



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE  
INGENIERÍA Y SISTEMAS DE  
TELECOMUNICACIÓN



# *SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE ALIMENTACIÓN*

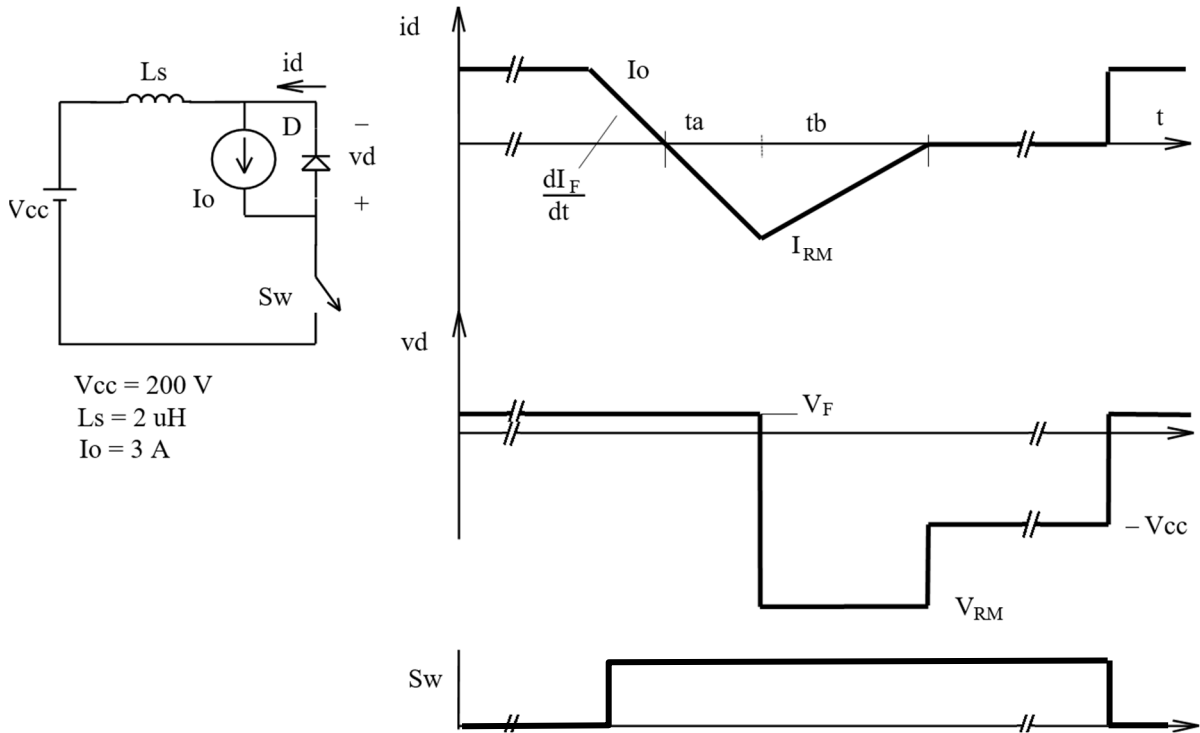
*Soluciones desarrolladas  
Tema 2*



**Curso 2025/2026**  
**Manuel Vázquez Rodríguez**

**P 1**

La situación que muestra el circuito de la figura, se encuentra con frecuencia en convertidores conmutados. La forma aproximada de la corriente y tensión en el diodo son las indicadas. El ciclo de trabajo del interruptor Sw es  $\delta = 0,5$  y la frecuencia de trabajo es de 200 kHz. La temperatura de la unión se supone de 100 °C.



a) Dibuje una onda que indique el estado de Sw (alto = on, bajo = off).

Dibujada en la figura.

b) Calcule el valor de  $dI_F/dt$ , y tras buscar los datos que necesite en la hoja de características del diodo RURP3060, determine el valor de  $I_{RM}$  y  $V_{RM}$ .

Cuando se cierra Sw (pasa a on) la tensión en la inductancia es aproximadamente igual a la de alimentación  $V_{cc}$  (200 V), pues la caída de tensión  $V_F$  en el diodo resultará despreciable, de modo que,

$$V_{cc} = v_{Ls} - v_d \Rightarrow v_{Ls} = L_s \frac{di_{Ls}}{dt} = V_{cc} + V_F \cong V_{cc} \Rightarrow i_{Ls} = \frac{V_{cc}}{L_s} \cdot t$$

Como  $I_o = i_d + i_{Ls} \Rightarrow i_d = I_o - i_{Ls} = I_o - \frac{V_{cc}}{L_s} \cdot t$  de modo que la pendiente con la que decrece  $i_d$  es:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{V_{cc}}{L_s} = -\frac{200}{2} = -100 \text{ A}/\mu\text{s} = \frac{dI_F}{dt}$$

De acuerdo con las gráficas presentadas en la figura 3 de las hojas de características del RURP 3060, para  $I_F = 3 \text{ A}$ ,  $t_a = 27 \text{ ns}$  y  $t_b = 16 \text{ ns}$ . Como se verifica que,  $\frac{dI_F}{dt} = \frac{I_{RM}}{t_a}$ ,

encontramos,  $I_{RM} = t_a \frac{dI_F}{dt} = 27 \cdot 10^{-9} \cdot (-100) \cdot 10^6 = -2,7 \text{ A}$

Por otra parte, cuando crece la corriente por el diodo,

$$v_D = V_{RM} = -V_{cc} + v_{LS} = -V_{cc} + L_s \frac{di_{LS}}{dt} = -V_{cc} - L_s \frac{di_d}{dt}$$

ya que,  $i_{LS} = I_o - i_d \Rightarrow di_{LS}/dt = -di_d/dt$

Podemos determinar la pendiente de subida de la corriente como,

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{0 - I_{RM}}{t_b - 0} = \frac{-(-2,7)}{16 \cdot 10^{-9}} = 0,16875 \cdot 10^9 \frac{A}{s} = 168,75 A/\mu s$$

de modo que sustituyendo en la expresión anterior encontramos,  $V_{RM} = -537 V$

c) Calcule la potencia disipada en el proceso de paso a corte del diodo. Deberá determinar previamente el valor de  $V_F$  utilizando las características del diodo.

La potencia disipada será,

$$P_{paso\_OFF} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1+ta+tb} (i_d \cdot v_d) dt = f \cdot \int_0^{t_1+ta+tb} (i_d \cdot v_d) dt = f \cdot E_{paso\_OFF}$$

donde el resultado de la integral es la energía disipada en un ciclo a causa del paso a corte del diodo. La evaluación de esta integral es sencilla ya que las formas de onda han sido linealizadas para simplificar los cálculos.

$$E_{paso\_OFF} = 0,5 t_1 I_o V_F + 0,5 t_a I_{RM} V_F + 0,5 t_b I_{RM} V_{RM}$$

Utilizando la figura 1 de las hojas de características, vemos que  $V_F = 0,75 V$  para  $I_F = 3 A$  y  $T_j = 100^\circ C$ . Por otra parte determinamos  $t_1$ , teniendo en cuenta que:

$$\frac{dI_F}{dt} = \frac{-I_o}{t_1} = \frac{I_{RM}}{t_a} \Rightarrow t_1 = 30 ns$$

Sustituyendo los valores ya determinados en la ecuación del párrafo anterior, encontraremos,

$$E_{paso\_OFF} = 11,6 \cdot 10^{-6} J \cong E_{tb}$$

Finalmente,

$$P_{paso\_OFF} = f E_{paso\_OFF} = 200 \cdot 10^3 \cdot 11,6 \cdot 10^{-6} = 2,32 W$$

d) Calcule la potencia disipada por pérdidas de conducción (corriente de valor  $I_o$ ).

Ya se ha encontrado en el punto anterior que durante la conducción,  $V_F = 0,75 V$ . El diodo conduce mientras el transistor está cortado, o sea llamando  $t_{d\_ON}$  a este tiempo,

$$t_{d\_ON} = (1 - \delta) T = \frac{1 - \delta}{f} = \frac{1 - 0,5}{200 \cdot 10^3} = 2,5 \mu s$$

Por tanto, tendremos:  $E_{cond} = t_{d\_ON} I_o V_F = 2,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 0,75 = 5,625 \cdot 10^{-6} J$

$$P_{cond} = f \cdot E_{cond} = 200 \cdot 10^3 \cdot 5,625 \cdot 10^{-6} = 1,125 W$$

e) Calcule la potencia perdida por corriente de fugas durante el bloqueo. Comente el resultado.

El bloqueo del diodo dura aproximadamente el tiempo de conducción del interruptor. De forma exacta será:

$$t_{d\_OFF} = \delta \cdot T - t_1 - t_a - t_b = 0,5 \cdot \frac{1}{200 \cdot 10^3} - (30 + 27 + 16) \cdot 10^{-9} = 2,43 \mu s$$

En la figura 2 de las características encontramos que para  $V_R = 200V$  y  $T_j = 100^\circ C$ ,  $I_R = 3 \mu A$ . La potencia disipada a causa de las pérdidas durante el bloqueo será:

$$P_{bloq} = f \cdot E_{bloq} = f V_R I_R t_{d\_OFF} = 200 \cdot 10^3 \cdot (-200) \cdot (-3 \cdot 10^{-6}) \cdot 2,43 \cdot 10^{-6} = 0,29 mW$$

En comparación con las pérdidas de conducción y por recuperación inversa, las pérdidas por bloqueo son despreciables.

f) Calcule la potencia total disipada y el valor de pico máximo de la potencia.

La potencia total disipada es la suma de las pérdidas ya calculadas:

$$P = P_{paso\_OFF} + P_{cond} + P_{bloq} \approx 2,32 + 1,125 = 3,44 W$$

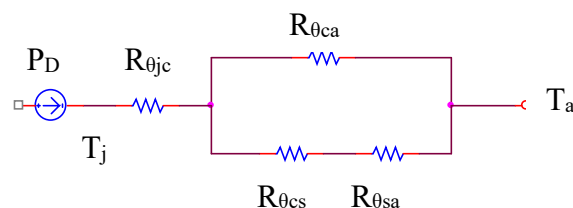
La potencia instantánea es el producto de  $v_d(t) \cdot i_d(t)$  y es evidente a la vista de las formas de onda que su magnitud máxima es:

$$p(t)_{max} = I_{RM} \cdot V_{RM} = (-2,7) \cdot (-537) = 1450 W$$

g) Determine la resistencia térmica que, como mucho, puede tener el radiador para garantizar una  $T_j < 100^\circ C$ . La temperatura del aire (en el interior del equipo) puede ser de  $60^\circ C$  y, la resistencia térmica cápsula-radiador típicamente es de  $1^\circ C/W$  para la cápsula TO-220AC.

De la información del catálogo obtenemos:  $T_{jmáx} = 175^\circ C$  y  $R_{\theta jc} = 1,2^\circ C/W$ . El fabricante del diodo no detalla el valor de la  $R_{\theta ja}$ , así pues consultamos la información de la parte de disipación térmica (última transparencia) del Tema 2, dónde encontramos en la tabla facilitada el dato para el encapsulado TO-220AC, que con flujo nulo de ventilación forzada, nos da un valor a considerar para este encapsulado de  $R_{\theta ja} = 83^\circ C/W$ . Por otro lado, vemos que al fijar el valor de la temperatura de trabajo del semiconductor a  $T_j 100^\circ C$  como máximo, estamos trabajando con un margen de seguridad sobre  $T_{jmáx}$  del 43 % aproximadamente.

Lo aplicamos al modelo térmico:



$$R_{\theta ca} = R_{\theta ja} - R_{\theta jc} = 83 - 1,2 = 81,8^\circ C/W$$

Necesitaremos un valor de  $R_{\theta caeq} = \frac{T_j - T_a}{P_D} - R_{\theta jc} = \frac{100 - 60}{3,44} - 1,2 = 10,43 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Dados los valores de  $R_{\theta caeq}$  necesario y de  $R_{\theta ca}$  del componente, se puede admitir considerar despreciable en el cálculo  $R_{\theta ca}$ , así:

$$R_{\theta sa} \approx R_{\theta caeq} - R_{\theta cs} = 9,43 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Si no se desprecia, el cálculo exacto resultaría:

$$R_{\theta sa} = \frac{R_{\theta caeq} \cdot (R_{\theta ca} + R_{\theta cs}) - R_{\theta ca} \cdot R_{\theta cs}}{R_{\theta ca} - R_{\theta caeq}} = 10,95 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

De los siguientes disipadores comerciales se va a elegir uno adecuado, sabiendo además que su precio se incrementa cuanto menor sea su resistencia térmica. Queda descartado el de  $R_{\theta sa} = 12 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ , ya que conducirá a una  $T_j > 100 \text{ } ^\circ\text{C}$ . Si hemos realizado el cálculo aproximado, la elección sería el de  $R_{\theta sa} = 7,1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  y si hemos realizado el cálculo exacto, debemos elegir el de  $R_{\theta sa} = 9,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ , con el consiguiente ahorro económico. Verificamos en ambos casos como la temperatura de trabajo en el semiconductor cumplirá la especificación de diseño.

Para el disipador de  $R_{\theta sa} = 7,1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ ;

$$T_j = P_D \cdot (R_{\theta jc} + (R_{\theta cs} + R_{\theta sa})) + T_a = 91,99 \text{ } ^\circ\text{C}$$

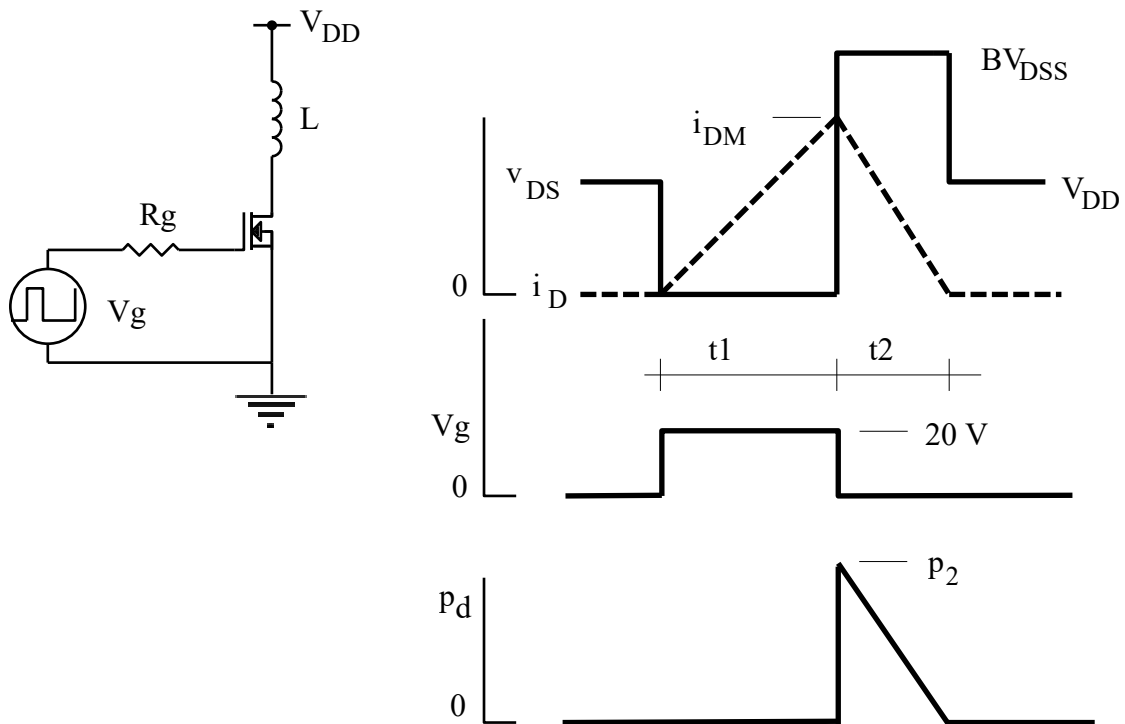
Para el disipador de  $R_{\theta sa} = 9,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  (este disipador es como el utilizado en las prácticas de Electrónica Analógica II) ; se calcula la  $R_{\theta caeq} = 9,62 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  y así,

$$T_j = P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta caeq}) + T_a = 97,22 \text{ } ^\circ\text{C}$$



**P 2**

El circuito de conmutación de la figura representa de forma simplificada la excitación del actuador lineal de un inyector de combustible para automoción, idealizándose la resistencia en serie con la inductancia. El MOSFET utilizado es de tipo IRF540ZPbF (encapsulado TO-220) y las formas de onda de tensión y corriente en el mismo son las que se muestran.



DATOS:  $V_{DD} = 14V$   $L = 10 \text{ mH}$   $t_1 = 2 \text{ ms}$   $T = 100 \text{ ms}$   $V_g(\text{pico}) = 20V$

a) ¿Cuál es el ciclo de trabajo de la tensión de excitación  $V_g$ ? Dibuje la forma de onda de  $V_g$  en correspondencia con la de la figura.

El ciclo de trabajo es:

$$\delta = \frac{t_1}{T} = \frac{2}{100} = 0,02 \equiv 2\%$$

La forma de onda es la dibujada en la figura como  $V_g$ .

b) Determine el valor de  $BV_{DSS}$  utilizando las hojas de características del transistor.

Buscando en la hoja de características del transistor se encuentra,  $BV_{DSS} = 100 \text{ V}$ .

c) Calcule el valor de  $i_{DM}$  y  $t_2$ . Determine a continuación la potencia media disipada a causa de la conmutación y la debida a las pérdidas en conducción (Suponga que la  $T_j$  es  $90^\circ\text{C}$  para calcular el valor de  $r_{DS(on)}$ ).

Durante el intervalo de duración  $t_1$ , y considerando el origen de tiempos en su comienzo,  $v_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{di_D}{dt} \Rightarrow \frac{di_D}{dt} = \frac{V_{DD} - v_{DS}}{L}$ ;  $i_L = i_D = \frac{di_D}{dt} t = \frac{V_{DD}}{L} t$ , ya que ahora la tensión  $v_{DS} = V_{DS(on)}$  es despreciable frente a  $V_{DD}$  y la corriente inicial es nula.

En el instante  $t_1$ ,

$$i_{DM} = \frac{V_{DD}}{L} t_1 = 2,8\text{A}$$

Por otra parte durante el intervalo de duración  $t_2$ ,

$$i_L = i_D = i_{DM} + \frac{di_D}{dt} t = i_{DM} + \frac{V_{DD} - BV_{DSS}}{L} t$$

En el instante  $t = t_2$ , la corriente por el transistor se anula, luego:

$$i_L(t = t_2) = i_D(t = t_2) = i_{DM} + \frac{V_{DD} - BV_{DSS}}{L} t_2 = 0$$

Despejando  $t_2$  y sustituyendo valores, se encuentra:  $t_2 = 325,6\mu\text{s}$

*Determine la potencia disipada a causa de la conmutación y la debida a las pérdidas en conducción. Considere  $T_j = 90^\circ\text{C}$ .*

Las pérdidas por conmutación son:

$$P_{sw} = f \cdot E_{sw} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-3}} = 10\text{Hz}$$

$$E_{sw} = \int_0^{t_2} v_{DS} \cdot i_D dt = \frac{1}{2} \cdot BV_{DSS} \cdot i_{DM} \cdot t_2 = 0,0455\text{J} \quad \text{- Energía disipada en cada conmutación -}$$

$$P_{sw} = 10 \cdot 0,0455 = 0,45\text{W} \quad \text{- Potencia disipada a causa de la conmutación -}$$

Las pérdidas por conducción se calculan como:

$$P_{on} = f \cdot E_{on} \quad E_{on} = \int_{t_{on}}^{t_1} v_{DS} i_D dt = \int_0^{t_1} i_D R_{DS(on)} i_D dt = R_{DS(on)} \int_0^{t_1} i_D^2 dt$$

con  $i_D = \frac{i_{DM}}{t_1} t$  y admitiendo que  $R_{DS(on)}$  permanece constante - esto es independiente de  $i_D$  y por tanto de  $t$  -. Calculando la integral, se encuentra:

$$E_{on} = R_{DS(on)} \cdot \frac{1}{3} \cdot i_{DM}^2 \cdot t_1$$

Para determinar  $R_{DS(on)}$ , busquemos primero su valor en la tabla de características eléctricas, a la temperatura  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , y encontramos el valor  $R_{DS(on)}^{25} = 0,0265\Omega$ .

A continuación busquemos en la gráfica de “Normalized On-Resistance vs. Junction Temperature” con el valor  $T_j = 90^\circ\text{C}$ , para encontrar el valor normalizado  $r = 1,6$  de modo que,

$$R_{DS(on)}^{90} = r \cdot R_{DS(on)}^{25} = 1,6 \cdot 0,0265 = 42,4m\Omega$$

y sustituyendo valores en las ecuaciones del párrafo anterior encontramos finalmente:

$$E_{on} = 0,221mJ \qquad P_{on} = 2,21mW$$

Obsérvese que en este caso de conmutación inductiva sin diodo de libre circulación, las pérdidas por conmutación son mucho mayores que las pérdidas por conducción.

*d) Calcule el valor que alcanzará la  $T_j$  de pico máxima, considerando la gráfica de impedancia térmica transitoria y que la temperatura en el compartimento del motor del vehículo es de  $60^\circ\text{C}$ .*

*¿Se sobrepasa alguna especificación del transistor?*

La potencia total disipada es,

$$P_d = P_{on} + P_s = 2,21 + 450 = 452,21mW$$

Como las características térmicas del transistor indican que  $R_{\theta jc} = 1,64^\circ\text{C}/\text{W}$  y  $R_{\theta ja} = 62^\circ\text{C}/\text{W}$  (para encapsulado TO-220- según nota 7 al pie-), encontraríamos la temperatura de la cápsula como,

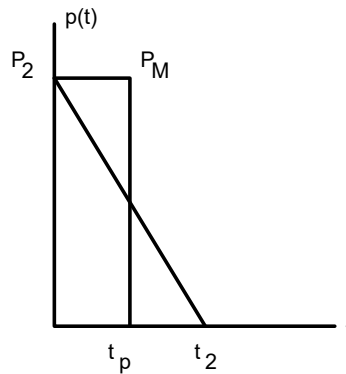
$$T_c = T_a + R_{\theta ca} \cdot P_d = 60 + 60,36 \cdot 0,45 = 87,162^\circ\text{C}.$$

A continuación, comprobaremos con las gráficas para la impedancia térmica transitoria el funcionamiento con el régimen supuesto en el enunciado.

Admitiendo despreciables las pérdidas por conducción frente a las de conmutación, la potencia instantánea disipada tendría la forma de onda triangular que se muestra en la siguiente figura, con  $P_2 = I_{D2} \cdot BV_{DSS} = 280W$ .

También se dibuja una forma de onda de pulsos que al tener idéntica área conduce al mismo comportamiento térmico, con una forma de onda que permite utilizar los gráficos de impedancia térmica transitoria.





El valor de  $t_p$  lo encontramos considerando la igualdad de áreas,

$$\frac{1}{2} P_2 \cdot t_2 = P_M \cdot t_p; P_2 = P_M; t_p = \frac{t_2}{2}$$

Despejando y sustituyendo valores encontramos,  $t_p = 162,8 \mu s$ .

Entrando en el gráfico de impedancia térmica transitoria, con duración  $162 \mu s$  y empleando la curva de pulso único (ya que el ciclo de trabajo resulta ser de aproximadamente 0,002), encontramos que  $Z_{th-jc} = 0,2 \text{ } ^\circ C/W$ .

De acuerdo con la definición de impedancia térmica transitoria, encontraríamos finalmente que el valor de pico de la temperatura de la unión sería:

$$T_{jM} = T_c + P_M \cdot Z_{th-jc} \Rightarrow T_{jM} = 143,16 \text{ } ^\circ C$$

Como el fabricante especifica como valor máximo absoluto una temperatura de operación en la unión de  $175 \text{ } ^\circ C$ , queda claro que este funcionamiento en las condiciones del enunciado sería posible.

Si revisamos el cálculo de la potencia de conducción considerando como caso peor que la  $T_j$  adoptara el valor anteriormente calculado, esta pasaría de  $2,21 \text{ mW}$  a  $3,15 \text{ mW}$ , lo que sigue siendo despreciable frente a las pérdidas de conmutación.

A la misma conclusión se llegaría si se razona utilizando las curvas de SOA del transistor que nos indican que para  $t_p = 100 \mu s$ ,  $BV_{DSS} = 100 \text{ V}$  y pulso único, podría soportar hasta aproximadamente  $9 \text{ A}$ .

**P 3**

Un convertidor CC/CC de tipo reductor puede ser modelado como se muestra en la figura 3. La tensión continua en la carga es menor que la de entrada. El transistor conmuta a la frecuencia de 50 kHz y puede considerarse que su ciclo de trabajo es  $\delta \cong 0,5$ , de acuerdo con las formas de onda que se muestran. La caída de tensión en conducción es de 1,5 V. El diodo se considera ideal.

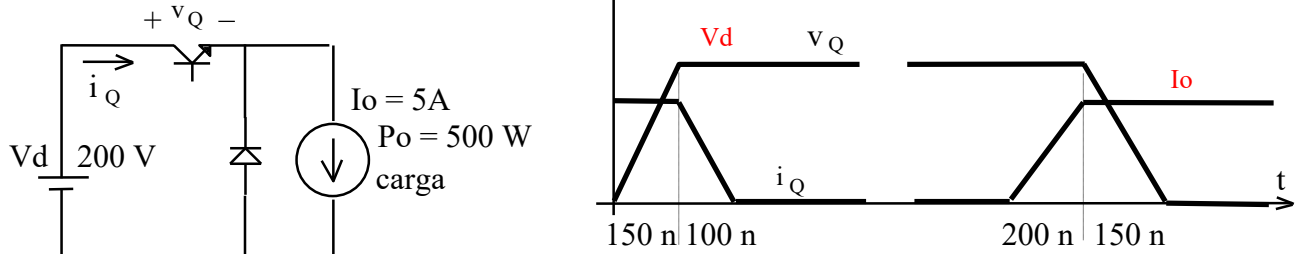


Fig. 3

Determine el rendimiento del convertidor en estas condiciones.

- En la gráfica se presentan en primer lugar los tiempos de conmutación de paso a corte del transistor y en el tramo final se aprecian los tiempos de conmutación de paso a conducción. Por tanto, se conocen estos valores:
  - $t_{rv} = 150 \text{ ns}$ ,  $t_{fi} = 100 \text{ ns} \rightarrow t_{c(off)} = 250 \text{ ns}$
  - $t_{ri} = 200 \text{ ns}$ ,  $t_{fv} = 150 \text{ ns} \rightarrow t_{c(on)} = 350 \text{ ns}$
- No se dispone de información sobre los tiempos de retardo (delay) de paso a corte y a conducción respectivamente, por lo que se supondrán despreciables (nulos).
- De la suposición anterior y con los tiempos facilitados, sabiendo que el periodo de conmutación es:  $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \cdot 10^3} = 20 \mu\text{s}$ , el tiempo de conducción del transistor será,  $t_{on} = \delta \cdot T - t_{d(on)} - t_{ri} - t_{fv} + t_{d(off)} \approx 10 \cdot 10^{-6} - 350 \cdot 10^{-9} = 9,65 \mu\text{s}$
- El único elemento que puede disipar potencia es el transistor ( $P_Q$ ).

El rendimiento es el cociente entre la potencia entregada a la salida y la potencia consumida desde la entrada del convertidor:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{P_o}{P_o + P_Q}, \text{ con } P_Q = P_{on} + P_{sw}$$

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_Q \cdot i_Q \cdot dt = \frac{t_{on}}{T} \cdot V_{sat} \cdot I_o = \frac{9,65 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} \cdot 1,5 \cdot 5 = 3,62 \text{ W}$$

$$P_{sw} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{t_{c(on)}} v_Q \cdot i_Q \cdot dt + \int_0^{t_{c(off)}} v_Q \cdot i_Q \cdot dt \right) = f \cdot \frac{1}{2} \cdot V_d \cdot I_o \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)})$$

$$= \frac{50 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 5 \cdot (350 + 200) \cdot 10^{-9}}{2} = 15 \text{ W}$$

$$\text{Por tanto, el rendimiento expresado en \% será: } \eta(\%) = \frac{500 \cdot 100}{500 + 18,62} = 96,4 \%$$

<sup>1</sup> Origen de tiempos desplazado en cada tramo de análisis de integración, para simplificar nomenclatura.

## P 4

La figura 4 representa un circuito excitador (driver) unipolar para el transistor bipolar de potencia (BJT), dónde  $I_o = 5\text{ A}$ .

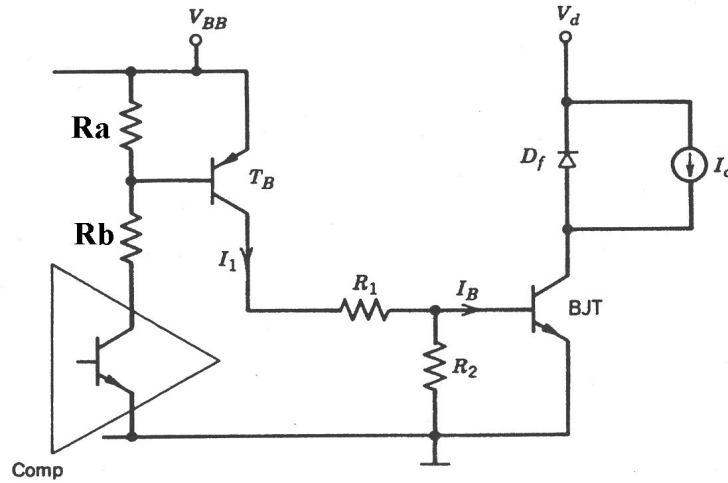


Fig. 4

- a) Se impone una ganancia forzada ( $\beta_F$ ) de valor 10 para el funcionamiento en conmutación del transistor de potencia BJT y una relación  $|i_{b2}/i_{b1}|$  de valor unidad. Determine, utilizando la información facilitada en las figuras 5 y 6 el valor adecuado para  $R_2$  si la temperatura de trabajo en el silicio  $T_J$  es de  $125^\circ\text{C}$ .

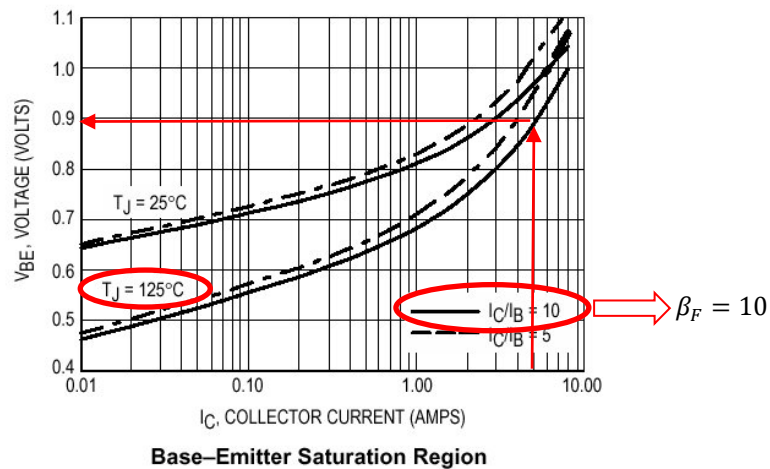


Fig. 5

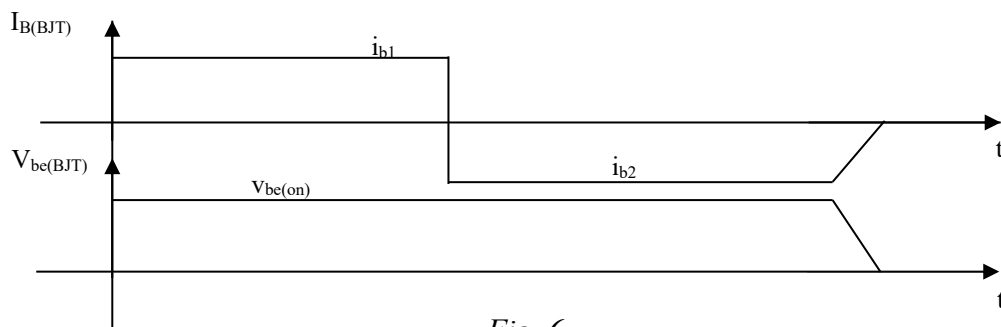


Fig. 6

De la figura 5, particularizando para las condiciones de diseño impuestas para  $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$  y  $\beta_F = 10$ , se obtiene el valor de la tensión base-emisor de conducción ( $V_{be(on)}$ ) que el BJT tendrá en saturación cuando la corriente de colector sea la impuesta por el generador de corriente  $I_0$ , es decir,  $I_{Csat} = 5\text{ A}$ . Por tanto,  $V_{be(on)} \approx 0,9\text{ V}$ .

De la condición de diseño impuesta para el transistor de potencia (BJT) para que la relación entre la corriente de base  $I_{B(BJT)}$  del transistor BJT en saturación ( $i_{b1}$ ) y la corriente de extracción de portadores minoritarios ( $i_{b2}$ ) sea modularmente la unidad, se deduce que:  $|i_{b2}/i_{b1}| = 1$ ;  $i_{b2} = -i_{b1}$ ; como  $i_{b1} = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{5}{10} = 0,5\text{ A} \rightarrow i_{b2} = -0,5\text{ A}$ . Atendiendo a la figura 6, se observa que la tensión base-emisor se mantiene durante el tiempo de extracción de portadores minoritarios de base, así:

$$R_2 = \frac{V_{be(on)}}{i_{b2}} = \frac{0,9}{0,5} = 1,8\ \Omega$$

- b) El transistor  $T_B$  presenta unas características como las que se adjuntan en la figura 7. Determine el valor de la resistencia  $R_1$ , si se adopta un valor de  $\beta_F = 25$  para este transistor y se fija  $V_{BB}$  a  $8\text{ V}$ .

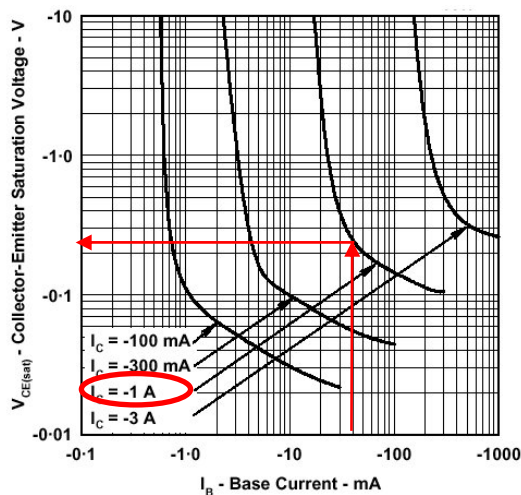


Fig. 7

$$I_{C\_TB} = I_1 = i_{b1} + \frac{V_{be(on)\_BJT}}{R_2} = 0,5 + \frac{0,9}{1,8} = 1\text{ A}$$

$$\beta_{F\_TB} = 25 = \frac{I_{C\_TB}}{I_{B\_TB}} \rightarrow I_{B\_TB} = \frac{1}{25} = 40\text{ mA}$$

De la figura 7 (transistor pnp), con  $I_{C\_TB} = -1\text{ A}$  e  $I_{B\_TB} = -40\text{ mA}$ , se obtiene  $V_{EC\_TB} \approx 0,24\text{ V}$

La ecuación de malla de colector de  $T_B$  es:

$$V_{BB} = V_{EC\_TB} + I_1 \cdot R_1 + V_{be(on)\_BJT}$$

$$\text{Así: } R_1 = \frac{8 - 0,24 - 0,9}{1} = 6,86\ \Omega$$

- c) El comparador de la figura 4 proporciona una tensión de 1,5 V cuando su transistor interno absorbe una corriente de 50 mA. Considerando la información suministrada en la figura 8, correspondiente al transistor  $T_B$ , calcule los valores necesarios para  $R_A$  y  $R_B$ .

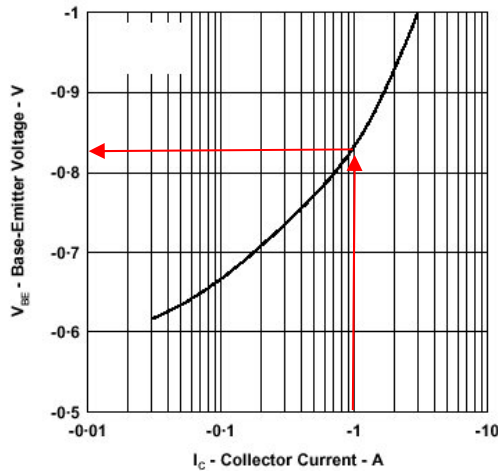
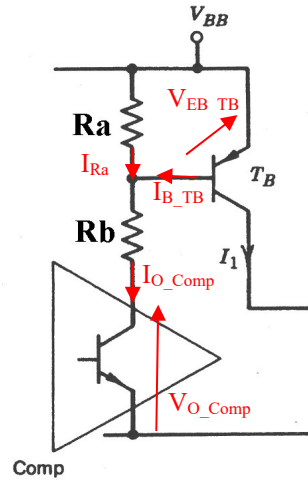


Fig. 8



El punto de trabajo para la tensión ( $V_{O\_Comp}$ ) y corriente ( $I_{O\_Comp}$ ) de salida que se adopta por diseño para el comparador en colector abierto, según el enunciado, es:  $V_{OL} = 1,5 \text{ V} = V_{O\_Comp}$ ,  $I_{OL} = 50 \text{ mA} = I_{O\_Comp}$  (ver figura superior).

Del apartado anterior se conoce que  $I_{B\_TB} = 40 \text{ mA}$ , por tanto:

$$I_{Ra} = I_{O\_Comp} - I_{B\_TB} = 10 \text{ mA}$$

De la figura 8 se obtiene  $V_{BE\_TB} \approx -0,82 \text{ V}$

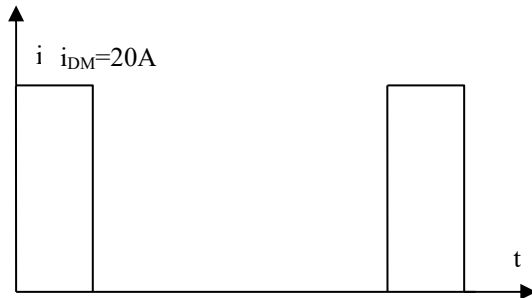
$$R_A = \frac{V_{EB\_TB}}{I_{Ra}} = \frac{0,82}{10 \cdot 10^{-3}} = 82 \Omega$$

$$V_{BB} = V_{EB\_TB} + I_{O\_Comp} \cdot R_B + V_{O\_Comp}$$

$$R_B = \frac{8 - 0,82 - 1,5}{50 \cdot 10^{-3}} = 113,6 \Omega$$

**P 5**

Un transistor MOSFET IRF540ZPbF trabaja en conmutación con una forma de onda de corriente que puede considerarse rectangular cuyo ciclo de trabajo es  $\delta = 0,3$  y su valor de pico 20 A. La tensión de excitación de puerta es de 10 V durante el intervalo de conducción. Las pérdidas de conmutación se han evaluado previamente y son de 5 W.



a) Calcule el valor de resistencia térmica que ha de tener el radiador a utilizar, si se desea que la temperatura de la unión sea de 100 °C. La temperatura del aire será de 40 °C y la resistencia térmica cápsula-radiador es de 1 °C/W (típica para una cápsula TO-220).

Consultando la información de catálogo, tenemos que  $R_{\theta ja} = 62$  °C/W y  $R_{\theta jc} = 1,64$  °C/W.

No podemos plantear resolver el problema térmico utilizando la impedancia térmica transitoria del transistor ya que no podremos averiguar  $t_p$  sin conocer el período T.

Usaremos el modelo térmico promediado. Calculamos la potencia que disipa el transistor para el régimen de funcionamiento descrito.

$$P_D = P_{on} + P_{SW}$$

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} i_D \cdot v_{DS} dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} i_D^2 \cdot r_{DS(on)} dt = i_{DM}^2 \frac{t_{on}}{T} r_{DS(on)} = i_{DM}^2 \cdot \delta \cdot r_{DS(on)}$$

La  $r_{DS(on)}$  a la temperatura de funcionamiento ( $T_j = 100$  °C) se obtiene multiplicando el valor de  $r_{DS(on)} = 26,5$  mΩ por el factor que se obtiene de la gráfica siguiente.

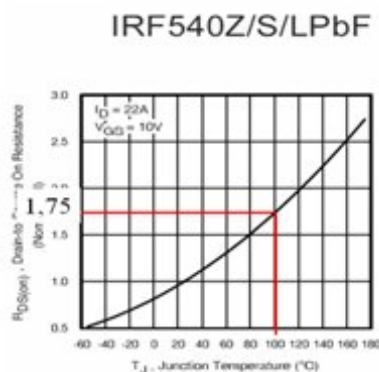
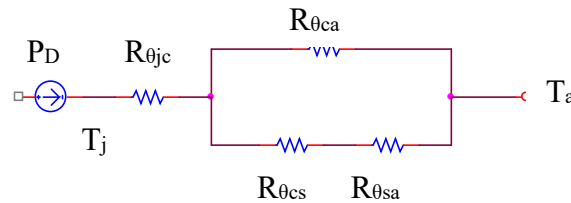


Fig 10. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

$$P_{on} = 20^2 \cdot \delta \cdot 46,37 \cdot 10^{-3} = 5,564 \text{ W}$$

$$P_D = P_{on} + P_{SW} = 10,564 \text{ W}$$



$$R_{\theta caeq} = \frac{100 - 40}{10,564} - 1,64 = 4,04 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta ca} = R_{\theta ja} - R_{\theta jc} = 62 - 1,64 = 60,36 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta caeq} = 60,36 / (1 + R_{\theta sa}) = 4,04 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Despreciando 60,36 en el cálculo del paralelo.

$$R_{\theta sa} \approx R_{\theta caeq} - R_{\theta cs} = 3,04 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

b) Desafortunadamente no se puede disponer de un radiador que cumpla esta exigencia, sino de otro con  $R_{\theta sa} = 4 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ . ¿Qué temperatura alcanzará la unión en este caso? ¿Puede servir?

Al disponer de un disipador más pequeño (en tamaño) que el necesario para cumplir la especificación de temperatura de funcionamiento, esta se verá incrementada y como consecuencia también se incrementará la  $r_{DS(on)}$  y por tanto la potencia disipada en conducción. Así pues para resolver este apartado planteamos un proceso recursivo de cálculo.

Inicialmente tomamos como dato de partida que la  $r_{DS(on)}$  es la misma del apartado anterior. Y calculamos el valor de la  $T_j$  con el nuevo disipador disponible,

$$T_j = P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a = 10,564 \cdot (1,64 + 1 + 4) + 40 = 110,14 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Así el valor de  $r_{DS(on)}$  a  $110,14 \text{ }^{\circ}\text{C}$  será  $r_{DS(on)} \cong 1,83 \cdot 26,5 \cdot 10^{-3} = 48 \text{ m}\Omega$

Con lo que  $P_{on} = 20^2 \cdot 0,3 \cdot 48 \cdot 10^{-3} = 5,76 \text{ W}$  y  $P_D = 10,76 \text{ W}$

Finalmente,  $T_j = 111,45 \text{ }^{\circ}\text{C}$

Siendo este el valor final, ya que no podemos seguir iterando el proceso porque la gráfica de la  $r_{DS(on)}$  normalizada no permite diferenciar el valor a  $110 \text{ }^{\circ}\text{C}$  del que se obtendría a  $111,45 \text{ }^{\circ}\text{C}$ . Como la temperatura de trabajo sigue siendo inferior a la  $T_{j\text{máx}} = 175 \text{ }^{\circ}\text{C}$  del componente, este puede funcionar sin peligro con el disipador propuesto de  $4 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ .

c) *Demuestre que, desde luego, el empleo de un radiador con  $R_{\theta sa} = 12 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$  resultaría catastrófico.*

Suponiendo inicialmente el mismo valor para la  $r_{DS(on)}$  que a  $110 \text{ }^{\circ}\text{C}$  y por tanto la misma potencia, calculamos  $T_j$  despreciando  $60,36 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$  en el paralelo de resistencias térmicas,

$$T_j = P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a = 10,76 \cdot (1,64 + 1 + 12) + 40 = 197,53 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Lo que excede la máxima temperatura de funcionamiento ( $175 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ) y se destruiría el transistor.

De forma exacta, si se resuelve el paralelo de resistencias térmicas sin despreciar  $60,36 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ , la  $R_{\theta caeq} = 10,70 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ , resultando  $T_j$  de  $172,78 \text{ }^{\circ}\text{C}$ , calculando la nueva  $r_{DS(on)}$  a esta temperatura resultaría ser de  $70,22 \text{ m}\Omega$ , por tanto la  $P_D=13,43 \text{ W}$  y,

$$T_j = P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta caeq}) + T_a = 13,43 \cdot (1,64 + 10,7) + 40 = 205,73 \text{ }^{\circ}\text{C}$$



**P 6**

El valor medido para la potencia que disipa un transistor IRF540ZPbF es de 2,7 W y la temperatura del ambiente es de 30 °C.

a) ¿Es posible utilizar el transistor sin radiador? Justifique la respuesta.

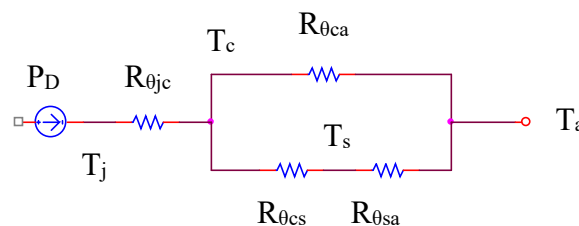
Del catálogo del componente (ver transparencias de teoría), se conoce:  $R_{\theta jc} = 1,64 \text{ °C/W}$ ,  $R_{\theta ja} = 62 \text{ °C/W}$  y  $T_{j\text{máx}} = 175 \text{ °C}$ .

$$T_j = P_D \cdot R_{\theta ja} + T_a = 2,7 \cdot 62 + 30 = 197,4 \text{ °C} > 175 \text{ °C}$$

Al exceder el valor de  $T_{j\text{máx}}$  no es posible utilizar el transistor sin radiador para el consumo de potencia que deberá soportar.

b) Si se emplea un radiador con  $R_{\theta sa} = 30 \text{ °C/W}$  y en la fijación se consigue una  $R_{\theta cs} = 1 \text{ °C/W}$ , determine la temperatura que alcanzará la unión y el radiador.

El modelo térmico a considerar es:



A partir de los datos del catálogo, se calcula la  $R_{\theta ca}$  del transistor como:

$$R_{\theta ca} = R_{\theta ja} - R_{\theta jc} = 62 - 1,64 = 60,36 \text{ °C/W}$$

$$R_{\theta caeq} = R_{\theta ca} // (R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) = \frac{60,36 \cdot 31}{60,36 + 31} = 20,48 \text{ °C/W}$$

$$T_j = P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta caeq}) + T_a = 2,7 \cdot (1,64 + 20,48) + 30 = 89,72 \text{ °C}$$

La potencia que circula por el camino del disipador ( $P_s$ ) será:

$$P_s = P_D \cdot \frac{R_{\theta ca}}{R_{\theta ca} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}} = 2,7 \cdot \frac{60,36}{60,36 + 31} = 1,78 \text{ W}$$

Siendo por tanto la temperatura en el disipador:

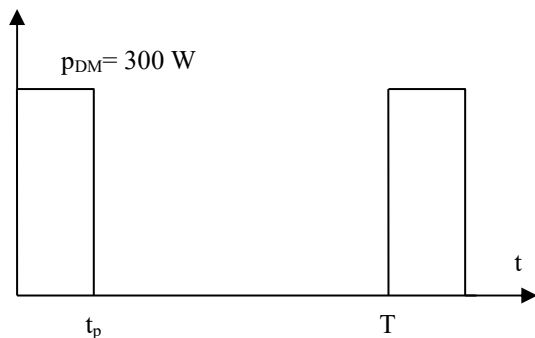
$$T_s = P_s \cdot R_{\theta sa} + T_a = 1,78 \cdot 30 + 30 = 83,4 \text{ °C}$$

**P 7**

Un transistor IRF540ZPbF se encuentra sometido a un régimen de pulsos rectangulares de potencia de amplitud  $p_{DM} = 300 \text{ W}$ , duración  $t_p = 100 \mu\text{s}$  y ciclo de trabajo  $\delta = 0,1$ . El transistor se encuentra montado en un disipador de calor, resultando que su  $R_{\theta ca}$  equivalente es de  $2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . La temperatura ambiente es de  $30 \text{ }^\circ\text{C}$ .

- a) Calcule la temperatura en la cápsula. Suponga que sólo aplica condiciones estacionarias y calcule a continuación la temperatura en el semiconductor.

El régimen de pulsos de potencia descrito es:



$$T_c = P_{AVE} \cdot R_{\theta caeq} + T_a = p_{DM} \cdot \delta \cdot R_{\theta caeq} + T_a = 300 \cdot 0,1 \cdot 2 + 30 = 90 \text{ }^\circ\text{C}$$

Suponiendo el modelo promediado para condiciones estacionarias:

$$T_j = P_{AVE} \cdot R_{\theta jc} + T_c = 30 \cdot 1,64 + 90 = 139,2 \text{ }^\circ\text{C}$$

- b) Calcule la temperatura en el semiconductor si se considera el régimen descrito y se utiliza la información de catálogo de la impedancia térmica transitoria del transistor. ¿Soporta el transistor este régimen de trabajo?

De la gráfica de impedancia térmica transitoria del catálogo del transistor (ver transparencias de teoría), se obtiene para  $t_p = 100 \mu\text{s}$  y ciclo de trabajo térmico  $\delta = 0,1$  que  $Z_{thjc} = 0,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . (Observe que este régimen de trabajo es a  $1 \text{ kHz}$ ).

$$T_{j\text{máx}}(t) = p_{DM} \cdot Z_{thjc} + T_c = 300 \cdot 0,3 + 90 = 180 \text{ }^\circ\text{C} > T_{j\text{MAX}} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$$

Por tanto el transistor no soportará ese régimen de trabajo.

- c) Evalúe si el transistor soportará trabajar a una frecuencia de  $10 \text{ kHz}$ , manteniendo el ciclo de trabajo propuesto. Y calcule, en su caso, el margen de seguridad sobre la  $T_{j\text{MAX}}$  del que se dispone.

Se cambia  $f = 10 \text{ kHz}$  y se mantiene el ciclo de trabajo térmico, por tanto el nuevo valor para la duración de los pulsos de potencia será:

$$t_p = \frac{\delta}{f} = \frac{0,1}{10 \cdot 10^3} = 10^{-5} \text{ s} = 10 \mu\text{s}$$

Ahora el valor que se obtiene de la gráfica de impedancia térmica transitoria es de  $Z_{thjc} = 0,2 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ .

Al mantener el valor del ciclo de trabajo térmico, se mantiene el valor de la potencia media y por tanto el valor de la temperatura en la cápsula que sigue siendo la calculada en el apartado (b).

$$T_{jm\acute{a}x}(t) = p_{DM} \cdot Z_{thjc} + T_c = 300 \cdot 0,2 + 90 = 150 \text{ }^{\circ}\text{C} < T_{jMAX} = 175 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Por tanto, no habrá problema al utilizar el transistor en el régimen descrito.

El margen de seguridad sobre la  $T_{jMAX}$  expresado en % será:

$$M.S. (\%) = \frac{(T_{jMAX} - T_j)}{T_{jMAX}} \cdot 100 = \frac{25}{175} \cdot 100 = 14,3 \%$$