

Unidad 2, E: Cálculo térmico

Para el cálculo térmico, esto es relacionar temperaturas, conductividades o impedancias térmicas y potencia disipada, se considera la Ley de Fourier



$$Z_{th} = \frac{T_1(t) - T_2(t)}{P} \text{ o también } T_1(t) = T_2(t) + P \cdot Z_{th} \quad (1)$$

Con T_1 y T_2 temperatura, P la potencia que fluye desde el extremo a temperatura T_1 hacia el extremo a temperatura T_2 , y Z_{th} impedancia térmica. La impedancia térmica del cuerpo sometido a un gradiente de temperatura variable $T_1(t) - T_2(t)$ contempla tanto la conductividad (o resistencia) térmica del material como la capacidad calorífica del cuerpo. En régimen estacionario, esto es con un gradiente de temperatura constante, se considera solamente la conductividad (o resistencia) térmica del cuerpo.

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P} \text{ o también } T_1 = T_2 + P \cdot R_{th} \quad (2)$$

En nuestro caso, el extremo caliente es la junta principal **J** del dispositivo en la que se genera el calor por pérdidas tanto de **conducción** como de **conmutación**, y el extremo frío es el ambiente **A** en el que trabaja el dispositivo.

El fabricante del dispositivo suele dar al menos dos datos:

1. La resistencia térmica - medida en $^{\circ}\text{C}/\text{vatio}$ – entre la junta y el ambiente en el caso de utilizar el dispositivo sin disipador adicional, es decir contando solamente con la capacidad de evacuación del calor del encapsulado. Se la denomina R_{JA} o Θ_{JA} . Hay que entender que esta resistencia será en general muy grande, del orden de varias decenas de $^{\circ}\text{C}/\text{vatio}$, debido a que el encapsulado tiene muy poca superficie de intercambio de calor con el ambiente.
2. La resistencia térmica - medida en $^{\circ}\text{C}/\text{vatio}$ – entre la junta **J** y la carcasa **C**, que considera solamente el camino (en general metálico) desde la junta hasta la superficie, contemplando que se pueda pegar a ésta un disipador capaz de evacuar el calor hacia el ambiente. Se la denomina R_{JC} o $R_{\Theta JC}$. Es en general < 1 $^{\circ}\text{C}/\text{vatio}$.
3. También se suele considerar que, como el contacto entre la superficie del encapsulado y el disipador **S** (heatsink o sink) no es perfecto, habrá una “resistencia térmica de contacto”, R_{CS} o $R_{\Theta CS}$, dadas ciertas condiciones y elementos de montaje.
4. Por último, hay que considerar la resistencia térmica del disipador (R_{SA} o $R_{\Theta SA}$) que se puede adaptar al encapsulado del dispositivo de potencia. Los fabricantes de disipadores proveen las hojas de datos con sus características para distintas orientaciones del montaje, tipo de convección (natural/forzada) etc.

En caso de no utilizar disipador, la resistencia junta-ambiente R_{JA} o $R_{\Theta JA}$ será la provista en la hoja de datos del dispositivo de potencia, y en caso de utilizar disipador la resistencia junta-ambiente será

$$R_{\Theta JA} = R_{\Theta JC} + R_{\Theta CS} + R_{\Theta SA} \quad (3)$$

Normalmente será necesario el uso de disipador, por lo que la resistencia térmica de la carcasa al ambiente se calculará con (3).

El cálculo térmico en dispositivos de potencia parte de las ecs (1) o (2), que se reescribirán como:

$$T_J = T_A + P \cdot R_{\theta JA} \quad (4) \quad \text{o lo que es lo mismo}$$

$$T_J = T_A + P \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) \quad (5)$$

En una aplicación de potencia, el cálculo térmico puede ser para encontrar el dispositivo/disipador adecuados para la aplicación, para estimar el comportamiento de un conjunto dispositivo/disipador ya provisto, para estimar las condiciones ambientales u operativas en las que podrá trabajar (temperatura ambiente, carga máxima, frecuencia de operación etc) etc.

En todos los casos se trabaja con la misma ec (5). Es necesario determinar el valor de la potencia disipada por el dispositivo, que será debida a las pérdidas de conducción y de conmutación.

Pérdidas de conducción

Son debidas a la caída de tensión en el dispositivo cuando está en el estado de llave cerrada.

En un transistor bipolar, IGBT se calcula como el producto de la corriente (dada por la tensión y la carga) por la caída de tensión con ese valor de corriente (especificada en las hojas de datos del dispositivo) $V_{CE(SAT)}$.

$$P_{\text{conducción}} = V_{CE(SAT)} \cdot I_C \quad (6)$$

En un diodo o tiristor la caída de tensión será V_{AK} (ánodo-cátodo) en directo:

$$P_{\text{conducción}} = V_{AK(fw)} \cdot I_{AK} \quad (7)$$

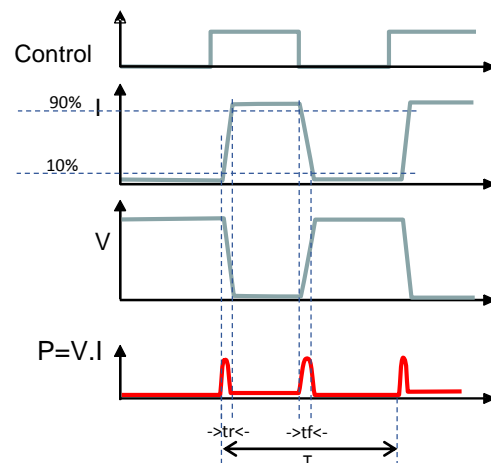
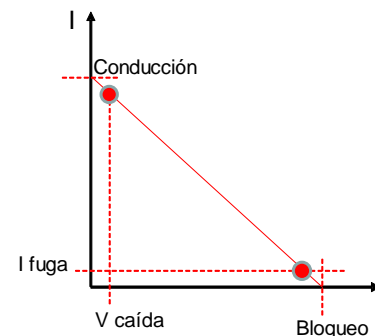
En un MOSFET el fabricante provee el dato de $R_{DS(ON)}$, que es la resistencia eléctrica del canal durante la conducción. Este dato suele aparecer destacado en la primera página de la hoja de datos, pero suele ser un valor mínimo en condiciones óptimas de temperatura y de excitación (V_{gs}), por lo que debe ser corregido tanto por temperatura como por valores de V_{gs} menores a los tomados por el fabricante. La pérdida de conducción se calcula en este caso como:

$$P = I^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (8)$$

Si el dispositivo trabaja conmutando a una cierta frecuencia con un duty cycle menor al 100%, las pérdidas de conducción se reducen por ese factor. Por ejemplo, con un duty cycle del 50% serán la mitad de lo estimado por (8).

Pérdidas de conmutación

Sin embargo, aparecen otras pérdidas vinculadas al tránsito por la zona lineal cada vez que se conmuta, donde la potencia disipada alcanza, en el caso de tensión y corriente en perfecta contrafase (carga resistiva) picos de máximo



$$P_{max} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{4} \quad (9)$$

Estos picos de disipación tienen forma de parábola invertida, cuyo ancho depende del tiempo de tránsito por la zona activa. Esto es un dato provisto por el fabricante (cuidado, en general en condiciones óptimas de excitación).

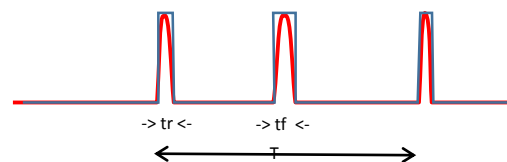
Nota: En el caso de cargas inductivas, es común que durante el encendido y el apagado coexistan tensiones y corrientes, y se alcance un valor de $P_{max}=V_{max} \cdot I_{max}$ (ver curvas de encendido y apagado de transistores bipolares, mosfets e igbts en la presentación). En estos casos debe utilizarse este valor P_{max} y una aproximación rectangular o triangular.

El tiempo de tránsito de bloqueo a conducción (corte a saturación, OFF a ON) se denomina rise time o **tr**. (tiempo de crecimiento de la corriente desde el 10% al 90%), y se especifica en ns o us.

El tiempo de tránsito de conducción a bloqueo (saturación a corte, ON a OFF) se denomina fall time o **tf**. (tiempo de decrecimiento de la corriente desde el 90% al 10%).

A una cierta frecuencia de conmutación **f**, por cada ciclo de conmutación habrá un pulso de disipación parabólico de duración t_r y otro de duración t_f , que promediados a lo largo del período $T=1/f$ dará como resultado una potencia media disipada. Esta es la pérdida por conmutación.

Para simplificar su cálculo se puede realizar una aproximación conservadora considerando a estos pulsos parabólicos como pulsos rectangulares de ancho t_r y t_f y de altura P_{max} (9).



Así, la expresión de las pérdidas por conmutación será:

$$P_{conmutación} = \frac{P_{max} \cdot (t_r + t_f)}{T} \quad (10)$$

Estas pérdidas se sumarán a las pérdidas de conducción. Observar que en caso de un duty cycle bajo (cercano al 0%) las pérdidas de conducción serán muy bajas y predominarán las pérdidas de conmutación, mientras que para un duty cycle del 100% (conducción permanente) solamente existirán las de conducción. Para un duty cycle cercano (pero no igual) al 100% se tendrá la peor condición, con altas pérdidas de conducción y también pérdidas de conmutación.

Observe que las pérdidas de conmutación no cambian significativamente con el duty cycle, ya que el factor $(t_r + t_f)/T$ será prácticamente igual con bajo o con alto duty cycle (esto no es así con cargas inductivas, pero eso excede este análisis).

En cambio las pérdidas de conmutación sí dependen linealmente de la frecuencia, pues a mayor frecuencia de conmutación menor T (más se juntan los pulsos de disipación de potencia de duración t_r y t_f).

Ejemplo 1: Se tiene un circuito de control de un motor de 500W a 40 volts, que se manejará al 80% de su potencia nominal (400W) con un mosfet IRFZ44N. Las condiciones ambientales son $T_{amb_max}=50^\circ\text{C}$.

Calcular:

- a) Disipador necesario (R_{th_sa}) para trabajar con un margen de 40°C respecto a la máxima temperatura de operación de la juntura. Seleccionar uno (con convección natural o forzada)

b) Repetir el cálculo para un control PWM, con frecuencia 100kHz (duty cycle hasta 100%)

Solución:

1) Temperaturas:

La máxima temperatura de trabajo del IRFZ44N es 175°C (en hoja de datos). Con un margen de 40° nos queda una temperatura de juntura de $T_j=175-40=135^\circ\text{C}$.

La temperatura ambiente en el peor caso se especifica como $T_A= 50^\circ$.

2) Cálculo de potencia disipada (pérdidas):

2.1) Pérdidas de conducción:

$$P_{\text{conducción}} = I^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

$$\text{Con } I = P_{\text{motor}}/V = 400/40 = 10\text{A}$$

$$P_{\text{conducción}} = 10 \cdot 10 \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

La $R_{\text{DS(ON)}}$ hay que extraerla de la hoja de datos. Normalmente se destaca el valor de $R_{\text{DS(ON)}}$ a 25°C, pero el fabricante provee una curva que permite estimarla para la temperatura de trabajo, es decir la temperatura a la que se espera que trabaje la juntura. En este caso es 135°C, el factor de corrección es aproximadamente 1,9. Es decir, será la $R_{\text{DS(ON)@135}^\circ} = 1,9 \cdot 0,0175 = 0,03325$ ohms.

$$\text{Luego } P_{\text{conducción}} = 10 \cdot 10 \cdot 0,03325 = 3,325 \text{ W.}$$

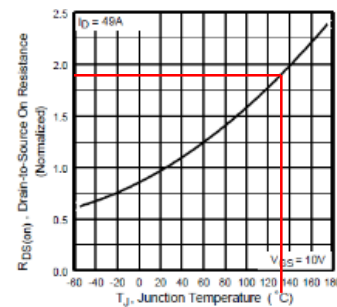


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

2.2) Pérdidas de conmutación:

En este caso se aplica las ecs (9) y (10). No intervienen las características de conducción del dispositivo ($V_{\text{CE(sat)}}$, o $R_{\text{DS(ON)}}$ en este caso) sino los tiempos de subida/bajada de la corriente ($t_r=60\text{ns}$ y $t_f=45\text{ns}$), el período de conmutación ($T=1/100\text{kHz}=10\mu\text{s}$) y los extremos de la recta de carga (dados por I_{max} y V_{max})

$$P_{\text{max}} = \frac{40 \text{ V} \cdot 10 \text{ A}}{4} = 100 \text{ W}$$

$$P_{\text{conmutación}} = \frac{100\text{W} \cdot (0,06 + 0,045)}{10} = 1,05\text{W}$$

2.3) Pérdidas totales:

Se suman las pérdidas de conducción y de conmutación. En este caso, que el duty cycle puede llegar al 100%, será

$$P_{\text{total}} = P_{\text{conducción}} + P_{\text{conmutación}} = 3,325 \text{ W} + 1,05 \text{ W} = 4,375 \text{ W}$$

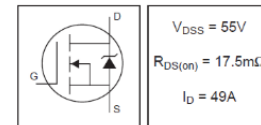
3) Cálculo térmico

Para (a)

La potencia disipada en el caso (a), en el que no se prevé PWM, será solamente por las pérdidas de conducción (3,325W)

se aplica la (5) con la $R_{\theta JC}$ y $R_{\theta CS}$ dadas en la hoja de datos

$$135^{\circ}\text{C} = 50^{\circ}\text{C} + 3,325\text{W} \cdot \left(1,5^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}} + 0,5^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}} + R_{\theta SA}\right)$$



Despejando $R_{\theta SA}$ que es lo solicitado en (a).

$$R_{\theta SA} = (135-50)/3,325 - (1,5+0,5) = 23,56^{\circ}\text{C/W}$$
 resistencia térmica máxima del disipador

Para (b)

Similar a (a) pero con las pérdidas totales

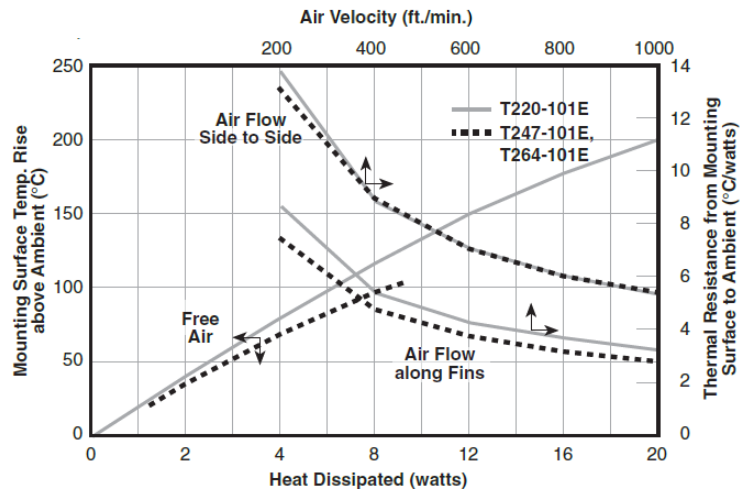
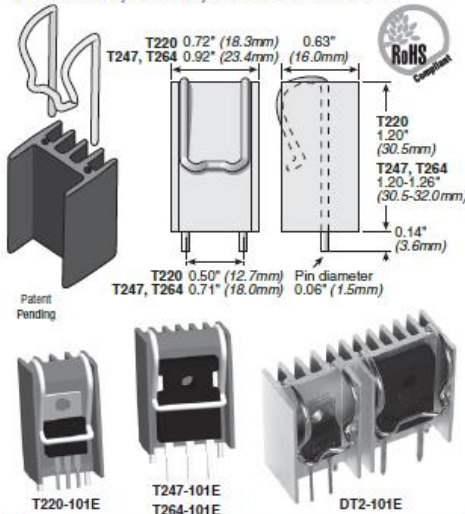
$$135^{\circ}\text{C} = 50^{\circ}\text{C} + 4,375\text{W} \cdot \left(1,5^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}} + 0,5^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}} + R_{\theta SA}\right)$$

$$R_{\theta SA} = (135-50)/4,375 - (1,5+0,5) = 17,43^{\circ}\text{C/W}$$

Por ejemplo veamos el disipador de la figura.

Las curvas decrecientes grafican la resistencia térmica del disipador en función de la velocidad del aire (pies por minuto). Con una ventilación lateral de 200 pies/minuto (aprox 1 m/s) la resistencia térmica es de unos 14 °C/W, y con ventilación dirigida por el ranurado es de 8°C/W, suficiente para esta aplicación.

For TO-220, TO-247, and TO-264 devices



Heatsink Part Number	For Package Type	Ohmite Resistor Series	Surface Area (in ²)	Weight	Thermal Resistance*
WA-T220-101E	TO-220	TBH25, TCH35	6.5	0.35 oz/10g	R _{θs} =12°C/W
WV-T220-101E	TO-220	TBH25, TCH35	6.5	0.35 oz/10g	R _{θs} =13°C/W
WA-T247-101E	TO-247	TEH70, TEH100	8.4	0.42 oz/12g	R _{θs} =11°C/W
WV-T247-101E	TO-247	TEH70, TEH100	8.4	0.42 oz/12g	R _{θs} =12°C/W
WA-T264-101E	TO-264	TFH85	8.4	0.42 oz/12g	R _{θs} =11°C/W
WV-T264-101E	TO-264	TFH85	8.4	0.42 oz/12g	R _{θs} =12°C/W
WA-DT2-101E	TO-220	TBH25, TCH35	15.1	0.79 oz/22g	R _{θs} =7°C/W
WV-DT2-101E	TO-247 & TO-247	TEH70, TEH100	15.1	0.79 oz/22g	R _{θs} =8°C/W

* Natural convection at 10W heat dissipation