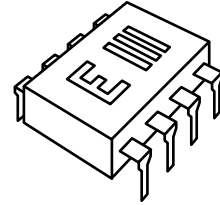




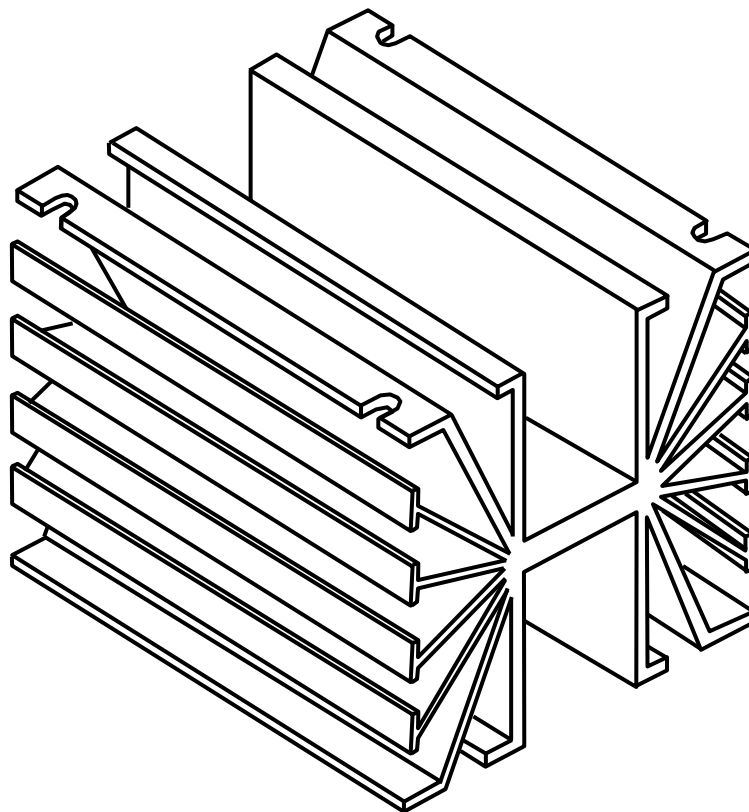
Universidad Nacional de Rosario
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura
Escuela de Ingeniería Electrónica
Departamento de Electrónica



ELECTRÓNICA III

DISIPACIÓN DE POTENCIA

Federico Miyara



Segunda Edición - Año 2006

B26.00

Código interno de publicación: B26.00
Primera edición: 1989
Digitalización primera edición: Francisco S. López
Segunda edición corregida y ampliada
Publicado en Internet
Rosario, Argentina
Año 2006
<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/disipa.pdf>

DISIPACIÓN DE POTENCIA

1. Introducción

Debido al tamaño relativamente reducido de los transistores y otros semiconductores de potencia, en general no son capaces de disipar toda la potencia que producen sin calentarse excesivamente, con el consiguiente riesgo de destrucción. Por este motivo es necesario acompañarlos de algún elemento que facilite la eliminación de esa potencia. Tal es la función del disipador (heat sink).

2. Mecanismos de propagación del calor

El calor se transfiere de una zona del espacio a otra básicamente por tres mecanismos: *conducción*, *convección* y *radiación*. La conducción es la difusión del calor dentro de un medio material sin que haya desplazamiento de materia. Es el mecanismo predominante en los sólidos. Responde a la ecuación:

$$P = -K A \frac{\partial T}{\partial x} \quad (1)$$

donde P es la potencia, o calor transferido por unidad de tiempo, K la conductividad térmica, A el área de la sección transversal al flujo de calor, y $\partial T / \partial x$ el gradiente térmico, que en general se supone constante, o se determina a partir de la conservación de potencia.

La convección consiste en la propagación del calor por desplazamiento de porciones de materia a distinta temperatura. Es el mecanismo predominante en los líquidos y gases. El desplazamiento de materia puede realizarse espontáneamente debido a los cambios de densidad que experimenta por variación de temperatura, o puede producirse artificialmente, como al revolver un líquido o utilizar un ventilador. En el primer caso se tiene la *convección libre* y en el otro la *convección forzada*. La convección libre desde una lámina a temperatura T_1 al aire a temperatura T_2 es:

$$P = h A (T_1 - T_2)^{1,25} \quad (2)$$

donde h es una constante, A el área de la superficie, y P la potencia o calor transferido por unidad de tiempo.

La radiación es la emisión de energía en forma de ondas electromagnéticas de diversas longitudes de onda. Este mecanismo tiene vigencia en el vacío y en los medios transparentes, como los gases en su mayoría. La energía radiada por unidad de tiempo desde una superficie a una temperatura absoluta T_1 al ambiente a una temperatura absoluta T_2 es:

$$P = e.A.\sigma.(T_1^4 - T_2^4) \quad (3)$$

donde $\sigma = 5,67 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K}^4)$, A es el área y e el *poder emisivo*. El mayor poder emisivo corresponde al *cuerpo negro ideal*, que tiene $e = 1$. Las superficies blancas y espejadas tienen escaso poder emisivo.

3. Modelo simplificado de la transferencia de calor

Los mecanismos descriptos no se presentan aisladamente. En la mayoría de los casos la propagación se produce por más de un mecanismo simultáneamente. Por ejemplo la eliminación de calor de un disipador responde a la radiación y a la convección, y el calentamiento de una habitación a través de una ventana obedece a los tres mecanismos. El planteo del modelo matemático exacto conduce por lo general a ecuaciones no lineales difíciles de resolver. Por ese motivo, a los fines prácticos se plantea un modelo simplificado en el cual se equiparan todos los mecanismos al de conducción. Dados dos puntos a temperaturas T_1 y T_2 , la potencia que fluye de T_1 a T_2 se calcula mediante:

$$P = \frac{T_1 - T_2}{R_T}, \quad (3)(1)$$

donde R_T es la llamada *resistencia térmica*. Cuando prevalece la conducción, R_T es aproximadamente constante y vale:

$$R_T = \frac{l}{kA}, \quad (4)$$

donde l es la longitud, A el área de la sección y k la conductividad térmica. Cuando los mecanismos predominantes son la convección y la radiación, R_T depende bastante de la temperatura, por lo cual la ecuación (1) es válida sólo para pequeños saltos térmicos, o bien vale en forma de desigualdad, adoptando el máximo valor de R_T .

La ecuación (1) es formalmente análoga a la ley de Ohm:

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R}.$$

tomando las siguientes analogías:

$$\begin{array}{ll} V \rightarrow T & [^\circ\text{C}] \\ I \rightarrow P & [\text{W}] \\ R \rightarrow R_T & [^\circ\text{C}/\text{W}] \end{array}$$

Esto permite modelizar fácilmente las situaciones típicas de propagación de calor. Por ejemplo, si se tiene un transistor que disipa una potencia P , tiene una resistencia térmica entre la juntura y la cápsula $R_{T_{jc}}$ y entre la cápsula y el ambiente $R_{T_{ca}}$, entonces el modelo análogo eléctrico es el indicado en la figura 1.

Si no interesara qué sucede en la cápsula, podría resumirse en una sola resistencia térmica entre la juntura y el ambiente $R_{T_{ja}}$ las $R_{T_{jc}}$ y $R_{T_{ca}}$ así:

$$R_{T_{ja}} = R_{T_{jc}} + R_{T_{ca}}. \quad (5)$$

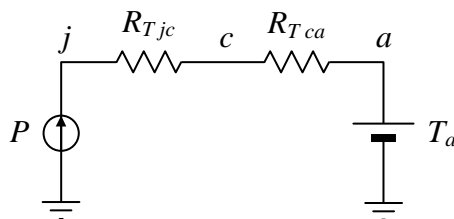


Figura 1. Modelo eléctrico análogo al proceso de disipación térmica

Ejemplo 1

Un regulador integrado disipa 2W. Si $R_{Tja} = 50 \text{ }^\circ\text{C/W}$ y la temperatura ambiente es de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, determinar la temperatura de la juntura.

$$T_j = T_a + P.R_{Tja} = 125 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Ejemplo 2

La máxima temperatura de juntura que soporta un transistor de potencia es de 200°C . Si debe disipar 5 W y su $R_{Tja} = 35 \text{ }^\circ\text{C/W}$, hallar la máxima temperatura ambiente.

$$T_a + P.R_{Tja} \leq T_{j\text{máx}}$$

$$T_a \leq T_{j\text{máx}} - P.R_{Tja} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

Ejemplo 3

Un transistor que disipa 10 W tiene un disipador cuya resistencia térmica con el ambiente (R_{Tda}) es de $5 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Encontrar la temperatura de la cápsula si el ambiente está a $30 \text{ }^\circ\text{C}$.

$$T_c = T_a + P.R_{Tda} = 80 \text{ }^\circ\text{C}$$

Ejemplo 4

Si se hace funcionar al transistor del ejemplo 2 en una recinto a 100°C sin disipador, averiguar cuál es la mayor potencia que puede disipar sin destruirse.

$$T_a + P.R_{Tja} \leq T_{j\text{máx}}$$

$$P \leq \frac{T_{j\text{máx}} - T_a}{R_{Tja}} = 2,8 \text{ W}$$

Ejemplo 5

La máxima temperatura que soporta la juntura de cierto transistor de potencia es $150 \text{ }^\circ\text{C}$. Si debe disipar 10 W a una temperatura ambiente de 40°C , obtener la máxima R_{Tja} .

$$T_a + P.R_{Tja} \leq T_{j\text{máx}}$$

$$R_{T_{ja}} \leq \frac{T_{j \text{ máx}} - T_a}{P} = 11 \text{ }^\circ\text{C/W}.$$

4. Especificaciones térmicas de semiconductores

Los fabricantes especifican las características térmicas de sus dispositivos (transistores, diodos, circuitos integrados) a través de diversos parámetros y gráficas. A continuación se describirán los más frecuentemente encontrados.

a) Potencia máxima $P_{\text{máx}}$ a una determinada temperatura ambiente T_a . Este dato se especifica en general para transistores de baja potencia que van a utilizarse sin disipador.

b) Curva de depreciación (*derating*) sin disipador en función de la temperatura ambiente T_a (figura 2) También es un dato típico para transistores de baja potencia. Esta curva tiene dos zonas. Para $T_a > T_1$ responde a la ecuación

$$P_{\text{máx}} = \frac{T_{j \text{ máx}} - T_a}{R_{T_{ja}}}, \quad (6)$$

es decir representa la potencia que hace que la temperatura de juntura sea la máxima. Para $T_a < T_1$ la potencia queda limitada por la máxima potencia que puede disipar el dispositivo. En lugar de esta curva se suele dar su pendiente, que no es otra cosa que $-1/R_{T_{ja}}$. En general se la expresa en $\text{mW}/^\circ\text{C}$.

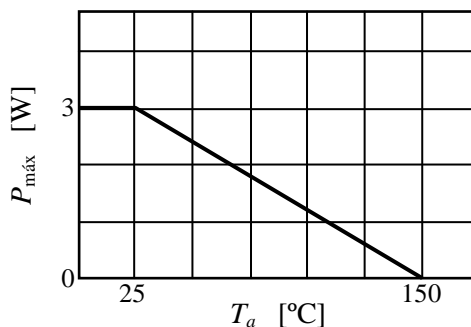


Figura 2. Curva de depreciación de la potencia máxima en función de la temperatura ambiente

Nota: Podría creerse que bajando suficientemente la temperatura ambiente, al ser mayor la diferencia entre T_j y T_a sería posible aumentar por encima de $P_{\text{máx}}$ la potencia que puede disipar el dispositivo. Varias causas se conjugan restando validez a esa suposición. En primer lugar el modelo con parámetros concentrados es sólo aproximado, ya que ni la juntura ni la cápsula pueden considerarse isotérmicas ni el material que las separa es perfectamente homogéneo, de modo que $R_{T_{ja}}$ es en realidad un valor promedio, al igual que T_j . Esta inexactitud del modelo se acentúa más cuando el gradiente térmico crece como ocurriría estando la juntura a $T_{j \text{ máx}}$ y bajando la T_a ,

debido a que los mecanismos distan de ser lineales, lo cual se manifiesta como un aumento de R_T al bajar la temperatura. Por estas razones se adopta un valor máximo de seguridad para la potencia, y es éste el que se especifica. Por encima de este valor puede haber puntos de la juntura que superen la temperatura máxima (aun cuando otros puedan estar por debajo de ésta) y eso es suficiente para que el dispositivo vea reducida su vida útil.

c) Temperatura máxima de juntura $T_{j\text{máx}}$. Superado este valor no es posible garantizar que el dispositivo funcione correctamente, pudiendo inclusive llegar a deteriorarse o aun a destruirse. También se especifica la máxima temperatura de almacenamiento del dispositivo. Esta temperatura no necesariamente permite un funcionamiento adecuado, pero si no se supera, el dispositivo no se deteriora. De todas maneras, la prolongada exposición a altas temperaturas reduce la vida útil y acelera las derivas por envejecimiento aunque no llegue a producirse la franca destrucción del elemento.

d) Potencia máxima $P_{\text{máx}}$ a una determinada temperatura de cápsula T_c . Este dato se brinda para dispositivos de potencia. En algunos casos se especifica el punto de la cápsula en el cual se mide la temperatura. La $P_{\text{máx}}$ es útil cuando se trabaja con disipador, como se verá más adelante.

e) Curva de depreciación (*derating*) en función de la temperatura de cápsula T_c (figura 3). Es similar a *b*) y también es un dato propio de dispositivos de cierta potencia. Tiene dos zonas. Para $T > T_1$ obedece a la ecuación

$$P_{\text{máx}} = \frac{T_{j\text{máx}} - T_c}{R_{Tjc}} \quad (7)$$

y representa la potencia que hace que la juntura esté a $T_{j\text{máx}}$. Para $T < T_1$ la potencia está limitada por la potencia máxima del dispositivo, por las razones expuestas en *b*). También se suele reemplazar por su pendiente, que es $-1/R_{Tjc}$.

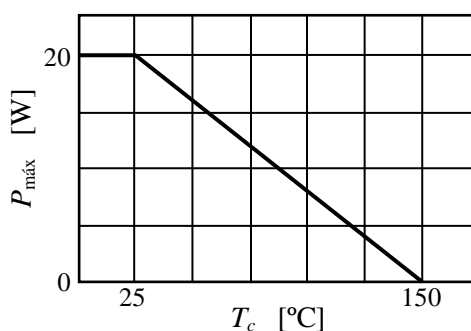


Figura 3. Curva de depreciación de la potencia máxima en función de la temperatura de cápsula

f) Curva de depreciación (*derating*) en función de T_a para varios disipadores (caracterizados por su resistencia térmica disipador-ambiente R_{Tda} . Es análoga a *b*), sólo que teniendo en cuenta el agregado de disipador. La *b*) puede estar trazada en el mismo gráfico. Los casos extremos son el disipador infinito ($R_{Tda} = 0$) y la falta de disipador

($R_{Tda} = \infty$) El primer caso coincide con *e*) pues si $R_{Tda} = 0$ entonces $T_c = T_a$. El segundo caso coincide con el *b*) pues si no hay disipador sólo queda R_{Tca} .

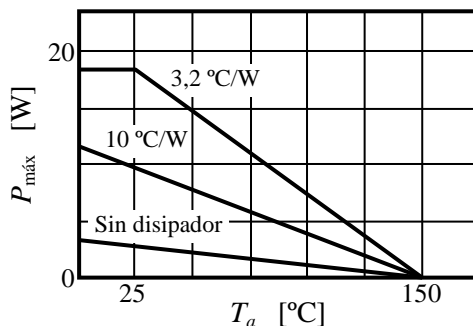


Figura 4. Curva de depreciación de la potencia máxima en función de la temperatura ambiente para varios disipadores.

g) Resistencia térmica entre la juntura y la cápsula R_{Tjc} . Este dato se da como cota máxima dentro del intervalo térmico de funcionamiento del dispositivo. Su valor depende del tipo de encapsulado y del elemento, es decir que para un mismo formato de cápsula, puede haber variantes en R_{Tjc} . En la tabla 1 se indican valores típicos para algunos encapsulados usuales. El mecanismo principal de propagación del calor asociado a R_{Tjc} es el de conducción.

h) Resistencia térmica entre la juntura y el ambiente R_{Tja} . También este valor se da como cota máxima. Su valor depende sólo del tipo de encapsulado (que comprende forma, tamaño, color y acabado superficial). Obedece a los mecanismos de radiación y convección. En la tabla 1 se dan valores típicos.

Tabla 1. Datos típicos de algunos encapsulados.

Cápsula	TO-5 / TO-39	TO-202	TO-220	TO-3
Forma				
R_{Tjc} [°C/W]	15	12	4	2
R_{Tja} [°C/W]	150	70	50	35
$P_{máx}$ [W] $R_{Tda} = \infty$ $T_a = 25 \text{ °C}$	0,8	1,7	2,5	3,5
$P_{máx}$ [W] $R_{Tda} = 0$ $T_a = 25 \text{ °C}$	8,3	10,4	31,2	62,5

Nota: En todos los casos se adoptó $T_{j\text{máx}} = 150 \text{ °C}$

i) Curvas de $T_{j \text{ máx}}$ para trenes de pulso. En el apéndice 1 se muestra que si se somete al dispositivo a una potencia pulsante con duración de cada pulso t_0 y con ciclo de trabajo D , entonces

$$T_{j \text{ máx}} = R_{T \text{ jc}} P \frac{1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_0}{\tau D}}} + T_c \quad (8)$$

donde P es el pico de potencia y τ es la constante de tiempo térmica. Si se normaliza según el coeficiente de máxima potencia (ver apéndice 1):

$$K = \frac{T_{j \text{ máx}} - T_c}{R_{T \text{ jc}} P} = \frac{1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_0}{\tau D}}} \quad (9)$$

puede obtenerse una familia de curvas con parámetro D que proporcionan K en función de t_0 .

Para pulsos cortos muy espaciados ($D \ll 1$), aun con una potencia elevada la temperatura máxima de juntura, dada por (8), se mantiene muy por debajo del valor para $D = 1$ (potencia aplicada en forma continua). Con estas curvas se puede analizar el comportamiento térmico del dispositivo ante potencias pulsantes. La constante de tiempo térmico τ varía entre algunos milisegundos y algunas decenas de milisegundos, según el dispositivo y su encapsulado.

5. Especificaciones suficientes

Si bien en muchos casos las hojas de datos incluyen una considerable diversidad de especificaciones térmicas, en realidad basta con pocas de ellas. Los siguientes juegos de datos alcanzan para especificar el comportamiento estacionario:

- a) $P_{\text{máx}}$, $T_{j\text{máx}}$, $R_{T \text{ jc}}$, $R_{T \text{ ja}}$
- b) Curvas de depreciación en función de T_a y T_c
- c) $P_{\text{máx}}$, $T_{j \text{ máx}}$ y las pendientes de las curvas de depreciación para T_a y T_c

Ejemplo 6

Obtener las resistencias térmicas $R_{T \text{ jc}}$ y $R_{T \text{ ja}}$ a partir de las curvas de depreciación del transistor 2N3725A.

Para $T > 25 \text{ °C}$ las curvas representan puntos de $T_j = T_{j \text{ máx}}$. Entonces, a partir de datos obtenidos de las hojas de especificaciones,

$$R_{T \text{ jc}} = \frac{200 \text{ °C} - 25 \text{ °C}}{5 \text{ W}} = 35 \text{ °C/W}$$

$$R_{Tja} = \frac{200\text{ °C} - 25\text{ °C}}{1\text{ W}} = 175\text{ °C/W}$$

6. Especificaciones de los disipadores

Como la superficie de disipación de los dispositivos usuales es de unos pocos cm^2 , su resistencia térmica de convección y radiación es considerable. Por ejemplo el TO-3, uno de los mayores encapsulados de amplia difusión, tiene unos 35 °C/W , lo cual significa que la potencia total que puede disipar es de 3 W a 5 W , según cuál sea la máxima temperatura de juntura. La finalidad del disipador es aumentar el área de disipación a través de una adecuada geometría para lograr resistencias térmicas tan bajas como $0,5\text{ °C/W}$ con lo cual puede llegar a disiparse hasta unos 100 W . El modelo de un dispositivo con disipador es el indicado en la figura 5.

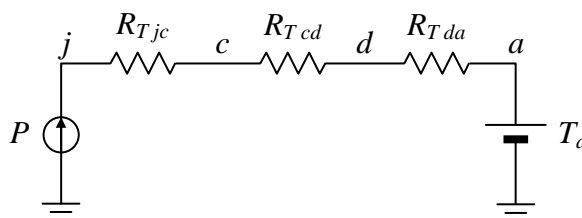


Figura 5. Modelo eléctrico del proceso de disipación térmica con un disipador.

La R_{Tjc} es propia del dispositivo. La R_{Tcd} (resistencia térmica entre la cápsula y el disipador) depende de la calidad del contacto, y R_{Tda} (resistencia térmica entre el disipador y el ambiente) depende del tamaño, geometría y acabado superficial del disipador. Esta resistencia térmica es el parámetro más característico de los disipadores, por ello es que todas las especificaciones contienen dicho parámetro.

a) R_{Tda} en función de la longitud, para determinada sección transversal (figura 6). Cuanto mayor es la longitud, mayor es el área de disipación, por lo tanto disminuye R_{Tda} . Pero al aumentar la longitud aumenta también la resistencia térmica de conducción dentro del mismo disipador, por lo cual la efectividad de las partes más alejadas de donde se ubica el semiconductor es pequeña.

En la práctica, un aumento de l por encima del doble del ancho ($l > 2a$) ya no proporciona una mejora apreciable. Distinto es el caso en que la disipación de potencia se desdobra en dos puntos (por ejemplo con transistores en paralelo; ver apéndice II), ya que en ese caso el disipador se comporta como dos disipadores de menor tamaño y R_{Tda} apenas menor.

b) R_{Tda} en función de la potencia disipada (figura 7a). Al disipar mayor potencia se eleva la temperatura del aire próximo al disipador. Esto puede interpretarse de dos formas: se dificulta la propagación por la reducción de la diferencia de temperatura, o bien se supone que la temperatura ambiente no varió y aumenta la resistencia R_{Tda} . Esta última interpretación es la más práctica, y da lugar a la gráfica indicada. Pero otro factor que se opone al anterior es el aumento de la conductividad térmica del disipador con la

temperatura, que contribuye a distribuir más uniformemente la temperatura, produciendo como efecto una tendencia a bajar la $R_{T da}$. Eligiendo bien la geometría del disipador es posible lograr que $R_{T da}$ disminuya al aumentar la potencia lo cual es muy ventajoso.

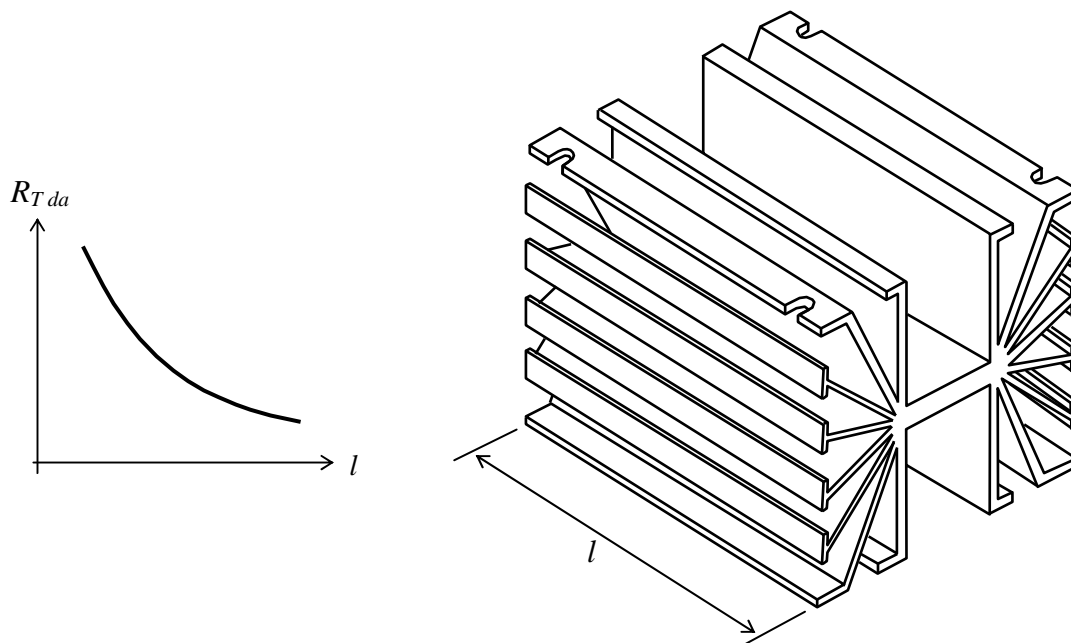


Figura 6. Resistencia térmica de un disipador en función de su longitud.

c) $R_{T da}$ en función de la velocidad del aire de ventilación (figura 7b). Esta curva se aplica en los casos en que se va utilizar ventilación artificial (convección forzada), por ejemplo a través de ventiladores sopladores de aire o extractores de aire.

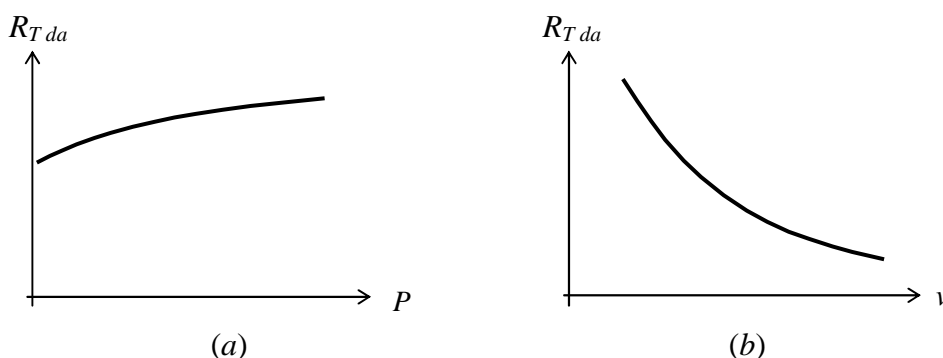


Figura 7. (a) Resistencia térmica de un disipador en función de la potencia a disipar. (b) Resistencia térmica por convección forzada mediante ventilador en función de la velocidad del aire

d) Resistencia térmica de contacto (figura 8). El contacto entre la cápsula y el disipador tiene una resistencia térmica $R_{T cd}$ pequeña, pero que debe considerarse en los

casos en que se requiere resistencia térmica muy baja. En general se especifica en función del torque o cupla que se aplica a los tornillos de sujeción (del orden de 5 a 30 kgf.cm, según el tamaño de los tornillos), del material interpuesto (mica, grasa siliconada, aceite, aire) y del acabado superficial (cobre, aluminio, aluminio anodizado). A los efectos estimativos puede suponerse que $R_{Tcd} = 0,50 \text{ }^\circ\text{C/W}$, aunque varía según los casos entre $0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ y $11 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

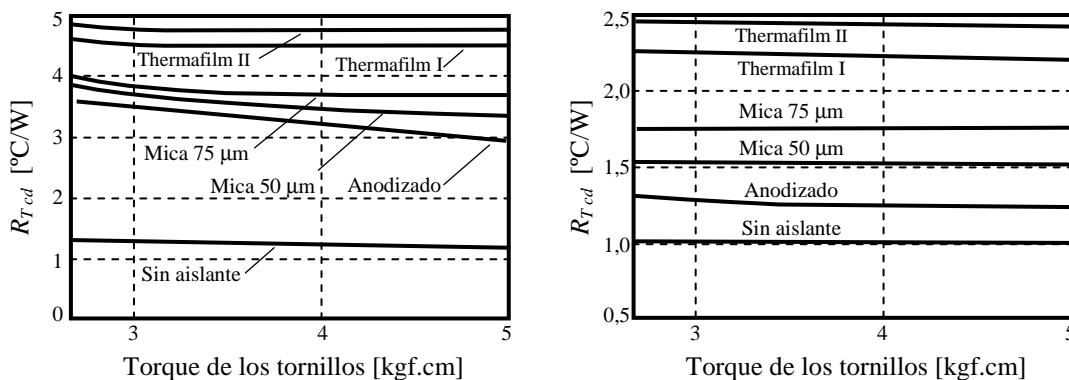


Figura 8. Resistencia térmica de contacto en función del torque de los tornillos para diversos materiales para un encapsulado TO-220. (a) Sin grasa siliconada (térmica). (b) Con grasa siliconada.

7. Ejemplos de diseño

1) Obtener el disipador para un transistor BD201 que debe disipar 30 W a $T_a \leq 40 \text{ }^\circ\text{C}$. Los datos del transistor son:

$$P_{\text{máx}} = 60 \text{ W @ } T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{j\text{máx}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

El modelo se muestra en la figura 9.

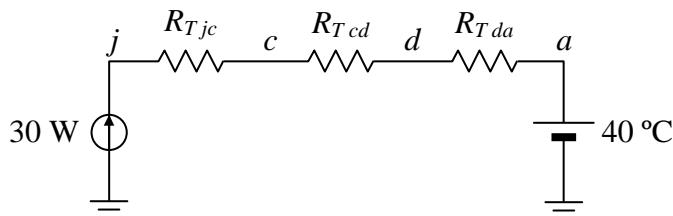


Figura 9. Modelo eléctrico para el ejemplo1.

Obtengamos primero R_{Tjc} . Para ello tengamos en cuenta que si la potencia que puede disipar es máxima a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ de temperatura de cápsula, es porque en esas condiciones la temperatura de juntura es máxima:

$$R_{Tjc} = \frac{T_{j\text{ máx}} - T_c}{P_{\text{máx}}} = 2,08\text{ °C/W}$$

Si sujetamos el transistor interponiendo una fina capa de grasa siliconada, $R_{Tcd} = 0,45\text{ °C/W}$, con lo cual la incógnita pasa a ser R_{Tda}

$$P.(R_{Tjc} + R_{Tcd} + R_{Tda}) + T_a \leq T_{j\text{ máx}}$$

de donde

$$R_{Tda} \leq \frac{T_{j\text{ máx}} - T_a}{P} - R_{Tjc} - R_{Tcd} = 1,13\text{ °C/W}$$

De tablas de disipadores disponibles en el comercio conviene utilizar un perfil como se indica en la figura 10, de 5 cm de longitud.

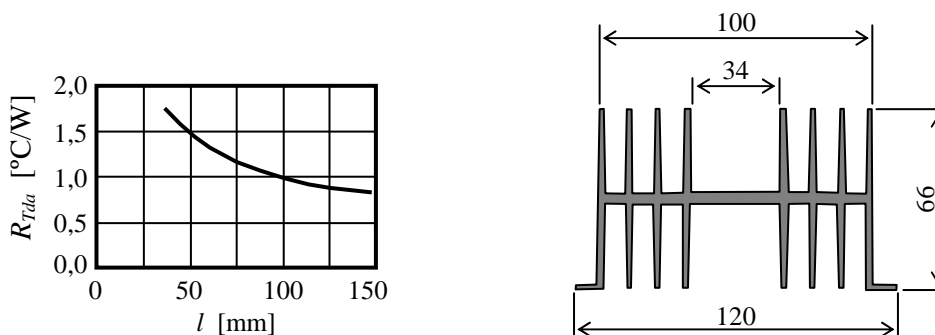


Figura 10. Resistencia térmica en función de la longitud y perfil transversal del disipador utilizado en los ejemplos (medidas en mm).

2) Un transistor debe funcionar con $I_C = 8\text{ A}$ a 50 °C de temperatura ambiente disipando 50 W . Elegir el transistor si se dispone de la serie TIP, y dimensionar el disipador.

El primero de la serie que cumple los requisitos es el TIP33 con:

$$P_{\text{máx}} = 80\text{ W @ } 25\text{ °C}$$

$$T_{j\text{ máx}} = 150\text{ °C}$$

Como en el ejemplo anterior, calculamos R_{Tjc} :

$$R_{Tjc} = \frac{150\text{ °C} - 25\text{ °C}}{80\text{ W}} = 1,56\text{ °C/W}$$

Con este valor y la potencia realmente a disipar obtenemos la resistencia térmica disipador-ambiente que se requerirá.

$$R_{Tda} \leq \frac{150\text{ °C} - 50\text{ °C}}{50\text{ W}} - 1,56\text{ °C/W} - 0,5\text{ °C/W} = -0,06\text{ °C/W}$$

No es posible obtener un disipador con R_{Tda} negativa. Esto significa que ni aun contando con un disipador ideal sería posible que el transistor se deshiciera de toda la potencia manteniéndose por debajo de 150°C . Ello obliga a adoptar un transistor mayor. El TIP35 es el mayor de la serie, con $P_{\text{máx}} = 90\text{ W}$. Repitiendo el cálculo se obtiene $R_{Tda} = 0,11^\circ\text{C/W}$. Aunque físicamente posible, tampoco se dispone de un disipador así. Debe pasarse a emplear transistores en paralelo.

Veamos qué sucede con dos TIP33. De acuerdo a la ecuación (16) del Apéndice 2, si adoptamos un máximo desbalance entre corriente $\alpha = 1,2$, será:

$$P_{1\text{ máx}} = \frac{\alpha}{1 + \alpha} P_{\text{máx}} = \frac{1,2}{1 + 1,2} 50\text{ W} = 27,3\text{ W}$$

Entonces

$$R_{Tda} \leq \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{27,3\text{ W}} - 1,56^\circ\text{C/W} - 0,5^\circ\text{C/W} = 1,6^\circ\text{C/W}$$

Esta resistencia térmica es fácilmente lograble con una sección como la indicada y una longitud de 4 cm por cada transistor.

Debemos ahora completar el cálculo determinando las resistencias equalizadoras necesarias. De la hoja de datos del TIP33 se obtiene:

$$h_{FE\text{ mín}} = 20 \quad @ I_C = 5\text{ A}$$

$$h_{FE\text{ máx}} = 100$$

$$V_{BE\text{ máx}} = 2\text{ V} \quad @ I_C = 15\text{ A}$$

De la ecuación (A14) del apéndice 2 resulta:

$$h_{ie} < \frac{V_{BE} - 0,6\text{ V}}{I_C / h_{FE}} = \frac{2\text{ V} - 0,6\text{ V}}{15\text{ A} / 100} = 9,3\ \Omega$$

De (A25), teniendo en cuenta que $V_{cc} - V_L = V_{CE} = P/I_C$, resulta:

$$R_E \leq \frac{33\text{ W}}{(8\text{ A})^2} \cdot \frac{1 + 1,2}{1,2} = 0,94\ \Omega$$

Adoptamos provisionalmente $R_E = 0,91\ \Omega$, de donde resulta

$$\alpha \leq \frac{1 + \frac{9,3}{0,91 \times 20}}{1 + \frac{9,3}{0,91 \times 100}} = 1,36 > 1,2$$

Con este valor de α la verdadera potencia es

$$P_{1\text{ máx}} = \frac{1,36}{1 + 1,36} 50\text{ W} = 28,8\text{ W}$$

que conduce a

$$R_{Tda} \leq \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{28,8 \text{ W}} - 1,56^\circ\text{C/W} - 0,5^\circ\text{C/W} = 1,4^\circ\text{C/W}$$

valor que se logra extendiendo el dissipador hasta 6 cm por cada transistor. Las resistencias deberán ser de una potencia

$$P = \left(8 \frac{1,36}{2,36}\right)^2 \times 0,91 \cong 20 \text{ W}.$$

3) Un transistor 2N3715 debe funcionar con un tren de pulsos de 1 ms distanciados 10 ms y $P_{pico} = 70 \text{ W}$. Calcular el dissipador si $T_a < 30^\circ\text{C}$. Los datos del transistor son:

$$P_{\text{máx}} = 150 \text{ W} @ T_c = 25^\circ\text{C}; \quad T_{j\text{máx}} = 200^\circ\text{C}; \quad \tau = 4,4 \text{ ms}$$

$$R_{Tjc} = \frac{200^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{150 \text{ W}} = 1,17^\circ\text{C/W}$$

El ciclo de trabajo del tren de pulsos es

$$D = \frac{1 \text{ ms}}{10 \text{ ms}}.$$

De (9) resulta $K = 0,25$.

Calculemos ahora la temperatura de la cápsula. De (8),

$$T_c < 200^\circ\text{C} - 1,17^\circ\text{C/W} \times 70 \text{ W} \times 0,25 = 179,5^\circ\text{C}.$$

Entonces:

$$R_{Tda} \leq \frac{179,5^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{70 \text{ W}} = 2,13^\circ\text{C/W}$$

Puede utilizarse una sección como la de los ejemplos anteriores de 3 cm de longitud para cada transistor.

Es de hacer notar que si los 70W estuvieran aplicados en forma permanente, entonces la temperatura de cápsula admisible sería mucho menor:

$$T_c < 200^\circ\text{C} - 1,17 \times 70^\circ\text{C} = 118^\circ\text{C}$$

Entonces resulta $R_{Tda} < 0,76^\circ\text{C/W}$, que si bien no es un es un dissipador imposible, resulta mucho más grande y costoso.

Apéndice 1

Comportamiento térmico frente a trenes de pulso

El modelo simplificado análogo a la ley de Ohm para la propagación del calor era estacionario, vale decir que se considera que la potencia aplicada era constante.

En los casos en que la potencia es variable, en particular un tren de pulsos, debe tenerse en cuenta la variación de temperatura con el tiempo, para lo cual se tendrá en cuenta la influencia de la capacidad térmica C_T dada por $C_T = c \cdot m$ donde c es el calor específico y m la masa. C_T representa la cantidad de calor absorbido al variar la temperatura en un grado centígrado. Equivalentemente, tendremos:

$$dQ = C_T dT. \quad (\text{A1})$$

Si este proceso demora un tiempo dt , se tiene, pasando al límite:

$$P_c = \frac{dQ}{dt} = C_T \frac{dT}{dt}. \quad (\text{A2})$$

Esta ecuación, es análoga a la ecuación del capacitor:

$$i = C \frac{dv}{dt},$$

de manera que puede completarse el modelo estacionario con la capacidad térmica.

Supongamos entonces, un semiconductor en el cual tenemos en cuenta la capacidad térmica de la juntura. Su modelo será el de la figura A1.

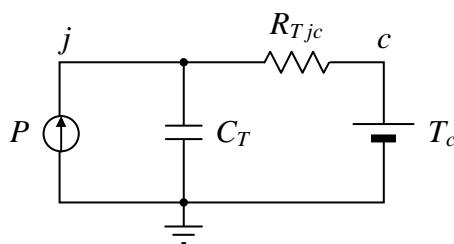


Figura A1. Modelo eléctrico de la disipación térmica teniendo cuenta la capacidad térmica.

Queremos calcular la temperatura de la juntura. Para ello escribamos la ecuación diferencial a la cual responde el modelo anterior:

$$P = C_T \frac{dT_j}{dt} + \frac{T_j - T_c}{R_T},$$

o bien

$$R_T C_T \frac{dT_j}{dt} + T_j = P \cdot R_T + T_c. \quad (\text{A3})$$

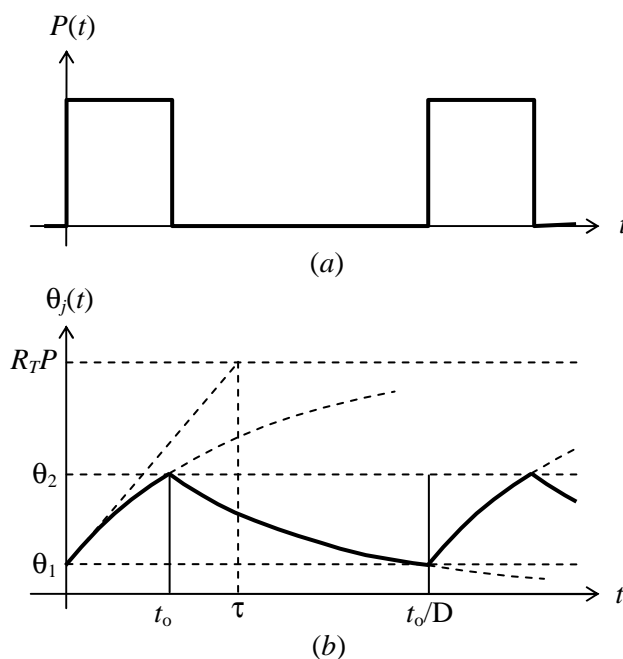


Figura A2. (a) Tren de pulsos de potencia aplicado a la junta. (b) Variación del salto térmico entre la junta y a la cápsula.

Es una ecuación diferencial lineal de primer orden con constante de tiempo térmica $\tau_T = R_T C_T$. Nos interesa obtener T_j en régimen permanente para el caso del tren de pulsos de potencia (figura A2). Para simplificar la notación, llamemos $\theta = T_j - T_c$. La ecuación resultante puede resolverse por cualquiera de los métodos conocidos. Durante el intervalo en que la potencia disipada es P se tiene

$$\theta = R_T P + (\theta_1 - R_T P) e^{-t/\tau}, \tag{A4}$$

de donde

$$\theta_2 = R_T P + (\theta_1 - R_T P) e^{-t_0/\tau}. \tag{A5}$$

Por otra parte, en el intervalo en que la potencia es 0 se tiene

$$\theta = \theta_2 e^{-(t-t_0)/\tau}. \tag{A6}$$

de donde

$$\theta_1 = \theta_2 e^{-(t_0/D - t_0)/\tau} = \theta_2 e^{-t_0/D\tau} e^{t_0/\tau}. \tag{A7}$$

De las ecuaciones obtenidas pueden despejarse θ_1 y θ_2 y, volviendo a la variable T_j , obtener:

$$T_{j \text{ máx}} = T_c + R_{Tjc} P \frac{1 - e^{-\frac{t_o}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_o}{\tau D}}}, \tag{A8}$$

$$T_{j \text{ mín}} = T_c + R_{Tjc} P \frac{e^{\frac{t_o}{\tau}} - 1}{e^{\frac{t_o}{\tau D}} - 1}. \tag{A9}$$

El valor

$$K = \frac{T_{j \text{ máx}} - T_c}{R_{Tjc} P} = \frac{1 - e^{-\frac{t_o}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_o}{\tau D}}} \tag{A10}$$

se denomina *coeficiente de potencia máxima*. Es el coeficiente por el cual se multiplica la potencia máxima P para obtener un valor de potencia constante que haría alcanzar la misma $T_{j \text{ máx}}$.

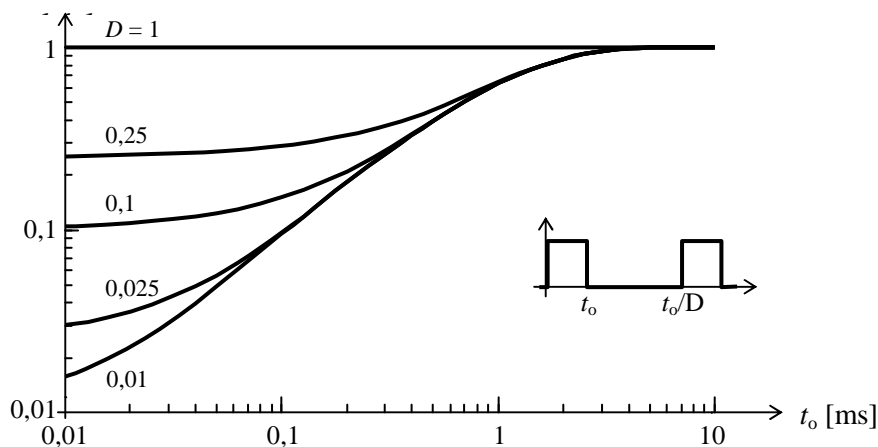


Figura A3. Coeficiente de potencia máxima para un tren de pulsos de potencia en función de la duración t_o de los pulsos, para varios valores del ciclo de trabajo D . Es el coeficiente por el cual se debe multiplicar el pico de potencia para obtener una potencia constante que haría alcanzar igual temperatura máxima de juntura. La constante de tiempo térmica es $\tau = 1$ ms

Apéndice 2

Transistores en paralelo

Frecuentemente en etapas de salida de gran potencia es necesario reemplazar el o los transistores de potencia por dos o más en paralelo debido a alguna de las siguientes causas:

- Se excede la corriente de colector máxima del mayor transistor disponible o económicamente viable.
- Se excede la potencia máxima de dicho transistor.
- Aun cuando no se superan los límites teóricos de I_C y P el disipador necesario es demasiado costoso o no existe en el mercado.

En los dos primeros casos se reparte la corriente y la potencia en más transistores, y en el tercero se desdobra físicamente el elemento productor de calor, facilitando la disipación.

Si los transistores fueran idénticos, sería posible una conexión en paralelo pura (figura A4a), uniendo entre sí los bornes homólogos, como se indica en la figura. En efecto al tener exactamente las mismas características, las dos corrientes de colector serían iguales y también las potencias. La dificultad reside en que debido a la enorme dispersión de parámetros, en especial h_{FE} , a iguales tensiones V_{BE} se tendrán corrientes I_C muy distintas, con lo cual uno de los transistores estaría sobrecargado.

La solución a esto consiste en colocar en serie con cada emisor una pequeña resistencia ecualizadora R_e (figura A4b). El efecto de esta resistencia es enteramente similar al de la resistencia de emisor de una polarización estabilizada: tiende a independizar I_C de los parámetros del transistor a través de una realimentación serie-serie que muestrea precisamente I_C .

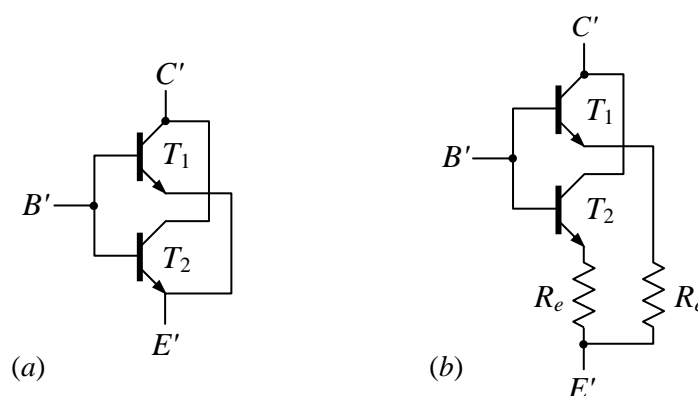


Figura A4. (a) Transistores en paralelo. (b) Transistores en paralelo con el agregado de resistencias ecualizadoras.

Cálculo de las corrientes

Utilizaremos un modelo segmento-lineal para la unión base-emisor, como se muestra en la figura A5, de manera que para $V_{BE} > V_\gamma$ se tienen:

$$V_{BE} = V_\gamma + I_B h_{ie} \quad (\text{A11})$$

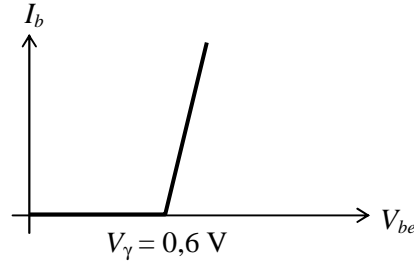


Figura A5. Modelo segmento-lineal de la juntura base-emisor.

Suponiendo que $I_C \cong I_E$, puede escribirse

$$I_{C1} R_E + V_{BE1} \cong I_{C2} R_E + V_{BE2}, \quad (\text{A12})$$

de donde, teniendo en cuenta que $V_\gamma = 0,6 \text{ V}$ en ambos casos,

$$I_{C1} R_E + I_{B1} h_{ie1} \cong I_{C2} R_E + I_{B2} h_{ie2},$$

$$I_{C1} R_E + \frac{I_{C1}}{h_{FE1}} h_{ie1} \cong I_{C2} R_E + \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} h_{ie2},$$

y, finalmente, el desbalance α entre las corrientes es

$$\alpha = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cong \frac{1 + \frac{1}{h_{FE2}} \frac{h_{ie2}}{R_E}}{1 + \frac{1}{h_{FE1}} \frac{h_{ie1}}{R_E}} \quad (\text{A13})$$

Por lo general los fabricantes no dan valores de h_{ie} para los transistores de potencia pero dan $V_{BE \text{ máx}}$ para una determinada I_C . Entonces puede acotarse así

$$h_{ie} < h_{ie \text{ máx}} = \frac{V_{BE \text{ máx}} - V_\gamma}{I_C / h_{FE \text{ máx}}} \quad (\text{A14})$$

Además, dado que nos interesa el peor caso, es decir cuando el desbalance es máximo, podemos suponer sin pérdida de generalidad que T_1 tiene la máxima ganancia y T_2 la mínima, resultando:

$$\alpha = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \leq \frac{1 + \frac{1}{h_{FE \text{ mín}}} \frac{h_{ie \text{ máx}}}{R_E}}{1 + \frac{1}{h_{FE \text{ máx}}} \frac{h_{ie \text{ máx}}}{R_E}} \quad (\text{A15})$$

Esta fórmula permite calcular el máximo desbalance posible entre las corrientes para un valor dado de R_E y permitirá luego diseñar R_E .

También es importante expresar I_{C1} e I_{C2} en función de la corriente de carga I_L . Como

$$I_{C1} + I_{C2} = I_L, \quad (\text{A16})$$

resulta

$$I_{C1} = \frac{\alpha}{\alpha + 1} I_L, \quad (\text{A17})$$

$$I_{C2} = \frac{1}{\alpha + 1} I_L.$$

Cálculo de las potencias

Supondremos, por ser el caso más común, que la configuración utilizada es la de seguidor por emisor. Si la alimentación original era V_{cc} , al colocar las resistencias habrá que compensar la caída que se produce en ellas a máxima carga para no limitar la excursión de salida. Adoptando

$$V_{cc}' = V_{cc} + R_E I_{C1\text{máx}} = V_{cc} + \frac{\alpha}{\alpha + 1} R_E I_{L\text{máx}}. \quad (\text{A18})$$

Nótese que se eligió I_{C1} por ser mayor que I_{C2} .

En el circuito original con un solo transistor, la potencia máxima disipada por éste sería:

$$P_{\text{máx}} = (V_{cc} - V_L) I_{L\text{máx}} \quad (\text{A19})$$

Idealmente, al reemplazarlo por los dos transistores en paralelo, cada uno debería disipar la mitad de esta potencia. Veremos que debido al desbalance de corrientes T_1 disipa algo más.

$$P_1 = (V_{cc}' - V_L - R_E I_{C1}) I_{C1}$$

$$P_1 = \left(V_{cc}' - V_L - \frac{\alpha}{\alpha + 1} R_E I_L \right) \frac{\alpha}{\alpha + 1} I_L. \quad (\text{A20})$$

Esta función de I_L es una parábola (ver figura A6) y tiene un máximo en

$$I_{Lo} = \frac{V_{cc}' - V_L}{2 \frac{\alpha}{\alpha + 1} R_E}. \quad (\text{A21})$$

Hay dos situaciones posibles. La primera se da cuando

$$I_{Lo} \leq I_{L\text{máx}}.$$

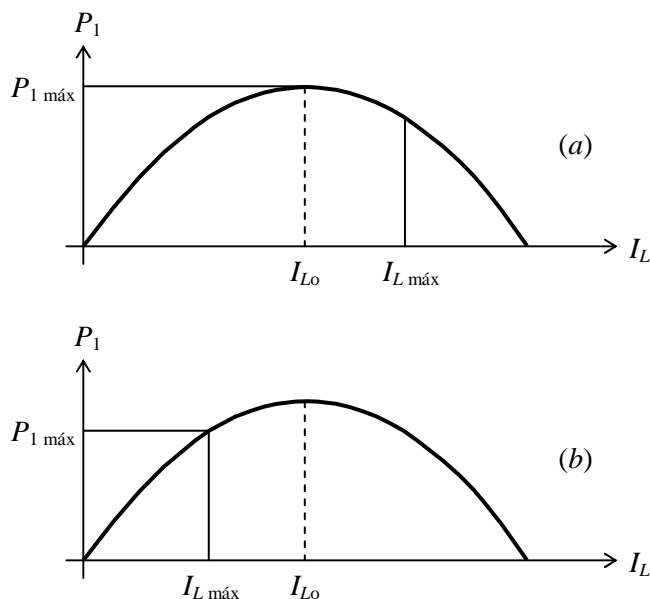


Figura A6. Parábola de la potencia disipada. (a) Cuando $I_{Lo} \leq I_{L\ máx}$.
 (b) Cuando $I_{Lo} > I_{L\ máx}$.

En este caso la máxima disipación de T_1 es efectivamente alcanzada para alguna carga dentro de las admisibles ($I_L \leq I_{L\ máx}$), y vale

$$P_{1\ máx} = \frac{(V_{cc}' - V_L)^2}{4R_e} = \frac{\left(V_{cc} - V_L + \frac{\alpha}{\alpha + 1} R_E I_{L\ máx} \right)^2}{4R_e}. \tag{A22}$$

La segunda situación ocurre cuando

$$I_{Lo} > I_{L\ máx}$$

En este caso dicho extremo no es alcanzado y entonces $P_{1\ máx}$ se da en $I_{L\ máx}$, valiendo

$$P_{1\ máx} = (V_{cc} - V_L) \frac{\alpha}{\alpha + 1} I_{L\ máx}. \tag{A23}$$

Las desigualdades anteriores se expresan mejor en términos de R_e . El primer caso se presenta cuando:

$$R_e \geq \frac{V_{cc} - V_L}{I_{L\ máx}} \frac{1 + \alpha}{\alpha} \tag{A24}$$

y el segundo cuando

$$R_e < \frac{V_{cc} - V_L}{I_{L\ máx}} \frac{1 + \alpha}{\alpha} \tag{A25}$$

En la figura A7 se ha graficado $P_{1\text{ máx}}$ en función de R_e . Se observa que, para valores bajos de R_e , $P_{1\text{ máx}}$ es constante para un mismo α . Comparando esta potencia con la $P_{\text{máx}}$ (ecuación (A19)) para un solo transistor resulta

$$P_{1\text{ máx}} = \frac{\alpha}{\alpha + 1} P_{\text{máx}} \quad (\text{A26})$$

de modo que si $\alpha \rightarrow 1$, $P_{1\text{ máx}} \rightarrow P_{\text{máx}}/2$.

Puede verificarse que si vale (A25), $P_{2\text{ máx}} < P_{1\text{ máx}}$.

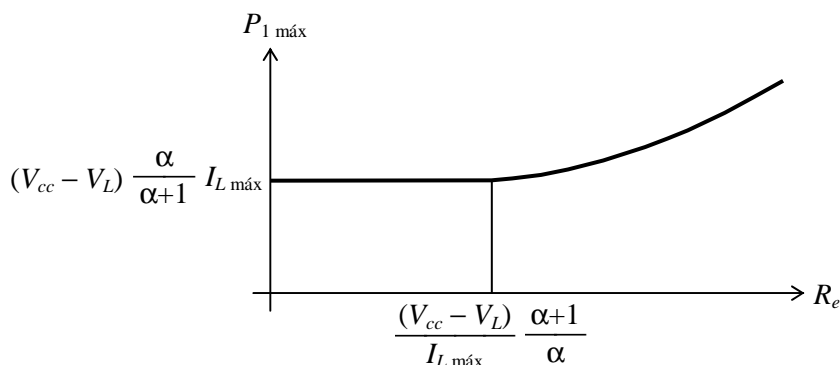


Figura A7. Potencia máxima del transistor T_1 en función de R_e

Consideraciones de diseño

Nos encontramos ante una situación conflictiva ya que si queremos que α sea próximo a 1 entonces R_e deberá ser grande, por lo cual $P_{1\text{ máx}}$ puede ser inadmisiblemente grande. En la práctica convendrá tomar R_e bajo, preferiblemente tal que cumpla con (A25):

$$R_e < \frac{V_{cc} - V_L}{I_{L\text{ máx}}} \frac{1 + \alpha}{\alpha}$$

y proponer como criterio alternativo para el desbalance de corrientes $\alpha \cong 1,2$. De acuerdo con la dificultad del caso podrán relajarse algo ambas restricciones. Por ejemplo, doblar R_e implica, de acuerdo con (A22), aumentar $P_{1\text{ máx}}$ en sólo un 12,5 %.

Ejemplo

Se colocan dos 2N3055 en paralelo para una $I_L = 10$ A, con $V_{cc} = 15$ V, $V_L = 10$ V. Estudiar los valores posibles de R_e y las modificaciones en la tensión de alimentación.

Solución: De (A25) resulta

$$R_e < \frac{15 - 10}{10} \frac{1 + 0,2}{0,2} = 0,92 \Omega$$

Elijamos provisionalmente $R_e = 0,91 \Omega$ y verifiquemos el valor de α . De la hoja de datos se obtienen los valores:

$$V_{BE \text{ máx}} = 1,8 \text{ V @ } I_C = 4 \text{ A}$$

$$h_{FE \text{ máx}} = 70$$

$$h_{FE \text{ mín}} = 20$$

$$P_{\text{máx}} = 90 \text{ W}$$

$$I_{C, \text{máx}} = 15 \text{ A}$$

Entonces de (A14), $h_{ie \text{ máx}} = 21 \Omega$, y reemplazando en (A15), $\alpha = 1,62$. Este valor es más alto que el supuesto. Sin embargo, las corrientes que resultan, según (A17) son 6,2 A y 3,8 A respectivamente, de modo que la solución es aceptable desde el punto de vista de las corrientes. Con respecto a la potencia, de (A23),

$$P_{1 \text{ máx}} = 5 \times \frac{1,62}{2,62} \times 10 = 30,9 \text{ W}.$$

Este valor es menor que 45 W, es decir, la mitad de la potencia máxima del 2N3055, por lo cual resulta apto para utilizar un disipador moderado. La potencia de la resistencia se encuentra como:

$$P_{R_e} = \left(I_{L \text{ máx}} \frac{\alpha}{\alpha + 1} \right)^2 R_e = 34,8 \text{ W}$$

La tensión de alimentación deberá modificarse para contemplar las caídas en las resistencias R_e . Según (A18), será $V_{cc}' \cong 20\text{V}$.

Si resulta, como en el ejemplo anterior, que los transistores están poco exigidos, puede emplearse el criterio de proponer de entrada un valor de α mayor (por ejemplo, $\alpha = 1,5$) y despejar R_e . De este modo R_e será menor y ocasionará un menor desperdicio de potencia. Se obtiene:

$$R_e \geq \frac{h_{ie}}{\alpha - 1} \left(\frac{1}{h_{FE \text{ mín}}} - \frac{\alpha}{h_{FE \text{ máx}}} \right)$$

Conclusiones

Las fórmulas desarrolladas, en particular (A14), (A15), (A17), (A18), (A23) y (A27) permiten el diseño de las resistencias ecualizadoras del paralelo de dos transistores de acuerdo con criterios lógicos basados en el desbalance de corrientes y la disipación de potencia. Por otra parte, estos resultados pueden extenderse fácilmente a la conexión de más de dos transistores en paralelo.