

Application Brief

采用 **LM74912-Q1** 在宽温度范围内提高无分流器短路保护精度

Shiven Dhir, Praveen GD, Abhijeet Godbole

简介

在汽车应用中，可靠的反极性保护至关重要，可保护下游电子器件免受潜在损坏。高级驾驶辅助系统 (ADAS) 等系统直接连接到车辆的电池总线，尤其容易受到此类故障的影响。为解决此问题，电源输入端采用理想二极管控制器，通过驱动外部 N 沟道 MOSFET 来仿真低正向电压 (V_F) 二极管。

随着系统功率需求不断增加，传统的肖特基二极管在热效率方面低下且不足，无法满足需求，因此催生了理想二极管设计的替代方案，这类设计功耗更低，热性能更优。此外，随着负载电流增大，实施过流和短路保护机制变得尤为关键。

为了满足这些要求，现代理想二极管控制器集成了精密电流检测放大器，可实现实时电流监测和故障保护。这种集成通过提供紧凑的单芯片保护设计，减少了 BOM 数量、PCB 面积并降低了设计复杂性。

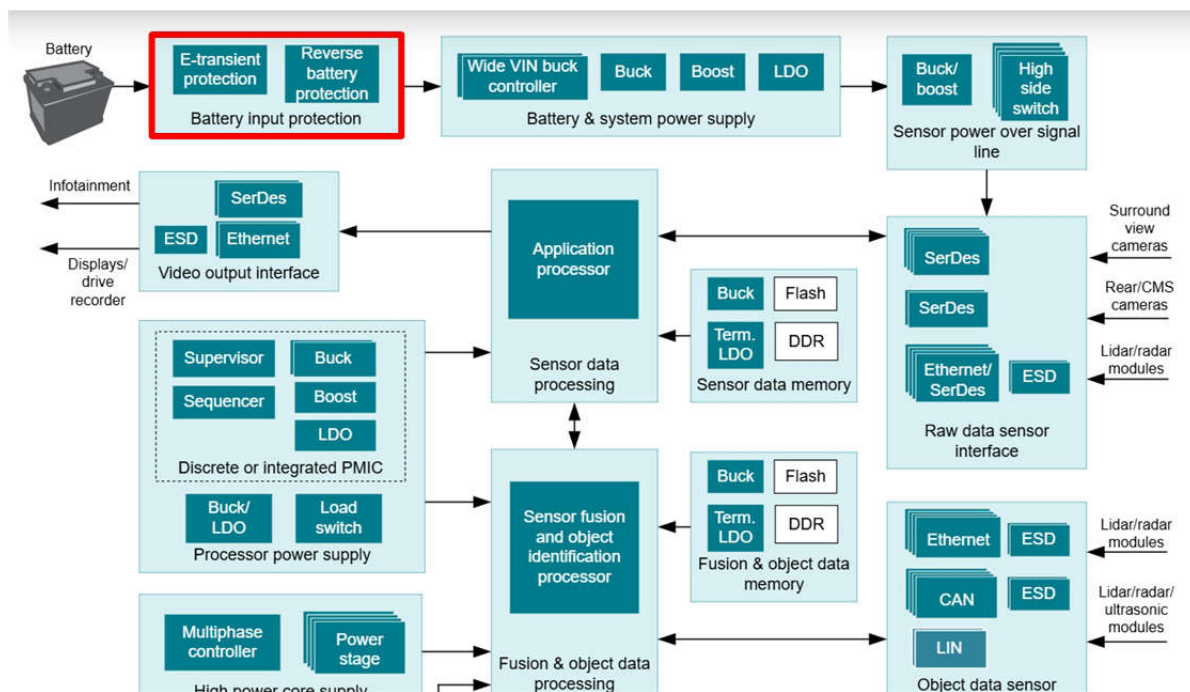


图 1. ADAS 域控制器

LM749xx-Q1 理想二极管控制器概述

LM749xx-Q1 系列理想二极管控制器可驱动背对背外部 N 沟道 MOSFET，从而通过断路器、欠压和过压保护功能实现低损耗电源路径保护。3V 至 65V 的宽输入电源电压可保护和控制 12V 和 24V 汽车类电池供电的 ECU。该器件可以承受并保护负载免受低至 -65V 的负电源电压的影响。集成的理想二极管控制器 (DGATE) 可驱动第一个 MOSFET 来代替肖特基二极管，以实现反向输入保护和输出电压保持。在电源路径中使用了第二个 MOSFET 的情况下，该器件允许负载断开 (开/关控制) 并使用 HGATE 控制提供过压保护。该器件具有可调节过压切断保护功能。通过功率 MOSFET 的共漏极配置，可以使用另一个理想二极管将中点用于 OR-ing 设计。LM749xx-Q1 的最大额定电压为 65V。该系列包含两款主要器件：LM74900-Q1 和 LM74912-Q1。这两款器件的区别在于短路保护方式有所不同。

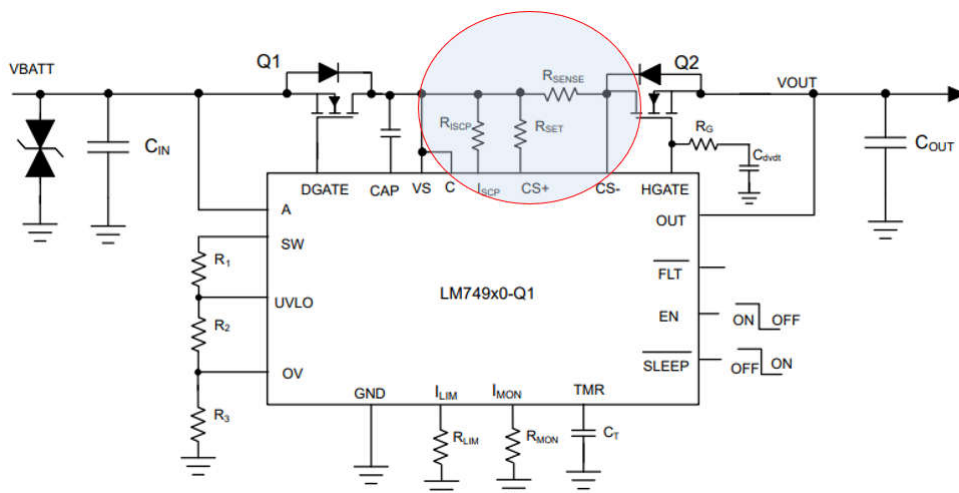


图 2. LM749x0-Q1 的典型应用图

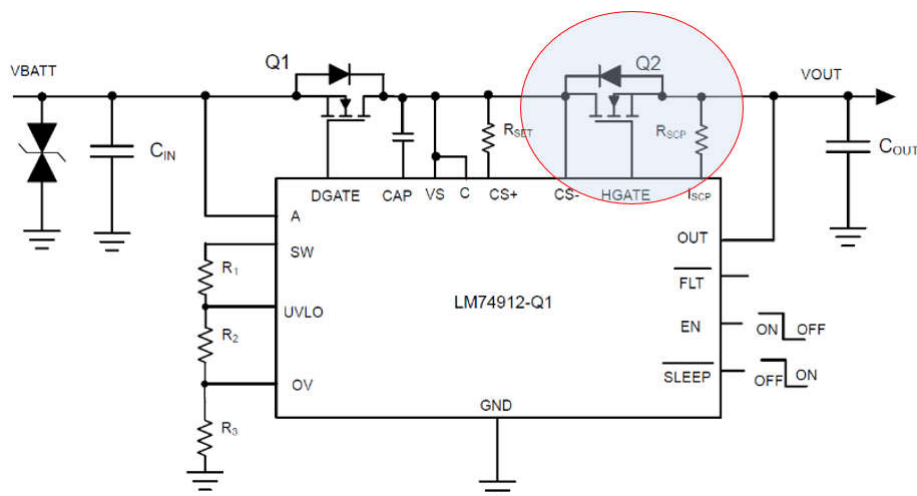


图 3. LM74912-Q1 的典型应用图

如 图 2 和 图 3 所示，LM749x0-Q1 使用分流电阻器将信息馈入内部电流检测放大器，而 LM74912-Q1 则使用 MOSFET V_{DS} 实现相同功能。

尽管分流器精度较高，但也会增加解决方案的尺寸和设计成本，LM74912-Q1 可解决这一问题，但由于 MOSFET 的存在，在不同温度下可能出现较大的精度偏差。

采用 LM74912-Q1 提供短路保护

LM74912-Q1 集成了快速响应的短路保护机制，可保护外部高侧 FET 和下游负载。一旦 HGATE-OUT 电压超过 6.4V（典型值），内部短路比较器就会激活，从而确保 FET 得到充分增强并避免在上电期间出现错误检测。当检测到短路事件（由 CS+ 和 ISCP 之间的差分电压超过 50mV（典型值）定义）时，该器件会将 HGATE 在 2μs 内拉至 OUT，从而快速关断 HFET 以限制应力。同时，FLT 引脚置为低电平以标记故障情况。该器件进入锁闭状态，使 Q2 保持关断状态，直到 EN、SLEEP 或 VS 引脚应用了从低电平到高电平的转换。

如图 4 所示，通过使用 CS+ 引脚上的外部串联电阻器 R_{SET} 或 ISCP 引脚上的 R_{ISCP}，可以相对于 50mV 的默认阈值增加或减小短路保护阈值。R_{SET} 电阻器会增加该阈值，而 R_{ISCP} 电阻器会减小该阈值。短路保护阈值的变化可以使用方程式 1 计算得出。

$$V_{DS_SNS} = 50\text{mV} + (11\mu\text{A} \times R_{SET}) - (11\mu\text{A} \times R_{ISCP}) \quad (1)$$

在这里，确定 V_{DS_SNS} 后，短路电流阈值也取决于 FET 的 R_{DSon}。

$$I_{SCP} = \frac{V_{DS_SNS}}{R_{DSon}} \quad (2)$$

方程式 2 规定了短路电流阈值。

由于方程式 2 取决于 FET 的 R_{DSon}，因此 MOSFET 特性很重要。

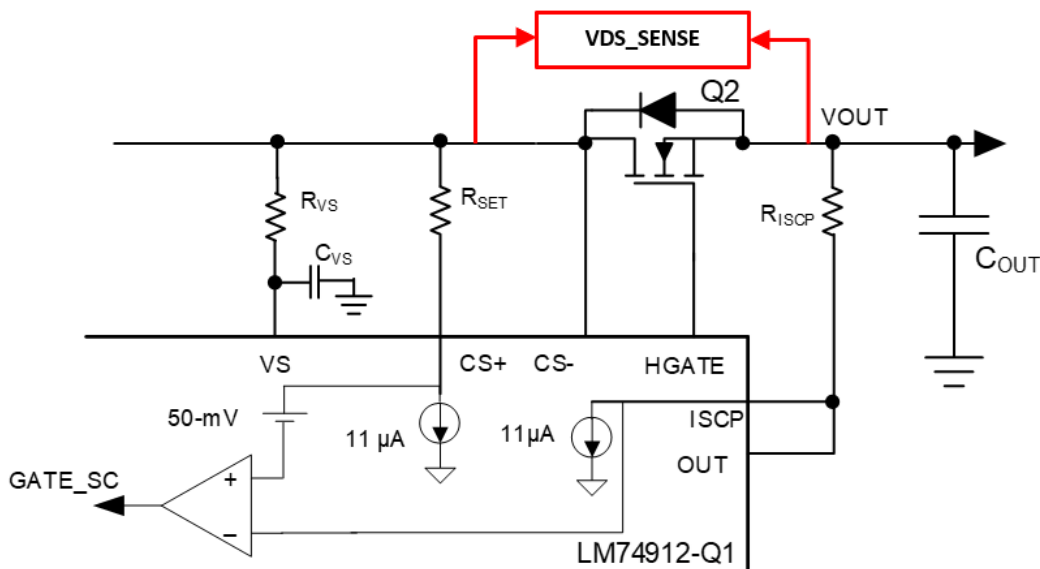


图 4. 短路保护比较器

MOSFET 相关性

功率 MOSFET 数据表具有称为温度系数 “ α ” 的规范，用于描述 R_{DSon} 和结温 T_J 之间的关系。MOSFET 的漏源导通状态电阻 R_{DSon} 在正常工作条件下主要具有正温度系数，这有助于裸片整个区域的平衡电流分布。使用正温度系数时，裸片最热点的电阻较高，往往传导的电流较小，从而导致该区域的温度较低。这种机制会产生有效的负反馈，最终实现 MOSFET 的电流平衡。

$$R_{DSon}(T_J) = R_{DSon}(25^\circ\text{C}) \times [1 + \alpha \times (T_J - 25^\circ\text{C})] \quad (3)$$

从 BUK7Y4R8-60E 的数据表可知，温度系数 α 用于描述 R_{DSon} 和结温 T_J 之间的关系。它表示 R_{DSon} 的温度稳定性，即 R_{DSon} 受 T_J 影响的程度。 α 值越大， R_{DSon} 受温度的影响就越大。MOSFET 的电阻根据 [方程式 3](#) 发生变化。

可以使用 [方程式 3](#) 和数据表中有关 α 的信息来查找不同温度下的电阻。[图 5](#) 展示了一个示例关系。

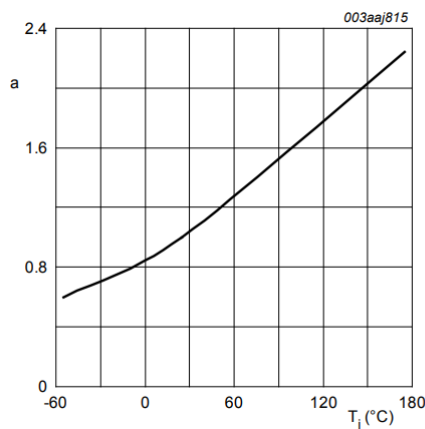


图 5. BUK7Y4R8-60E MOSFET 的温度系数随温度的变化

[图 5](#) 展示，FET R_{DSon} 在 -40°C 至 125°C 的范围内变化系数约为 2.5 倍，这会影响在严格条件下使用时（很可能在汽车用例中）控制器的所需响应。由此导致的短路保护阈值偏差较大，如 [表 2](#) 所列。这会导致以下方面的过量扩展设计，例如增大连接器尺寸、采用更高密度的覆铜电路板、设计更大载流能力的布局，以适应更大的电流，最终导致设计成本上升和尺寸增大。

降低阈值可变性，以实现更安全的短路保护

由于温度变化会导致 R_{DSon} 发生较大变化并引起导致短路电流阈值偏差，因此在 FET 附近添加了负温度系数电阻器，使得 NTC（负温度系数）和 FET 上可以看到类似的温度变化。此 R_{NTC} 必须与 R_{ISCP} 电阻器并联，如 [图 6](#) 所示，以便在与控制器的内部电流源配对时，可针对 R_{DSon} 的变化产生一个偏移电压。根据 MOSFET 的温度，可变偏移电压会添加到 SCP 比较器基准，从而使 SCP 阈值线性化。

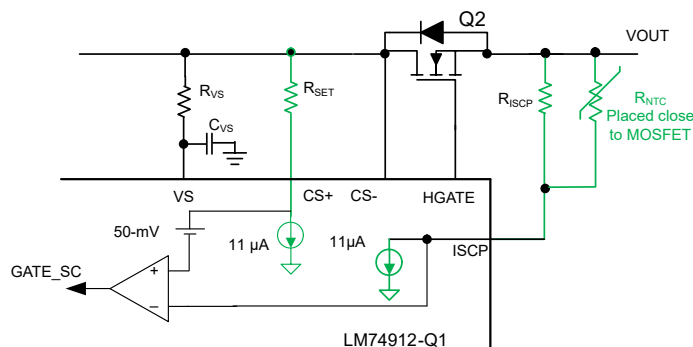


图 6. 添加了 NTC 的典型应用图

工作原理

短路电流阈值如 [方程式 6](#) 所示。

$$\frac{V_{DS_{SNS}}}{R_{DSon}} = \frac{[50\text{mV} + (11\mu\text{A} \times R_{SET}) - (11\mu\text{A} \times R_{ISCP} || R_{NTC})]}{R_{DSon}} \quad (4)$$

在高温 (125°C) 下，与 R_{ISCP} 相比， R_{NTC} 的阻抗较低，大约会短接 R_{ISCP} 电阻器。因此，电流源不会产生偏移电压。此时，决定短路电流阈值的唯一参数是 R_{SET} 。

$$ISCP@125C = 50\text{mV} + 11\mu\text{A} \times \frac{R_{SET}}{R_{DSon@125C}} \quad (5)$$

$$ISCP@-40C = 50\text{mV} + 11\mu\text{A} \times \frac{R_{SET} - R_{ISCP}}{R_{DSon@-40C}} \quad (6)$$

在低温 (-40°C) 下， R_{NTC} 与 R_{ISCP} 相比具有高阻抗，对系统阈值的影响非常小，偏移电压主要由 R_{SET} 和 R_{ISCP} 决定。

示例设计

对于需要 15A 短路保护阈值的设计，元件选择流程必须如下。

所选 MOSFET : BUK7Y4R8-60E , R_{NTC} : NCU18XH103E60RB

目标短路保护阈值 : 15A

[表 1](#) 展示了 MOSFET 和 R_{NTC} 随温度的变化，这对于计算所需的元件值非常重要。

表 1. FET R_{DSon} 和 R_{NTC} 随温度的变化

温度 (°C)	BUK7Y4R8-60E	NCU18XH103E60RB
	R_{DSon} (mΩ)	NTC 电阻, kΩ
-40	1.885	200
0	2.61	28
25	2.9	10
50	3.48	4
100	4.64	1
125	5.365	0.5

传统方法

从 [方程式 1](#) 可以明显看出，阈值取决于两个电阻器，其中一个电阻器可以保持恒定，再通过方程求解另一个电阻值。在 25°C 时，我们的设计示例在 3kΩ 处保持 R_{ISCP} 恒定，从而使 $R_{SET} = 2.4\text{k}\Omega$ 。

建议的方法

根据 [方程式 5](#)，在高温 (125°C) 下，计算得出的 $R_{SET} = 2.77\text{k}\Omega$

根据 [方程式 6](#) 并使用计算出的 R_{SET} 值，得到 $R_{ISCP} = 4.7\text{k}\Omega$

当 LM74912-Q1 与 R_{NTC} NCU18XH103F60RB 和 FET BUK7Y4R8-60E 配对使用时，如果系统设计为 15A 短路电流阈值，则根据 [表 1](#)，短路电流阈值的变化如 [表 2](#) 所列。

表 2. 短路阈值随温度的变化

温度 (°C)	对于 $R_{SET} = 2.4k\Omega$ 且 $R_{ISCP} = 3k\Omega$ (传统方法)	$R_{SET} = 2.77k\Omega$ 且 $R_{ISCP} = 4.7k\Omega$ $R_{NTC} = NCU18XH103E60RB$ (建议的方法)
	I_{SCP} (A)	I_{SCP} (A)
-40	23	15.89
0	16.6	13.87
25	14.96	15.62
50	12.471	16.35
100	9.35	15.38
125	8.08	14.07

性能

图 7 和 图 8 展示了在 25°C 下使用传统方法和建议的方法分别针对 15A 限制进行测试时，系统的过载保护性能。图 9 和 图 10 展示了在 100°C 下测试时系统的过载保护性能。当未使用 R_{NTC} 时，由于 MOSFET 的 R_{DSon} 增加，保护阈值会降低 50%，这可能会导致高负载条件下电源路径误关断。

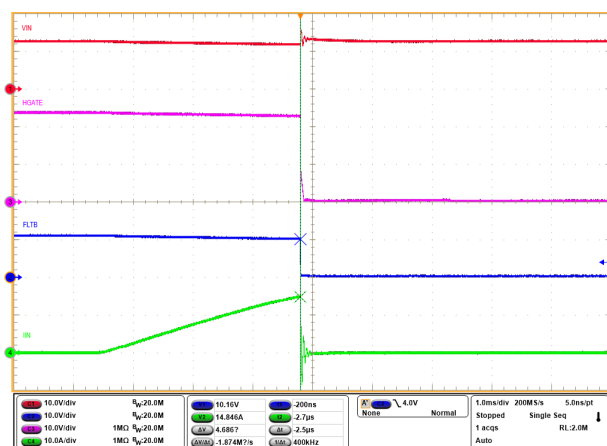


图 7. 25°C 时无 RNTC 的过载保护

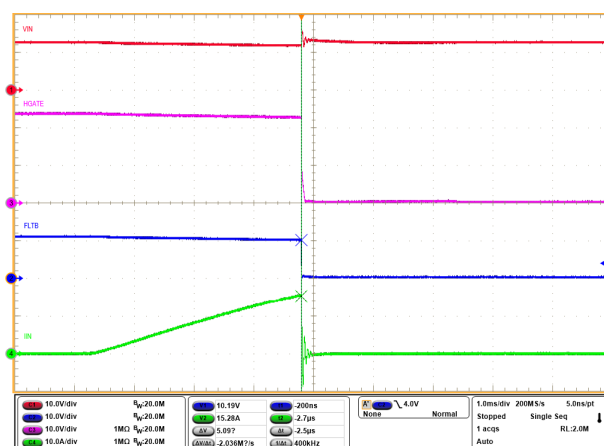


图 8. 25°C 时有 RNTC 实现过载保护

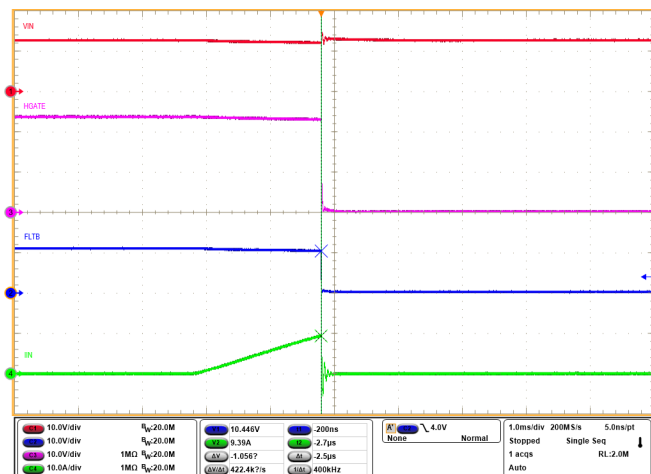


图 9. 100°C 时无 RNTC 的过载保护

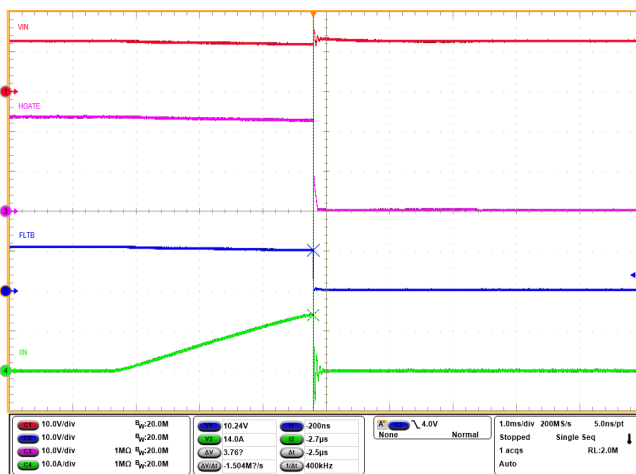


图 10. 100°C 时有 RNTC 实现过载保护

图 11 展示了采用两种不同方案时阈值的理论偏差。

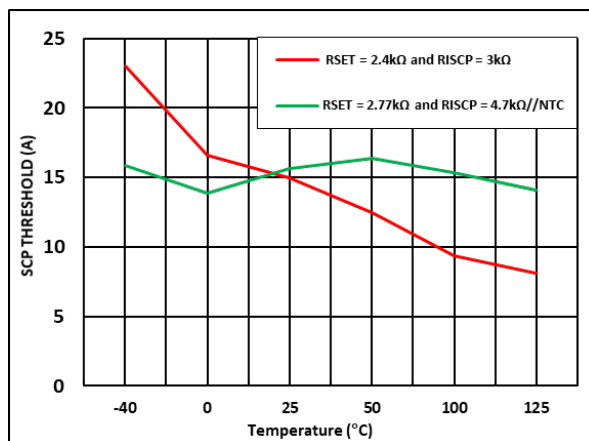


图 11. 使用与不使用 R_{NTC} 时 SCP 阈值的比较

总结

MOSFET 的 R_{DSon} 由于结构基本原理而随温度升高，并在 D_{Son} 用于系统级决策时影响系统保护。FET 的正温度系数可通过负温度系数电阻器进行补偿，以保持稳定的短路电流阈值。本文建议的方法有助于将差异从大约 184% 减少到大约 15.1%。

参考资料

- 德州仪器 (TI), [LM74912-Q1 数据表、产品信息和支持 | TI.com](#), 产品文件夹。
- 德州仪器 (TI), [LM74900-Q1 数据表、产品信息和支持 | TI.com](#), 产品文件夹。
- 功率 MOSFET 数据表第 1 部分中没有的内容：温度相关性, 技术文章。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月