

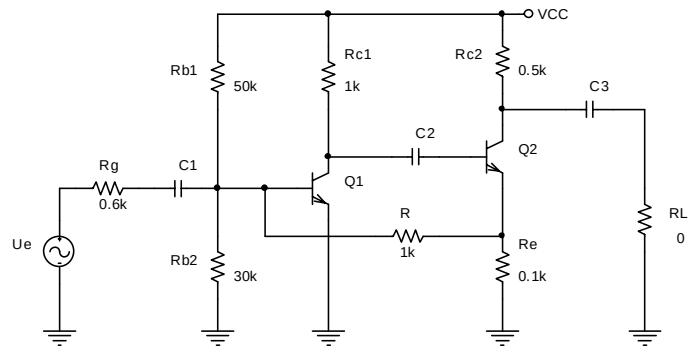
Primer ejercicio

Determinar para el amplificador realimentado de la figura a frecuencias medias:

1. Tipo de realimentación.
2. Ganancia de corriente del amplificador básico.
3. Ganancia de la red β de realimentación.
4. Ganancia de corriente del amplificador realimentado y del amplificador total.
5. Impedancia de entrada del amplificador básico, del realimentado y del conjunto del amplificador.
6. Impedancia de salida del amplificador básico, realimentado y del amplificador total

Datos: Q_1 y Q_2 iguales con $h_{ie} = 1k\Omega$ y $h_{fe} = 60$. $C_1 = C_2 = C_3 = \infty$

(40 minutos)

**Segundo ejercicio**

En la figura adjunta se muestra una fuente de conmutación reductora y el diagrama a bloques de control sobre el interruptor para mantener constante la tensión de salida. Se pide:

1. Implementar el circuito que permita adquirir la tensión de salida en la carga, u_s , y se la entregue al amplificador de error.
2. El subcircuito necesario para que el usuario pueda marcar la tensión de salida deseada, $u_{s(deseada)}$.
3. Diseño del amplificador de error.
4. Realización física del compensador atraso de fase,

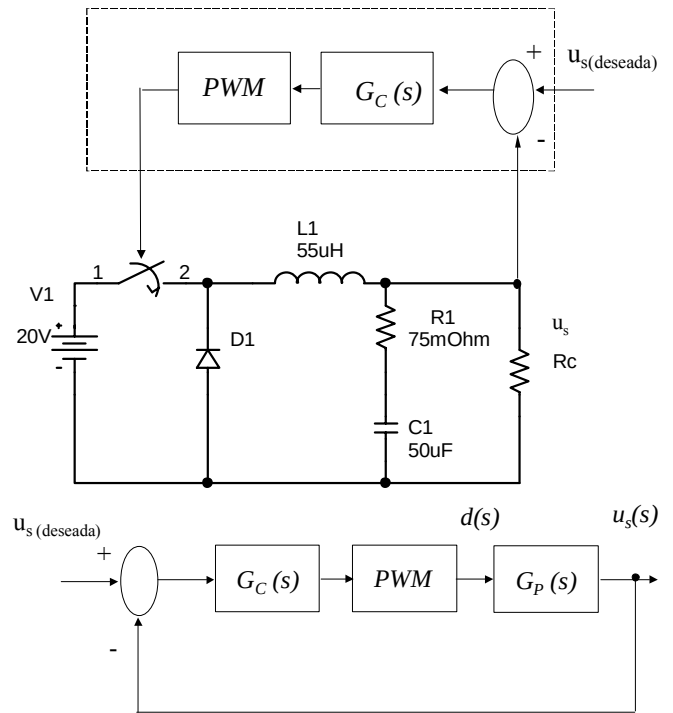
$$G_{C1}(s) = 0.274 \frac{s + 3770}{s + 206.5}$$

5. Se puede mejorar la dinámica del sistema a través de un regulador adelanto-retraso de fase,

$$G_{C2}(s) = 0.3274 \frac{s + 31541}{s + 45059} \frac{s + 3770}{s + 172.77}$$

esquema eléctrico de este compensador.

6. Esquema total del circuito de control desde la señal de mando hasta la entrada del PWM empleando el compensador de adelanto-retraso de fase.

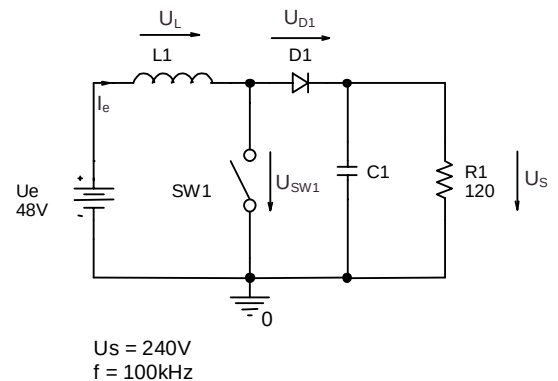


(40 minutos)

Tercer ejercicio

En la figura se representa una fuente conmutada que trabaja en MCC y cuyo control se realiza por PWM. Se pide:

1. Dibujar los circuitos equivalentes para los intervalos $0 \leq t < t_{on}$ y $t_{on} \leq t < T$, siendo t_{on} el tiempo que permanece cerrado el interruptor y T el periodo de la señal de mando.
2. Hallar el ciclo de trabajo d necesario para obtener la tensión de salida especificada.
3. Suponiendo que el rendimiento $\eta = 1$, hallar la corriente media de entrada $\bar{I}_e$.
4. Calcular el valor de L para que el rizado de la corriente por la bobina $\Delta i_L = 20\% \bar{I}_e$.
5. Dibujar las formas de onda u_{SW1} , i_{SW1} , u_L , i_L , u_{D1} e i_{D1} durante dos ciclos.
6. Si el interruptor presenta una resistencia dinámica $r = 0,27 \Omega$ al paso de la corriente, calcular el disipador necesario para que el circuito pueda



trabajar a una temperatura ambiente máxima $T_{\text{am}\acute{\text{a}}\text{x}} = 70^{\circ}\text{C}$.

7. Sugerir el tipo de semiconductor más adecuado para su utilización como interruptor en esta aplicación.

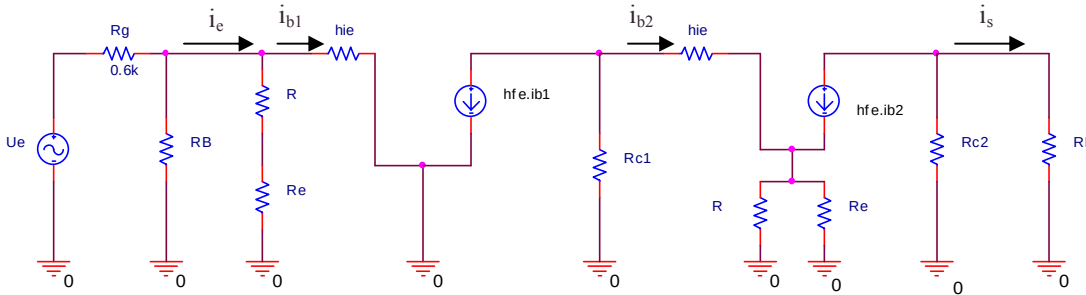
Datos: $T_{\text{jm}\acute{\text{a}}\text{x}} = 150^{\circ}\text{C}$, $R_{\theta\text{j}\text{c}} = 0,45 \text{ K/W}$, $R_{\theta\text{cs}} = 0,24 \text{ K/W}$.

(40 minutos)

Resolución

Primer ejercicio

1. Corriente – Paralelo.
2. Ganancia en corriente del amplificador básico:



$$A_i = \frac{i_s}{i_e} \quad i_s = -h_{fe} \cdot i_{b2} \frac{R_{c2}}{R_{c2} + R_L} \quad i_e = i_{b1} + \frac{h_{ie} \cdot i_{b1}}{R + R_e} = i_{b1} \cdot \left(1 + \frac{h_{ie}}{R + R_e} \right)$$

$$h_{fe} \cdot i_{b1} + i_{b2} + \frac{h_{ie} \cdot i_{b2} + i_{b2} \cdot (h_{fe} + 1) \cdot R // R_e}{R_{c1}} = 0$$

$$i_{b2} = \frac{-h_{fe} \cdot i_{b1}}{1 + \frac{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R // R_e}{R_{c1}}}$$

$$i_s = h_{fe} \frac{h_{fe} \cdot i_{b1}}{1 + \frac{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R // R_e}{R_{c1}}} \frac{R_{c2}}{R_{c2} + R_L}$$

$$A_i = \frac{h_{fe}^2}{\left[1 + \frac{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R // R_e}{R_{c1}} \right]} \frac{R_{c2}}{\left(1 + \frac{h_{ie}}{R + R_e} \right) R_{c2} + R_L}$$

$$A_i = 124.9$$

3. Ganancia β de la red de realimentación:

$$\beta = \frac{i_r}{i_s} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot \frac{R_e}{R + R_e}}{h_{fe} \cdot \frac{R_{c2}}{R_{c2} + R_L}} \quad \beta = 0.185$$

4. Ganancia en corriente del amplificador realimentado y del amplificador total:



$$A'_1 = \frac{A_1}{1 + \beta A_1} = 5.16$$

$$A_1^* = \frac{i_e}{i_g} \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_e}{i_g} \cdot A'_1 \approx 1 \cdot A'_1 = A'_1 = 5.16$$

5. Impedancia de entrada del amplificador básico, del realimentado y del conjunto del amplificador:

$$Z_e = (R + R_e) // h_{ie} \approx 0.5 k\Omega \quad Z'_e = \frac{Z_e}{1 + \beta \cdot A_1} = 22 \Omega$$

$$Z_e^* = Z'_e // (R_{B_1} // R_{B_2}) + R_g = 622 \Omega$$

6. Impedancia de salida del amplificador básico, realimentado y del amplificador total.

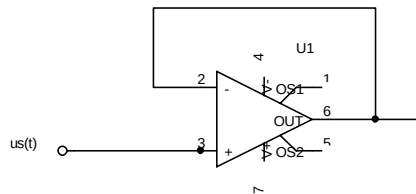
$$R_s = R_{c_2} = 500 \Omega \quad Z'_s = Z_s \cdot (1 + \beta \cdot A_{t_{cc}}) = 22 k\Omega$$

$$A_{t_{cc}} = A_1 (R_L = 0) = 232.7$$

$$Z_s^* = Z'_s = 22 k\Omega$$

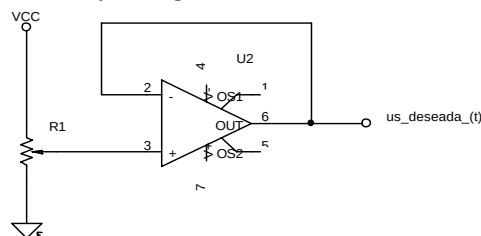
Segundo ejercicio

1. Habrá que diseñar una etapa con adaptación de impedancias



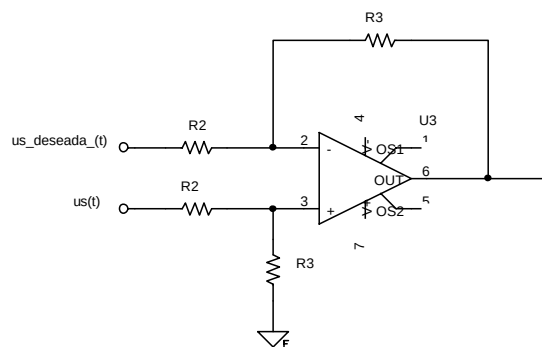
También es posible emplear un AO con aislamiento galvánico para separar las señales de control y de potencia. Otra solución sería emplear directamente un cable, pues la fuente conmutada, si se considera ideal, tiene una impedancia de salida que tiende a ser nula.

2. Estará constituido por un potenciómetro y un seguidor de tensión.



3. Los amplificadores de error quedan definidos en su realización física por un amplificador diferencial:





4. La red de retraso de fase quedará expresada en forma de constante de tiempo y de ganancia estática en

$$G_{Cl}(s) = 0.274 \frac{s + 3770}{s + 206.5} = 5 \cdot \frac{1 + 265 \cdot 10^{-6} s}{1 + 4.8 \cdot 10^{-3} s}$$

Eligiendo en tablas el cuadripolo RC necesario quedará:

$$A_V(s) = -\frac{R5}{R4} \cdot \frac{1 + s \cdot R6 \cdot C1}{1 + s \cdot (R6 + R5) \cdot C1}$$

Si $C1 = 10 \text{ nF} \rightarrow R6 = 26.4 \text{ k}\Omega \rightarrow R5 = 453.6 \text{ k}\Omega \rightarrow R4 = 90.7 \text{ k}\Omega$

5. La red de adelanto retraso de fase quedará expresada en forma de constante de tiempo y ganancia estática en

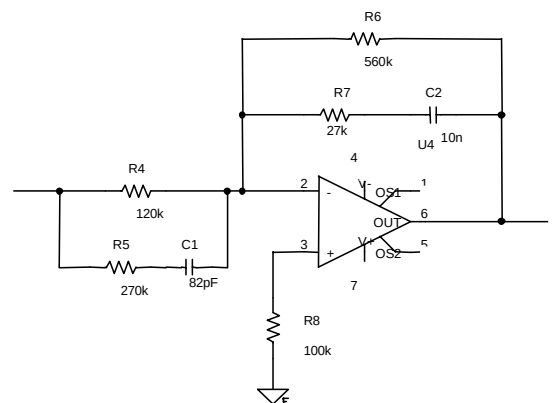
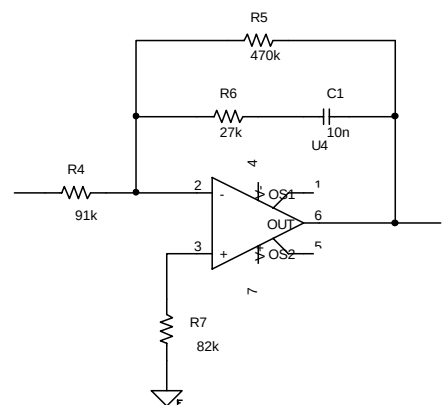
$$G_{C2}(s) = 0.3274 \frac{s + 31541}{s + 45059} \frac{s + 3770}{s + 172.77} = 5 \cdot \frac{1 + 31.7 \cdot 10^{-6} \cdot s}{1 + 22.2 \cdot 10^{-6} \cdot s} \cdot \frac{1 + 265 \cdot 10^{-6} \cdot s}{1 + 5.8 \cdot 10^{-3} \cdot s}$$

cuadripolo RC necesario quedará:

$$A_V(s) = -\frac{R6}{R4} \cdot \frac{1 + s \cdot (R4 + R5) \cdot C1}{1 + s \cdot R5 \cdot C1} \cdot \frac{1 + s \cdot R7 \cdot C2}{1 + s \cdot (R6 + R7) \cdot C2}$$

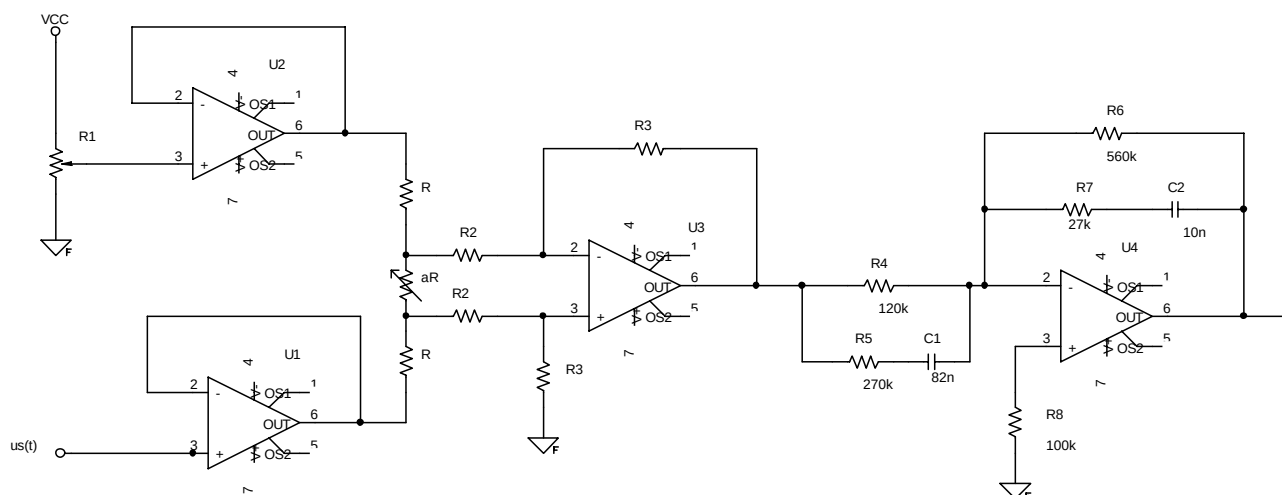
Si $C2 = 10 \text{ nF} \rightarrow R7 = 26.4 \text{ k}\Omega \rightarrow R6 = 553.5 \text{ k}\Omega \rightarrow R4 = 110.7 \text{ k}\Omega$

$\rightarrow C1 = 85.81 \text{ pF} \rightarrow R2 = 258.7 \text{ k}\Omega$



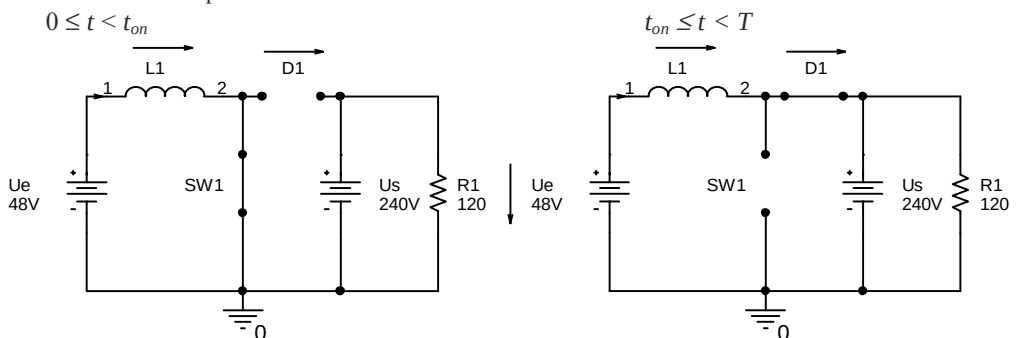
6. Debido a que la estructura del compensador es inversora, en el amplificador de error habrá de introducir la señal de mando por la ganancia negativa y la señal realimentada por el positivo:





Tercer ejercicio

1. Los circuitos equivalentes en MCC del elevador son:



2. Para hallar la relación entre el ciclo de trabajo d , la tensión de entrada U_e , y la tensión de salida U_s nos basaremos en que, en régimen permanente, el incremento neto en un ciclo de la corriente por la bobina ha de ser cero:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{1L} &= \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} U_e \cdot dt = \frac{U_e \cdot t_{on}}{L} \\ \Delta i_{2L} &= \frac{1}{L} \int_{t_{on}}^T (U_e - U_s) \cdot dt = \frac{(U_e - U_s) \cdot (T - t_{on})}{L} \\ \Delta i_{1L} + \Delta i_{2L} &= 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{U_e \cdot t_{on}}{L} + \frac{(U_e - U_s) \cdot (T - t_{on})}{L} = 0 \Rightarrow d = \frac{U_s - U_e}{U_s} = \frac{240V - 48V}{240V} = 0,8$$

3. Suponiendo que no hay pérdidas, rendimiento $\eta = 1$, podemos escribir:

$$\eta = \frac{\bar{P}_s}{\bar{P}_e} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T U_s i_s \cdot dt}{\frac{1}{T} \int_0^T U_e i_e \cdot dt} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_s^2}{R_1} \cdot dt}{U_e \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_e \cdot dt} d = \frac{\frac{U_s^2}{R_1}}{U_e \bar{I}_e} = 1$$

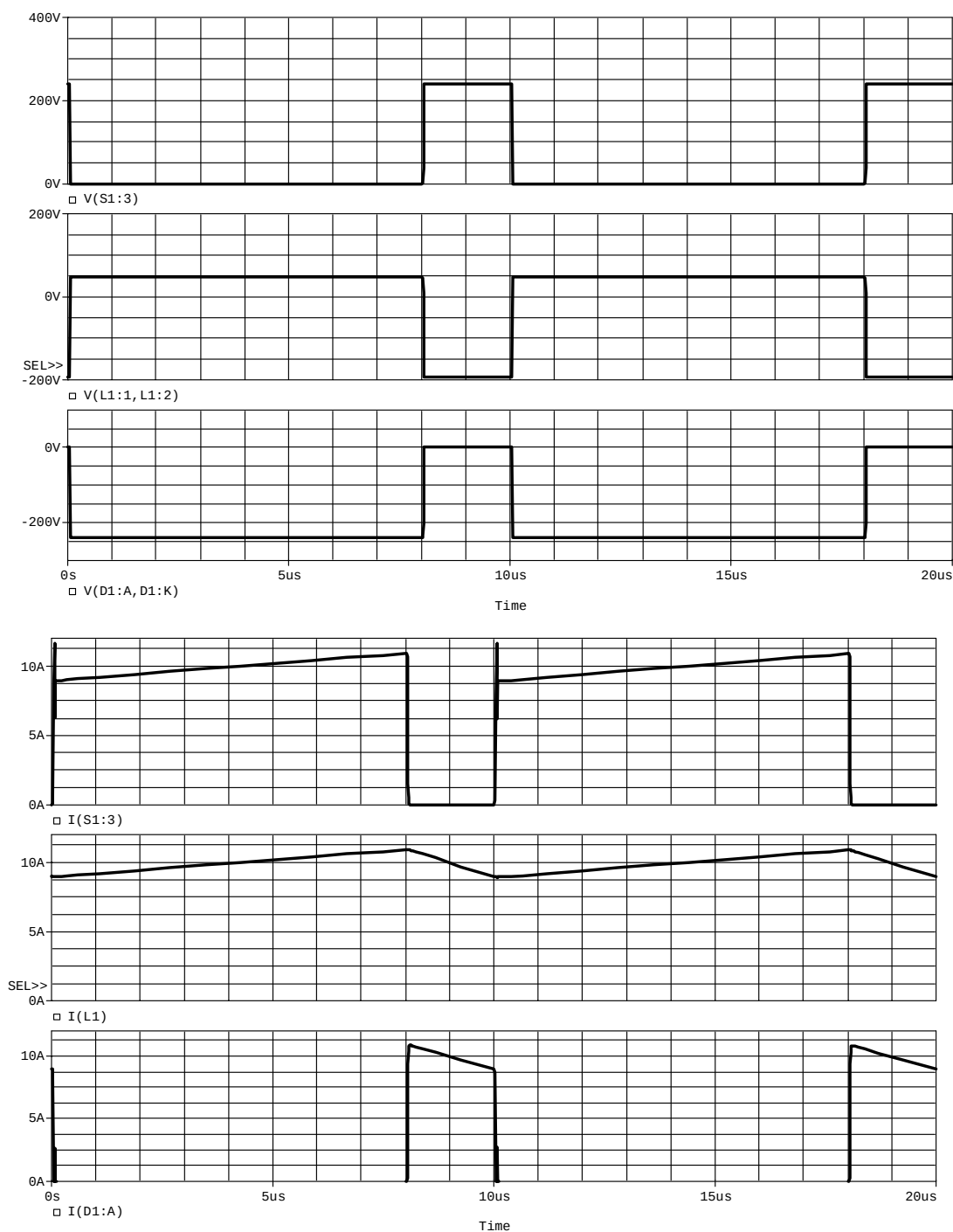
$$\bar{I}_e = \frac{U_s^2}{R_1 U_e} = \frac{(240V)^2}{120\Omega \times 48V} = 10A$$

4. El rizado de la corriente por la bobina, la diferencia entre sus valores máximo y mínimo, lo obtuvimos en el apartado 1. A partir de cualquiera de aquellas fórmulas podemos obtener el valor de L :

$$\Delta i_{1L} = \frac{U_e \cdot t_{on}}{L} \Rightarrow L = \frac{U_e \cdot d \cdot T}{0,2 \bar{I}_e} = \frac{48V \times 8\mu s}{2A} = 192\mu H$$

5. Las formas de onda solicitadas son las siguientes:





6. La potencia disipada en el interruptor será igual a:

$$\left. \begin{aligned} \bar{P}_{SW1} &= r i_{efSW1}^2 \\ i_{efSW1}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{SW1}^2 \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} i_{IL}^2 \cdot dt \end{aligned} \right\} \Rightarrow \bar{P}_{SW1} = \frac{r}{T} \int_0^{t_{on}} i_{IL}^2 \cdot dt = \frac{r}{T} \int_0^{t_{on}} \left[\left(\bar{I}_e - \frac{\Delta i_{IL}}{2} \right) + \frac{U_e \cdot t}{L} \right]^2 \cdot dt = 21,7W$$

luego el disipador necesario será:

$$R_{0s} \leq \frac{T_{jmax} - T_{ambax}}{\bar{P}_{SW1}} - (R_{0jc} + R_{0cs}) = \frac{150^\circ C - 70^\circ C}{21,7W} - (0,45K/W + 0,24K/W) = 3K/W$$

7. Dado que la potencia manejada es relativamente baja y, sobre todo, lo elevado de la frecuencia de conmutación, el semiconductor más adecuado es el transistor MOSFET.

