

*Technical White Paper***不同 SiC MOSFET 短路保护方法的综合分析**

Forest Fu, Prashant Kumar

摘要

SiC MOSFET 已成为电动汽车系统中高压开关的普遍选择。在使用 SiC MOSFET 的高压和大功率设计中，检测可能导致直流链路短路和热危险的任何故障非常重要。为了便于快速断开 HV 电池连接并改善热风险防护，本技术白皮书探讨了 SiC MOSFET 的三种短路检测策略：基于分流器的检测、去饱和方法和基于霍尔效应电流传感器的检测。文中提供了测量结果，以在响应时间、精度、成本等方面对这三种不同的方法进行比较。分析了每种方法的优点和局限性，并提出了故障管理方面的见解。

内容

1 简介	2
1.1 SiC 和 IGBT 间的主要区别	2
1.2 系统 SCP 响应时间要求	2
1.3 不同 SCP 位置	2
2 短路机制	3
3 短路检测方法	4
3.1 基于分流器的方法	5
3.2 基于去饱和的方法	7
3.3 基于霍尔效应传感器的方法	8
4 测试设置	9
5 测量结果	10
5.1 基于分流器的测量	10
5.2 基于去饱和的测量	11
5.3 霍尔效应传感器测量	13
5.4 性能比较	14
6 结语	15
7 参考资料	16

插图清单

图 1-1. 短路场景 (1)	3
图 1-2. 短路场景 (2)	3
图 1-3. 短路场景 (3)	3
图 2-1. 分析 SCT 1 的简化原理图	4
图 2-2. SCT 1 期间故障 MOSFET 的波形	4
图 3-1. 基于分流器的检测的简化电路	5
图 3-2. AMC23C12-Q1 的方框图	6
图 3-3. 基于去饱和的检测的简化电路	7
图 3-4. 去饱和保护的工作原理	7
图 3-5. 基于霍尔效应的检测的简化电路	8
图 4-1. 短路测量的硬件设置	9
图 5-1. 不同换向电容器 C_C 对 SCT 1 期间开关瞬态的影响	10
图 5-2. 不同关断电阻器 $R_{G,off}$ 对 SCT 1 期间开关瞬态的影响	11
图 5-3. $R_{G,off} = 35\Omega$ 时基于分流器的方法的波形	11
图 5-4. 采用软关断的基于去饱和的方法的波形	12
图 5-5. $R_{G,off} = 35\Omega$ 时基于霍尔效应的方法的波形	13

表格清单

表 5-1. 去饱和设置的元件概述.....	12
表 5-2. 所分析的短路检测方法的比较.....	14

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

1.1 SiC 和 IGBT 间的主要区别

由于对纯电动汽车 (BEV) 的需求不断增长，高压 DC/DC 转换器和车载充电器 (OBC) 的重要性日益凸显 [1 – 4]。近来，支持快速充电的 800V BEV 正迅速占领市场 [5]。与硅 (Si) 绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 相比，碳化硅 (SiC) 金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 具有多种优势。最重要的优势包括导热性更高、开关速度更快、结温更高和阻断电压更高 [6]。因此，SiC MOSFET 在汽车系统中的利用率正在迅速提高。

然而，SiC MOSFET 的使用带来了新的挑战。SiC MOSFET 和 IGBT 在处理短路情况方面的差异主要表现在以下两个方面。[7]

- 与 IGBT 相比，SiC MOSFET 的芯片尺寸更小
 - SiC MOSFET 芯片的散热能力较差。在短路情况下，浪涌电流会产生大量的热量，如果散热能力不足，芯片可能会在短时间内被损坏。
- 正常导通工作期间的工作区域差异
 - 在正常导通状态期间，IGBT 通常在饱和区域中工作。发生短路时，集电极电流 I_C 增加，并从饱和区域急剧转换到活动区域。集电极电流会自我限制，并不再受 V_{CE} 的影响。
 - SiC MOSFET 在正常导通工作期间在线性区域工作，并且 SiC MOSFET 具有更大的线性区域。在短路事件期间，从线性区域向饱和区域的转变发生在显著更高的电压水平。漏极电流会随 V_{DS} 的增加而不断增加。器件会在达到转换点之前被损坏。

这些特性导致 HV DC/DC 转换器和 OBC 中的 SiC MOSFET 需要更快且可靠的短路保护措施，才能满足汽车的高安全标准。挑战尤其在于短路事件的快速检测与断开，以防止系统损坏 [8]。定义系统短路保护 (SCP) 响应时间是为了验证短路保护的可靠性。

1.2 系统 SCP 响应时间要求

从发生短路事件到达系统安全状态，系统会经历以下几个过程：

- 电流达到 SCP 阈值。该时间通常取决于短路事件的类型、电流路径上的电感、SCP 阈值的裕度等。
- 电流传感器报告 SCP 信号。该时间通常取决于电流传感器的响应时间，该时间至关重要，本文档将对其进行详细说明。
- SCP 信号传输至栅极驱动器。该时间主要取决于 SCP 信号路径中的元件，这些元件与客户的高级架构设计密切相关。
- V_{GS} 开始下降。这部分时间主要取决于栅极驱动器的典型传播延迟。
- 系统进入安全状态。该时间主要取决于栅极驱动器的关断特性、关断电阻、SiC MOSFET 特征参数、主电路中的电感等。

总系统 SCP 响应时间定义为上述响应时间之和，这是 SiC MOSFET 的最终要求。不同设计之间的比较主要在于电流传感器的选择，其他器件保持不变。

1.3 不同 SCP 位置

功率半导体器件中的短路分为三种类型 [9、10]。短路类型 1 (SCT 1) 是系统中已存在的短路，MOSFET 在此类短路中会主动导通。相反，短路类型 2 (SCT 2) 在 MOSFET 已导通时发生。短路类型 3 (SCT 3) 在 MOSFET 的体二极管处于续流状态时发生。

图 1-1、图 1-2、图 1-3 展示了三种短路场景的电流路径。电流路径指示电流传感器放置在何处来检测短路故障。通过比较三种短路类型，我们发现将电流传感器放置在 HV 总线上是最佳位置，因为这可以涵盖所有三种不同的情况。

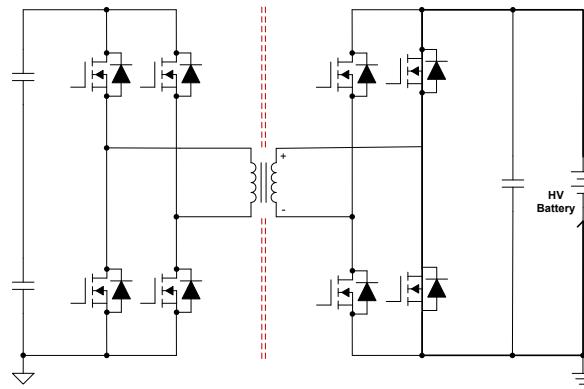


图 1-1. 短路场景 (1)

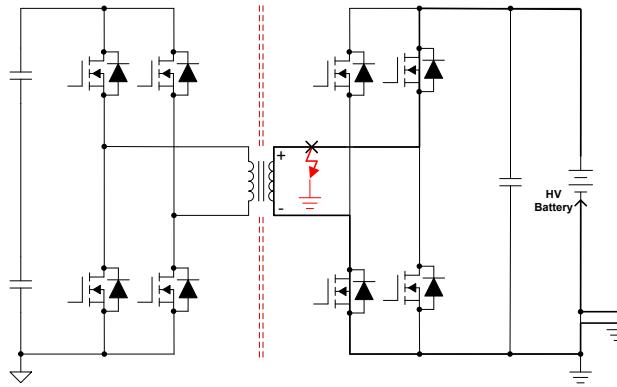


图 1-2. 短路场景 (2)

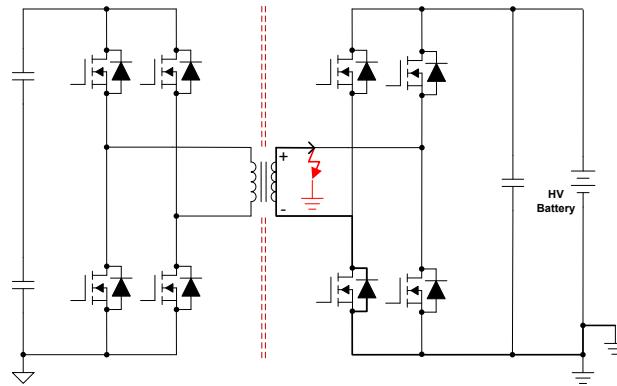


图 1-3. 短路场景 (3)

参考文献中介绍了多种短路检测方法。一种可能的方法是测量 MOSFET 的漏源电压以确定过流 [11]。另一种可能的方法是直接用各种传感器测量短路电流，以检测故障 [12、13]。还有一种选择是监测直流链路电压，以在足够的时间内检测故障 [14]。

本文重点介绍 SCT 1，对 SiC MOSFET 的先进短路保护方法进行比较和分析。首先，分析 SiC MOSFET 的短路检测原理。然后，详细描述并通过测量验证三种保护方法。最后，根据重要参数比较所有三种方法的性能。

2 短路机制

为了分析 SCT 1 的机制，半桥模型如图 2-1 所示。S_{HS} 和 S_{LS} 两个 SiC MOSFET 分别由一个栅极驱动器单元 (GDU) 控制。此外，两个电容器为转换器提供能量：电容 C_C 为 S_{HS} 和 S_{LS} 两个 SiC MOSFET 之间的电流换向提供所需的能量，而电容 C_B 用作转换器输出端的大容量滤波器。电感 L_{o,C} 和 L_{o,B} 表示电容器、MOSFET 和 PCB 布线的寄生电感之和。一个共用的断路器 S_B 将高压电池 U_{batt} 连接到各种电力电子器件。

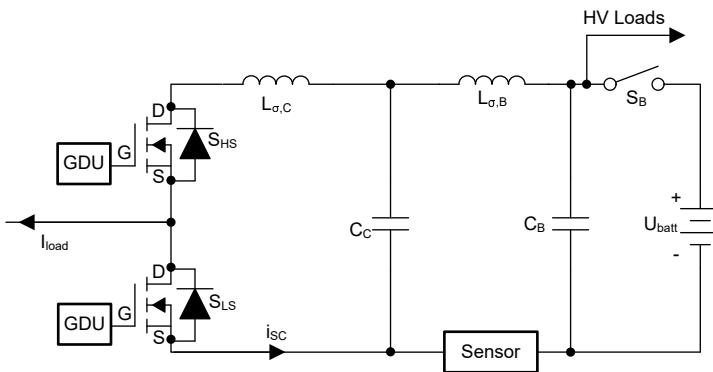


图 2-1. 分析 SCT 1 的简化原理图

发生短路时，隔离故障以避免进一步损坏（如火灾危险）至关重要。使用断路器 S_B 断开故障，可以中断连接到电池的其他正常工作器件的运行。一种思路是在每个转换器中加入一根额外的机械或电子保险丝；但是这种方法会增加成本，这在对价格敏感的汽车应用中并不理想。因此，迫切需要可靠且具有成本效益的短路保护方案来防止过热事件。

其中两种短路检测方法利用了额外的电流传感器。如节 1.3 中所述，电流传感器放置在两个电容器 C_c 和 C_B 之间。

在测量中， S_{HS} 和 S_{LS} 两个 SiC MOSFET 构成半桥拓扑。MOSFET S_{LS} 的漏极和源极引脚焊接在一起，以确保发生低阻抗短路来模拟 MOSFET S_{HS} 上的 SCT 1。在 t_0 时刻，MOSFET S_{HS} 的 GDU 收到导通命令，高侧 SiC MOSFET 的栅源电压 u_{GS} 开始增大。

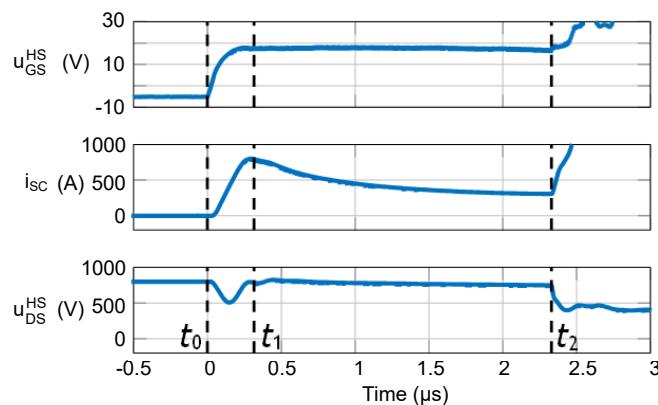


图 2-2. SCT 1 期间故障 MOSFET 的波形

电流斜率 di_{SC}/dt 取决于各种参数，例如 SiC MOSFET 的杂散电感和电容 [16]。电流 i_{SC} 在 t_1 时刻达到峰值，随后降低。电流的降低可以解释为由于功率损耗导致的 SiC MOSFET 芯片自热效应，使得漏源电阻增大 [16]。

尽管电流持续降低，但随着高侧 SiC MOSFET 的漏源电压 u_{DS} 保持高电平，SiC MOSFET 中耗散的能量越来越多。因此，MOSFET 持续升高温度。在 t_2 时刻，SiC MOSFET 达到临界结温并在低阻抗状态下损坏。由于电流 i_{SC} 不再受漏源电阻的限制，因此 i_{SC} 再次开始增大。从现在开始，MOSFET 无法隔离短路，而且只要电池提供能量，此短路就存在发生火灾和烟雾危险的潜在风险。因此，需要短路保护来防止损坏 MOSFET。本文选择了基于分流器的检测和基于霍尔效应传感器的检测等电流检测方法，以及去饱和方法等电压检测方法作为保护方法进行分析。

3 短路检测方法

本节将详细分析三种短路检测方法，考量成本和响应时间（小于 $2 \mu s$ [15]）等不同的因素。

3.1 基于分流器的方法

基于分流器的检测方案是监测短路场景的一种简单方法。检测电路由高精度电阻器和隔离式比较器组成。采用分流电阻器 R_S 来测量大容量电容 C_B 和换向电容 C_C 之间的电流。基于分流器的方法的简化电路如图 3-1 所示。

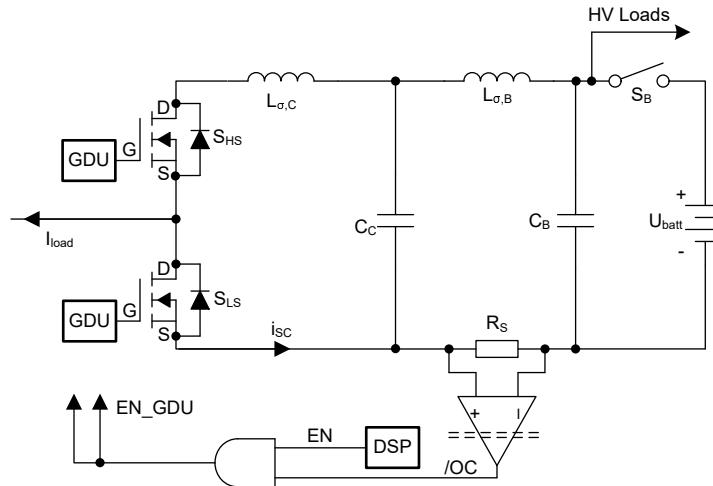


图 3-1. 基于分流器的检测的简化电路

流经分流电阻器的电流会在分流电阻器两端产生压降：

$$u_{RS} = i_{SC} \times R_S + L_{SH} \times \frac{di_{SC}}{dt} \quad (1)$$

其中 L_{SH} 是分流器的寄生电感 [17]。

设计中必须注意尽量减小寄生电感，以避免正常工作期间出现故障检测误报。分流电阻器两端的电压 u_{RS} 由可编程且隔离式比较器 AMC23C12-Q1 监测。一旦电压 u_{RS} 达到定义的触发电压，就会使用比较器的输出禁用栅极驱动器并关闭 MOSFET。

AMC23C12-Q1 提供了一个具有可选锁存功能的漏极开路输出。当 $|V_{IN}|$ 超过 REF 引脚上的电压定义的阈值时，该输出主动拉至低电平，如图 3-2 所示。

漏极开路输出通过二极管连接到 $VDD2$ 电源，这意味着，在较大的电流开始流向 OUT 引脚前，不能将该输出拉高到超过 $VDD2$ 电源 500mV。特别是，如果 $VDD2$ 为 $GND2$ 电平，该开漏输出会被钳位至一个高于地的二极管电压。

在系统级别上，开漏信号线的 CMTI 性能取决于上拉电阻的值。在具有高转换率（高 dV/dt ）的共模瞬态事件期间，由于印刷电路板 (PCB) 高侧和低侧之间的寄生电容耦合，漏极开路信号线可能被拉至低电平。AMC23C12-Q1 的特点是上拉电阻值较弱，为 $10k\Omega$ ，以确认在具有 $4.7k\Omega$ 或更低的上拉电阻的典型应用中满足指定的 CMTI 性能。

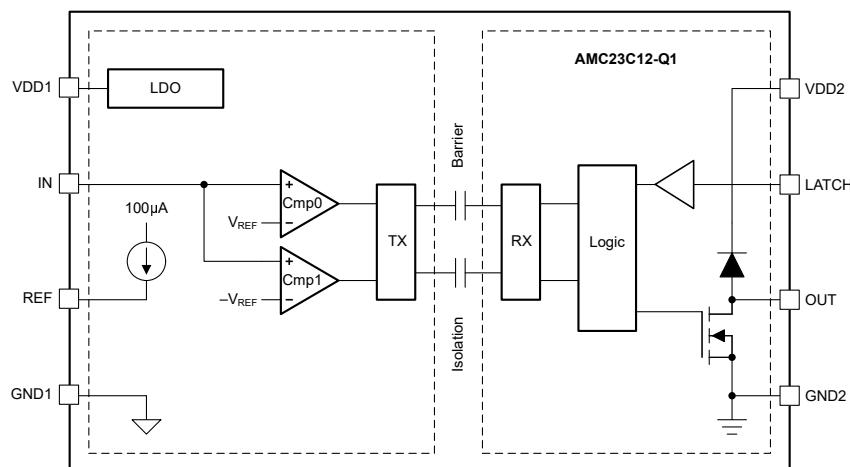


图 3-2. AMC23C12-Q1 的方框图

3.2 基于去饱和的方法

DESAT 保护广泛用于 IGBT 的短路保护。该电路在导通状态期间间接测量 MOSFET 的漏源电压，以检测短路。

图 3-3 展示了简化的电路。

DESAT 保护电路由一个电阻器消隐电容器和一个二极管组成。当器件导通时，电流源为消隐电容器充电并且二极管导通。在正常工作期间，电容器电压被钳位在器件的正向电压。发生短路时，电容器电压会快速充电至阈值电压，从而触发器件关断。

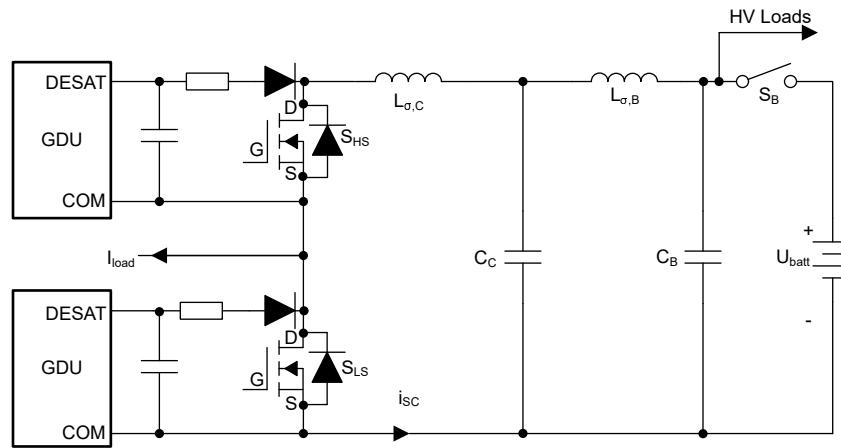


图 3-3. 基于去饱和的检测的简化电路

如图 3-4 所示，为了确保开关瞬态不会干扰去饱和检测，需要仔细选择电流 i_{desat} 和电容器 C_{desat} ，以定义适当的消隐时间 t_{blk} 。为了增加电流 i_{desat} 并缩短反应时间，实现了具有正向电压 u_{D2} 的二极管 D_2 和电阻器 R_2 。如果忽略阻断二极管 D_1 所需的时间，消隐时间 t_{blk} 可以通过以下公式估算得出

$$t_{blk} = -C_{desat} \times R_2 \times \ln\left(1 - \frac{9.15V}{U_{dd} - u_{D2} + i_{int} \times R_2}\right) \quad (2)$$

其中 U_{dd} 是栅极驱动器的电源电压。

当检测到故障时，栅极驱动器会启动软关断，从 MOSFET 栅极拉取 400mA 的恒定电流，以确认漏源电压具有低过冲。

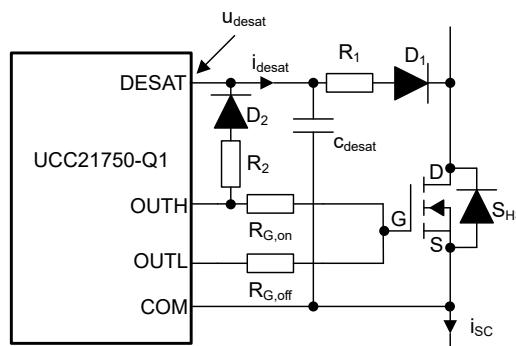


图 3-4. 去饱和保护的工作原理

3.3 基于霍尔效应传感器的方法

霍尔效应传感器在 OBC 和 DCDC 应用中被广泛用来检测电流，也可用于检测短路电流 i_{SC} 。霍尔效应传感器通过检测电流流过检测元件所产生的磁场来检测短路电流 [18]。图 3-5 展示了基于霍尔效应传感器的方法的简化电路。

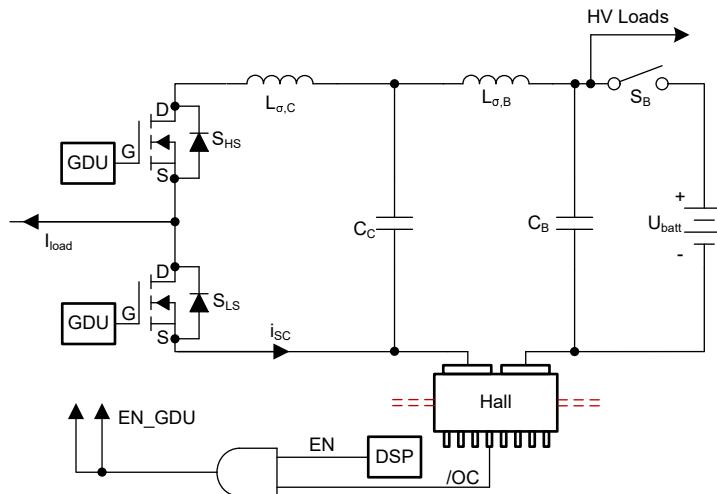


图 3-5. 基于霍尔效应的检测的简化电路

采用集成了比较器的 TMCS1126-Q1 作为基于霍尔效应的电流传感器。短路检测 (OCD) 电路提供一个比较器输出，可用于触发警告或系统关断，以防止由短路、电机停转或其他系统状况引起的电流过大而造成的损坏。该数字响应可以在双向和单向器件上配置为在模拟测量范围的一半与两倍以上之间的任意位置跳闸。

触发阈值使用外部无源元件进行设置。与基于分流器的设计类似，传感器放置在两个电容器 C_c 和 C_B 之间。一旦电流 i_{SC} 达到霍尔效应传感器中设定的阈值电流，就会使用过流输出引脚禁用栅极驱动器并关断 SiC MOSFET。

4 测试设置

图 4-1 展示了硬件测试设置。测量中使用了两个采用 HU3PAK 封装的 SiC MOSFET，其典型导通状态电阻为 $R_{DS} = 25\text{m}\Omega$ 。MOSFET S_{LS} 的漏极和源极引脚焊接在一起，以保持低阻抗短路。MOSFET S_{HS} 由 UCC21750-Q1 栅极驱动器控制，栅极驱动器信号由控制 PCB 利用 LAUNCHXL-F280025C launchpad 生成。讨论的所有三个短路检测电路都在 PCB 上实现。对于直流链路电容器，使用了总容值为 $C_B = 20\mu\text{F}$ 的薄膜电容器。换向电容使用多层陶瓷片式电容器 (MLCC)，容值为 $C_C = 100\text{nF}$ (除非另有说明)，以提供低电感换向路径。所有短路检测方法的触发阈值均设置为 100A。下面将分析每种检测方法的测量结果。每次测量期间，仅启用一种方法，另外两种方法处于停用或删除状态。

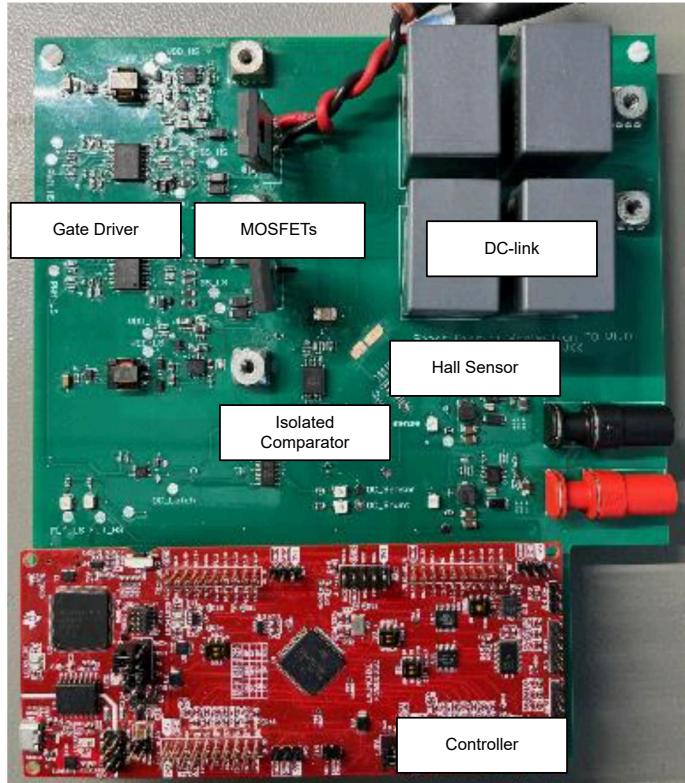


图 4-1. 短路测量的硬件设置

5 测量结果

本节讨论了每种短路检测方法的测量结果。此外，还使用分流器检测方法进行了进一步测量。此分析旨在让您更好地了解 SiC MOSFET 在短路期间的行为。

5.1 基于分流器的测量

基于分流器的保护会触发栅极驱动器的使能引脚。一旦该使能引脚变为低电平，栅极驱动器就会通过关断电阻 $R_{G,OFF}$ 关断 SiC MOSFET。

由于关断事件是硬关断事件，因此高侧 SiC MOSFET 的漏源电压 u_{DS} 在开关事件期间会发生过冲，可能损坏 SiC MOSFET。在正常工作条件下，过冲取决于杂散电感 $L_{o,C}$ 、SiC MOSFET 电流斜率 di_{SC}/dt 和换向电容 C_C [19]。但是，由于短路情况下存在大电流，发生故障时漏源电压的过冲还取决于杂散电感 $L_{o,B}$ ，因为换向电容 C_C 无法再提供足够的能量来限制过冲。

在直流链路电压 $U_{batt} = 400V$ 的 SCT 1 中，不同换向电容器 C_C 的影响如图 5-1 所示。在这些测量中，使用了关断栅极电阻 $R_{G,OFF} = 80\Omega$ 。虽然不同的换向电容器 C_C 对电流 i_{SC} 的影响很小，但该电容会对高侧 SiC MOSFET 的漏源电压 u_{DS} 产生影响。使用电容 $C_C = 10nF$ 时， u_{DS} 电压达到 1230V，这会对 1200V SiC MOSFET 构成潜在危险。

将电容 C_C 增大到 $20nF$ ，电压峰值将降至 840V。但是，将该电容进一步增大至 $C_C = 300nF$ 时，未观察到电压过冲明显减弱。这源于以下事实：当换向电容 $C_C \geq 200nF$ 时，足以提供电感 $L_{o,C}$ 在短路电流情况下存储的能量。

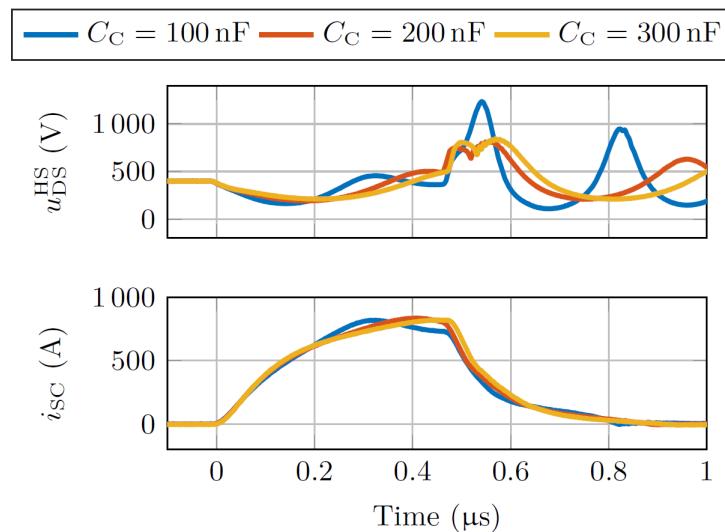


图 5-1. 不同换向电容器 C_C 对 SCT 1 期间开关瞬态的影响

选择电容 C_C 的值时需要在成本和性能之间进行权衡。电压过冲不应受到过大限制，因为 SiC MOSFET 在雪崩事件期间能够耗散有限的能量。在讨论的所有其他测量中，选择的换向电容为 $C_C = 100nF$ 。

为了验证在电容 $C_C = 100nF$ 时的安全关断能力，需要增大关断栅极电阻 $R_{G,off}$ 以减少电压过冲。图 5-2 展示了直流链路电压 $U_{batt} = 400V$ 时不同关断栅极电阻 $R_{G,off}$ 的测量结果。测得的短路电流显示，短路电流 i_{SC} 变化微小，而漏源电压 u_{DS} 则有显著差异。

使用电阻 $R_{G,off} = 8\Omega$ 时，电压峰值达到 1230V。将电阻增加到 $R_{G,off} = 20\Omega$ ，电压过冲降低至 1000V。当电阻 $R_{G,off} = 35\Omega$ 时，漏源电压最大仅达到 860V。

尽管较大的栅极电阻器可以减少电压过冲，但这会增加正常运行中的关断损耗。因此，关断电阻的选择需要在损耗和过冲之间进行权衡。

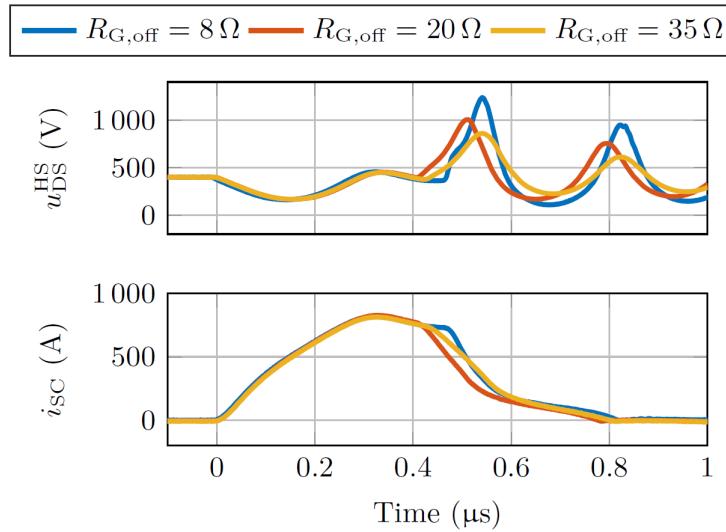


图 5-2. 不同关断电阻器 $R_{G,\text{off}}$ 对 SCT 1 期间开关瞬态的影响

图 5-3 展示了直流链路电压 $U_{\text{batt}} = 800\text{V}$ 且关断栅极电阻器 $R_{G,\text{off}} = 35\Omega$ 时 SCT 1 的波形。在 0ns 时，栅源电压 u_{GS} 达到 MOSFET 的阈值电压，并且电流 i_{SC} 开始上升。故障信号 u_{shunt} 在 200ns 时开始显著降低，指示发生了故障。栅源电压 u_{GS} 在 380ns 时开始降低，开始关断 SiC MOSFET。漏源电压 u_{DS} 在 48ns 时达到其最大值 1190V 。

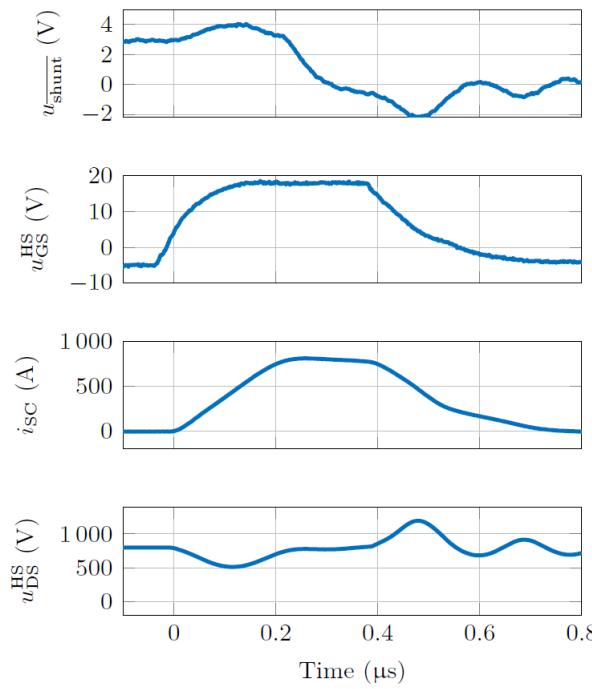


图 5-3. $R_{G,\text{off}} = 35\Omega$ 时基于分流器的方法的波形

5.2 基于去饱和的测量

本节讨论对栅极驱动器 UCC21750-Q1 使用集成去饱和检测的测量结果。表 5-1 列出了各元件的关键值，得到理论消隐时间为 $t_{\text{blk}} = 1\mu\text{s}$ 。

表 5-1. 去饱和设置的元件概述

器件	值
R_2	$30k\Omega$
u_{D2}	0.3V
C_{desat}	100pF

图 5-4 展示了使用去饱和方法的测量结果。一旦栅源电压 u_{GS} 在 0ns 时达到 SiC MOSFET 的阈值电压，电流 i_{SC} 就会开始上升。同时，电压 u_{desat} 开始增大，在 1600ns 时达到最大值，指示栅极驱动器出现过流。检测完成后，栅极驱动器开始缓慢关断 SiC MOSFET。由于软关断事件，漏源电压过冲在 1700ns 时仅达到 940V。

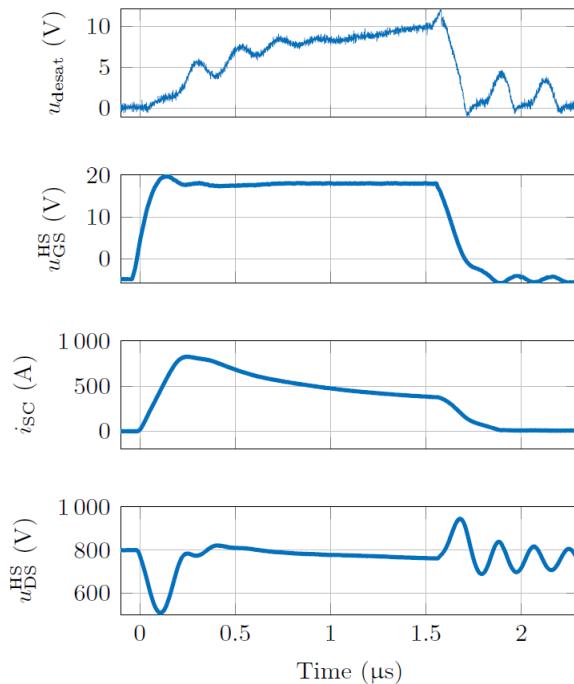


图 5-4. 采用软关断的基于去饱和的方法的波形

5.3 霍尔效应传感器测量

对于基于霍尔效应的测量，需要修改导通栅极电阻 $R_{G,on}$ 以检测短路事件。同时还可以通过增大导通电阻 $R_{G,on}$ 来降低电流的转换率。

因此，在这些测量中，电阻 $R_{G,on}$ 从 15Ω 增大到 25Ω 。图 5-5 显示了使用基于霍尔传感器的短路检测的测量结果。在 0ns 时，栅源电压 u_{GS} 达到 SiC MOSFET 的阈值电压，并且电流 i_{SC} 开始上升。故障信号 u_{hall} 在 700ns 时快速下降，从而禁用栅极驱动器。在 830ns 时，栅源电压 u_{GS} 开始下降，安全地关断 MOSFET S_{HS} 。漏源电压 u_{DS} 中的最大过冲达到 1090V 。

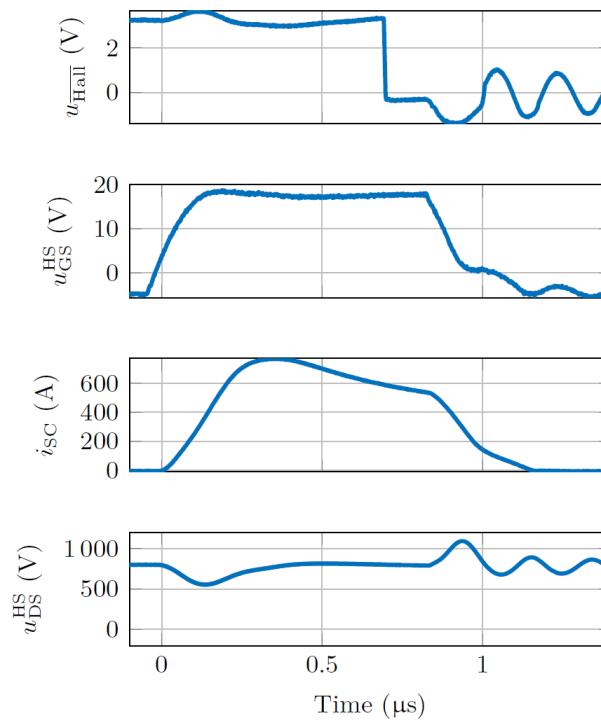


图 5-5. $R_{G,off} = 35\Omega$ 时基于霍尔效应的方法的波形

5.4 性能比较

所分析的所有三种短路保护方法都能够在 SCT 1 条件下安全地关断 SiC MOSFET。不过，所呈现的设计之间存在差异。

表 5-2 列出了各短路保护方法的比较结果。在评估的方法中，基于分流器的设计在响应时间和精度方面脱颖而出。但是，该方法的局限性在于硬关断事件中漏源电压的过冲最高。可通过以下方法缓解此问题：优化 PCB 布局来尽可能减小杂散电感，使 SiC MOSFET 能够以更高速度关断，而不会出现漏源电压过度过冲。

基于霍尔效应传感器的方法满足对响应时间和精度的典型要求，并且与基于分流器的解决方案相比具有更低的功率损耗。然而，在短路事件中 dV_{DS}/dt 较高时，霍尔效应传感器本质上更易受到干扰，这使 PCB 布局变得至关重要。

基于去饱和的保护包含软关断特性，有助于逐渐关断短路电流，从而显著降低漏源电压过冲。这放宽了 PCB 设计限制，允许采用杂散电感更高的电路，还允许 SiC MOSFET 以最大速度开关，从而更大限度地减少正常运行期间的能量损耗。不过，去饱和方法的主要局限性在于 SCT 1 故障期间的响应时间相对较长。为了缩短此响应时间，必须进行设计优化，以便在发生短路事件时保持安全关断。

表 5-2. 所分析的短路检测方法的比较

参数	分流器	霍尔效应	去饱和 + 软关断
响应时间	380ns	820ns	1.55μs
精度	±3.4%	±10%	不适用
20A 时的损耗	0.4W	0.28W	可忽略
过冲	1190V	1090V	940V

总之，这三种选择在不同方面有着各自的优势和局限性。

- 响应时间。基于分流器的方法具有最短的响应时间，而其他两种方法也可以满足典型的响应时间要求。
- 精度。基于分流器的方法在过流阈值上具有最高的精度。
- 功率损耗。基于分流器的方法和基于霍尔效应的方法会增加系统的额外损耗，而使用基于去饱和的方法的额外损耗可以忽略不计。
- 电压过冲。基于去饱和的方法具有最低的过冲，因为它具有软关断特性。
- PCB 布局。电流传感器的实现会影响换向单元的杂散电感，而去饱和实现的影响可以忽略不计，因为不需要将其插入电流路径中。
- 成本：具有去饱和保护和软关断特性的栅极驱动器通常比替代方法中使用的标准栅极驱动器更昂贵。

因此，这三种解决方案适用于不同的场景，具体取决于客户的要求。基于分流器的方法特别适用于需要高响应速度和精度的情况。基于霍尔效应的方法特别适用于需要更低损耗和电流值来实现冗余软件保护的情况。基于去饱和的方法特别适用于需要更低电压过冲和简单 PCB 布局的情况。

6 结语

本技术白皮书针对高压 SiC MOSFET 的短路保护方案，对三种保护方法进行了全面分析：基于分流器的检测、去饱和方法和基于霍尔效应的检测。基于分流器的方法在低电感电路中具有最快的响应速度和最低的实现成本。在所考察的方法中，去饱和检测的成本相对较高，响应时间较慢，但其优势在于过冲较低。霍尔传感器虽是一种具有成本效益的选择，但需要额外措施来应对高 dI_{SC}/dt 场景。PCB 布局优化、元件选择和特定于应用的要求等不同因素之间的平衡，是增强 HEV/EV 系统中 SiC MOSFET 可靠性的关键。

本文的研究工作在 Flex Automotive 的 Vinay Kumar Krishnappa、Christoph Ludecke 和 Jan Riedel 的密切合作下完成，文中的测试结果首次发表于 PCIM 2025 上 [20]。

7 参考资料

1. H. Wouters 和 W. Martinez , “Bidirectional onboard chargers for electric vehicles: State-of-the-art and future trends” , 《IEEE 电力电子学汇刊》 , 第 39 卷第 1 期第 693 - 716 页 , 2024 年 1 月。DOI : 10.1109/tpel.2023.3319996。
2. B. Shi、A. I. Ramones、Y. Liu、H. Wang、Y. Li 等 , “A review of silicon carbide MOSFETs in electrified vehicles: Application, challenges, and future development” , 《IET Power Electronics》 , 第 16 卷第 12 期第 2,103 - 2,120 页 , 2023 年 5 月。DOI : 10.1049/pel2.12524。
3. E. Chemali、M. Preindl、P. Malysz 和 A. Emadi , “Electrochemical and electrostatic energy storage and management systems for electric drive vehicles: State-of-the-art review and future trends” , 《IEEE 电力电子新兴与专题选刊》 , 第 4 卷第 3 期第 1,117 - 1,134 页 , 2016 年。DOI : 10.1109/jestpe.2016.2566583。
4. J. Serrano , “Imagining the future of the internal combustion engine for ground transport in the current context” , 《应用科学》 , 第 7 卷第 10 期第 1,001 页 , 2017 年 9 月。DOI : 10.3390/app7101001。
5. S. Dutta 和 J. Bauman , “An overview of 800 V passenger electric vehicle onboard chargers: Challenges, topologies, and control” , 《IEEE 接入》 , 第 12 卷第 105,850 - 105,864 页 , 2024 年。DOI : 10.1109/access.2024.3435463。
6. M. Zhang、H. Li、Z. Yang、S. Zhao、X. Wang 和 L. Ding , “Analysis of SiC MOSFETs short-circuit behavior in half bridge configuration during shoot through event” , 《2023 年 IEEE 能源转换大会暨展览 (ECCE)》 , IEEE , 2023 年 10 月 , 第 5,350 - 5,358 页。DOI : 10.1109/ecce53617.2023.10362468。
7. H. Qin、H. Hu、W. Huang、Y. Mo 和 W. Chen , “An improved desaturation short-circuit protection method for SiC power modules” , 《Energy Reports》 , 第 8 卷第 1,383 - 1,390 页 , 2022 年 4 月。DOI : 10.1016/j.egyr.2021.11.274。
8. M. Zhang、H. Li、Z. Yang、S. Zhao、X. Wang 和 L. Ding , “Short circuit protection of silicon carbide MOSFETs: Challenges, methods, and prospects” , 《IEEE 电力电子学汇刊》 , 第 39 卷第 10 期第 13,081 - 13,095 页 , 2024 年 10 月。DOI : 10.1109/tpel.2024.3430897。
9. M. Cui、J. Li、Y. Du 和 Z. Zhao , “Behavior of SiC MOSFET under short-circuit during the on-state” , 《IOP 会议系列：材料科学与工程》 , 第 439 卷第 022 026 页 , 2018 年 11 月。DOI : 10.1088/1757-899x/439/2/022026。
10. J. Lutz 和 T. Basler , “Short-circuit ruggedness of high-voltage IGBTs” , 《2012 年第 28 届国际微电子会议》 , IEEE , 2012 年 5 月 , 第 243 - 250 页。DOI : 10.1109/miel.2012.6222845。
11. Z. Wang、X. Shi、Y. Xue、L. M. Tolbert、F. Wang 和 B. J. Blalock , “Design and performance evaluation of overcurrent protection schemes for silicon carbide (sic) power mosfets” , 《IEEE Transactions on Industrial Electronics》 , 第 61 卷第 10 期第 5,570 - 5,581 页 , 2014 年 10 月。DOI : 10.1109/tie.2013.2297304。
12. J.-A. Lee、D. H. Sim 和 B. K. Lee , “Short-circuit protection for SiC MOSFET based on PCB-type rogowski current sensor: Design guidelines, practical solutions, and performance validation” , 《IEEE 电力电子学汇刊》 , 第 39 卷第 3 期第 3,580 - 3,589 页 , 2024 年 3 月。DOI : 10.1109/tpel.2023.3339724。
13. C. Xiao、L. Zhao、T. Asada、W. Odendaal 和 J. van Wyk , “An overview of integratable current sensor technologies” , 《第 38 届工业应用会议 (IAS) 年会会议记录》 , 2003 年 , 序列号 IAS-03 , 第 2 卷 , IEEE , 2003 年 , 第 1,251 - 1,258 页。DOI : 10.1109/ias.2003.1257710。
14. M. Laumen、C. Lüdecke 和 R. W. De Doncker , “Ultra-fast short-circuit detection for SiC MOSFETs using dc-link voltage monitoring” , 《2020 IEEE 第 11 届分布式发电系统 (PEDG) 电力电子国际研讨会》 , IEEE , 2020 年 9 月 , 第 547 - 553 页。DOI : 10.1109/pedg48541.2020.9244367。
15. D. Xing、B. Hu、M. Kang、Y. Zhang、S. Nayak 等 , “1200-v sic mosfet short-circuit ruggedness evaluation and methods to improve withstand time” , 《IEEE 电力电子新兴与专题选刊》 , 第 10 卷第 5 期第 5,059 - 5,069 页 , 2022 年 10 月。DOI : 10.1109/jestpe.2022.3144995。
16. B. Kakarla、T. Ziemann、R. Stark、P. Natzke 和 U. Grossner , “Short circuit ruggedness of new generation 1.2 kv sic mosfets” , 《2018 IEEE 第六届宽禁带功率器件与应用研讨会 (WiPDA)》 , IEEE , 2018 年 10 月 , 第 118 - 124 页。DOI : 10.1109/wipda.2018.8569077。
17. J. Ferreira、W. Cronje 和 W. Relihan , “Integration of high frequency current shunts in power electronic circuits” , 《PESC ‘92 Record.23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference》 , IEEE , 1992 年 , 第 1,284 - 1,290 页。DOI : 10.1109/pesc.1992.254728。

18. M. Crescentini、S. F. Syeda 和 G. P. Gibiino , “Hall-effect current sensors: Principles of operation and Implementation Techniques” , 《IEEE 传感器杂志》 , 第 22 卷第 11 期第 10,137 - 10,151 页 , 2022 年 6 月。DOI : 10.1109/jsen.2021.3119766。
19. N. Fritz、G. Engelmann、A. Stippich、C. Lüdecke、D. A. Philipps 和 R. W. de Doncker , “Toward an in-depth understanding of the commutation processes in a SiC MOSFET switching cell including parasitic elements” , 《IEEE 工业应用汇刊》 , 第 56 卷第 4 期第 4,089 - 4,101 页 , 2020 年 7 月。DOI : 10.1109/tia.2020.2995331。
20. V. K. Krishnappa、C. Luedcke、J. Riedel 和 J. Fu , “Comparison of Short-Circuit Detection and Protection Methods for Silicon Carbide MOSFETs in EV Applications” , 《2025 年 PCIM 会议 ; 电力电子、智能运动、可再生能源与能源管理国际展览暨会议》 , 德国纽伦堡 , 2025 年 , 第 1,085 - 1,092 页 , doi : 10.30420/566541141。

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出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