ms$ al disminuir la misma. Es apreciable una diferencia entre el tiempo de establecimiento al aumentar la carga respecto de cuando se la disminuye.

1.3.4. Variaciones de R_6

Al realizar un cambio sobre el valor de R_6 , lo primero que se puede observar es un cambio en la tensión de salida del sistema. En las figuras 6, 7, y 8 se puede observar cómo se va dando este cambio al utilizar resistencias R_6 con valores de $1k\Omega$, $10k\Omega$ y $22k\Omega$ respectivamente.

Figura 6: Tensión de salida con $R_6 = 1k\Omega$

Figura 7: Tensión de salida con $R_6 = 10k\Omega$ Figura 8: Tensión de salida con $R_6 = 22k\Omega$

A primera vista se puede percibir que el aumento paulatino de R_6 resulta en un circuito cada vez más subamortiguado. En el caso particular en el cual $R_6 = 22k\Omega$ visible en la figura 8, se observa un comportamiento oscilatorio y, por ende, permite determinar que se trata de un sistema inestable, a diferencia de los otros dos casos que presentan un comportamiento estable.

Para poder asegurar el hecho de que el sistema con $R_6 = 22k\Omega$ es en efecto inestable se procede a estudiar el diagrama de polos y ceros del sistema y, adicionalmente, se lo compara con los diagramas de los otros dos sistemas propuestos.

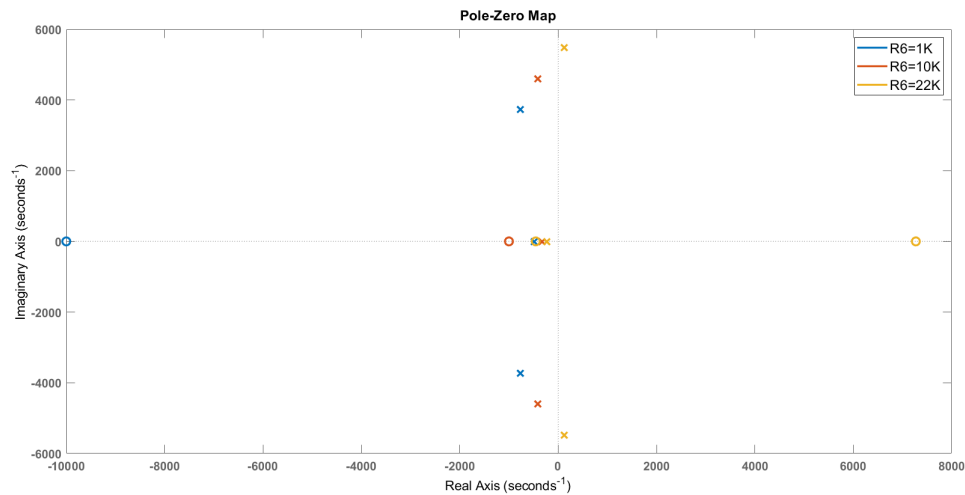


Figura 9: Diagrama de polos y ceros para los distintos sistemas propuestos

De los diagramas de polos y ceros apreciables en la figura 9, se puede ver claramente el hecho de que el sistema cuya $R_6 = 22\text{k}\Omega$ cuenta con sus polos en el semiplano derecho, resultando así en un sistema inestable. Por otra parte, los otros dos sistemas cuentan con sus polos en el semiplano izquierdo, dando cuenta así de su carácter estable. Además, el hecho de que los polos se vayan acercando al eje $j\omega$ se corresponde con lo visto al comparar las diferentes tensiones de salida respecto de su carácter subamortiguado.

Finalmente, se realiza un estudio del diagrama de Bode de cada uno de los sistemas, analizando sus márgenes de ganancia y de fase, lo cual se muestra en la figura 10.

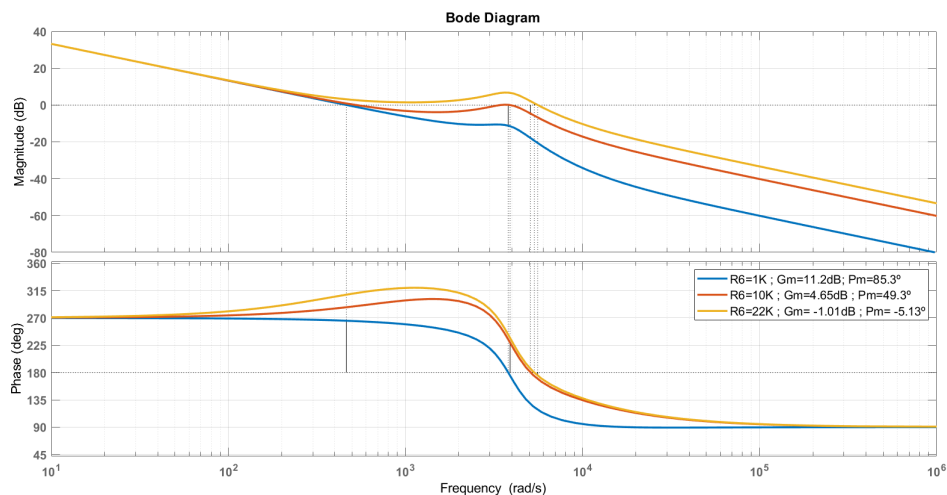


Figura 10: Diagramas de Bode con margen de ganancia y fase

Al analizar los diagramas de Bode de la figura 10 se observa nuevamente el hecho de que el sistema con $R_6 = 22\text{k}\Omega$ es inestable, lo cual se refleja en que tanto su margen de ganancia como su margen de fase son negativos. Además, el hecho de que los otros dos sistemas cuenten con márgenes de ganancia y de fase positivos sostiene aún más la afirmación de que ambos son sistemas estables.

Finalmente, como conclusión se puede observar que al aumentar el valor de R_6 el margen de ganancia y de fase se va reduciendo hasta llegar al punto en el cual el sistema se torna inestable, lo cual resulta en otra forma de apreciar lo que ya se había visto en el diagrama de polos y ceros.

2. Convertidor boost para lámpara LED de potencia

2.1. Efectos de temperatura en los LEDs

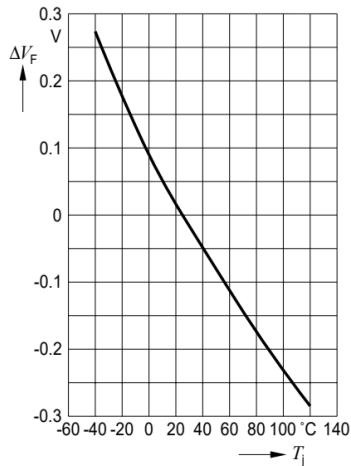


Figura 11: Variación de V_f con respecto a T_j , para $I_f = 1400$ mA

En la hoja de datos se puede encontrar el gráfico que se muestra en la Figura 11. A partir de dicha figura (la cual está planteada para una corriente constante) se puede observar que al subir la temperatura disminuye la tensión, por lo que se puede modelar un LED como una resistencia que varía con la temperatura (en particular, la resistencia se ve reducida al subir la temperatura). En base a esto, podemos analizar el comportamiento a tensión constante y a corriente constante un LEDs

A tensión constante:

- Condiciones iniciales: $V_f = V_0$, $I_f = I_0 \Rightarrow P_0 = V_0 I_0$
- Suponiendo $T_j^\uparrow \Rightarrow R^\downarrow$
- A tensión constante $I_f = V_f / R \Rightarrow I_f^\uparrow$, $I_f = I_1 > I_0$
- $P_1 = V_0 I_1 > V_0 I_0 = P_0 \Rightarrow P_1 > P_0$
- Si bien la potencia representa tanto la energía utilizada por el LED en forma de luz como las pérdidas en formas de calor, es coherente que al subir el consumo, aumenten las pérdidas por efecto Joule.
- Potencia a disipar mayor, a igual resistencia térmica $\Rightarrow T_j^\uparrow$

Por lo tanto, se produce una realimentación positiva, conocido en este caso particular como embalamiento térmico.

Analizando a corriente constante, y en menos detalle (análogo al análisis anterior):

$$T_j^\uparrow \Rightarrow R^\downarrow \Rightarrow V_f^\downarrow \Rightarrow P^\downarrow \Rightarrow T_j^\downarrow \quad (20)$$

El comportamiento es análogo para varios LEDs conectados en serie. Por lo tanto, estos LEDs deben ser realimentados por corriente.

2.2. Cambio en el brillo

El controlador **PWM L1241** realiza una comparación del feedback contra 2.5 V (ver hoja de datos). Por feedback, el pin FB del integrado se encuentra a una tensión de referencia de 2.5V. Se puede considerar que no circula corriente en el pin de compensación ni en el de FB, por lo que en R_8 no hay caída de tensión.

Entonces, la tensión en la salida del pre-amplificador de error (U_1) es de 2.5 V. Sabiendo que la función transferencia es $\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_6}{R_7}$ y que $V_{in} = I_o \cdot R_2$ donde I_o es la corriente de salida del circuito, se tiene que $I_o = \frac{2.5V}{(1 + \frac{R_6}{R_7}) \cdot R_2}$ dando como resultado un $I_o = 2A$.

A partir de la hoja de datos se tiene que el máximo brillo (100 %) sucede a $I_f = 2A$ y que para el 50 % se necesita $I = 0,76A$. Para cambiar el brillo hay que modificar I_o y esto se logra por medio de R_7 o R_6 . Usando R_7 esta cambiará a $R_7 = 360\Omega$ en cambio, usando R_6 cambiará a $R_6 = 31,895k\Omega$.

2.3. Determinación de la frecuencia del circuito

La frecuencia a la cual el circuito puede operar se va a encontrar determinada por el oscilador del controlador **PWM L1241**, donde la frecuencia del oscilador va a ser igual al doble de la frecuencia de switching. Entonces, dado que queremos que se trabaje a 75 kHz vamos a tener una frecuencia de oscilación de 150 kHz. A partir de la hoja de datos se obtiene que se necesita un $R_3 = 13k\Omega$ y un $C_2 = 1nF$.

2.4. Tiempo de establecimiento al 5 % con variación de carga

La variación de carga va a realizarse poniendo en corto 2 de los 6 leds a través de un switch, debido al cambio en la caída de tensión en R_2 esto va a producir como consecuencia un cambio en la corriente. Podemos decir que un cambio en la carga genera fundamentalmente un cambio en la corriente y que debido a esto debemos realizar un cambio en la tensión de salida cambiando el duty cycle de switching. El tiempo de establecimiento para el pasaje de 6 leds a 4 leds es de 3.4273 ms mientras que para 6 leds a 4 leds resultó 3.4609 ms.

2.5. Tiempo de establecimiento al 5 % con variación de tensión

Como variamos la tensión de alimentación la carga son 6 leds constantemente. Dado estas condiciones mencionadas obtuvimos un tiempo de establecimiento de 0.8158 ms para el pasaje de 12 V a 15 V y uno de para el pasaje de 1.8274 ms 15 V a 12 V.

2.6. Diferencias entre variación de fuente y de carga

Para los convertidores boost tenemos que $V_o = V_g \cdot \frac{1}{1-D}$. En este caso, se realimenta la corriente, por lo que, a corriente constante y para una carga R se tiene que $I_o = \frac{V_g}{R} \cdot \frac{1}{1-D}$.

En base a esto, al producirse una variación en la fuente, el cambio en la corriente de salida es proporcional a dicha variación, pero al variar la carga, el cambio en la corriente es inversamente proporcional al cambio de carga.

Por este motivo, la variación de la carga represento un cambio mucho mayor al producido por la fuente, dado que fue necesario cambiar el valor de V_o drásticamente, lo cual lleva a un gran cambio del Duty Cycle, y en consecuencia un mayor tiempo de establecimiento mayor. En cambio, el cambio en la corriente de salida producido por la variación tensión fue más suave, requiriendo un ajuste mucho menor, dando como consecuencia un tiempo de establecimiento menor.

2.7. Relación entre I_{pk} y la corriente sobre el switch

En un circuito Boost se tiene que la corriente máxima en el inductor, que coincide con la corriente pico en el switch I_{pk} , está dada por

$$I_{L,max} = I_{pk} = \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{V_{in}D}{Lf_s}$$

Donde el Duty Cycle está dado por

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{V_{in}}{R_L I_{out}}$$

Donde $R_L = R_{LEDs} + R_2$ es la carga conectada a la salida del conversor Boost (recordar que necesariamente, $I_{out} > V_{in}/R_L$, dado que $D > 0$). Trabajando con las ecuaciones se puede llegar a

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

Este valor de I_{out} se encuentra condicionado a que no se active el clumper del diodo zener interno del integrado **PWM L1241**. Utilizando la ecuación $I_{pk} = \frac{V_{clamp}}{R_4}$ y sabiendo que $0 \leq V_{clamp} \leq 1V$ (hoja de datos), se puede obtener que el valor límite de la corriente I_{pk} es $\frac{1V}{R_4}$. Si la corriente supera dicho valor, esta va a ser limitada por el diodo zener interno del integrado.

Para entender esta situación, resulta útil analizar el comportamiento matemático de la función $I_{pk}(I_{out})$. Con este fin, se analiza la función $f(x) = x^2 + 1/x$ (suma de una parábola y de una hipérbola), la cual resulta análoga al comportamiento de $I_{pk}(I_{out})$. El gráfico de esta función puede observarse en la Figura 12.

Se puede observar que cuando $I_{out} \rightarrow 0$ ($x \rightarrow 0$), $I_{pk}(I_{out}) \rightarrow \infty$ ($y \rightarrow \infty$). Similarmente, cuando $I_{out} \rightarrow \infty$ ($x \rightarrow \infty$), $I_{pk}(I_{out}) \rightarrow \infty$ ($y \rightarrow \infty$). Esto ofrece un límite inferior y superior para los valores de corriente de salida, dado que se debe cumplir que $I_{pk}(I_{out}) < 1V/R_4$ ($y < C$, con $C = 10$ para el ejemplo gráfico). Entonces, la relación entre la corriente pico I_{pk} sobre el switch con la corriente sobre la lámpara I_{out} está dada por

$$I_{pk} = \begin{cases} I_{pk}(I_{out}) & \text{si } I_{min} < I_{out} < I_{max} \\ \frac{1V}{R_4} & \text{en otro caso} \end{cases}$$

Donde I_{min} e I_{max} se obtienen de resolver la ecuación $I_{pk}(I_{out}) = 1V/R_4$ (que resulta en una ecuación de tercer grado), descartando el resultado negativo. Cuando se limita la corriente, el conversor está funcionando en falla ("Fault Conditions", según hoja de datos). En la práctica, el límite inferior de la corriente puede o no ser alcanzable para una R_L fija por la limitación $I_{out} > V_{in}/R_L$.

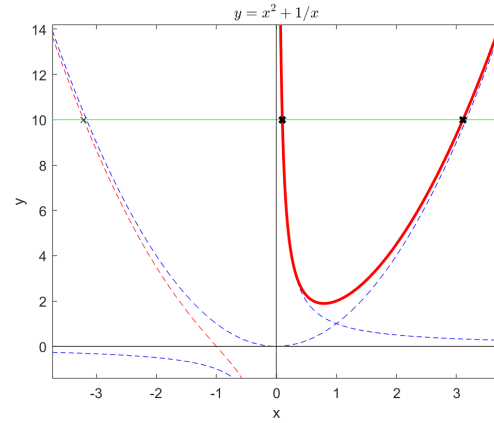


Figura 12: Gráfico de $y = x^2 + 1/x$ (rojo), e $y = 10$ (verde). Se muestra hipérbola y parábola en líneas punteadas.

2.8. Razón de la utilización de un Blanking

La función del Blanking es que el integrado ignore los cambios producidos en el comparador de corriente durante 100 nSeg para el caso del **L1241**. Esto se utiliza para que los cambios de corriente producidos en el pin I_{sense} debido a las picos de corriente dados por la conmutación del MOS y la corriente I_{rr} del diodo, sean filtrados y no produzcan que el comparador de corriente sea erróneamente accionado.

2.9. Eficiencia de la fuente

Para poder calcular las distintas pérdidas porcentuales en los componentes de la fuente fue necesario establecer la potencia entregada por la fuente y la potencia obtenida a la salida de la misma.

Utilizando el programa LTspice se calcularon tanto la potencia entregada por la fuente como la potencia a la salida, resultando: $P_{entregada} = 47.105W$ y $P_{salida} = 42W$. Esto resulta en una eficiencia de:

$$\%Eficiencia = \frac{P_{salida}}{P_{entregada}} \cdot 100\% = 90\%$$

Utilizando el mismo programa se calcularon las pérdidas de potencia en los distintos componentes requeridos, listados en la tabla 1.

Componente	Pérdida de potencia	% sobre el total
Transistor MOSFET	1.4118W	2.997 %
Diodo de Potencia	2.075W	4.41 %
Controlador PWM	32mW	0.0675 %
Resistencias para medir la corriente	1.18W	2.52 %
Total pérdidas	4.6988W	9.9752 %

Tabla 1: Análisis de pérdida de potencia de la fuente

Por lo calculado en la tabla 1 se pudo determinar un porcentaje de pérdidas del 9.9752 %. Este resultado es coherente ya que coincide con el cálculo previo aproximado del 10 % de porcentaje de pérdidas, obtenido a partir de la relación entre la potencia entregada por la fuente y la potencia a la salida de la misma.