

Diseño térmico en equipos electrónicos: una introducción

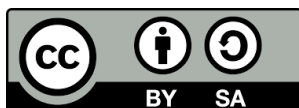
José F. Toledo Alarcón, jtoledo@eln.upv.es

Departamento de Ingeniería Electrónica

Universitat Politècnica de València

Actualizado el 22 de octubre de 2023 – Versión 0.173

Podrás encontrar la versión más reciente en <http://personales.upv.es/jtoledo/>



Los texto e imágenes publicados en esta obra están sujetos -excepto que se indique lo contrario- a una licencia CC-BY-SA v3.0 o v4.0 Internacional de Creative Commons. Te ruego me hagas saber si estoy usando por error alguna imagen con derechos.

Se puede reproducir la obra, distribuirla o comunicarla públicamente, así como crear obras derivadas, siempre que se cite el autor y la fuente (José F. Toledo Alarcón, jtoledo@eln.upv.es, Universitat Politècnica de València) y se distribuya bajo la misma licencia.

La licencia completa se puede consultar en <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/legalcode.es>

Aviso al lector

Esta obra no es un libro de texto sobre conducción de calor.

Tampoco es un libro de texto sobre diseño térmico para equipos electrónicos.

Está muy lejos en rigor y profundidad de lo que requiere una obra de ese tipo.

Lo que tienes en tus manos (te ruego permitas el tuteo, me siento más cómodo así) no es más que una colección de principios, conceptos, reglas aproximadas, aspectos prácticos y descripción de herramientas para diseñadores electrónicos que quieran introducirse en esta disciplina que resulta por lo general extraña a quienes partimos de una formación en electrónica.

Este curso corto nace a partir del descubrimiento de que no existen (al menos no he encontrado) obras introductorias, alejadas del formalismo y rigor habitual, que ayuden a un diseñador electrónico a desarrollar su intuición y a sumar unos cuantos conceptos básicos a su mochila. Porque, al fin y al cabo, un ingeniero se enfrenta a un problema con las únicas armas de su capacidad de razonamiento y de unos pocos conceptos-intuiciones-creencias bien asentados.

Por lo general, son los físicos quienes conocen la Naturaleza. La ingeniería es a menudo una aproximación simplificada y limitada de la realidad, pero muy útil para resolver problemas. Te animo a profundizar, a partir de otros textos y recursos, en el estudio de aquellos conceptos en los que he simplificado en exceso. Pues esta obra es sólo una introducción a una disciplina compleja.

Mis alumnos (Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos en la Universitat Politècnica de València) suelen carecer de una formación previa en transferencia de calor. Necesitan tener material escrito para trabajar los ejercicios de diseño con los que les evalúo en una parte de la asignatura. Este y no otro es el objetivo final del librito que tienes en tus manos.

Debo advertirte también de que esta es una obra en desarrollo, y a fecha de hoy (agosto de 2020) preveo un par de años antes de que podamos estar todos satisfechos con los contenidos, el orden de su exposición y la redacción.

Otra cosa... Esta es una obra libre y te invito a difundirla libremente. Agradeceré que me hagas llegar opiniones, sugerencias, dudas o indicaciones de erratas a la dirección de correo electrónico jtoledo@eln.upv.es. Ojalá te resulte útil. Ya me cuentas. ¡Un saludo!

*Con agradecimiento, a ti, que has confiado en mí
lo suficiente para permitir que te robe horas que no volverán.*

Índice

Contenido

Día 1. Motivación.....	9
¿Por qué es importante para ti el diseño térmico?	10
Un salto de tres décadas.....	10
Tu misión.....	12
Un ejemplo actual (2020): Raspberry PI 4b.....	13
Qué vas a aprender en este minicurso.....	15
Ejercicio.....	16
Día 2. Consideraciones iniciales.....	19
Qué vamos a aprender hoy.....	19
¿De verdad $T_j = T_a + P \cdot R_{ja}$?.....	19
Posición, posición y posición.....	20
Define tu objetivo térmico	21
Punto de partida: lo que posiblemente ya sabías.....	21
Un enfoque correcto: posición.....	22
Un enfoque correcto: definir el objetivo térmico.....	23
Metodología de diseño.....	24
Día 3. Modelos térmicos (parte 1).....	27
Qué vamos a aprender hoy.....	27
Conducción de calor en sólidos	28
Conducción térmica por fonones	28
Conducción térmica por electrones.....	28
Conducción térmica en sólidos	29
Ecuación de conducción	30
Analogía electrotérmica.....	31
<i>Ejemplo de modelos</i> térmicos estacionarios: gestión térmica de un LED para iluminación.....	32
<i>Capacidad</i> térmica.....	35
Día 4. Conducción térmica en un PCB.....	37
Qué vamos a aprender hoy.....	37
Relevancia de la conducción en diseños SMD	38
Ecuación de conducción en un PCB	38
Conducción lateral en un PCB.....	39
Conducción transversal en un PCB.....	39
Efecto de la máscara de soldaduras	40
Efecto de las vías	41
Ejemplo: POCO PCB.....	43
Solución del ejercicio.....	45
Día 5. Fundamentos de radiación térmica	47
Qué vamos a aprender hoy.....	48

Fundamentos de la radiación térmica.....	48
Ecuación de radiación.....	50
Volvamos a la sopa de ajo... ..	51
Ejemplo de cálculo.....	52
Cuando no contar con la radiación.....	52
Día 6. Convección natural.....	55
Causas de la convección natural	55
Ecuación de convección natural.....	57
Ejemplo de cálculo.....	59
Otro ejemplo de cálculo.....	60
Día 7. Disipadores	61
Qué es un disipador y qué no lo es	61
Tipos de disipadores	63
Longitud óptima de una aleta o pin.....	64
Separación entre aletas o pines	65
Un caso para reflexionar	65
Ejercicio 7-1.....	66
Ejercicio 7-2.....	66
Selección de disipadores.....	66
Ejercicio 7-3.....	67
Día 8. Convección forzada	69
Fundamentos de la convección forzada	69
Selección y ubicación de ventiladores	70
Curva característica de un ventilador.....	70
Reduciendo el ruido de los ventiladores	72
Ubicación del ventilador y de los componentes.....	73
Un ejemplo de cálculo	74
Convección forzada en la Nintendo Switch.....	74
Día 9. Análisis a nivel de caja.....	79
Introducción y objetivos	79
Preguntas que necesito responder	80
Un modelo sencillo: el <i>simple box model</i>	80
Primera rama: caja cerrada.....	81
Segunda rama: flujo de aire	82
Resolviendo el <i>simple box model</i>	83
Día 10. Análisis a nivel de PCB	85
Introducción y objetivos	85
Estimando la temperatura media del PCB	86
Demos un paso atrás: temperatura interna en la caja	86
¿Es la temperatura del PCB homogénea?	87
El modelo del “cooling circle”.....	88
Enunciando el modelo.....	89

Un ejemplo.....	90
Evaluación del módulo Raspberry Pi 4b en caja cerrada y con ranuras de ventilación	91
Estimación de las cargas térmicas.....	91
Primera evaluación con el simple box model: caja cerrada	92
Segunda evaluación con simple box model: caja con ranuras	92
Día 11. Análisis con hoja de cálculo	93
Planteamiento de las ecuaciones.....	93
Puesta en marcha del simulador.....	95
Secuencia de pasos para poner a punto un modelo de simulación.....	95
Caso práctico: simulación de un módulo Raspberry Pi 4b sin carcasa	97
Un pequeño experimento previo.....	97
Simulación de la Raspberry Pi 4b con hoja de cálculo y ajuste del modelo	98
Propuestas de mejora	100
Día 12. Simulaciones CFD	105
Objetivos.....	105
SimScale	106
Definición de la geometría.....	107
Definiendo una simulación CHT	109
Mallado	112
Corriendo la simulación.....	113
Ejemplo de aplicación: ¿disipador de aluminio, de plástico o cerámico?.....	115
Día 13. Medidas térmicas.....	117
Termopares: la teoría	117
Campo eléctrico en un conductor	117
Unión de dos metales (termopar).....	119
Bloque isoterma	119
Construcción de un termopar	120
Termopares: la práctica.....	121
Diámetro de los hilos del termopar	121
Tipos de termopares.....	121
Cómo fijar termopares a un PCB	121
Registradores de temperatura.....	124
Medidas para estado estacionario o de lenta variación	124
Ejemplo práctico: registro de temperatura en una Raspberry Pi 4b.....	125
Fijación de los termopares	126
Secuencia registrada	126
¿Son las medidas correctas?.....	127
Día 14. Cargas térmicas en aplicaciones de potencia	129
Introducción.....	129
Fuentes de calor	130
Resistencias.....	130
Componentes magnéticos	130

Semiconductores	131
Cálculo de pérdidas en el IGBT y en el diodo	132
Pérdidas por conducción en el IGBT y en el diodo	132
Pérdidas por conmutación en el IGBT	133
Pérdidas por conmutación en el diodo	133
Pérdidas totales en el IGBT y en el diodo.....	134
Día 15. Transferencia de calor en módulos de potencia	135
Encapsulados	135
Temperaturas estacionarias	136
Impedancia térmica en transitorios	137
Oscilaciones térmicas	139
Ciclos térmicos	139
Ciclos de potencia.....	139
Experiencia práctica con ciclos de potencia	139
Ejemplo práctico: diseño térmico de un PCB	141
Día 16. Efectos de la temperatura	147
Un par de definiciones sobre fiabilidad y fallos	147
Fallos por estrés térmico en el PCB.....	149
Fallos en taladros metalizados y vías por estrés térmico	149
Fallos en soldaduras por estrés térmico	149
Fallos en condensadores por estrés térmico.....	150

Día 1. Motivación



Asumo que eres diseñador electrónico o que aspiras a serlo. Que formas o formarás parte de un equipo que define productos electrónicos (funciones, tamaño, envoltente, selección de componentes principales, particionado en módulos, especificación del ambiente en el que debe funcionar...) Puede que tomes parte en el diseño de los diagramas esquemáticos o del circuito impreso (mal llamado “rutado”, lo que es una simplificación excesiva). Incluso puede que colabores en la especificación mecánica (materiales, posición de conectores y componentes especiales) del producto.

Asumo además que no has recibido formación sobre diseño térmico más allá de conocer la expresión $T_j = T_a + P \cdot R_{ja}$. Que, por cierto, en la mayoría de los casos no sirve para nada más que para comparar el encapsulado de dos componentes. Asumo por tanto que no has recibido una educación formal en transferencia de calor y que partimos de una tabula rasa, de un lienzo en blanco, como el de la imagen.

Asumo que necesitas aprender las reglas básicas de esta disciplina, huyendo de la formulación clásica (rica en ecuaciones, correlaciones y aspectos complicados), y que necesitas hacerlo en poco tiempo y con el mínimo esfuerzo posible.

Si lo que asumo es cierto, este curso es para ti. Escrito por un diseñador electrónico para otros diseñadores electrónicos.

Hay otros perfiles que se beneficiarán de este curso:

- *Diseñadores mecánicos que necesitan mejorar su comunicación con diseñadores electrónicos. Ver el mundo con nuestros ojos.*
- *Diseñadores electrónicos con experiencia en el campo que quieran volver a los fundamentos, exponerse a un punto de vista distinto y tal vez aprender alguna que otra cosa.*

Si sigues adelante, vas a dedicar al estudio de esta obra horas que no volverán, lo que pone una pesada carga sobre mí. Intentaré estar a la altura. Es algo que me gusta recordar a mis alumnos.

¿Por qué es importante para ti el diseño térmico?

Digámoslo ya: este minicurso existe por culpa de la palabra **miniaturización**. Esa tendencia inexorable hacia el *gadget* universal y definitivo que hará de todo en un tamaño muy reducido (¿quién no sueña con llevar sobre o bajo la piel un dispositivo del tamaño de un grano de arroz que -sólo cuando lo necesitemos- sea teléfono, ordenador, asistente personal, entrenador, psiquiatra, consejero, centro de entretenimiento, monitoree el estado de nuestro cuerpo y se comuniquen -audio, video, pensamientos- con nuestra mente sin interfaces visibles, ampliando nuestros sentidos y capacidades?). He de confesar que personalmente es algo que me asusta (en casa de herrero...) pero que cautivaría a media humanidad. Estamos lejos todavía de este *gadget* definitivo, pero el rumbo está trazado. Tu *smartphone* es sólo uno de los pasos iniciales.

La palabra miniaturización, engloba en este momento varias cosas en relación con un producto electrónico:

- Los encapsulados de los circuitos integrados son cada vez más pequeños. Como consecuencia, su área en contacto con el aire (o fluido refrigerante) es menor y por tanto su capacidad de evacuar calor. Luego, si no cambia nada más, se calientan más.
- La integración de más funciones en cada circuito integrado implica, si no cambia nada más, el aumento de potencia disipada por componente y por tanto de su temperatura.
- Los dos puntos anteriores permiten la reducción del tamaño de los circuitos impresos (PCBs) y que haya menos componentes, aumentando la densidad de potencia (W/cm^2) y por tanto la temperatura local y media del PCB.

¿Qué tiene de malo un aumento de la temperatura? En primer lugar, operar un componente fuera del rango de temperaturas especificado por el fabricante en su hoja de datos puede provocar que no funcione correctamente, o simplemente que no funcione.

En segundo lugar, una mayor temperatura implica una mayor tasa de fallos y, superado cierto valor, la destrucción del componente. Este es un aspecto delicado. Los modos de fallo presentes ya a temperatura ambiente, cuya tasa suele aumentar exponencialmente con la temperatura absoluta (T), se ven acompañados de nuevos modos de fallo que aparecen sólo al superar cierto valor (orientativamente, a partir de $70^\circ C$). Y no sólo hay modos de fallos dependientes de la temperatura asociados a componentes: las soldaduras, taladros metalizados (vías) y la propia PCB presentan modos de fallo mecano-térmicos propios.

Para hacerlo todo más complicado, hay modos de fallo que están relacionados con el estrés debido a los ciclos térmicos (calentar y enfriar repetidamente) y no con la temperatura de operación. A menudo, los ciclos térmicos representan mayor amenaza para un equipo electrónico que operarlo de forma continua. Tu misión como diseñador será... Permíteme una digresión antes de hablar de tu verdadera misión como diseñador en lo que respecta a la temperatura.

Un salto de tres décadas

Vamos a comparar un diseño de 1984 con otro de 2013 (Figura 1.1). Por un lado, una versión del ZX Spectrum, de 1984. Este microordenador de 48 kB SRAM y procesador de 8 bit a 3,5 MHz y un consumo de unos 7 W, carecía de ventilación forzada. Bastaba con un disipador en la zona del regulador de tensión (esquina superior derecha del PCB, que ha sido retirado para mostrar mejor los detalles) para mantener el equipo en buenas condiciones. La carcasa disponía de una abertura para un conector de borde posterior, permitiendo algo de circulación de aire.

Su oponente en esta comparativa, el módulo BeagleBone Black, con 512 MB de RAM DDR3, 2 GB Flash y procesador de 32 bit a 1 GHz y un consumo en torno a 2 W, muestra el increíble aumento en la capacidad de computación y ratio prestaciones por vatio en tres décadas.

Si consideramos tamaños, la BeagleBone Black tiene una densidad de $43 W/cm^2$, mientras que el ZX Spectrum tiene aproximadamente la mitad.

Podemos observar fácilmente varias diferencias:

- La sustitución de componentes de montaje insertado (fundamentalmente de tipo DIP, *dual in-line package* o encapsulado de doble hilera) por otros con encapsulado de montaje superficial (SMD, *surface-mount device*). Es un cambio de calado: los encapsulados DIP transfieren muy poco calor al PCB en comparación con sus más compactos equivalentes SMD. De modo que en el ZX Spectrum el PCB no se usa apenas como disipador, todo lo contrario que en la BeagleBone Black. Y

mira que el área del primero es mucho mayor, lo que permitiría transferir mucho más calor al aire circundante.

- El aumento de la densidad de integración (menos espacio entre componentes).
- La reducción del número de componentes activos.

Las consecuencias de estos cambios son profundas. En un diseño actual, menos del 5% de los componentes disipan el 95% de la potencia. La ubicación de este 5% es crítica para determinar el perfil de temperaturas en el PCB y del resto de componentes. El PCB es usado como disipador (porque los pequeños encapsulados SMD están en general pensados para transferir calor al PCB) y es una pieza fundamental del comportamiento térmico del producto. Aunque la densidad de potencia media (comparando nuestros contendientes de 1984 y de 2013) no es muy diferente (un factor 2) pese a la reducción de área (un factor 17), un diseño actual es propenso a la aparición de puntos caliente (*hot spots*) y a no disponer de suficiente área de PCB para refrigerarse sólo por convección natural.

Un diseño de los años 80 repartía mejor la potencia disipada por toda el área del PCB y el gran tamaño de los circuitos integrados favorecía la evacuación de calor al ambiente por convección.

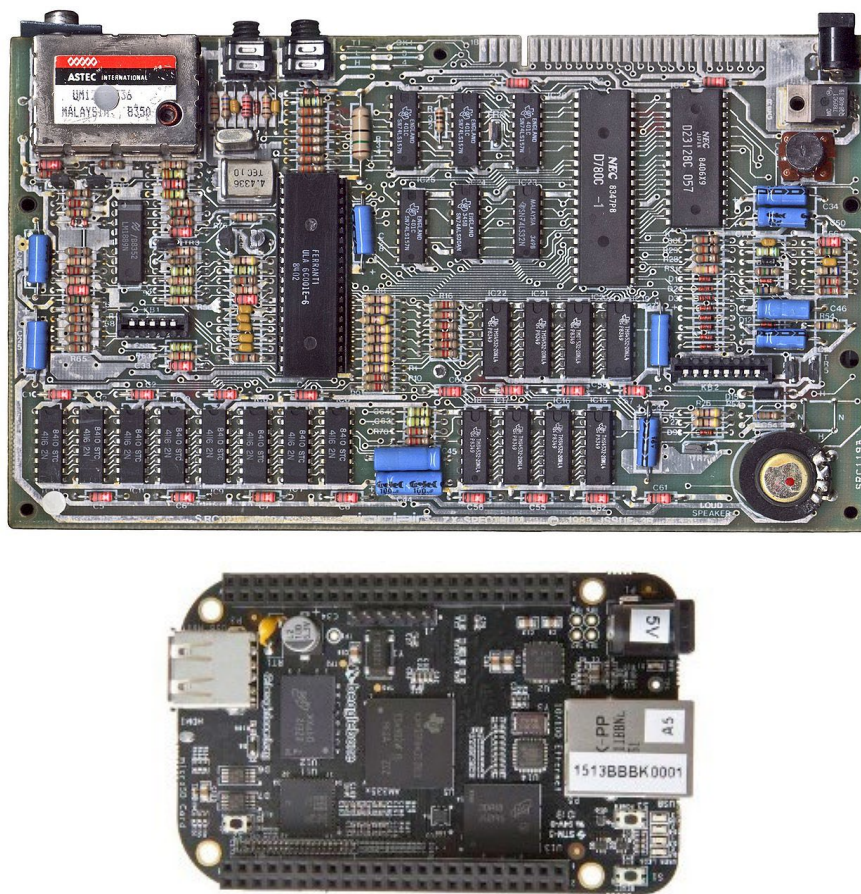


Figura 1.1. Arriba, Sinclair 48K ZX Spectrum versión 3B, fabricado en 1984 (autor de la imagen: Bill Bertram, bajo licencia [CC BY-SA 3.0](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/)). Abajo, microordenador BeagleBone Black, 2013 (imagen de BeagleBoard.org Foundation, bajo licencia [CC BY-SA 3.0](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/)). Los módulos no están a escala: la BBB ocuparía, en horizontal, la cuarta parte que su ancestro.

Es precisamente la dificultad que presenta un PCB moderno y pequeño para evacuar varios vatios de flujo de calor al ambiente por convección natural, lo que está obligando a una de estas dos opciones:

- Ajustar dinámicamente la frecuencia de reloj del procesador en función de la temperatura (cosa que hace tu ordenador portátil, por ejemplo)
- Aumentar la transferencia de calor al ambiente mediante ventilación forzada, uso de *heat pipes* o de otros mecanismos.

Lo primero reduce prestaciones. Lo segundo encarece el producto. Un adecuado diseño térmico minimiza la necesidad y el coste de estas medidas.

Hay que considerar también la seguridad. Una temperatura de la envolvente (caja) de los equipos elevada puede provocar quemaduras o simplemente no ser aceptable por parte de los usuarios. Por ejemplo, no será bien aceptado por el mercado un ordenador portátil cuya carcasa suba de 40°C. Si la carcasa es metálica, por encima de 60°C producirá quemaduras.

Algunos de estos problemas siempre estuvieron presentes en diseños de potencia, pero en los últimos años el diseño de microsistemas y sistemas embebidos sufre un aumento alarmante de problemas térmicos. Repetimos las razones principales:

- Encapsulados cada vez más pequeños y que disipan mayor potencia resulta en densidades de potencia (densidad de flujo de calor, medido en vatios por metro cuadrado) muy elevadas. Un ejemplo: una FPGA o un microprocesador que disipa 6 W en un encapsulado de 15x15 mm² resulta en una densidad de flujo de calor que supera 26.000 W/m². Una parte muy pequeña de este flujo es transferido al entorno directamente por la superficie del encapsulado.
- PCBs de menor tamaño: En componentes SMD (*surface-mount device*), la mayor parte del flujo de calor se transfiere al PCB, y de aquí al ambiente. De modo que, si el PCB es pequeño, el problema se agrava.

Tu misión

Volviendo a tu misión como diseñador. Alguien (tal vez tú mismo) debe definir el **objetivo térmico del diseño**, que no es más que el enunciado por escrito de que qué temperaturas límite pueden alcanzar los distintos componentes electrónicos y mecánicos para unas condiciones ambientales determinadas. Este conjunto de temperaturas límite estarán inspiradas por la vida útil esperada del equipo, sus prestaciones (potencia máxima a disipar, máxima frecuencia de reloj), las hojas de datos de componentes o una combinación de las anteriores. Pero debes partir de un documento de especificaciones con el objetivo térmico de diseño o no podrás comparar los resultados con una referencia.

Ahora, debes conseguir (mediante la adecuada disposición de componentes y una adecuada difusión y evacuación del flujo de calor) que se cumpla el objetivo térmico.

Como ves, no se trata de reducir la temperatura media de los componentes, ni de mantenerlos tan frescos como sea posible, ni de evitar que quemen al tocarlos (a 60°C te quemarán, pero un componente puede disfrutar de una prolongada vida con el encapsulado a esa temperatura). Se trata de cumplir el objetivo térmico de diseño.

Tu trabajo es incorporar, ya desde la fase conceptual de desarrollo del producto, criterios térmicos que ayuden a cumplir el objetivo. Esto incluye cálculos y simulaciones sencillas. Las conclusiones que obtengas deben plasmarse en el diseño. Si tienes los medios adecuados podrás simular detalladamente con una herramienta CFD (*Computational Fluid Dynamics*) antes de construir el prototipo. Y tras la construcción del prototipo, llega la fase de verificación.

Para hacer todo un poco más complicado, las simulaciones térmicas detalladas suelen estar en las manos de un ingeniero/a mecánico. A menudo, también la especificación del objetivo térmico. Esto no quiere decir que debas despreocuparte. Al contrario, debes influir en las decisiones térmicas para asegurarte de que son compatibles con las eléctricas (como son la integridad de señal y la compatibilidad electromagnética) y con la funcionalidad del diseño. No sólo mejorará la calidad del producto final, sino que la vida del ingeniero mecánico será más fácil.

Un ejemplo actual (2020): Raspberry Pi 4b

Consideremos la Raspberry Pi 4b, un PC completo en una pequeña placa de tan sólo 85x56 mm². En la Figura 1.2 (fuente <https://www.raspberrypi.org>) podemos observar que el sistema consta de tan sólo seis circuitos integrados principales:

- Arriba a la izquierda del PCB, la interfaz Wifi/Bluetooth.
- Junto a ella, el SoC (*System on Chip*) que incluye un procesador Quad core Cortex-A72 de 64-bit a 1,5 GHz y una interfaz gráfica con salida dual HDMI para dos pantallas, entre otros periféricos.
- A la derecha del SoC, en encapsulado plástico negro, la memoria LPDDR4-2400 de 1, 2 ó 4 GByte (según versión). A la derecha de la memoria hay dos circuitos integrados de interfaz: uno para GbE y otro para los puertos USB.
- Finalmente, abajo a la izquierda, junto al conector USB-C de alimentación, un regulador de tensión múltiple que se calienta bastante y es uno de los puntos calientes (*hot spots*) del producto.



Figura 1.2. Raspberry Pi 4b, 2019, cara de componentes

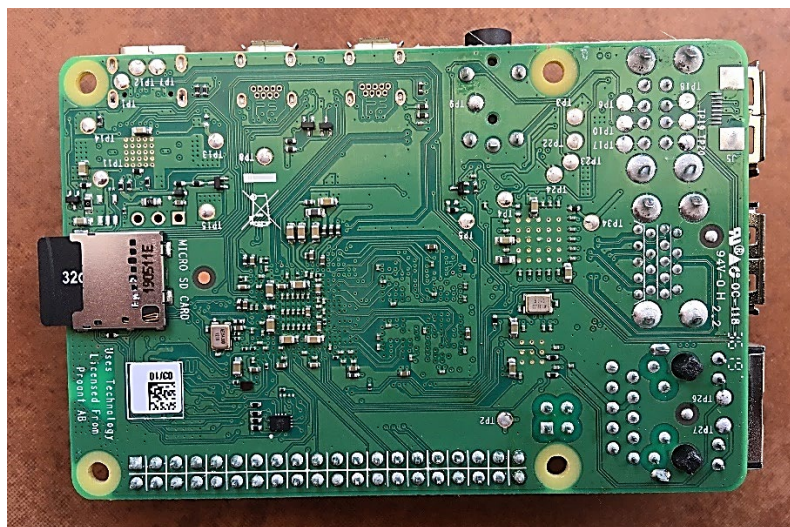


Figura 1.3. Raspberry Pi 4b, 2019, cara de soldaduras

La disipación del conjunto ronda los 10 W, con grandes variaciones en función de la carga de trabajo del microprocesador, memoria e interfaces. Una imagen térmica típica de la Raspberry Pi 4B tiene el aspecto de la Figura 1.4.

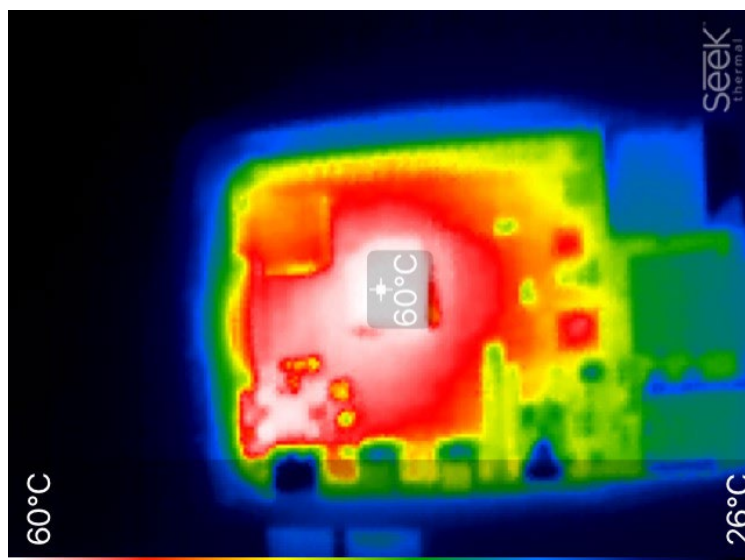
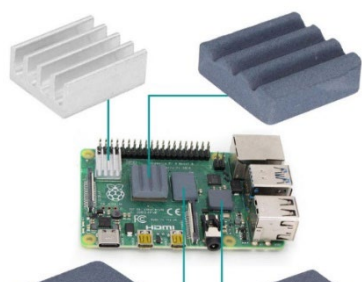


Figura 1.4. Imagen térmica de una Raspberry Pi 4b en reposo, fuente propia

Una vez el SoC alcanza 80°C (aproximadamente 78°C en la superficie del encapsulado), reduce su velocidad de reloj para reducir la temperatura. Y esto ocurre inevitablemente con la Raspberry Pi 4B a poco que hagamos trabajar al procesador, lo que limita seriamente las prestaciones del sistema. Un fallo de diseño (seguramente una limitación aceptada por sus diseñadores) y una de las razones por las que las Raspberry Pi, en general, son poco recomendables para productos comerciales. El regulador también se calienta mucho, lo que podrá acelerar la aparición de fallos.

Fíjate en un detalle: la temperatura ambiente es 26°C. Un producto de telecomunicación para instalación en exterior debe superar en ensayos térmicos temperatura ambiente de 70°C, es decir, 45°C superior. La misma Raspberry Pi, ensayada a 70°C, mostraría un aumento de temperatura en todos sus puntos de 44°C respecto a lo mostrado en la imagen anterior. Realmente no, porque el procesador reduciría su frecuencia de operación en un intento de reducir su temperatura, perjudicando la capacidad de cómputo.

A río revuelto, ganancia de pescadores: como los diseñadores de la Raspberry Pi 4B entregan un producto con carencias y como la mayoría de los diseñadores no tenemos ni idea de diseño térmico, encontramos productos que dicen resolver el problema y los compramos sin pensar. En las siguientes figuras cabe hacerse las siguientes preguntas:



- ¿Sirve de algo esta solución? (el vendedor dice que son disipadores cerámicos de carburo de silicio)
- El aire circundante, ¿a qué temperatura estará dentro de la caja (suponemos la placa dentro de una caja)?
- ¿Cuál es la temperatura final de los seis circuitos integrados críticos?

Figura 1.5. Dicen que esto son disipadores. ¿Qué opinas? La respuesta, el Día 7.



- ¿Es una solución razonable o estamos matando moscas a cañonazos?
- ¿Está evacuando suficiente flujo de calor de los circuitos integrados adecuados? (por cierto, el ventilador por sí solo ya genera 400 mW)

Figura 1.6. ¿Matando moscas a cañonazos?

En resumidas cuentas, tu situación (expresada en primera persona) podría resumirse así: no tengo conocimientos ni herramientas para evaluar la solución antes de comprarla, ni para usarla adecuadamente una vez instalada. Desconozco los mecanismos de transferencias de calor, no sé cómo estimar flujos de calor debi-

dos a cada mecanismo (conducción, convección, radiación) en un ejemplo sencillo. No he desarrollado una intuición o manera de pensar que me ayude a aplicar criterios térmicos en el diseño de un producto. Tampoco sé cuándo el problema puedo solucionarlo yo mismo o cuándo he de buscar la ayuda de un experto. Y, por si fuera poco, desconozco el efecto que el calor tiene sobre los circuitos integrados, el PCB y en definitiva sobre la fiabilidad y la vida útil de mi producto.

Por cierto, ¿qué es esto de disipadores de carburo de silicio? Se trata de un material cristalino (veremos que esto implica buena conducción de calor) pero mal conductor eléctrico. Es decir, que será una mala antena parásita. Pero su conductividad térmica es entre 3 y 5 veces inferior a la del aluminio. ¿Seguro que es la opción que queremos elegir para el disipador?

Tranquilo (o tranquila). Tenemos dos o tres semanas por delante para aprender a hacer buena parte de esto.

Qué vas a aprender en este minicurso

Ahí va una lista de cosas que vas a aprender:

1. Entenderás el efecto que una temperatura elevada tiene sobre los circuitos integrados y sobre el producto en general.
2. Comprenderás los mecanismos de transferencia de calor (conducción, convección y radiación) en el contexto de productos electrónicos, reflexionando sobre las implicaciones en PCBs de montaje insertado y de montaje superficial.
3. Estimarás a mano, con expresiones sencillas, el flujo de calor que aporta cada mecanismo para un producto electrónico.
4. Crearás un modelo térmico, necesariamente simplificado, de un producto electrónico teniendo en cuenta no sólo el PCB sino también la envolvente (caja).
5. Evaluarás la bondad de una solución térmica para un producto, y en caso de que no sea satisfactoria, sabrás proponer una modificación.
6. Emplearás herramientas de análisis y simulación de bajo o nulo coste para complementar y refinar las primeras estimaciones a mano.
7. Aplicarás criterios térmicos a la hora de diseñar PCBs.
8. Comenzarás a desarrollar una intuición sobre cómo fluye el calor en un producto electrónico y sobre qué va a funcionar y qué no.

El curso está pensado para que dediques **alrededor de cuatro horas diarias durante aproximadamente dos o tres semanas**. Si no tienes más que una hora disponible al día, completar el curso te llevará más tiempo. Da lo mismo. Hazlo a tu propio ritmo. En cada lección leerás el texto, revisarás los problemas, me enviarás un email con dudas y pensarás en cómo aplicar lo aprendido a ese diseño que tienes entre manos.

El objetivo no es formar expertos, eso lo hemos dejado claro. Nos vamos a conformar con pasar de no saber lo que no sabemos (el tipo más peligroso de ignorancia) a saber que somos ignorantes (esto reduce el peligro) e incluso a tener unos rudimentos sobre diseño térmico. En definitiva, vamos a instalar en nuestro cerebro la preocupación por algo que antes desconocíamos que existiera o que fuera importante. La práctica hace al maestro, y para eso tienes toda una carrera profesional por delante.

Volviendo al ejemplo de la Raspberry Pi 4B en su caja oficial, ahí va una promesa:

- Vas a aprender a estimar a mano y sin esfuerzo la temperatura a la que están: la caja, el aire dentro de la caja y el PCB
- Sabrás determinar si va a haber *hot spots* (puntos calientes)
- Sabrás estimar la temperatura de cada circuito integrado, lo que depende muchísimo de la geometría y requiere simulación. Aprenderemos a usar algunas herramientas gratuitas para darnos una primera aproximación a la solución.

No está mal para un curso corto, ¿no?

Ejercicio

Mira de nuevo la Figura 1.2. Haz una lista de los problemas térmicos que crees tiene el diseño. Usándola como referencia, redacta un párrafo o dos indicando qué debería cambiar en el diseño y qué medidas se te ocurren que podrían adoptarse para lograr estos cambios.

El objetivo del ejercicio no es proporcionar respuestas correctas, sino mirar por primera vez a un producto electrónico con otros ojos.

PARTE 1

Fundamentos de transferencia de calor en PCBs

Día 2. Consideraciones iniciales



Qué vamos a aprender hoy

¿De verdad $T_j = T_a + P \cdot R_{ja}$?

Lectura recomendada: capítulo 13 de [1]

En la noche de los tiempos, cuando los diseñadores integraban diodos, transistores, resistencias y otros componentes discretos de montaje insertado en un PCB, la expresión $T_j = T_a + P \cdot \Theta_{ja}$ tenía todo el sentido del mundo. Las razones:

- Era fácil medir la temperatura del silicio en la unión PN (T_j , por *junction*, unión) y la temperatura del ambiente (T_a , aire a unos centímetros de distancia del componente)
- También era fácil medir el flujo de calor P en vatios que iba a parar directamente al ambiente (prácticamente todo)

- Sólo una pequeña parte del calor generado iba a parar al PCB, por lo que éste jugaba un pequeño papel y podía despreciarse en primera aproximación

Podíamos suponer que, en cualquier PCB en el que montáramos un mismo diodo o transistor, dados P (potencia disipada por el componente, o lo que es lo mismo, flujo de calor, en vatios o julios por segundo) y T_a , obtendríamos aproximadamente la misma T_j . De este modo, leyendo el dato de la resistencia térmica (Θ_{ja} , a veces R_{ja}) en el *datasheet* (hoja de datos) del componente, resultaba fácil estimar la temperatura del silicio. Si ésta resultaba ser demasiado elevada (por encima de los valores que encontramos en la sección "*absolute maximum ratings*" de la hoja de datos) bastaba con tomar una de estas dos decisiones:

- Añadir un disipador (mal nombre, al igual que su equivalente inglés *heatsink* -sumidero de calor- para referirnos a una superficie extendida), lo que reduciría Θ_{ja}
- Asegurar un flujo de aire forzado a través del componente, lo que también reduciría Θ_{ja}

En ambos casos, bajaría la temperatura del silicio. La vida era más fácil para los diseñadores electrónicos cuando usaban componentes discretos de montaje insertado. Porque permitía un método de trabajo *bottom-up*. Es decir, hacías tus cálculos componente a componente y finalmente evaluabas el conjunto a nivel de sistema.

Este enfoque deja de ser cierto cuando usamos componentes de montaje superficial. **¿Por qué?** Las razones principales son:

- No todo el dado de silicio en un circuito integrado, que contiene no uno, sino miles o millones de transistores, está a la misma temperatura. Así que el fabricante suele considerar un único punto (tal vez el centro del dado de silicio) donde medir T_j . Esto introduce una incertidumbre, ya que puede haber puntos más calientes de lo que resulta al aplicar la fórmula básica.
- Como los encapsulados tienden a ser cada vez más pequeños (compara una resistencia insertada con una SMD de tamaño 0402), su superficie expuesta al aire no basta para evacuar todo el calor por convección y radiación. De modo que los fabricantes diseñan el encapsulado para que la mayor parte del calor se transfiera al PCB. Y la capacidad del PCB para evacuar este calor al ambiente depende de su área y de los planos de cobre que contenga. Por lo tanto, el valor de la resistencia térmica (Θ_{ja}) medida con el PCB de referencia que usa el fabricante puede ser muy diferente del que obtengamos en nuestro diseño y ya no nos sirve como dato para diseñar.
- ¿Dónde medimos ahora T_a ? Antes bastaba con alejarnos unos centímetros del componente. Ahora, como el PCB se calienta y también pasa calor al ambiente, nos encontraremos con una distribución de temperaturas más compleja. Es fácil que no acertemos.

Como resultado, la expresión $T_j = T_a + P \cdot \Theta_{ja}$ ya no nos dice casi nada. Pero los *datasheets* se empeñan en recoger Θ_{ja} . ¿Por qué? Para darnos una primera aproximación, dirán los bienpensantes. Para darnos una falsa sensación de seguridad, dirán los recelosos. Para permitirnos comparar componentes funcionalmente equivalentes de distintos fabricantes o con distintos encapsulados, asegurarán los que quieren ver un uso correcto de este parámetro. Y creo que acertarán.

Posición, posición y posición

Veremos que un mismo circuito integrado, disipando la misma potencia, con la misma temperatura ambiente, puede estar a temperaturas muy diferentes en un mismo PCB en función de su posición en la placa y de quiénes sean sus vecinos. Otra razón para ser escépticos respecto a la expresión $T_j = T_a + P \cdot \Theta_{ja}$.

Elegir acertadamente la ubicación de cada circuito integrado en el PCB es posiblemente la decisión térmica de mayor importancia que puedes tomar junto a la definición del objetivo térmico. Y te adelanto una mala noticia: si eliges la disposición con criterios eléctricos (generalmente, para favorecer las conexiones de alta

velocidad) estarás tomado una mala decisión desde el punto de vista térmico. Del mismo modo, favorecer los aspectos térmicos perjudicará a los eléctricos. La virtud está en el término medio, ¿cierto?

Define tu objetivo térmico

Lectura recomendada: capítulo 12 de [1]

Antes de comenzar a rutar el diseño debes haber definido qué temperatura máxima debe alcanzar cada componente, elemento mecánico (como un asa metálica de la caja) y cable. Debes definir las condiciones de uso del producto (temperatura, humedad y altitud) y debes también decidir sobre las medidas correctoras admisibles (reducir la frecuencia de reloj del micro, usar ventiladores en el diseño, etc.)

Puedes hacer un diseño bienintencionado, pero sin unas metas bien definidas no irás muy lejos. Y no podrás justificar que has cumplido con las especificaciones.

Punto de partida: lo que posiblemente ya sabías

Volvamos a considerar la expresión $T_j = T_a + P \cdot \Theta_{ja}$. Usaremos indistintamente R_{ja} y Θ_{ja} para referirnos a la resistencia térmica entre la unión PN del silicio y el ambiente. Sin duda en su momento te enseñarían la analogía electrotérmica, en la que partiendo de la ley de Ohm ($V=R \cdot I$), que podemos reescribir como $V_j = V_a + I \cdot R_{ja}$, observamos que:

- La diferencia de temperatura (T , en °C o K) es análoga a la diferencia de potencial eléctrico (V)
- El flujo de calor (P) en vatios es análogo al flujo de carga eléctrica (I) en amperios
- La resistencia térmica (expresada en °C/W o K/W) es análoga a la resistencia eléctrica (ohmios)

En la Figura 2.1, la analogía se extiende a la suma en serie de resistencias térmicas, considerado el camino desde el silicio hasta el ambiente formado por:

- R_{jc} (*junction-case*), que obtenemos del *datasheet* del componente
- R_{cs} (*case-sink*), formada por la pasta o adhesivo térmico entre el componente y el disipador. Debido al pequeño espesor de esta capa, a menudo podemos despreocupar su efecto
- R_{sa} (*sink-ambient*), que obtenemos del *datasheet* del disipador para un flujo de aire determinado y considerando la orientación de las aletas respecto al flujo de aire

De este modo, $R_{ja1} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}$

Otro camino de evacuación del calor es el camino en serie formado por:

- R_{jb} (*junction-board*), que obtenemos del *datasheet* del componente. En componentes de montaje superficial (SMD) este valor suele ser menor que R_{jc}
- R_{ba} (*board-ambient*), que depende de la superficie de la placa, del número de planos de cobre internos y externos, y de si el calor se transfiere al aire sólo por una cara del PCB o por las dos

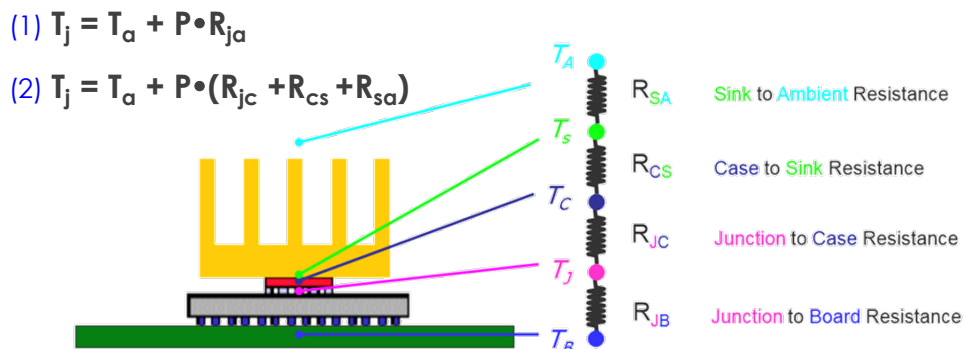
De este modo, $R_{ja2} = R_{jb} + R_{ba}$

Ambas resistencias, R_{ja1} y R_{ja2} , quedan en paralelo y usando la analogía electrotérmica: $R_{ja} = (R_{ja1} \cdot R_{ja2}) / (R_{ja1} + R_{ja2})$.

En componentes insertados, el camino principal de evacuación del flujo de calor es R_{ja1} (es decir, $R_{ja1} \ll R_{ja2}$). En la suma $R_{ja1} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}$, tenemos poca incertidumbre, podemos extraer los valores de los *datasheets*.

En componentes SMD, el camino principal de evacuación del flujo de calor es R_{ja2} (es decir, $R_{ja2} \ll R_{ja1}$). En la suma $R_{ja2} = R_{jb} + R_{ba}$, tenemos mucha incertidumbre en la estimación de R_{ba} porque depende fuertemente del diseño de cada PCB en concreto. Aprenderemos más adelante a hacer estimaciones para este valor.

De toda esta discusión debemos extraer una conclusión: podemos usar el parámetro R_{ja} , pero sólo si conocemos sus limitaciones y no caemos en la trampa de creer que es un parámetro representativo de nuestro diseño.



Con (1) compruebas que no se supera el límite
 Si se supera, añades un disipador que eliges usando (2)

Figura 2.1. Esta figura resume lo que muchos de los ingenieros de formación electrónica recordamos al finalizar nuestros estudios. Lo peor no es que sea bien poco, es que en general ni siquiera es cierto.

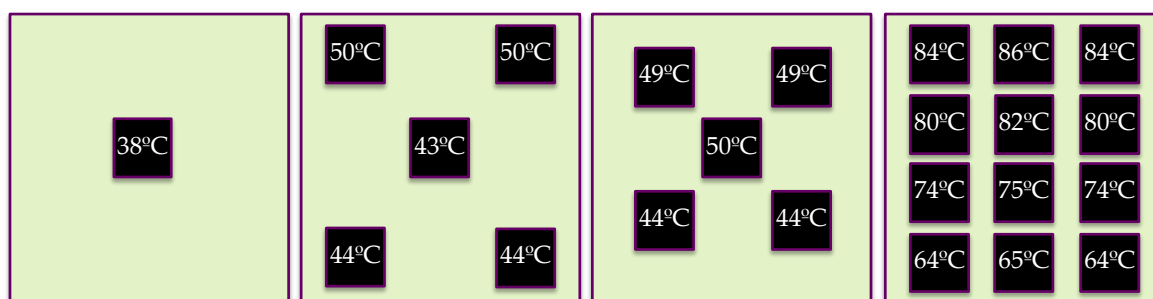
Un enfoque correcto: posición

Lectura recomendada: capítulos 5 y 27 de [1]

En la Figura 2.2 observamos cómo cambia la temperatura de un circuito integrado en función de qué vecinos tenga y de su posición en el PCB.

Para entender lo que está ocurriendo hay que considerar que los componentes son de montaje superficial y que por tanto la mayor parte del calor generado es derivado al PCB, que lo distribuye por toda su extensión a través de los planos de cobre externos e internos. Desde la superficie del PCB, el flujo de calor se conduce al ambiente por convección. De este modo, la temperatura del PCB en cada punto es función de la ubicación de los componentes. Hagamos algunas reflexiones sobre el ejemplo de la Figura 2.2, un PCB vertical refrigerado por convección natural:

- Un circuito integrado en el centro del PCB puede difundir su calor en todas direcciones. Usará el PCB como superficie extendida (disipador) para evacuar el calor al ambiente por convección natural o forzada. Sí, has leído bien: un PCB es, entre otras cosas, un disipador. A mayor área, mejor disipador.
- Un circuito integrado (CI) en una esquina tendrá menos área a su alrededor a la que evacuar el calor. Por tanto, el equilibrio térmico se alcanza elevando la temperatura del componente y del área de PCB circundante.
- Si juntamos los CIs, la temperatura media del PCB en esa zona aumenta y por tanto también la temperatura de los CIs.
- Los CIs que están en la parte superior están más calientes porque reciben aire recalentado.



Ejemplo: IC de 1W, PCB vertical, $T_a=20^\circ\text{C}$, convección natural, tiene una temperatura de... 38°C a 86°C !!!

Figura 2.2. Efecto de la ubicación de los componentes en el PCB. ¿Estamos ya de acuerdo en que debes olvidarte de que $T_j = T_a + P \cdot \Theta_{ja}$?

La lección que extraemos es que la posición importa, y mucho. Si eliges la posición de los componentes con criterios eléctricos, tenderás a juntar los integrados que disipan mayor potencia (como un microprocesador y una memoria) porque suelen tener buses y enlaces de mayor velocidad y quieres mantenerlos cortos siguiendo criterios de integridad de señal. Pero esto es justamente lo último que quieres hacer desde un punto de vista de la gestión térmica: cuanto más separados, mejor.

En el ejemplo de la Figura 2.3, en verde (izquierda) una distribución que puede ser acertada según criterios de integridad de señal.

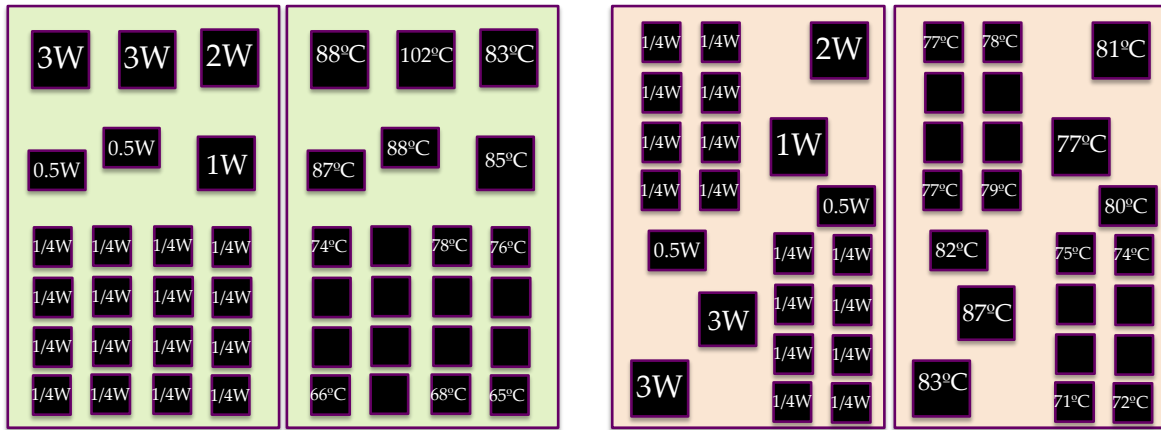


Figura 2.3. Posicionando componentes con criterios térmicos vs eléctricos

En cambio, a la derecha (color salmón) la distribución está optimizada según criterios térmicos. Observa la diferencia en las temperaturas.

Un enfoque correcto: definir el objetivo térmico

Este paso consiste en la declaración por escrito de la temperatura máxima admisible para el PCB, para cada elemento mecánico y cada componente electrónico. Esto incluye las superficies en contacto con los usuarios/operarios, cables, elementos de plástico, motores, componentes sensibles (como osciladores), etc. Ejemplo de redacción:

"La máxima temperatura admisible para los componentes electrónicos cuando el equipo está operando en las condiciones ambientales más severas se recoge en la tabla siguiente.

<< Pon aquí tu tabla >>

Casos especiales, no recogidos en la tabla, son:

- La temperatura superficial del oscilador OSC3 no debe superar 60°C
- La temperatura superficial de la envolvente metálica del equipo no puede superar 50°C"

Aproximadamente un 95% de los componentes en un PCB son pasivos o apenas disipan potencia. Un 5% o menos de los componentes disipan la mayor parte de la potencia y son por tanto los que más se calientan. Un buen diseño tiende a disminuir la temperatura de ese 5% de componentes, lo que a menudo requiere aumentar la temperatura del 95% restante.

Reducir la temperatura media de todos los componentes del PCB es algo deseable, pero a menudo resulta tan costoso (ventiladores, disipadores, reducir la frecuencia de los osciladores, dividir el diseño en dos PCBs, ...) como inútil. Porque, en contra del extendido mito que nace en la norma MIL-HDBK-217F2 (*Reliability prediction of electronic equipment*) que declara que por cada 10°C de aumento de temperatura

se duplica la probabilidad de fallo de un componente, la realidad es que muchos modos de fallo sólo comienzan a manifestarse a partir de los 70°C, excepción hecha de algunos tipos concretos de componente.

Definición del margen térmico

Imagina que decides que un componente, en las condiciones ambientales más severas, no puede superar 80°C de temperatura superficial. Una simulación que llevas a cabo en las fases iniciales del diseño te da una estimación de 75°C. Una simulación más detallada, con el diseño terminado, arroja un resultado de 70°C. Pegando un termopar sobre el componente en el prototipo mides 79°C, ¿das por satisfactorio cada uno de estos resultados?

Has de tener en cuenta que en cada una de estas estimaciones y medidas hay una incertidumbre. Una simulación 2D sencilla es buena si el error es menor de 10-15°C. Una simulación detallada puede tener un error de 5-10°C. Una medida con termopar (si la haces correctamente) puede desviarse 4-5°C del valor real.

Por tanto, en cada uno de los pasos de verificación que vayas dando debes definir un **margen térmico**, la diferencia mínima que debe haber entre el valor máximo aceptable y tu estimación o medida. En simulaciones 2D sencillas, para electrónica de consumo, deberías dejar no menos de 15°C de margen, mejor si dejas 20°C.

Debes especificar también, en tu objetivo térmico, el margen necesario en cada paso.

¿Qué es demasiado caliente?

Por último, cabe definir qué es demasiado caliente. Si hablamos de temperaturas superficiales:

- **-40°C**: mínima temperatura ambiente para la mayoría de los dispositivos comerciales. Es la única temperatura a la que coinciden las escalas centígrada y Fahrenheit
- **60°C**: las superficies metálicas producen ampollas en los dedos. Para plástico o madera, a partir de 70-80°C
- **70°C**: máxima temperatura ambiente para la mayoría de los dispositivos comerciales
- **105-130°C**: Un PCB construido con FR4 estándar de bajo T_g (*glass transition temperature*, cuando la resina del FR4 se reblandece) comienza a deformarse y pueden violarse las distancias de seguridad entre pistas. Un PCB a esta temperatura podría no superar las normas UL de seguridad

Si hablamos de temperaturas de componentes:

- **70°C**: máxima temperatura a la que deberíamos hacer trabajar un *display* LCD (aunque su temperatura máxima de uso puede ser de 85°C)
- **80-150°C**: temperatura máxima permitida para el silicio en un circuito integrado
- **100°C**: máxima temperatura que debería alcanzar un LED o una soldadura para no reducir su vida útil

Entonces, ¿qué es demasiado caliente?: todo lo que supere la temperatura máxima que permite, en las peores condiciones de uso posibles, una adecuada funcionalidad del componente durante el tiempo de vida útil que hayamos decidido para el producto.

Metodología de diseño

En la **fase de diseño conceptual** sueles definir las funcionalidades y el diagrama de bloques del producto. Escoges los componentes principales, estableces los parámetros de operación (potencia consumida, alimentación, entorno en el que debe trabajar) e incluso piensas en la envolvente y aspecto final del producto. Es también el momento de **enunciar el objetivo térmico del producto**. También estimas plazos de desarrollo y realizas una estimación de costes.

Fíjate que el párrafo anterior requiere el concurso de un equipo de diseño, formado por especialistas en diseño mecánico, diseño electrónico, cadena de suministros, producción y muy posiblemente marketing. El resultado es una propuesta de producto que, de recibir luz verde por parte de la empresa, pasa a la siguiente fase.

En lo que respecta al diseño térmico, habrás definido el objetivo térmico y habrás evaluado (ya sea mediante **cálculos o simulaciones sencillas**) la bondad de la solución. Es decir, estimarás si la potencia que ha de disipar el producto es excesiva, dada el área de PCB, tipo y tamaño de la envolvente (cerrada, con ranuras o sin envolvente) y si hay ventilación forzada o sólo por convección natural.

La **fase de desarrollo** comienza con la elección de las técnicas y herramientas de diseño y continúa con algunas acciones que ya sabes hacer (como la captura de esquemas y el planteamiento y rutado del PCB). En lo que respecta al diseño térmico, **elegirás los componentes** (ventiladores, disipadores, sustratos conductores en el PCB, ...) y realizarás una **simulación térmica detallada**. Puede que necesites prototipar algún aspecto concreto para poder modelarlo adecuadamente en la simulación detallada. Si hay luz verde desde todas las áreas (electrónica, mecánica, térmica, aprovisionamiento, producción, etc.) pasarás a la siguiente fase.

La **fase de prototipado** permitirá medir y verificar el cumplimiento de los objetivos del producto (tales como funcionalidad, EMC, mecánica y también el cumplimiento del objetivo térmico). Realizarás medidas, ya sea mediante imágenes térmicas (si el producto no lleva envolvente) o mediante un conjunto de termopares, además de la información sobre la temperatura interna que proporcionan microprocesadores, FPGAs y sensores en el propio diseño. Lo correcto sería **hacer medidas en cámara climática**, porque la hipótesis de que el incremento de temperatura es lineal con la temperatura ambiente no es cierto en todos los casos.

Documentación

Es muy conveniente llevar un registro (*logbook*) de las decisiones sobre diseño térmico que se toman en cada fase, incluyendo las suposiciones en las que se ha basado el modelo térmico, problemas encontrados y soluciones adoptadas, resultado de simulaciones y medidas, etc. De este modo, un cambio en el equipo de trabajo o un periodo de inactividad (ya sea por vacaciones o por pandemia por coronavirus) no provocará una discontinuidad.

Día 3. Modelos térmicos (parte 1)

En la fase de desarrollo conceptual del producto debemos definir un modelo térmico, necesariamente simplificado, para estimar si la solución térmica es, a grandes rasgos, válida. Para poder elaborar los modelos térmicos necesitamos al menos conocer los fundamentos de la conducción de calor y la analogía electrotérmica.

Los objetivos para hoy son exponerte a los principios básicos (conducción de calor, ecuación de conducción, conductividad térmica) para pasar a presentarte la analogía electrotérmica, que igual ya conoces, y que es la base para elaborar modelos térmicos. Empleando sólo fuentes de flujo de calor y resistencias térmicas sólo podremos describir el estado estacionario de un sistema.

Terminaremos la lección de hoy presentando el concepto de capacidad térmica, que permitirá modelar estados transitorios.

Qué vamos a aprender hoy

Como ingeniero de formación eminentemente eléctrica o electrónica, la disciplina de transferencia de masa y calor puede resultarte complicada en un inicio. Por eso vamos a anclar los nuevos conocimientos y conceptos sobre una base conocida, la teoría de circuitos eléctricos, a través de la **analogía electrotérmica**.

Según esta analogía, una **resistencia térmica** se representará en un circuito como una resistencia eléctrica. Una **capacidad térmica** como una capacidad eléctrica. Una **diferencia de temperatura** como una diferencia de tensión y un **flujo de calor** (en vatios) como un flujo de carga (corriente eléctrica).

El circuito "eléctrico" que dibujemos como representación del sistema a analizar será un **modelo térmico** en el que podremos (analizando a mano o con SPICE) determinar la tensión (temperatura) de cada nodo o la corriente (flujo de calor) a través de cualquier elemento del modelo.

Antes de entrar en la analogía electrotérmica vamos a repasar brevemente qué es el calor y en qué consiste la conducción de calor en sólidos, regida por la **Ley de Fourier**.

A continuación, repasaremos los conceptos de **conductividad térmica** y de resistencia térmica, **de calor específico** y de capacidad térmica.

En este momento estaremos preparados para establecer la analogía electrotérmica y estudiar modelos térmicos sencillos.

Conducción de calor en sólidos

La **temperatura** es una magnitud relacionada con la energía de vibración de las partículas (átomos, moléculas) de un sólido, líquido o gas. En el caso de un gas, está relacionada con la energía cinética media de las partículas, que se mueven por todo el volumen que lo contiene (si está contenido). En el caso de un sólido, está relacionada con la energía de vibración de las partículas respecto a su posición de equilibrio.

El **calor** o, mejor dicho, la **transferencia de calor**, es la transferencia de energía térmica (vibración de partículas) entre dos sistemas o partes de un sistema que se encuentran a diferente temperatura (que tienen diferente energía promedio de vibración de sus partículas).

Conducción térmica por fonones

En la Figura 3.1, la flecha roja de la izquierda representa la inyección de energía a dos partículas (átomos) de un cristal, que como resultado vibrarán respecto a su posición de equilibrio. Esta vibración se transmitirá a los átomos vecinos, propagándose así la **energía de vibración (calor)** por toda la red, siempre en la dirección de mayor temperatura a menor temperatura. Pues bien, estas vibraciones de la red de cristal se denominan **fonones** y constituyen el principal mecanismo de transferencia de energía térmica en la mayor parte de los sólidos (excepto en metales, hablamos luego sobre esto).

La intuición nos dice que cuanto más ordenadas estén las partículas y más fuertes sean los enlaces que las mantienen unidas, mejor será la propagación de la perturbación (fonón) y por tanto de la energía térmica. Es decir, el material será un mejor conductor térmico. Por cierto, ¿sabes cuál es el mejor material conductor del calor?: **el diamante**. No por casualidad, sino por su estructura cristalina cúbica que lo convierte en el material natural más duro (nota: ¿recuerda la diferencia entre dureza y tenacidad?)

Si comparas un trozo de plastilina con un diamante, resulta intuitivo que un fonón se atenuará fácilmente en el primero y se propagará con facilidad en el segundo. De este modo, decimos que la plastilina es un mal conductor térmico mientras que el diamante es el mejor conductor térmico (si, por encima del cobre).

Conclusión: los materiales sólidos con una estructura cristalina serán por lo general mejores conductores del calor que los amorfos. Por eso el plástico, un ladrillo o un vidrio son malos conductores térmicos.

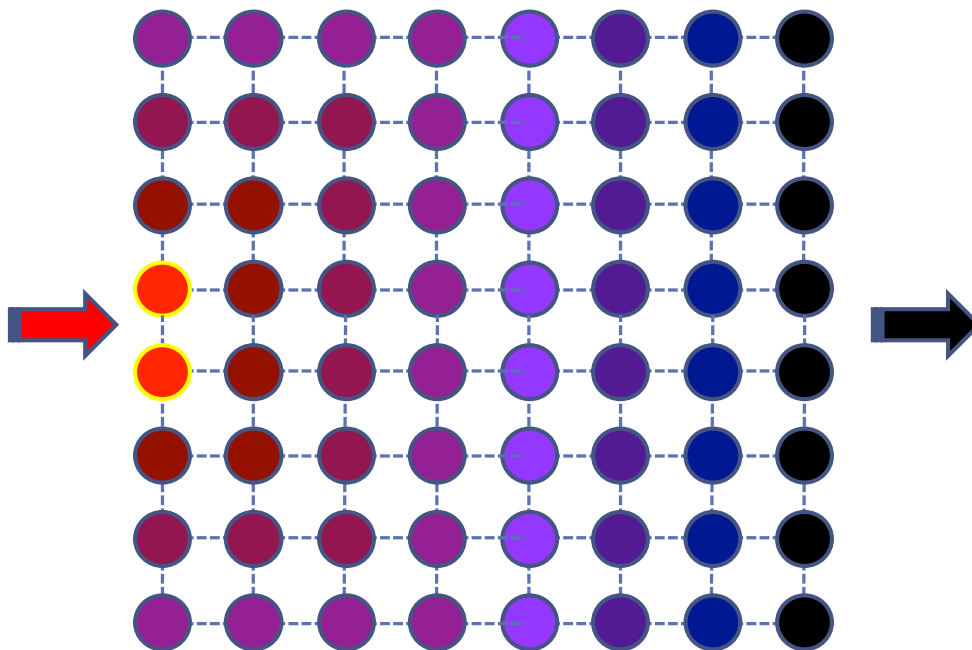


Figura 3.1. Propagación del calor en un sólido cristalino

Conducción térmica por electrones

Otra forma de transferir calor es a través de electrones libres, en aquellos sólidos que los tengan. Has acertado: **en metales**. A mayor densidad de electrones libres, mejor conducción de calor, es decir, es más fácil transportar energía cinética a través de un material. Y lógicamente, a mayor temperatura, mayor es la energía cinética de los electrones, que chocan con otros electrones, transportando así energía de una parte a otra del material.

Conclusión: a mayor conductividad eléctrica, mayor conductividad térmica. De hecho (ley de Wiedemann-Franz), $k=L \cdot \sigma \cdot T$, siendo k la conductividad térmica ($\text{W/m}\cdot\text{K}$), L una constante, σ la conductividad eléctrica ($\Omega^{-1}\cdot\text{m}^{-1}$) y T la temperatura absoluta (K). Por eso cobre y plata son estupendos conductores de calor, porque son también estupendos conductores eléctricos. Y por eso también el acero es un decepcionante conductor de calor, por su mediocre conductividad eléctrica.

Conducción térmica en sólidos

Ambos mecanismos (conducción por fonones y por electrones) suman sus efectos, y lógicamente aquellos materiales con electrones libres y estructura cristalina (metales) ganan por goleada a los que no tienen ninguna de estas cualidades (por ejemplo, un plástico). ¿Ves algo curioso en la Figura 3.2?

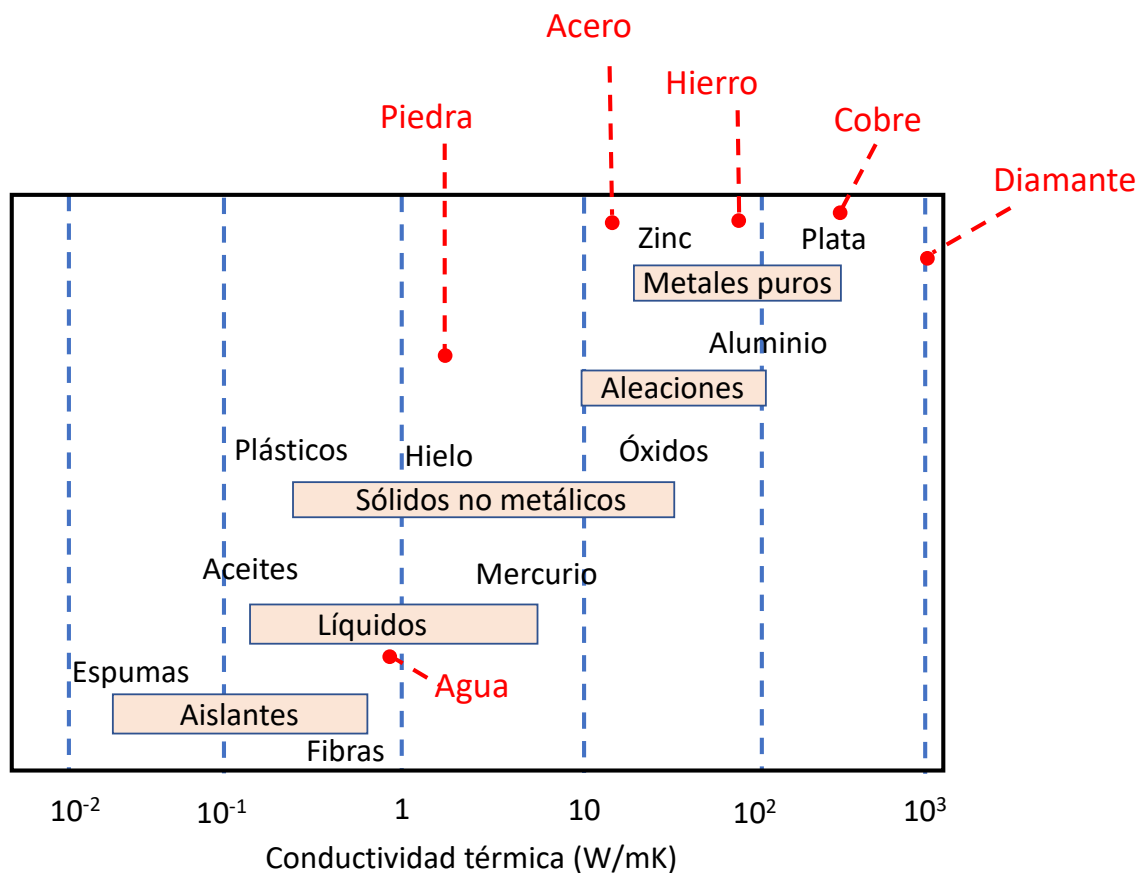


Figura 3.2. Rango de conductividades térmicas algunos tipos de materiales

La conductividad térmica en los diferentes materiales con los que podemos trabajar abarca sólo **cuatro** órdenes de magnitud. Nada, comparado con los **24** órdenes de magnitud de diferencia que podemos encontrar entre la conductividad eléctrica del cuarzo y del cobre, por citar un magnífico aislante y un magnífico conductor. Resulta complicado hablar entonces de aislantes y conductores térmicos en los mismos términos que usamos en electricidad.

Ecuación de conducción

Ahora que hemos hablado de conductividad térmica, podemos dar el paso final para dar una descripción de cómo se transfiere calor en un sólido. **Joseph Fourier** (el mismo que propuso descomponer las señales en series de funciones trigonométricas y en cuyo honor hablamos de transformada de Fourier) dio en 1822 con una expresión que relaciona el flujo de calor a través de un sólido con la diferencia de temperatura en ambos extremos del sólido, su sección (A), longitud (L) y la conductividad térmica (k) del material.

- **Temperatura (T)**: magnitud del movimiento de las partículas (°C, K)
- **Calor (Q)**: energía de agitación o de radiación (julios)
- **Flujo de calor (Q̇, P)**: calor transferido por unidad de tiempo (vatios)
- **Resistencia térmica (Θ, R)**: cociente entre ΔT y P (°C/W)
- **Conductividad térmica (k)**: cociente entre P y ΔT, por unidad de longitud (W/m · K)

• **Ley de Fourier** (1822): $P = k \cdot \frac{A}{L} \cdot \Delta T$, también $\Delta T = R \cdot P$

conductancia térmica, recíproco de la resistencia térmica R

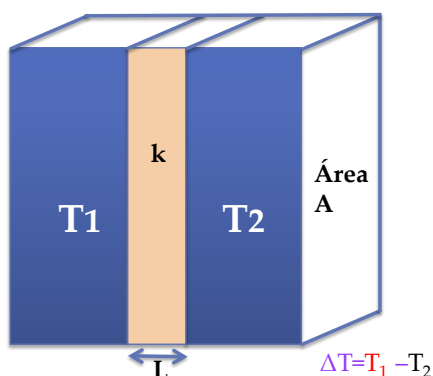
$\Delta T = T_{hot} - T_{cold}$

Figura 3.3. Ley de Fourier

Si definimos resistencia térmica como L/kA , (lo que es análogo a como definimos la resistencia eléctrica de un bloque de material: ancla este concepto al que ya conoces), resulta una expresión muy familiar: $\Delta T = R \cdot P$, que es análoga a $\Delta V = R \cdot I$ (**Ley de Ohm**), lo que sentará las bases para la analogía electrotérmica en la siguiente sección.

En pocas palabras: la ley de Fourier viene a decir que el flujo de calor a través de un cuerpo es directamente proporcional a la diferencia de temperatura entre sus extremos y a la conductividad térmica (k) de su material.

Ley de Fourier: $P = k \cdot \frac{A}{L} \cdot \Delta T$



Material	k	Material	k
Aire	0,027	Aluminio	175
Ladrillo	0,6 - 1	Oro	315
Vidrio	1	Cobre	360
Adhesivo térmico	1,25	Plata	406
Acero	50	Plástico	0,1 - 0,4
Latón	109	FR4 y solder mask	0,25 - 0,3

k expresada en W / (m · K)

Figura 3.4. Conductividades térmicas de algunos materiales

Analogía electrotérmica

Lectura recomendada: Sección 3-1, pp. 128-138 de [2]

A partir de la Ley de Fourier y de la Ley de Ohm, es fácil establecer una analogía. Te recomiendo tratar de memorizar "temperatura es tensión y flujo de calor es corriente". Tómame unos segundos y acto seguido pasa al siguiente párrafo.

Considera un motor disipando cierta potencia eléctrica que, en forma de flujo de calor (P , en vatios o julios por segundo) es transferida al ambiente, cuya temperatura es T_A . Entre motor y ambiente hay una resistencia térmica R_{R-A} (expresada en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, o K/W , es lo mismo). Mira el modelo electrotérmico equivalente en la Figura 3.5 e intenta comprender cada uno de los elementos. T_m es la temperatura del motor.

Si resolvemos el modelo como si se tratara de un circuito eléctrico, resulta:

$$T_m = T_A + R_{R-A} \cdot P$$

No está mal para no saber nada de transferencias de masa y calor, ¿verdad?

Un modelo no es más que una simplificación de la realidad en la que lo importante es escoger el punto justo de simplificación. Un modelo demasiado detallado será poco práctico (por ejemplo, por tener un elevado coste computacional), poco comprensible o incorporará efectos de segundo orden irrelevantes. Un modelo demasiado simplificado será poco exacto para las necesidades de nuestro diseño y por tanto inútil. De modo que a la hora de elaborar un modelo debemos decidir qué es lo que necesitamos estimar y con qué precisión, y a partir de ahí hacerlo tan sencillo como sea posible.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Ley de Fourier: } \Delta T = R \cdot P \\ \text{Ley de Ohm: } \Delta V = R \cdot I \end{array} \right\} \begin{array}{l} P \rightarrow I \\ \Delta T \rightarrow \Delta V \\ R_{\text{eléctrica}} \rightarrow R_{\text{térmica}} \end{array}$$

Modelo de un motor disipando P vatios, considerando una resistencia térmica motor-ambiente R_{R-A} , siendo la temperatura ambiente T_A . La temperatura del motor es:

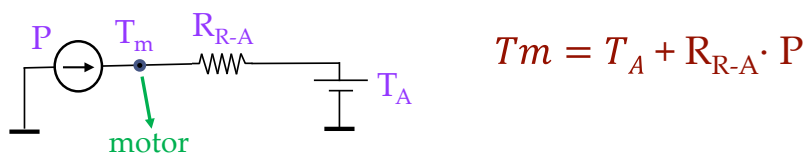


Figura 3.5. Modelo electrotérmico básico

Ten en cuenta que al hacer este modelo estamos asumiendo (incorrectamente) que:

- Todo el motor se encuentra a temperatura T_m . Si decidimos que esto no es lo que necesitamos, podemos sustituir la fuente de flujo de calor y el nodo a temperatura T_m por un modelo más complejo que refleje sus principales partes internas y las resistencias térmicas entre ellas
- El ambiente está a una única temperatura T_A
- Sólo hay un camino para el flujo de calor y está representado por R_{R-A}
- Las temperaturas son estacionarias

Aún incorrecto, si el error es aceptable tendremos un buen modelo. Si quieres exactitud, ¡tendrás que hacer una compleja simulación CFD (*computational fluid dynamics*)!

Si queremos hacer las cosas bien, debemos construir algo, medirlo y después elaborar un modelo que sea suficientemente aproximado para nuestras necesidades (¿5 $^{\circ}\text{C}$ de error está bien? ¿10 $^{\circ}\text{C}$?)

Por ejemplo, si mi empresa fabrica discos SSD externos (que básicamente son un PCB dentro de una caja sin ranuras de ventilación), deberé construir un producto representativo de toda mi gama y realizar medidas de temperatura en diferentes puntos en la superficie de la caja, aire interno y PCB que me permitan estimar resistencias térmicas y determinar qué elementos del modelo puedo obviar.

En el caso práctico del día 17 estimamos el coeficiente de convección de una Raspberry Pi 4b a partir de un modelo sencillo 2D en hoja de cálculo y unas medidas con cámara térmica.

Ejemplo de modelos térmicos estacionarios: gestión térmica de un LED para iluminación

*Hay un libro estupendo para aprenderlo **todo** sobre diseño térmico para LEDs: “Thermal management for LED applications”, editorial Springer, 2014. El libro, en su versión electrónica tiene ISBN 978-1-4614-5091-7. Son editores del libro Clemens Lasance y Andreás Poppe. Está disponible en muchas universidades como recurso electrónico, de modo que no te será difícil hacerte con él si estás interesado en profundizar en este campo.*

En este ejemplo vamos a construir un modelo de resistencias térmicas para un LED de iluminación. El objetivo que buscamos, aquello en lo que debes centrar, es en identificar qué elementos son relevantes para las prestaciones del sistema y por tanto dónde merece la pena esforzarse en introducir mejoras.

Para empezar, debe saber que hay LEDs para iluminación de baja potencia (típicamente disipan menos de 1 W), de media potencia (disipan de 1 a 3 W) y de alta potencia (por encima de 3 W). Un 70-80% de la potencia entregada al LED se disipa como calor, y sólo un 20-30% se transforma en luz.

Una bombilla incandescente de 75 W producía unos 1000 lm (lumen, unidad de medida de flujo luminoso, pero para los más frikis de vosotros “lumenn” también significa “brilla” en Quenya, un idioma élfico). Un LED alcanza unos 100 lm/W, por lo que reemplazar una bombilla incandescente de 75 W requiere un LED (o un array de LEDs) de 10 W. El ahorro es fantástico, pero de los 10 W, aproximadamente 8 W se disipan como calor. No parece mucho, pero si el silicio no debe pasar de 120 °C y la temperatura ambiente es de 40 °C (límite superior en una aplicación doméstica, considerando el LED y su envolvente empotrados en el techo, por ejemplo) resulta que la resistencia máxima que podemos tener entre el silicio y el ambiente es de:

$R_{JA} = (T_{Jmax} - T_A)/P = (120-40)/8 \text{ °C/W} = 10 \text{ °C/W}$, lo que como verás es todo un reto y tiene mejor solución mediante un array de LEDs.

Anatomía de un LED de iluminación

La Figura 3.6 representa la construcción interna de un LED de iluminación y su montaje sobre un PCB y un (casi siempre necesario) disipador. El LED propiamente dicho es un dado de silicio, con un encapsulado superior de epoxi que deja pasar la luz (y a veces se usa como lente), dos hilos de contacto para ánodo y cátodo, dos patillas en el encapsulado para ánodo y cátodo. Un encapsulado inferior y lateral completan el LED.

Debido a su pequeño tamaño (típicamente menos de 1 cm²), la evacuación de calor al ambiente por la parte superior es depreciable (comprenderás por qué el Día 6). De modo que el camino principal para el calor hasta el ambiente es a través del disipador. Esta es la razón por la que quieres minimizar las resistencias térmicas que el flujo de calor encuentre a su paso, desde el silicio hasta el disipador.

Bajo el dado de silicio, un delgado sustrato aislante eléctrico (típicamente de pasta de plata o resina epoxi) reposa sobre la parte inferior del encapsulado, típicamente de aluminio o cobre, que entra en contacto con el PCB a través de un pad térmico de cobre.

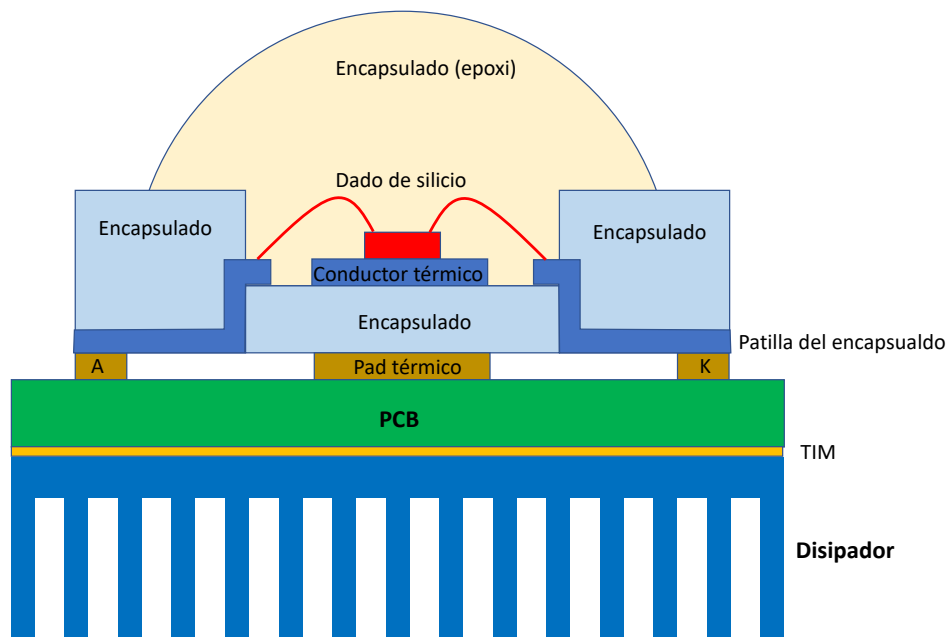


Figura 3.6. Un LED de iluminación montado sobre un PCB y un disipador, destacando los elementos principales

PCBs para aplicaciones de potencia

Hay dos opciones para el PCB:

- Un **PCB convencional**, de fibra de vidrio y resina epoxi, malos conductores térmicos (más sobre esto el Día 4), pero con delgados planos térmicos internos que difunden el calor en el plano horizontal (más sobre esto en Día 10).
- Un **MCPCB** (*metal core PCB*), que contiene un núcleo grueso metálico, típicamente aluminio, ya sea en su capa inferior (y hablamos de *single-sided MCPCB*) o en el centro (*double-sided MCPCB*), entre dos capas de dieléctrico y capas de cobre top y bottom.

Un *single-sided MCPCB* recibe también el nombre de **IMS** (*insulated metal substrate*), donde un PCB de una sola cara de cobre reposa sobre una capa gruesa de aluminio (en algunas aplicaciones especiales, de cobre) para mejorar la difusión lateral de calor respecto a un PCB convencional. El cobre en la capa superior tiene entre 35 y 350 micras de espesor. Como dieléctrico, a veces se usan materiales cerámicos entre 70 y 250 micras de espesor con mayor conductividad térmica que un PCB convencional. La base de aluminio es típicamente de 1,6 mm de espesor. La construcción IMS es muy usada en aplicaciones LED para iluminación.

Bajo el sustrato de aluminio, un disipador u otra estructura permite evacuar el calor al ambiente. Para minimizar la resistencia térmica, pueden usarse vías térmicas pasantes entre la capa de cobre y la capa de aluminio.

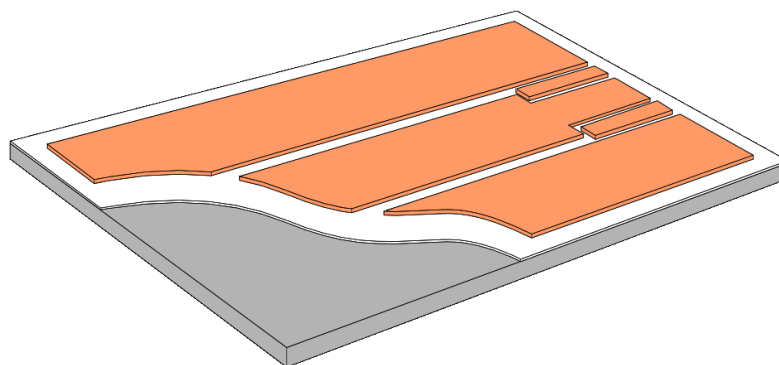


Figura 3.7. *Single-sided metal core PCB*, conocido también como IMS (*insulated metal substrate*). [Imagen](#) bajo licencia CC-BY-SA 3.0 unported. Autor: [CyrilB~commonswiki](#)

Fíjate en que cuanto más delgado sea el sustrato de aluminio, menor la resistencia térmica en la dirección transversal. Pero el objetivo del sustrato metálico no es reducir la resistencia térmica en dirección transversal, sino aumentar la difusión lateral del flujo de calor para aumentar el área efectiva por el que circula éste. El Día 10 veremos que la mayor parte del flujo de calor pasa al ambiente en el área de un círculo cuyo radio aumenta con la conductividad térmica lateral del PCB (y ahí ayuda un metal grueso) y disminuye con el coeficiente de convección (lo estudiaremos el Día 6). Hoy haremos la simplificación de suponer que el calor se difunde por toda la superficie del PCB, lo que es cierto en PCBs pequeños.

Modelo de resistencias térmicas de la Figura 3.6

El flujo de calor (P) disipado por el LED encuentra dos caminos para llegar al ambiente, representado por el símbolo de masa. De este modo, las “tensiones” que calculemos en el circuito serán (por la analogía electotérmica) incrementos de temperatura respecto a la del ambiente.

Cada camino es una de las ramas paralelas de la Figura 3.8. La inferior presenta una resistencia térmica mucho más elevada que la superior, por lo que podremos despreciarla. ¿Por qué? R_{ta} es la resistencia térmica de convección del encapsulado (lente) al aire, es mucho mayor que R_{ji} (resistencia térmica del silicio a la lente) y es inversamente proporcional al área en contacto con el aire. Con un área (A) en el orden de 1 cm^2 y (lo veremos el Día 6) una resistencia térmica de convección cercana a $0,1/A \text{ } ^\circ\text{C/W}$, resulta una resistencia térmica en torno a $1000 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

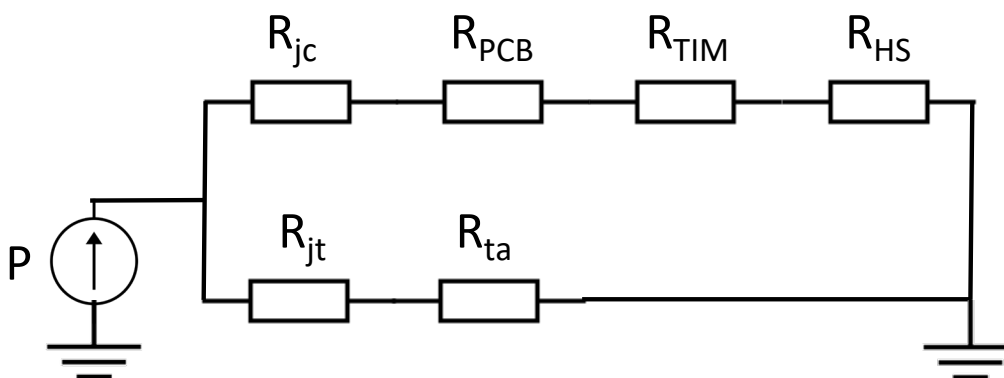


Figura 3.8. Modelo térmico simplificado de la Figura 3.6.

La rama superior presenta una resistencia térmica mucho menor y por tanto es la única a considerar. Vamos a poner algunos números razonables:

- R_{jc} se obtiene de la hoja de datos del LED y no son raros valores entre 10 y $20 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Asumamos un valor de $15 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- R_{PCB} puede ser menor de $1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Vamos a justificarlo. Supongamos un PCB de 9 cm^2 (tres veces mayor que el LED en cada dimensión, que viene a ser de aproximadamente 1 cm^2). Mañana (Día 4) veremos que la resistencia térmica en la dirección transversal se calcula como t/kA , siendo t es espesor del material, k la conductividad térmica y A el área. El PCB es un compuesto de cobre, dieléctrico y aluminio, tres elementos en serie, y por tanto debemos sumar las tres resistencias en serie:
 - $R_{cu} = 70e-6 / (360 \cdot 1e-4) = 1,94 e-3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
 - $R_d = 200e-6 / (0,25 \cdot 9e-4) = 0,89 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
 - $R_{al} = 1,6e-3 / (170 \cdot 9e-4) = 1e-2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
 - $R_{cu} + R_d + R_{al} \approx 0,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Claramente, domina el dieléctrico, que debe ser tan delgado como podamos permitirnos.

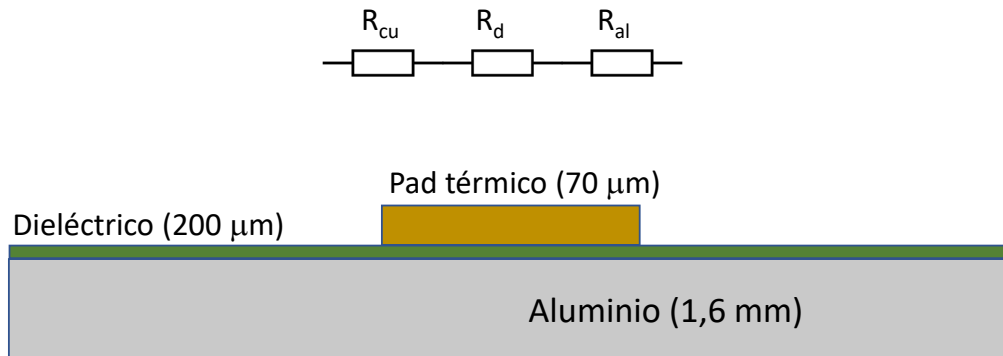


Figura 3.9. Modelo térmico del PCB, formado por tres resistencias en serie

- R_{TIM} es la resistencia térmica del material de interfaz (*thermal interface material*, TIM) entre la placa de aluminio del PCB y el disipador. Se usa para aumentar el área de contacto entre ambos elementos, eliminando huecos de aire (que es un gran aislante). Asumiendo un valor de conductividad (k) de 8 W/mK para el TIM, un espesor (t) de 0,5 mm y un área (S) de 9 cm², su resistencia térmica es de $t/kS = 69 \text{ e-}3 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Despreciable frente a otras resistencias en la rama.
- R_{HS} es la resistencia térmica de convección del disipador al aire. En una primera aproximación muy sencilla (estudiaremos disipadores el Día 7) podemos decir que la resistencia térmica de convección será aproximadamente $0,1/A$, siendo A el área total de las aletas del disipador. Si en 9 cm² tenemos 12 aletas de 3 cm de largo y 3 cm de alto, resulta un área de 108 cm² y una resistencia térmica de $9,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

Poniéndolo todo junto: $R_{jc} + R_{PCB} + R_{TIM} + R_{HS} \approx 15 + 0,9 + 69 \text{ e-}3 + 9,3 \approx 25,3 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

De modo que es absurdo invertir más dinero en un mejor pasta o adhesivo térmico, o en un PCB de altísimas prestaciones: la clave está en elegir bien el LED, el tamaño del PCB y el disipador.

Limitando la temperatura del silicio a 120°C, la máxima potencia que puede disipar el LED a una temperatura ambiente de 40°C es de $(120-40)/25,3 \text{ W} = 3,16 \text{ W}$. En estas condiciones, necesitaremos tres LEDs (con flujos de calor que se evacúen por caminos independientes, para no calentarse entre sí) para poder disipar los 8W que reemplazarían a una bombilla incandescente de 100 W.

Otras razones para reducir la resistencia térmica total

No sólo se trata de evitar que el silicio del LED supere los 120 °C. Al aumentar la temperatura el LED baja su eficiencia y produce menos luz. También cambia su color al aumentar la temperatura. De modo que no sólo se trata de asegurar la vida útil esperada del LED, se trata de garantizar las prestaciones.

Capacidad térmica

Trabajando únicamente con resistencias térmicas sólo podemos describir el estado final, también llamado estacionario. Ocurre igual en un circuito eléctrico, ¿cierto?

Si queremos estudiar la evolución temporal del sistema, o transitorio, debemos añadir a nuestro modelo componentes que incorporen esta característica, porque las resistencias térmicas no lo hacen. Si te paras a pensar, hay evolución temporal únicamente porque la materia tarda un tiempo en calentarse y en enfriarse: tiene una **inercia térmica**. Esta inercia térmica, de forma intuitiva, debe ser proporcional a la masa del cuerpo. Y a algo más que depende de la sustancia: no nos lleva tanto tiempo y energía (el producto de ambas magnitudes, o, mejor dicho, la integral de la energía en el tiempo es... ¡potencia medida en vatios!) calentar 1 kg de agua como 1 kg de arena. De hecho, nos cuesta cinco veces más calentar el agua.

Esta característica de cada sustancia recibe el nombre de **calor específico** y representa el calor que hay que aportar a 1 kg de una sustancia para incrementar su temperatura en 1°C. Lo representaremos como c_p y sus unidades son J/kg·K (julio dividido entre kilo por Kelvin).

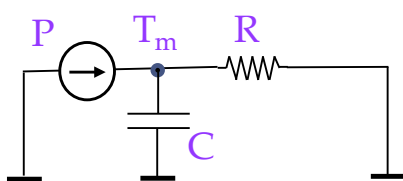
Tabla 3.1. Calor específico de varias sustancias

Sustancia	C _p (J/kg·K)	Sustancia	C _p (J/kg·K)
Aluminio	900	Madera	1700
Hierro/acero	450	Nylon	1700
Cobre	390	Cemento	850
Cinc	380	Granito	840
Plata	230	Arena	800
Tungsteno	135	Vidrio	670
Platino	130	Agua	4186
Aire	718	Agua salada	3900
Vapor de agua	2000	Parafina	2100

Si multiplicamos la masa del objeto por su calor específico, obtenemos los julios (energía) que hay que aportar al cuerpo para elevar su temperatura 1°C. Y este producto es conocido como **capacidad térmica (J/K)**. La capacidad térmica nos habla sobre la capacidad de acumular calor de un cuerpo. Mira la Tabla 3.1. Una piedra puede tener un calor específico entre 800 y 900 J/kg·K. El agua tiene aproximadamente 4000 J/kg·K. Digamos (redondeando) que es cuatro veces superior. **Entonces ¿sale a cuenta calentar un cubo de agua echando dentro piedras calientes?**

Lo importante no es el calor específico, sino la capacidad térmica, y eso requiere multiplicar por la masa. A igual volumen, una piedra densa puede tener una masa casi tres veces superior a la del agua. Eso nos deja con que, a igual volumen, una piedra tiene una capacidad térmica que estará en aproximadamente un 75% de la del agua. Una piedra calentada a 300°C en una hoguera permitirá llevar a 70°C para preparar té verde un volumen de agua casi 3,5 veces mayor (si el agua estaba inicialmente a una temperatura ambiente de 20°C y consideramos un estado final del sistema piedra-agua a 70°C). Calentar líquidos con piedras de una hoguera es una buena idea, pero el problema es que el agua tiene un enorme calor específico.

Volviendo a nuestro modelo del motor transfiriendo calor al ambiente, podemos tener en cuenta la capacidad térmica del motor añadiendo un condensador entre los nodos T_m y la referencia (masa, que representa la temperatura ambiente T_A), tal y como se representa en la Figura 3.6. La expresión para la evolución temporal de T_m es bien conocida (asumimos el motor a temperatura inicial T_A y un calentamiento progresivo a partir de t=0):



$$T_m = T_A + R \cdot P \cdot (1 - e^{-t/RC})$$

Figura 3.10. Modelo térmico básico incluyendo la capacidad térmica y solución durante el calentamiento

Por ejemplo, si T_A=20 °C, R=0,1 °C/W y P=250 W, en el estado estacionario alcanzamos T_m = 45°C. Ya sabes que el modelo es muy inexacto, porque ya intuyes que la resistencia térmica al ambiente no puede ser constante. Ya hablaremos sobre esto.

A diferencia del modelo sin capacidades térmicas, estamos considerando que las temperaturas no son estacionarias. Tras un encendido o apagado, el motor alcanzará el estado estacionario con una constante de tiempo igual a RC.

Casi siempre estamos interesados por el estado final (estacionario), por lo que, en lo sucesivo, salvo que estemos interesados en el transitorio, no consideraremos las capacidades térmicas.

Día 4. Conducción térmica en un PCB

Tomamos un PCB, con sus capas de cobre y FR4, como ejemplo de aplicación de la ecuación de conducción que presentamos ayer. El valor de lo que estudiamos hoy está en las conclusiones:

- *Desde el punto de vista térmico, el calor lateral sólo lo conduce el cobre. Podemos imaginar que el cobre se sustenta en el aire y térmicamente no cambiaría nada (en cuanto a la dimensión lateral)*
- *En la dirección transversal (capa top a capa bottom), el área es grande y el FR4, pese a ser mal conductor térmico, permite que haya poca diferencia de temperatura entre las capas: una imagen térmica de la capa bottom nos muestra perfectamente la posición de las fuentes de calor en la capa top.*
- *La máscara de soldadura es irrelevante para la conducción térmica. Pero te adelanto que mejora la radiación comparada con el cobre desnudo. Así que evita dejar cobre desnudo, que, además, se oxidará.*
- *Las vías son un excelente mecanismo para transportar calor desde los componentes hasta los planos internos de masa, a partir de los thermal pads de los componentes. Este calor se difundirá lateralmente por el PCB, convirtiéndolo en un disipador. Las vías son estupendas también para llevar el calor de una cara de PCB a la opuesta. En ambos casos, hablamos de vías térmicas o de thermal vías.*

Qué vamos a aprender hoy

Vamos a estudiar la conducción de calor en un sólido a partir de un ejemplo concreto: una placa de circuito impreso (*printed circuit board*, PCB). La razón es que este será el caso más habitual que abordemos como profesionales y los conocimientos que adquiramos en este estudio serán de aplicación al resto.

Lo primero que tenemos que considerar es que el papel que juega el PCB en el modelo y en el comportamiento térmico de un producto electrónico ha variado mucho desde que usamos componentes de montaje superficial (*surface mount devices*, SMD).

Una vez establecido el punto de vista correcto, repasaremos la ecuación de conducción y la aplicaremos a las dos formas en las que el calor puede viajar en un PCB: lateral o transversalmente.

Terminaremos la sección considerando el papel que juegan la máscara de soldaduras (*solder mask*) y las vías. El primero será del todo irrelevante, el segundo será fundamental.

Al finalizar la lección de hoy, habremos aprendido las estrategias principales empleadas en el diseño de PCBs para evacuar el calor por conducción.

Relevancia de la conducción en diseños SMD

Cuando los PCBs eran sólo soporte mecánico e interconexiones para un conjunto de componentes insertados, cabía hacer las siguientes consideraciones:

- Las resistencias térmicas entre componentes eran grandes (justificaremos esto más adelante), de modo que era poco el calor que se transfería de un componente al PCB y de aquí a otro componente.
- La mayor parte del calor disipado por un componente se transfería directamente al ambiente por convección (ya veremos qué es esto). El PCB jugaba sólo un papel secundario.

De este modo, en una primera aproximación, basta con plantear una versión de la ecuación de conducción para cada componente por separado (la famosa $T_j = T_a + P \cdot R_{ja}$) para estimar su temperatura. Pero llegó la miniaturización y trajo consigo las siguientes consecuencias:

- Componentes de menor tamaño, que por tanto evacuan calor al ambiente con más dificultad
- Componentes más juntos, reduciendo así la resistencia térmica entre componentes
- Encapsulados SMD, que transfieren el calor al PCB de un modo mucho más eficiente

Y entonces cambió el papel del PCB en el diseño térmico del equipo. **Porque ahora gran parte del flujo de calor (en ciertos diseños, más del 80-90%) alcanza el ambiente a través del PCB, que deja de ser un mero soporte mecánico para componentes e interconexiones para convertirse en disipador de calor.** EL PCB pasa a jugar un papel crucial en la respuesta a las preguntas: ¿se calentarán demasiado los componentes? ¿Es el diseño viable?

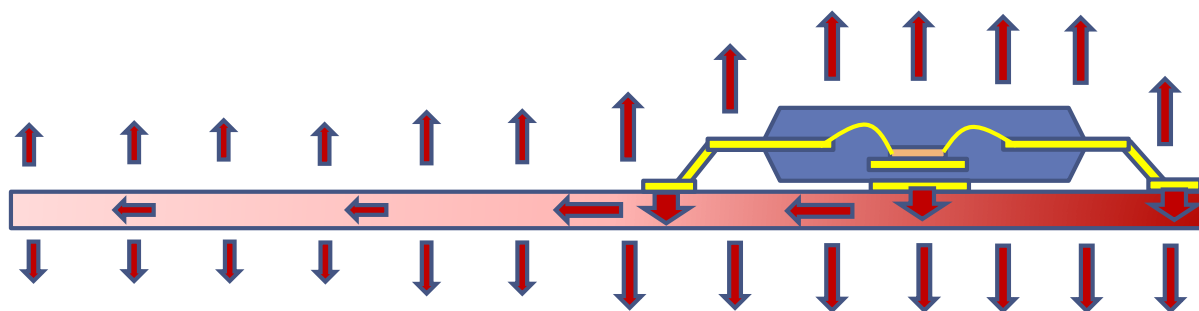


Figura 4.1. Los componentes SMD (especialmente si van equipados de *thermal pads*) evacúan un porcentaje elevado del calor que generan a través del PCB

Ecuación de conducción en un PCB

Lectura recomendada: capítulo 4 de [1]

Sin duda recuerdas la **Ley de Fourier** que ya hemos estudiado y que nos dice que el flujo de calor (P) entre dos extremos de un cuerpo es directamente proporcional a la diferencia de temperatura entre los extremos (T_1, T_2). La constante de proporcionalidad es la resistencia térmica, que se deriva a partir de la conductividad (k) del material, el su espesor (t) y el área (A) por la que se transmite el calor.

Observa en la Figura 4.2 la **ENORME** diferencia de conductividad térmica (k) entre los dos materiales principales de un PCB: planos y pistas de cobre ($360 \text{ W/m}\cdot\text{K}$) y el material base del PCB, FR4 (entre $0,25$ y $0,3 \text{ W/m}\cdot\text{K}$). **El cobre conduce el calor 1200 veces mejor que el FR4.** Esta diferencia debería movernos a dos reflexiones, que haremos en los siguientes dos apartados.

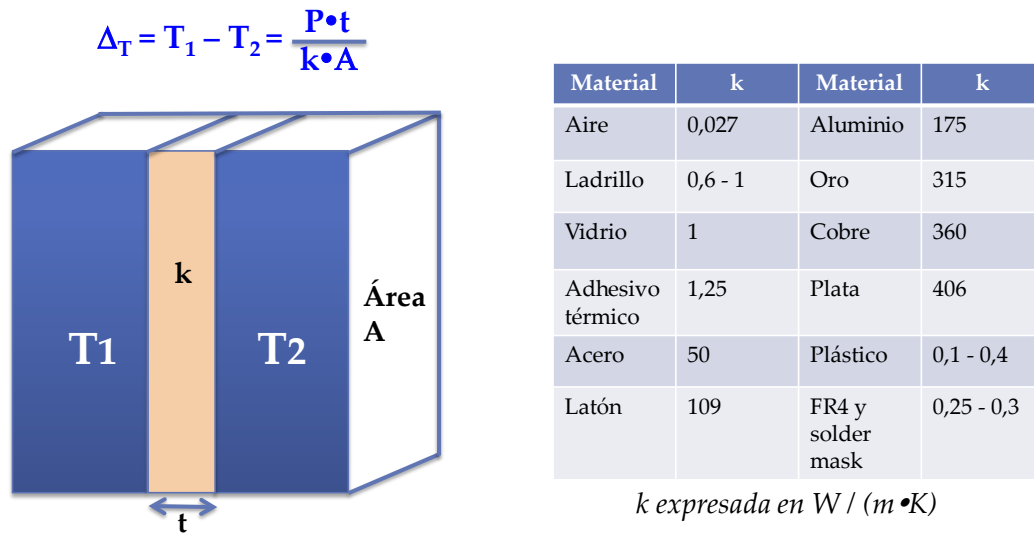


Figura 4.2. ¿Te suena? Es la Figura 3.4, repetida aquí para tu comodidad

$$T_1 - T_2 = P \cdot R_{th}, \text{ siendo } R_{th} = t/(kA)$$

Conducción lateral en un PCB

Lectura recomendada: Sección 15-6, pp. 803-804 de [2]

Un PCB tiene un espesor de típico entre 1,5 y 2 mm. Es casi todo material base, FR4 (mal conductor del calor) con uno o varios planos delgados (17, 35 ó 70 micras de espesor) de cobre, un excelente conductor del calor.

La resistencia térmica de un cuadrado de cobre de una onza por pie cuadrado (equivalente a 35 micras de espesor) es ya 30 veces inferior a la de un cuadrado de FR4 de 1,6 mm de espesor. Si el cobre es de dos onzas, la diferencia se eleva a un factor 60. Si hay más planos de cobre, hablamos de un factor superior a 100.

Conclusión: en un PCB, podemos considerar que todo el calor lateral lo transmite uno o más planos de cobre, y podemos despreciar el papel que juega el FR4.

Aquí no debemos considerar las capas de señal, que por ser discontinuas y ocupar un porcentaje bajo de la superficie del PCB, aportan poco a la conducción lateral del PCB. Hay métodos de estimación que consideran el porcentaje de superficie cubierta de cobre en cada capa de señal. Pero vamos a ser conservadores y contar sólo con los planos continuos de cobre.

Conducción transversal en un PCB

La situación cambia si consideramos la conducción transversal de calor, es decir, entre las capas *top* y *bottom* del PCB. Ahora la resistencia térmica de cobre queda en serie con la del FR4. Un cuadrado de 1 cm² de una onza por pie cuadrado de cobre, tiene una resistencia térmica de casi 1 mK/W (milikelvin por vatio). Esa misma área de FR4 presenta una resistencia térmica de 64 K/W. Al quedar ambas resistencias en serie, podemos decir que, en conducción transversal, podemos despreciar el efecto del cobre, aportando el FR4 prácticamente toda la resistencia térmica.

Para un PCB de 10x10 cm², la resistencia térmica del FR4 es de 0,64 K/W. Es decir, un vatio de flujo de calor producirá una diferencia de temperatura entre ambos extremos del PCB de sólo 0,64°C.

Conclusión: un PCB es un buen conductor de calor entre sus caras superior e inferior. De hecho, a veces no hay más de 5-10 °C de diferencia.

Una segunda conclusión: un PCB está prácticamente tan caliente por su cara superior como por la inferior.

- Consideramos $L = W$, por lo que $R=1/(kt)$, siendo t el espesor de cobre
- Para Cu 1 oz, resulta $80^{\circ}\text{C}/\text{W}$, y para 2 oz resulta $40^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- Para FR4 1,6 mm resulta $2.500^{\circ}\text{C}/\text{W}$, para FR4 200 μm resulta $20.000^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para FR4 100 μm resulta $40.000^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- Incluso para una única lámina de Cu de 2 oz, el Cu conduce el calor 60 veces mejor que el FR4.
- Con dos planos de masa/alimentación de 2 oz el ratio sube a 125

Conclusión: en un PCB, todo el calor lateral es conducido por Cu

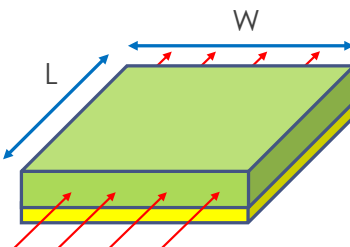


Figura 4.3. Conducción lateral de calor en un PCB

- Consideramos un área de 1 cm^2
- $R = \frac{\Delta x}{(k \cdot 1\text{ cm}^2)}$
- Para Cu 1 oz, resulta $1\text{ mK}/\text{W}$, y para 2 oz resulta $2\text{ mK}/\text{W}$. Es despreciable para un PCB típico de $10 \times 10\text{ cm}$
- Para FR4 1,6 mm resulta $64^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Para un PCB típico de $10 \times 10\text{ cm}$, resulta $0,64^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Conclusión: la conducción transversal de calor en un PCB es muy buena, y mejora todavía más si añadimos vías (lo veremos a continuación)

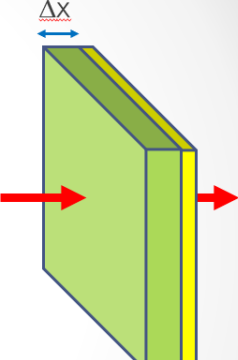


Figura 4.4. Conducción transversal de calor en un PCB

Podemos aprovechar este hecho para evacuar el calor hacia la capa opuesta a la de los componentes, y desde allí trasladarlo al entorno por conducción o por convección.

Efecto de la máscara de soldaduras

Cuando estaba trabajando en mi tesis doctoral (aún estábamos en el siglo XX, o como dice mi hijo de diez años, “en los tiempos antiguos”), recuerdo que en un diseño dejé, rodeando a los reguladores de tensión y en la cara opuesta del PCB, áreas de cobre desnudas (no cubiertas de *solder mask*) bajo la creencia de que este cobre “disiparía” mejor el calor al entorno si lo dejaba desnudo. Suena intuitivo, ¿verdad?

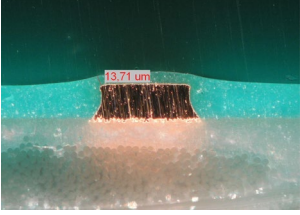
Error. En primer lugar, la máscara de soldadura tiene una conductividad térmica similar a la del FR4, pero supone una capa muy delgada (digamos que 20 micras). Eso quiere decir que:

Como conductor lateral de calor, es del todo despreciable.

Como conductor transversal, su delgadez hace que represente alrededor del 1% de la resistencia térmica *top-bottom*, y por tanto es también despreciable.

Pero la disipación por radiación es mucho mayor con *solder mask* que con cobre desnudo (veremos esto más adelante) y por eso hubiera sido mejor dejar las áreas de cobre de disipación cubiertas de máscara de soldaduras.

- Consideramos un área de 1 cm^2
- $R = \Delta_x / (k \cdot 1 \text{ cm}^2)$, $k = 0,3 \text{ }^\circ\text{C}/(\text{m} \cdot \text{K})$
- Para 1/2 oz, resulta $0,6 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$, 100 veces menor que el FR4 de 1,6 mm de espesor.



Conclusión 1: la resistencia térmica (transversal) de calor debido al solder mask es despreciable frente a la del FR4

Conclusión 2: con $0,6 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ por cada cm^2 , realmente no vale la pena dejar ventanas en el solder mask (áreas de cobre descubiertas) para mejorar la disipación. ¡Ten en cuenta además que el solder mask aumenta la disipación por radiación! (tiene approx. 9 veces mayor emisividad)

Figura 4.5. La máscara de soldaduras no perjudica al comportamiento térmico del PCB

Resumiendo: dejar área de cobre desnudas no sólo no mejora, sino que empeora la disipación de calor al ambiente. Y para colmo, el cobre se oxidará.

Por tanto: nunca dejes cobre desnudo sin una buena razón. Y suponer que así se conduce mejor el calor al ambiente no es una razón válida.

Efecto de las vías

En esta ocasión, te adelanto el resultado:

Las vías suponen un medio excelente para conducir el calor de una cara a otra de un PCB. También para llevar el calor desde los componentes hasta los planos internos de cobre, y así difundir el calor lateralmente por el PCB, que se calentará, facilitando la evacuación de calor al ambiente por convección.

Como consecuencia, encontrarás a menudo vías (denominadas **vías térmicas**) bajo los *pads* térmicos de los componentes.

En la Figura 4.6 tienes un cálculo de la resistencia térmica de una vía, en función su radio interior y exterior y de su longitud. Una vía típica de 0,4 mm tiene una resistencia térmica en torno a 40 K/W, valor que puede bajar a 30 K/W si rellenamos la vía con pasta de soldadura (cosa que se hace a veces). Un pequeño array de vías (cuyas resistencias térmicas quedan todas en paralelo) puede obrar maravillas.

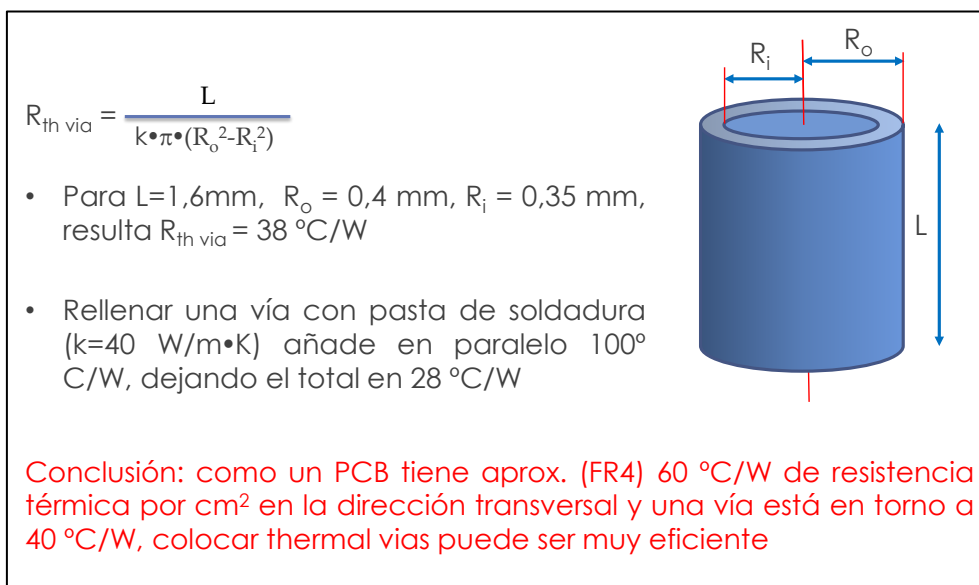
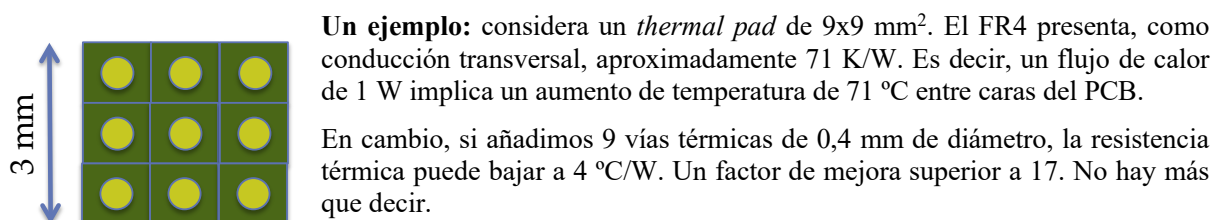


Figura 4.6. Las vías son un excelente (e irremplazable) modo para transferir calor al PCB



La Figura 4.7 muestra un ejemplo de uso de vías térmicas. Un regulador lineal TPS7A4700RGW (U6, arriba a la derecha), va a disipar 540 mW en condiciones de operación nominales. Como referencia, el *datasheet* nos dice que la resistencia térmica (en un PCB de referencia que no es para nada el tuyo) es de $32,5\text{ }^\circ\text{C/W}$. Así que podrías esperar un incremento de temperatura de $17\text{-}18\text{ }^\circ\text{C}$ sobre el ambiente. Pero esto es, como acabo de decir, para un PCB estandarizado de $4'' \times 4,5''$ con un plano interno de masa y otro de alimentación, ambos continuos, con el regulador centrado en el PCB y sin más fuentes de calor cercanas.

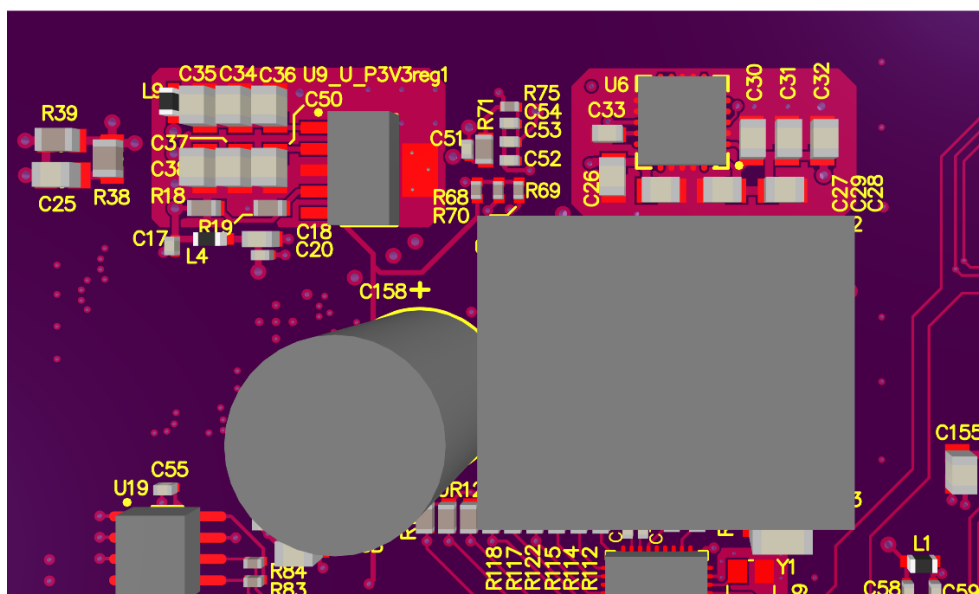


Figura 4.7. U6 (arriba a la derecha) es un regulador lineal peligrosamente cerca de un regulador conmutado (rectángulo grande gris bajo U6). La proximidad de los dos componentes hará que la zona se caliente más de la cuenta si no tomamos medidas apropiadas

Hay un módulo regulador conmutado bajo al regulador U6. Y otro regulador lineal (U9_U_P3V3reg1) a su izquierda. Por tanto, habrá que prestar atención a esta parte del PCB para evitar un sobrecalentamiento local.

Afortunadamente, en este diseño contamos con recursos más que suficientes para hacer frente al reto:

- En este PCB disponemos de 4 planos internos de masa. Esto asegura que el calor se difundirá lateralmente por todo el PCB, que actuará como superficie de disipación.
- R_{jb} es de $11,9\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ (de nuevo, medido en el PCB de referencia de $4''\times 4,5''$). El regulador tiene un área conductora de $3,5\times 3,5\text{ mm}^2$ en su parte inferior (*thermal pad*). Un área de cobre en esta zona, con 9 vías conectadas a los 4 planos internos de masa, permitirá trasladar el calor eficientemente a los planos internos de masa.

En la Figura 4.8, vemos que hay también un área de cobre en capa top alrededor de U6. Su función no es térmica (el área es muy pequeña), sino eléctrica: un área de masa en capa top para minimizar la impedancia entre los condensadores de entrada y de salida y el regulador. Y no, esta vez no quité la máscara de soldaduras de esta área de cobre.

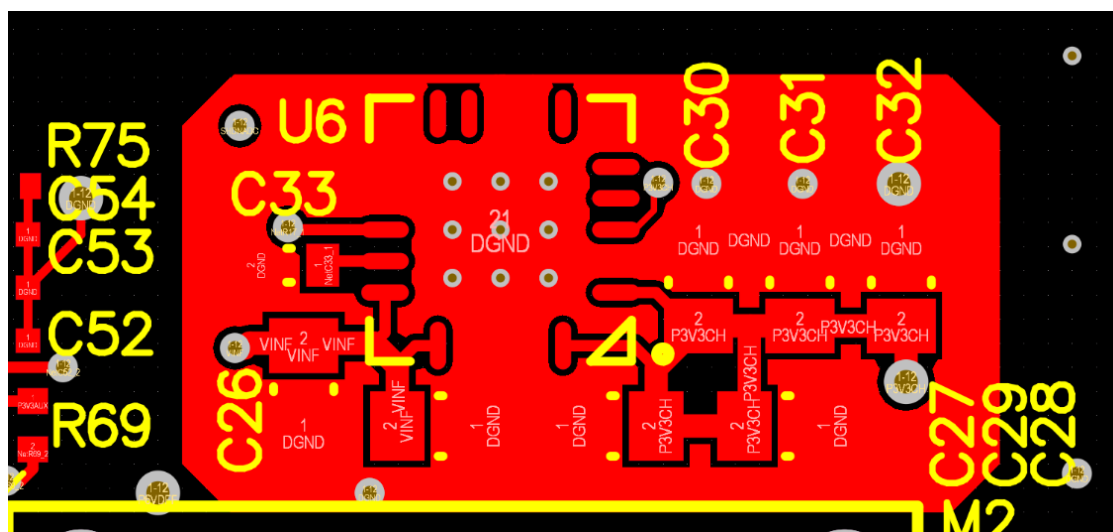


Figura 4.8. Usamos nueve vías térmicas bajo un regulador lineal TPS7A4700RGW

Ejemplo: POCO PCB

Vamos a reflexionar y analizar a mano, sin simulaciones, el comportamiento térmico de una tarjeta electrónica (denominada POCO PCB) para un avión de transporte de pasajeros. Debido a la elevada altura que puede alcanzar el avión, se suele despreciar la refrigeración por convección (a menor densidad del aire, menor eficiencia en la convección) y se confía por entero en la conducción a través de estructuras metálicas, como *cold plates* de aluminio fijadas a la parte posterior (*bottom*) de los PCBs a través de un *thermal pad* delgado.

El PCB que vamos a estudiar mide $50\times 25\text{ mm}^2$ y contiene reguladores de tensión. Se adjunta también una tabla con las características de las cargas térmicas. U3 y U7 son REG60. U4, U10 son REG61. Los otros ocho integrados son REG58 (no intentes buscar la referencia de estos integrados en la web de ningún fabricante, son referencias inventadas).

El *stack-up* (estructura de PCB multicapa) es de 4 capas, con cobre de 70 micras en las capas internas y de 35 micras en las externas. Las capas internas y *bottom* se dedican a masa y alimentación. Separado por un delgado *thermal pad* (almohadilla térmica) de 200 micras de espesor y conductividad de 8 W/mK , se fija en la parte posterior del PCB una *cold plate* de aluminio que puedes suponer a una temperatura máxima de 70°C .

Tabla 4.1. Parámetros de los reguladores del diseño POCO PCB

Part	RJB K/W	Power/part W	Number of ICs	Max. junction temperature
REG60	16.3	0.56	2	125 °C
REG61	< 21	0.25	2	125 °C
REG58	29.1	0.1	8	125 °C

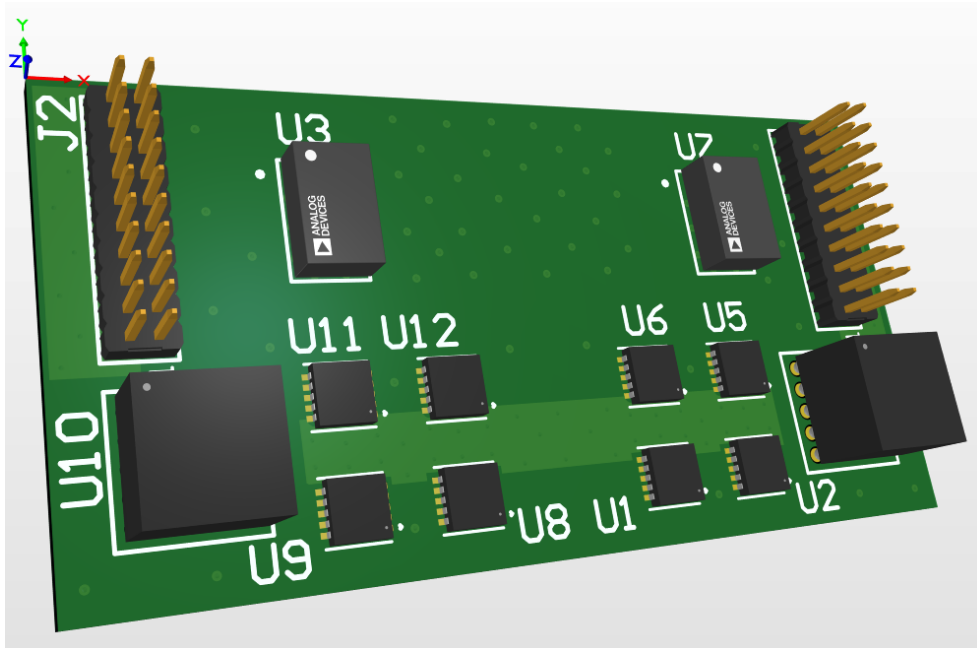


Figura 4.9. Módulo POCO PCB. Contiene doce reguladores de tensión. Va montado sobre otro módulo a través de dos conectores de 20 pines.

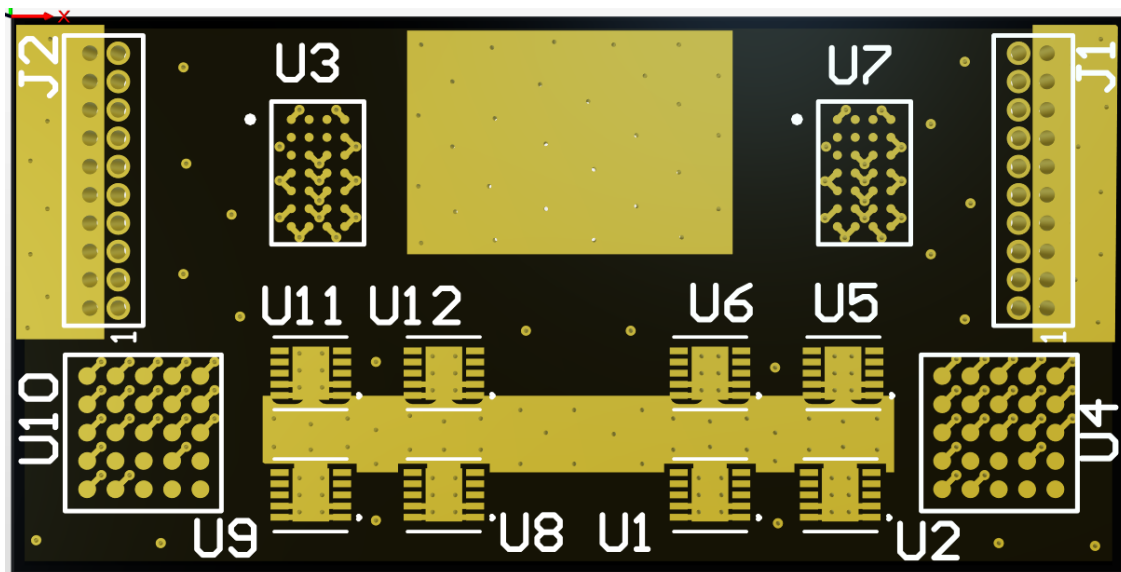


Figura 4.10. Cobre en la capa top del módulo POCO PCB, mostrando las 202 vías que permitirán reducir drásticamente la resistencia térmica entre la capa top y el cold plate en la posterior del módulo.

Para mejorar la transferencia de calor hacia la *cold plate*, se ha añadido un total de 202 vías térmicas (diámetro del taladro de 200 micras, grosor de las paredes de cobre de 25 micras, longitud de 1,4 mm).

Asumiendo que la conductividad del cobre es de 360 W/mK y la del FR4 de 0,29 W/mK, haz una estimación de:

1. La temperatura promedio de la capa top del PCB
2. La temperatura del silicio de cada circuito integrado

Solución del ejercicio

Despreciando también la refrigeración por radiación (suponemos el resto de la electrónica que rodea a nuestra POCO PCB aproximadamente a la misma temperatura), el calor generado por los reguladores sólo tiene un camino: a través del PCB, hasta el *cold plate* a 70°C (temperatura máxima).

Para un área de PCB de 50x25 mm², un espesor de FR4 de 1.2 mm (al total del 1.4 mm del PCB le restamos las aproximadamente 210 micras por el espesor de las capas de cobre internos y externos) y una conductividad del FR4 de 0.29 W/mK, resulta que el PCB presenta una resistencia térmica en entre la cara top y la bottom de:

$$R_{PCB} = t/kA = 1.2mm / \left(0.29 \frac{W}{mK} \cdot 50 \cdot 25mm^2 \right) = 3.31 K/W$$

La resistencia térmica del *thermal pad* (almohadilla térmica) será despreciable frente a este valor, pero lo consideramos igualmente para ser rigurosos:

$$R_{Pad} = t/kA = 0.2mm / \left(8 \frac{W}{mK} \cdot 50 \cdot 25mm^2 \right) = 20 mK/W$$

$$R = R_{PCB} + R_{Pad} = 3.33 K/W$$

Para una temperatura máxima de la *cold plate* de 70°C y una potencia total disipada de 2,42 W, resulta que la temperatura media de la cara top del PCB sería de:

$$T_{PCB} = 70^{\circ}C + 3.33 \frac{K}{W} \cdot 2.42W = 78.1^{\circ}C$$

Pero la adición de vías térmicas reducirá este valor. Una vía (cilindro de cobre de 0.2 mm de diámetro y paredes de 25 micras) presenta una resistencia térmica de 283 K/W. Colocar 202 vías en paralelo supone 1,4 K/W. Esta aproximación es razonable, dado que el pequeño tamaño del PCB hace que las temperaturas sean bastante homogéneas.

Si consideramos ahora que los 3.33 K/W del FR4 quedan en paralelo con los 1,4 K/W de las vías, resulta una resistencia térmica de aprox. 1 K/W. Recalculando:

$$T_{PCB} = 70^{\circ}C + 1 \frac{K}{W} \cdot 2.42W = 72.4^{\circ}C \approx 72^{\circ}C$$

Ahora queda sumar, para cada regulador, el producto P·R_{JB} (potencia disipada por cada componente multiplicada por la resistencia térmica del silicio al PCB) a estos 72°C para tener una estimación de la temperatura de la unión (silicio) en cada regulador. Los resultados se muestran en la Tabla 4.2.

La temperatura máxima es de 80°C, por lo que el margen térmico (125°C – T_J) es de 45°C aproximadamente. Asumiendo un error en nuestras estimaciones de 10°C, el margen térmico seguiría estando por encima de los 30°C, por lo que podemos concluir que el diseño funcionará sin problemas.

Tabla 4.2. Temperaturas estimadas para el silicio en los reguladores

Part	R_{JB} K/W	R_{JT} K/W	Power/part W	T_J estimada °C	Max. junction temperature
REG60	16.3	52.4	0.56	81.1	125 °C
REG61	< 21		0.25	77.3	125 °C
REG58	29.1		0.1	74.9	125 °C

En diseños pequeños refrigerados por conducción, los cálculos sencillos dan resultados casi idénticos a las simulaciones, como veremos más adelante en este minicurso.

Día 5. Fundamentos de radiación térmica



Es habitual no tener en cuenta el fenómeno de radiación cuando consideramos el flujo de calor evacuado al ambiente, al suponer que la convección va a aportar mucho más. Ahí va una primera sorpresa: en convección natural y con superficies radiantes de emisividad elevada, la radiación llega a aportar casi el 50% de la potencia evacuada.

Vamos a comenzar por entender cómo radia un cuerpo negro, que es ideal y no existe, para ver luego como añadiendo el concepto de emisividad pasamos a hablar del cuerpo gris. Éste tampoco es real (pues supone emisividad constante en todas las longitudes de onda y temperaturas), de modo que hay que hablar de una emisividad a una temperatura y longitud de onda determinada. Por tanto, las tablas de emisividades son sólo aproximaciones locales.

Vamos a aprender a estimar cuánta potencia radia la envolvente de un equipo en función de su material, área y otro par de parámetros. Este sencillo cálculo es importante: al fin y al cabo, un producto electrónico en caja cerrada transfiere todo su calor a la envolvente (caja) y de aquí al entorno. Conocer la contribución por radiación es una parte de la solución del problema. Si la envolvente es abierta (hay ranuras de ventilación) sigue habiendo parte del flujo de calor que se transfiere a la envolvente y se radia.

Finalmente, hay situaciones en las que no contaremos con la radiación: cuando la caja no “vea” a su alrededor un entorno más fresco o cuando empleamos convección forzada (ventiladores). En este último caso, despreciamos la radiación por ser insignificante frente a la convección.

Qué vamos a aprender hoy

- Entender de qué variables depende la radiación de un objeto
- Entender el importante rol que juega la emisividad
- Saber aplicar la ecuación de radiación a un ejemplo sencillo
- Conocer los límites de la refrigeración por radiación
- Ayudar a Pablo a calcular cómo se enfría su sopa por radiación

Idea subyacente:

La radiación no será el mecanismo principal de refrigeración en tu producto (a menos que esté el espacio), pero puede alcanzar hasta un 40-50% de la suma radiación más convección natural. Aumentar la emisividad de las superficies es tu mejor palanca para mejorar las cosas.



Figura 5.1. [Xavigivax](#), bajo licencia: [CC BY-SA 3.0](#)

Caso práctico de la lección de hoy:

Pablo estaba hambriento. Verdaderamente hambriento. Por el cuidado con el que el camarero había llevado la cazuela hasta la mesa, suponía que la sopa de ajo debía estar tal vez a 90°C. No podría tomarla hasta que se enfriara, hasta que bajara a 60°C y entonces, cucharada a cucharada, soplar para enfriarla antes de llevársela a la boca. ¿Tendría que esperar mucho?

Indudablemente, parte de la sopa se estaba evaporando en ese mismo instante, absorbiendo calor del líquido para poder pasar a fase vapor. Eso ayudaba. Pero más allá del cambio de fase, ¿qué más ponía la física a su favor para enfriar la sopa?

Fundamentos de la radiación térmica

Lectura recomendada: Secciones 11-1 a 11-3 de [2]

Todos los cuerpos por encima del cero absoluto emiten radiación electromagnética. Los que están a temperatura cercana al ambiente, radian sobre todo en la banda de infrarrojos. A temperaturas de cientos o miles de grados centígrados lo hacen principalmente en la banda de luz visible. Fue Planck quien dio con la expresión correcta para el flujo de energía radiado por un cuerpo negro ideal (a cada longitud de onda a una temperatura dada). Te recomiendo que juegues un poco con [este simulador \(http://spectraplot.com/blackbody\)](http://spectraplot.com/blackbody) y observes cómo se desplaza el pico de la radiación en función de la temperatura.

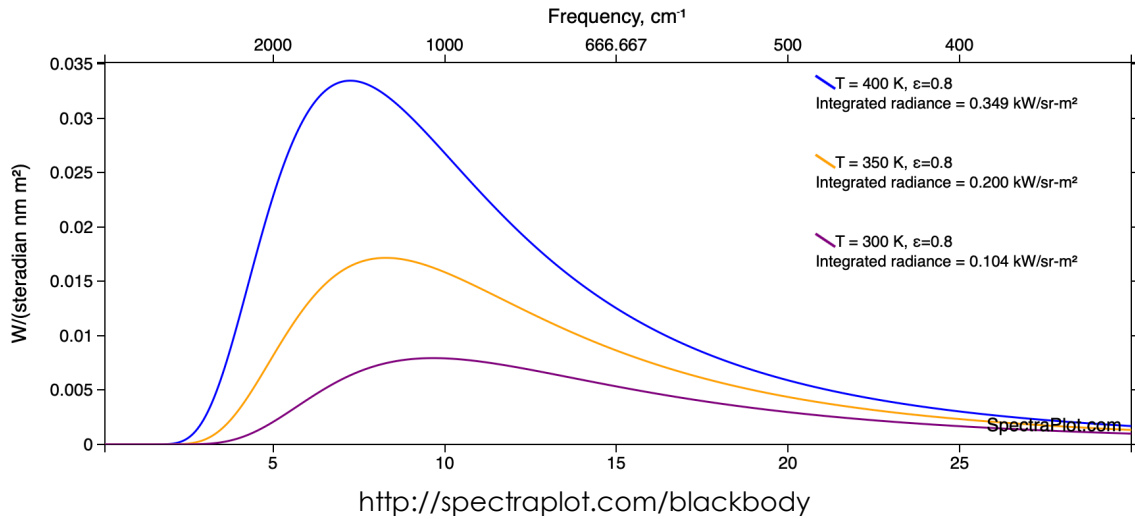


Figura 5.2. Radiación del cuerpo negro a tres temperaturas

Resumiendo: a mayor temperatura, mayor potencia radiada (área bajo la curva) y menor la longitud de onda del pico. Al aumentar la temperatura del cuerpo, el pico se va desplazando desde los infrarrojos, al rojo, naranja, amarillo y, cuando se ha desplazado lo suficiente para radiar en toda la banda visible, lo vemos de color blanco.

Pero los objetos reales no son como un cuerpo negro, que es ideal. Los cuerpos reales radian calor con menor eficiencia, **emisividad** (ϵ), definida como el cociente entre la potencia radiada por el objeto a una longitud de onda dada y la equivalente del cuerpo negro. Es por tanto una magnitud adimensional entre 0 y 1. Cuando tenemos en cuenta el parámetro de emisividad, hablamos de un **cuerpo gris** y no de un cuerpo negro.

Pero queda hacer todavía otra consideración para entender, aunque sea mínimamente, cómo radia un objeto real. Un cuerpo negro no muestra preferencia por unas longitudes de onda frente a otras y radia según la ley de Planck (Figura 5.2). Pero un cuerpo real varía su emisividad en función de la longitud de onda y de la temperatura. Para hacer nuestra vida algo más fácil, hacemos la simplificación de tomar un valor para la emisividad cerca de la temperatura de trabajo y lo suponemos constante.

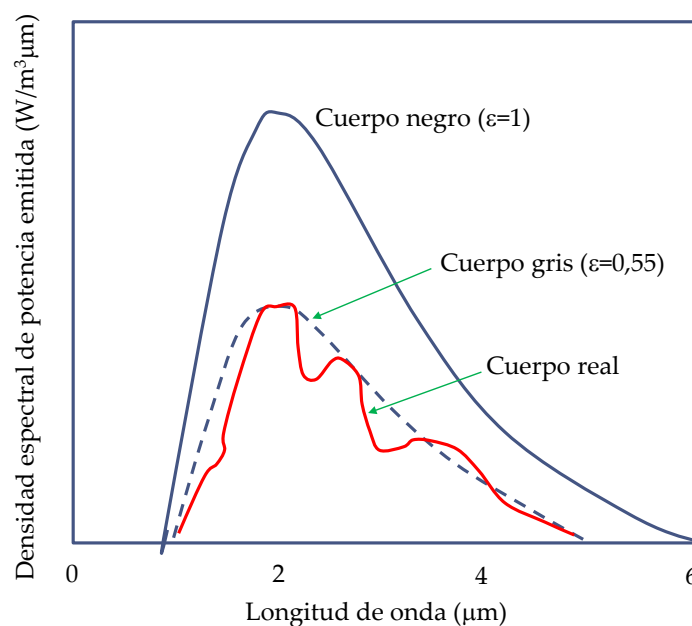


Figura 5.3. Radiación de un cuerpo real

La mayor parte de los materiales que encontramos en un PCB (FR4, plásticos) presentan una emisividad alta, entre 0,8 y 0,95. Pero los metales, en función de su acabado, pueden tener una emisividad tan baja como 0,1 (superficies pulidas y brillantes) o tan alta como 0,5 (superficies oxidadas, adonizadas, con acabado "sucio").

Esta es la razón por la que en una fotografía térmica los conectores y encapsulados metálicos parecen mucho más fríos de lo que están en realidad: su baja emisividad hace que el sensor reciba menos luz de la que correspondería si se tratara, por ejemplo, de plástico. Puedes solucionar esto pegando cinta o papel sobre el conector o circuito integrado. En el caso del aluminio, material muy empleado en envolventes metálicas, la emisividad presenta una fuerte variación con la oxidación y el acabado de la superficie.

Esta es también la razón por la que no es buena idea dejar áreas de cobre desnudas en el PCB (recuerda lo que comentamos ayer): la emisividad de la máscara de soldaduras es mucho mayor que la del cobre, de modo que, si el PCB tiene a su alrededor un ambiente a menor temperatura, radiará más calor.

- Los metales pulidos tienen ϵ muy bajas ($< 0,1$)
- Los metales oxidados y con acabados rugosos pueden alcanzar valores de 0,5
- En el caso de hierro y acero, se puede alcanzar 0,98
- Los plásticos opacos presentan valores muy altos (0,95)
- La madera presenta valores altos (0,8-0,9)
- El agua, el vidrio y el cemento tienen un valor de 0,95
- Diferentes pinturas se mueven en el rango 0,35-0,95

Tabla 5.1. Emisividad de varios acabados del aluminio

Acabado del aluminio	Temperatura (°C)	Emisividad
Pulido	100	0,095
Muy pulido	50-500	0,04-0,06
Sin oxidar	25	0,022
	100	0,028
Oxidado	200	0,11
Lámina comercial	100	0,09
Anodizado	100	0,55
Muy oxidado	93-500	0,2-0,31

Ecuación de radiación

Cuando el entorno (paredes, techo, otros equipos) se encuentra a menor temperatura que nuestro equipo, se produce una transferencia neta de calor por radiación hacia el entorno que puede ser comparable en magnitud a la refrigeración por convección natural.

$$P = \epsilon \cdot A_s \cdot \sigma \cdot (T_s^4 - T_{ent}^4) \cdot f_v$$

- ϵ es la emisividad de la superficie (rango 0-1, adimensional). [Aquí](#) encontrarás una tabla de emisividades de varios materiales
- A_s es la superficie radiante
- σ es la constante de Boltzmann y vale $5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}^4)$

- T_s es la temperatura de la superficie radiante y T_{ent} la del entorno, ambas expresadas en K
- f_v (*field of view*) es un factor geométrico, adimensional y en un rango 0-1, que expresa la fracción de A_s rodeada por una superficie más fresca

Emisividad, superficie radiante y la cuarta potencia de la temperatura absoluta determinan el área bajo la curva (flujo de calor radiado en vatios). Un cuerpo a temperatura T_s radia a su entorno a temperatura T_{env} , pero el entorno también radia. De modo que, suponiendo $T_s > T_{\text{env}}$, el balance de flujos de calor queda definido como se indica en la expresión anterior. Se introduce un factor de corrección geométrico (f_v , *field of view*) para reconocer el hecho de que no toda la superficie del cuerpo "ve" un entorno a menor temperatura.

En el ejemplo de la sopa de ajo, si otro cazo caliente se coloca en su proximidad, habrá que decidir que una fracción del área del cazo no radia efectivamente a su entorno haciendo $f_v < 1$. Y si quieres hablar de módulos electrónicos en un chasis, suponiéndolos a la misma temperatura, un módulo flanqueado por otros dos tendrá $f_v = 0$: sólo los módulos de los extremos tendrán $f_v = 0,5$.

Volvamos a la sopa de ajo...

La sopa y el cazo están a mayor temperatura que su entorno, de modo que emiten más calor del que reciben. De hecho, hemos visto que la emisión es proporcional a la cuarta potencia de la temperatura absoluta. Con un entorno a 25°C (298 K), con la sopa a 90°C (363 K), la naturaleza ayuda a Pablo de forma proporcional a $(363^4 - 298^4)$. Recordando lo que estudió en el máster hace unos años, Pablo estima que el flujo de calor radiado debía ser algo así como $P = \epsilon \cdot \sigma \cdot A \cdot (363^4 - 298^4)$. Pablo ha supuesto $f_v = 1$ porque supone el resto de entorno a temperatura ambiente.

Suponiendo una emisividad para la cazuela de 0,2 y para la superficie del líquido de 0,8 y que la proporción entre superficies cazuela y líquido sobre el total es de aproximadamente 65%-35% (razonable para una cazuela de 20 cm de diámetro y 10 cm de altura), la emisividad media es de 0,4.

El flujo de calor es entonces $P = 0,4 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot 0,0942 \cdot (363^4 - 298^4) \approx 20 \text{ W}$

Claro que esto es sólo en este instante. Cuando la sopa y el cazo estén a 60°C, el flujo de calor por radiación al ambiente será de "sólo" 9,4 W. Hummm... Hay que hacer más números.

Pablo aborda ahora el ejercicio de pasar este resultado a la dimensión temporal y hace otra simplificación (*¿qué es la ingeniería sino el arte de hacer simplificaciones con sentido?*)... En un cazo de 20 cm de diámetro y 10 cm de altura lleno hasta la mitad de sopa (5 cm de altura) hay 1,57 litros que Pablo supone pesarán 1,57 kg (asume que es casi todo agua). Como el calor específico del agua es 4182 J/kg·K, la capacidad térmica de la sopa es de aproximadamente 6.566 J/K.

El cazo, que supone de acero (cuyo calor específico es 120 J/kg·K, casi 35 veces inferior al agua) y al que supone 500 g de peso, tiene una capacidad específica de aproximadamente 60 J/K. Pablo hace la suma y el conjunto asciende a $6566 + 60 = 6626 \text{ J/K}$. Realmente, el cazo cuenta poco. Para obtener una constante de tiempo, Pablo necesita otro dato... la resistencia térmica al ambiente... que puede sacar de un resultado anterior.

$R_{\text{th}} = (T_{\text{sopa}} - T_{\text{ambiente}})/P$, pero P variará entre 20 W (ahora) y menos de 10 W (cuando la sopa esté a unos 60°C). A 90°C resulta $R_{\text{th}} = 3,25 \text{ °C/W}$ y a 60 °C $R_{\text{th}} = 3,72 \text{ °C/W}$. Tiene sentido... (piensa Pablo) y asume como aproximación 3,48 °C/W (media geométrica) para su penúltimo cálculo: la constante de tiempo.

$\tau = R_{\text{th}} \cdot C = 23.058 \text{ s} \approx 6 \text{ horas y media}$. Si sólo contamos con la radiación, la sopa se va a enfriar lentamente.

Por lo tanto, no basta con la radiación para enfriar la sopa lo bastante rápido... Pablo rebusca en su memoria y se acuerda de que en el máster le hablaron de convección. Pero antes de abordar la convección dejemos a Pablo alucinar por el hambre y hagamos un ejercicio aplicado a la electrónica.

Ejemplo de cálculo



Considera una caja de aluminio de emisividad 0,12 de 40x30 cm y altura de 15 cm sobre 4 patas de soporte. La electrónica en su interior disipa 75 W. La temperatura ambiente es de 35°C.

Si la temperatura superficial de la caja es de 65°C, ¿cuánta potencia se disipa al ambiente por radiación?

Suposiciones: las 6 caras de la caja radian efectivamente al entorno

Solución:

La superficie total radiante es de $2 \cdot (40 \times 30 \text{ cm}^2) + 2 \cdot (40 \times 15 \text{ cm}^2) + 2 \cdot (30 \times 15 \text{ cm}^2) = 4500 \text{ cm}^2 = 0,45 \text{ m}^2$

$P = \varepsilon \cdot A_s \cdot \sigma \cdot (T_s^4 - T_{\text{ent}}^4) \cdot f_v = 0,12 \cdot 0,45 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot (338^4 - 308^4) \cdot 1 = 12,4 \text{ W}$

Podemos esperar en torno a 12 W de transferencia al entorno sólo por radiación. El resto debería disiparse por convección natural (continuará...)

Este ejemplo es recurrente: un producto electrónico disipa potencia dentro de una envolvente. Este flujo de calor (julios por segundo, vatios, J/s =W) debe transferirse al entorno o la temperatura subirá indefinidamente. Si limitamos la superficie de la caja al máximo permitido (65°C es tal vez demasiado para una envolvente metálica, realmente **QUEMA** si la tocas), ¿cuánto flujo de calor podemos evacuar por radiación?

En este caso, sólo 12 W de los 75 W que disipa el equipo. La mayor parte del calor se transferirá por convección, de modo que la radiación supone una ayuda que puede incluso llegar al 50% del balance total en ciertos casos, pero no en este ejemplo, por la baja emisividad de la caja.

Las cosas mejorarían mucho si la caja estuviera recubierta de una pintura o un acabado que eleve la emisividad a valores superiores a 0,8. Por ejemplo, con una emisividad de 0,73 se alcanzaría el equilibrio a 65°C. ¡Vaya! Bastaba con elegir un recubrimiento adecuado para la caja.

Cuando no contar con la radiación

Cuando un componente, un PCB, un módulo electrónico estén rodeados por elementos a temperaturas similares, la ecuación de radiación nos dice que el flujo neto de calor es muy reducido. Es el caso, por ejemplo, de módulos electrónicos en chasis o armarios. Sólo los módulos de los extremos pueden radiar al chasis. Por eso tiene sentido colocar aquí los módulos que disipen más potencia.

La Figura 5.4 te permite, multiplicando por el área radiante en cm^2 , estimar el máximo flujo de calor en vatios que puedes evacuar al ambiente si la emisividad es la unidad. Puedes reproducirla tú mismo fácilmente en Matlab o en un entorno similar. La Figura 5.4 ha sido generada mediante los siguientes comandos (asume un ambiente a 25°C):

```
temp=linspace(50,100,100);
flux=5.67e-8*1e-4*((temp+273).^4-298^4);
plot(temp,flux,"LineWidth",3)
xlabel('Temperatura de la superficie en °C')
ylabel('Flujo de calor radiado a un entorno a 25 °C, en W/cm2')
```

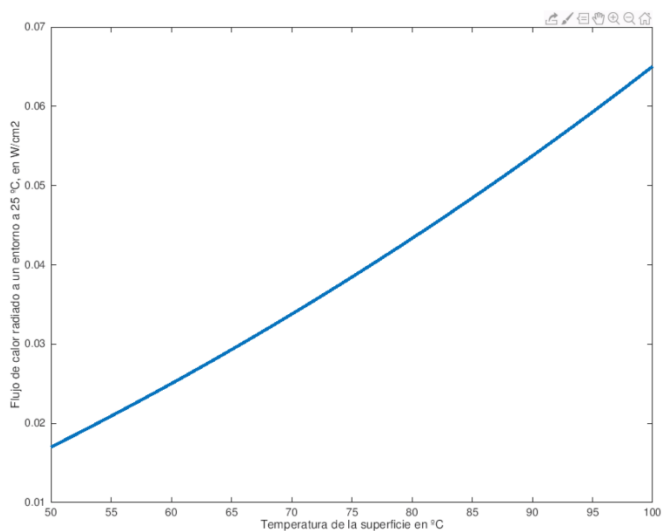


Figura 5.4. Máxima potencia radiada por cm^2 a un entorno a temperatura ambiente, en función de la temperatura de la superficie

Día 6. Convección natural

Esta es sin duda la solución que querríamos para todo producto electrónico (excepto donde no hay gravedad, como en satélites): sin coste adicional, sin coste de mantenimiento, sin ruidos ni consumo adicional... Por tanto, es la primera opción que explorar.

La convección natural crea una corriente ascendente de entre 0,1 y 0,3 m/s capaz de transferir al ambiente, junto a la radiación, aproximadamente 10 W por metro cuadrado de superficie y grado centígrado de diferencia entre la superficie y el ambiente. Esto basta para muchos productos electrónicos, con tres variantes:

- *Los productos en caja cerrada transferirán el calor al aire dentro de la caja, que a su vez calentará la caja, que a su vez evacuará el flujo de calor al ambiente por convección natural y por radiación. Estudiaremos este caso en una lección posterior.*
- *Los productos en caja abierta (es decir, con ranuras) suman al camino anterior otro de convección natural directa de la electrónica al ambiente. También estudiaremos el caso en una lección posterior.*
- *Los productos sin caja transfieren directamente el calor al ambiente, y puedes usar directamente las expresiones que usamos en esta lección.*

Es muy importante tener en cuenta que la convección natural funciona mientras el flujo de aire no encuentre obstáculos importantes a su paso: a la hora de disponer componentes y elementos mecánicos, piensa en la circulación del aire y en la orientación en la que se usará el producto.

Causas de la convección natural

Lectura recomendada: Sección 15-7, pp. 813 de [2]

Imagina un volumen grande y cerrado lleno de aire en equilibrio a una temperatura T_{fluido} . No hay corrientes (flujo) de aire, pues no hay ninguna causa que las provoque. El único movimiento es el propio de las moléculas de gas a la temperatura T_{fluido} .

Introduce ahora una superficie vertical de varios centímetros de longitud a temperatura T_s y supongamos $T_s > T_{\text{fluido}}$. La superficie transferirá calor por conducción al aire en contacto que, a su vez, en todas direcciones y alejándose de la superficie, transferirá por conducción calor a las moléculas vecinas. La convección implica tanto transferencia de calor como movimiento del fluido (aire en este caso) y es por este motivo un fenómeno bastante más complejo que la conducción en sólidos.

Si consideramos una línea horizontal perpendicular a la superficie vertical y alejándose de ella, encontraremos un gradiente de temperatura entre T_s y T_{fluido} . Esta zona de gradiente puede tener una anchura de 1 a 3 cm en los casos habituales en electrónica (mira la Figura 6.1 de la siguiente página).

Ocurre, además, un segundo efecto: a mayor temperatura del aire, menor densidad. En presencia de un campo gravitatorio ese aire caliente y menos denso experimenta un empuje hacia arriba (principio de Ar-

químicos). Así que al gradiente de temperatura horizontal le añadimos como segundo efecto una corriente de aire ascendente en dirección vertical.

Esta corriente de aire tendrá un perfil de velocidades en horizontal que será cero en la superficie (por fricción), aumentará a media que nos alejemos de la superficie para volver a descender hasta cero cuando la temperatura del aire sea T_{fluido} .

La corriente de aire es muy débil, tal vez de 0,1-0,3 m/s, y es por tanto muy sensible a la fricción que crean los posibles obstáculos al flujo (componentes electrónicos grandes, mazos de cables, ...) De hecho, la velocidad que se alcanza queda limitada por la fricción. Parte de tu trabajo como diseñador consistirá en reducir en lo posible la presencia de obstáculos serios al flujo, eligiendo la orientación de algunos componentes y elementos mecánicos.

Cuanto más larga (en la dirección vertical) sea la superficie, mayor el efecto chimenea y la velocidad de la corriente de aire. El régimen del flujo (corriente) de aire en esta zona es laminar, es decir, sin turbulencias. Estas condiciones son ciertas hasta longitudes de aproximadamente 50 centímetros (lo que es cierto en la mayoría de las situaciones en electrónica). Superado este tamaño, comienza a aparecer flujo turbulento y los cálculos aproximados que vamos a realizar un poco más adelante ya no serán válidos.

Bien, resumiendo lo anterior, podemos dibujar un perfil de velocidades y temperaturas del aire cerca de la superficie caliente (Figura 6.1). Entre la superficie vertical (en azul) y la línea marrón, donde la temperatura del aire vuelve a ser T_{fluido} y la velocidad del aire es prácticamente cero, tenemos una región con velocidad vertical no nula (corriente de aire) y gradiente de temperaturas entre T_s y T_{fluido} . Esta zona recibe el nombre de **capa límite**, *boundary layer* en inglés.

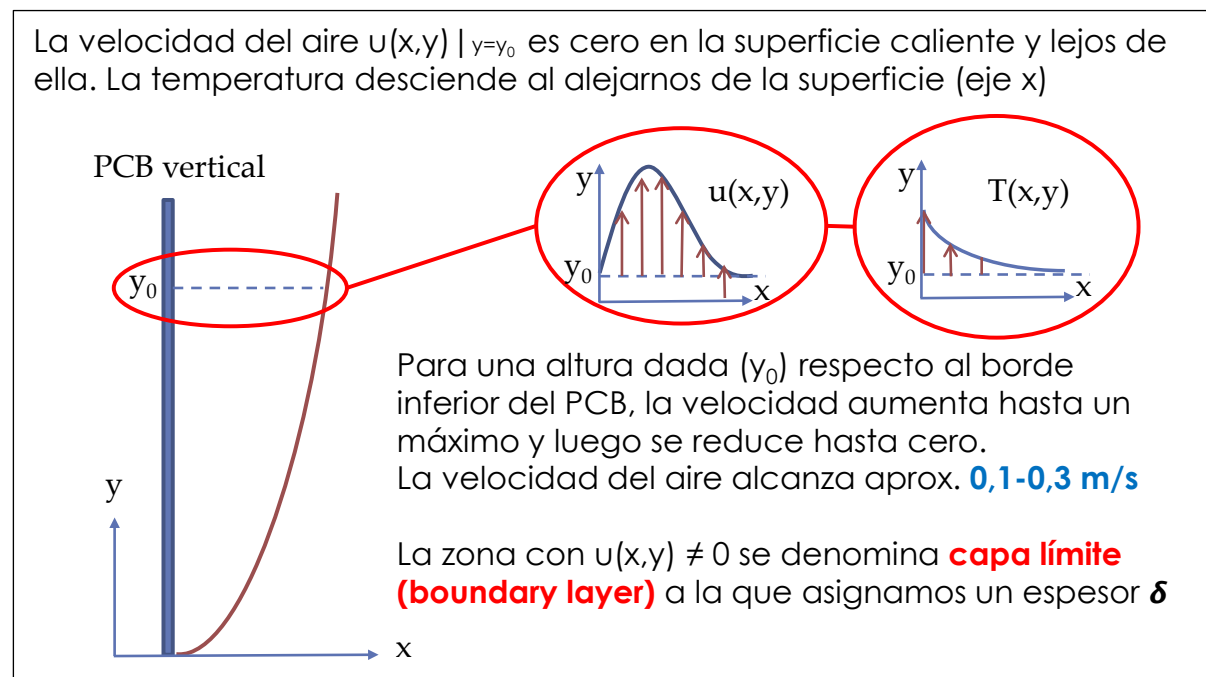


Figura 6.1. Definición de la capa límite

El concepto de capa límite es muy útil para entender por qué debemos dejar una separación suficiente entre pines o aletas de un disipador o entre módulos en un chasis (mira la Figura 6.3).

En la siguiente sección derivaremos una expresión que nos permitirá calcular el flujo de calor entre la superficie caliente y el ambiente. La capa límite actúa como una resistencia térmica entre la superficie y el ambiente. Cuanto más delgada, mejor transferencia de calor (menor resistencia térmica). La capa límite se estrecha a medida que aumenta la velocidad del aire, por eso cuando empleamos convección forzada reducimos la resistencia térmica, porque estamos reduciendo el espesor de la capa límite.

Ecuación de convección natural

Lectura recomendada: capítulo 15 de [1]

El flujo de calor (medido en julios por segundo, es decir, vatios) es directamente proporcional al área en contacto con el fluido, a la diferencia de temperatura entre la superficie y el fluido y a un coeficiente denominado **coeficiente de convección** que es función de la geometría de la superficie y de la anchura de la capa límite (relacionada con la velocidad del aire, y por tanto con la diferencia de temperatura superficie-ambiente).

$$P = h_{\text{conv}} \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}})$$

- h_{conv} es el coeficiente de convección
- A_s es la superficie en la que se transfiere calor
- T_s es la temperatura de la superficie
- T_{fluido} es la temperatura del fluido

Esta ecuación es válida en flujo laminar, lo que en el aire es cierto a temperaturas moderadas (hasta 100°C) y cuando las dimensiones de la superficie radiante pequeñas (hasta 0,5 m).

Podemos considerar que la capa límite es una resistencia térmica entre la superficie y el ambiente y que su espesor determina dicha resistencia. De este modo, el coeficiente de convección (h) es proporcional a la conductividad del aire e inversamente proporcional a la anchura de la capa límite (δ): en la Figura 6.2, h es proporcional a k/δ .

Una consecuencia de la definición de la capa límite es que debemos asegurarnos de permitir el paso de aire "fresco" entre superficies vecinas. En la práctica, esto equivale a dejar una separación igual a dos veces la anchura de la capa límite. De aquí derivamos **una regla de diseño aproximada**:

Dejar al menos media pulgada entre superficies calientes cuando consideramos la convección natural (Figura 6.3)

Esta es la razón por la que una ventana de doble cristal tiene una separación entre hojas menor de 2 cm: para dificultar la creación de células de convección. Si superponemos las capas límite de ambas hojas, no dejamos espacio suficiente para crear gradientes de temperatura en la dirección vertical y por tanto dificultamos (o impedimos) las corrientes de las células de convección.

En multitud de referencias -por ejemplo, sección 17-5, página 815 de la referencia [2]- se recogen expresiones aproximadas para el coeficiente de convección (h) para diferentes geometrías sencillas (PCBs horizontales y verticales, con y sin componentes, componentes cilíndricos, etc.) Estas expresiones tienen la forma:

$$h = P \cdot k \left(\frac{\Delta T}{L} \right)^{0,25}$$

Donde P es la presión atmosférica en atm, L es la longitud del cuerpo en la dirección del flujo de aire y k es una constante que depende de la geometría. **Para placas horizontales, tomamos L como cuatro veces el área dividida por el perímetro.** La Tabla 6.1 recoge algunos valores de k para varias geometrías.

Tabla 6.1. Correlaciones para diferentes geometrías

Geometría	k	Geometría	k
Placa vertical	1,42	Placa horizontal (cara inferior)	0,59
Placa horizontal (cara superior)	1,32	Placa vertical con componentes	2,44

Podemos usar las aproximaciones de la Tabla 6.1, pero **en primera aproximación bastará con asumir $h=10$ W/m^2K para convección natural, que incluye el efecto de la radiación**. De este modo podremos hacer estimaciones a mano rápidamente. Pero, cuidado, este valor de 10 W/m^2K está asumiendo una emisividad de la superficie alta.

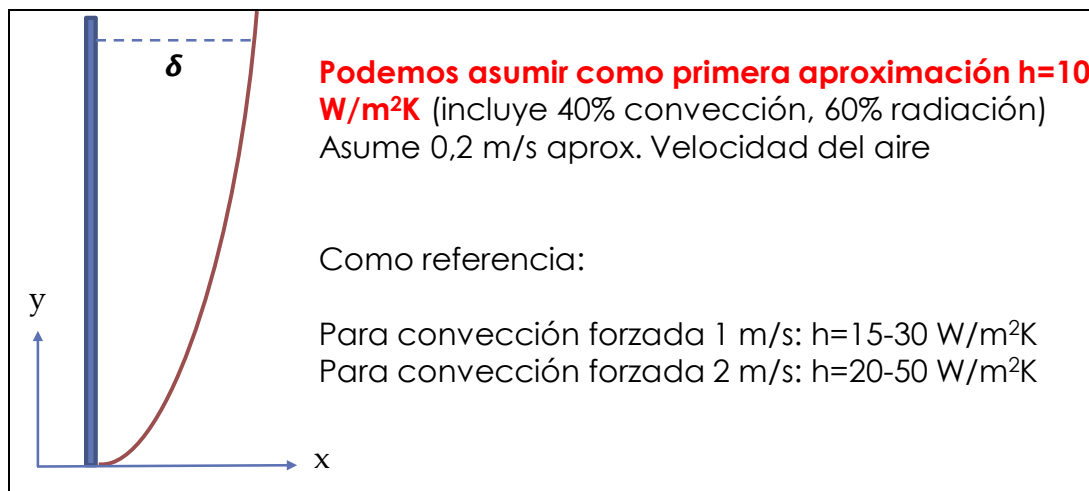


Figura 6.2. La anchura de la capa límite depende de la velocidad del aire, y determina en primera aproximación (junto con la conductividad del aire) el valor del coeficiente de convección

Si no es así, tendrás que usar las aproximaciones de la Tabla 6.1 para estimar la convección y la ecuación de radiación para estimar la radiación. Si vas a usar una hoja de cálculo, puedes usar el método “largo” en vez de asumir $h=10$ W/m^2K .

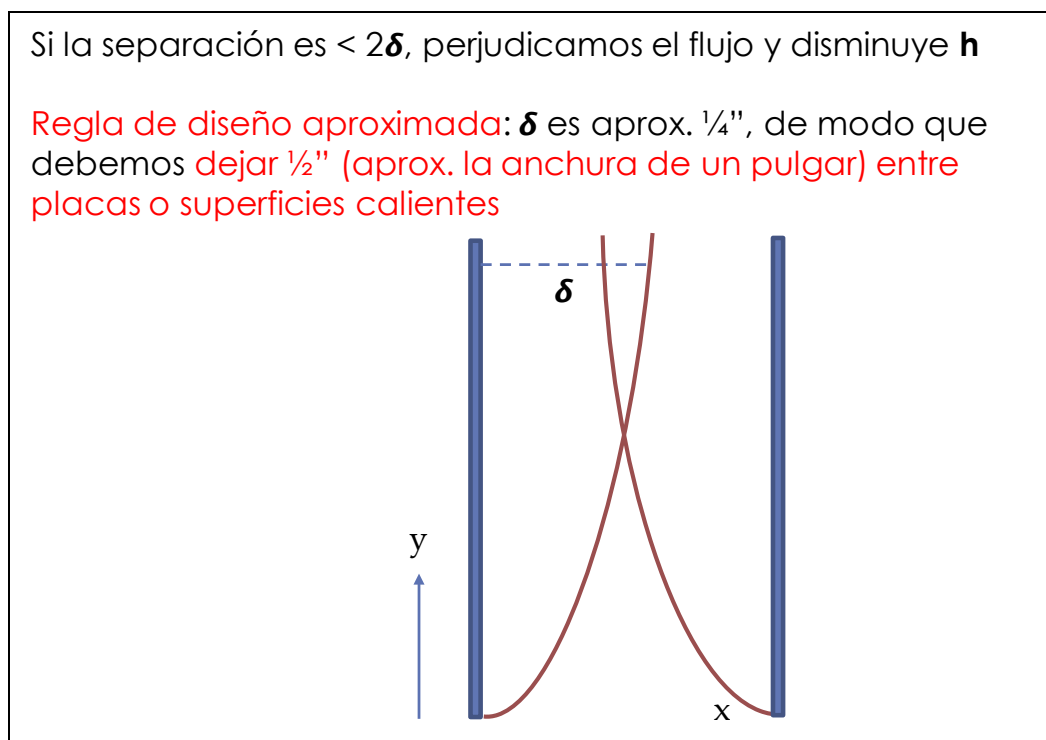


Figura 6.3. Es necesario dejar suficiente espacio para que fluya el aire. De lo contrario, perjudicamos a la convección.

Resistencia térmica asociada a la convección natural

Si contemplamos la expresión que rige la convección natural, resulta fácil, por analogía, identificar qué términos actúan como resistencia térmica:

$$P = h_{\text{conv}} \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}}) \Rightarrow T_s - T_{\text{fluido}} = P / (h_{\text{conv}} \cdot A_s) = P \cdot R_{\text{th}} \Rightarrow R_{\text{th}} = 1 / (h_{\text{conv}} \cdot A_s)$$

Cuando elaboremos modelos térmicos, podemos representar la convección natural mediante una resistencia térmica entre un nodo y el ambiente de valor $1 / (h_{\text{conv}} \cdot A_s)$.

Ejemplo de cálculo

Retomamos el ejemplo que calculamos ayer cuando estudiamos radiación.



Considera una caja de aluminio de emisividad 0,12 de 40x30 cm y altura de 15 cm sobre 4 patas de soporte. La electrónica en su interior disipa 75 W. La temperatura ambiente es de 35°C.

Si la temperatura superficial de la caja es de 65°C, ¿cuánta potencia se disipa al ambiente por convección?

Ayer obtuvimos como resultado que la caja de aluminio disipa por radiación aproximadamente 12 W. ¿Cuánto flujo de calor evacuamos si consideramos, además de la radiación, la convección natural?

Las superficies verticales están caracterizadas por $L_c = 15$ cm. En las expresiones que siguen P es la presión atmosférica en atmósferas, no tiene relación con la potencia disipada. A nivel del mar, $P=1$ atm:

$$h_V = 1,42 \cdot (\Delta T / L_c)^{0,25} \cdot P = 1,42 \cdot (30 / 0,15)^{0,25} = 5,34 \text{ W/m}^2\text{K}$$

La superficie horizontal superior está caracterizada por $L_c = 34,2$ cm (recuerda: para superficies horizontales estimamos L_c como cuatro veces el área dividido por el perímetro).

$$h_{HS} = 1,32 \cdot (\Delta T / L_c)^{0,25} \cdot P = 1,32 \cdot (30 / 0,342)^{0,25} = 4,04 \text{ W/m}^2\text{K}$$

La superficie horizontal inferior está caracterizada por $L_c = 34,2$ cm.

$$h_{HI} = 0,59 \cdot (\Delta T / L_c)^{0,25} \cdot P = 0,59 \cdot (30 / 0,342)^{0,25} = 1,8 \text{ W/m}^2\text{K}$$

En las superficies verticales se produce un flujo de calor:

$$P = h_V \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}}) = 5,34 \cdot (2 \times 0,4 + 2 \cdot 0,3) \cdot 0,15 \cdot 30 = 33,6 \text{ W}$$

En las superficies horizontales se produce un flujo de calor:

$$P = h_H \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}}) = (4,04 + 1,8) \cdot (0,4 \cdot 0,3) \cdot 30 = 21 \text{ W}$$

Solución:

Podemos esperar en torno a $33 + 21 \text{ W} = 54 \text{ W}$ de refrigeración por convección. Unidos a los 12 W por radiación, resultan 66 W, inferior a los 75 W que disipa el equipo.

Se podría usar un acabado del aluminio anodizado con mayor emisividad y añadir ranuras a la caja para aumentar la convección.

Una forma más sencilla de hacer el cálculo, considerando a la vez convección y radiación, supone asumir $h=10 \text{ W/m}^2\text{K}$:

$$P = h \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}}) = 10 \text{ W/m}^2\text{K} \cdot 0,45 \text{ m}^2 \cdot 30 \text{ }^\circ\text{C} = 135 \text{ W}$$

El resultado anterior era de 66 W. ¿A qué se debe la discrepancia? A la baja emisividad del aluminio (0,12). Si hubiéramos usado un material de emisividad 0,9 el resultado se aproximaría mucho (te dejo como ejercicio verificar esta afirmación). Como hemos comentado anteriormente, debes tener en cuenta que el valor para h de $10 \text{ W/m}^2\text{K}$ incluye el efecto de la radiación y de la convección, pero asumiendo una emisividad alta para las superficies.

Otro ejemplo de cálculo

Considera un módulo electrónico de $20 \times 15 \text{ cm}^2$, con componentes en ambas caras, que disipa 20 W. El PCB se monta verticalmente en un chasis, junto a otros PCBs. Si la temperatura superficial del PCB no debe superar 75°C , ¿cuál es la máxima temperatura de aire entre PCBs?

Suposiciones: No consideramos la radiación, ya que el PCB está rodeado por otros módulos presumiblemente a la misma temperatura. La presión atmosférica es de 1 atm (nivel del mar)

Solución:

El coeficiente de convección natural es:

$$h_{\text{conv}} = 2,44 \cdot (\Delta T / L_c)^{0,25} \cdot P = 2,44 \cdot (\Delta T / 0,15)^{0,25}$$

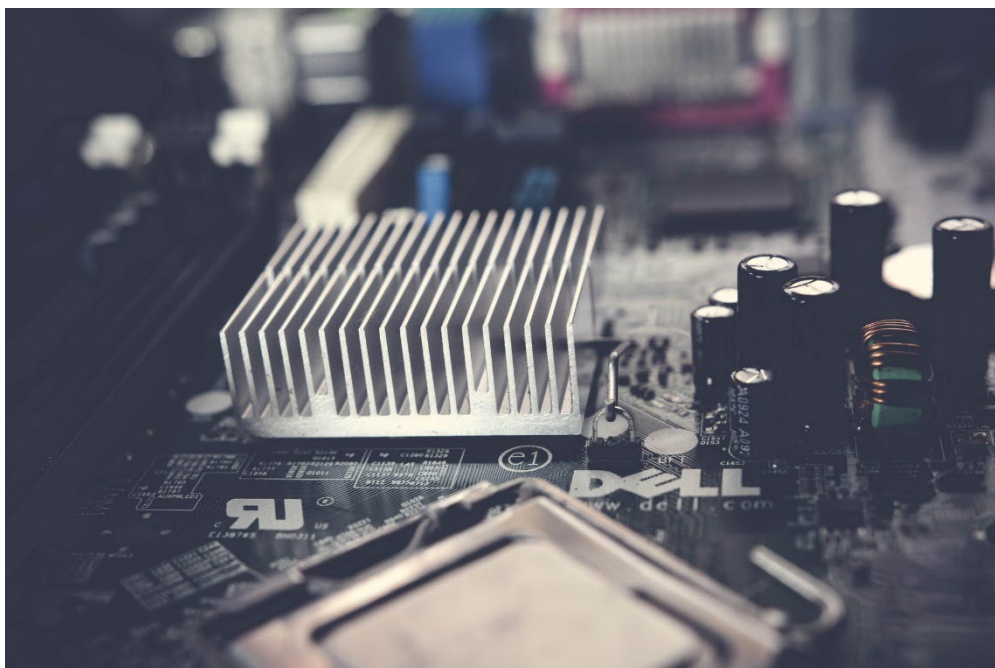
Las dos caras del PCB dan lugar a un flujo de calor conjunto de:

$$P = 2 \cdot h_{\text{conv}} \cdot A_s \cdot (\Delta T) = 2 \cdot 2,44 \cdot (\Delta T / 0,15)^{0,25} \cdot 0,2 \cdot 0,15 \cdot \Delta T = 0,235 \cdot \Delta T^{1,25} = 20 \text{ W}$$

De donde resulta que $\Delta T^{1,25} = 85,02 \Rightarrow \Delta T = 35^\circ\text{C}$, y por tanto la máxima temperatura permitida del aire entre PCBs en el chasis es de 40°C .

En este ejemplo cabe hacer la siguiente **reflexión**: si no permitimos suficiente espacio entre módulos, el aire no podría circular adecuadamente y los valores de los coeficientes de convección serán menores a los estimados. Recordemos la regla de diseño que habíamos dado: dejar al menos media pulgada entre módulos.

Día 7. Disipadores



Un disipador es algo más que un trozo de metal (o de cerámica, ahora están de moda) puesto encima de algo caliente para enfriarlo. Vamos a comenzar por aclarar qué es un disipador y qué no lo es.

Después presentaremos los dos tipos de disipadores básicos: los de extrusión y los de tipo pin fin. Aprenderemos cuándo debemos usar cada uno. Hablaremos también (presentando resultados únicamente) sobre el diseño de los dos parámetros más importantes del disipador: altura de las aletas (pines) y separación entre ellas.

Qué es un disipador y qué no lo es

Lectura recomendada: capítulo 6 de [1]

Hay una creencia extendida entre técnicos y no técnicos acerca de las propiedades mágicas de los metales, en concreto del cobre. Y no me refiero a sus propiedades bactericidas. Según esta creencia, basta con colocar un cuadrado (un rectángulo también vale) de cualquier espesor sobre un elemento caliente (típicamente un circuito integrado) para hacer que baje su temperatura. Supongo que el calor se irá a una dimensión paralela. Esta creencia ha dado lugar a la aparición en el mercado de unos llamados "copper heatsinks" como los que aparecen en la parte izquierda de la Figura 7.1. Vamos a tratar de explicar por qué esta creencia es incorrecta.


$$P = h_{\text{conv}} \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}})$$


↑
Recuerda: no depende del material

No es un disipador

Copper Heatsink

15mm x 15mm x 0.4mm





Son disipadores

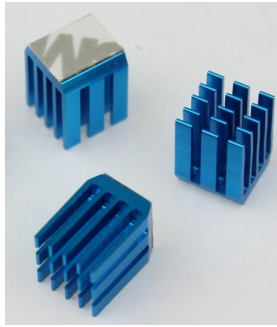


Figura 7.1. ¿Sabes diferenciar un disipador de un engaño?

Antes de poner el cuadradillo de cobre, el circuito integrado transfería su flujo de calor al ambiente a través su superficie (por convección y radiación) y a través de la superficie del PCB (también por convección y radiación). La proporción en la que lo hace a través del PCB depende del tipo de encapsulado y del diseño del PCB.

Centrándonos en la radiación desde el propio circuito integrado, siempre será mayor a través de su encapsulado de plástico (emisividad aproximada de 0,85-0,9) que a través de un cuadrado de cobre sobre él (emisividad muy dependiente del acabado de la superficie, pero siempre valores bajos). Por cierto, habría que asegurar un adecuado contacto térmico entre el cuadrado de cobre y el circuito integrado, lo que requiere algún tipo de adhesivo térmico que añadirá algo de resistencia térmica. Poco, pero algo. De modo que por el lado de la radiación no ganamos nada. Es más, perdemos.

Centrándonos en la convección, si la superficie del cuadrado de cobre es igual a la del CI, no ganamos nada. La convección depende de la geometría y de la superficie, no del material, recuerda.

Conclusión: no sólo no ganamos nada con un cuadradillo de cobre, sino que la transferencia de calor al entorno puede verse reducida. Estos cuadrados de cobre no son *heat sinks*, no son disipadores. Son un *engañabobos*.

El problema parte del nombre. Los términos "*Heat sink*" (sumidero térmico) o "disipador" animan a la imaginación a pensar en propiedades mágicas de los metales y a crear confusión. Un nombre más adecuado para el resto de los elementos de la Figura 7.2 es "**superficies extendidas**". Con este nombre, todo se entiende mejor: aumenta la superficie de contacto con el aire y por tanto aumenta la transferencia de calor por convección. La radiación puede verse algo perjudicada si no aseguramos un buen acabado para la superficie de forma que la emisividad sea bastante mayor que la que corresponde a un metal pulido. Por ejemplo, la emisividad del aluminio (no anodizado) no pasa de 0,2, pero si le damos una capa de pintura azul como en la Figura 7.2 (o de cualquier otro color, no influye en el margen de temperaturas de interés), la emisividad puede subir a 0,75 aproximadamente. De todas formas, la radiación juega un papel menor en las prestaciones de un disipador (perdón, de una superficie extendida).

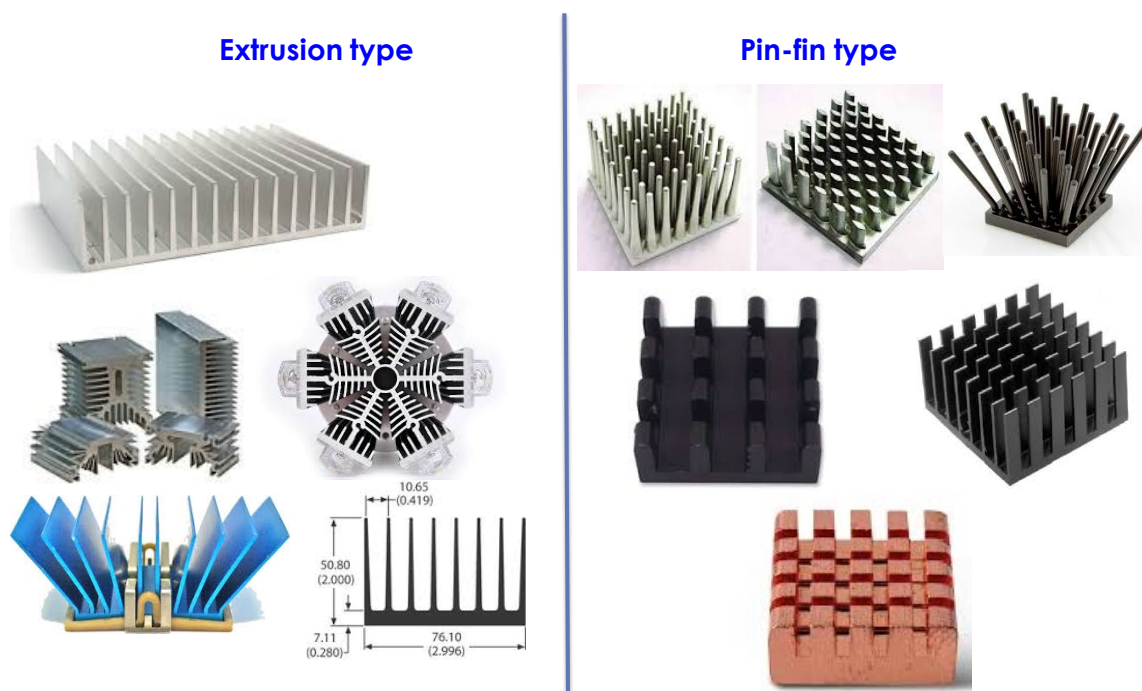


Figura 7.2. Disipadores de extrusión y de tipo pin-fin.

Tipos de disipadores

Lectura recomendada: capítulo 18 de [1]

Ahora que sabes reconocer un disipador cuando veas uno, nos encontramos con que hay dos tipos principales (mira la Figura 7.2): de **extrusión** (generalmente de aluminio) y de tipo **pin-fin**.

Obviamente, los de tipo pin-fin tienen una apariencia más sofisticada y por tanto han de ser mejores. ¿No es cierto? Pues no, no es cierto. Hay una buena razón para que haya dos tipos de disipadores: que hay dos casos generales de uso y cada uno presenta sus ventajas.

Comencemos considerando un disipador de **extrusión**. Consta de un conjunto de N aletas paralelas de longitud H y altura D . Su espesor no es relevante para la siguiente estimación. La superficie de contacto con el aire es de $2 \cdot N \cdot H \cdot D$. En el caso de la Figura 7.3 es $10 \cdot H \cdot D$ porque hay 5 aletas y cada una tiene dos lados. Siempre que esta superficie sea mayor que $L \cdot H$ (la del circuito integrado sobre el que va fijado), habremos aumentado la superficie efectiva y por tanto la capacidad de evacuar calor por convección. Si conocemos la dirección del flujo de aire y orientamos adecuadamente el disipador, este tipo es el más conveniente.

Extrusion type

Si conocemos la dirección del flujo forzado o trabajamos con flujo natural, proporcionan mayor A_s que los de tipo pin-fin.

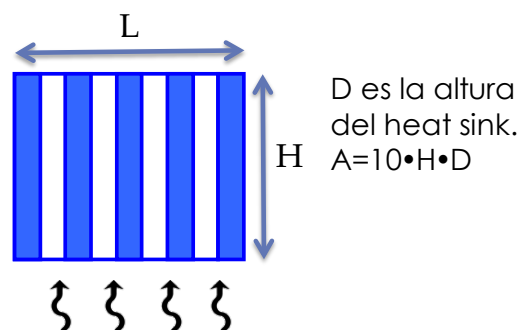


Figura 7.3. Cálculo de la superficie extendida de un disipador de extrusión

Por ejemplo, un producto que se usa en una posición fija (un módulo electrónico colocado en vertical en un chasis) tiene una dirección de corriente de convección natural vertical, de modo que un disipador de extrusión con las aletas orientadas verticalmente es de lejos la mejor solución. Cualquier otra orientación de las aletas obstaculizará e impedirá las corrientes de convección natural.

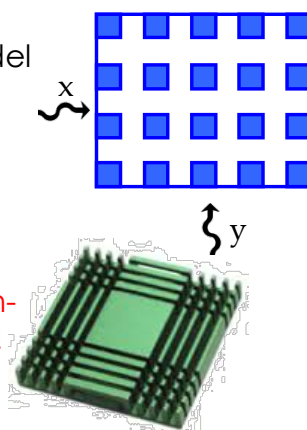
Otro ejemplo es un producto con convección forzada (usando ventiladores), donde conocemos la dirección de la corriente de aire sea cual sea la posición del equipo. Así también será la mejor solución un disipador de tipo extrusión.

Pero, si la dirección de la corriente de convección es desconocida o variable (es decir, el equipo puede cambiar de orientación y recurrimos a convección natural) debemos recurrir a un disipador de tipo **pin fin**. En el ejemplo de la Figura 7.4, el área en contacto con el aire es un 57% inferior a la equivalente de uno de extrusión, por lo que es una solución inferior pero inevitable si como hemos dicho la dirección de la corriente de aire es desconocida o variable. Un disipador de tipo pin fin puede considerarse como uno de tipo extrusión al que practicamos ranuras en la dirección perpendicular a la de las aletas. Esta es la razón de la reducción de superficie efectiva.

Pin-fin type

Si desconocemos la dirección del flujo natural o forzado, este tipo permite (a cambio de una reducción en A_s) el flujo de convección en cualquier situación.

Ojo! Algunos diseños de tipo pin-fin no aportan ninguna ventaja!
Ejemplo:



Cada fin es un cuadrado de $H/7$ de lado y altura D .

$$A_y = 10 \cdot D \cdot H \cdot 4/7$$

$$A_x = 8 \cdot D \cdot H \cdot 5/7$$

$$A_x = A_y = D \cdot H \cdot 40/7, \text{ un } 57\% \text{ del área del de tipo extrusión}$$

Figura 7.4. Cálculo de la superficie extendida de un disipador tipo pin-fin

Con esto en mente, es fácil comprender que el disipador verde de la parte inferior de la Figura 7.4 no obedece a ninguna lógica. Es posiblemente fruto de una fusión entre funcionalidad y estética, para atraer a ingenieros despistados. Como mucho, siendo generosos, podemos decir que es un disipador "destinado a un sistema en el que la dirección de la corriente de convección es conocida, pero que puede sufrir en algunos casos un cambio de orientación y queremos mantener en todo caso algo de efectividad". Si sabes o se te ocurre una justificación para este diseño, que, por cierto, lleva muchos años en el mercado, por favor házmelo saber.

También podemos ahora reflexionar sobre el disipador de cobre situado abajo a la derecha de la Figura 7.2. ¿Crees que es un buen diseño? ¿No crees que tener pines tan altos como la base es ineficiente? ¿No sería mejor, para tener una mayor superficie de contacto con el aire, tener una base mucho más delgada y pines más altos? Tal vez las herramientas del fabricante no permitían mejorar en esta dirección. Tal vez el fabricante no tenía claro qué debe tener un buen disipador. Tal vez el fabricante busca una masa de cobre más elevada para actuar como capacidad térmica y absorber calor durante transitorios de potencia. Pero en este último caso, combinando calor específico, densidad y precio, es más rentable hacerlo en aluminio que en cobre.

Longitud óptima de una aleta o pin

Puedes encontrar un tratamiento riguroso en la sección 3-6 de [2]. Nos limitaremos aquí a presentar los resultados.

Intuitivamente, comprendemos que el máximo de transferencia de potencia al ambiente se alcanza con un aleta o pin infinitamente largo. Pero la intuición también nos dice otra cosa: la resistencia térmica de conducción va a provocar un gradiente de temperatura en la aleta, reduciendo la diferencia de temperatura entre la aleta y el ambiente a media que nos alejemos de la base. Por tanto, a medida que nos alejemos de la base la transferencia de calor al ambiente será también menor.

Llega un punto en el que la diferencia entre una aleta infinitamente larga y otra real es pequeña. Se alcanza el 76,2% de la transferencia de calor correspondiente a una aleta infinita, dado un coeficiente de convección h y una conductividad térmica k , para una longitud L de la aleta igual a:

$$L = \sqrt{\frac{k \cdot \text{Sección}}{h \cdot \text{Perímetro}}}$$

Por ejemplo, si asumimos $h=10 \text{ W/m}^2\text{K}$ y $k=210 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ (aluminio), un grosor de aleta de 1 mm y 4 cm de largo, alcanzar longitud de 10 cm nos da ya el 76,2% del calor que transferiría una aleta infinitamente larga. Esto nos da un criterio para evitar malgastar material e incurrir en costes injustificados.

Separación entre aletas o pines

Puedes encontrar un tratamiento riguroso en la sección 9-4 de [2]. Nos limitaremos aquí a presentar los resultados.

En las figuras anteriores puedes ver que la separación entre pines o aletas cambia de un disipador a otro. Más allá de afectar a la superficie de contacto con el aire, ¿hay otro criterio para separar más o menos los pines o las aletas?

Recuerda la definición que hicimos sobre la capa límite. Es la anchura, en dirección perpendicular al flujo de aire, en que la temperatura pasa, según nos alejamos de la superficie, de $T_{\text{superficie}}$ a T_{ambiente} . Es también esa zona donde la velocidad del aire pasa de ser cero junto a la superficie, a ser máxima y de nuevo descender hasta cero.

Si dos aletas o pines están demasiado próximos solaparán sus capas límite (Figura 6.3 en la página 58). La reducción del gradiente de temperaturas reducirá el efecto de convección (menor empuje hacia arriba para el aire caliente, menor área efectiva para intercambio de calor). Como no vas a correr complejas simulaciones en ordenador para calcular la anchura de la capa límite, asume que para una aleta pequeña (la que puede tener un disipador) y **para convección natural, la capa límite tiene una anchura aproximada de 1/8", de modo que has de dejar aproximadamente 1/4" entre pines o aletas**. En caso de convección forzada, la capa límite será más estrecha y podrás por tanto dejar menos separación. En disipadores con menor altura de aletas/pines, la capa límite será más estrecha y podrás dejar también menor separación.

Hay una separación entre pines o aletas óptima en función de la altura de la aleta o pin y la potencia a disipar, pero no vamos a hacer el desarrollo aquí. Mucha separación reduce demasiado el área activa del disipador. Poca separación perjudica al flujo de aire. Para unos pocos vatios y *heat sinks* de 1"-2" de lado, la separación óptima está cerca de 1/4".

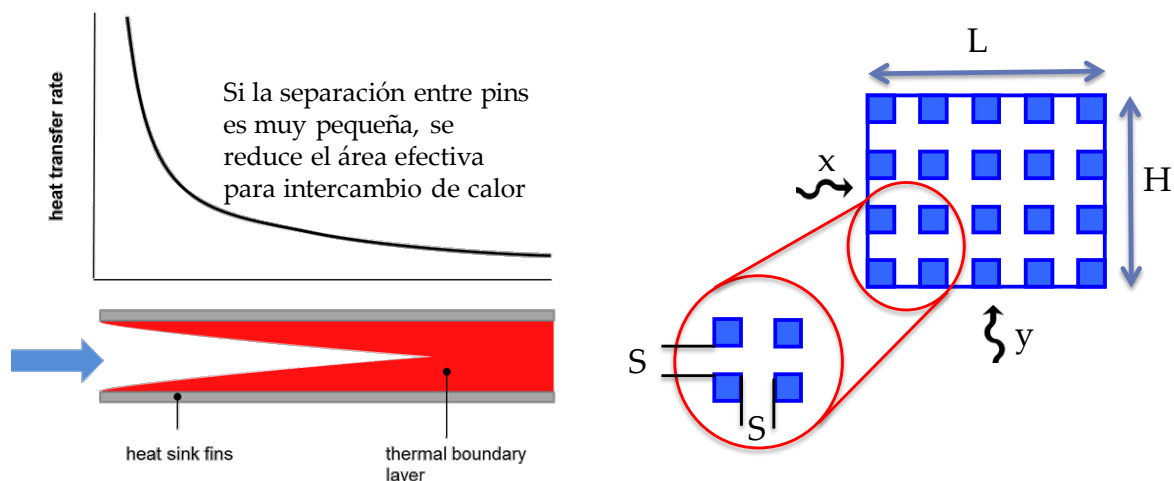


Figura 7.5. ¿Qué separación mínima entre pines debe tener el disipador?

Un caso para reflexionar

Terminemos esta sección reflexionando sobre la fotografía siguiente, que me hizo llegar un exalumno. Desconozco el origen de la fotografía.

El espesor de los bloques de aluminio no justifica la ligera mejora de radiación y convección por el aumento de la superficie. ¿Cuál es entonces el motivo de emplear tanto material? Sin duda alguna, actuar como capacidad térmica elevada para absorber flujo de calor en una operación pulsada: durante un tiempo corto, los bloques absorben calor. Durante el resto del ciclo, los bloques disipan calor por radiación y convección.



Figura 7.6. Una fotografía que me hizo llegar un alumno. ¿Para qué sirven esos enormes bloques de aluminio?

Ejercicio 7-1

En algunas aplicaciones, especialmente donde queremos evitar que el disipador se comporte como una antena y afecte a la EMC de producto, se usan disipadores cerámicos. Al no ser conductores eléctricos, pero presentar una conductividad térmica de 40-50 W/mK (similar al acero), pueden hacer un buen papel. También ayuda su emisividad elevada y, si son de superficie porosa, aumenta el área en contacto con el aire.

Su menor conductividad térmica frente al cobre o al aluminio hace que se trate de diseños con una altura de aletas más reducida. Justifica esta última afirmación de forma numérica.

Ejercicio 7-2

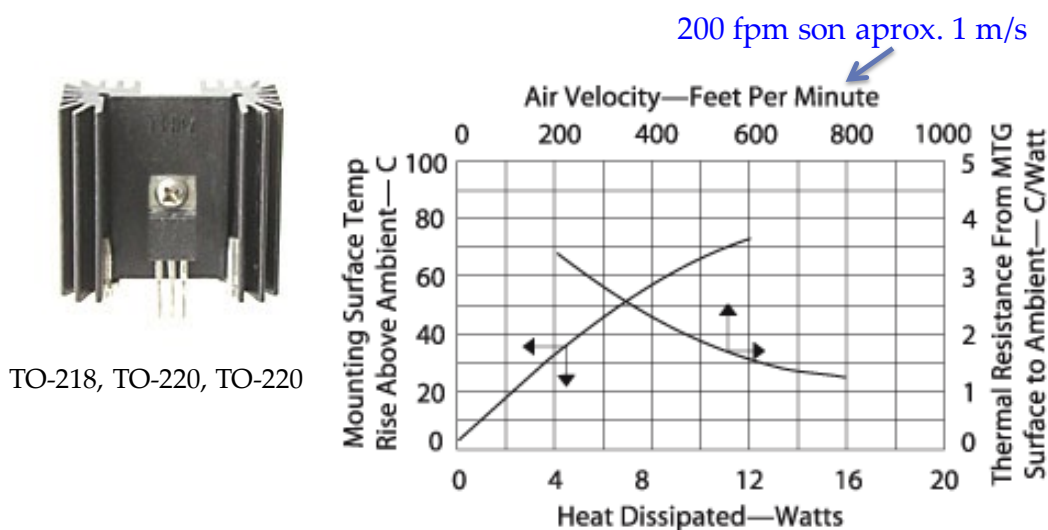
En relación con la Figura 7.6, justifica (haz los cálculos, y eso incluye el coste) por qué es mejor construir estos grandes bloques con aluminio que con cobre.

Selección de disipadores

Los fabricantes serios de disipadores quieren ayudarte. Y para ello te proporcionan curvas de diseño. Veamos el ejemplo de la Figura 7.7, donde aparecen curvas para convección natural y forzada de un disipador de Aavid para encapsulados tipo TO-220 y similares. Lo primero que debes saber es que la velocidad del aire a veces se expresa en m/s y a veces en fpm (*feet per minute*). Para convertir entre unidades, 200 fpm equivalen aproximadamente a 1 m/s.

La primera curva es para convección natural y está indicada mediante las flechas hacia abajo y hacia la izquierda. Esta curva nos dice, por ejemplo, que la temperatura del disipador es 20°C superior a la del ambiente cuando transfiere 2 W. Es decir, la resistencia térmica es de 10°C/W en ese punto. La gráfica te permite leer indirectamente la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente.

La segunda curva se utiliza para ventilación forzada. Leemos la resistencia térmica para cada valor de velocidad del aire. Así, para 1 m/s, el valor es de aproximadamente 3,5 °C/W. Para 3 m/s es de 1,5 °C/W.



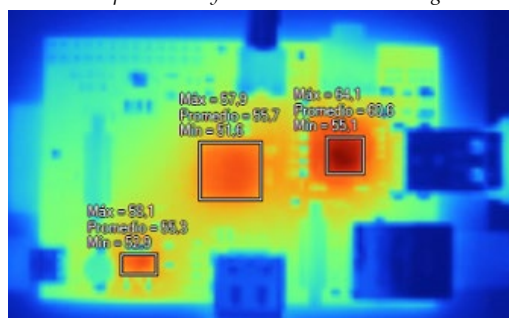
<http://www.aavid.com/products/standard/6396bg>

Figura 7.7. Curva de diseño de un disipador de extrusión

Ejercicio 7-3

Terminamos con un ejercicio de reflexión. En la siguiente imagen se muestra una imagen térmica de una Raspberry Pi 1B, mostrando tres "hot spots" y proponiendo una solución basada en disipadores. Identifica los puntos fuertes y débiles de esta solución en el contexto de un producto electrónico. Es un ejercicio de respuesta abierta.

Fuente: <http://hackaday.com/2012/06/23/checking-out-the-temperature-of-a-raspberry-pi/>



Test (sin heatsinks) a temperatura ambiente

	Idle	100% uso RAM
Broadcom CPU	48,7 °C	55,7 °C
Ethernet/USB	53 °C	60,6 °C
Regulador	49,9 °C	55,3 °C

¿Qué piensas de esta solución?

- 2 x Copper Heatsink for CPU and Eth/USB (12 x 13 x 5mm)
- 1 x Aluminum Heatsink for the Voltage Regulator (9 x 9 x 5mm)
- Comes with self adhesive thermal layer on the underside

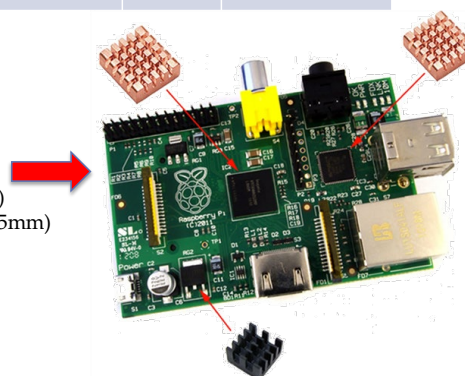


Figura 7.8. Kit comercial para reducir la temperatura en el módulo Raspberry Pi. ¿Qué opinas de esta solución?

Día 8. Convección forzada

Añadir un ventilador al sistema es más costoso y complejo de lo que crees: ocupa espacio, hace ruido, consume potencia, se estropea y cubre el PCB de polvo. Puede hacer falta un segundo ventilador por si falla el primero, un sensor para detectar que ha fallado, software para gestionar el evento y un operario para reemplazarlo. Así que hay que pensarlo dos veces antes de añadir un ventilador a un equipo.

No obstante, si decides hacerlo, debes saber qué te ofrece la convección forzada, qué tipos de ventiladores hay, cómo elegir un ventilador y dónde ubicarlo.

Dado que la teoría sobre la convección forzada es bastante compleja, vamos a pasarla por alto y limitarnos a presentar unas pocas reglas aproximadas de diseño y un método sencillo de cálculo que te ayudarán a dimensionar el ventilador.

Fundamentos de la convección forzada

Lecturas recomendadas: capítulo 10 de [1]

La convección natural tiene un límite. *Grosso modo*, 10 °C/W en un metro cuadrado de superficie. Si el PCB tiene contacto con el aire por las dos caras, el coeficiente sube a 20 °C/W. Los componentes actúan aumentando ligeramente la superficie total en contacto con el aire, **no siendo raro encontrar diseños donde en la práctica se alcanzan 25 °C/W con convección natural**. Si necesitamos coeficientes de convección mayores, una de las soluciones es recurrir a la ventilación forzada, donde podemos mejorar la resistencia térmica (es decir, disminuirla) hasta en un factor 10 respecto a la convección natural.

En un producto electrónico, las temperaturas del aire a la entrada a la caja y a la salida suelen ser parámetros de diseño. La de entrada (T_{in}) es la máxima temperatura ambiente a la que podrá trabajar el equipo. La de salida (T_{out}) suele ser 10 ó 20 °C superior. En este caso, el flujo de calor (P) que puede evacuar el flujo de aire viene dado por la expresión $P = \dot{m} \cdot c_p \cdot (T_{out} - T_{in})$, siendo \dot{m} el flujo másico de aire (kg/s) y c_p su calor específico.

Poniendo números para aire a nivel del mar (para el aire, c_p es aproximadamente 1 J/g·K y la densidad del aire es de 1,22 kg/m³), resulta que:

Para evacuar 1 W de calor con un incremento de temperatura de 1°C hace falta un flujo de 1 litro por segundo.

Esta sencilla regla de diseño nos ayudará a elegir el ventilador, pero ten en cuenta que no dice nada sobre la temperatura de un circuito integrado concreto del sistema: sólo habla del flujo global de calor y de la temperatura promedio del aire dentro de la caja.

Un flujo de aire implica una velocidad de aire y una caída de presión para una determinada superficie de entrada/salida al equipo. Por encima de 2 m/s el flujo de aire es ruidoso, de modo que, imponiendo este límite, así como que la caída de presión no sobrepase los 16 Pa (para evitar tener que usar ventiladores muy potentes), definimos otra regla de diseño:

Por cada litro por segundo, debemos dejar entre 5 y 10 cm² de área en todas las secciones relevantes (entrada, internas y salida).

Selección y ubicación de ventiladores

Curva característica de un ventilador

Lectura recomendada: capítulos 8 y 11 de [1] y sección 15-8, pp. 823-826 de [2]

Si optamos por ventilación forzada como solución para nuestro problema de evacuación de calor al ambiente, tenemos que elegir un ventilador. Tenemos dos opciones principales: **ventiladores axiales y centrífugos**. Hablaremos sobre ellos dentro de un momento. Pero antes, deja que enumere las desventajas de usar ventiladores, para evitar que optes por esta solución sin pensarlo con calma. Las desventajas son:

- Añaden coste al equipo y consumen potencia eléctrica.
- Tienen partes móviles y por tanto son susceptibles de estropearse. Cuenta con que el ventilador se va a estropear.
- Si se estropean, el sistema se recaliente o baja su rendimiento, de modo que quieres tener:
 - o Una electrónica para detectar y notifica la avería.
 - o Un servicio de mantenimiento.
- En aplicaciones críticas, quieres introducir redundancia (otro ventilador), lo que aumenta el coste.
- En cualquier caso, quieres una electrónica de control del ventilador, adecuando su velocidad de giro a las necesidades. Esto es porque quieres reducir el ruido y el consumo y alargar la vida útil del ventilador.

Hay numerosas excepciones a este último punto. Se trata de equipos en los que los ventiladores siempre van a la máxima velocidad, sea necesario o no. Hay pocas cosas tan molestas.

Sobre la **vida útil de los ventiladores**, debes saber que la principal causa de fallo son los rodamientos. Fallan porque se degrada o desaparece el lubricante. El lubricante falla principalmente por temperatura elevada. Si la aplicación es crítica y quieres jugar sobre seguro, elige un ventilador de calidad y limita el incremento de temperatura en el ventilador (mejor dicho, en sus rodamientos) tanto como puedas. Esto lo lograrás con una adecuada ubicación del ventilador (más sobre esto en la siguiente sección).

Bueno, si sigues pensando que usar un ventilador es una buena solución para tu problema, debes elegir uno. Y para ello debes entender su **curva característica**.

Un ventilador proporciona el flujo de masa de aire en la expresión $P = \dot{m} \cdot c_p \cdot (T_{out} - T_{in})$. Ojo, con la altitud varía la densidad del aire, y por tanto el flujo de masa (flujo volumétrico –que depende de las revoluciones por minuto (rpm) del ventilador- multiplicado por la densidad).

La clave para entender la Figura 8.1 está en darse cuenta de que un ventilador toma el aire a su entrada y lo empuja a su salida. Si empujara el aire hacia un volumen infinito, produciría el flujo nominal que indica su hoja de datos (intersección de la curva roja con el eje de abscisas). Pero la realidad es que empuja aire hacia un volumen finito con obstáculos a su paso y con aberturas reducidas. Todo ello conspira para oponerse al flujo que produce el ventilador, que ha de superar una determinada caída de presión. A mayor oposición (caída de presión) menor flujo, hasta que llega un punto en el que el ventilador ya no es capaz de producir ningún flujo (intersección de la curva roja con el eje de ordenadas).

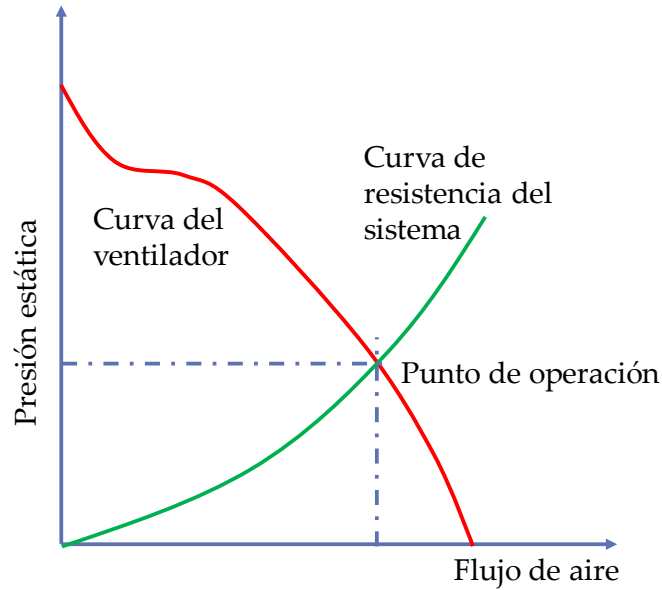


Figura 8.1. Un ventilador funciona en el punto de intersección de su curva característica (en rojo) con la de resistencia del sistema (verde). El único problema es que desconoces esta segunda curva.

El punto de trabajo queda definido por la intersección de la curva característica del ventilador con la curva de resistencia del sistema electrónico a refrigerar. Estimar la caída de presión que supone la caja del equipo, con sus resistencias y aberturas, requiere medir o como mínimo llevar a cabo simulaciones muy detalladas. Como primera aproximación, ya que no sabemos el punto de operación del sistema ventilador-caja,

escogeremos (otra regla de diseño) un ventilador capaz de producir el doble o el triple del flujo nominal que necesitamos.

Echemos un vistazo a la curva de un **ventilador axial** de Sanyo. Especifica un flujo nominal de 22 CFM (pies cúbicos por minuto) alimentado a 12 V, que ya sabes que nunca alcanzará a menos que la caja de tu equipo sea un volumen infinito o sea una caja abierta que no oponga resistencia al flujo de aire.



SANYO DENKI - SANACE FANS
 AXIAL FAN, 60MM, 12VDC, 260mA
 Modelo 109P0612K701
 45 dBA
 Flujo nominal 22 CFM

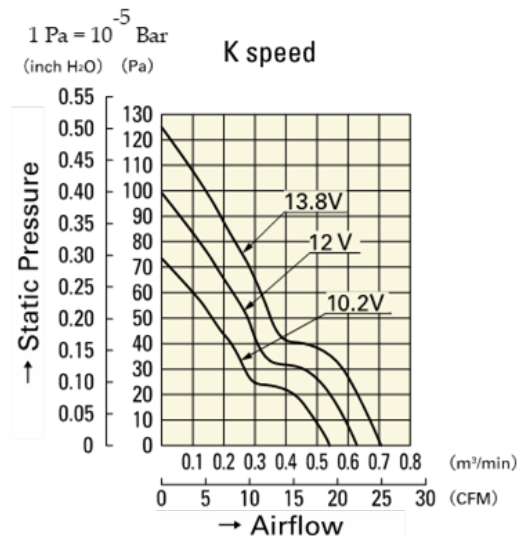


Figura 8.2. Curvas características de un pequeño ventilador axial

Una primera forma de controlar el ventilador es variar la tensión de alimentación (ya sea como tensión continua o como una forma de onda PWM). A mayor tensión de alimentación, mayor flujo de aire. Los ventiladores axiales son adecuados cuando la caída de presión en el sistema (caja + PCB + cables, etc.) sea reducida.

Si necesitas presiones más elevadas, debes considerar un **ventilador centrífugo**. A diferencia de los ventiladores axiales, cuyas palas giran en un plano perpendicular al del flujo, las palas de un centrífugo lo hacen en el mismo plano. Esta configuración permite, para la misma potencia empleada por el ventilador, hacer frente a mayores resistencias, pero produciendo en general menor flujo que los axiales.

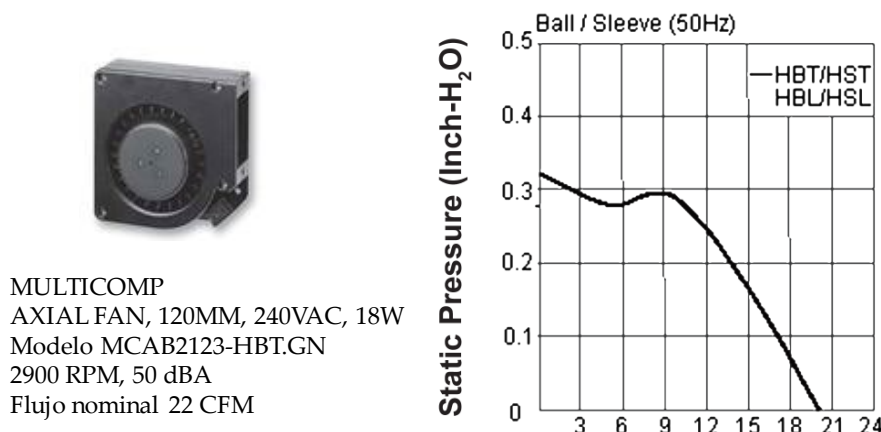


Figura 8.3. Curva característica de un pequeño ventilador centrífugo

Reduciendo el ruido de los ventiladores

El ruido generado por el ventilador es especialmente importante en aplicaciones de consumo. El ruido crece exponencialmente con la velocidad de giro del eje del ventilador, con un exponente entre 4 y 7. El flujo, en cambio, es proporcional a la velocidad de giro. De modo que, reduciendo un poco la velocidad de giro, reducimos un poco el flujo de aire, pero muchísimo el ruido. Esta medida se puede complementar con la elección de un ventilador de mayor diámetro, que requiera menor velocidad de giro para un mismo flujo de aire.

Suponiendo que el ruido varía con la quinta potencia de la velocidad de giro ([3] capítulo 2.7), la reducción de ruido en decibelios sería de $50 \cdot \log_{10}(rpm_2/rpm_1)$. Es decir, reducir el flujo a la mitad reduce el nivel de ruido en 15 dB.

De lo anterior extraemos **dos buenas prácticas para reducir el ruido**:

- Elige un ventilador tan grande como puedas (reduce rpm para el mismo flujo)
- Reducir la velocidad de giro reduce un poco el flujo, pero mucho el ruido

En un laboratorio, tengo un SAI (sistema de alimentación ininterrumpida, por baterías) de una famosa marca que tiene tres ventiladores axiales de pequeño tamaño en su parte posterior que generan un ruido verdaderamente molesto. Si el fabricante quería poner tres ventiladores por redundancia, es un motivo para no sustituirlos por uno o dos de mayor diámetro y por tanto de menor velocidad de giro y ruido. El flujo de aire que expulsan los ventiladores es fresco, clara indicación de que el caudal está sobredimensionado. Una pequeña reducción de este caudal (bajando un poco la velocidad de giro) no perjudicaría al equipo, pero hubiera reducido mucho el ruido.

Ubicación del ventilador y de los componentes

Bien, ya has elegido el ventilador. Ahora debes decidir si lo ubicas a la entrada o a la salida del flujo de aire. En principio, colocarlo a la entrada presenta ventajas, pero la decisión final depende de una evaluación global del equipo y una búsqueda de un equilibrio entre pros y contras.

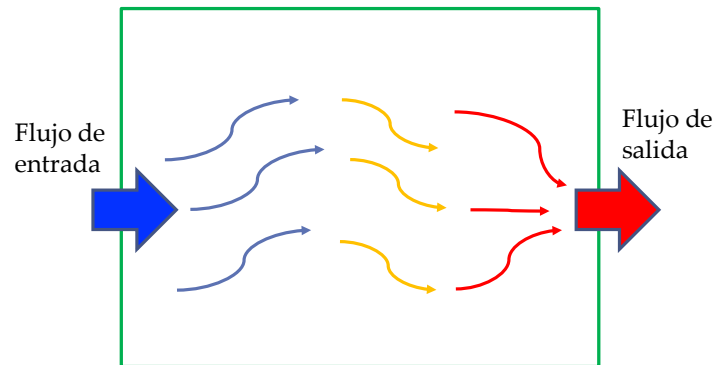


Figura 8.4. ¿Es mejor ubicar el ventilador en la entrada de aire o en la salida?

Ventilador en la entrada de aire:

- Es importante colocar un filtro de aire antes del ventilador para evitar la entrada de polvo
- Previene la entrada de aire sucio por juntas y orificios
- Aumenta la fiabilidad del ventilador (trabaja con aire fresco)
- El calor que genera el ventilador se añade a la carga del sistema

Ventilador en la salida de aire:

- No previene la entrada de aire sucio por juntas y orificios
- Disminuye la fiabilidad del ventilador (trabaja con aire más caliente)
- El calor que genera el ventilador no se añade a la carga del sistema

Podemos establecer las siguientes buenas prácticas:

- Sobre la ubicación de los componentes y elementos mecánicos dentro de la caja del equipo, debes tener en cuenta que la caída de presión en el sistema es debida principalmente a giros de 90°, cambios de sección y presencia de obstáculos en el camino del flujo de aire. Por tanto, es importante considerar este criterio en la disposición de los componentes.
- Ten en cuenta que los cambios de sección, giros bruscos, obstáculos grandes en el flujo (Φ) producen turbulencias y por tanto una caída de presión $\Delta p \propto \Phi^2$. Trata de evitarlos a toda costa.
- Para permitir un flujo adecuado, deja un espacio de al menos ¼" entre PCBs, superficies u obstáculos (recuerda que en el caso de convección natural debíamos dejar ½").
- Los componentes más críticos (térmicamente) deben colocarse junto a la entrada de aire, para disfrutar de un aire más fresco.
- Los menos críticos y que consumen mucha potencia deben ir ubicados junto a la salida de aire, para no sobrecalentar al resto.
- Busca que la convección natural ayude y no se oponga a la forzada.
- Si has de colocar dos ventiladores, hacerlo en serie aumenta la presión estática que pueden vencer y hacerlo en paralelo aumenta el flujo de aire.

Te cuidado con la colocación de ventiladores en paralelo: si uno de los dos deja de funcionar, se comporta como una abertura y crea un cortocircuito de flujo. Si los ventiladores están a la salida, el aire tenderá a entrar por el ventilador parado y salir por el activo: movemos mucho menos aire a través del equipo. Si los ventiladores están a la entrada, el aire tenderá a entrar por el ventilador activo y salir por el pasivo, donde

hay menos resistencia al flujo que a través del equipo. Así que usar varios ventiladores en paralelo es un riesgo si no hay una electrónica de control que detecte un mal funcionamiento.

Un ejemplo de cálculo

Considera un sistema formado por 8 PCBs de 15x20 cm dentro de una caja, cada uno disipa 20 W. El espacio libre entre PCBs es de 0,4 cm. Calcula el flujo de aire que debe generar el ventilador para que la temperatura a la salida no supere en 10°C la de entrada.

Datos: el aire a 30°C presenta una densidad de 1,164 kg/m³, $c_p=1007$ J/kgK

Suposiciones: No consideramos refrigeración por radiación ni por conducción. La presión atmosférica es de 1 atm (nivel del mar). El flujo de aire a través de los 9 canales es el mismo y 1/9 del total.

Solución:

Partiendo de la expresión $P = \dot{m} \cdot c_p \cdot (T_{out} - T_{in})$, resulta que:

$$\dot{m} = P / (c_p \cdot (T_{out} - T_{in})) = (8 \cdot 20W) / (1007 \text{ J/kg}^\circ\text{C} \cdot 10^\circ\text{C}) \approx 16 \text{ g/s}$$

El flujo volumétrico (m³/s) se calculará dividiendo el flujo de masa (kg/s) entre la densidad (kg/m³): $16 \text{ g} \cdot \text{s}^{-1} / 1,164 \text{ kg/m}^3 = 13,75 \text{ l/s} = 825 \text{ l/min} = 23 \text{ cfm}$, si tenemos en cuenta que $1 \text{ m}^3/\text{min} = 35,31 \text{ cfm}$.

Escogeremos un ventilador que permita al menos 46 cfm, el doble del flujo calculado.

Convección forzada en la Nintendo Switch

Hace unos meses reparé la consola de una amiga y aproveché la ocasión para hacer unas fotos: la Nintendo Switch usa una solución de refrigeración bastante habitual en tabletas y ordenadores portátiles.

En la Figura 8.6, al retirar la placa metálica, podemos observar la estrategia de refrigeración:

- El integrado que más calor genera, la CPU, va unido a la placa metálica por una pasta adhesiva térmica. Parte del calor que genera la CPU va a esta placa, que se refrigera por el flujo de aire desde las entradas de aire hasta el ventilador centrífugo.
- Otra parte del calor generado por la CPU es conducido por una estructura delgada de cobre hasta la salida del ventilador centrífugo: el aire de salida, aunque algo recalentado al pasar sobre la placa metálica, enfría la estructura de cobre.

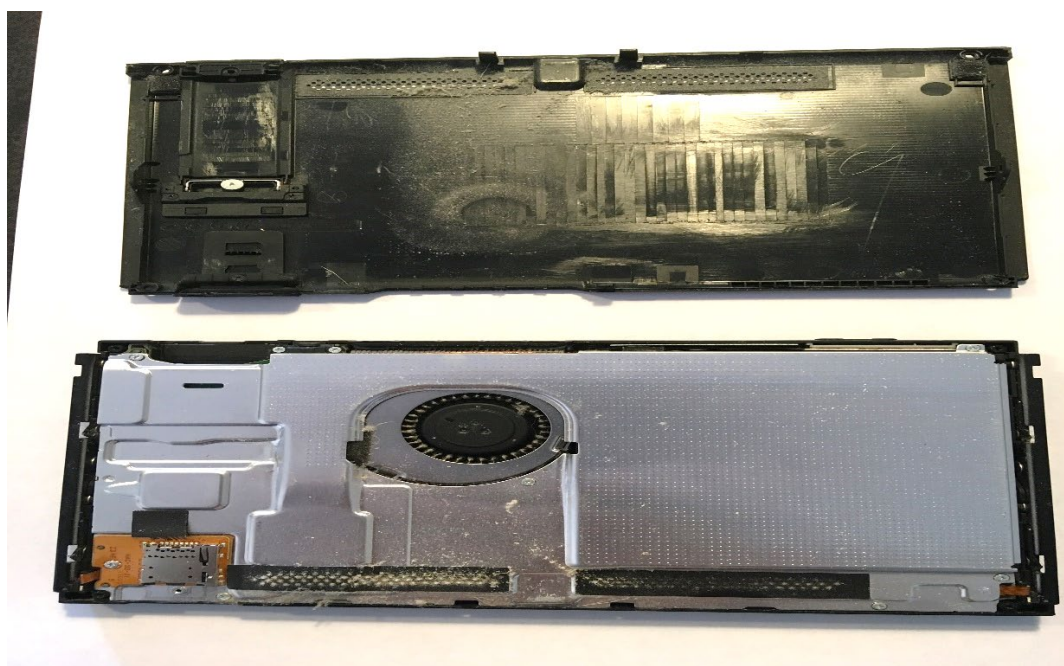


Figura 8.5. Parte posterior de la Nintendo Switch. Al retirar la tapa de plástico se revelan una placa metálica (en contacto con la CPU) y un ventilador centrífugo. Se aprecia también la acumulación de polvo en las entradas de aire

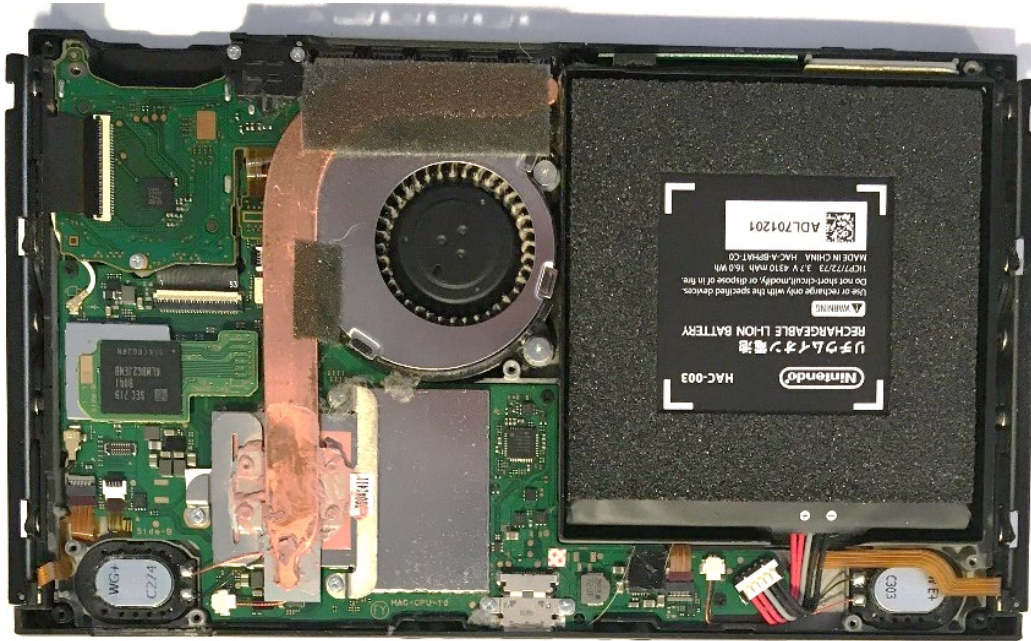


Figura 8.6. Al retirar la placa metálica observamos el resto de la estrategia de refrigeración

En resto de componentes en la PCB evacúa su calor por una combinación de conducción a través del PCB y de convección (al aire dentro de la consola, de aquí a la placa metálica).

PARTE 2

Estimando la temperatura del PCB sin simuladores

Día 9. Análisis a nivel de caja

En una fase temprana del diseño tienes que responder estas preguntas:

- ¿Puedo meter mi electrónica en una caja cerrada sin ranuras?
- ¿O necesito ranuras para que haya flujo de convección natural?
- ¿Tal vez necesito aumentar el flujo de aire con un ventilador?

Si necesitas ranuras o ventilación, deberás estimar el área o el flujo necesarios. Es lo que vamos a aprender hoy, usando un modelo muy sencillo pero perfecto para esta fase temprana en la que del producto sabes poco más que su tamaño y potencia disipada.

Introducción y objetivos

El equipo de marketing acaba de concebir un nuevo producto: funcionalidades, aspecto, tamaño, coste, precio de venta, requisitos, ... La envolvente es una caja cerrada, sin ranuras, porque necesita protección contra el polvo y las salpicaduras.

Como diseñador, necesitas saber si la electrónica se calentará demasiado dentro de la caja cerrada. ¿Necesitas configurar y correr una simulación térmica en este momento? Eso puede llevar días y es prematuro (aún sabes poco del diseño), de modo que la respuesta es un rotundo no.

En lugar de eso, haciendo un cálculo que te llevará dos minutos (o unos segundos, si ya tienes las fórmulas en una hoja de cálculo) puedes saber si tienes luz verde, si estás cerca del límite o si definitivamente no va a funcionar. No está mal, ¿verdad?

Vamos a comenzar por enunciar la gran pregunta y plantearemos un modelo sencillo, el "*simple box model*", que funciona razonablemente bien en productos de electrónica de consumo. Para otros sectores, lo mejor es que valides/refines el modelo partiendo de una campaña de medidas de productos representativos de tu sector. Lo siento, no hay un único modelo que funcione igual de bien para una pequeña consola de videojuegos que para un transformador de aislamiento de 30 kVA encerrado en una caja. Aunque los principios son los mismos.

El modelo que vamos a aprender a utilizar asume dos caminos para el calor:

- Transferencia de calor por convección de la electrónica a la caja y de la caja por convección al ambiente. Asumimos en esta primera fase que no hay ranuras de ventilación.
- Flujo de aire a través de las ranuras de ventilación (si las hay).

Combinando los resultados de ambos caminos llegaremos a una expresión muy sencilla para responder a la gran pregunta. Y de paso, para estimar la temperatura del aire dentro de la caja.

En una lección posterior usaremos esta estimación de la temperatura interior del aire para estimar la temperatura promedio del PCB. Paso a paso. Comencemos por estudiar el problema a nivel a de caja.

El "*simple box model*" lo aprendí de Wendy Luiten y Clemens Lasance, expertos de gran prestigio internacional, en un curso de diseño térmico en Eindhoven, la preciosa ciudad holandesa donde nació Philips. Vaya por delante mi agradecimiento y reconocimiento a este par de grandes profesionales y docentes. Este modelo se aplicó con éxito durante años en Philips para el diseño térmico de televisores. Es el fruto de su experiencia durante muchos años dedicados al diseño térmico.

Preguntas que necesito responder

La gran pregunta: ¿puedo meter mi electrónica dentro de una caja sin ranuras? Es lo que todos querríamos hacer. Protegernos de polvo, virutas, líquidos, gases corrosivos, descargas electrostáticas, y en general de cualquier elemento externo. Saber contestar a esta pregunta en una fase muy temprana del diseño, idealmente durante la concepción, es crucial.

Si la respuesta es no, ¿basta con hacer la envoltente (caja) algo más grande? (lo que aumenta la transferencia de calor al ambiente por convección desde la superficie de la caja), ¿debo añadir ranuras? (y qué superficie mínima necesito) o si, en el peor caso, ¿necesito ventilación forzada?

El aspecto del producto, su coste, incluso sus funcionalidades pueden verse afectadas por la respuesta a estas preguntas.

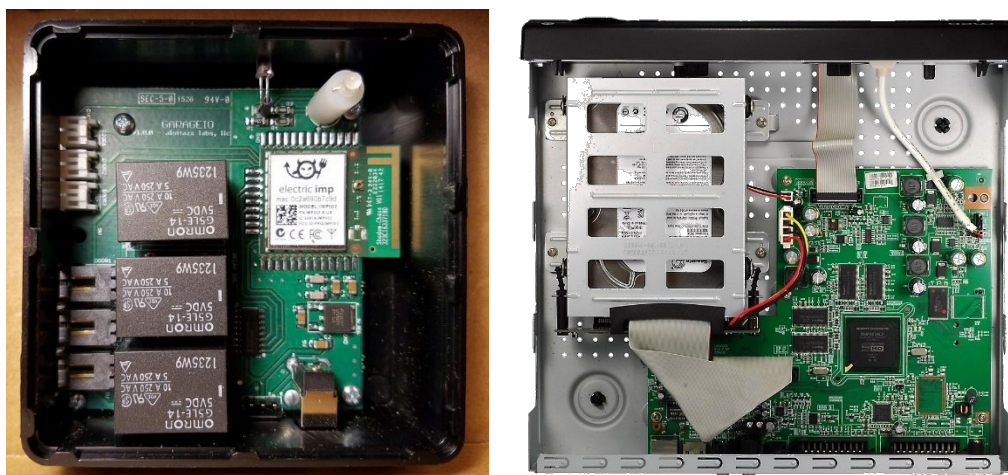


Figura 9.1. Caja cerrada (izquierda) y caja con ranuras (derecha). ¿Puede nuestro equipo trabajar en caja cerrada o necesita ranuras? Es importante saberlo ya en fase de concepción del diseño

Un modelo sencillo: el *simple box model*

El modelo comprende dos ramas paralelas para el flujo de calor:

- **Asumiendo una caja completamente cerrada**, se considera en una primera rama del modelo electotérmico la transferencia de calor entre la electrónica (modelada por una fuente puntual de potencia que representa la potencia total disipada por la electrónica) y la caja por convección interna. Esta resistencia térmica queda en serie con la transferencia de calor por convección entre la superficie de la caja y el ambiente. Suele despreciarse por ser un orden de magnitud menor, como veremos, la resistencia térmica de conducción a través del espesor de la caja.
- La segunda rama (segundo camino) representa la **convección a través de ranuras de ventilación en la caja**, si las hay. Esto crea bien un flujo de convección natural, bien un flujo de aire forzado si hay ventilador.

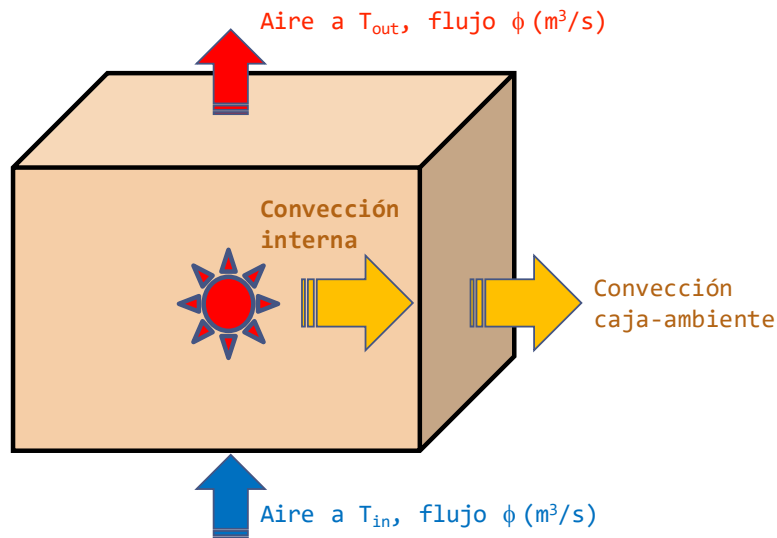


Figura 9.2. Las dos componentes que considerar: en amarillo, convección interna, que calienta la caja y que a su vez evacúa calor al entorno por convección una vez "atraviesa" por conducción el espesor de la caja. Estos tres elementos quedan como resistencias térmicas en serie. La segunda componente que considerar es el flujo de aire de convección (natural o forzada).

El modelo electrotérmico queda definido en la Figura 9.3, donde se observa que ambas ramas quedan en paralelo. En las dos siguientes secciones vamos a estudiar cada rama, antes de juntarlas y obtener una expresión sencilla para el "simple box model".

- R_{int} , resistencia térmica de convección + radiación interna
- R_{ext} , resistencia térmica de convección + radiación externa
- R_{wall} , resistencia térmica de conducción transversal en la caja
- R_{air} , resistencia térmica de convección del flujo de aire ϕ

La rama superior corresponde al modelo de una caja cerrada. La rama inferior añade el flujo a través de las ranuras.

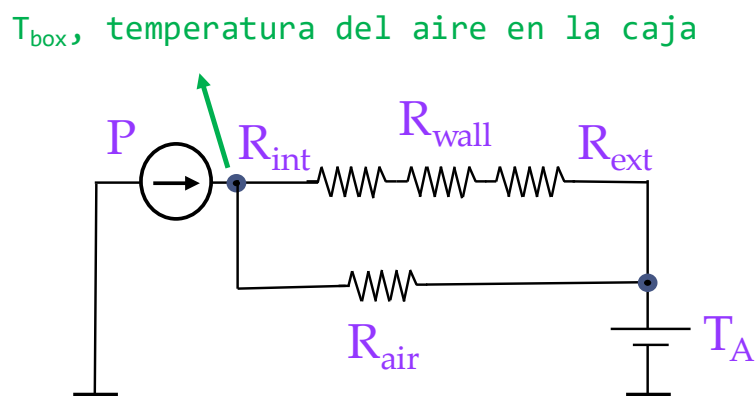


Figura 9.3. Modelo electrotérmico del simple box model

Primera rama: caja cerrada

La resistencia térmica equivalente se compone de tres resistencias en serie:

- **Convección en el volumen interno R_{int}** , con un valor de $1/A \cdot h$ (revisa lo que leíste al final de la página 58), siendo A el área de la caja y h el coeficiente de convección habitual para convección natural, $10 \text{ W/m}^2\text{K}$. Este coeficiente incluye el efecto de la radiación, recuerda, para una superficie con una emisividad alta.

- **Resistencia de conducción R_{wall}** a través del espesor de la caja con valor $t/k \cdot A$, siendo t el espesor de la caja (cosa de uno o dos milímetros) y k la conductividad térmica del material. En el peor caso es $0,1 \text{ W/m} \cdot \text{K}$.
- **Convección desde la superficie externa de la caja al ambiente R_{ext}** , con idéntica expresión $1/A \cdot h$

En relación con la Figura 9.3:

- $R_{int} = R_{ext} \cong 1/(A \cdot h)$, con $h \cong 10 \text{ W/m}^2\text{K}$, A área de la caja en m^2
- $R_{wall} = t/k \cdot A$, donde t (espesor de la caja), $k \geq 0,1 \text{ W/m} \cdot \text{K}$

Poniendo números (por ejemplo, si las paredes de la caja son de 2 mm de espesor):

- $R_{int} + R_{ext} + R_{wall} \cong 0,2/A + 0,02/A \cong 0,2/A = 1/(5A)$, y podemos despreciar R_{wall} al ser un orden de magnitud inferior.

Como vemos, la resistencia de conducción a través de la caja es habitualmente un orden de magnitud inferior a las otras dos, por lo que la despreciamos y nos queda, como valor de la resistencia térmica equivalente, $2/A \cdot h$. Con el valor de h habitual ($10 \text{ W/m}^2\text{K}$) resulta una expresión sencilla:

$$R_{eq} = 1/(5 \cdot A), \text{ con } A \text{ en } \text{m}^2$$

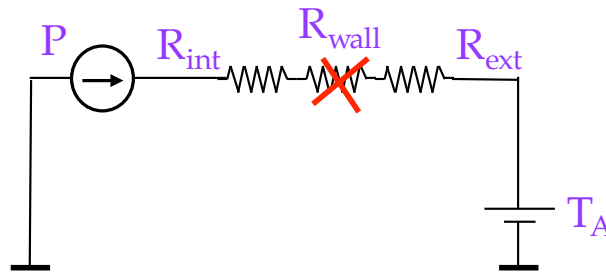


Figura 9.4. Modelo electro-térmico de la primera rama, donde por lo general despreciamos R_{wall}

Con esta sencilla expresión podemos evaluar si una caja es lo suficientemente grande para, sin ranura alguna, evacuar el flujo de calor al ambiente manteniendo una temperatura interna dentro de los límites que imponamos. Veamos un ejemplo.

Ejemplo: ¿Es viable en una primera aproximación un producto electrónico en caja cerrada de $20 \times 10 \times 6 \text{ cm}^3$ si la electrónica genera un flujo de calor de 30 W y si ha de funcionar en un ambiente de hasta 50°C ?

Solución: Con el modelo de caja cerrada, la resistencia térmica es de $1/(5 \cdot A) = \{\text{sin considerar para el área total la cara inferior, porque suponemos que el producto se apoya en una mesa, el área es de } 0,056 \text{ m}^2\} = 1/(5 \cdot 0,056) \text{ }^\circ\text{C/W} = 3,57 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

Para 30 W de flujo de calor, resulta que la temperatura dentro de la caja será aproximadamente $30 \text{ W} \cdot 3,47 \text{ }^\circ\text{C/W} = 107^\circ\text{C}$ superior a la del ambiente. Si ésta es de 50°C , la temperatura interna subirá hasta 157°C .

La respuesta es negativa: no funcionará. Requiere una caja mucho mayor o ranuras de ventilación.

Segunda rama: flujo de aire

Si conocemos el **flujo de aire** (Φ) a través de la caja (velocidad del aire multiplicada por la menor entre las superficies de las aberturas de entrada y de salida) y lo multiplicamos por su **densidad** (ρ), obtenemos el **flujo másico de aire** a través de la caja. Este flujo de masa multiplicado por el **calor específico del aire** (c_p) nos indica cuánto **flujo de calor** transporta el aire por cada grado centígrado que se calienta.

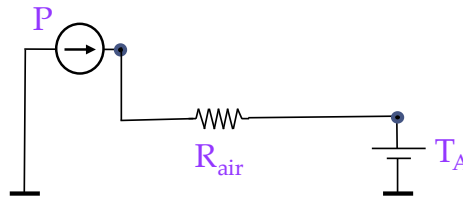
Sólo queda multiplicar este valor por la diferencia entre las temperaturas de salida y de entrada del aire para obtener el valor del flujo de calor que efectivamente se lleva la corriente de aire del equipo electrónico.

Recordemos lo que aprendimos sobre convección forzada:

$$P = \Phi \cdot \rho \cdot c_p \cdot (T_{out} - T_{in}) = \{\rho \cdot c_p \text{ es aprox. } 1220 \text{ J/m}^3\text{K, que dejamos en unos conservadores } 1000 \text{ J/m}^3\text{K}\} \cong 1000 \cdot \Phi \cdot (T_{out} - T_{in}); \text{ esto equivale a decir que } R_{air} \cong 1/(1000 \cdot \Phi)$$

Es decir, dando valores a los términos de la expresión y redondeándolos de forma conservadora para obtener una expresión fácil de recordar, resulta que la resistencia equivalente de este camino de calor es de:

$$1/1000 \cdot \Phi$$



Para convección natural, puedes asumir $\Phi \cong 0,2 \text{ m/s} \cdot A_{ranuras}$

Figura 9.5. Modelo electro-térmico de la segunda rama (flujo de aire)

Ejemplo: En el ejemplo anterior, si añadimos 10 ranuras de ventilación de $15 \times 0,2 \text{ cm}^2$ en la tapa superior y la misma área en la parte baja de las cuatro caras laterales, ¿cuál es la resistencia térmica equivalente de convección?

Solución: El área de las ranuras (el menor entre las de entrada y las de salida) es de 30 cm^2 . Entonces $\Phi \cong 0,2 \text{ m/s} \cdot A_{ranuras} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{s}$

$$R_{air} \cong 1/(1000 \cdot \Phi) = 1,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Por ejemplo, con $T_{out} = 80^\circ\text{C}$, $T_{in} = 50^\circ\text{C}$, sólo por convección (segunda rama) podríamos evacuar hasta 17,6 W al ambiente. ¡No está nada mal!

Resolviendo el simple box model

Como las resistencias térmicas de cada rama quedan en paralelo, resulta una expresión sencilla para la resistencia equivalente del modelo:

$$R_{equivalente} = 1/(5 \cdot A + 1000 \cdot \Phi)$$

Así de simple. Y de potente.

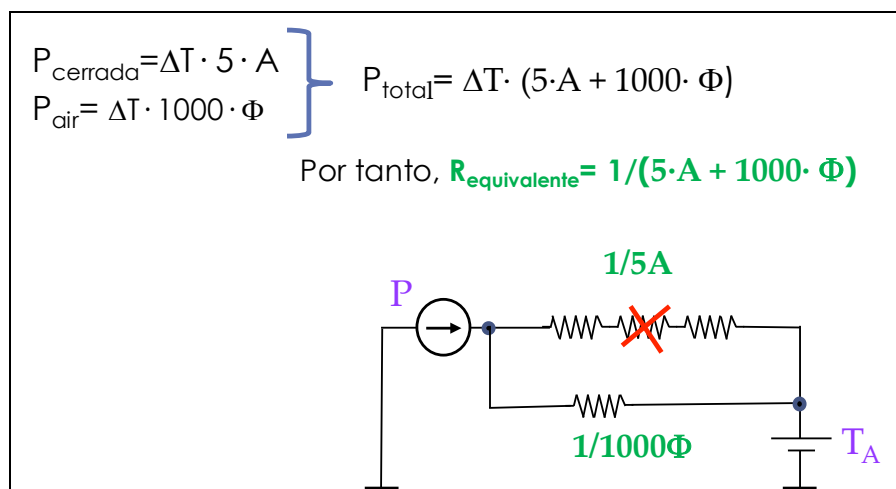
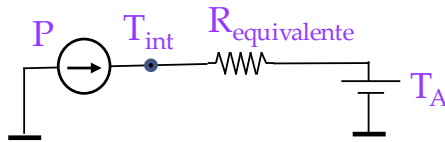


Figura 9.6. Resolución del simple box model

Juntemos ambas partes de la solución y resolvamos el ejercicio que llevamos analizando durante estas últimas páginas.

Ejemplo: ¿Es viable en una primera aproximación un producto electrónico en caja cerrada de $20 \times 10 \times 6 \text{ cm}^3$ si la electrónica genera un flujo de calor de 30 W y si ha de funcionar en un ambiente de hasta 50°C ? Hay 10 ranuras de $15 \times 0,2 \text{ cm}^2$ en la tapa superior y la misma área para el flujo de entrada.

Solución: La resistencia térmica equivalente es de $1/(5 \cdot A + 1000 \cdot \Phi) = 1,15 \text{ }^\circ\text{C/W}$



$$\Delta T = P \cdot R_{\text{equivalente}} \cong 35 \text{ }^\circ\text{C}$$

Si $T_A = 50^\circ\text{C}$, la temperatura dentro de la caja alcanzaría 85°C .

El margen es estrecho, posiblemente insuficiente, pues el PCB estará todavía más caliente que el aire dentro de la caja.

Reflexiona un momento sobre la potencia de herramienta que acabas de aprender. Pocas veces en tus estudios podrás obtener tanto fruto con tan poco esfuerzo. Eso sí, ya te he advertido antes de que está pensado para equipos de electrónica de consumo (en especial televisores), no esperes poder aplicarlo directamente, sin modificaciones, a equipos en sectores muy alejados.

Día 10. Análisis a nivel de PCB

Ahora que he estimado la temperatura del aire dentro de la caja, ¿a qué temperatura está el PCB? ¿Será homogénea o habrá hot spots? ¿Qué componentes crearán hot spots?

Introduciremos el concepto del "cooling circle" para determinar el área del PCB calentada por un componente. Este cálculo dará lugar a diseños que se beneficiarían de un área de PCB mayor o a diseños que se beneficiarían de una mayor conductividad térmica (i.e., más capas de cobre interno).

Si los diferentes círculos tienen un tamaño inferior al del PCB, tendremos un gradiente de temperaturas elevado, lo que no es óptimo (estamos desaprovechando parte del PCB como área de disipación por convección).

Veamos todo esto en las siguientes páginas.

Introducción y objetivos

El "simple box model" proporciona una respuesta de tres niveles a la pregunta de si una estrategia térmica (como usar caja cerrada o poner un ventilador) va a funcionar:

- **"Funcionará"**, si la temperatura estimada del aire dentro de la caja y la temperatura media del PCB (luego veremos cómo calcularla) me da suficiente margen de seguridad. Por ejemplo, si estimo que la temperatura del aire será de 40°C y la de PCB de 55°C, estamos en zona segura y tenemos margen.
- **"No funcionará"**, si la temperatura estimada del aire dentro de la caja y la temperatura media del PCB (luego veremos cómo calcularla) es inadecuada con mucho. Por ejemplo, si estimo que la temperatura del aire será de 90°C y la de PCB de 110°C, estamos claramente en zona roja.
- **"Tengo que correr un análisis más detallado"**, si me encuentro con temperaturas estimadas entre ambos casos. Por ejemplo, si estimo que la temperatura del aire será de 70°C y la de PCB de 90°C. El análisis más detallado requerirá herramientas de simulación.

Para hacer lo anterior, has de comenzar por [estimar la temperatura media del PCB](#), lo que es muy sencillo.

También será relevante [conocer si la temperatura del PCB será homogénea o si se crearán hot spots](#) que eleven la temperatura localmente. Esto parece complicado *a priori*, pero nos valdremos de un sencillo modelo (validado experimentalmente) que nos permite estimar el radio de un círculo centrado en el componente en el que se produce la disipación al ambiente de la mayor parte del calor y por tanto donde la elevación de la temperatura es mayor. La superposición de estos círculos en el PCB, uno por cada componente con contribución significativa a la potencia disipada, resultará en un mapa que nos permitirá decidir si la temperatura del PCB es homogénea o si es necesario una simulación.

El tamaño de estos círculos aumenta con la conductividad térmica lateral del PCB, que depende exclusivamente de los planos continuos de cobre, en especial de los de masa, donde conectamos mediante vías los *thermal pads* de los componentes. Buscamos aumentar el tamaño de los círculos hasta que sean tan grandes como el PCB: círculos mayores indican que un PCB de mayor área nos beneficiaría. Círculos más pequeños propician la aparición de puntos calientes en el PCB.

Estimando la temperatura media del PCB

Demos un paso atrás: temperatura interna en la caja

Recordemos el resultado que obtuvimos ayer: considerando dos caminos en paralelo para el calor desde el PCB hasta el ambiente, llegábamos a una sencilla expresión para la temperatura dentro de la caja en función de la temperatura ambiente, potencia disipada por la electrónica en la caja, área de la caja y flujo de aire a través de las ranuras (si las hay, si no, consideramos el flujo cero).

Este sencillo modelo ha sido validado por la industria para pequeños electrodomésticos y electrónica de consumo.

La temperatura del aire dentro de la caja queda determinada por el modelo del “*simple box model*”:

$$P_{\text{total}} = \Delta T \cdot (5 \cdot A + 1000 \cdot \Phi)$$

$$T_{\text{aire-caja}} = T_{\text{ambiente}} + P_{\text{total}} / (5 \cdot A + 1000 \cdot \Phi)$$

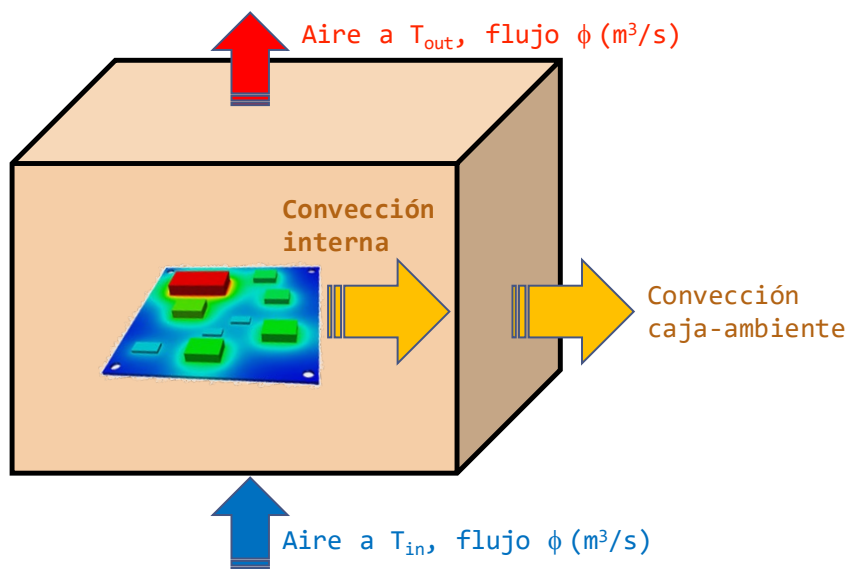


Figura 10.1. Calculando la temperatura dentro de la caja

Conocida la temperatura interna de la caja ($T_{\text{aire-caja}}$), basta considerar el siguiente modelo térmico para estimar la temperatura media del PCB, suponiendo transferencia de calor por convección entre el PCB y la caja. Recuerda que, en el caso de convección natural, incluíamos en el valor de $h=10 \text{ W/m}^2\text{K}$ una estimación del efecto de la radiación:

- h es $10 \text{ W/m}^2\text{K}$ para convección natural (recuerda: incluye radiación)
- h es $15\text{-}30 \text{ W/m}^2\text{K}$ para convección forzada, 1 m/s
- h es $20\text{-}50 \text{ W/m}^2\text{K}$ para convección forzada, 2 m/s

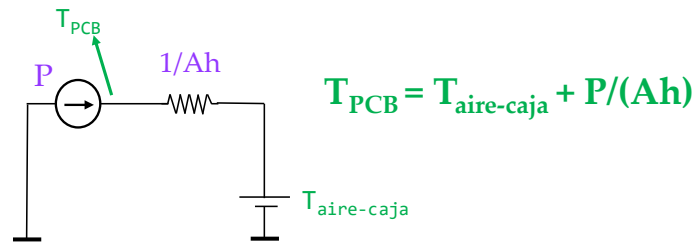
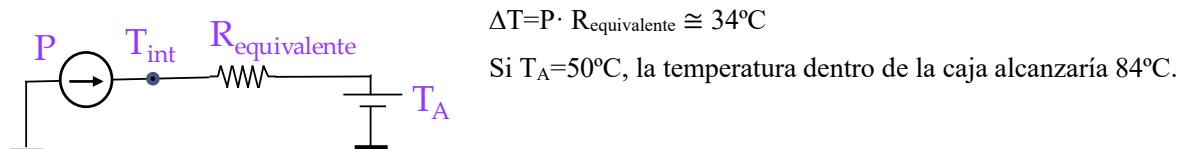


Figura 10.2. Calculando la temperatura media del PCB. En este cálculo, A es el área de PCB

Si el PCB presenta convección por ambas caras, el coeficiente de convección a considerar es dos veces este valor. Alternativamente, puedes considerar que el área del PCB es el doble. Así de sencillo resulta estimar (con un buen margen de error, esto no sustituye una simulación detallada o una medida en un prototipo) la temperatura media del PCB.

Ejemplo: ¿Es viable en una primera aproximación un producto electrónico en caja cerrada de $20 \times 10 \times 6 \text{ cm}^3$ si la electrónica genera un flujo de calor de 30 W y si ha de funcionar en un ambiente de hasta 50°C ? Hay 10 ranuras de $15 \times 0,2 \text{ cm}^2$ en la tapa superior y la misma área para el flujo de entrada. **Estima también la temperatura media del PCB si su tamaño es de $20 \times 10 \text{ cm}^2$** (nota: considera convección por las dos caras del PCB)

Solución: La resistencia térmica equivalente es de $1/(5 \cdot A + 1000 \cdot \Phi) = 1,14 \text{ }^\circ\text{C/W}$, donde A es el área de la caja, recuerda ($0,056 \text{ m}^2$)



$$\Delta T = P \cdot R_{\text{equivalente}} \cong 34^\circ\text{C}$$

Si $T_A = 50^\circ\text{C}$, la temperatura dentro de la caja alcanzaría 84°C .

$T_{\text{PCB}} = T_{\text{aire-caja}} + P/(A \cdot h) = 84^\circ\text{C} + 30/(2 \cdot 2 \cdot 10^{-2} \cdot 10) \text{ }^\circ\text{C} = 85^\circ\text{C} + 75^\circ\text{C} = 159^\circ\text{C}$, donde esta vez A es el área del PCB.

El diseño no es viable, porque el PCB, pese a ser tan grande como la caja, tiene un área pequeña para disipar 30 W al interior de la caja sin sobrecalentarse. Hay que usar otras soluciones de refrigeración.

¿Es la temperatura del PCB homogénea?

En otras palabras, debes comprobar si el tamaño del PCB, la ubicación de cada componente, la conductividad térmica del PCB (k) y coeficiente de convección a la caja (h) dan lugar a una temperatura más o menos homogénea o a zonas calientes (*hot spots*).

Lo anterior es difícil de estimar a mano y se suele recurrir a simulaciones CFD. Pero podemos anticipar el resultado a partir del modelo del “*cooling circle*”. En este modelo, estimamos el tamaño del círculo centrado en un componente en el que la temperatura es elevada en el PCB.

- Si el círculo es mayor que el PCB, no crea un *hot spot*
- Si el círculo es menor que el PCB, el componente crea un *hot spot*

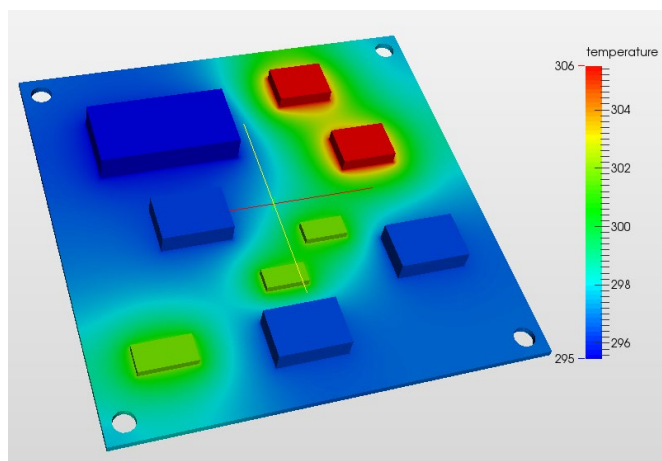


Figura 10.3. Si la conductividad térmica del PCB no es lo suficiente alta, el flujo de calor no llegará lejos de los componentes, calentando en exceso localmente el PCB y creando así un *hot spot*.

Unos pocos componentes en el PCB son responsables de la mayor parte de la potencia disipada (flujo de calor). Ya hemos hablado de que en componentes SMD el camino principal para el calor hasta el ambiente es a través del PCB.

El PCB propaga el calor por los planos internos de cobre, especialmente por los de masa (que es donde suelen conectarse los *thermal pads* y *thermal vias* de los componentes). Desde aquí, el calor llega a las caras superior e inferior del PCB, donde es conducido al aire circundante por convección, ya sea natural o forzada.

El resultado es un gradiente de temperatura en el PCB, que estimaremos en la siguiente sección. Baste ahora con considerar de qué depende que el calor se propague más o menos lejos del componente en el PCB:

- De la **conductividad del PCB** considerando sólo los planos de cobre conectados a masa y
- del **coeficiente de convección** al aire

El modelo del “cooling circle”

Principio: el calor viaja por el camino de mayor conductividad térmica (menor resistencia térmica). Igual que el agua fluye por el camino de mayor pendiente.

Si tú fueras el flujo de calor, ¿qué harías para llegar al ambiente desde un componente montado en un PCB? Cerca del componente, la resistencia de convección es muy alta ($1/A \cdot h$, recuerda, la superficie es pequeña), de modo que te alejas del componente por el PCB (elevando su temperatura a tu paso) buscando una menor resistencia de convección para pasar al ambiente. Pero tampoco te puedes alejar demasiado, pues la resistencia de conducción sería alta, lo que provocaría una caída de la temperatura y una menor transferencia de calor al ambiente por convección lejos del componente. Es decir, pasarías al ambiente en la zona en la que la suma de ambas resistencias es baja. La mayor parte del calor llega hasta aproximadamente el punto que equilibra ambas resistencias térmicas, y es donde más se eleva la temperatura del PCB.

Vamos a ver esto de una forma más analítica, considerando qué ocurre cuando nos alejamos del componente una distancia x :

- El flujo de calor se ha encontrado con una resistencia térmica de conducción que aumenta linealmente con x , la distancia
- El flujo de calor se ha encontrado con una resistencia térmica de convección que disminuye como $1/x$ con la distancia

La suma de ambas componentes se muestra en la Figura 10.4, cuyo mínimo se produce cuando ambas componentes son iguales, es decir, cuando $x = \sqrt{tk/h}$

En un rectángulo de longitud x , anchura w y espesor t :

$$R_{\text{cond}} = x / (wtk)$$

$$R_{\text{conv+rad}} = 1 / (hA) = 1 / (hwx)$$

$$x = (tk/h)^{1/2}$$

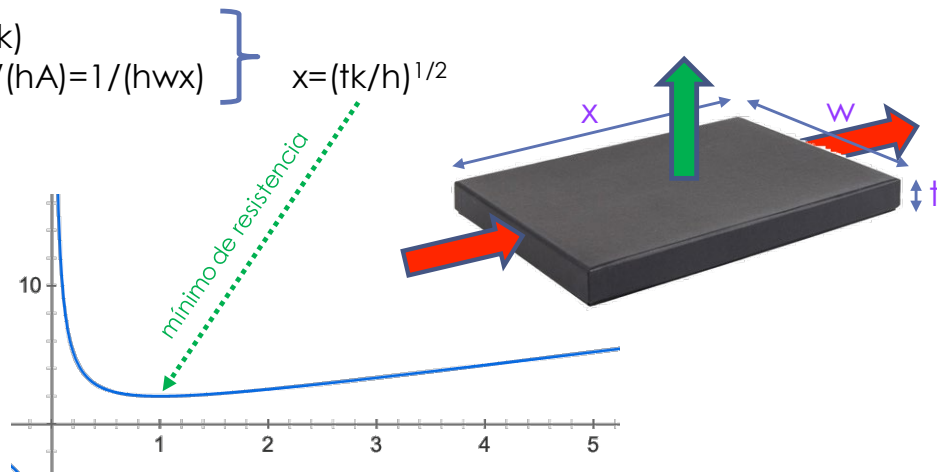


Figura 10.4. En el modelo, el calor se aleja del componente hasta el punto en el que se igualan las resistencias de conducción y del efecto combinado convección-radiación.

Enunciando el modelo

En el modelo del "cooling circle" establecemos un radio centrado en el componente en el que se produce el mayor calentamiento del PCB. Esta distancia es la suma del radio del componente (radio equivalente si fuera un círculo de la misma área) y la distancia $(tk/h)^{1/2}$, donde se equilibran la resistencia de conducción y de convección. Más allá de este círculo, la influencia del componente en el calentamiento del PCB es menor.

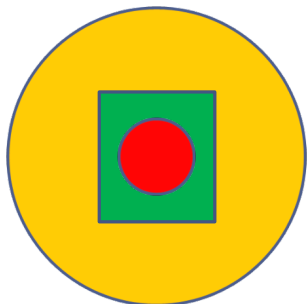
Extendiendo este concepto a la forma en la que un componente calienta un PCB:

- Calculamos el radio del círculo de área igual a la del componente, R_i
- El componente calienta un "cooling circle" de radio $R_c = R_i + (tk/h)^{1/2}$
- Fuera de ese "cooling circle" la influencia del componente es pequeña



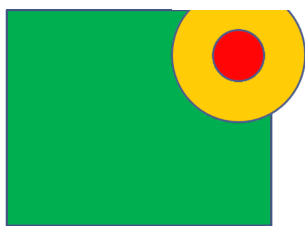
Caso 1: R_c queda contenido en el PCB y se produce un hot spot.

Los gradientes de temperatura serán elevados y no tendré base para sostener que el PCB se encuentra a una temperatura homogénea. Podría reducir el tamaño del PCB, ya que térmicamente hay área del PCB que no contribuye a la convección, o podré aumentar su conductividad térmica añadiendo más planos de masa.



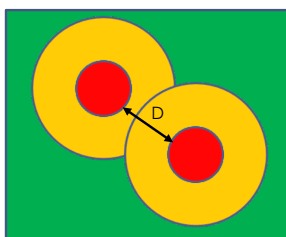
Caso 2: R_c se extiende fuera del PCB.

Si el "cooling circle" cubre todo PCB, los gradientes de temperatura serán moderados y, más o menos, la temperatura media estimada para el PCB será aceptable. Fíjate que, en este caso, aumentar el tamaño del PCB es rentable térmicamente, ya que es en el área del círculo donde se produce la mayor evacuación del calor al ambiente.



Caso 3: Componente en (o cerca de) una esquina.

En este caso, disminuimos la evacuación del calor al ambiente y aumenta la temperatura del PCB. Debemos evitar en la medida de lo posible ubicar componentes que disipan bastante potencia cerca de bordes o esquinas. Lamentablemente, con frecuencia es inevitable colocar reguladores en la periferia del PCB.



Caso 4: Dos componentes posicionados cerca uno del otro.

Si $D < 2 \cdot (tk/h)^{1/2}$, los círculos se superponen y un componente calienta al otro.

Este criterio nos puede ayudar a separar adecuadamente los componentes en el PCB. Al menos, a darnos cuenta de cuándo están demasiado juntos. Puede ser el caso de un oscilador y un procesador o de una memoria Flash y una FPGA. Hace unos años, uno de mis diseños fallaba precisamente por esto: la memoria Flash estaba demasiado cerca de la FPGA. Un arranque en frío funcionaba bien, pero si reiniciaba la FPGA en caliente, la lectura de la Flash (que era la memoria de configuración) fallaba. La solución fue añadir un ventilador al chasis para reducir la temperatura del conjunto, pero hubiera sido mejor solución alejar un poco FPGA y memoria Flash.

Este criterio nos puede ayudar a separar adecuadamente los componentes en el PCB. Al menos, a darnos cuenta de cuándo están demasiado juntos. Puede ser el caso de un oscilador y un procesador o de una memoria Flash y una FPGA. Hace unos años, uno de mis diseños fallaba precisamente por esto: la memoria Flash estaba demasiado cerca de la FPGA. Un arranque en frío funcionaba bien, pero si reiniciaba la FPGA en caliente, la lectura de la Flash (que era la memoria de configuración) fallaba. La solución fue añadir un ventilador al chasis para reducir la temperatura del conjunto, pero hubiera sido mejor solución alejar un poco FPGA y memoria Flash.

¿Qué nos enseña el “cooling circle”?

A decidir cuándo necesito un PCB mayor, o con mayor conductividad (k), o con mejor ventilación (h). También a estimar la separación óptima entre componentes y a ubicarlos adecuadamente.

Un ejemplo

La Figura 10.5 muestra una simulación térmica de la temperatura superficial de un PCB de $6 \times 6 \text{ cm}^2$, donde un circuito integrado de $8 \times 8 \text{ mm}^2$ disipa 1 W . Hemos considerado $T_A = 22^\circ\text{C}$, convección natural por ambas caras del PCB y un único plano interno de masa de 17 micras de espesor ($k_{\text{cobre}} = 360 \text{ W/m}\cdot\text{K}$). Comprueba si los resultados obtenidos son compatibles con el modelo del cooling circle.

Solución: Suponemos que el componente calienta un área de radio $R_c = R_i + (tk/h)^{1/2}$

$$R_i = \frac{8 \text{ mm}}{\sqrt{\pi}} \approx 4,5 \text{ mm}$$

$$R_c = R_i + \sqrt{tk/h} \approx 4,5 \text{ mm} + 1,75 \text{ cm} = 2,15 \text{ cm}$$

Esperamos que la mayor elevación de temperatura se produzca en un círculo de este radio centrado en el componente.

En la Figura 10.5, la temperatura del PCB en las inmediaciones del componente es de aproximadamente 100°C , y baja a 50°C si nos alejamos $2,2 \text{ cm}$ del centro de este (nota: 50°C supone un incremento de 28°C respecto al ambiente). Los resultados son consistentes.

Aprenderemos mañana a hacer este tipo de simulaciones. Te adelanto en qué se basa el modelo de simulación: se divide el PCB en pequeñas celdas cuadradas. Se considera transferencia de calor por conducción entre celdas adyacentes (ignorando las diagonales) y por convección de cada celda al ambiente, teniendo en cuenta su área y un coeficiente de convección dado. El cálculo es iterativo, lográndose una convergencia al cabo de unos cientos o pocos miles de iteraciones. Y, lo mejor de todo, basta con una hoja de cálculo para crear el modelo. Aunque también puedes hacerlo en Matlab o en cualquier otro entorno de programación.

El hecho de que el modelo del *cooling circle* arroje resultados muy aproximados a los de esta sencilla simulación 2D nos da confianza en la metodología propuesta.

¿Cuándo usaremos cada una? El cálculo sencillo “a mano” será útil en una fase muy temprana del diseño cuando queramos validar algunas opciones. Una vez todo pinte bien, llevaremos la geometría a la hoja de cálculo para realizar una sencilla simulación 2D y pre-validar el diseño, antes de rutar el PCB.

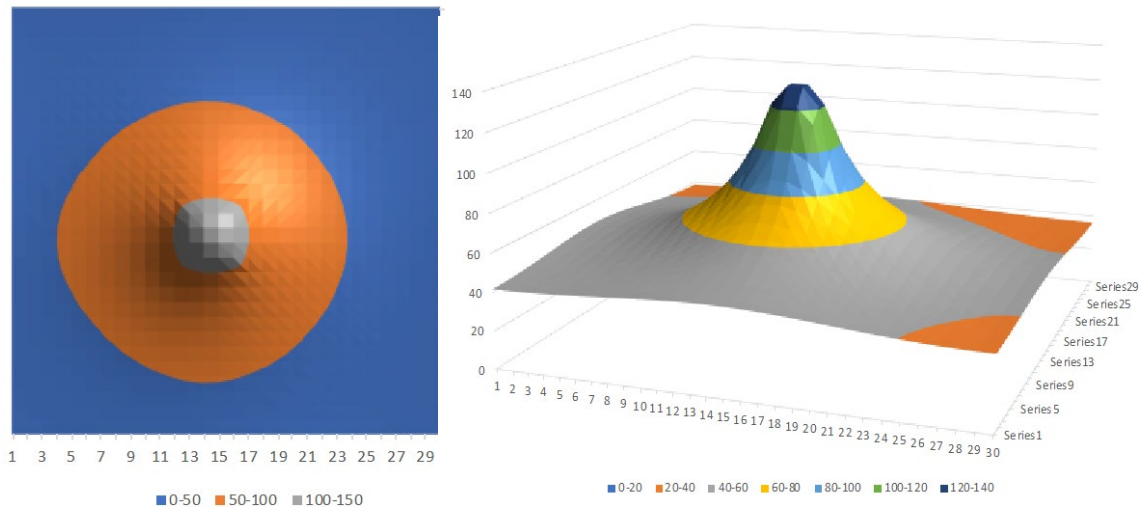


Figura 10.5. Gráficas obtenidas mediante un modelo de simulación con hoja de cálculo que trabajaremos mañana, Día 11.

Evaluación del módulo Raspberry Pi 4b en caja cerrada y con ranuras de ventilación

Raspberry Pi, en sus distintas evoluciones, es una plataforma que puede realizar las funciones de un ordenador con ciertas limitaciones. Se ha popularizado en la última década debido a su bajo coste y su reducido tamaño. Esta plataforma es capaz de ejecutar sistemas operativos en tiempo real y distribuciones de Linux. Tiene interfaces USB y HDMI que permite ser conectado a un monitor, ratón y teclado, así como GPIOs accesibles y programables.

Sin embargo, como se mostrará a continuación, pese a ser un sistema popular, su diseño térmico está lejos de ser óptimo. Vamos a aplicar el *simple box model* a la [Raspberry 4B en su caja oficial](#) y compararla con una caja con ranuras de ventilación. En función de la carga térmica y de la envolvente, el *simple box model* nos da una estimación de la temperatura del aire dentro de la caja. Las cargas térmicas estarán necesariamente mal estimadas, ya que los diagramas del diseño no son públicos y tendremos que aventurar los valores de consumo de los integrados principales y de las pérdidas del módulo de potencia.

Estimación de las cargas térmicas

En este estudio se supondrá que los circuitos integrados que disipan potencia son únicamente los que más contribuyen: SoC, memoria LPDDR4, módulo WiFi, hub USB, interfaz Gigabit Ethernet y el regulador de tensión de entrada.

El SoC es capaz de reducir la frecuencia del reloj principal con el fin de reducir su temperatura cuando ésta supera 80°C en el silicio. La potencia disipada es razonablemente proporcional a la frecuencia de reloj. Así, por ejemplo, si la potencia disipada es de 3,6 W a 1.500 MHz, cuando baja a una frecuencia media de 428 MHz consumirá aproximadamente 1W. Este mecanismo de reducción de potencia se denomina *throttling* y aparece aproximadamente a los 4 minutos de encender el módulo. El SoC conmuta su reloj entre 1,5 GHz y 1 GHz, como se puede observar en un estudio publicado en [4].

Para el análisis supondremos un consumo de 5,7 W que se reparten de la siguiente manera:

- SoC: 2,1 W
- Memoria: 1,2 W
- WiFi: 0,8 W
- GbE: 0,35 W
- Hub USB: 0,6 W

- Regulador: 0,65 W

El PMIC utilizado es el MxL7704 de MaxLinear, que contiene 4 reguladores Buck y un LDO. En la hoja de datos del componente podemos encontrar gráficas de las pérdidas de potencia de los convertidores Buck. A partir de estas gráficas y algunas suposiciones, proponemos los valores de pérdidas en el regulador que aparecen en la lista anterior.

Primera evaluación con el simple box model: caja cerrada

El objetivo, ya lo sabes, es estimar la temperatura dentro de la caja oficial de la Raspberry Pi 4b. Como las ranuras de ventilación tienen un área pequeña y por su situación sólo en un lateral no favorece la convección natural, supondremos que la caja es cerrada.

En este caso, según el *simple box model*, la resistencia térmica equivalente entre el interior de la caja y el ambiente es de $R_{eq}=1/5A$, siendo **A el área de la caja**.

Con unas dimensiones de 86x58x20 mm, y sin contar con la tapa inferior (en contacto directo con una superficie y que por tanto no disipa calor por convección) resulta un área de $A = 86 \cdot 58 + 2 \cdot 86 \cdot 20 + 2 \cdot 58 \cdot 20 \text{ mm}^2 = 10,75 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$.

Así, la resistencia equivalente resultará: $R_{eq} = 1/5A = 18,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Ahora podemos estimar, asumiendo una temperatura ambiente de 25°C y un consumo de 5,7 W, la temperatura del aire en el interior de la caja como:

$$T_{\text{aire-caja}} = T_A + R_{eq} \cdot P = 25 + 18,6 \cdot 5,7 \text{ }^\circ\text{C} = 131 \text{ }^\circ\text{C}$$

Lo que resulta excesivo. El diseño no funciona, de modo que el SoC se ve obligado a ir conmutando la frecuencia de reloj entre 1,5 GHz y una frecuencia inferior hasta equilibrar su temperatura cerca de 80°C. La disminución de prestaciones es evidente. E inevitable. A menos que introduzcamos ventilación forzada o modifiquemos el diseño.

Segunda evaluación con simple box model: caja con ranuras

Puesto que las tapas superior e inferior tienen un tamaño de $85 \times 56 \text{ mm}^2 = 4760 \text{ mm}^2$, si quisiéramos introducir 600 mm² de ranuras en las dos tapas, podemos crear un total de 10 hileras de 2x30 mm².

El efecto de las ranuras en el *simple box model* es reducir la resistencia térmica equivalente entre el interior de la caja y el ambiente. Comparando una caja cerrada con una caja con ranuras, la resistencia térmica se calcula como:

$$R_{\text{equivalente}} = 1/(5 \cdot A + 1000 \cdot \Phi) = 5,75 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Ahora podemos estimar, asumiendo de nuevo una temperatura ambiente de 25°C y un consumo de 5,7 W, la temperatura del aire en el interior de la caja como:

$$T_{\text{aire-caja}} = T_A + R_{eq} \cdot P = 25 + 5,75 \cdot 5,7 \text{ }^\circ\text{C} = 58 \text{ }^\circ\text{C}$$

Donde hemos calculado el flujo volumétrico Φ como el producto de la velocidad del aire (0,2 ms/s para convección natural) y la menor entre la superficie de las ranuras de entrada y de salida de aire.

El resultado que hemos obtenido es mucho más razonable que los 131°C que resultaban en el caso de caja cerrada: la reducción es de 73°C y el diseño parece viable.

Día 11. Análisis con hoja de cálculo

Combinando el “simple box model” y el “cooling circle model” puedes evaluar mano, para un producto electrónico formado por un PCB en una caja (cerrada o abierta, con o sin ventilación forzada), la viabilidad térmica de la solución.

*Estimar la distribución de temperaturas en el PCB es algo más complicado, y ahí es donde **una sencilla estimación con hoja de cálculo** puede resultar útil para optimizar la ubicación de componentes en el PCB.*

Esta estimación no sustituye a un estudio detallado con un simulador; es simplemente una ayuda adicional en la fase de concepción del producto.

Planteamiento de las ecuaciones

Nuestro objetivo hoy es aprender a preparar una simulación 2D en la que dividimos el PCB en una rejilla de celdas cuadradas. Escogeremos un tamaño de celda pequeño, de unos pocos mm², no es necesario bajar de 2x2 mm² y en función del diseño se podrían incluso usar celdas mayores.

Planteamos, para cada celda, un **balance térmico**: flujo de calor entrante igual al flujo saliente, considerando conducción desde las celdas vecinas (ignorando las diagonales), convección al ambiente y flujo de calor generado en la celda (si hay un circuito integrado sobre la misma). La radiación queda contemplada en el coeficiente de convección que escojamos.

En la Figura 11.1, P es la densidad de flujo de calor generado en la celda (cero si no hay un circuito integrado en esta posición, $P_{CI}/\text{num_celdas}$ en otro caso, siendo num_celdas el número de celdas que ocupa el circuito integrado en nuestro modelo y P_{CI} la potencia disipada por el integrado).

El primer término expresa el flujo de calor entrante por conducción, donde R_c es la resistencia térmica de conducción lateral de una celda del PCB. Ignoramos el sustrato del PCB (recuerda, su efecto es despreciable frente al del cobre u otro metal habitual, como el aluminio) y consideramos únicamente la conducción lateral de calor de los planos internos de metal.

El valor de R_c (si hemos elegido celdas cuadradas) es independiente del tamaño de la celda; es la resistencia de un cuadrado cualquiera: $R_c = 1/kt$, siendo k la conductividad del metal de los planos (típicamente cobre) y t la suma de espesores de los planos internos de cobre.

El segundo término contempla la evacuación de calor (flujo saliente) al ambiente por convección y radiación. R_{conv} (expresada en °C/W) será $1/(A_{\text{celda}} \cdot h)$, donde para convección natural consideraremos $h=10$ W/m²k y para convección forzada valores superiores.

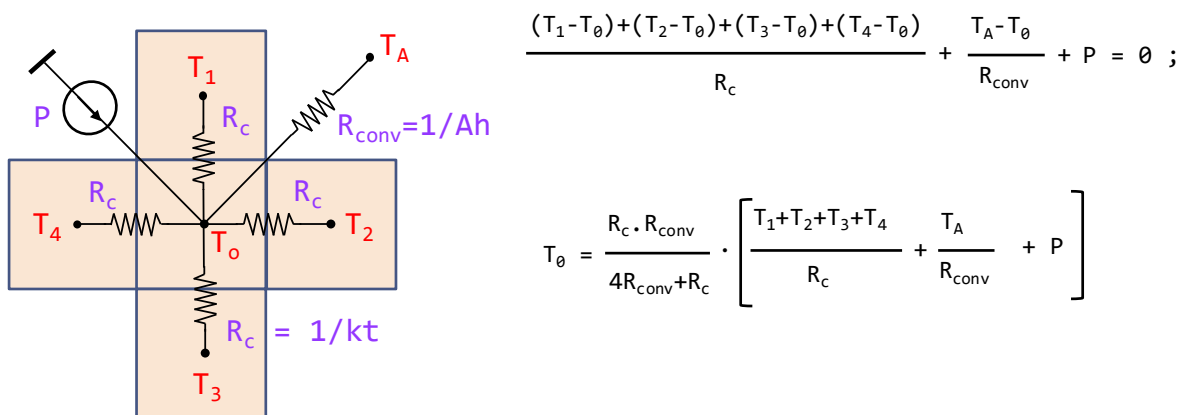


Figura 11.1. Planteamiento de las ecuaciones para una celda no periférica del modelo.

El balance térmico queda definido en la siguiente expresión:

$$\frac{(T_1 - T_0) + (T_2 - T_0) + (T_3 - T_0) + (T_4 - T_0)}{R_c} + \frac{T_A - T_0}{R_{conv}} + P = 0 ;$$

El tercer término, como ya hemos comentado, es la fracción de calor generado por el circuito integrado (si lo hay) correspondiente al área de la celda.

Es trivial obtener la expresión de la temperatura de la celda como:

$$T_0 = \frac{R_c \cdot R_{conv}}{4R_{conv} + R_c} \cdot \left[\frac{T_1 + T_2 + T_3 + T_4}{R_c} + \frac{T_A}{R_{conv}} + P \right]$$

Las expresiones son distintas para las celdas del borde del PCB (Figura 11.2) y de las esquinas (Figura 11.3).

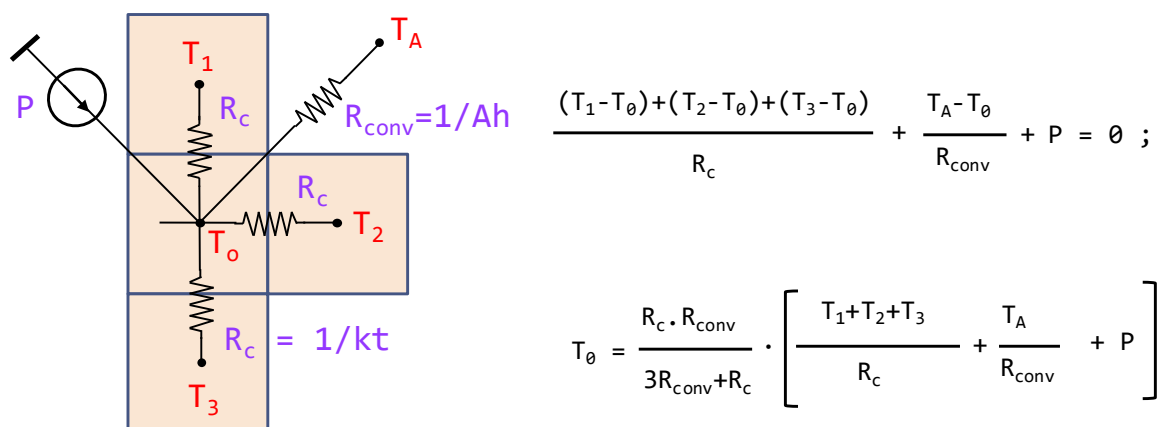


Figura 11.2. Planteamiento de las ecuaciones para una celda del borde del PCB

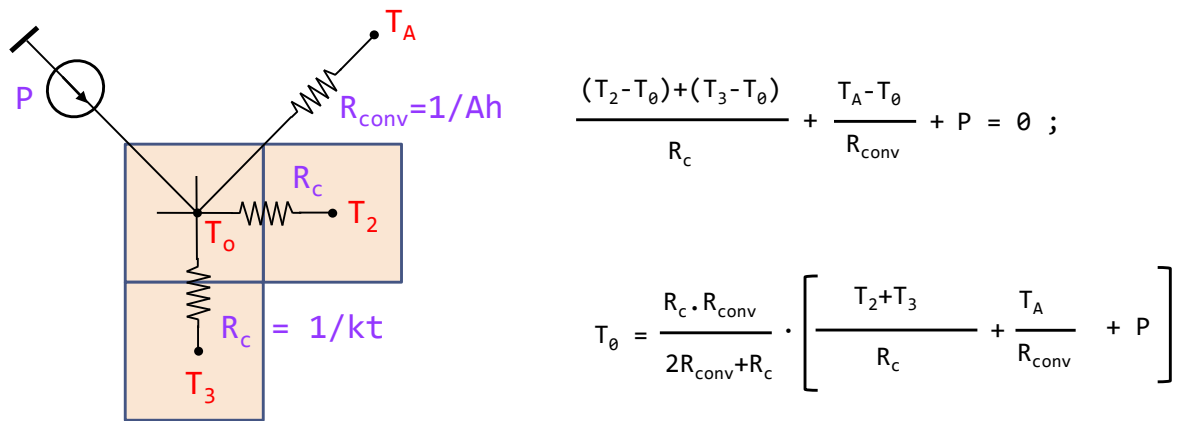


Figura 11.3. Planteamiento de las ecuaciones para una esquina,

Puesta en marcha del simulador

Antes de comenzar a introducir ecuaciones en las celdas de la hoja de cálculo, debemos solucionar un problema: las referencias circulares. Fíjate en que la temperatura de la celda (i,j) depende entre otras de la temperatura de la celda (i+1,j). Pero la de ésta también depende de aquella: has creado una **referencia circular**.

La forma de evitar problemas en Excel es desactivar el cálculo automático y habilitar el cálculo iterativo (mira los ajustes en la Figura 11.4). Presionando F9 podrás recalcular la hoja.

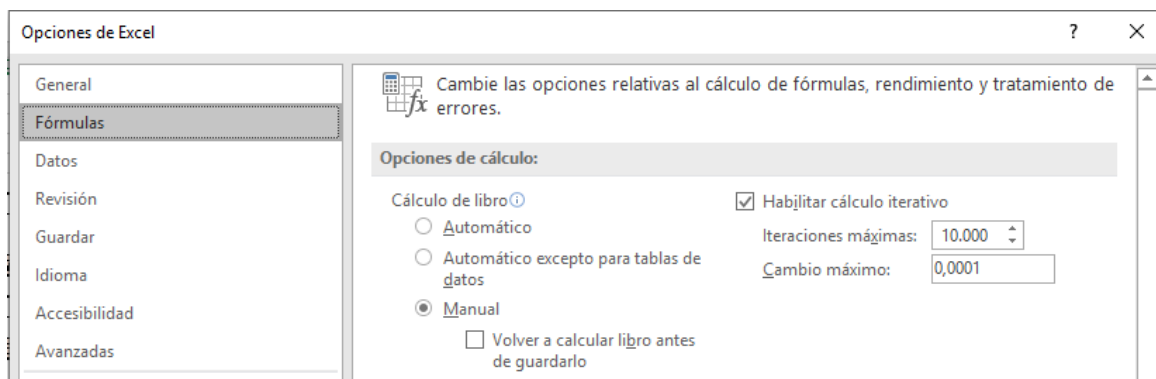


Figura 11.4. Ajuste del cálculo iterativo para solucionar las referencias circulares

Secuencia de pasos para poner a punto un modelo de simulación

1. Usa un área de la hoja para cálculos intermedios, como R_c o R_{conv} , de forma que evites repetir cálculos en cada celda.
2. Elige un tamaño de celda y define una matriz de $m \times n$ celdas, que se corresponderá con el tamaño del PCB. Por ejemplo, un PCB de $10 \times 5 \text{ cm}^2$ con celdas de $2 \times 2 \text{ mm}^2$ requiere una matriz de 50×25 celdas.
3. Introduce en cada celda (por el simple procedimiento de copiar y pegar) la fórmula adecuada. Recuerda usar correctamente las **referencias absolutas**. Por ejemplo, $=\$D\$19*((O43+P44+N44+O45)/\$D\$9+\$D\$18)$ usa la celda D19 como referencia absoluta, mientras que la O43 es relativa. La primera no cambiará cuando copies y pegues a otra celda. La segunda, sí.
4. Selecciona toda la matriz e inserta un gráfico de contorno o de superficie 3D para visualizar los resultados de la simulación de forma gráfica.
5. Te recomiendo, en este momento, antes de presionar F9, hacer una copia de la matriz en otra parte de la hoja, para poder restaurar tu modelo de simulación si algo va mal.

- Para introducir un circuito integrado, elige un conjunto de celdas y sombréalo. Después, añade a cada celda la potencia total del integrado dividido por el número de celdas que ocupa, según la ecuación que hemos derivado en la sección anterior.

Simplifica las ecuaciones de las celdas ayudándote de cálculos intermedios

Inserta gráficas de contorno o de superficie 3D

Define una cuadrícula sin CIs (abajo) y otra con CIs. Trabaja siempre en la superior. Así, si te equivocas o para partir de cero, basta con copiar la inferior en la superior

Figura 11.5. Algunos consejos para poner a punto tu modelo de simulación

43	43	43	44	44	45	45	46	47	48	49	49	50	51	51	51	51	51	51	50	50	50	50	49	49	48	47	47	46	46	46
43	43	44	44	44	45	46	47	48	49	49	50	51	51	52	52	52	52	52	51	51	50	50	49	48	48	47	46	46	46	46
44	44	44	45	45	46	47	48	49	50	51	52	53	53	53	53	53	53	52	52	51	51	50	49	48	47	47	47	47	47	
45	45	45	46	46	47	48	49	51	52	53	54	55	56	56	56	56	55	55	55	54	54	53	51	50	49	48	48	48	48	
46	46	47	48	49	50	51	53	55	56	57	58	59	59	59	59	58	58	57	57	56	54	52	51	49	49	49	49	49	49	
47	47	48	49	50	51	52	54	56	58	60	62	63	64	64	64	63	62	62	62	62	62	60	57	55	52	51	50	50	50	
49	49	50	50	52	53	55	57	60	62	65	67	69	70	71	70	69	68	67	66	66	67	69	67	62	57	54	52	51	51	
51	51	52	53	54	56	58	61	64	68	71	74	77	79	79	78	76	74	72	71	71	73	80	78	67	60	56	53	52	51	
53	53	54	55	57	59	62	66	70	74	79	84	87	89	90	88	85	81	78	75	74	76	82	79	68	61	56	54	52	52	
55	56	56	58	60	63	66	70	76	82	88	95	101	104	104	101	96	89	84	79	76	75	74	71	65	60	56	54	52	52	
58	58	59	61	63	66	70	76	82	90	99	109	118	124	124	118	109	99	90	83	78	74	71	67	63	59	56	53	52	52	
61	61	62	64	66	70	75	81	89	99	111	126	142	151	151	142	125	109	97	87	80	74	69	65	61	58	55	53	52	51	
64	64	65	67	70	74	79	86	95	106	122	145	177	191	191	175	142	119	102	90	81	74	68	64	60	56	54	52	51	51	
67	67	68	70	73	77	83	90	99	112	130	156	194	210	209	191	152	125	106	92	81	74	67	63	59	55	53	51	50	50	
70	71	72	74	77	81	86	93	103	116	133	158	196	212	211	192	153	125	106	92	81	73	66	61	58	54	52	51	50	49	
74	74	75	78	81	85	90	96	105	116	131	152	183	197	195	179	144	120	103	90	79	71	65	60	56	53	51	50	49	49	
78	78	80	82	85	89	93	99	106	115	126	139	154	161	158	147	129	112	97	86	77	69	63	59	55	52	50	49	48	48	
83	83	84	87	90	93	98	103	108	114	121	128	135	137	134	126	115	102	91	82	74	67	62	57	54	51	49	48	47	47	
87	88	89	92	96	99	104	107	111	114	118	120	122	122	118	112	103	94	85	77	70	64	60	56	53	50	48	47	46	46	
93	93	95	98	103	107	112	115	117	117	117	116	115	112	107	101	94	87	80	73	67	62	58	54	51	49	47	46	45	45	
98	99	101	106	111	118	123	125	126	124	120	115	110	105	100	94	88	81	75	69	64	60	56	53	50	48	46	45	44	44	
103	104	108	114	122	132	138	141	140	134	125	116	109	102	95	89	83	77	71	66	62	58	54	51	49	47	45	44	44	44	
108	109	114	121	133	151	161	164	161	151	132	119	108	99	92	85	79	73	68	64	59	56	52	50	48	46	45	44	43	43	
112	113	118	127	141	163	174	178	173	160	137	121	108	98	90	83	76	71	66	61	57	54	51	49	47	45	44	43	42	42	
115	116	121	130	145	167	179	182	177	163	139	121	107	96	88	80	74	69	64	60	56	53	50	48	46	44	43	42	42	42	
116	117	122	131	145	166	177	180	175	161	137	119	105	95	86	79	72	67	62	58	55	52	49	47	45	44	42	42	41	41	
116	117	121	129	141	158	167	169	164	152	131	116	103	93	84	77	71	66	61	57	54	51	48	46	44	43	42	41	41	41	
115	116	120	125	133	142	148	149	145	136	123	111	100	91	83	76	70	65	60	56	53	50	48	46	44	43	42	41	41	40	
114	115	118	122	128	133	137	137	133	127	117	107	98	89	82	75	69	64	60	56	53	50	47	45	44	42	41	41	40	40	
113	114	117	120	125	129	131	131	128	122	114	105	97	89	81	75	69	64	59	56	52	50	47	45	44	42	41	41	40	40	

En <http://personales.upv.es/jtoledo/> encontrarás un ejemplo de hoja de cálculo con un modelo de simulación que podrás estudiar para acabar de comprender la metodología.

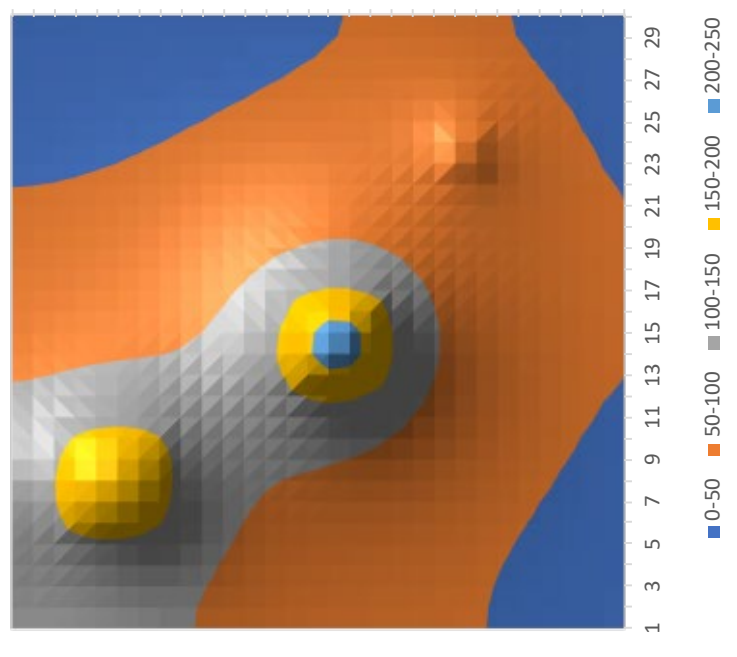


Figura 11.6. Ejemplo de resultado de simulación de un PCB con tres circuitos integrados. A la vista de los resultados, ¿qué acciones tomarías?

Caso práctico: simulación de un módulo Raspberry Pi 4b sin carcasa

Un pequeño experimento previo

Un modelo, ya esté basado en expresiones sencillas o en cálculos iterativos mediante hoja de cálculo, sólo arroja resultados razonablemente fiables si hemos hecho suposiciones válidas sobre los parámetros del modelo.

En el caso que nos ocupa, en el que la convección natural es el principal mecanismo de evacuación de calor, al menos en el punto de partida, hemos de reflexionar sobre qué sabemos y qué desconocemos. En la siguiente expresión

$$P = h_{\text{conv}} \cdot A_s \cdot (T_s - T_{\text{fluido}})$$

Desconocemos P , la potencia disipada por el módulo electrónico. Desconocemos también h_{conv} , el coeficiente de convección, que variará en función del “relieve”, forma y posición del PCB. Podemos acertar razonablemente en A_s , el área el contacto con el aire, que será el área del PCB aumentada en el área de conectores y componentes que se eleven verticalmente de la superficie del PCB. La temperatura ambiente (T_{fluido}) es fijada por nosotros y T_s (temperatura del módulo, si ésta fuera homogénea) es lo que deseamos averiguar.

De modo que P y h_{conv} nos plantean las mayores incertidumbres y deberíamos hacer algo por estimar estos parámetros con algo de corrección.

Para ello realizamos un experimento sencillo. Una Raspberry Pi 4B es apoyada sobre un cartón doblado de 10 cm de altura y base en forma de V, conectada a teclado, ratón y fuente de alimentación. Con esta disposición, el cartón doblado tiene un efecto despreciable y podemos suponer que el módulo disfruta de convección libre por sus dos caras.

Un medidor de alimentación USB nos permite calcular la potencia disipada (columnas Vcc e I en la Tabla 11.1) en dos situaciones distintas (escritorio de Linux en reposo y corriendo una prueba de cpu y de memoria). La potencia disipada, durante las pruebas, es de **5,7 W**, excepto cuando quitamos los cables (se desactiva la salida HDMI) y el consumo baja a 5,1 W. Em reposo, el consumo es de 3 W.

Tabla 11.1. Medidas realizadas para extraer parámetros para el modelo

Estado	Vcc (V)	I (A)	P (W)	Tcore (°C)	Tpcb (°C)	TA (°C)	ΔT (°C)	S (cm2)	h (W/m2K)	Condiciones
idle	5,12	0,58	2,96	51	47	29	18	48,16	34,1	PCB horizontal, sobre stand papel
idle	5,12	0,58	2,96	52	44	26	18	48,16	34,1	PCB vertical, CPU abajo
cpu test	5,11	1,12	5,7	81	63	29	34	48,16	34,8	PCB horizontal, sobre stand papel
cpu test	5,12	1,11	5,6	79	61	26	35	48,16	33,2	PCB vertical, CPU arriba
cpu test	5,12	1,11	5,6	80	57	26	31	48,16	37,5	PCB vertical, CPU abajo
cpu test	5,08	1	5,1	74	56	26	30	48,16	35,3	sin cables conectados

Con una cámara térmica medimos también la temperatura superficial de la cpu, del PCB y la temperatura ambiente. Podemos estimar el coeficiente de convección a partir de la diferencia entre la temperatura del PCB y del ambiente, de la potencia disipada y del área del PCB. Podemos ver que, incluso variando la orientación del módulo y sin cables conectados (que conducen calor al ambiente), la variación es pequeña y podemos asumir un valor para h_{conv} de **35 W/m²K**. El valor es elevado, y es debido tanto al hecho de que ambas caras del PCB conducen calor al ambiente como al aumento de área efectiva en contacto con el aire debido a los numerosos conectores del módulo.

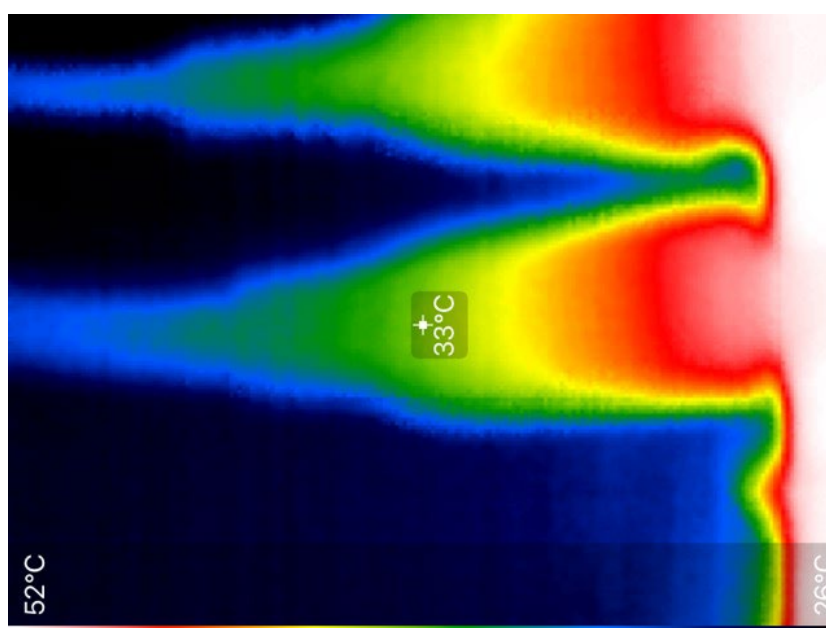


Figura 11.7. Los cables conectados a los equipos actúan como pequeños disipadores. En esta imagen, el cable HDMI se caliente por encima de 40°C, el gradiente es elevado y la temperatura decrece rápidamente

En este ejercicio tenemos la suerte de tener en la mano un módulo construido sobre el que poder medir parámetros. ¿Qué hacemos cuando todavía no tenemos ni siquiera un prototipo? Estimar el coeficiente de convección a partir de productos parecidos. Tu empresa fabricará productos similares, a menudo versiones mejoradas, de modo que tendrás un punto de partida para estimar parámetros.

Simulación de la Raspberry Pi 4b con hoja de cálculo y ajuste del modelo

Descarga y abre el fichero “*Simulación térmica PCB.xlsx*”, una hoja de cálculo Excel disponible en personales.upv.es/jtoledo.

En la simulación asumimos un tamaño de rejilla de 2x2 mm². Para las dimensiones del PCB (86 x 56 mm²) y ubicación de los componentes (partimos del dibujo mecánico que ofrece en la web oficial de Raspberry Pi), generamos una matriz de 43 celdas horizontales por 28 verticales.

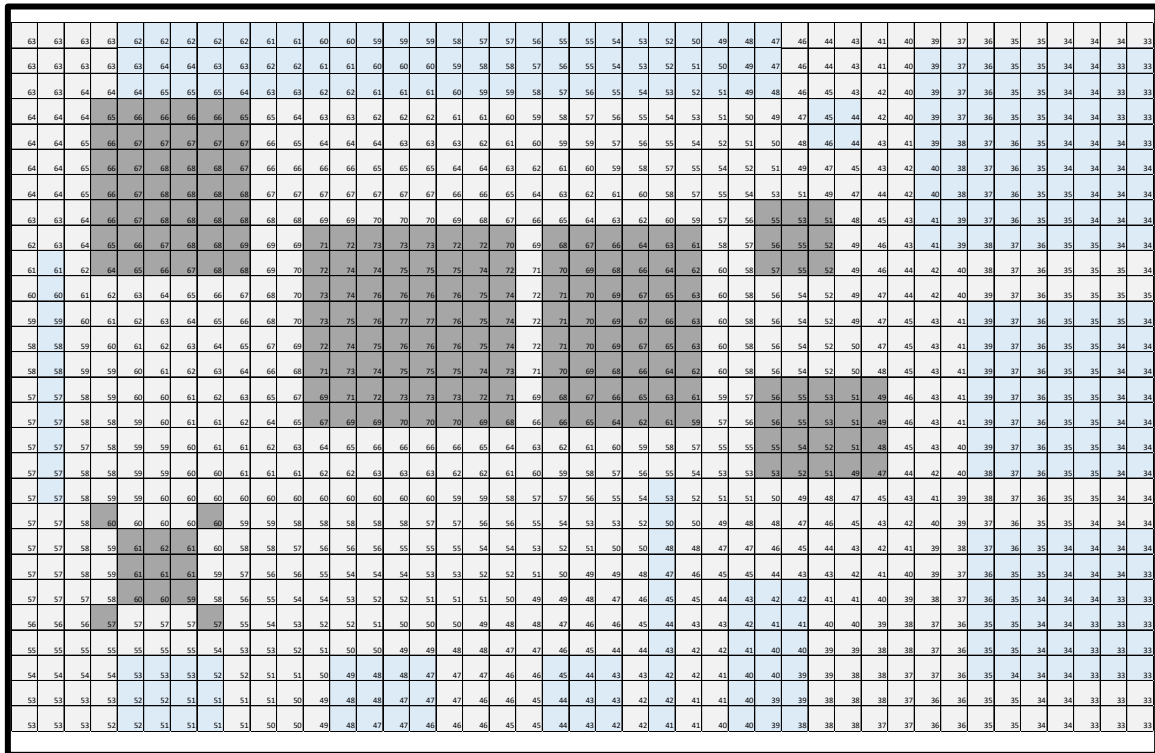


Figura 11.8. Modelo de una Raspberry Pi 4b. En azul, área ocupada por los conectores. En oscuro, los seis componentes principales.

En la hoja de cálculo hemos dedicado un área (rango B7:E21) para los cálculos intermedios (Figura 11.9). La resistencia térmica de conducción lateral de una celda (R_c) se calcula como $1/kt$. Fíjate en que no depende del tamaño de la celda, ya que estamos usando celdas cuadradas. La resistencia térmica de convección de una celda (R_{conv}) se calcula como $1/hA$, siendo h el coeficiente de convección (que hemos determinado experimentalmente en la sección anterior como $35 \text{ W/m}^2\text{K}$ para el promedio del módulo) y A el área de una celda de 4 mm^2 . La temperatura ambiente está definida en 26°C , pero puedes cambiarla a tu gusto. Más abajo se realizan el resto de cálculos intermedios definidos en la sección *Planteamiento de las ecuaciones* en la página 93.

	k, conductividad térmica del cobre (W/m.K):	390	W/mK
	t, espesor total de cobre en micras (planos continuos externos e internos de masa):	50	µm
Rc	1/kt, resistencia térmica de conducción de una celda cuadrada (K/W):	51,28	K/W
	Longitud de la celda (en mm):	2	mm
	Coeficiente de convección (W/m ² .K)	35	W/m ² K
Rconv	Resistencia de convección de una celda al ambiente (K/W):	7,14E+03	K/W
TA	Temperatura ambiente en °C:	26	
Cálculos intermedios:			
	TA/Rconv:	3,64E-03	
	Rc.Rcon/(4Rconv+Rc), para celdas centrales	1,28E+01	
	Rc.Rcon/(3Rconv+Rc), para celdas del borde del PCB	1,71E+01	
	Rc.Rcon/(2Rconv+Rc), para las 4 esquinas del PCB	2,55E+01	

Figura 11.9. Cálculos intermedios para el modelo de simulación 2D

En las celdas C27:C33 está definida la potencia disipada por cada circuito integrado.

Recuerda que debes presionar F9 para recalcular las celdas mostradas en la figura anterior y en el resto de la hoja de cálculo: estamos trabajando en la opción de cálculo manual.

Aplicado la condición de equilibrio (flujo de calor entrante igual al saliente) a cada celda, y representando los resultados como un mapa de calor, obtenemos el resultado de la Figura 11.1.

Power dissipation	5,7
CPU (Broadcom BCM2711):	2,1
RAM (LPDDR4-3200):	1,2
WIFI:	0,8
ETH:	0,35
USB (VLI VL805):	0,6
REG:	0,65

Figura 11.10. Definición de la potencia disipada por cada circuito integrado

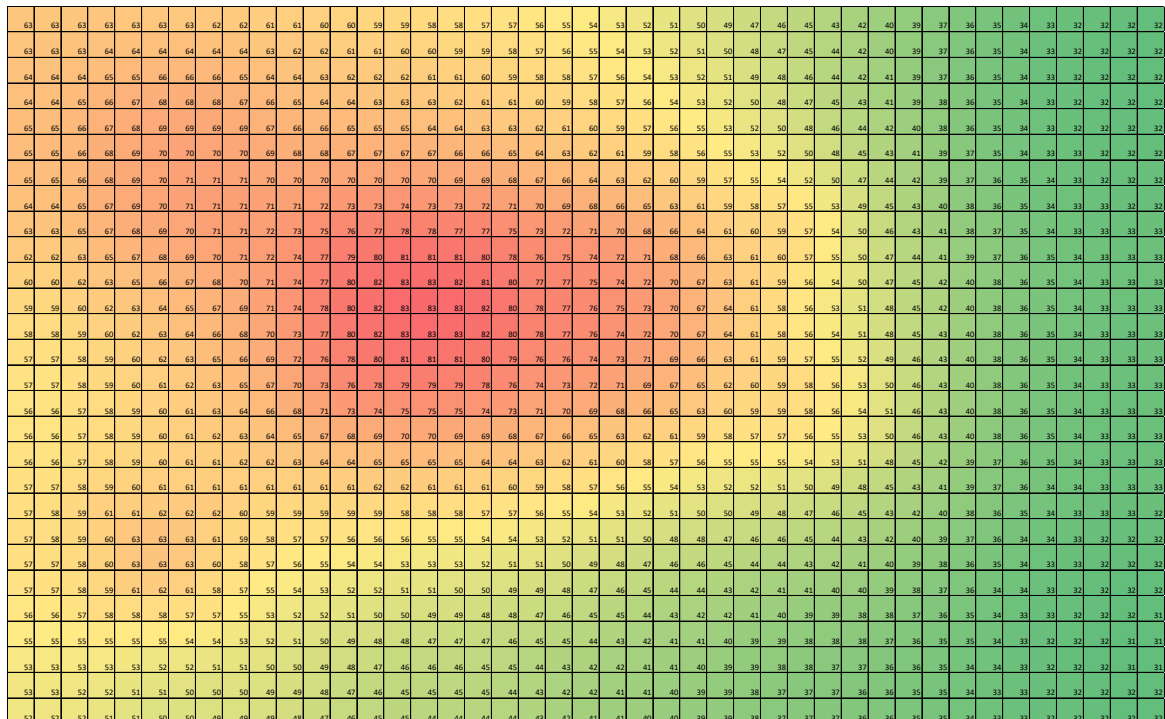


Figura 11.11. Resultado de la simulación, con el SoC a 80°C. Ahora, queda ajustar el modelo

Propuestas de mejora

Aumentar el espesor de cobre en planos internos de masa

Puedes jugar con el modelo, aumentando el espesor efectivo de cobre en los planos de masa. Verás que el gradiente de temperaturas en el PCB disminuye y que el calor alcanza más fácilmente áreas del PCB que antes estaban frías.

Redistribución de los componentes en el PCB

En la Raspberry Pi 4b, el SoC y la DDR4 están muy cerca, creando un hot spot. Podemos jugar en la hoja de cálculo a reposicionar los componentes y estimar en cambio de temperaturas y gradientes de temperatura resultantes.

Inclusión de disipadores

Añadir disipadores en el modelo es fácil: bastas con modificar el coeficiente de convección para las celdas donde se sitúa el circuito integrado que lleva disipador. En primera aproximación, si el disipador tiene poca altura, podemos simplemente multiplicar, en las celdas afectadas, el coeficiente de convección por el ratio entre las áreas del disipador y el área del circuito integrado. Una mejor aproximación, si conocemos el coeficiente de convección del disipador, consiste en usar este valor multiplicado por el número de celdas afectadas.

Convección forzada

Una opción interesante es introducir un ventilador que fuerce un flujo de aire a través de la placa.

$$P = \dot{m} \cdot c_p \cdot \Delta T$$

Si estamos dispuestos a elevar la temperatura del aire 10°C a su paso por la caja, sabiendo que la Raspberry puede llegar a disipar 7,5W, el flujo másico $\dot{m} = P / (c_p \cdot \Delta T) = 0,75 \text{ g/s}$

El flujo volumétrico (m^3/s) se calculará dividiendo el flujo de masa (g/s) entre la densidad (g/m^3):

$$0,75 \text{ g}\cdot\text{s}^{-1} / 1164 \text{ g}/\text{m}^3 = 0,64 \text{ l/s} = 38 \text{ l/min} = 1,3 \text{ CFM}, \text{ si tenemos en cuenta que } 1 \text{ m}^3/\text{min} = 35,31 \text{ CFM}.$$

Escogeremos un ventilador que permita al menos 3 CFM, para darnos un margen de seguridad. Cualquier pequeño ventilador te proporcionará un flujo más que suficiente.

PARTE 3

Simuladores térmicos

Día 12. Simulaciones CFD

Las simulaciones CFD (computational fluid dynamics, o mecánica de fluidos computacional) nos permiten estimar el flujo de calor evacuado al ambiente por convección en cada punto no mediante un coeficiente h constante, sino mediante la resolución de las ecuaciones que rigen la transferencia de masa y calor en un fluido (gases y líquidos).

El proceso comienza con la importación de un **modelo CAD 3D** que represente, de forma simplificada, la geometría. A continuación, se extraen los volúmenes que corresponden al fluido y al sólido.

El espacio se discretiza en una malla tridimensional (que divide el volumen en hexaedros, pirámides u otras figuras geométricas en el proceso de **mallado**). En el modelo se define mediante **condiciones de contorno** la interacción del fluido (generalmente aire) con las interfaces sólidas (PCB, circuitos integrados, carcasa).

Durante la **simulación** se resuelven las ecuaciones de conservación (de masa, energía y momento) en cada fracción de volumen definido por el mallado. No habiendo una solución analítica a las ecuaciones, se alcanza una convergencia mediante un proceso iterativo.

Tras la simulación, un **post-procesador** permite representar gráficamente los resultados (vectores y, mapas de color de temperatura, velocidad, flujo de calor, ...)

Las simulaciones de equipos electrónicos suelen incluir de forma concurrente simulación CFD, simulación de transferencia de calor en sólidos y simulación de transferencia de calor en las interfaces entre dominios fluido y sólido, lo que se denomina **simulación CHT** (conjugate heat transfer).

El resultado es un análisis mucho más detallado que las estimaciones mediante expresiones aproximadas que estudiamos los días 9 y 10 y que las simulaciones 2D con hoja de cálculo del día 11.

Objetivos

Hay herramientas comerciales CFD que permiten varios tipos de simulación, incluyendo CHT. Por lo general, un ingeniero mecánico con formación específica se encarga de definir el modelo (lo que puede ser un proceso complejo), el mallado (lo que puede ser delicado), simular (lo que puede presentar problemas de convergencia) e interpretar los resultados. No obstante, tener unas nociones sobre cómo configurar y correr estas simulaciones no hará daño a un especialista en electrónica, ¿cierto?

Vamos a usar una herramienta web multipropósito, es decir, no especializada en simulación de sistemas electrónicos. Tiene las ventajas de que es gratuita para estudiantes, la computación se lleva a cabo en servidores en la nube y no en tu ordenador y es razonablemente sencilla de utilizar. Mediante esta herramienta, **SimScale**, aprenderemos lo fundamentos de la simulación CFD para electrónica.

Hay otras herramientas especializadas, como las de la familia **FloTHERM** de Mentor Graphics (que forma parte de Siemens), específicamente diseñadas para diseño térmico para electrónica.

A partir de un proyecto de ejemplo seguiremos los pasos del flujo de trabajo:

- Importar un modelo CAD
- Extraer los volúmenes (dominios) sólido y fluido y las interfaces entre ambos
- Definir materiales y otros parámetros del modelo
- Definir y validar un mallado
- Simular
- Interpretar los resultados

No olvides los principios de cualquier simulación:

- **Un modelo es una simplificación de la realidad.** Debes recoger los aspectos relevantes para que el resultado de la simulación sea aceptable. Pero debes despreocuparte de detalles finos que suponen un elevado coste computacional sin mejorar apreciablemente los resultados. Tu decisión más importante es la definición del modelo: qué incluir y qué despreocuparte.
- **Necesitas una buena base conceptual.** Sin ella no sabrás interpretar los resultados ni qué debes cambiar para mejorar las cosas.
- **Piensa antes de apretar el botón.** Cualquiera puede apretar el botón para arrancar la simulación. Un mono puede hacerlo. Pero si antes de simular haces el ejercicio de intuir los resultados, al terminar la simulación podrás bien reforzar tu intuición, bien corregirla. Aprenderás algo si piensas antes de simular.

SimScale

SimScale define su misión como “*Soñamos con un futuro donde los ingenieros sean capaces de optimizar sus diseños mejor y más rápido. Queremos ser destino de diseñadores de todo el mundo, proporcionando una herramienta de simulación en la nube, un hub educacional y una comunidad colaborativa de innovadores*”.

La creación de una cuenta es gratuita y te da acceso a 3000 horas de CPU/GPU instanciadas hasta 16 núcleos, a una cantidad aceptable de ejemplos y proyectos de otros diseñadores y a unos más que aceptables recursos educativos en web (videos y texto).

Como la ejecución es en la nube, puedes lanzar una simulación que tardará una hora, salir de la sesión o incluso apagar tu ordenador. Recibirás un email cuando la simulación haya terminado. Todos los datos (configuraciones, mallados, resultados) se guardan en la nube. De modo que no necesitas copias de seguridad ni gastar recursos de tu ordenador.

Puedes crear una cuenta (no obtengo comisión) en <https://www.simscale.com/signup/>

Una vez creada tu cuenta e iniciada sesión, accedes a tu **dashboard** (tablero), donde tienes disponibles tus diseños propios y los que has copiado de otros diseñadores. Desde aquí puedes crear un nuevo proyecto, buscar proyectos de terceros, gestionar tu cuenta y acceder a documentación.

Si buscas por el término “**Rpi4b_CHT**” (acrónimo de *Raspberry Pi 4b Conjugate Heat Transfer*) accederás al proyecto que hemos creado para el ejemplo hoy. Ábrelo, echa un vistazo y cópialo a tu tablero. Así podrás jugar sobre una copia local del proyecto, haciendo modificaciones y aprendiendo con ello.

La interfaz web en la Figura 12.1 muestra la geometría que hemos importado desde un programa CAD (te explico cómo hacerlo en la siguiente sección). La rueda del ratón controla el zoom. Si no tienes rueda de ratón, pulsando con el botón derecho y moviendo el ratón consigues el mismo efecto. Con el botón izquierdo pulsado y desplazando el ratón rotas el modelo. El cubo que aparece abajo a la derecha te permite seleccionar una vista.

En la ventana principal, a la derecha, tienes una lista de los distintos sólidos y regiones del diseño (hemos ocultado la “*Flow region*”, el volumen definido como fluido, que rodea al PCB para poder visualizarlo). Un menú desplegable en cada región y sólido permite acceder a cada una de las caras que lo forman.

En la parte izquierda de la ventana encontramos los controles del flujo de trabajo. De arriba abajo, la secuencia de acciones que debemos realizar. El color verde junto a cada paso indica que se ha completado sin errores. En amarillo indica la existencia de avisos. En rojo, que la acción está incompleta o que su resultado es erróneo.

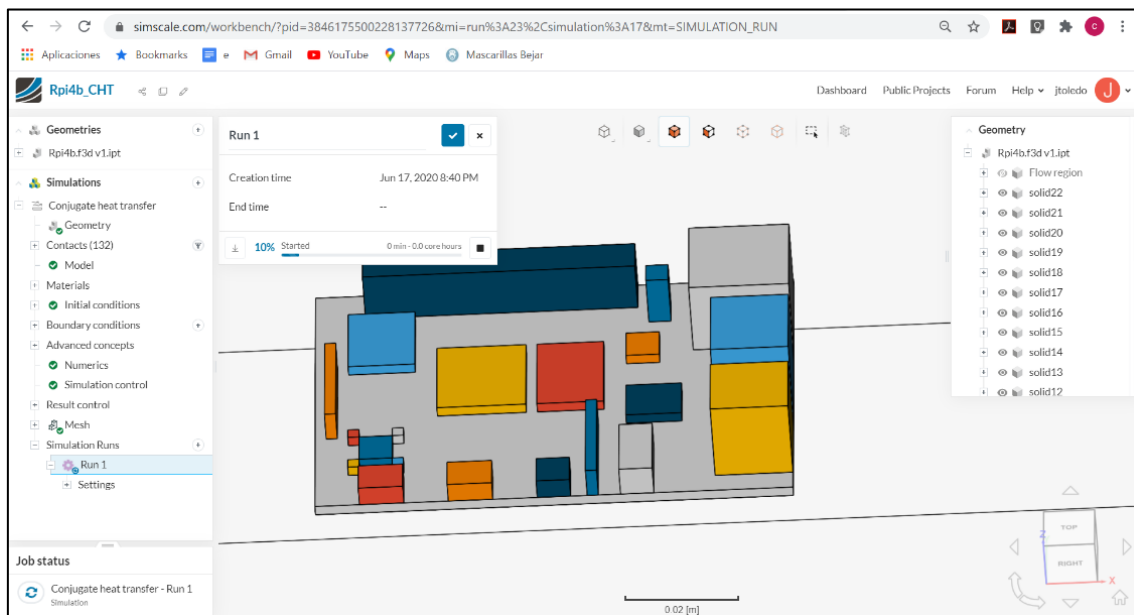


Figura 13.1. Proyecto Rpi4b_CHT abierto, con la simulación “Run 1” recién lanzada

Vamos a recorrer, en las secciones siguientes, el flujo de trabajo completo desde la definición de la geometría hasta la visualización de los resultados de la simulación. **¿El objetivo?** Darte una instrucción básica para que te lances a jugar con la herramienta y evaluar sus posibilidades.

Ten en cuenta que SimScale no es específica para electrónica. Otras herramientas (como FloTHERM XT) simplificarán o te guiarán mejor en alguno de los pasos porque ya están optimizadas para la aplicación. Pero los conceptos básicos de la simulación CFD son comunes para todas las herramientas.

Definición de la geometría

Queremos hacer un modelo térmico del módulo Raspberry Pi 4B. Necesitaremos dos cosas: (1) una herramienta CAD y (2) confianza en que sabemos cómo simplificar. Un modelo demasiado detallado será costoso de simular y el detalle extra aportará poco.

Si comparamos la Figura 1.2 con el modelo de la Figura 13.2 observamos qué hemos conservado del módulo original:

- Sólo se modelan seis circuitos integrados, que son los que disipan casi toda la potencia del módulo. Se representan como cajas de las mismas dimensiones que los integrados originales y con una altura de 2 mm. En el caso del regulador conmutado hemos añadido en las esquinas cuatro componentes que en las fotografías térmicas aparecen bastante calientes.
- Los conectores USB-C, HDMI, audio, USB tipo A y Gigabit Ethernet se modelan como cajas sólidas, sin más detalle. Se les asignará aluminio como material más adelante.
- Los conectores de 40 pines y de 4 pines en la parte superior se modelan también como cajas, eliminando los detalles. Cuando se conecte un cable sobre ellos queda una superficie continua de plástico, quedando los pines ocultos.

Si no estás familiarizado/a con herramientas de diseño 3D (como me ocurre a mí), ahí va una sugerencia: puedes usar Tinkercad (www.tinkercad.com), una sencilla herramienta de modelado 3D orientada a usuarios de impresoras 3D.

El modelo de la Raspberry Pi 4b en Tinkercad (Figura 13.2) está disponible online con licencia CC-BY-SA en la dirección <https://www.tinkercad.com/things/fp5AJqMg8UV-rpi4b>, por si quieres modificarlo o jugar con él.

Para obtener un formato de fichero más adecuado para SimScale (usar ficheros STL puede darte problemas), debemos exportarlo a una herramienta más potente. En mi caso, he utilizado Fusion 360 de Autodesk con licencia educacional (Figura 13.3).

Desde Fusion360 exporto en formato .ipt (Autodesk Inventor). Echa un vistazo a este [enlace](#) para más información sobre herramientas CAD y formatos de fichero compatibles con SimScale.

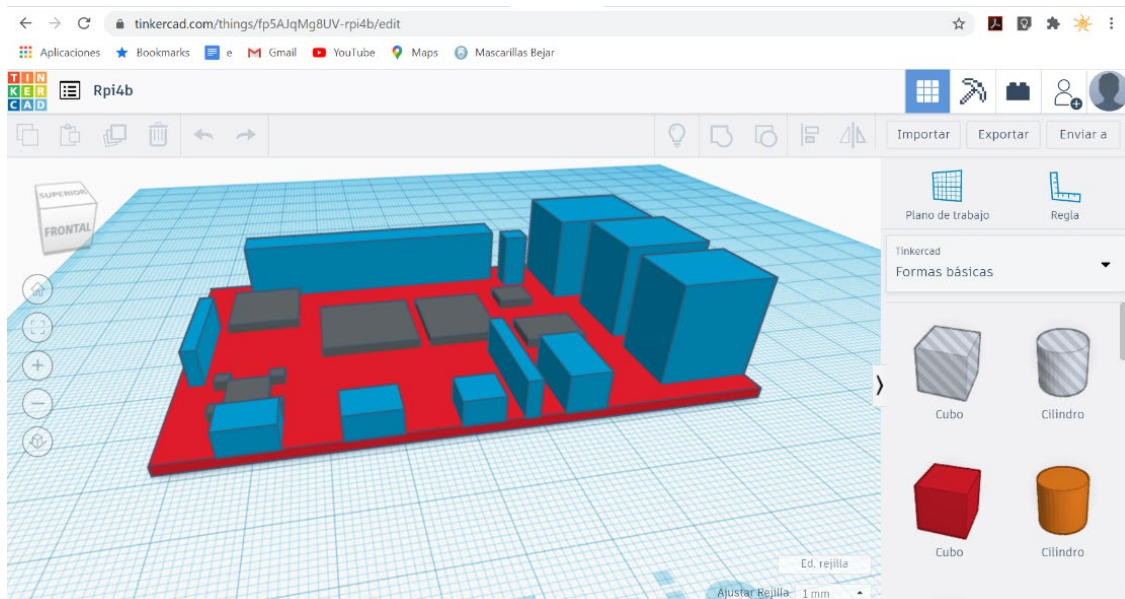


Figura 13.2. Modelado con una herramienta sencilla y online orientada a impresión 3D: Tinkercad

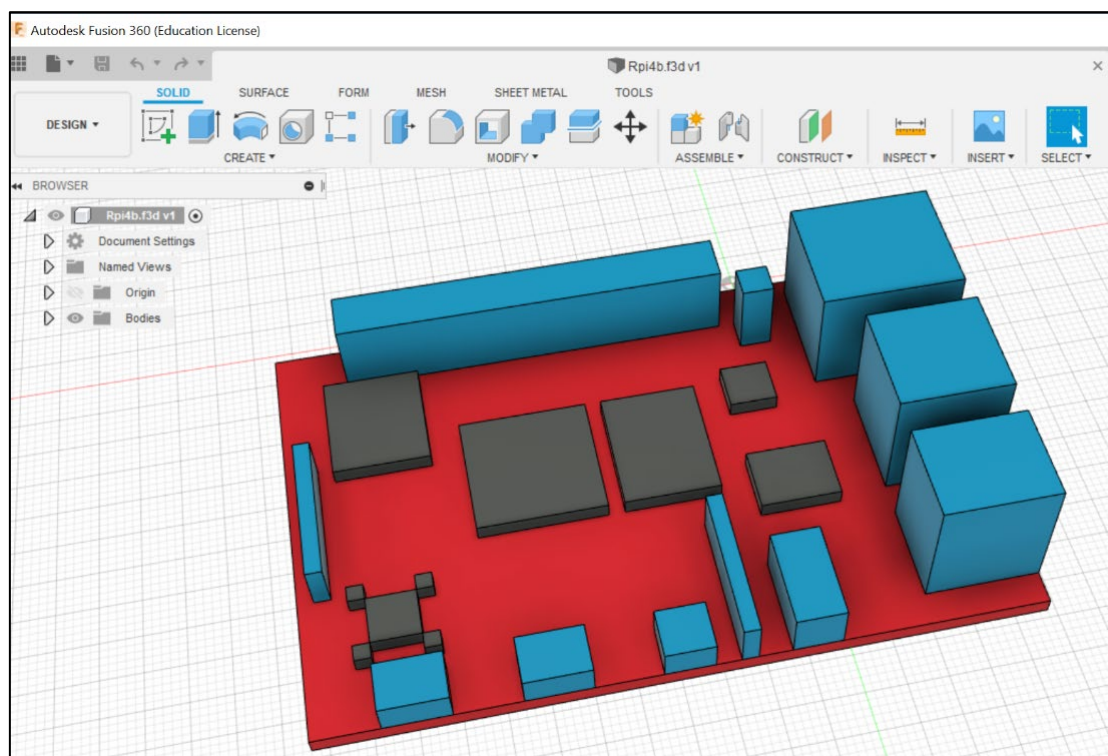


Figura 13.3. Modelo simplificado de una Raspberry Pi 4b, con los seis componentes principales en negro y los conectores (que actúan como superficies disipadoras) en azul. El modelo se ha importado en la herramienta Fusion 360 de Autodesk (licencia educacional) tras exportarlo en formato STL desde Tinkercad.

Ahora ya puedes abrir SimScale e importar el fichero .ipt. Lo primero que debes hacer es visualizarlo para verificar que se ha importado correctamente y aplicar la operación de **imprinting** (Figura 13.4), si no lo has hecho ya durante la carga de la geometría. Básicamente, lo que hace SimScale con esta operación es

detectar si la interfaz entre dos objetos está formada por dos caras que hacen contacto perfecto. En caso contrario, crea las caras necesarias. ¿Un ejemplo? Si en la Figura 13.3 la caja negra que representa a un circuito integrado no tuviera seis caras (algunas herramientas CAD eliminan la cara inferior), el contacto entre el integrado y el PCB no se podría definir y por tanto simular. Con la operación de *imprinting*, se crea la sexta cara.

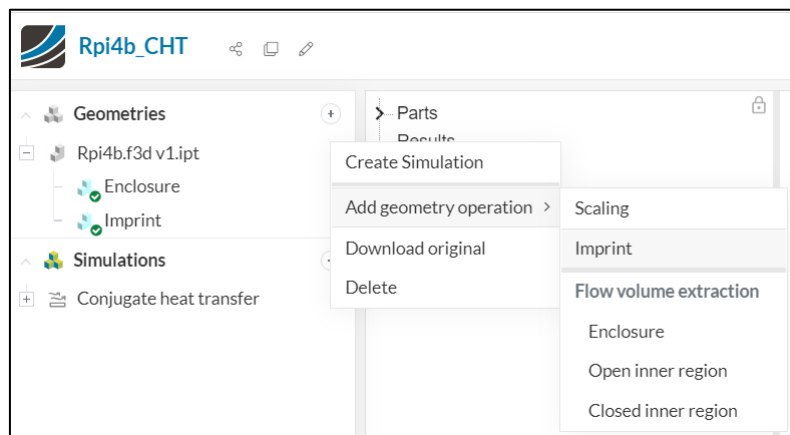


Figura 13.4. Tras importar la geometría (archivo .ipt en mi caso), debes realizar la operación de *imprint*

Creando la caja o volumen con el fluido

A continuación, debes extraer los volúmenes de flujo (*flow volumes*). Lo hacemos definiendo una caja (*enclosure*) que rodea al módulo electrónico. La resta entre el volumen de la caja y el del módulo quedará como la región del fluido. Tras la operación de *imprinting*, realizamos ahora la operación de extracción de volúmenes.

- Si quieres definir una simulación del módulo sin envolvente, crea una caja mediante la operación *Flow Volume Extraction -> Enclosure*
- Si quieres definir una simulación del módulo con envolvente (caja), puedes tener la caja ya diseñada junto al PCB en el modelo 3D y definir la región de fluido mediante *Flow Volume Extraction -> Open inner region* (en el caso de cajas con aberturas) o *Flow Volume Extraction -> Closed inner region* (caja sin aberturas). Puedes aprender más sobre la extracción de volúmenes en este [enlace](#).

En nuestro ejemplo, optamos por *Volume Extraction -> Enclosure*. Se abre una pestaña (Figura 13.5) donde debemos definir el tamaño de la caja, de modo que dentro de ella queden las turbulencias y los gradientes elevados. En nuestro caso, para refrigeración por convección natural, bastará con dejar a los lados unos pocos centímetros (digamos que al menos tres veces la capa límite), dando algo más de margen por las caras inferior y superior.

¿Bien hecho! Ya tenemos definida la región sólida y la región del fluido. Esto es imprescindible para realizar una simulación de tipo CHT (*conjugate heat transfer*), en la que tendremos en cuenta conducción de calor en cada región y entre regiones.

Definiendo una simulación CHT

En la barra del flujo de diseño de la izquierda, hacemos clic sobre "Simulation". Se abre una ventana (Figura 13.6) donde, entre otras opciones, podremos elegir *Conjugate Heat Transfer* o *Conjugate Heat Transfer 2.0*. La diferencia entre ambas estriba en que esta última se ejecuta en menos tiempo, sacrificando alguna funcionalidad. Dado que antes de la versión 2.0 una simulación sencilla podía llevar una hora, optamos por la nueva opción.

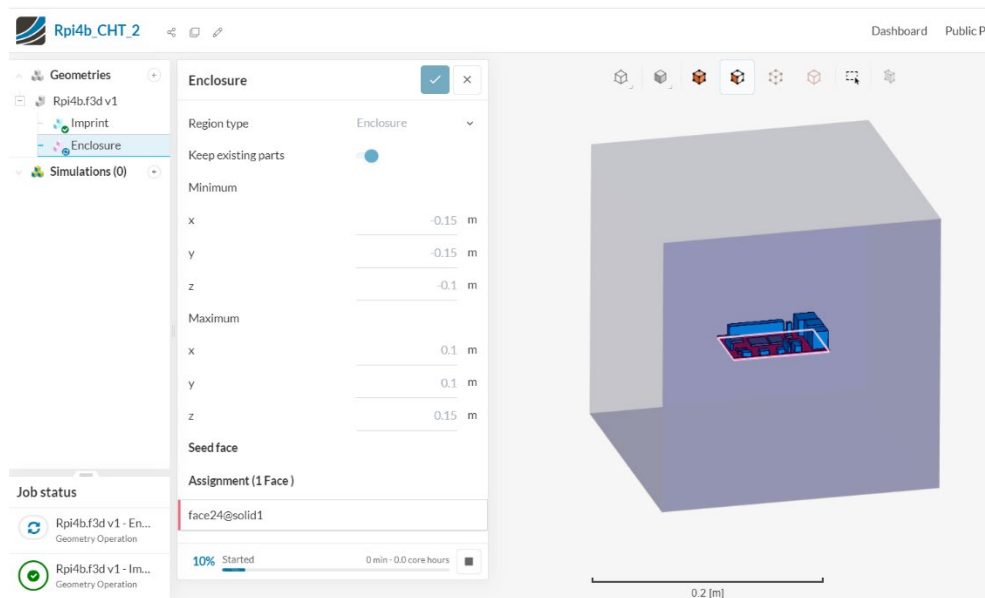


Figura 13.5. Definiendo el tamaño del volumen de fluido a simular

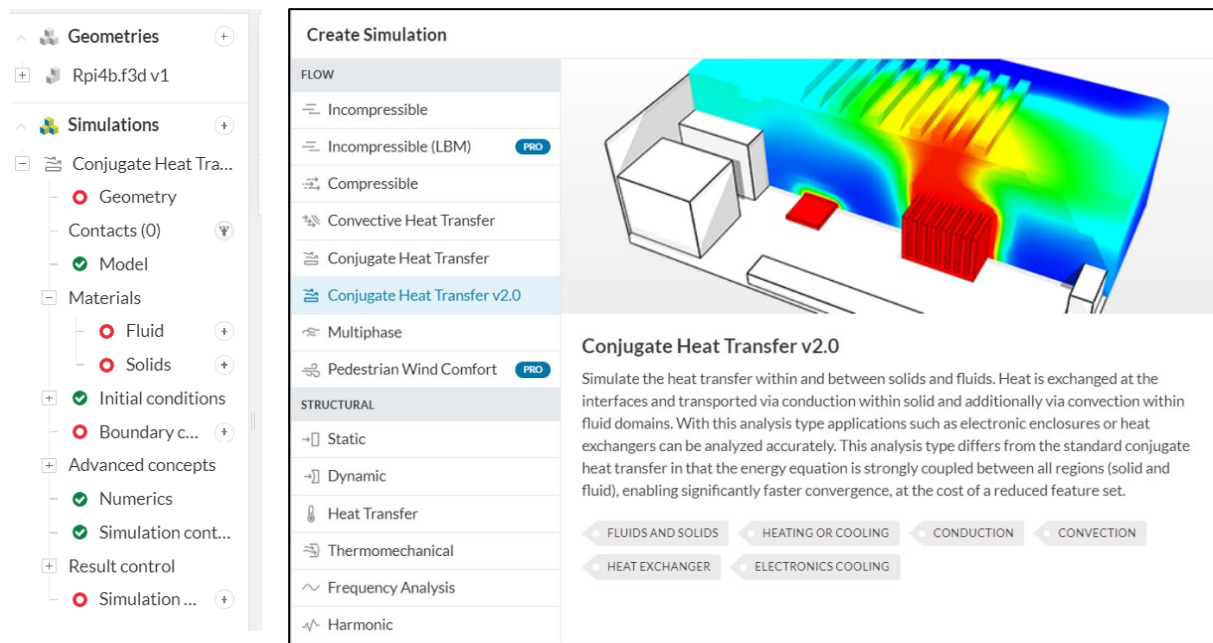


Figura 13.6. Selección del tipo de simulación. Optamos por Conjugate Heat Transfer 2.0

Puede que la herramienta te sugiera una nueva operación de *imprinting*, acepta si es el caso. La barra del flujo de trabajo tendrá ahora este aspecto.

En rojo, operaciones incompletas o por definir. Comenzamos por “Geometry”. Aquí simplemente nos pide elegir la geometría a simular (el fichero .ipt con nuestro modelo de la Raspberry Pi4b), si hemos cargado más de una. Al elegir la geometría se actualiza la lista de contactos, que debes revisar para asegurarte de que no hay errores (al menos gruesos).

En “Model” hay que definir la gravedad (si no, no hay convección, recuerda) como $g_z = -9.8 \text{ m/s}^2$.

La definición de materiales nos permitirá definir las propiedades térmicas de cada objeto y de cada fluido. Vamos a dar este paso en la siguiente sección.

Definición de materiales

Comencemos por el fluido. Por defecto tenemos aire, lo que es correcto para nuestra simulación. Asignamos este fluido al volumen “Flow región”.

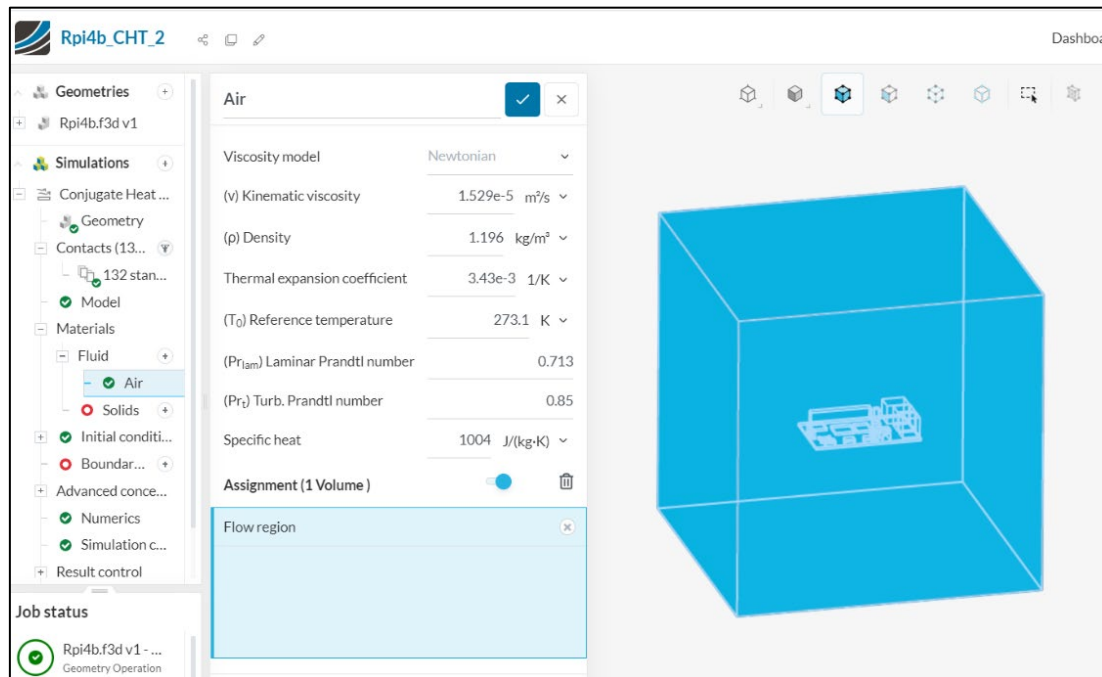
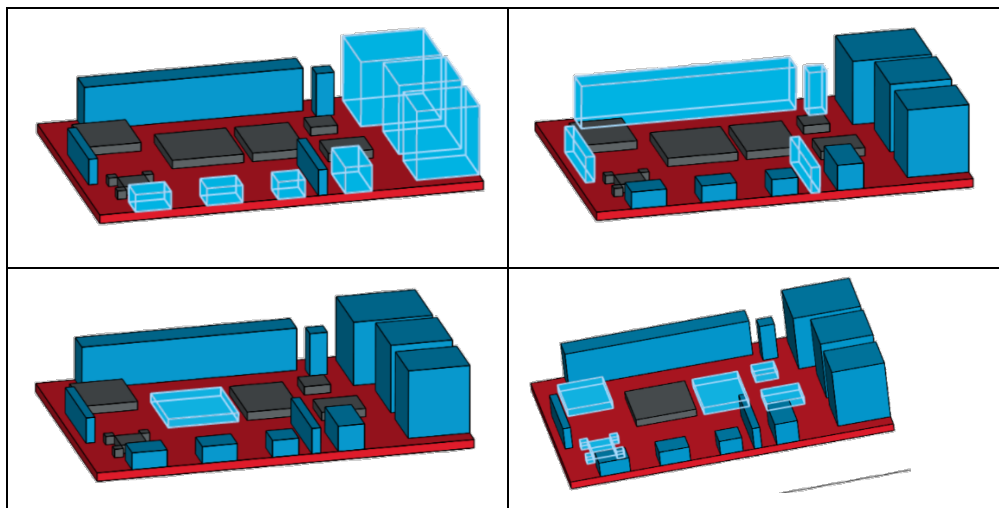


Figura 13.7. Asignación de propiedades al volumen de aire

Vamos a asignar “epoxy” al PCB (volumen 1), “tin” a los conectores metálicos (volúmenes 15-20 y 22), plástico ABS a los demás conectores (volúmenes 12-14 y 21), aluminio al SoC (volumen 3) y plástico ABS al resto de circuitos integrados.



Definir las condiciones iniciales y de contorno

Como condiciones iniciales, define la temperatura ambiente a 26 °C y dejamos la presión a 0 Pa (no es presión absoluta, sino relativa, así que simplemente dice que trabajamos a presión atmosférica).

Crema una nueva condición de contorno de tipo *Natural convection inlet/outlet*. Asigna la condición a las seis caras del *enclosure* (límites de la región del fluido). Con esto estamos indicando al simulador que las caras permiten el paso de aire, que no son sólidas.

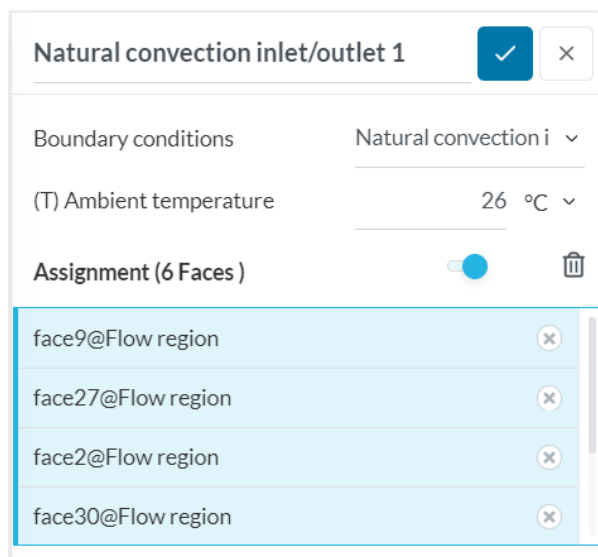


Figura 13.8. Definimos las seis caras de la región del fluido como superficies para convección natural

Asignar cargas térmicas

Bajo “boundary conditions”, en el flujo de trabajo, encontramos “advanced settings”, donde en “Power sources” nos permite asignar una potencia disipada (flujo de calor, *heat flux*) para cada circuito integrado. En la Figura 13.9 asignamos 2.2W al SoC.

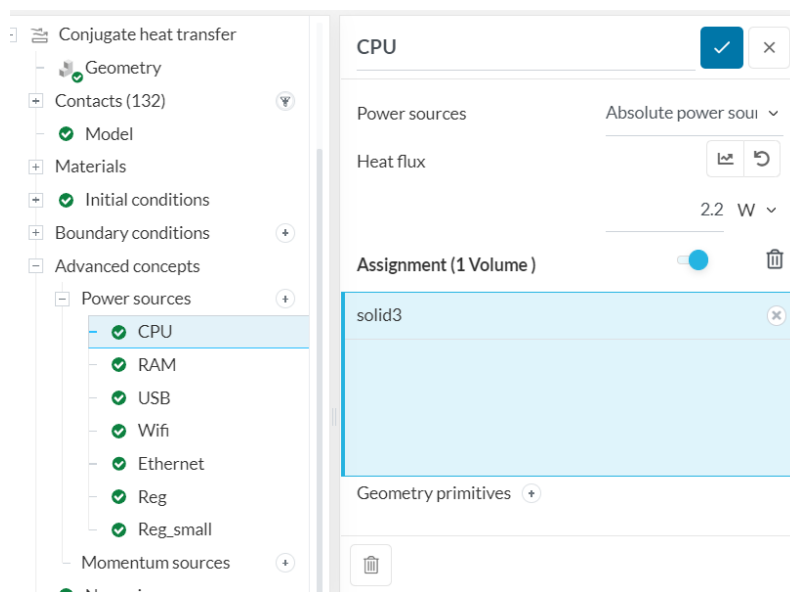


Figura 13.9. Definición de las cargas térmicas

La potencia disipada se asigna a un volumen, ya sea como potencia total o como una densidad de potencia.

Mallado

Esta es una fase muy importante, ya que permite dividir las regiones en pequeños volúmenes, no necesariamente todos del mismo tamaño. El simulador aplicará las condiciones de equilibrio (masa, energía y momento) a cada volumen y con relación a sus vecinos. Los resultados son más precisos cuando más fina sea la malla, pero el tiempo de computación aumentará. Como punto de partida, aceptaremos los ajustes que propone por defecto la herramienta. A la vista de los resultados los variaremos o haremos refinamientos en zonas concretas. Generar esta malla (haz clic en “generate”) lleva unos pocos minutos.

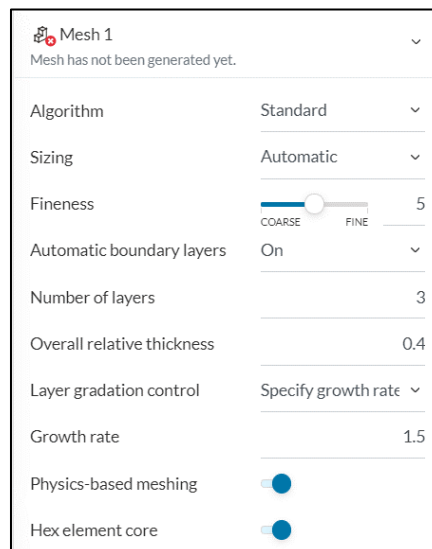
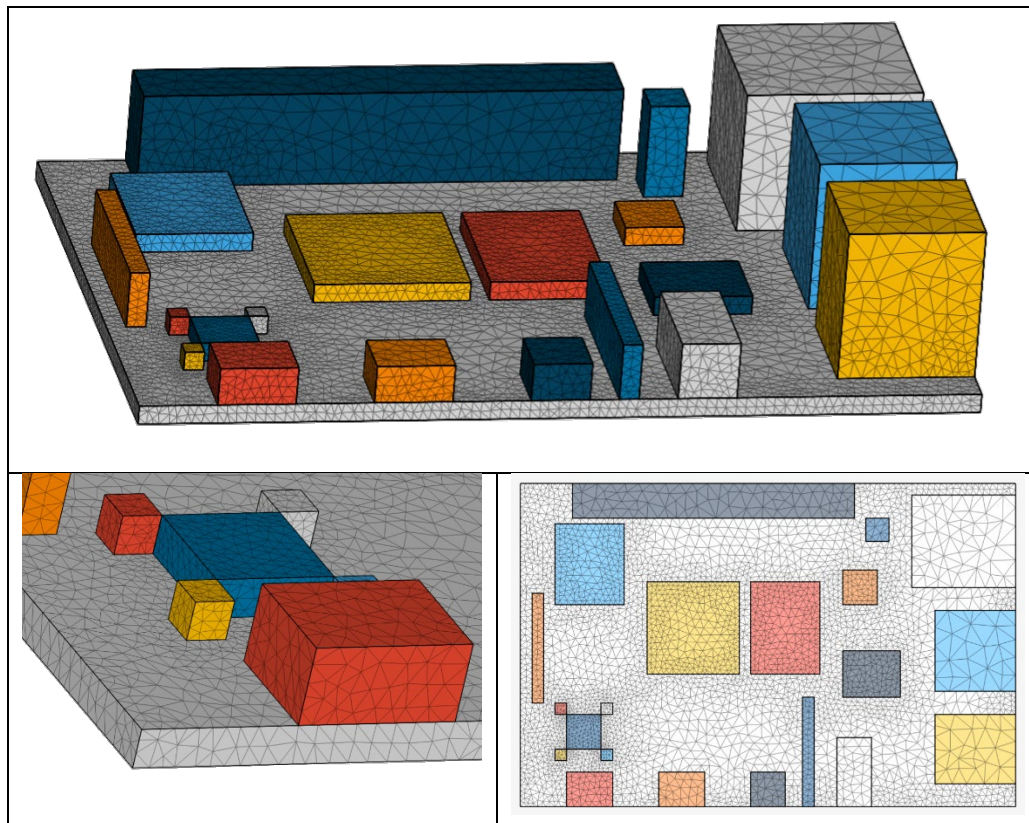


Figura 13.10. Ajustes por defecto del mallado

El resultado del mallado se ilustra en las siguientes figuras.



Hay que garantizar un mínimo de dos celdas en cada cara o borde estrecho. Si la malla generada no alcanza este nivel de detalle, hay que añadir un refinamiento local. En nuestro caso, hemos seleccionados 52 caras del modelo y hemos especificado un “*local refinement*” de tipo “*local element size*” y 1 mm de tamaño.

Corriendo la simulación

En este momento, habiendo definido geometría, regiones, materiales, condiciones iniciales y de contorno y el mallado, podemos crear y lanzar una simulación. Terminada ésta, podemos acceder a los resultados a través de la opción “*Solution fields*”. La siguiente figura muestra un corte en el plano Y.

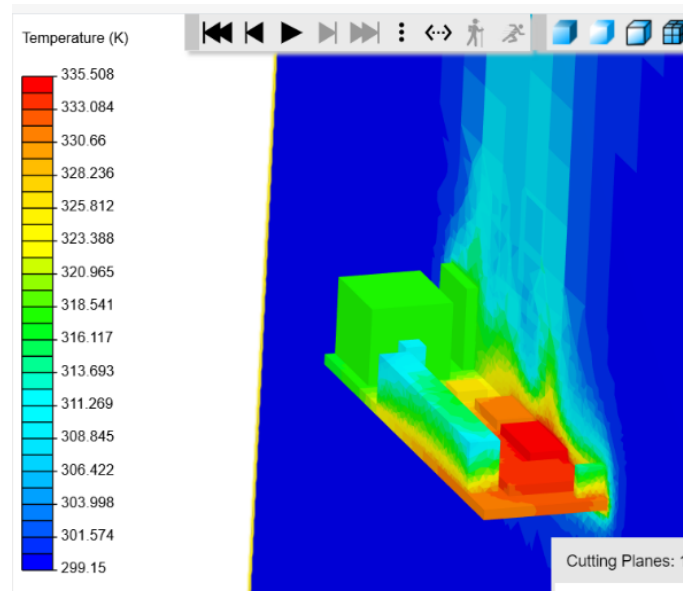


Figura 13.11. Corte en el eje Y sobre el SoC, mostrando la temperatura del aire sobre el PCB

La siguiente figura muestra un mapa de temperatura superficial (hay que ocultar la *flow region* para poder verlo bien).

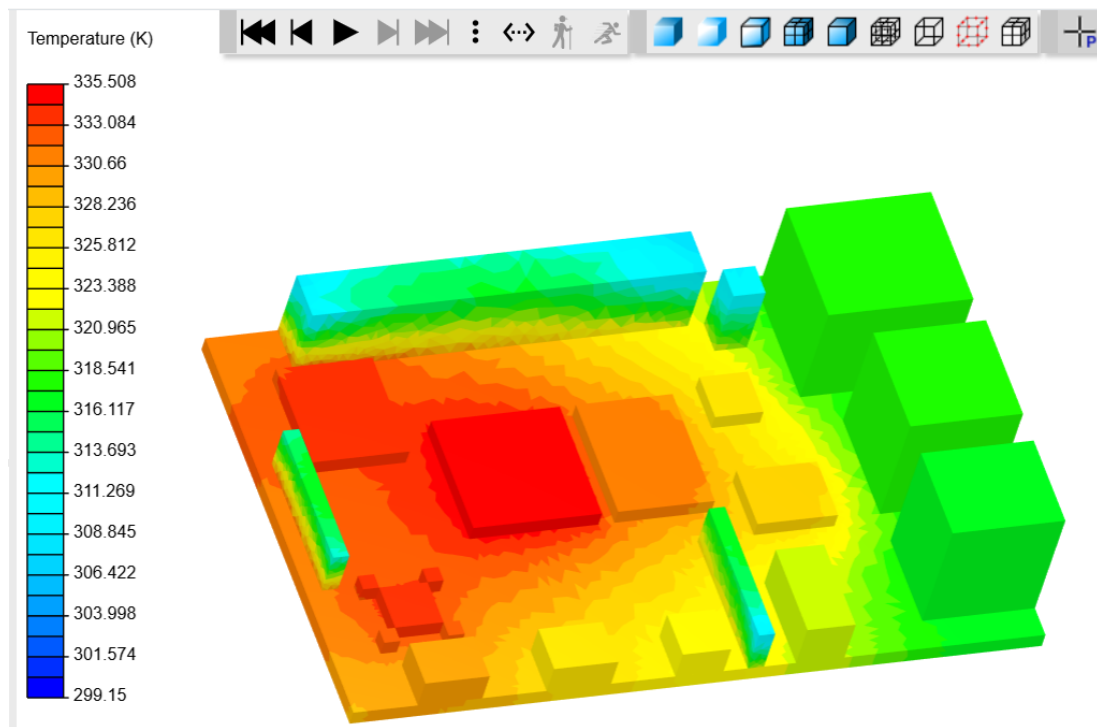


Figura 13.12. Mapa de temperaturas en el PCB

Ejemplo de aplicación: ¿disipador de aluminio, de plástico o cerámico?

Siguiendo la metodología de las secciones anteriores, definimos un circuito integrado de $2 \times 2 \text{ cm}^2$ y 2 mm de espesor en Tinkercad. Sobre él, un disipador de $8 \times 8 \text{ cm}^2$ y 12 aletas de 2 mm de espesor. La base del disipador tiene 4 mm de espesor.

Tras llevar el diseño a Fusion360, importar el fichero .ipt en SimScale y añadir un volumen de aire alrededor (*enclosure*), definimos una potencia disipada en el integrado de 4 W, definimos condiciones iniciales, realizamos un mallado sencillo y simulamos con dos materiales para el disipador: aluminio (Figura 13.13) y plástico ABS (Figura 13.14).

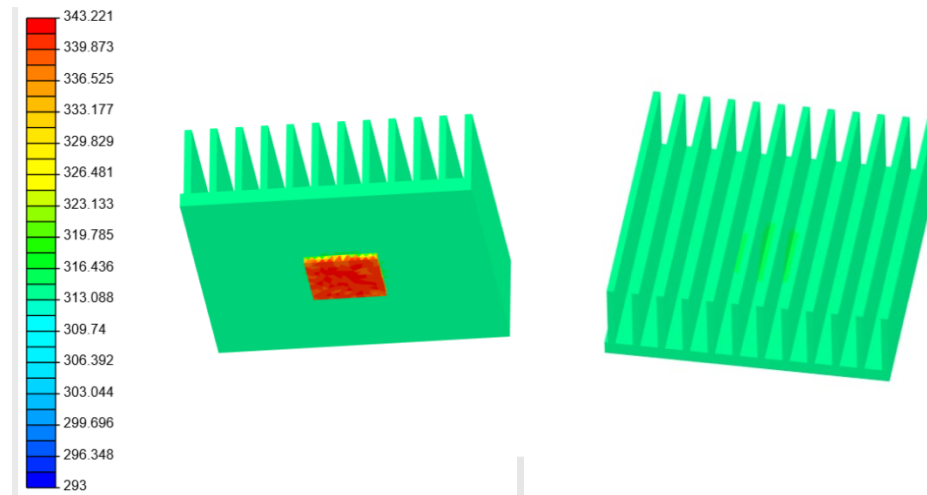


Figura 13.13. Simulación de un disipador de aluminio. El elevado espesor de la base (4 mm) y la alta conductividad térmica del material permiten una óptima difusión del flujo de calor por todo el disipador. La escala, en la izquierda, en temperatura absoluta

La simulación con aluminio muestra que el disipador podría ser de mayor área de base y de aletas más altas, pues no se aprecia un gradiente de temperatura significativo. El circuito integrado se mantiene a 70°C a una temperatura ambiente de 25°C .

La simulación con ABS muestra que el circuito integrado (y el disipador) simplemente se queman. La baja conductividad térmica del ABS impide su uso como disipador al no permitir el paso del flujo de calor más allá de las inmediaciones del integrado.

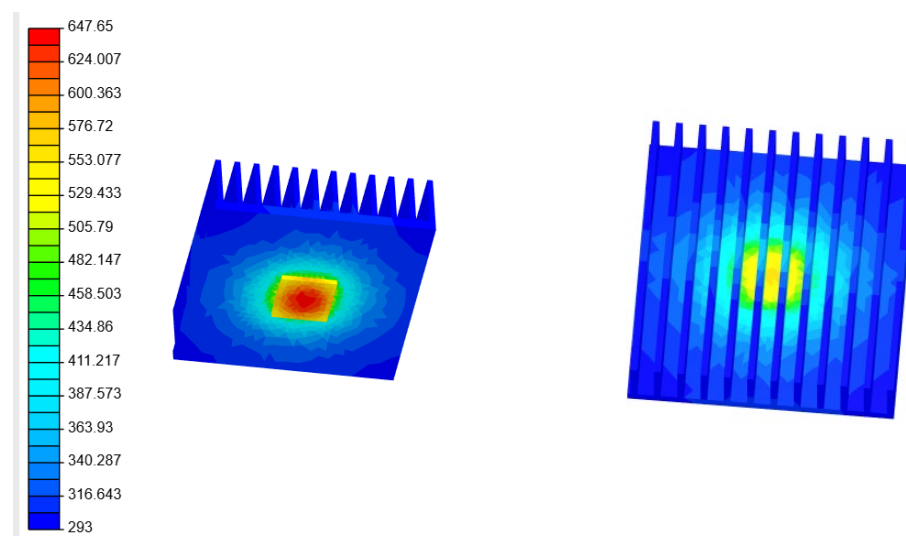


Figura 13.14. Simulación de un disipador de plástico ABS. La reducida conductividad térmica del material impide una adecuada difusión del flujo de calor por todo el disipador

Es cierto que existen disipadores de materiales no metálicos, por ejemplo, cerámicos. Probamos con un material con una conductividad térmica de 2 W/mK. Los resultados (137°C en el integrado) muestran que en este caso no es una solución adecuada.

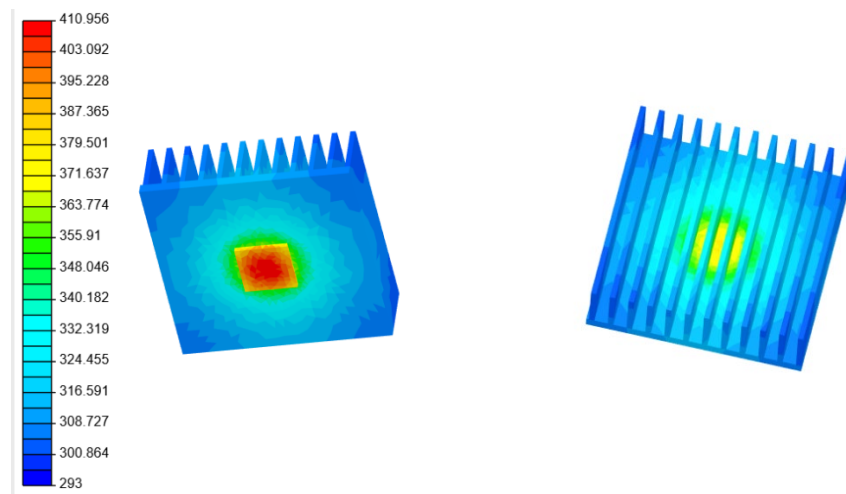


Figura 13.15. Simulación de un disipador cerámico

Día 13. Medidas térmicas

Pasar de cálculos y simulaciones en fase de diseño a hacer medidas sobre un prototipo ya construido supone un salto importante. En primer lugar, tendrás que usar termopares. Pero tal vez no sepas qué tipo utilizar, ni cómo fijarlos al PCB, ni recuerdes muy bien el principio físico en el que se basa el termopar.

*Una vez comiences a utilizarlos, puede que te surjan dudas a mitad de la noche sobre si estás introduciendo errores de medida de alguna forma. **El error más habitual** es olvidar que si la punta del termopar toca un nodo a una tensión eléctrica distinta de la referencia interna del medidor, esa tensión se trasladará al circuito de medida y puede, desde causar un error, hasta llegar a destruir el medidor.*

La lección de hoy es sencilla, pero te ayudará a comenzar a usar termopares sabiendo qué es lo que estás haciendo.

Termopares: la teoría

Campo eléctrico en un conductor

Comencemos por hacer una reflexión sobre la siguiente expresión para el campo eléctrico en un conductor:

$$E = \rho \cdot J + S \cdot \frac{dT}{dx}$$

Donde ρ es la conductividad eléctrica, J la densidad de corriente y S es el **coeficiente de Seebeck**. Sin duda has estudiado algo de **termoelectricidad** con anterioridad, vamos simplemente a revisar un concepto sencillo asociado a la expresión anterior que es lo que permite la existencia de los termopares.

Un gradiente térmico en un conductor provoca que los electrones sean empujados hacia el lado frío, por el simple motivo de que en el lado caliente los electrones son golpeados con mayor energía (recuerda lo que vimos sobre conducción de calor en sólidos el Día 3 en la página 28).

La redistribución de carga resultante, que persistirá mientras exista gradiente de temperatura, provoca un campo eléctrico dentro del conductor y por tanto la aparición de diferencias de potencial eléctrico.

El grado en que esta redistribución de carga ocurre en cada metal depende de su estructura cristalina y se cuantifica mediante el **coeficiente de Seebeck**.

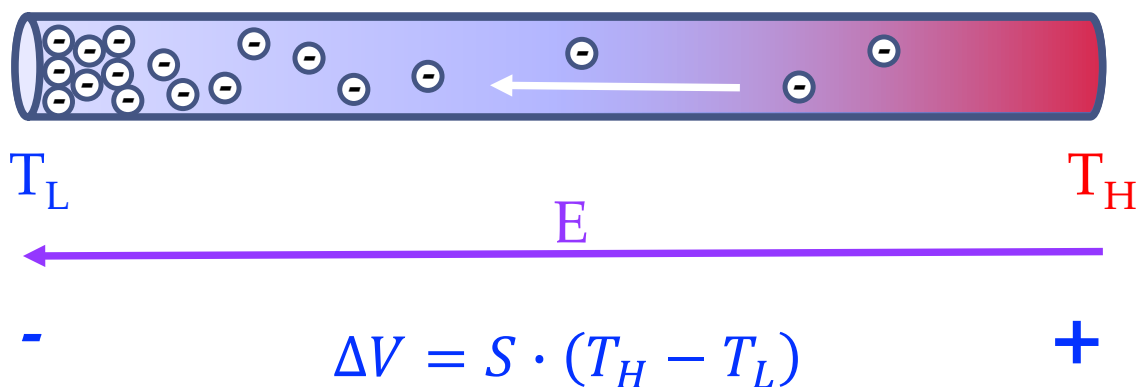


Figura 14.1. Un gradiente térmico provoca una redistribución de cargas que da lugar a un campo eléctrico dentro del conductor y por tanto a la aparición de diferencias de potencial.

De modo que disponemos de una traducción (transducción) de diferencia de temperatura a diferencia de tensión. ¡Bravo! ¿Podemos aprovechar este fenómeno para medir la diferencia de temperatura entre extremos de la barra metálica de la Figura 14.1?

Si queremos medir la diferencia de potencial entre extremos, usamos un par de hilos metálicos para conectar los extremos de la barra a un voltímetro (Figura 14.2).

Pero, cuidado, hemos añadido dos conductores con diferencia de temperatura entre sus extremos (el voltímetro está a temperatura T_M , que puede coincidir o no con la de uno de los extremos de la barra), con su coeficiente de Seebeck y por tanto debemos considerar la diferencia de tensión creada en los tres conductores en serie.

Lo que mediremos es:

$$\Delta V = S_{rod} \cdot (T_H - T_L) + S_{wire} \cdot (T_L - T_M + T_M - T_H) = (S_{rod} - S_{wire}) \cdot (T_H - T_L)$$

¡Hemos creado (sin quererlo) un termopar! Es necesario, como ves, que los metales sean diferentes y que sus coeficientes de Seebeck sean distintos (de otro modo $\Delta V = 0$).

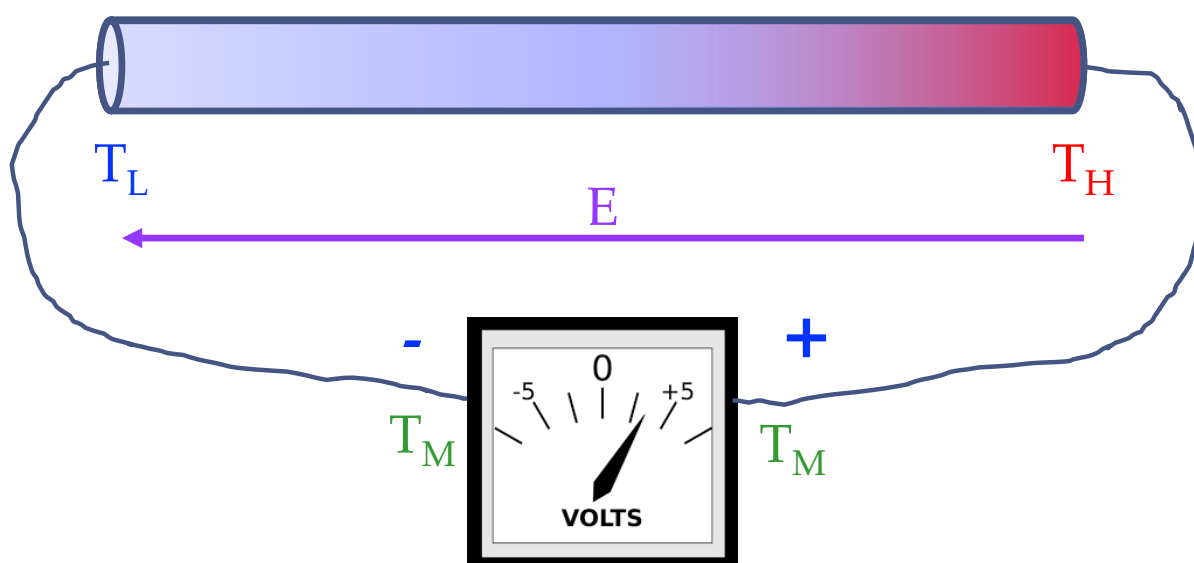


Figura 14.2. Al llevar los extremos de la barra al multímetro, hemos creado un termopar.

Unión de dos metales (termopar)

Lectura recomendada: capítulo 20 de [1]

Usamos ahora dos metales distintos con coeficientes de Seebeck S_1 , S_2 . Mira la Figura 14.3. Qué metales usamos determina la polaridad de la diferencia de tensión.

En la figura, los extremos fríos de los dos conductores se mantienen a la misma temperatura que las conexiones al voltímetro y el circuito de medida. Al no haber diferencias de temperatura, no hay diferencia de tensión por efecto Seebeck generada en este extremo. Esto se garantiza en el medidor mediante un **bloque isotermo** y es una de las cosas que diferencia a un voltímetro de un termómetro para termopar.

En el extremo caliente, los dos conductores están unidos, generalmente mediante una soldadura. De nuevo, si la soldadura es pequeña y por tanto no hay diferencias de temperatura, tampoco se generan diferencia de tensión en el extremo caliente por efecto Seebeck en las uniones conductor-soldadura.

De modo que la única contribución a la diferencia de tensión es la debida a la diferencia de temperatura entre las dos barras conductoras:

$$\Delta V = (S_1 - S_2) \cdot (T_H - T_L)$$

Este es el fundamento de un termopar. Para medir T_H (que es lo que nos interesa) necesitamos compensar T_L . Suele hacer midiendo T_L y realizando un ajuste (resta) digitalmente.

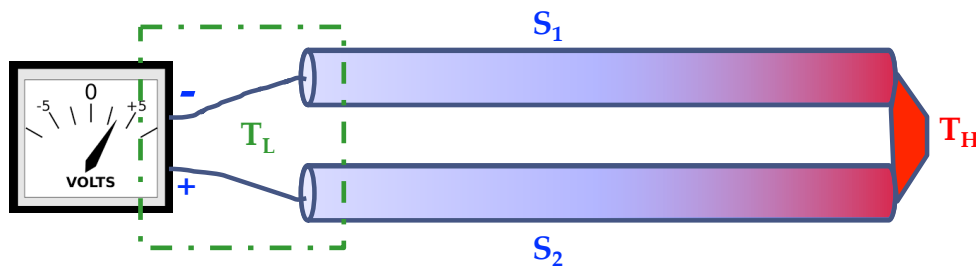


Figura 14.3. Cambiamos la configuración respecto a la figura anterior, pero el principio es el mismo.

Bloque isotermo

Puede que tu curiosidad se haya disparado al leer que necesitamos un bloque isotermo en el medidor. Para satisfacerla y evitar que pienses que es un elemento complicado, la Figura 13.4 muestra este componente en un medidor Fluke.

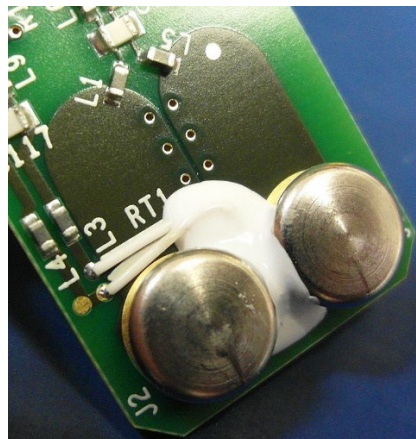


Figura 14.4. Bloque isotermo en un medidor Fluke CNX T3000. La homogeneidad de la temperatura se consigue con áreas grandes y próximas de cobre en el PCB. En blanco, un sensor de temperatura mide T_L . Créditos de la imagen: Binarysequence, bajo licencia CC BY-SA (<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0>)

Construcción de un termopar

Los dos conductores deben ser delgados, para reducir su capacidad térmica (inercia). Suelen ir trenzados para reducir el área del bucle y por tanto el ruido electromagnético acoplado. Van recubiertos de un material aislante para evitar cortocircuitos.



Figura 14.5. Extremo de un termopar expuesto

Por el otro extremo, el del medidor, se coloca un conector estándar (Figura 14.6) que permite su conexión a virtualmente cualquier medidor de temperatura para termopar. Fíjate en que los dos terminales tienen diferente anchura (es un conector polarizado), lo que fuerza a conectarlo al medidor en la posición correcta: recuerda que la elección de los dos metales del termopar, cada uno con su coeficiente de Seebeck, da lugar a una diferencia de tensión positiva sólo si se conectan con la polaridad adecuada.



Figura 14.6. Conector polarizado de un termopar tipo K

Como resultado, un termopar como los que usamos para hacer medidas en un equipo electrónico tiene el aspecto de la Figura 14.7.



Figura 14.7. Termopar de tipo expuesto y con conector estándar

Termopares: la práctica

Diámetro de los hilos del termopar

A mayor diámetro de los hilos, mayor masa, capacidad térmica y por tanto afectará más a una medida del transitorio.

Para hacer medidas térmicas en PCBs y otros puntos de equipos electrónicos, **normalmente usaremos diámetros entre AWG30 y AWG40**, proporcionando los diámetros más pequeños mayor exactitud en la medida dinámica. La masa de la soldadura o de la fijación del termopar influye también en la respuesta dinámica.

Tabla 14.1. Diámetro de los diferentes calibres de *American Wire Gauge* (AWG)

AWG	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
ϕ (μm)	255	227	202	180	160	143	127	113	101	89,7

Tipos de termopares

Un termopar requiere dos hilos con coeficientes de Seebeck distintos. La industria ha estandarizado varios tipos, que responden a requerimientos de aplicaciones distintas. En nuestro caso (sensado de temperatura en equipos electrónicos), el más utilizado es el **termopar tipo K**. Por precio, como parámetro más visible, al estar compuesto por hilos de cromel (Ni-Cr) y alumel (Ni-Al). Pero también por su resistencia a la oxidación y estabilidad de su coeficiente de Seebeck en el rango de temperaturas de interés.

Tabla 14.2. Características de los distintos tipos de termopares

Tipo	S ($\mu\text{V/K}$)	Rango ($^{\circ}\text{C}$)	Comentario
E	61		Adecuado para criogenia
J	52	-270 a 1200	S constante. Se oxida
K	41	-200 a 1372	S constante. No se oxida. Barato
N	27	Desde 300	Adecuado para alta temperatura
R	9	Hasta 1300	Caro, Pt-Rh
S	6	Hasta 1300	Caro, Pt-Rh
T	41	-200 a 260	Adecuado para criogenia

El termopar tipo K también es muy usado en aplicaciones nucleares por su resistencia a la radiación. Pero esa es otra historia. Su coeficiente de Seebeck se mantiene razonablemente constante en $41 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ entre temperatura ambiente y 150°C .

Cómo fijar termopares a un PCB

Lecturas recomendadas: capítulo 16 de [1] y el artículo [5]

Esta sección está basada en un artículo [5] que realiza un estudio de diferentes métodos de fijar termopares a un PCB. Vamos a comentar ventajas, desventajas y detalles técnicos sobre los siguientes:

- Soldado a un pad del PCB
- Pegado con cinta de aluminio adhesiva
- Pegado con cinta de kapton adhesiva
- Combinando cintas adhesivas de aluminio y kapton
- Pegado con resina epoxi

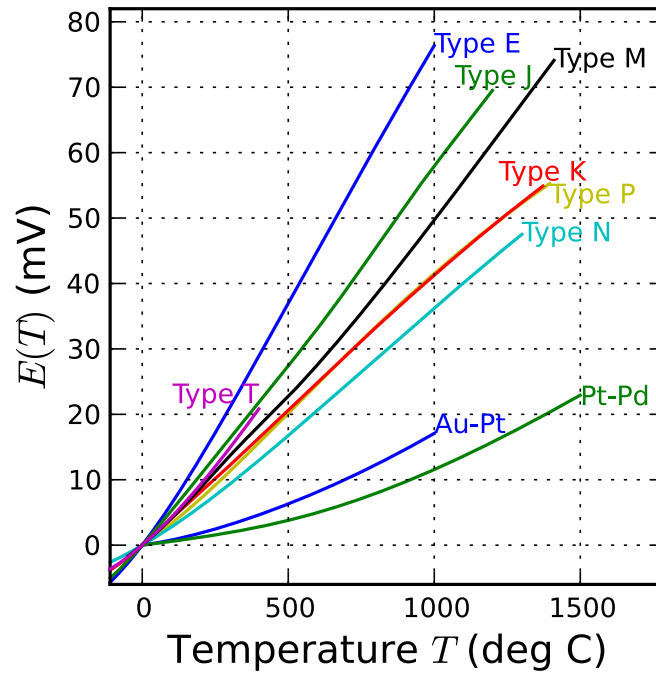


Figura 14.8. El termopar tipo K presenta un coeficiente de Seebeck razonablemente constante en el margen de temperaturas de interés. Fuente de la imagen: By Nanite - Own work, CC0, <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=30479340>

Soldado a un pad del PCB

Este método presenta el menor error de medida (1°C), la repetibilidad es excelente y la unión no se suelta al ser sometida a ciclos térmicos. Por contra, suele requerir un pad dedicado para soldar y puede dañar el PCB si se suelda repetidas veces.

Se puede usar cinta adhesiva de kapton para fijar el cable del termopar al PCB y reducir así tensiones mecánicas en la soldadura.

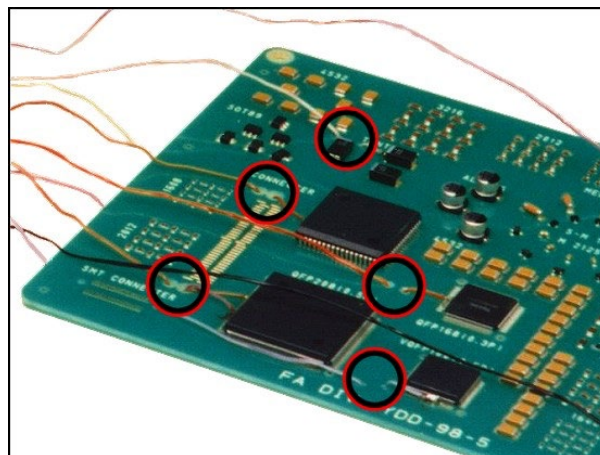


Figura 14.9. Fijación de un termopar a un PCB mediante soldadura

Pegado con cinta de aluminio adhesiva

Es fácil fijar y soltar el termopar y no deja residuos. El error es moderado ($2\text{-}3^{\circ}\text{C}$), al asegurar el aluminio una baja resistencia térmica. Como aspecto negativo, a veces, al calentarse la cinta se levanta y requiere volver a ser fijada.

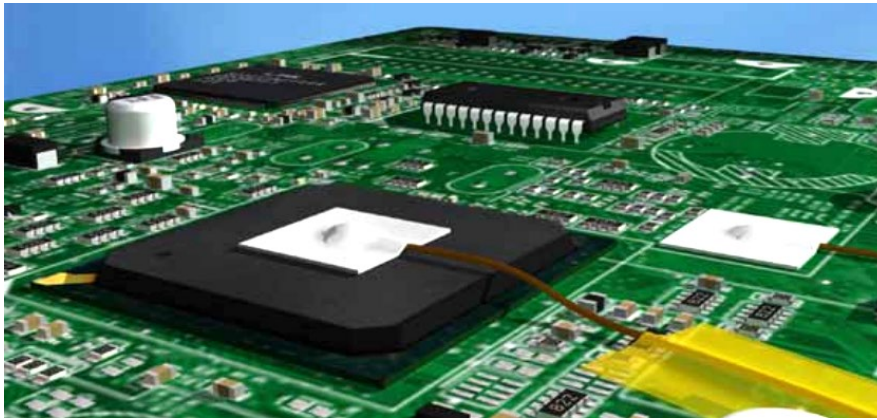


Figura 14.10. Fijación de un termopar mediante cinta de aluminio

Pegado con cinta de kapton adhesiva

También es fácil fijar y soltar el termopar con este método. El error de medida es alto (4-5°C). El aspecto más negativo es que a temperaturas elevadas la cinta se levanta. Es el método menos fiable.

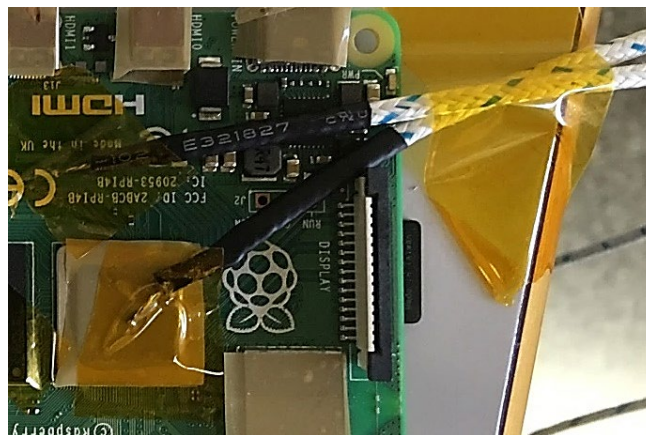


Figura 14.11. Fijación de un termopar mediante cinta de kapton. También se ha usado kapton para fijar el cable del termopar a la mesa, reduciendo tensiones mecánicas. En el caso de encapsulados metálicos (como es el caso de la figura) hay que interponer un delgado aislante eléctrico entre encapsulado y termopar, con el fin de no falsear las medidas o incluso dañar el medidor por sobretensión

Pegado con cintas de aluminio y de kapton adhesivas

Aúna las ventajas de los dos métodos anteriores: es fácil de fijar y soltar, no deja residuos, presenta un error de medida moderado (2-3°C) y no suele despegarse, reforzando el kapton la acción adhesiva de la cinta de aluminio.

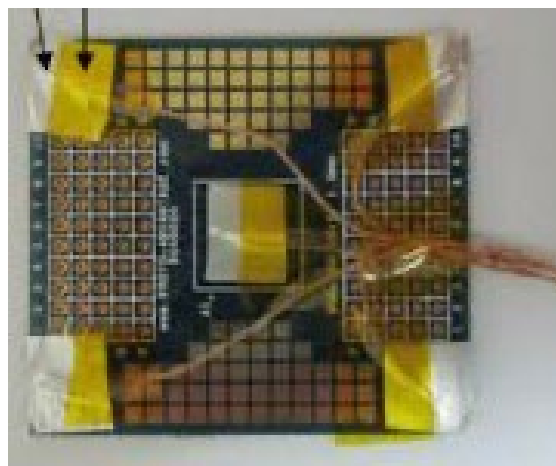


Figura 14.12. Fijación de un termopar mediante cinta de kapton y de aluminio

Pegado mediante adhesivo epoxi

Es fácil de fijar y se puede soltar usando un disolvente. Su principal ventaja es que resulta muy útil como método de fijación cuando no hay espacio para poner cinta. El error de medida es medio alto (promedio de 5°C). A temperaturas elevadas, la unión se rompe con frecuencia (se recomienda no usar por encima de 200°C).

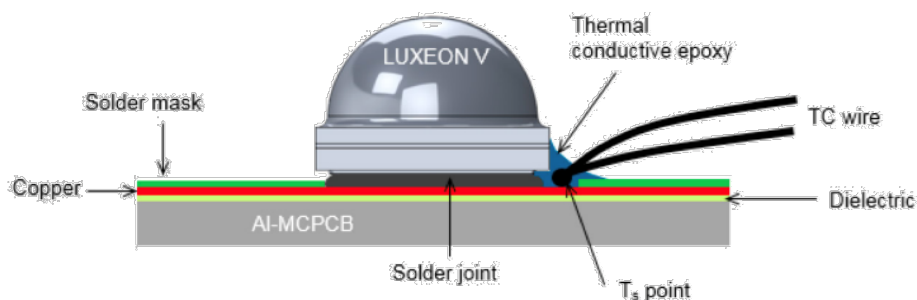


Figura 14.13. Fijación de un termopar mediante epoxi

Comparación entre los diferentes métodos de fijación

El estudio realizado en [5] resume los errores de medida de temperatura en la siguiente gráfica. Para interpretar correctamente los resultados debes leer el artículo, pero **si quieres una conclusión rápida te diré que pese al elevado error de medida lo más práctico es usar cinta de kapton cuando estás haciendo pruebas.**

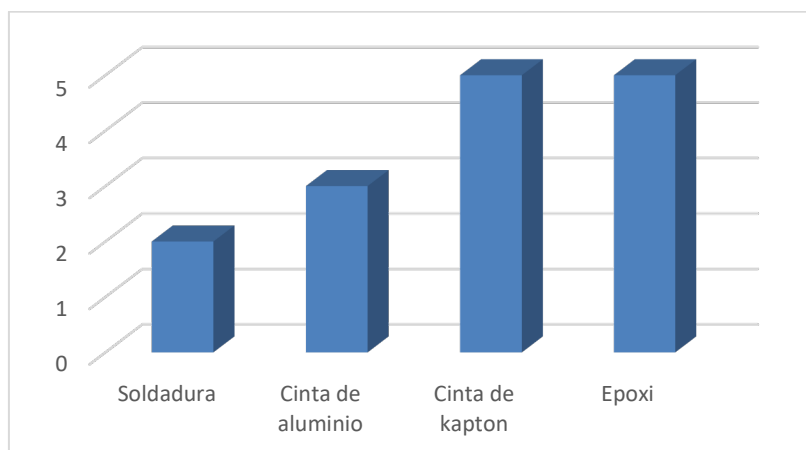


Figura 14.14. Promedio de diferencias de temperaturas de pico entre métodos de fijación de termopares. La soldadura y la cinta de aluminio son los mejores métodos, pero también pueden provocar cortocircuitos en el PCB si no se usan con cuidado. La cinta de kapton evita este problema, incrementando a cambio el error de medida. El epoxi permite fijar el termopar a lugares poco accesibles, pero el error de medida también es elevado

Registadores de temperatura

Medidas para estado estacionario o de lenta variación

A menudo estamos interesados únicamente en la temperatura que alcanza una serie de puntos del equipo en estado estacionario, o bien estamos interesados en medir variaciones lentas (por ejemplo, cuando estamos en cara climática, o tras un *power-up* o un *power-down*).

En este caso bastará con un registrador de datos (*data logger*) para temperatura que admita varios canales de termopares tipo K, con un mínimo de 4 (aunque hay disponibles por supuesto equipos sencillos de 6, 8, 10 o 12 canales) y frecuencia de muestreo de al menos 1 Hz. La memoria del registrador debe bastar para, típicamente, 30 minutos o una hora.

Este tipo de equipos no son caros. El ejemplo de la figura tiene un precio de 126 € (a principios de 2020), se alimenta por pilas o USB, tiene 4 canales y tarjeta SD de memoria.



Figura 14.15. Registrador de temperatura de 4 canales de bajo coste

Medidas dinámicas

Cuando buscamos mejor resolución temporal, por ejemplo, cuando estamos caracterizando un proceso de soldadura en horno, debemos elegir un equipo de mayores prestaciones.

Ejemplo práctico: registro de temperatura en una Raspberry Pi 4b

Vamos a usar el registrador de cuatro canales que comentamos en la sección anterior. Lo configuraremos para tomar datos cada 5 segundos de los cuatro canales. Los termopares van unidos al PCB mediante cinta adhesiva de kapton. Usamos la cinta de kapton para fijar los termopares a la mesa, evitando tensiones mecánicas que harían que un termopar pudiera perder contacto térmico con el punto de medida.

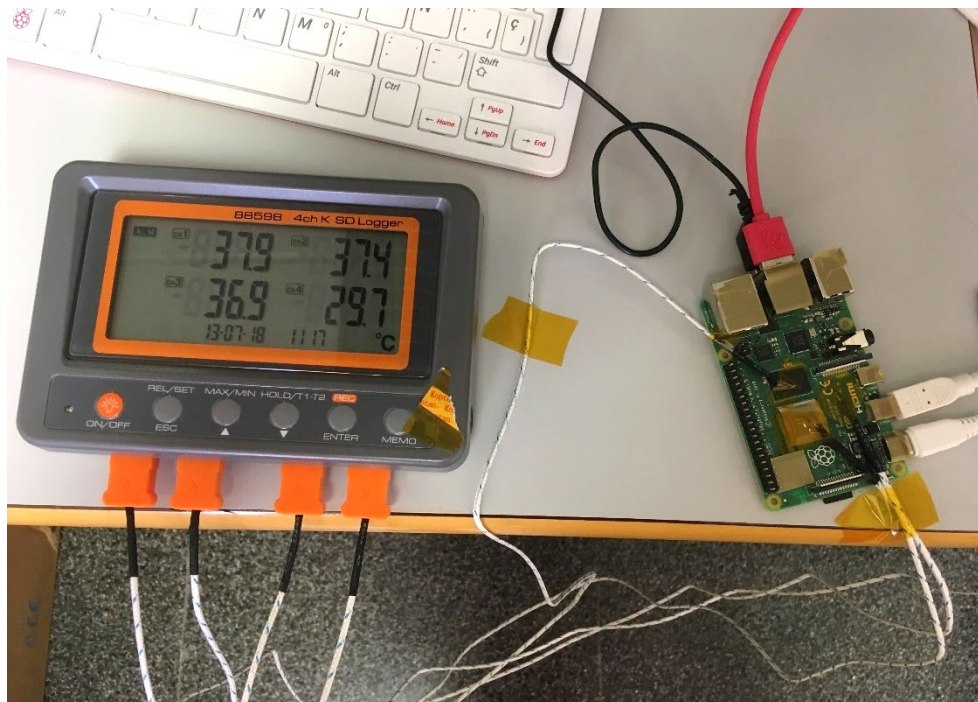


Figura 14.16. Setup del experimento: Raspberry Pi 4b, sobre la que correremos una prueba de memoria para forzar el calentamiento del SoC hasta su temperatura máxima (en torno a 80°C). Con los 4 canales registraremos cada 5 segundos la temperatura superficial del SoC, memoria DDR3, un punto del PCB entre el SoC y el conector HDMI y temperatura ambiente.

Antes de fijar los termopares al módulo, hemos comprobado que los canales al aire dan una lectura de 29,6 °C, un modo rápido de descartar (*a priori*) un mal funcionamiento o desajuste en ninguno de ellos.

Fijación de los termopares

La cinta adhesiva de kapton permite una fijación rápida y fácil, pero al ejercer poca presión sobre el termopar, la unión térmica puede no ser muy buena. Ya hemos comentado que el error de medida puede estar en torno a 5 °C, llegando a alcanzar 9 °C.

El SoC tiene encapsulado metálico. Poner el contacto directo el termopar con el encapsulado puede introducir un error de medida: el medidor no hace sino medir diferencia de tensión y cualquier offset o ruido que introduzcamos se traducirá en una temperatura mal estimada. Afortunadamente, con el objeto de poder realizar medidas con cámara térmica, hemos cubierto las partes metálicas con cinta para aumentar su emisividad (de lo contrario, aparecerían como zonas frías en la imagen). Esta cinta evita el contacto eléctrico entre el termopar y el encapsulado.



Figura 14.17. Termopares fijados al SoC, memoria DDR3 y a un punto del PCB. La cinta adhesiva de kapton permite una fijación rápida y fácil

Secuencia registrada

Comenzaremos a registrar datos con el módulo Raspberry Pi 4b sin alimentar. Alimentaremos el módulo (primera curva de subida) y en el minuto 4:25 lanzaremos la prueba de memoria (segunda curva se subida), que se ejecutará en bucle hasta que el SoC comience a reducir la frecuencia de reloj para evitar superar 80 °C.

En ese momento (casi en el minuto 20 de la secuencia, hacia el segundo 1200 en la Figura 14.18) detenemos el test de memoria y dejaremos que el SoC alcance su temperatura en reposo, en torno a 55 °C. Hacia el minuto 31:20 apagamos el módulo y la temperatura de SoC cae bruscamente, llegando así al final de la prueba.

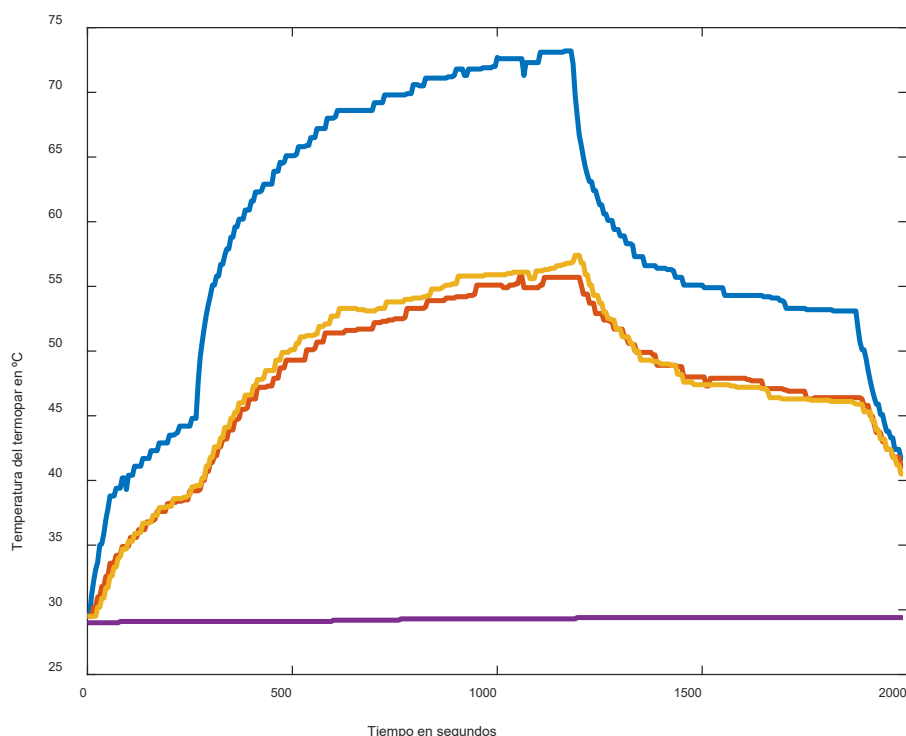


Figura 14.18. Representación de la secuencia registrada por los 4 canales, en pasos de 5 segundos, durante 33 minutos y 10 segundos. En azul, temperatura superficial del SoC, en amarillo, la del PCB, en rojo, la de la memoria DDR3. La temperatura ambiente se indica en magenta (varía entre 29°C iniciales y 29,6°C al final de la prueba: era la temperatura en mi despacho un 10 de julio por la mañana).

¿Son las medidas correctas?

Cabe preguntarse cómo de fiables son estas medidas. No disponía de un termómetro calibrado, así que usé lo que tenía a mano:

- La medida de temperatura del SoC a través de un comando de Linux
- Una cámara térmica

La temperatura en reposo (módulo alimentado, ejecutando Linux en modo gráfico, sin aplicaciones de usuario corriente) es de:

- 56-57°C según la lectura desde Linux
- 54°C según la cámara térmica
- 53,1°C según el registro con termopar

Hay un excelente acuerdo entre las tres medidas en este punto (la diferencia no supera 4°C). En el resto de la prueba, la diferencia entre la indicada por Linux y la medida por el registrador se mantiene dentro de esos 4°C excepto en los minutos en los que se llega a la temperatura máxima: Linux arroja 82°C mientras que el registrador no pasa de 73,2°C. Tal vez la cinta de kapton se despegó un poco al subir la temperatura, reduciendo la presión de contacto y por tanto arrojando una medida inferior a la real. [Quedas avisado, procura verificar tus medidas para detectar y evitar errores.](#)

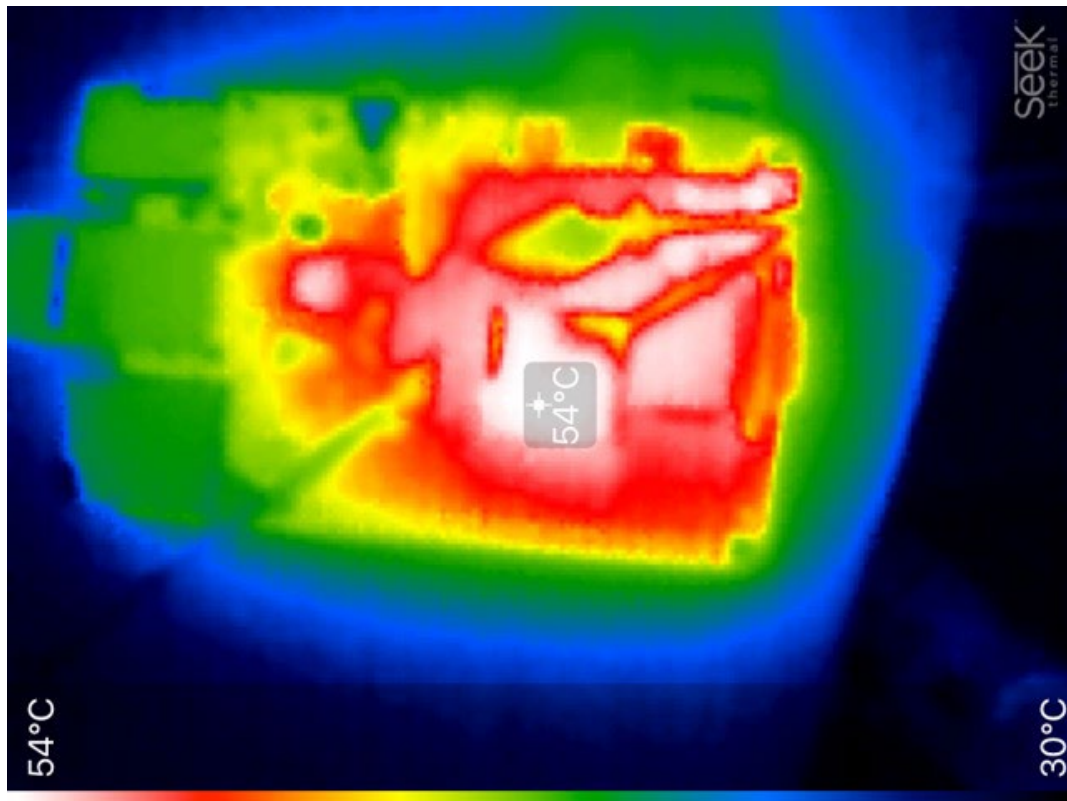


Figura 14.19. Imagen tomada con cámara térmica

Día 14. Cargas térmicas en aplicaciones de potencia

Los contenidos de hoy son traducción del inglés de las secciones 1 y 2 del artículo “Thermal Design of Power Electronic Circuits”, cuyo autor es R. Künzi del Paul Scherrer Institute, en Villigen, Suiza.

La obra original de R. Künzi está disponible en <https://arxiv.org/abs/1607.01578>, publicado bajo licencia Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0).

Resumen:

El corazón de un convertidor conmutado está formado por elementos semiconductores. Como elementos no ideales, presentan pérdidas tanto en el estado ON como en conmutación, calentando el silicio. Este calor debe ser transferido al entorno si queremos evitar el sobrecalentamiento o incluso la destrucción de dichos elementos. Los semiconductores deberían trabajar cerca de su límite térmico si queremos de reducir costes, pero lo cierto es que la temperatura del silicio no se puede medir directamente. Por tanto, debemos saber estimar la potencia disipada como calor (pérdidas) y comprender los caminos de evacuación de dicho calor al entorno. Este artículo describe los aspectos principales de la potencia de pérdidas, cómo se transfiere al ambiente y su estimación por medio de hojas de cálculo y/o medidas experimentales.

Introducción

La Figura 15.1 muestra la estructura típica de un convertidor conmutado (en este caso de un convertidor Buck) alimentado por un rectificador de diodos con filtros de entrada y de salida.

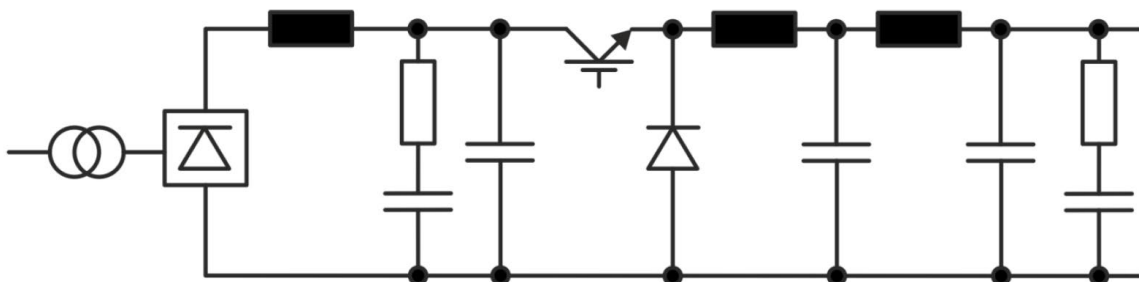


Figura 15.1. Estructura genérica de un convertidor Buck con rectificador de diodos y filtros

Debemos considerar que cada componente es una fuente de calor:

- Los condensadores se calientan debido a su ESR (resistencia serie equivalente) y a corrientes en alterna elevadas, limitando su vida útil, especialmente en el caso de condensadores electrolíticos.
- Los dispositivos inductivos, como es el caso de transformadores y choques presentan pérdidas, y, debido a su diseño compacto, dan lugar a *hot spots*.
- Las resistencias no suelen ser componentes críticos, ya que los diseñadores conocen mejor su comportamiento térmico.

Los semiconductores son la principal fuente de calor. Los hacemos trabajar en conmutación: bien en saturación, bien en corte. Mientras que las pérdidas en el estado de corte (OFF) suelen ser despreciables, la caída de tensión en saturación (estado ON) tienen que ser tenidas en cuenta. Durante el corto tiempo que dura la conmutación entre los estados ON y OFF, hay corrientes y tensiones presentes simultáneamente provocando pérdidas de conmutación.

Hay que tener un cuidado especial si la temperatura del silicio y/o del sustrato del PCB oscila, lo que se conoce como ciclos térmicos o ciclos de potencia. Estos gradientes temporales de temperatura pueden provocar un estrés mecánico extra a las soldaduras o uniones metálicas en el interior de un módulo semiconductor. El número de ciclos térmicos que puede soportar un dispositivo es limitado.

Fuentes de calor

Resistencias

Para las resistencias sometidas a cargas continuas debemos asegurar una suficiente transferencia de calor al ambiente. En un ambiente a temperatura estable, la temperatura de la resistencia será también estable. La máxima potencia a disipar que figura en la hoja de datos del componente asume temperaturas elevadas y mecanismos de disipación de calor muy eficientes. Por tanto, debemos sobredimensionar el diseño para evitar *hot spots* o problemas de envejecimiento.

Una resistencia con una carga pulsada se calentará rápidamente durante el pulso. Para este tipo de aplicaciones son adecuadas resistencias con mucho material activo, como hilos/cables o hierro. Entre pulso y pulso, la resistencia debe tener tiempo suficiente para enfriarse. Pueden (o deben) introducirse medidas para prevenir sobrecarga térmica, como son limitaciones en la duración y frecuencia de los pulsos o incluso monitorización de temperatura.

Los cables deben tratarse como si fueran resistencias, y deben dimensionarse e instalarse para permitir una transferencia adecuada de calor al entorno. Los cables deben tener sección suficiente. Como resultado, el coste de la instalación puede ser mayor, pero también dará lugar a menor consumo de potencia debido a trabajar a menor temperatura. También hay que tener en cuenta el efecto pelicular: la profundidad de penetración en el cobre a 1 kHz es de aproximadamente 2,1 mm y a 10 kHz es de aproximadamente 0,66 mm. La consecuencia es la reducción de la sección efectiva del cable y un posible sobrecalentamiento. Conviene evitar grandes mazos de cables cuando la densidad de corriente es elevada, y debemos garantizar suficiente circulación de aire.

Componentes magnéticos

Los componentes magnéticos como choques y transformadores disipan potencia tanto en el núcleo como en el bobinado. Las pérdidas en el núcleo están causadas tanto por corrientes *eddy* como por pérdidas por histéresis.

Las pérdidas por corrientes *eddy*, en función de la frecuencia, pueden minimizarse por varios métodos. Para bajas frecuencias (hasta aproximadamente 1 kHz) los núcleos se construyen apilando láminas: cuanto más finas sean las láminas, menores serán también las corrientes *eddy*. Para frecuencias más elevadas (de 1 a 10 kHz) suelen usarse núcleos de polvo, que podemos considerar como un apilamiento de núcleos muy finos. A frecuencias superiores a 10 kHz usaremos núcleos de ferrita. Su menor conductividad eléctrica da lugar a bajas corrientes *eddy*.

Las pérdidas por histéresis se producen por la inversión periódica del magnetismo, lo que requiere energía. Esta energía es proporcional al área de la curva de histéresis. Los transformadores se diseñan para reducir en lo posible esta área. Debes tener en cuenta que las pérdidas en el núcleo ocurren incluso sin carga. La curva de histéresis de choques de continua (diseñados para almacenar mucha energía magnética) presenta un área elevada. La corriente de rizado en los choques fuerza al núcleo a recorrer sólo una pequeña parte

de la curva de histéresis. Las pérdidas por histéresis dependen mucho de la amplitud y frecuencia de la corriente de rizado.

Las pérdidas en los bobinados son debidas a su resistencia eléctrica y son proporcionales a I^2 . La resistencia de un bobinado de cobre aumenta aproximadamente un 0,4% por kelvin, por lo que un aumento de 25°C implica un aumento de las pérdidas en torno a un 10%.

Hay buenas razones para mantener la temperatura de núcleos y bobinados tan bajas como sea posible, incluso si hay que pagar un precio por ello: las pérdidas aumentan con la temperatura. Las pérdidas salen caras, no sólo ya en términos de energía eléctrica, sino en el coste de la solución de refrigeración. Reducir la temperatura aumenta la vida útil de los componentes, lo que es especialmente importante en el caso de componentes sometidos permanentemente a cargas elevadas.

Semiconductores

En la mayoría de las aplicaciones de potencia los semiconductores están en corte o en saturación. En un caso tenemos diferencia de tensión entre terminales del dispositivo, en el otro, corriente, pero nunca ambos a la vez. Lo anterior es sólo válido en un mundo ideal. En realidad, hay también caídas de tensión en el estado ON, lo que provoca pérdidas de conducción. También hay corriente de fugas en el estado OFF, pero (habitualmente) son bastante pequeñas como para despreciar estas pérdidas. En las transiciones entre los estados ON y OFF están presentes tanto diferencias de tensión como corrientes, dando lugar a una potencia disipada elevada durante un corto tiempo.

Con el fin de estimar las pérdidas en nuestra aplicación, tenemos que consultar la hoja de datos. Vamos a estimar las pérdidas de un convertidor Buck como el de la Figura 15.1. El convertidor está diseñado para una corriente de salida máxima I_{out} de 400 A y una tensión de salida V_{out} máxima de 250 V. La frecuencia de conmutación es de 20 kHz. Usaremos un módulo FF600R06ME3 de Infineon, que contiene dos IGBTs (*insulated-gate bipolar transistor*) con sus respectivos diodos volantes. Las gráficas de las Figura 15.2 a 15.5 han sido obtenidas de su hoja de datos [6].

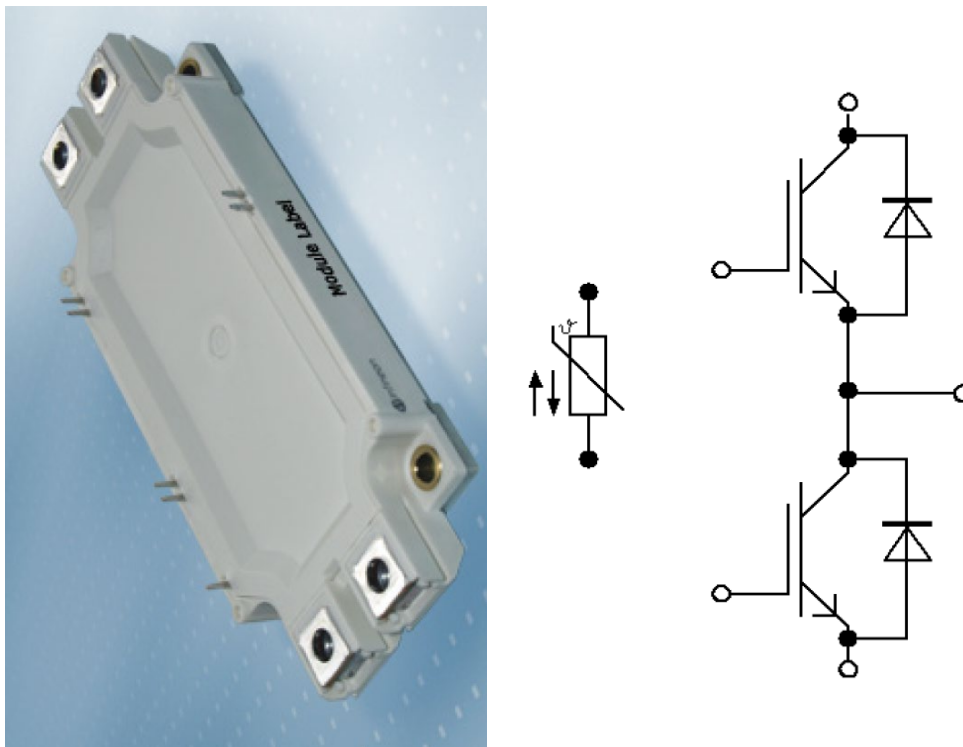


Figura 15.2. Módulo FF600R06ME3 de Infineon, que contiene dos IGBTs

Cálculo de pérdidas en el IGBT y en el diodo

Pérdidas por conducción en el IGBT y en el diodo

Durante el estado ON del IGBT, la corriente de salida del convertidor es proporcionada por el IGBT. La caída de tensión en el IGBT puede estimarse a partir de su hoja de datos (Figura 15.3). El índice de modulación m es el cociente V_{out}/V_{dc} , y en un convertidor Buck coincide con el cociente entre en tiempo en estado ON y el periodo de conmutación. La caída de tensión depende de la temperatura del silicio. Haciendo una estimación pesimista para la temperatura, obtenemos V_{CE} de la Figura 15.3, izquierda. En nuestro ejemplo, las pérdidas de conducción del IGBT vienen dadas por la expresión:

$$P_{cI} = m \cdot I_{out} \cdot V_{CE} = 0,8 \cdot 200 \text{ A} \cdot 1,1 \text{ V} = 176 \text{ W}$$

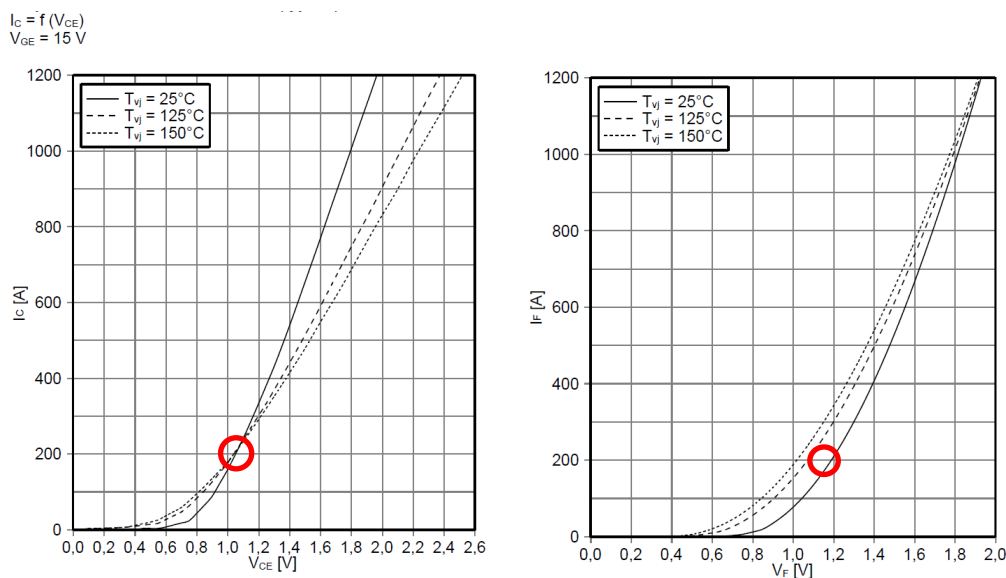


Figura 15.3. Curva características de salida del IGBT para una tensión puerta-emisor VGE de 15V (izquierda) y curva característica en directa de diodo (derecha)

Durante el estado OFF del IGBT, la corriente de salida del convertidor circula a través del diodo volante. Podemos estimar la caída de tensión en el diodo a partir de su curva de conducción (Figura 15.3, derecha). Al contrario que el transistor, el diodo tiene un coeficiente de temperatura negativo, por lo que consideramos una temperatura bastante menor para obtener V_F de la figura. En nuestro ejemplo, las pérdidas por conducción en el diodo vienen dadas por la expresión:

$$P_{cD} = (1-m) \cdot I_{out} \cdot V_F = (1-0,8) \cdot 200 \text{ A} \cdot 1,15 \text{ V} = 46 \text{ W}$$

NOTA: Si el convertidor trabaja con índice de modulación bajo a corriente máxima, las pérdidas en el diodo son mucho mayores.

Algunos fabricantes especifican V_{CE} y V_F sólo a nivel del dado de silicio, ya que son los datos relevantes para calcular las pérdidas en el silicio. Pero hay también una resistencia entre el dado de silicio y los terminales y las pérdidas asociadas han de ser tenidas en cuenta. En la hoja de datos, esta resistencia recibe el nombre de R_{CC+EE} y su valor es de 1,1 mΩ. En nuestro ejemplo, con $I_{out}=200 \text{ A}$ y $m=0,8$, las pérdidas en el IGBT son de $0,8 \cdot 1,1 \text{ m}\Omega \cdot 200 \text{ A} \cdot 200 \text{ A} = 35 \text{ W}$. Las pérdidas en diodo son de $0,2 \cdot 1,1 \text{ m}\Omega \cdot 200 \text{ A} \cdot 200 \text{ A} = 9 \text{ W}$.

Pérdidas por conmutación en el IGBT

La energía disipada E_{ON} y E_{OFF} en cada conmutación viene especificada en la hoja de datos. Hay gráficas para varias temperaturas de referencia T_{ref} , como 125°C o 150°C y para tensiones de bloqueo de referencia V_{ref} (Figura 14.4). Para otras temperaturas de silicio (T_J) o tensiones de bloque (V_{CE}) se pueden aplicar factores de corrección para estimar las pérdidas por conmutación:

$$P_{sI} = f_s \cdot (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot (1 + TC \cdot (T_J - T_{ref})) \cdot (V_{CE} / V_{ref})^{K_V}$$

Para transistores, TC es aproximadamente 0,003 K⁻¹ y K_V está entre 1,3 y 1,4. En nuestro ejemplo, $f_s=20$ kHz, $V_{CE}=250$ V y $T_J=90^\circ\text{C}$. Con estos datos resulta:

$$P_{sI} = 20.000\text{s}^{-1} \cdot (5+8) \cdot 10^{-3} \text{ J} \cdot (1+0,003 \cdot (90-125)) \cdot (250/300)^{1,35} = 182 \text{ W}$$

Ten en cuenta que las pérdidas por conmutación tienen una elevada dependencia con la resistencia de la puerta (Figura 15.4, derecha). Las pérdidas se pueden minimizar optimizando el diseño para conmutaciones muy rápidas. En cambio, la resistencia de la puerta aumentará mucho si por razones de ruido (EMC) necesitamos una conmutación más suave.

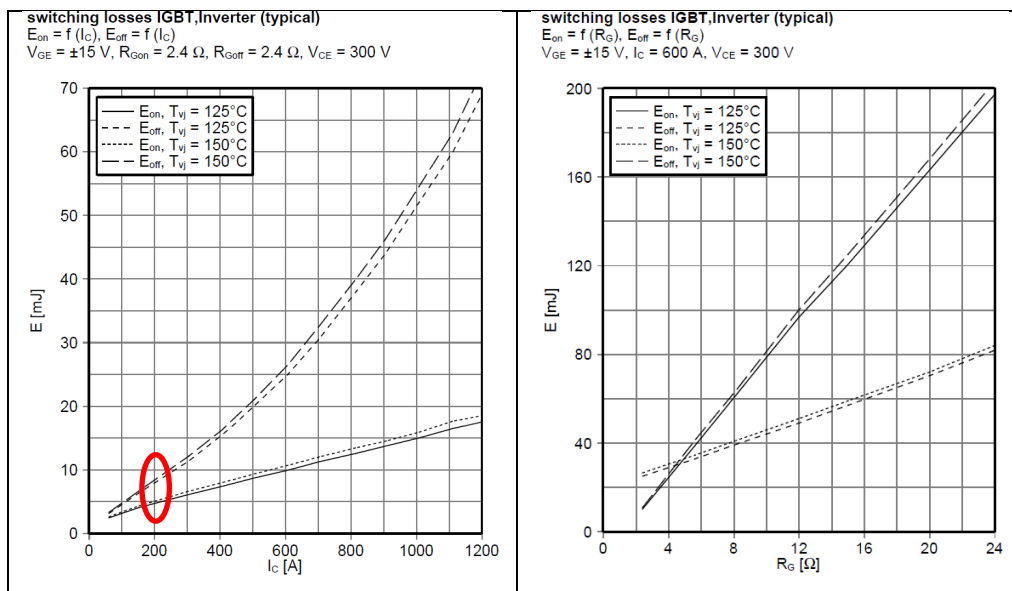


Figura 15.4. Pérdidas de conmutación en el IGBT para una tensión V_{GE} de ± 15 V

Pérdidas por conmutación en el diodo

La energía disipada E_{rec} en cada conmutación OFF se puede leer de gráficas en la hoja de datos (Figura 14.5, izquierda), para temperaturas del silicio T_{ref} (125°C y 150°C) y tensiones de bloque V_{ref} (300 V). Para otras temperaturas del silicio (T_J) y tensiones (V_{CE}) y se pueden aplicar factores de corrección. Las pérdidas de conmutación en el diodo se pueden calcular como:

$$P_{sD} = f_s \cdot E_{rec} \cdot (1 + TC \cdot (T_J - T_{ref})) \cdot (V_{CE} / V_{ref})^{K_V}$$

Para diodos, TC es aproximadamente 0,006 K⁻¹ y K_V está en torno a 0,6. En nuestro ejemplo, $f_s=20$ kHz, $V_{CE}=250$ V y $T_J=90^\circ\text{C}$. Con estos datos resulta:

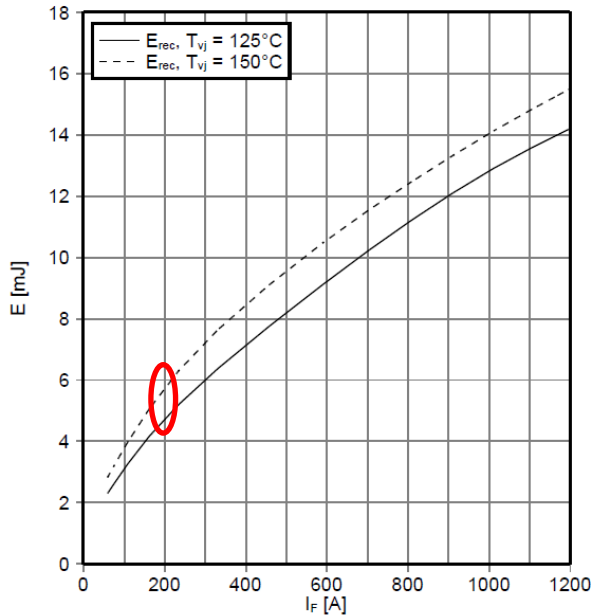
$$P_{sI} = 20.000\text{s}^{-1} \cdot 5 \cdot 10^{-3} \text{ J} \cdot (1+0,006 \cdot (90-125)) \cdot (250/300)^{0,6} = 71 \text{ W}$$

A diferencia del IGBT, una conmutación más suave (mayor resistencia R_G) reduce las pérdidas por conmutación del diodo volante (Figura 15.5, derecha).

switching losses Diode, Inverter (typical)

$$E_{rec} = f(I_F)$$

$$R_{Gon} = 2.4 \Omega, V_{CE} = 300 \text{ V}$$



switching losses Diode, Inverter (typical)

$$E_{rec} = f(R_G)$$

$$I_F = 600 \text{ A}, V_{CE} = 300 \text{ V}$$

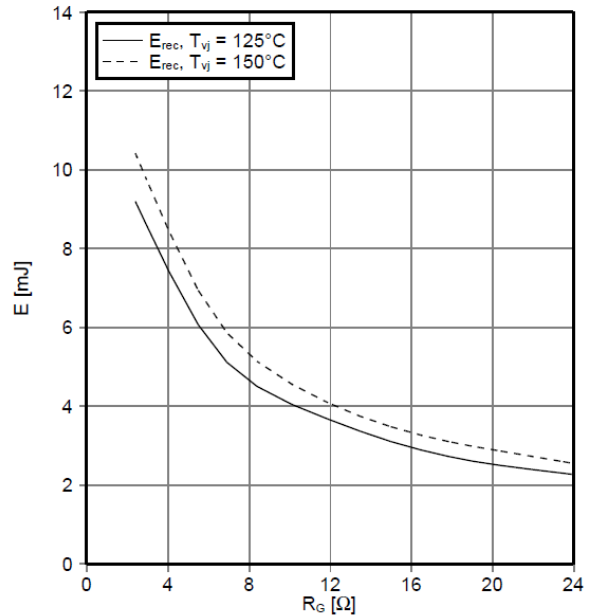


Figura 15.5. Pérdidas de conmutación en el diodo

Pérdidas totales en el IGBT y en el diodo

El módulo genera calor en el IGBT y en el diodo. Las pérdidas en el IGBT (P_I) y en el diodo (P_D) viene dadas por las expresiones:

$$P_I = P_{cI} + P_{sI} = 176 \text{ W} + 182 \text{ W} = 358 \text{ W}$$

$$P_D = P_{cD} + P_{sD} = 46 \text{ W} + 71 \text{ W} = 117 \text{ W}$$

Estos cálculos son necesarios para estimar las temperaturas en el silicio (página 137). Las pérdidas en la resistencia de los terminales R_{CC+EE} deben ser tenidas en cuenta también (P_{term}), dando lugar a una potencia total disipada en el módulo P_M de:

$$P_M = P_I + P_D + P_{term} = 358 \text{ W} + 117 \text{ W} + 44 \text{ W} = 519 \text{ W}$$

Este cálculo permite determinar las pérdidas totales y la eficiencia del convertidor.

Día 15. Transferencia de calor en módulos de potencia

Los contenidos de hoy son traducción del inglés de la sección 3 del artículo “Thermal Design of Power Electronic Circuits”, cuyo autor es R. Künzi del Paul Scherrer Institute, en Villigen, Suiza.

La obra original de R. Künzi está disponible en <https://arxiv.org/abs/1607.01578>, publicado bajo licencia Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0).

Encapsulados

Las pérdidas que aprendimos a calcular ayer se originan en el silicio y deben ser transferidas al entorno por medio de disipadores. En función de la potencia a disipar se usan distintos encapsulados (Figura 16.1). Para elementos discretos montados sobre el PCB, el calor fluye a través de conexiones eléctricas y/o por convección. Las pistas del PCB pueden usarse para difundir el calor a un área mayor o para conducirlo a un disipador o a la envolvente del equipo. La temperatura resultante del silicio es difícil de estimar con precisión, y requiere modelos térmicos detallados de los componentes y del PCB y largas simulaciones. La alternativa es el conocido método de prueba y error.

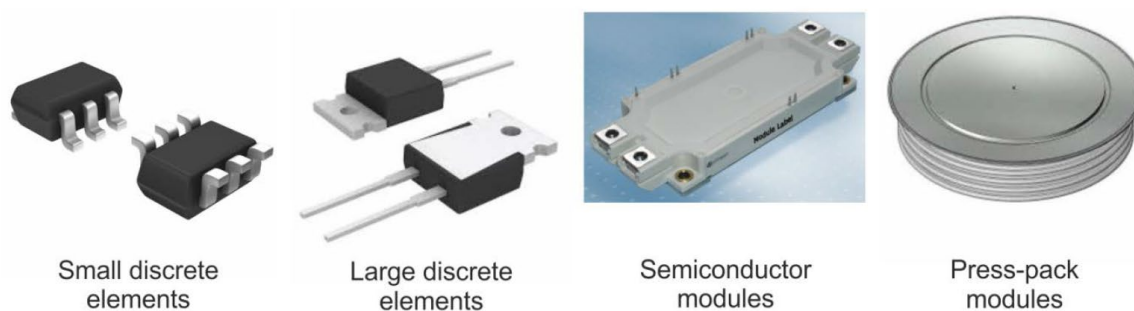


Figura 16.1. Distintos encapsulados para dispositivos semiconductores

El valor de la resistencia térmica entre el silicio y el encapsulado puede encontrarse en la hoja de datos. Los elementos discretos suelen tener superficies de disipación, que pueden soldarse a un pad de cobre en el PCB o montarse sobre un disipador, pero que no suelen ser aisladas. Los módulos de mayor tamaño tienen superficies de disipación aisladas a través de las que se conduce la mayor parte de calor generado.

Otra posibilidad, en los módulos de mayor tamaño, son los encapsulados que se montan a una estructura por presión. Tienen superficies de contacto de área elevada y sirven tanto para realizar conexiones térmicas como eléctricas.

La Figura 16.2 muestra la sección típica de un módulo aislado y un módulo montado por presión. En el módulo aislado, el calor fluye desde el silicio a través de aislante cerámico y de las superficies metálicas de unión hasta la base de cobre. En el caso de módulos montados por presión no hace falta aislante cerámico ni superficies metálicas de unión, por lo que transferencia de calor es más eficiente. Otra ventaja de este segundo caso es que el módulo puede refrigerarse por ambos lados, que se encuentran a diferentes tensiones eléctricas, generalmente ninguna de ellas a masa.

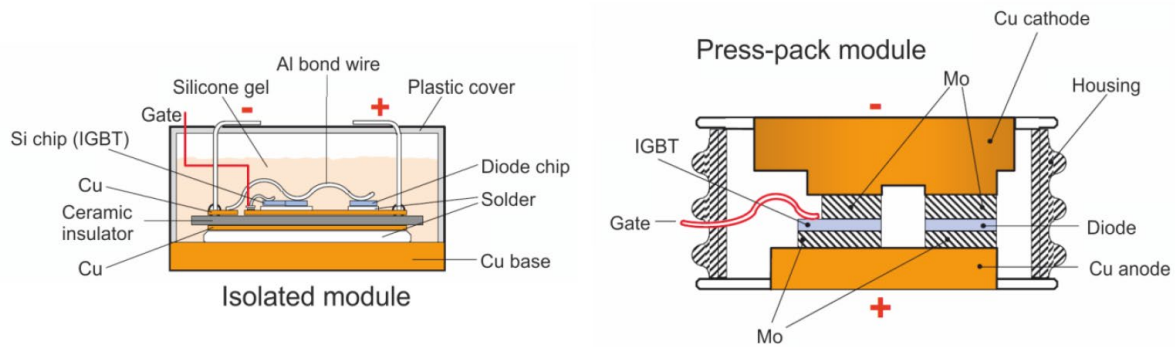


Figura 16.2. Sección típica para diferentes tipos de encapsulado

Temperaturas estacionarias

Las pérdidas en el IGBT y en el diodo volante provocan un gradiente de temperaturas en la red de resistencias térmicas (ver Figura 16.3). En estado estacionario, pérdidas, temperatura ambiente y temperaturas en el módulo son constantes.

La resistencia térmica R_{thJC} (*junction to case*) para el IGBT y el diodo puede encontrarse en la hoja de datos (Nota: en la hoja de datos, la base de cobre de un módulo aislado se considera también “*case*”). La resistencia térmica R_{thCH} (*case to heat sink*) aparece también en la hoja de datos. Su valor depende no sólo del módulo, sino también del montaje sobre el disipador. Como las superficies presentan cierta rugosidad, lo que empeora el contacto térmico por la aparición de huecos llenos de aire, se debe usar un material de interfaz térmico que rellene estos huecos y mejore el contacto térmico. Como referencia, puedes consultar la nota de aplicación [7]. La resistencia térmica R_{thHA} (*heat sink to ambient*) puede obtener experimentalmente o puede ser proporcionada por el fabricante.

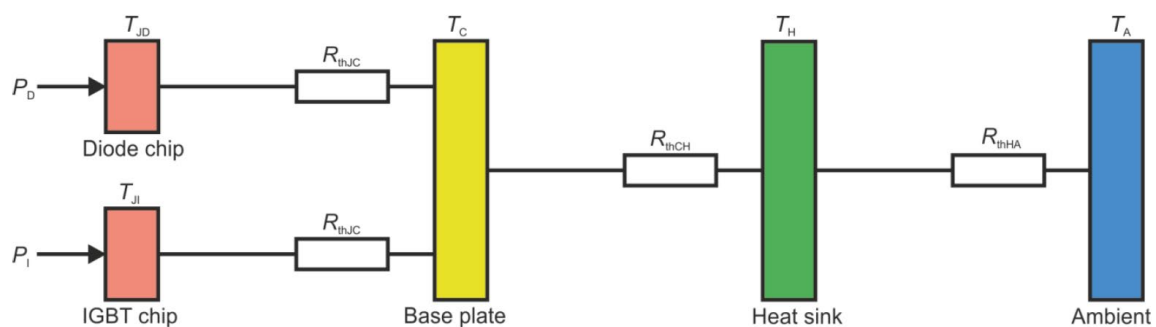


Figura 16.3. Flujo del calor del silicio al ambiente

A partir de estos valores de las resistencias térmicas se puede hacer una estimación sencilla de temperaturas en los diferentes puntos de la estructura.

En el ejemplo que iniciamos ayer, las pérdidas en el IGBT (P_i) era de 358 W y en el diodo (P_D) de 117 W. La hoja de datos especifica valores de resistencias térmicas $R_{thJC}=0,09 \text{ }^\circ\text{C/W}$ para el IGBT y de $0,15 \text{ }^\circ\text{C/W}$ para el diodo. El valor de R_{thCH} es de $0,009 \text{ }^\circ\text{C/W}$ y para R_{thHA} asumimos $0,1 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Los valores se han recogido en la Figura 15.4.

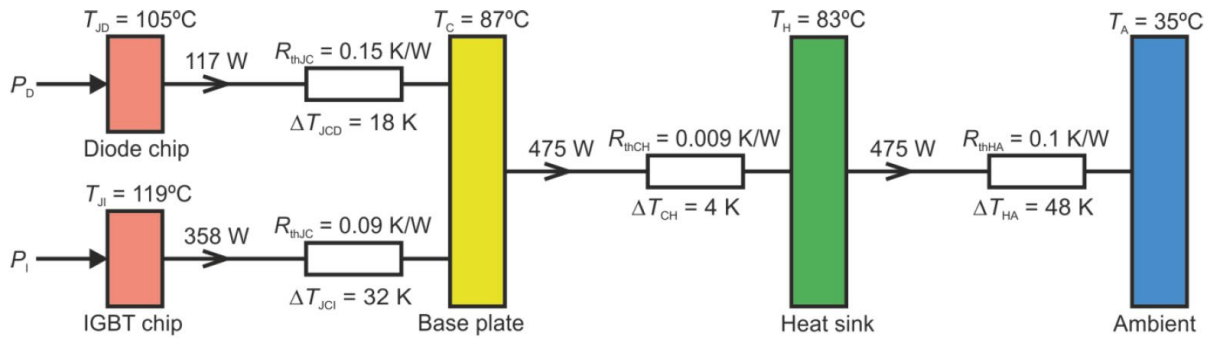


Figura 16.4. Flujo de potencia para el ejemplo

Las diferencias de temperatura en cada resistencia se obtienen multiplicando el valor de la resistencia por el flujo de calor en vatios. La Figura 16.4 muestra estas diferencias y las temperaturas en cada nodo del modelo, asumiendo una temperatura ambiente de 35°C .

Según la hoja de datos, el IGBT puede operarse con temperatura del silicio de hasta 150°C . Los cálculos de pérdidas y resistencias térmicas que hemos hecho no son muy exactos, y habría que incluir el efecto de derivas a largo plazo de los parámetros. Por tanto, es razonable dejar un margen de seguridad de al menos 25°C . En el ejemplo el margen es de 31°C , cerca del límite que hemos definido. Por lo general, una menor temperatura de operación aumenta el MTBF (tiempo medio entre fallos) y la fiabilidad a largo plazo. Como diseñadores, debemos llegar a un equilibrio entre coste, prestaciones y fiabilidad.

Impedancia térmica en transitorios

Los cálculos de la sección anterior son aproximaciones razonables sólo para el estado estacionario. Si las pérdidas presentan variaciones temporales (ya sean pulsadas u oscilantes) debemos usar la **impedancia térmica** en lugar de la resistencia térmica.

La Figura 16.2, izquierda, debe considerarse ahora como una secuencia de capacidades térmicas (silicio-metal-cerámica-metal-base de cobre) interconectadas por resistencias térmicas. Esto da lugar a un modelo conocido como **modelo de Cauer**, modelo en T o en escalera (Figura 16.5). Este modelo requiere un conocimiento preciso de las características del material de cada capa. Es un modelo físico: cada resistencia y capacidad térmica del circuito representan una propiedad de los materiales.

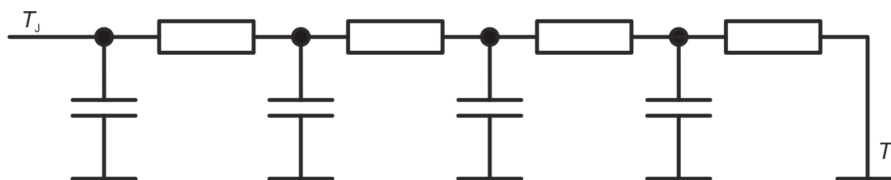


Figura 16.5. Modelo de Cauer

Los fabricantes, en cambio, suelen proporcionar un modelo térmico distinto, conocido como **modelo de Foster** o modelo en pi (Figura 16.6). Este modelo no representa la realidad física de la estructura de capas de material. Se obtiene tras un proceso de ajuste de la curva de enfriamiento del sistema a una suma de exponenciales decrecientes. Por tanto, las resistencias y capacidades térmicas del circuito no tienen equivalencia física con la realidad.

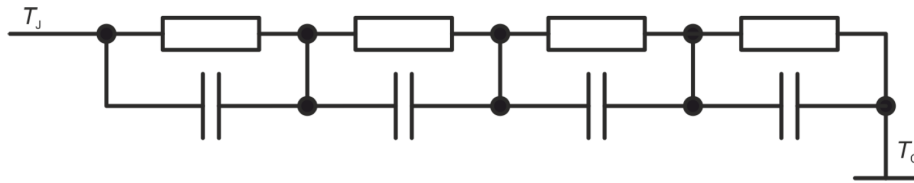


Figura 16.6. Modelo de Foster

El modelo de Foster, que suele encontrarse en las hojas de datos, en nuestro caso en la Figura 11 de la referencia [6], da lugar a impedancia térmica en función del tiempo de la forma:

$$Z_{thJC}(t) = \sum_{i=1}^n r_i \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right)$$

La suma de las resistencias térmicas r_i da lugar a la resistencia térmica de estado estacionario R_{thJC} . Las constantes térmicas varían en el rango 10-100 ms. Si las fluctuaciones de potencia son más rápidas que la constante térmica, lo que ocurre por ejemplo con las pérdidas por conmutación, podemos simplificar los cálculos y considerar la potencia media, tal y como hicimos cuando calculábamos el estado estacionario.

Una vez conocemos el valor de las pérdidas y de la temperatura de la placa de cobre en función del tiempo, la temperatura del silicio puede estimarse como:

$$T_j(t) = P(t) \cdot Z_{thJC}(t) + T_c(t)$$

Para más información sobre la impedancia térmica transitoria, puedes consultar la referencia [8], de donde provienen las figuras 16.5 y 16.6.

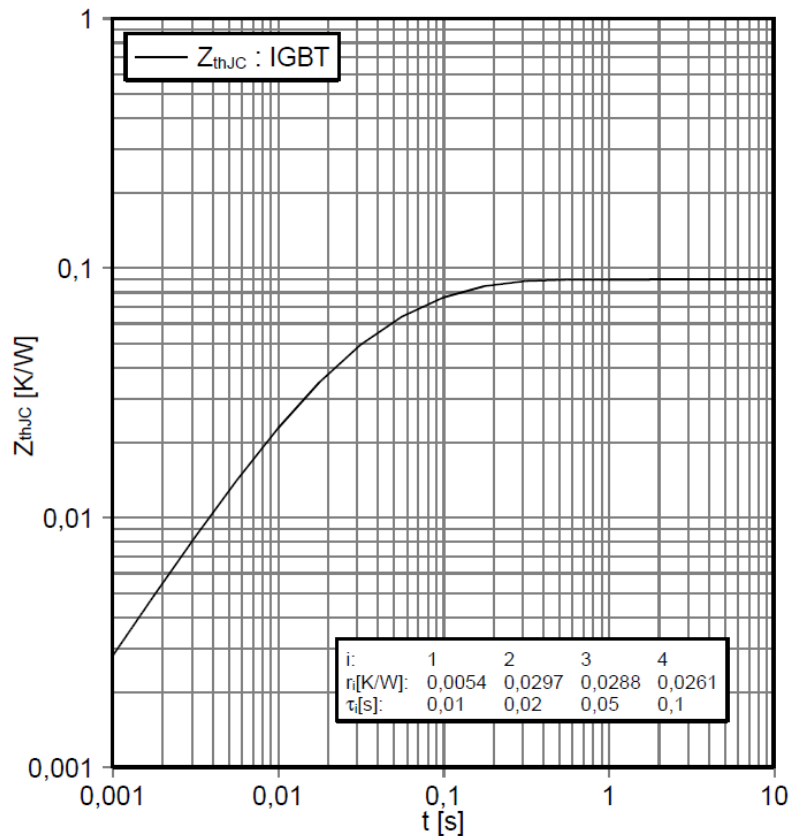


Figura 16.7. Impedancia térmica transitoria del IGBT

Oscilaciones térmicas

Cuando las temperaturas del silicio y del encapsulado oscilan, hay que considerar la fatiga de los materiales. El problema reside en los distintos coeficientes de expansión térmicos de los materiales y el estrés mecánico resultante (ver Tabla 16.1 y Figura 16.2).

Tabla 16.1. Coeficientes de expansión térmica de diferentes materiales

Material	Expansion coefficient ($10^{-6}/\text{K}$)
Silicon	4.1
Copper	17
Aluminium	24
Molybdenum	5
Solder	15–30
Ceramic	5–9

Ciclos térmicos

Las oscilaciones de temperatura de la placa se conocen como ciclos térmicos. La unión entre el aislante cerámico y la placa de cobre tiene un área elevada y una elevada conductividad térmica. Los coeficientes de expansión para el cobre y el material de unión son bastante cercanos, pero el coeficiente del material cerámico difiere en un factor dos o mayor. Esto provoca estrés mecánico en las uniones metálicas, que causa un envejecimiento acelerado. Con el tiempo acaba aumentando la resistencia térmica, las oscilaciones térmicas se hacen incluso mayores y finalmente el dispositivo acaba fallando.

Los problemas asociados a los ciclos térmicos pueden evitarse empleando refrigeración por agua y con una temperatura de entrada del agua constante, lo que mantiene la temperatura del disipador y de la placa de cobre razonablemente constante.

Ciclos de potencia

Denominamos así a las oscilaciones en la temperatura del silicio. Los coeficientes de dilatación térmica del aluminio (hilos de *bonding*) y el silicio difieren en un factor 6. Cuando la temperatura oscila se produce un estrés mecánico en la soldadura del hilo de aluminio. Pasado un tiempo, los hilos de *bonding* comienzan a despegarse, provocando un aumento de la caída de tensión V_{CEsat} , causa de mayores pérdidas y de mayores oscilaciones de temperatura. Finalmente, el dispositivo falla.

Los encapsulados por presión no tienen hilos de *bonding* en sus conexiones principales y son por tanto menos sensibles a estrés debido a ciclos de potencia.

A mediados de la década de los años 90 se llevó a cabo un estudio en el marco del proyecto LESIT en el que se estudió el efecto de oscilaciones de potencia a tres temperaturas ambiente sobre módulos estándar con placa de cobre. La Figura 16.8 recoge los resultados (T_m es la temperatura del medio).

Han pasado más de 20 años en los que el desarrollo de los encapsulados ha avanzado y en determinados casos los resultados con dispositivos actuales serían mejores. No obstante, en primera aproximación, los resultados del proyecto LESIT todavía son de interés.

Experiencia práctica con ciclos de potencia

La corriente de salida de una fuente de alimentación conmutada de un elemento de control de un sincrotrón en el Instituto Paul Scherrer en Suiza, el SLS (Swiss Light Source), oscila con periodo de 320 ms (es decir, con una frecuencia de 3,125 Hz) de cero, a corriente máxima y de nuevo a corriente cero. Esta fuente de alimentación estuvo activa durante 4 años ininterrumpidamente. Posteriormente, durante 3,5 años, permaneció activa sólo durante un corto tiempo cada periodo de 100 s, estando en *stand-by* el resto del tiempo. El número de fallos aumentó en este segundo modo de operación, lo que es una clara señal de un problema de envejecimiento sistemático y reproducible, probablemente debido a ciclos de potencia.

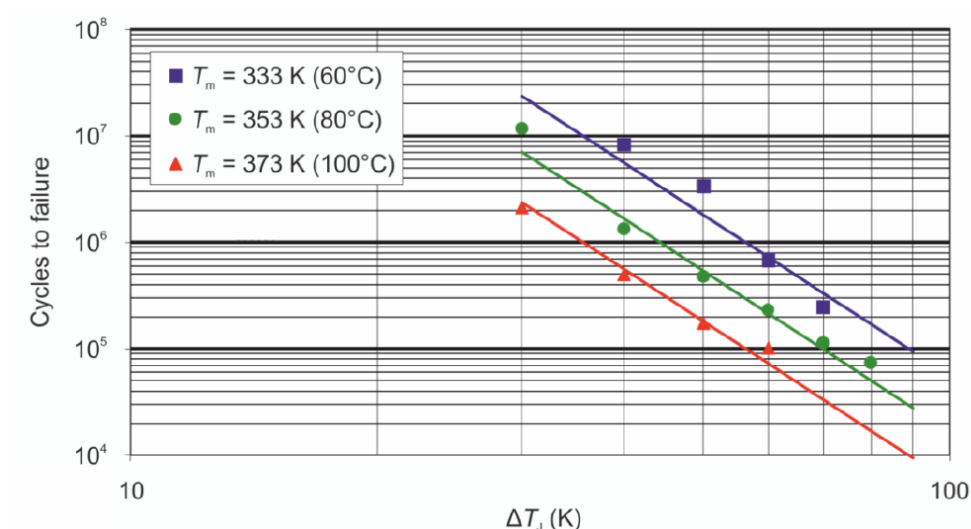


Figura 16.8. Resultados del proyecto LESIT

Combinando medidas y simulaciones se obtiene la gráfica de temperatura de la Figura 16.9. En el estado de *stand-by*, la temperatura del IGBT se acerca a la de la entrada de agua de refrigeración, de 30°C . Una vez cada 100 s, la temperatura del dispositivo aumenta de 30°C hasta 86°C . Durante aproximadamente 5 s se produce una segunda oscilación que se superpone a la primera, con un periodo de 320 ms, en el que la temperatura del silicio oscila entre 68°C y 82°C . La pregunta es, ¿cuál de las dos oscilaciones es la causa del aumento de la tasa de fallos en el IGBT?

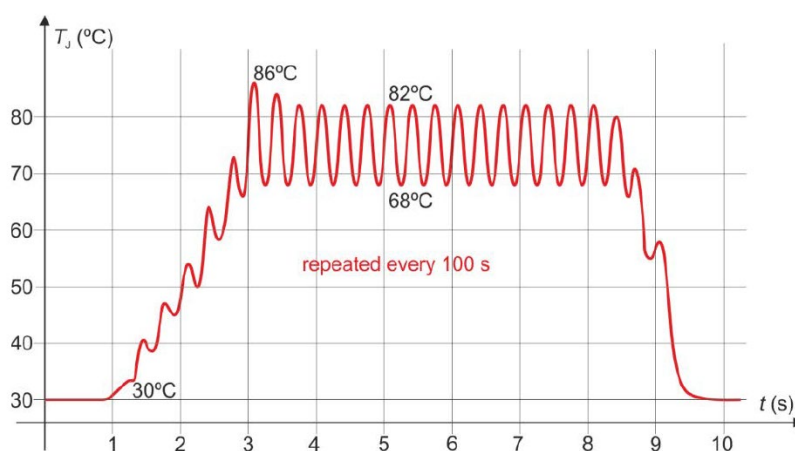


Figura 16.9. Ejemplo práctico de excusión de la temperatura del silicio de un IGBT

La oscilación de 320 ms presenta una temperatura media de 75°C y una amplitud pico a pico de 14°C . Extrapolando los resultados del estudio LESIT (línea de puntos en la Figura 16.10), podemos esperar una vida media de $5 \cdot 10^8$ ciclos. Durante los primeros 4 años de operación continua (40 semanas por año) se acumularon $3 \cdot 10^8$ ciclos. Durante los siguientes 3,5 años (40 semanas por año, 16 ciclos cada 100 s) se acumularon otros $1,5 \cdot 10^7$ ciclos, dando un total de $3,2 \cdot 10^8$ ciclos. Esto está bastante por debajo de la vida media esperada. Además, cabe dudas de si la extrapolación de los resultados de LESIT es adecuada.

La oscilación de 100 s tiene una temperatura de 58°C y una amplitud pico a pico de 56°C . Interpolando los resultados de LESIT (mira la línea punteada en la Figura 16.11) podemos esperar una vida media de 10^6 ciclos. Durante los 4 años de operación continua apenas hubo algunos ciclos. Durante los siguientes 3,5 años (40 semanas por año, un ciclo cada 100 s) se acumularon $8,5 \cdot 10^5$ ciclos. Esto se acerca bastante más a la vida media esperada y es posiblemente la causa de fallos en el IGBT.

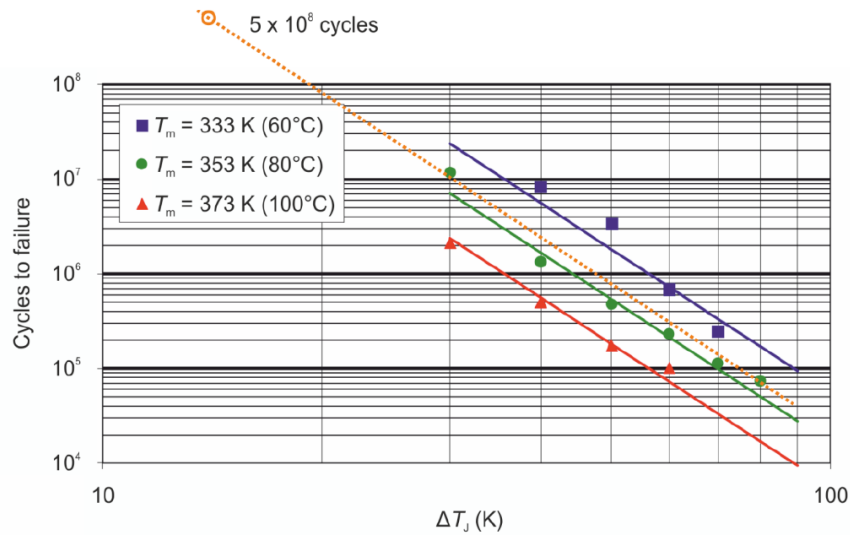


Figura 16.10. Extrapolación de los resultados de LESIT para ciclos de 320 ms

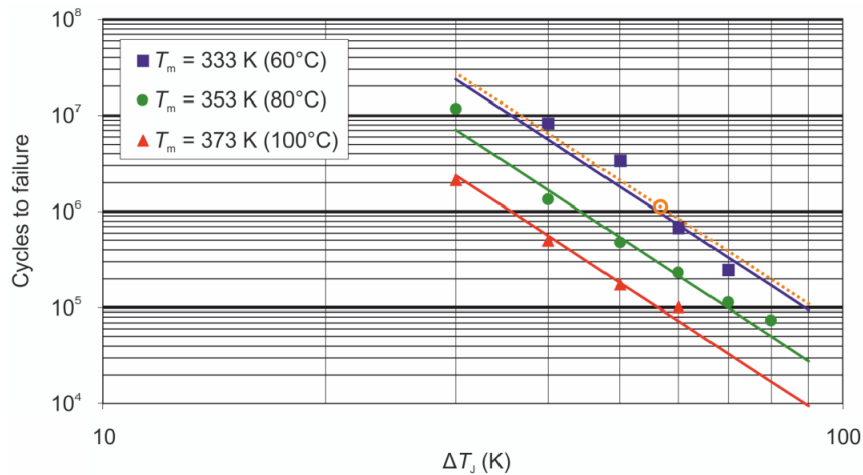


Figura 16.11. Interpolación de los resultados de LEIST para ciclos de 100 s

Ejemplo práctico: diseño térmico de un PCB

El PCB de un convertidor de 10 A, 24V desarrollado para una instalación científica en el Instituto Paul Scherrer en Suiza, ocupa 100 x 160 mm². El cálculo de las temperaturas del silicio es difícil y requeriría una simulación térmica detallada de todo el PCB. En su lugar, se diseñó un primer prototipo, se midió la distribución de temperaturas en el PCB y se hicieron mejoras en el diseño. La Figura 16.12 muestra una imagen térmica del primer prototipo. Muestra una distribución muy poco homogénea con varios *hot spots*, alcanzado hasta 117°C.

Por razones de EMC, el PCB debe estar rodeado de una envolvente metálica. Uno de los objetivos del proyecto era diseñar un convertidor que no requiriera ventilación forzada. Para ello, debe usarse la envolvente metálica como disipador y realizar varias modificaciones en el diseño para transferir el calor de los *hot spots* a la envolvente.

La conductividad térmica de los materiales empleados un PCB presenta una gran variación. El sustrato del PCB es un orden de magnitud mejor que el aire, pero tres órdenes de magnitud peor que los metales. El uso de láminas conductoras térmicas es inevitable para producir aislamiento eléctrico, aunque sus prestaciones térmicas dejan mucho que desear. La estrategia es transferir tanto calor a través de metales como sea posible.

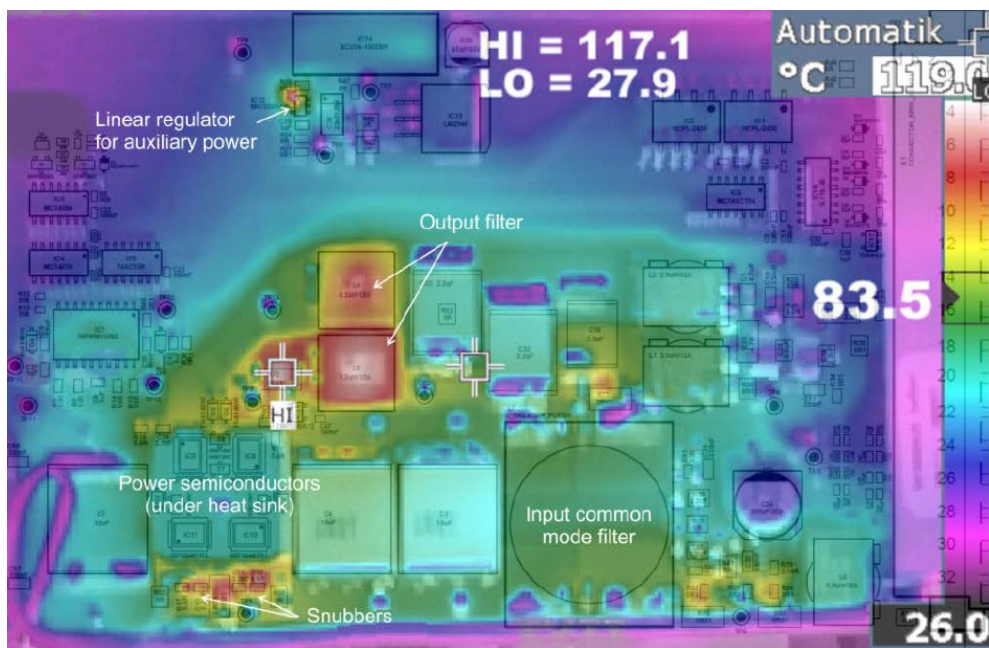


Figura 16.12. Imagen térmica del primer prototipo

Tabla 16.2. Conductividad térmica para varios materiales

Material	Thermal conductivity λ (W/K m)
Gold	318
Silver	429
Copper	401
Aluminium	237
Steel	50
Heat-transfer foil	2
PCB core material (FR-4)	0.3
Air	0.025

Los cuatro MOSFETs del convertidor van montados en la cara *top* del PCB en un área de aproximadamente $2 \times 2 \text{ cm}^2$. A plena carga las pérdidas son de aproximadamente 10W. El espesor del PCB es de 1,6 mm. La resistencia térmica entre las caras *top* y *bottom* para esos 4 cm² es de:

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda \cdot A} = \frac{1.6 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{0.3 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}} \cdot 4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} = 13.3 \text{ K/W}$$

Esto provoca una diferencia de temperatura entre *top* y *bottom* de:

$$\Delta T = R_{th} \cdot P = 13.3 \frac{\text{K}}{\text{W}} \cdot 10 \text{ W} = 133 \text{ K.}$$

Por tanto, no basta con la conductancia térmica del PCB. Podemos usar vías rellenas de pasta de soldadura para reducir la resistencia térmica entra ambas caras del PCB.

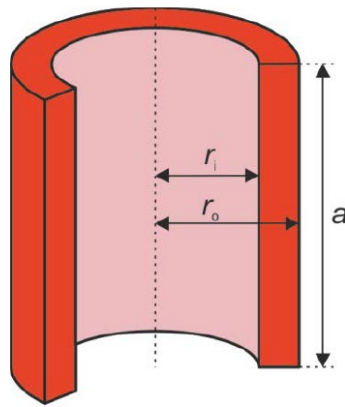


Figura 16.13. Geometría de una vía

El espesor de la metalización de la vía es de 25 micras (175 micras de radio externo r_o y 150 micras de radio interno r_i). La longitud de la vía, a , es de 1,6 mm. La sección es entonces de:

$$A = (r_o^2 - r_i^2) \cdot \pi = (0.175^2 - 0.15^2) \text{ mm}^2 \cdot \pi = 0.0255 \text{ mm}^2$$

La resistencia térmica de una única vía es de:

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda \cdot A} = \frac{1.6 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{401 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}} \cdot 0.0255 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 157 \text{ K/W}$$

En un área de 4 cm² hay espacio suficiente para 64 vías en paralelo, reduciendo la resistencia térmica a 2,45 °C/W. Esta resistencia térmica queda a su vez en paralelo con la del material base del PCB (13,3 C/W), por lo que la diferencia de temperatura ente *top* y *bottom* es de unos aceptables 20,7 °C:

$$\Delta T = R_{th} \cdot P = \frac{1}{\frac{1}{13.3 \frac{\text{K}}{\text{W}}} + \frac{1}{2.45 \frac{\text{K}}{\text{W}}}} \cdot 10 \text{ W} = 20.7 \text{ K}$$

En el primer prototipo, sólo había una capa de 70 micras de espesor (Figura 15.14, izquierda). En el diseño final (Figura 16.14, derecha) hay una capa de 105 micras tanto en *top* como en *bottom* y dos capas adicionales de 35 micras en el interior. Estas cuatro capas están térmica y eléctricamente conectadas. El resultado es una reducción de densidad de corriente en las interconexiones y una difusión lateral eficiente de calor en el PCB, así como entre las capas *top* y *bottom*. El espesor final de PCB se redujo a 1,4 mm.

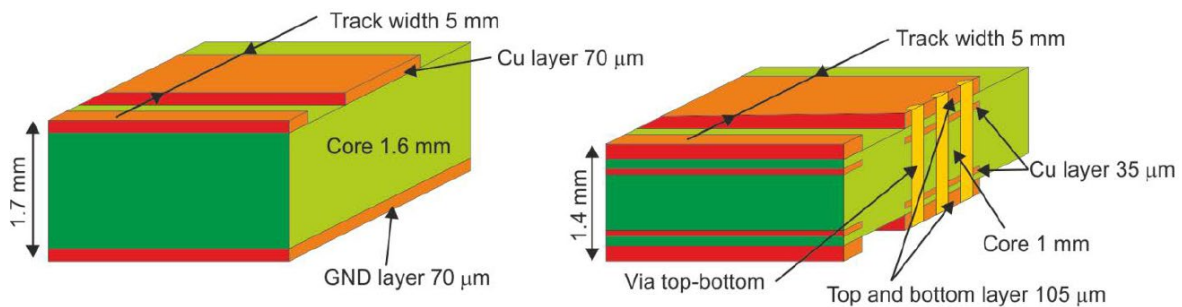


Figura 16.14. Estructura del PCB original (izquierda) y final (derecha)

La Figura 16.15 muestra la sección del PCB en la principal fuente de calor (los MOSFET) y su modelo térmico equivalente. Los MOSFET llevan placas metálicas montadas para evacuar el calor, y un disipador atornillado sobre dichas placas. Las placas y la capa *bottom* del PCB están aisladas eléctricamente por medio de un material de transferencia térmica. El calor es evacuado al ambiente a través de tres caminos en paralelo:

- A través del PCB y de una barra de aluminio

- A través del disipador
- A través del tornillo de fijación del disipador

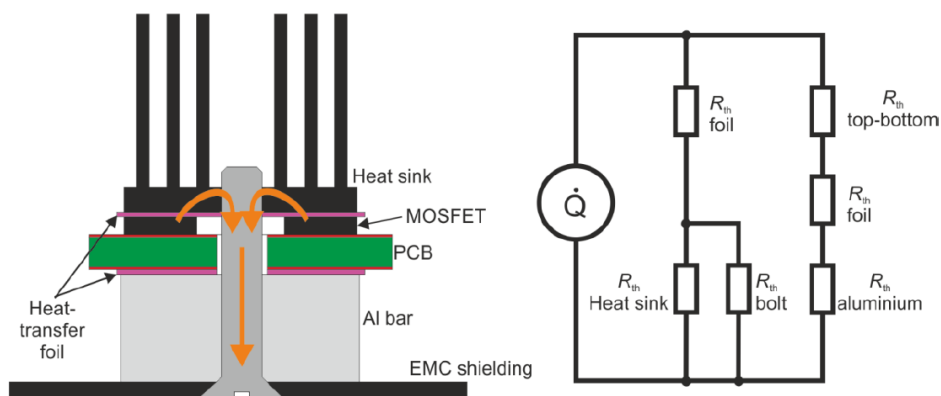


Figura 16.15. Sección de la estructura (izquierda) y modelo térmico (derecha)

La Figura 16.16 muestra la cara *bottom* del PCB final. En total, tres barras de aluminio transfieren el calor a la envolvente metálica. Entre las barras y los pads de cobre en el PCB hay una capa aislante de transferencia térmica.

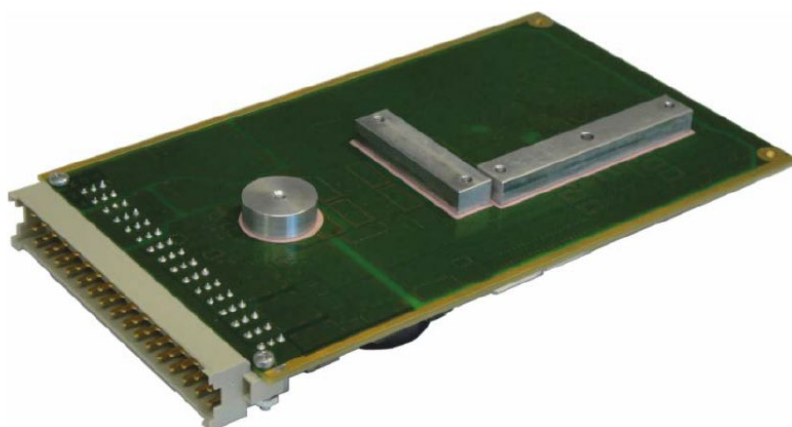


Figura 16.16. Cara inferior del PCB

Tal y como se puede ver en la Figura 16.12, hay varios componentes que dan lugar a *hot spots*. En la segunda versión del diseño se han cambiado cuatro componentes para eliminar estos puntos calientes. La Figura 16.17 muestra la ubicación de estos componentes en el PCB:

1. Un convertidor auxiliar DC/DC 24V/15V en tecnología THT (*through hole technology*) con encapsulado plástico ha sido reemplazado por otro modelo con encapsulado metálico SMD con mejor comportamiento térmico.
2. Dos choques de 8,2 μ H/13A han sido reemplazados por cuatro choques de 3,9 μ H/12A, aumentando así el área.
3. Un regulador lineal de 15V a 5V ha sido reemplazado por otro conmutado, mucho más eficiente.
4. Las resistencias de la red *snubber* se han reemplazado por otras de 2W, de mayor tamaño y con mejores características térmicas.

La Figura 16.18 muestra una imagen térmica del diseño final. Muestra una distribución mucho más homogénea. La mayor parte del PCB se encuentra entre 50°C y 65°C, y el resto está cerca de la temperatura ambiente. No se observan puntos calientes.

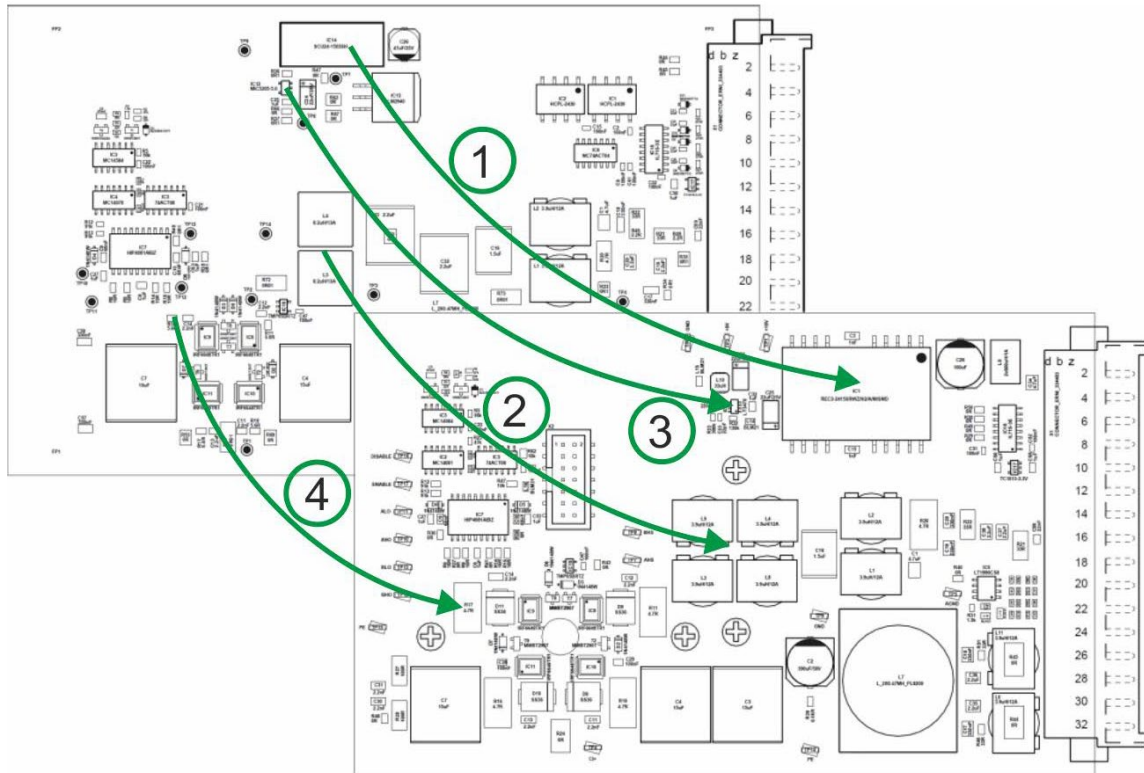


Figura 16.17. Cambio de cuatro componentes que daban lugar a puntos calientes

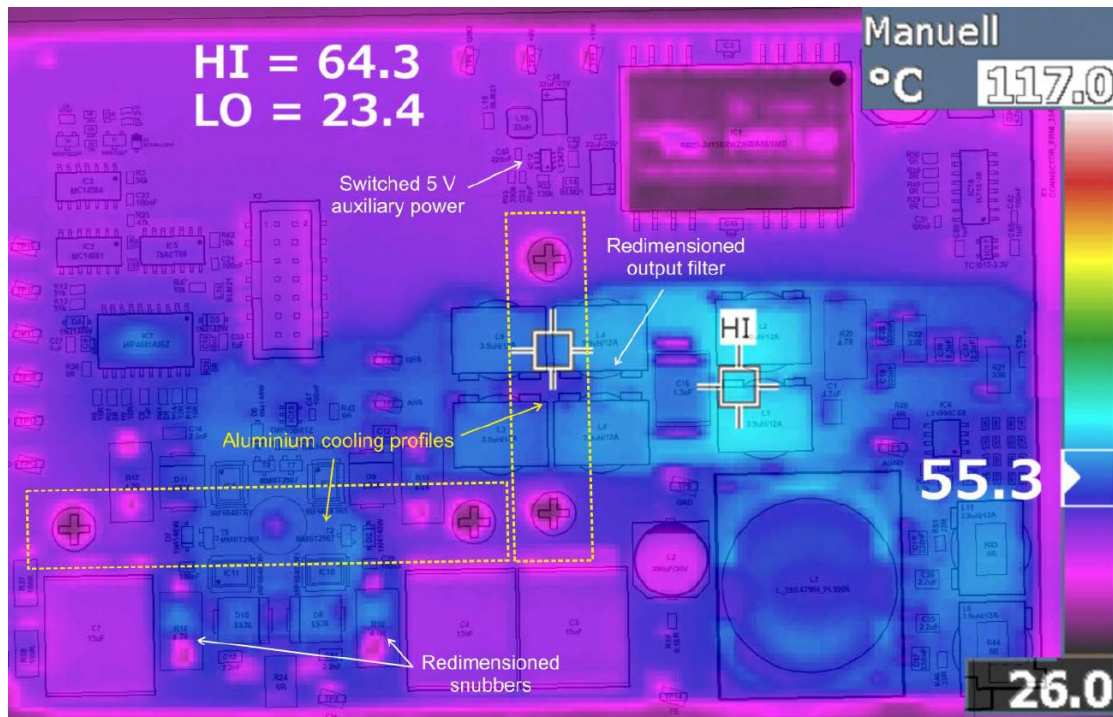


Figura 16.18. Imagen térmica del diseño final

Día 16. Efectos de la temperatura

Hoy vamos a mencionar los modos de fallo más importantes en un producto electrónico relacionados no sólo con la temperatura, sino con los ciclos de temperatura. La comprensión de estos fenómenos nos ayudará a prevenir su aparición o severidad.

Cada campo de aplicación y cada tipo de producto será más propenso a desarrollar unos tipos u otros de fallos, pero en general podemos destacar dos como los más usuales: fallos en las soldaduras por ciclos térmicos y fallos en los condensadores.

Un par de definiciones sobre fiabilidad y fallos

La **fiabilidad** se define como la capacidad de un producto de funcionar bajo unas determinadas condiciones y durante un periodo especificado de tiempo con una tasa de fallos aceptable (IPC/JEDEC 9701). Qué tasa de fallos es aceptable depende del tipo de aplicación. No es lo mismo un producto de consumo que uno para el sector aeronáutico. La fiabilidad (*reliability*) de un elemento (ya sea un componente o el sistema completo) en el instante t se expresa como:

$$R(t) = 1 - F(t)$$

$R(t)$ expresa la probabilidad de que en el instante t el elemento siga funcionando, mientras que $F(t)$ es la probabilidad de que en el instante t el elemento haya fallado. De modo que hablar de fiabilidad o de tasa de fallos es equivalente, siendo una complementaria de la otra.

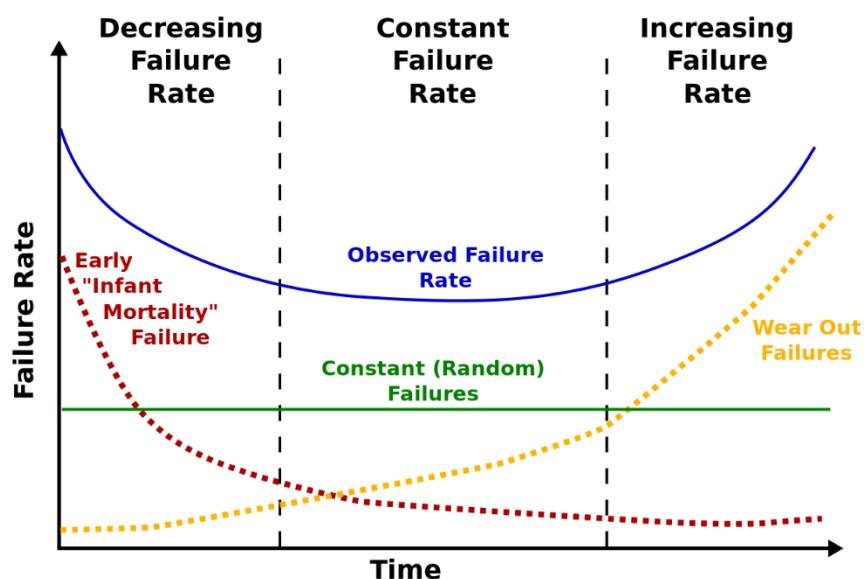


Figura 17.1. Curva de tasa de fallos mostrando sus tres componentes clásicos: mortalidad infantil, fallos por desgaste y fallos constantes con el tiempo (imagen de dominio público, fuente: Wikipedia)

Se suele distinguir entre tres componentes que conforman la curva $R(t)$ denominada, por su forma, curva de bañera:

- Inicialmente, la tasa de fallos es elevada y decrece rápidamente. Es la fase de **mortalidad infantil**, debida a componentes y procesos de fabricación con fallos que no fueron detectados durante la inspección y la prueba del producto.
- Durante gran parte de la vida de producto nos encontramos en la zona de **tasa de fallos constante** y baja.
- Finalmente, a medida que vamos superando la vida útil de los componentes, entramos en la **fase de desgaste** (*wear out*), en la que la tasa de fallos aumenta con el tiempo.

En un producto electrónico la segunda fase puede llegar a ser corta o inexistente; ya que la tercera fase, la de desgaste, comienza ya desde el inicio debido a fallos producidos en las vías y en las soldaduras. El estrés térmico, que se acumula ciclo a ciclo, causa daño en los **taladros metalizados y vías**, comenzando a acumularse el efecto de pequeñas roturas ya en el proceso de montaje de los componentes en el horno de soldadura.

Es habitual encontrar la fiabilidad expresada como el tiempo medio entre fallos (MTBF). Se trata de parámetros estadísticos, aplicables a cantidades elevadas de unidades, no a una única unidad. Por ejemplo, un MTBF de 80.000 horas, si tenemos cien unidades, indica que podemos esperar que falle alguna unidad cada 800 horas, alrededor de un mes.

¿Cómo se relacionan fiabilidad y tasa de fallos con el parámetro MTBF?

$$R(t) = e^{-t/MTBF}$$

Fíjate en que cuando $t=MTBF$, $R(t) = e^{-1} = 0,3677$. Es decir, la probabilidad de que un dispositivo sobreviva a su MTBF es sólo del 36,77%.

Aplicado a una única unidad, si $MTBF=80.000$ horas, si consideramos un tiempo de operación de un año (8760 horas), $R(t) = e^{-t/MTBF} = 0,896$. Es decir, la probabilidad de que el que el componente siga funcionando después de un año de operación ininterrumpida es del 89,6%.

La Figura 17.2 recoge los resultados del informe [9], donde la temperatura (ya sea por valores elevados o por ciclos térmicos) supone la principal causa de fallos en la electrónica en aviación, con un 55%.

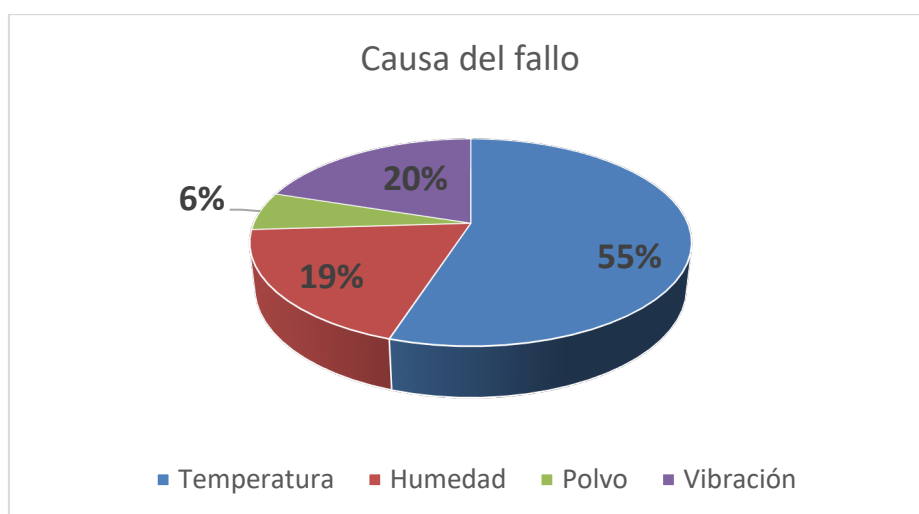


Figura 17.2. Principales causas de fallo de electrónica en aviación

Fallos por estrés térmico en el PCB

Fallos en taladros metalizados y vías por estrés térmico

La diferencia entre los coeficientes de expansión térmica (CET) del cobre y de la resina epoxi produce tensiones en vertical (Figura 17.3), provocando, ciclo térmico tras ciclo térmico, roturas en el cilindro metalizado [10], o *barrel cracks*. Este efecto es menor en el plano horizontal, ya que en este caso influye la fibra de vidrio (que está tejida en este plano), reduciendo el CET promedio del sustrato y acercándolo más al del cobre. Las tensiones en vertical son también responsables de las roturas en los pads en capas externas (*corner cracks*).

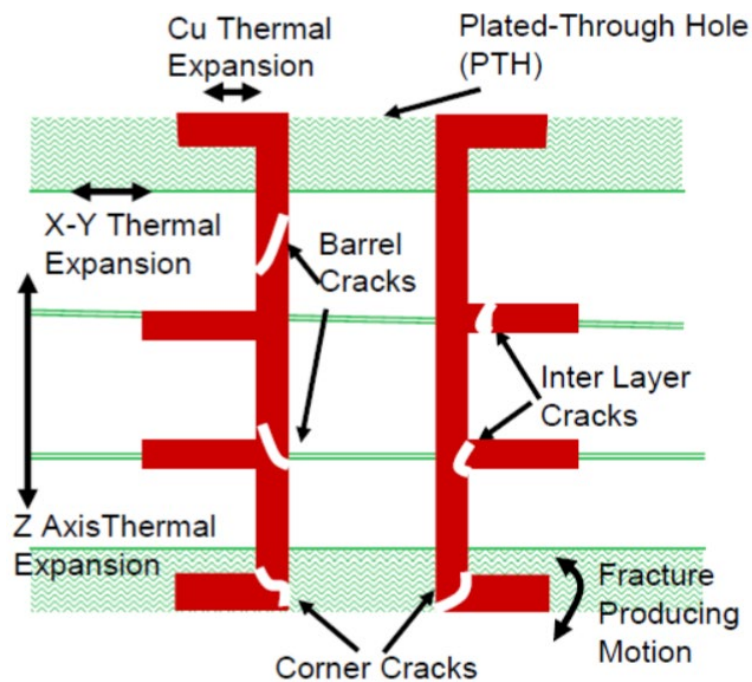


Figura 17.3. Modos de fallo en taladros metalizados y vías. Fuente de la imagen: NASA Reliability of PWB Microvias for High Density Package Assembly Body of Knowledge (BOK)

La diferencia de CET entre cobre y sustrato en el plano horizontal puede dar lugar a separaciones entre el cobre de las capas internas y la metalización de las vías (*inter-layer cracks*). Si la pared metálica del taladro es lo suficientemente gruesa para deformarse sólo elásticamente, este tipo de fallo se reduce mucho. Por este motivo, los productos para aviación y aplicaciones críticas se fabrican con espesores de metalización de vías mayores que los productos de otras clases.

Fallos en soldaduras por estrés térmico

En [11] se cuenta una historia sobre implantes médicos que presentaron fallos por estrés térmico en las soldaduras. Sorprende, pues la temperatura de funcionamiento (en el cuerpo humano) es prácticamente constante y muy suave. Finalmente, se atribuyeron los fallos a estrés térmico en el transporte: en el coche del vendedor había variaciones importantes de temperatura (un coche al sol puede superar 50°C). Esto nos da una idea de los problemas que nos puede acarrear el estrés térmico.

La diferencia entre coeficientes de expansión térmica (CET) de encapsulados y soldaduras da lugar, tras repetidos ciclos térmicos, a un estrés que acaba por producir roturas en las uniones.

Fallos en condensadores por estrés térmico

La temperatura, la tensión elevada, la humedad y la contaminación química pueden afectar a los condensadores. Vamos a hacer algunas consideraciones sobre la selección y uso de condensadores desde el punto de vista térmico.

Durante el proceso de soldadura sin plomo los componentes son sometidos a picos de temperatura de hasta 260°C. Esto representa 20-40°C por encima del perfil que se usaba hace unos años para soldadura con plomo. Algunos tipos de condensadores (como los electrolíticos) pueden ser especialmente sensibles a estos picos de temperatura.

Durante la operación, la disipación de potencia en un condensador aumenta con su resistencia serie equivalente (ESR), si bien también contribuye al calentamiento la corriente de fugas (I_{leak}): $P = ESR \cdot I^2 + V \cdot I_{leak}$.

Este calentamiento puede reducirse (sobre todo en condensadores electrolíticos) eligiendo componentes con baja ESR y con una corriente máxima de rizado (corriente AC) elevada. La corriente máxima de rizado suele especificarse a temperatura ambiente. Trabajar en entornos más cálidos y con fuentes adicionales de calor reducirá la corriente máxima de rizado que tolera el componente.

Otra fuente de calentamiento está en los circuitos integrados cercanos. Una buena práctica de diseño consiste en alejar los condensadores (sobre todo los electrolíticos) de *hot spots* y componentes que disipen mucha potencia. Ya sabemos dónde será imposible hacer esto, ¿verdad? Has acertado: en los reguladores, donde el ruido aumenta conforme alejamos los condensadores del regulador. La única solución en este caso es sobredimensionar los condensadores, es decir, escogerlos con rating de tensión, corriente máxima de rizado y capacidad nominal mayor a los nominales.

Los condensadores electrolíticos, cuando se sobrecalientan, suelen fallar por evaporación del electrolito. Este gas es el que hace reventar al encapsulado por la parte por la que está diseñado para hacerlo: por su parte superior.

Los condensadores cerámicos, cuando se sobrecalientan, suelen fallar tras repetidos ciclos térmicos por el estrés producido por los distintos CET de sus componentes (dieléctrico cerámico y armaduras metálicas).

[Aquí tienes una pequeña lista de buenas prácticas si quieres aumentar la fiabilidad de los condensadores:](#)

- Selecciona componentes con mayor rating DC, corriente AC y valor nominal de capacidad. Estas propiedades disminuyen al aumentar la temperatura. Elige también componentes con baja ESR
- Aleja los condensadores de otras fuentes de calor y de *hot spots* en el PCB
- Procura reducir gradientes y ciclos térmicos, que afectarán no sólo a las soldaduras sino a los componentes internos del condensador

Referencias

- [1] T. Kordyban, Hot air rises and heat sinks: everyting you know about cooling electronics is wrong, New York: ASME Press, 1998.
- [2] Y. Cengel, Heat and mass transfer: fundamentals and applications, fifth edition, New York: McGraw Hill Education, 2015.
- [3] T. Kordyban, More hot air, New York: ASME Press, 2005.
- [4] «Tom's Hardware: Raspberry Pi 4 Cooling Review - Pimoroni Heatsink and Fan Shim Tested,» 4 Noviembre 2019. [En línea]. Available: <https://www.tomshardware.com/reviews/pimoroni-fan-shim-heatsink-raspberry-pi-4,6219.html>.
- [5] KIC, «A Comparison of Methods for Attaching Thermocouples to Printed Circuit Boards for Thermal Profiling,» 23 02 1999. [En línea]. Available: <https://kicthermal.com/technology-information/conference-papers/261-a-comparison-of-methods-for-attaching-thermocouples-to-printed-circuit-boards-for-thermal-profiling-3/>.
- [6] Infineon, «Hoja de datos del módulo FF600R06ME3, rev 3.1,» 4 noviembre 2013. [En línea]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF600R06ME3-DS-v03_01-en_de.pdf?fileId=db3a304318a6cd680118e5130f161311.
- [7] Infineon, «EconoDUAL™3 - Mounting instructions / Application note,» 1 febrero 2013. [En línea]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2006_05_Mounting_Instructions_EconoDUAL_3-AN-v2.1-en.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40ecdaf1288.
- [8] Infineon, «Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models, rev1.1,» 16 Octubre 2018. [En línea]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Thermal_equivalent_circuit_models-ApplicationNotes-v01_01-EN.pdf?fileId=db3a30431a5c32f2011aa65358394dd2.
- [9] Technical Research Center of Finland (VTT), «Verification of thermal design of electronic equipment,» 1997.
- [10] C. F. Coombs, Printed Circuits Handbook, seventh edition, Chapter 60, Mc Graw-Hill, 2016.
- [11] C. F. Coombs, Printed Circuits hanbook, chapter 63, Mc Graw-Hill, 2016, p. 1377.
- [12] R. Künzi, «Thermal Design of Power Electronic Circuits,» 6 Julio 2016. [En línea]. Available: <https://arxiv.org/abs/1607.01578>.