

高功率IC的实用热建模和测量

作者: Benjamin Babjak、Rachel Corey White和Adam Bray

简介

精准监控集成电路 (IC) 温度对各类应用都很重要。然而, 测量 IC 温度并非一件轻而易举的事情, 因为器件上的温度不是均匀的, 而且它不仅取决于环境温度。工作 IC 中的有源硅区域要消耗功率, 因此会发热。

不适当的温度 (过高或过低) 会危及器件的安全运行和性能。过高温度会加速老化, 从而提高金属迁移等退化过程及相关故障 (例如焊线与芯片焊盘分离) 的发生概率。高温对模拟性能、工作速度和器件间的时序一致性也可能有不利影响。此外, 高温可能引起不希望发生的器件行为, 如白锁等。

因此, 器件温度传统上是一个反映器件故障和整体可靠性的指标。具体来说, 由于器件周期供电以及故障, 频率和温度变化幅度之间存在某种关系。因此, 精确的温度估计对提高性能和一致性至关重要。

本应用笔记简单介绍了利用被测器件 (DUT) 的温度敏感参数 (TSP, 如二极管的正向压降) 估计结温的基本原理、现有标准和做法, 使读者能有一个直观的了解。本文解释了 IC 的温度测试方法, 并提供了现代高速模数转换器 (ADC) 的测试结果。

目录

简介.....	1	结果.....	6
修订历史.....	2	实际设置—TherMal腔模型.....	7
热模型的简要背景.....	3	模型.....	7
静态模式和壳温.....	4	计算.....	8
动态模式和温度敏感参数.....	4	结果.....	8
基于二极管的温度测量单元.....	4	参考文献.....	9
确定温度和TSP之间的关系.....	6		

修订历史

2016年10月—修订版0：初始版

热模型的简要背景

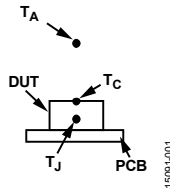


图1. 有源器件的简单热系统

图1所示为理想热设置。DUT 密封在金属或塑料保护层、封装或外壳中。DUT 安装在印刷电路板 (PCB) 上，导致该有源硅区域位于封装中的某处。有源区域的温度称为结温 T_J 。封装顶部的温度称为壳温 T_C 。系统周围的环境是空气，其具有恒定环境温度 T_A 。

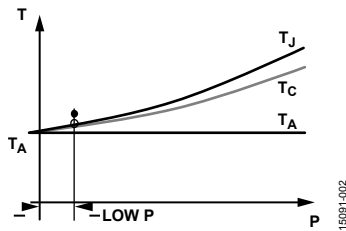


图2. 功耗越高，温度越高

提高功耗与结温升高有密切关系，如图2所示。这种关系的确切性质可能很复杂，它可能是非线性的，因果关系也不是三言两语就能说清的。

下面是后一种情况的一个例子。由于 DUT 发热，功耗提高会导致结温升高。然而，温度升高可能会改善半导体的电导率，从而提高功耗。这是一种正反馈，称为热失控，其后果可能极端严重。

非线性行为的一个例子可以在 CMOS 器件中观察到。动态（开关）电流受时钟速度的影响通常更大，受温度变化的影响则较小，而静态（漏）电流直接取决于晶体管关断状态，该关断状态由于温度相关的晶体管阈值电压决定。因此，在以静态电流为主的电路中，功耗与温度更多地表现为指数关系。

出于实际考虑，本应用笔记采用线性近似法，但这种简化的有效性必须针对每种情况仔细评估。

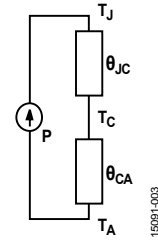


图3. 热电路模型

线性方法使电路具有许多共性，而且可以引入热阻等概念来为热系统建模。图3显示了这种模型。

$$P = \frac{T_J - T_C}{\theta_{JC}} = \frac{T_C - T_A}{\theta_{CA}} = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JA}}$$

消耗的功率 (P) 充当电流源，电路节点代表结构中具有温度 (T_J 、 T_C 、 T_A) 的确定点，热阻 (θ_{JC} 、 θ_{CA}) 为负载。温度与功耗之间的线性关系导致热阻为恒定值。

根据各种标准组织的规定，例如国际半导体设备暨材料协会 (SEMI)、电子工业联盟 (EIA)、电子元件工业联合会 (JEDEC) 等，如果结构两点之间的热流通路径非常清楚，具有明确的定义，那么可以使用希腊字母 θ 来表示该路径的热阻。但在很多情况下，热量也会沿其他路径流动，并且只知道总功耗，而不是特定路径的功耗。对于此类情况，使用希腊字母 Ψ 来表示这种不确定性。例如，图3中的模型暗示热量仅从有源区域流动到外壳，然后散逸到周围空气中。然而，热量也有可能流动到 PCB，PCB 上也可以散热。因此，通过外壳的路径只能在技术上定义如下：

$$\frac{T_J - T_A}{P} = \Psi_{JA} \approx \theta_{JA}$$

为简洁起见，假定没有其他路径，使用 θ 。

顺便提一下，按照同样的道理还可以定义热容，以便解释并模拟瞬态行为，但创建这种模型需要进行复杂的系统辨识，这超出了本文的范围。

静态模式和壳温

传统上，结温是通过直接测量壳温（例如使用热电偶）来估计的，假定 T_J 和 T_C 之差可忽略不计，如图 1 所示。暗含的前提是 P 和 θ_{CA} 很低。测得 P 、 T_C 和 T_A 之后，便可确定总体 θ_{JA} ，这称为静态模式方法，参见 EIA/JEDEC 标准“集成电路热测量方法—电气测试方法（单个半导体器件）”。

由于热电偶对位置很敏感，这种方法产生的结果可能不具重复性。此外，随着功耗提高， T_C 和 T_J 之间的差距可能会增大。近年来，由于总体复杂度的提高，例如新型 ADC 集成多个通道和数字信号处理 (DSP) 模块，器件功耗在不断增加。此类新型 IC 可能没有低功耗模式，导致这种方法不具可行性。

动态模式和温度敏感参数

现代器件遵循 EIA/JEDEC 标准所述的动态模式方法，并且包含专用温度测量单元 (TMU)。这些专门电路具有温度敏感参数 (TSP)，例如一个与温度相关的电压值，通过它来估计结温和热阻。

此标准要求进行两次测量，而静态模式方法中只需进行一次测量。系统从一个稳态进入另一个稳态。

$$P_1 - P_2 = \frac{T_{J1} - T_A}{\theta_{JA}} - \frac{T_{J2} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{T_{J1} - T_{J2}}{\theta_{JA}}$$

$$\Delta P = \frac{\Delta T_J}{\theta_{JA}}$$

利用标准中的假设条件，可声明 T_J 和 TSP 之间具有如下线性关系：

$$T_J = KV_{TSP} + T_0$$

其中：

V_{TSP} 为 TSP。

K 为线性系数。

T_0 为线性模型的交点。

这样，温度分析即可重写如下：

$$\Delta P = \frac{\Delta T_J}{\theta_{JA}} = \frac{T_{J1} - T_{J2}}{\theta_{JA}} = \frac{KV_{TSP1} + T_0 - KV_{TSP2} - T_0}{\theta_{JA}}$$

$$= \frac{K(V_{TSP1} - V_{TSP2})}{\theta_{JA}} = \frac{K\Delta V_{TSP}}{\theta_{JA}}$$

动态模式方法迅速解决了热电偶位置和缺少低功耗模式的问题。结果的重复性更好，精度更高。此外，仅利用内置 TSP 便可测量 θ_{JC} 以及周围环境的热容和热阻，参见 JEDEC 标准“热流通过单一路径时用于测量半导体器件结壳热阻的瞬态双接口测试方法”。

然而，此分析依赖于对结温和 TSP 关系的精确测定，也就是需要正确估算 K 值。为此，标准建议在低功耗模式下进行温度扫描，但这与弃用静态模式的主要原因之一——缺少低功耗模式——相矛盾。本应用笔记要解决的正是这个问题，但首先需要讨论常用 TMU。

基于二极管的温度测量单元

大部分电气参数或多或少地都与温度有关系。但在实践中，大多数情况下会采用恒流下二极管的正向压降作为 TSP，如图 4 所示。

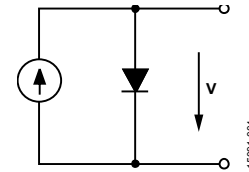


图4. 恒定电流通过单个二极管

多数 IC 会内置若干二极管，用于引脚上的静电放电 (ESD) 保护电路。然而，在正常工作条件下，如何利用这些二极管并不是显而易见的。相反，专用二极管才是 TMU 的核心元件。

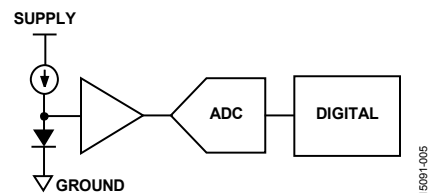


图5. 完整温度测量单元解决方案

完整的 TMU 解决方案可能还有电压缓冲器、ADC 和数字逻辑，如图 5 所示。此 TMU 解决方案可以在正常工作期间通过各种接口（如 I²C、SPI 或 APB 等）为系统的其他部分提供温度值。实时结果可用来调节或纠正其他电路的操作。不过，本应用笔记仅讨论二极管电路部分。

正向压降与温度具有明确的相关性。通过二极管的电流表示如下：

$$I = I_S(T) \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) = I_S(T) \left(e^{\frac{V \cdot q}{kT}} - 1 \right) \approx I_S(T) e^{\frac{V \cdot q}{kT}}$$

其中：

$I_S(T)$ 为反向饱和电流。

V 为压降。

q 为电子的单位电荷。

k 为玻尔兹曼常数。

T 为温度。

乍一看，此公式似乎很简单，用户可能禁不住要用电压来表示温度。但是，反向饱和电流也与温度相关。即使是理论分析， T 的表达式也过于复杂，不具实际用途。

完整面貌更为复杂。TMU 还需要其他元件，比如电流源和电阻，这些元件也可能与温度相关。经验表明，在现代硅工艺技术中仅仅增加二极管相连晶体管的基极和发射极电阻，便可能引起数十度的误差。

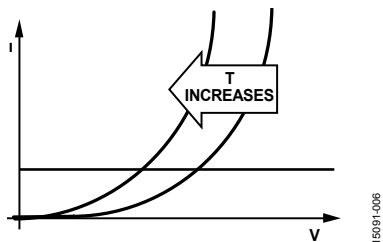


图6. 二极管I-V曲线—对于给定电流，随着温度升高，正向压降低

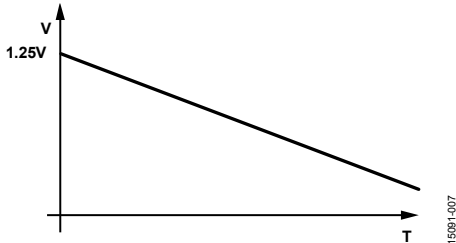


图7. 二极管温度曲线—对于给定电流，随着温度升高，正向压降低

因此，要得出 T 的精确分析表达式实际上是不可能的。只有通过大量测试才能揭示温度与电压的关系。不过，有一点可以确定：温度升高会导致电压降低，如图 6 和图 7 所示。这称为补充绝对温度 (CTAT) 行为，实践中假定它是线性的。顺便提一下，在绝对零度 (即 $T = 0\text{ K}$) 时，理想二极管的正向压降等于硅的带隙电压参数，约为 1.25 V。

然而，即使对一个二极管进行细致测试，由于不可控制的工艺偏差，不同半导体器件的行为也可能相差甚远。电压

与温度的理想线性关系的陡度 (如图 7 所示) 很可能因二极管而异，因为不同二极管的物理参数 (如尺寸) 不同，可能影响反向饱和电流。

图 8 显示了解决此问题的一种可能办法的电路图。比较两个二极管上的压降，其中一个明显较大， $N = 20$ 倍。使用相同电流源，可以得出一个与工艺无关的 TSP。这样就可以降低工艺偏差的随机影响，对器件相关的 T_1 估计值的影响也会相应地降低。

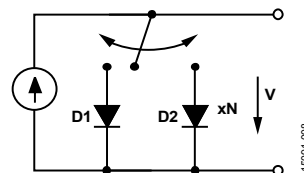


图8. 恒定电流通过一对二极管

通过二极管 D1 的电流：

$$I = I_1 \approx I_S(T) e^{\frac{V_1 \cdot q}{kT}}$$

通过二极管 D2 的电流：

$$I = I_2 \approx N I_S(T) e^{\frac{V_2 \cdot q}{kT}}$$

可用来求出 T 点的电压差：

$$V_{TSP} = V_2 - V_1 = \Delta V \approx \frac{kT}{q} \ln N$$

它与反向饱和电流和工艺相关特性无关。

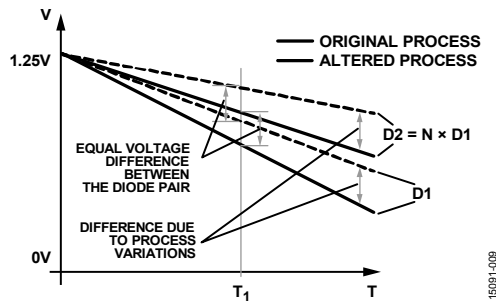


图9. 给定温度时，一对二极管具有相同的电压差，与工艺偏差无关

图 9 显示，任意一对二极管在某一温度 T_1 时具有不同的绝对电压，但电压差相同。

最后一点，反向饱和电流也可以利用单个二极管和两个不同电流源来消除。这种方法可能更好，因为电流比值可以利用电流镜来精确设置。这种情况的公式与二极管对解决方案完全相同。

确定温度和TSP之间的关系

基于二极管电压的方法是有效的解决方案，但主要问题仍然是无法测定无低功耗模式的器件的结温与 TSP 的关系。还应注意，TSP 可以是任意参数（直接测量或推导），电压值只是一个例子。

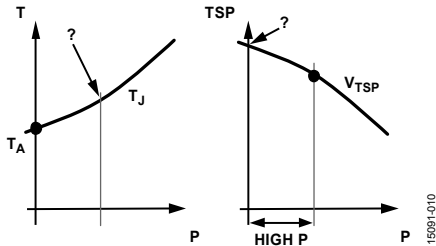


图10. T_j 和TSP之间的关系

图 10 突出显示了根本问题。左图表明结温会随功耗提高而升高，但曲线上只有一点是已知的，即功耗为 0 时的环境温度。右图显示可以测量高功耗状态的 TSP，但没有低或零功耗读数。因此，同时知道结温和 TSP 的系统状态是不存在的。

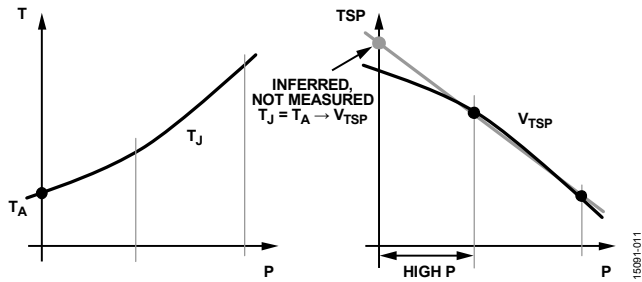


图11. 推测出的零功耗时TSP的电压电平

为了解决这个问题，须采用上文讨论的 EIA/JEDEC 标准中的假设，假定 T_j 和 V_{TSP} 之间存在线性关系： $T_j = K V_{TSP} + T_0$ 。这样，只需将 DUT 置于几种（至少两种）高功耗状态下，便可外推出拟合这些点的直线。该直线与垂直轴 TSP 相交，如图 11 中的右图所示。此点对应于右边坐标系上零点的功耗。然而，根据左边的坐标系，零功耗时的 T_j 恰好是环境温度。这样就建立了联系。

在不同环境温度下重复该过程，得出 K 和 T_0 的近似值，如图 12 所示。

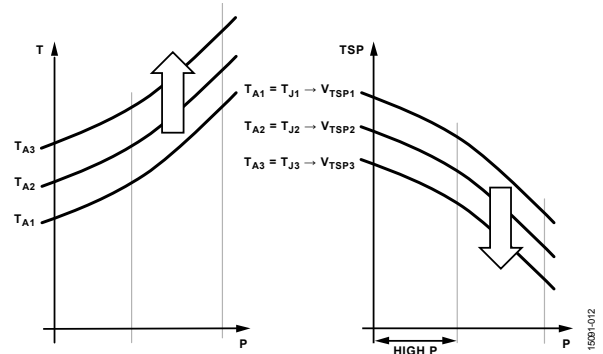


图12. 确定不同环境温度下电压与功耗的关系曲线

结果

图 13 显示了利用这种方法评估现代先进高速 ADC 的实际测量结果。器件被置于 9 种不同功耗模式下，不过有些模式存在重叠部分。TSP 基于一对二极管的正向压降差，其中一个比另一个大 20 倍， $V_{TSP} = \Delta V$ 。

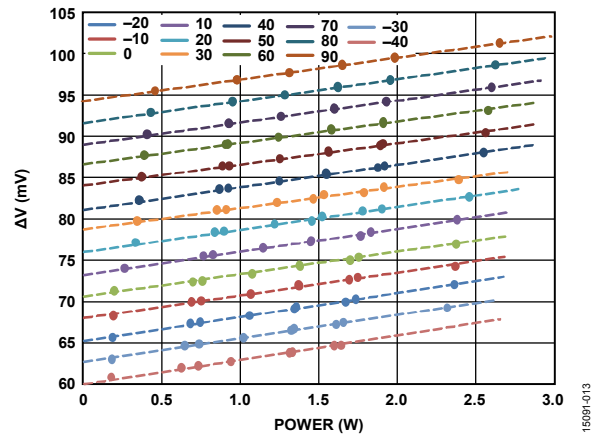


图13. 不同环境温度下基于一对二极管的电压差与功耗的关系曲线

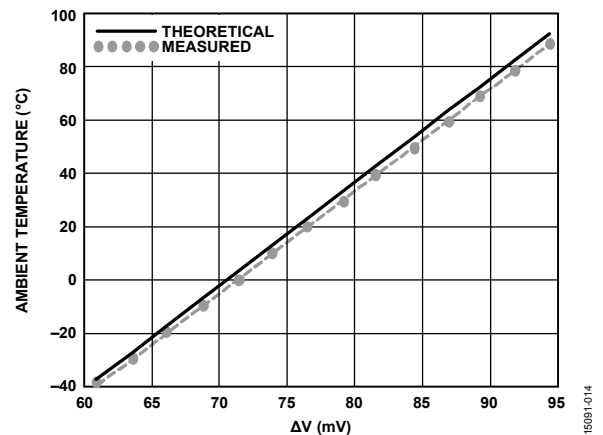


图14. TSP与温度的关系特性

图 14 显示了基于推测交点的 TSP 特性。线性近似结果显示于表 1 中。前面已经推导出一对二极管的理论结果，因此可以将测量结果与理论结果相比较。

表1. 线性近似的测量结果与理论结果之比较

值	K (°C/mV)	T ₀ (°C)
实测	3.836	-273.48
理论	$3.874 \left(\approx \frac{q}{k \ln 20} \right)$	-273.15 (绝对零度)

实际设置—TherMal腔模型

环境温度对 T_J 与 TSP 关系的测定起着重要作用。此外，数据手册已经方便地提供了 DUT 在不同温度下的特性，不过有一种情况下需要偏离环境温度并移向结温。后者与 PCB 设计无关，前者则不然。例如，针对热性能而设计的 10 层 Rogers Theta 材料 PCB 可以实现约 10 K/W 的热阻(参见表 2)。

表2. 多种器件和封装组合的热阻结果

产品	封装	θ _{JA} (K/W)
AD9625	196引脚	10.0
AD9684	196引脚	9.0
AD9680	64引脚LFCSP	8.8
AD9691	88引脚LFCSP	9.5
AD6684	72引脚LFCSP	9.74

这些结果要求将大约 100 cm² 表面积的实心连续铜皮覆盖在所有层（地和电源）上，全部电路上的铜皮都通过过孔相连以便导出热量，尤其是在 DUT 下。例如，196 引脚 BGA 封装有 196 个直径为 8 密耳的过孔，64 引脚 LFCSP 封装有 225 个过孔。这些建议可能与电气考虑相矛盾，实际系统设计中可能无法实行，导致相同环境温度下结温更高。

考虑到这些情况，系统评估必须纳入环境受控的测试。精密测试中采用专业烤箱和油浴校准，但这些测试可能异常昂贵。鉴于许多产品设计已经涉及到机壳和一个或多个风扇，更简单的方法是制作一个热腔，其输入的气流温度受控。这是一种常见做法，加之环境温度起着重要作用，因此，下一节将考察一个带空气入口和出口的简单热腔设置。

但应注意，严格的热分析涉及到复杂的流体力学分析等内容，远远超出了本文的讨论范围。本应用笔记仅将之前定义的简单模型改进到便于直观理解的程度。

模型

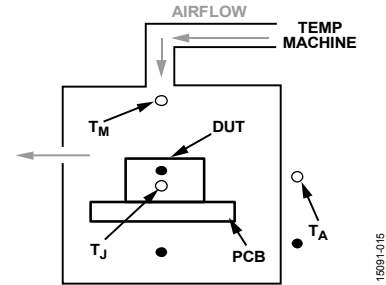


图15. 封闭环境中典型DUT设置模型

图 15 所示为封闭环境中的典型设置。本设置模拟双路热传输：第一路是 T_J 和热腔外部的环境温度 T_A 之间；第二路是 T_J 和温度装置设置的内部环境温度 T_M 之间，温度装置充当一个恒定温度源。

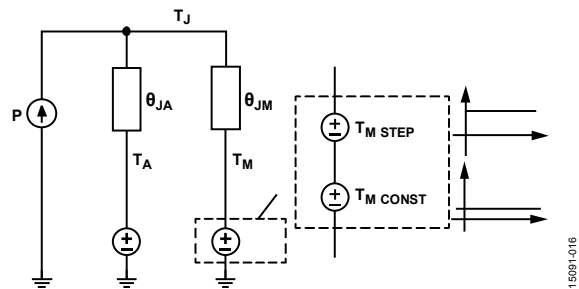


图16. 表示图15所示设置中的热交换的电路图

图 16 所示电路图是其热能传输模型。

顺便提一下，对于利用阶跃脉冲执行的系统辨识，进一步划分热源是有意义的。对于类似这样的线性模型，利用线性叠加可将 T_M 划分为一个等于原始稳态温度的恒定值和一个阶跃值，当温度装置设置的值与环境温度不同时，阶跃值不为零。

热阻代表两种热传输方式。功率源代表 DUT 消耗的功率。

$$T_J = \theta \left(P + \frac{1}{\theta_{JM}} T_M + \frac{1}{\theta_{JA}} T_A \right)$$

其中，θ 为等效热阻，定义如下：

$$\theta = \frac{\theta_{JM} \theta_{JA}}{\theta_{JM} + \theta_{JA}}$$

然而，前面说过功耗和结温会相互影响，这可能导致功率不是恒定值，二者间关系不是线性的。

例如，图 17 显示了 AD6684 高速 ADC 的功耗与结温的典型关系。

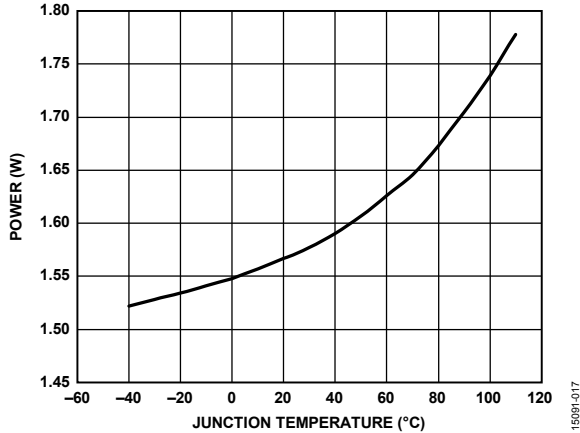


图17. 功耗与结温的关系

部分曲线可线性近似为：

$$P = \alpha T_J + P_0$$

其中：

α 为线性系数。

P_0 为线性模型的交点。

这会使系统方程复杂化：

$$T_J = \frac{\theta}{1 - \alpha\theta} \left(P_0 + \frac{1}{\theta_{JM}} T_M + \frac{1}{\theta_{JA}} T_A \right)$$

计算

该模型中只有 θ_{JM} 和 θ_{JA} 两个未知量，因此，只需两次测量便可求解系统方程。

将新变量 A 定义为 T_{M2} 与 T_{J1} 关系的斜率。

$$A = \frac{T_{M2} - T_{M1}}{T_{J2} - T_{J1}}$$

类似地，下面的量是已知的：

$$\alpha = \frac{P_2 - P_1}{T_{J2} - T_{J1}}$$

$$P_0 = P_1 - \alpha T_{J1} = P_2 - \alpha T_{J2}$$

θ_{JM} 可定义如下：

$$\theta_{JM} = \frac{(T_{M1} - T_A) - A(T_{J1} - T_A)}{\alpha(T_{J1} - T_A) - P_1}$$

表3. 热腔温度测试结果

材料	气流 (SCFM)	T_{M1} (°C)	T_{M2} (°C)	T_{J1} (°C)	T_{J2} (°C)	P_1 (W)	P_2 (W)	θ_{JA} (K/W)	θ_{JM} (K/W)
泡沫聚苯乙烯	8	25	120	45.4	120.5	1.67	1.94	50.1	16.1
	12	25	120	46.6	128.9	1.67	1.98	73.9	15.8
丙烯酸	8	25	120	41.7	108.8	1.74	1.98	30.2	14.1

θ_{JA} 可用 θ_{JM} 来定义，如下所示：

$$\theta_{JA} = \frac{1}{\alpha + \frac{1}{\theta_{JM}}}$$

结果

图 16 所示模型缺少热容，因此，我们没有讨论瞬态行为，仅讨论稳态。这些是阶跃响应中系统的初始状态和最终状态。另请注意，本文呈现的结果仅是为了提供基本的、直观的概貌，目的仅在于展示简单热阻模型的局限性。

测试在两个不同的 AD6684 设置上完成，热腔容积约为 6000 cm³，由不同材料制成：泡沫聚苯乙烯和丙烯酸玻璃。丙烯酸玻璃很容易处理，常用来快速制作机壳原型。泡沫聚苯乙烯材料中有滞留空气，是非常好的绝缘体。此外还测试了不同的气流速率（参见图 18）。测试结果和计算的热阻如表 3 所示。

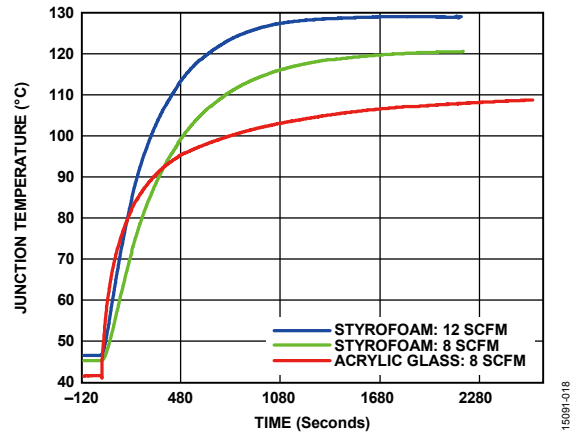


图18. T_M 中一个阶跃的结温与时间的关系

结温结果与模型线一致。泡沫聚苯乙烯允许结温达到更高温度，因为该材料能将 DUT 及其附近环境更好地与相对较冷的周围环境隔绝开来。功耗数值有一些差异，这是设置不同引起的，但即使在较高功耗下，丙烯酸腔也不能实现同样高的结温。结至环境热阻 θ_{JA} 也部分地与模型一致，因为它将泡沫聚苯乙烯识别为更好的绝缘体。然而，气流对此值有显著影响，该模型的缺点暴露出来：它主要考虑了传导热传输，而未考虑对流（基于气流）。

最后，结至装置热阻 θ_{JM} 与表 2 中的值明显不符。表 2 显示可以实现 10 K/W 或更低的热阻，但表 3 中的结至附近空气的热阻要高得多。这种差异表明了业界常用线性模型的缺点。由于散热改善，热阻应当降低，但热腔内的气流未经优化，对模型产生意外和不可预测的影响。

参考文献

电子工业协会工程部，“集成电路热测量方法—电气测试方法(单个半导体器件)”。EIA/JEDEC 标准 EIA/JESD51-1，1995 年 12 月。

JEDEC 固态技术协会。“热流通过单一路径时用于测量半导体器件结壳热阻的瞬态双接口测试方法”。JEDEC 标准 JESD51-14，2010 年 11 月。