CoolSiC™ MOSFET 栅极驱动电压窗口指南

关于本文档

英飞凌科技致力于以全面的半导体能力提升电气系统性能。我们的专业知识体现在我们的产品及其在相关使用条件下的表现，也体现在我们分享最新半导体技术知识的意愿。对于碳化硅(SiC) MOSFET 等新技术而言，这一点尤为重要，因为在某些工作条件下, SiC MOSFET 的特性不同于硅(Si)开关。这种新技术的经验和相关文献的公开程度不如市场上已存在很长时间的技术。

SiC MOSFET 需要考虑的一个重要方面是栅极阈值电压($V_{GS(th)}$)在长期工作中的漂移。英飞凌是第一个发现这种门限电压($V_{GS(th)}$) 漂移的厂家，这种漂移是由长期工作中的动态开关造成的。英飞凌也是第一个建议工作栅极电压区域的厂家，以最大限度地减少漂移。

经过不断的研究和开发，CoolSiC™ MOSFET M1H 的 $V_{GS(th)}$ 稳定性有了显著提高。动态开关造成的漂移大大减少。

此版本的应用说明提供了 CoolSiC™ MOSFET 栅极电压的最新指南。

范围和目的

- 解释 $V_{GS(th)}$ 在开关操作下的长期行为
- 讨论其对应用的影响
- 提供设计指南，以限制导通电阻 $R_{DS(on)}$的增加 ，这是应用中影响用户的主要方面

目录

关于本文档 1

目录 2

1 $V_{GS(th)}$ 漂移现象 3

2 对应用的影响 5

3 栅极驱动电压准则 7

3.1 1200 V 器件准则 7

3.1.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移 9

3.2 650 V 器件准则 12

3.2.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移 12

3.3 750 V 器件准则 14

3.3.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移 14

3.4 2000 V 器件准则 17

3.4.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移 17

3.5 栅极电压过冲和欠冲的定义 18

4 参考文献 20

文档修订记录 21

1 $V_{GS(th)}$ 漂移现象

与硅材料相比，宽带隙材料 SiC 的性质以及半导体-电介质界面的不同属性，导致了阈值电压变化和偏置温度不稳定(BTI)等天然特性，这需要用户理解和作出评估。 为了了解这些差异，解释它们与半导体材料的关系，澄清它们与应用的相关性，以及确定与规格和系统设计相关的后果，我们进行了广泛的研究。

就静态栅极-偏压应力而言，通常用于表征 Si 器件的阈值电压和阈值电压漂移的标准测试程序需要改变以适应 SiC MOSFET。基于这些发现，我们为 SiC MOSFET 的 BTI 评估开发了一种新的测量应力程序，该程序允许用户区分可逆的阈值电压滞回现象和永久的阈值电压漂移(BTI)。这种测量技术已用于深入研究，评估最近推出的 SiC MOSFET 器件的 $V_{GS(th)}$稳定性。事实证明，英飞凌 1200 V CoolSiC™ MOSFET 在整体 $V_{GS(th)}$稳定性方面表现出色，特别是由于其极低的负 BTI 和不同器件之间极小的漂移变化[1]。

除了静态应力驱动的漂移之外,SiC MOSFET 器件的阈值电压可能会经历由开关事件(器件的开通和关断)触发的额外漂移。此附加漂移只能在长期开关测试中识别。目前的数据显示，这一效应与栅氧化层捕获动力学有关。正如相关的内部研究表明，这种效应是当前 SiC MOSFET 技术的一个普遍特性。它不仅限于英飞凌的 CoolSiC™ MOSFET 器件。

通过在各种开关条件下进行长期测试，已经对英飞凌 CoolSiC™ MOSFET 的这种现象的特性进行了研究。数据显示，随着时间的推移，开关应力会导致 $V_{GS(th)}$ 缓慢增加。在相同工作条件下承受应力的不同器件之间，$V_{GS\,(th)}$ 漂移值相似。阈值电压 $V_{GS(th)}$的增加降低了 MOS 沟道过驱动电压($V_{GS(on)} - V_{GS(th)}$)；因此，可以观察到沟道电阻(R_{ch})的增加。这种现象在方程[1]中描述，其中 L 是沟道的长度,W 是沟道的宽度，μ_n 是自由电子迁移率,C_{ox} 是栅极氧化物电容,$V_{GS(on)}$是栅极正电压，$V_{GS(th)}$ 是器件的阈值电压 [2]。

$$R_{ch} \approx \frac{L}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot W \cdot (V_{GS(on)} - V_{GS(th)})} \qquad (1)$$

总 $R_{DS\,(on)}$ 电阻由单电阻的总和决定。它们是沟道电阻(R_{ch})、结型场效应晶体管的电阻(R_{JFET})、漂移区域的外延层电阻(R_{epi})、以及高掺杂碳化硅衬底的电阻(R_{Sub})。总 $R_{DS(on)}$的整个链路在方程[2]中作了描述。
因此，增加 $V_{GS(th)}$ 会导致沟道电阻略有增加，随后 $R_{DS(on)}$略有增加，并随着时间的推移，导通状态损耗略也会略微增加。

$$R_{DS(on)} = R_{ch} + R_{JFET} + R_{epi} + R_{Sub} \qquad (2)$$

VGS(th) 漂移现象

$V_{GS(th)}$ 增加对 $R_{DS(on)}$的明显影响会因器件的电压等级而异。电压等级越高，外延层电阻(R_{epi})的作用就越明显。因此，与较小的电压等级(如 650 V)相比，高电压等级的器件中 R_{EPI} 的作用更大，对总 $R_{DS(on)}$的贡献更大 。因此，我们可以得出结论，对于较高的电压等级，$V_{GS(th)}$漂移对 $R_{DS(on)}$的影响 较轻。

请注意，器件的基本功能不受影响，尤其是：

- 阻断能力
- 器件的可靠性级别(例如，宇宙辐射稳健性，湿度稳健性等)
- $V_{GS(th)}$ 漂移对总开关损耗的影响可忽略不计

影响开关引起的 $V_{GS(th)}$ 漂移的关键参数包括：

- 开关事件的次数，转化为开关频率和总运行时长
- 栅极驱动电压，主要是 $V_{GS(off)}$
- 栅源电压的过冲和欠冲

我们发现以下操作参数对开关引起的 $V_{GS(th)}$漂移影响很小或可以忽略不计：

- 结温
- 开关斜率（dV/dt 和 dI/dt）
- 漏源电压
- 漏电流

2 对应用的影响

$V_{GS(th)}$漂移的主要影响是长期应用 $R_{DS(on)}$ 的长期增加。通常情况下,$R_{DS(on)}$的增加会加剧导通损耗，导致结温 T_{vj} 随着时间的推移而升高。在评估功率循环时，也应考虑 T_{vj} 随时间的增加。

T_{vj} 的增加是否重要，取决于各个应用及其运行条件。在许多情况下，这种影响很小，即使在长达 20 年的使用寿命之后，T_{vj} 的增加也可以忽略不计。而在其他应用中，这种影响可能更为关键。因此，必须考虑到第 3 章中所描述的设计准则。

使用两个示例(DC-AC 逆变器中的半桥配置)可以说明给定固定幅度 $V_{GS(th)}$漂移对不同应用的不同影响。第一个示例代表了导通损耗（P_{con}）在损耗分布中占主导地位的应用。第二个示例代表了开关损耗（P_{sw}）和导通损耗均等分布的应用。表 1 中列出了这两个示例的参数。

表 1 两个示例的参数

	示例 1: 导通损耗占主导地位	示例 2: 导通损耗和开关损耗均匀分布
开关频率 (kHz)	8	30
额定电流(A)	50	38.5
输出电压(V)	400	400
输出频率(Hz)	50	50
DC 母线电压(V)	600	600
功率因数	1	1
热阻(K/W)	3.6	3.6
环境温度(°C)	40	40

对于每个示例，$V_{GS(th)}$ 漂移对损耗分布和结温的影响见 图 1。两个示例具有相同的 $V_{GS(TH)}$ 漂移。

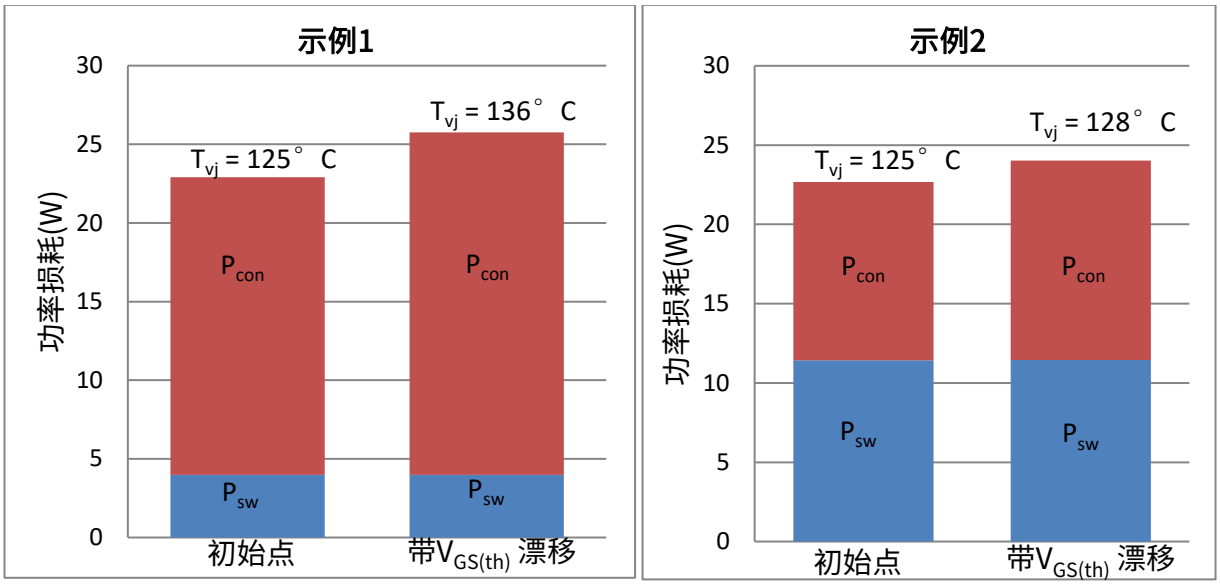

图 1 $V_{GS(th)}$漂移对应用的影响示例

对应用的影响

如上所示，在以导通损耗为主的示例 1 中，$V_{GS\,(th)}$ 漂移会导致明显更高的总损耗，从而导致更高的结点温度。对于此类应用，必须考虑第 3 章中详述的设计指南。对于开关损耗和传导损耗均匀分布的应用，$V_{GS\,(th)}$ 漂移对总损耗和结温的影响很小。

在总损耗以动态损耗为主的应用中,$V_{GS(th)}$漂移的影响几乎可以忽略不计。

英飞凌开发了一种新的应力测试程序，称为 GSS, 用于在现实的、面向应用的开关条件下识别漂移。GSS 测试结果与实际应用条件下的参数漂移可比较，现在可作为芯片认证上的新测试，以确保长期性能和可靠性[4]。JEDEC 指南 JEP195 中也介绍了该测试。

这是英飞凌在应用工况结束时评估最坏情况 $R_{DS(on)}$ 漂移的方式，详见以下章节。

3 栅极驱动电压准则

本章各节就如何预测不同电压等级的 $R_{DS\ (on)}$ 变化并将其限制在可接受的范围内提供了指导。

3.1 1200 V 器件准则

$V_{GS(th)}$的动态漂移随着开关事件的次数增加而增加。要更清楚地理解这一点：开关事件的总数转换为归一化的开关频率，其考虑了 10 年的满负荷运行（24 小时/7 天）。使用已知的实际开关频率 f_{SW}(单位为 kHz)、目标使用寿命(单位为年)和运行时间(以占系统总使用寿命的百分比表示)，可以使用以下公式定义归一化的开关频率：

归一化 f_{sw} = 实际 f_{sw} [kHz] × 使用寿命 [年] × 运行时间百分比 [%] ÷ 10 [年]

尽管基本芯片技术相同，英飞凌分别为模块和分立封装的 CoolSiC™ MOSFET 推荐了不同的工作区。这是因为栅极信号中的过冲和欠冲在很大程度上取决于工作条件、电路设计和寄生参数。特别是对于分立器件来说，由于在电路设计、应用条件、逆变器拓扑、栅极驱动设计、PCB 布局和热设计更为灵活，其推荐工作区(ROA)更为保守。由于这些原因，分立器件的 ROA 还包括 2 V 的潜在过冲，以考虑栅极驱动器设计中的变化。而对于模块，无需考虑额外的过冲，因为在任何情况下，通过正确的栅极驱动器设计都可以实现 0 V 过冲。

根据实际应用估算的归一化开关频率，可分别从分立产品和模块产品的 图 2 和 图 3 中获取最小关断栅极电压，包括潜在的欠冲。图表已更新，增加了改进后栅极氧化物的工业 M1H 版本，以及汽车 M1、M1T 和 M1H 的新数据。

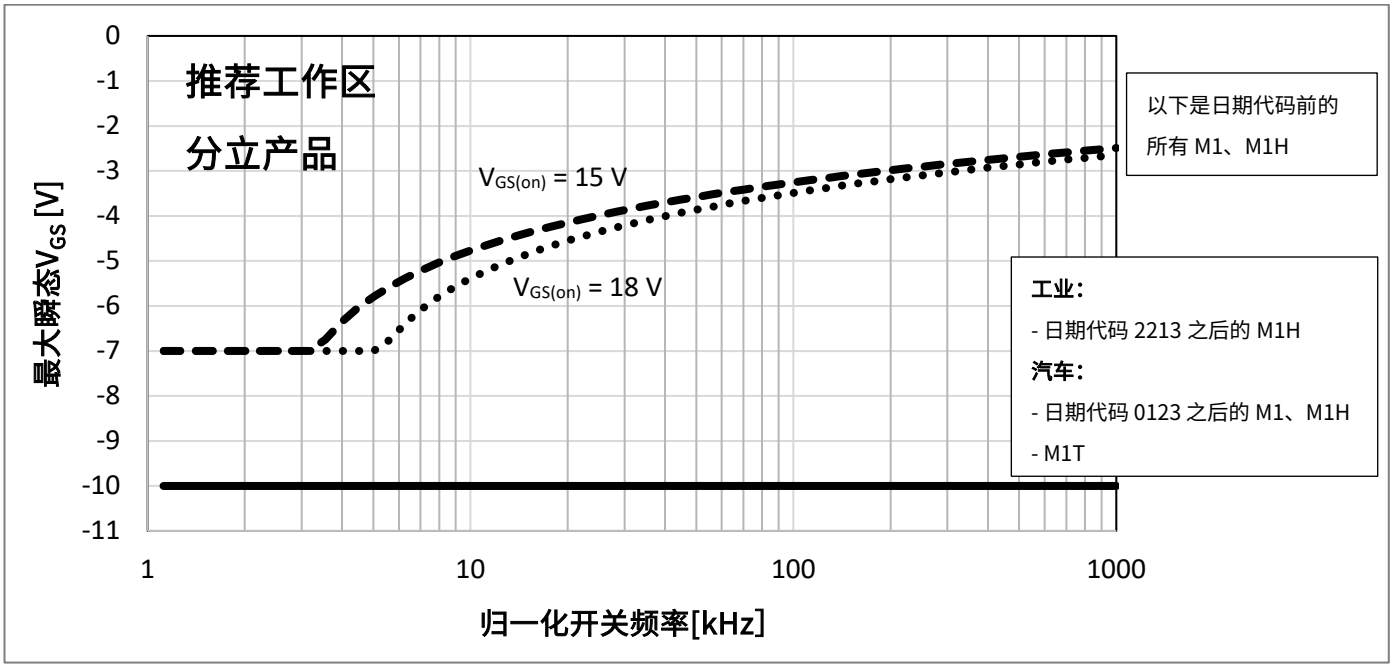

图 2 1200 V 分立封装产品的最小关断栅极电压

栅极驱动电压准则

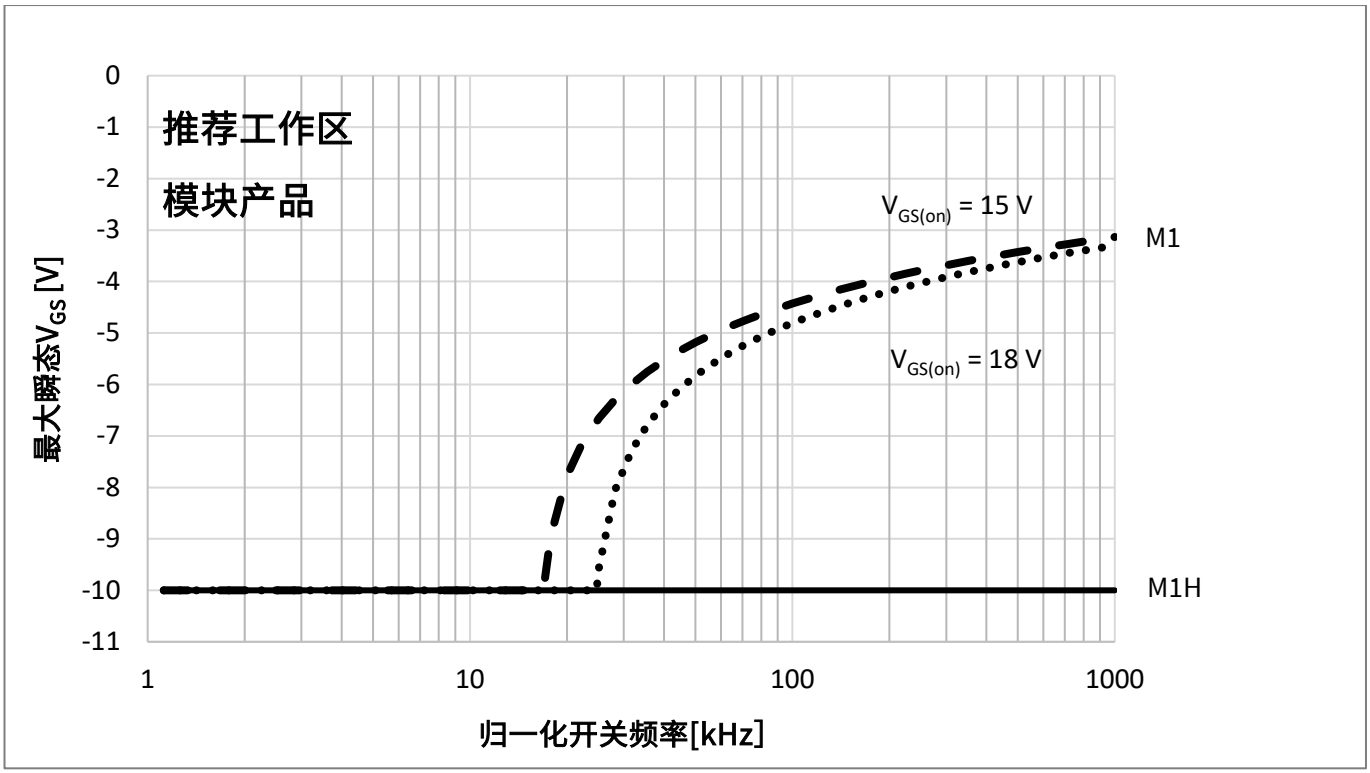

图 3　　1200 V 模块产品的最小关断栅极电压

下面的示例详细介绍了如何使用这些信息。太阳能逆变器具有：

- 实际开关频率为 20 kHz
- 目标使用寿命为 20 年
- 运行时间为 50%
- 归一化开关频率为 20 kHz * 20 年 * 50%/10 年= 20 kHz

对于 18 V 的导通电压，使用分立封装的 CoolSiC™ MOSFET M1，关断栅极电压（包括欠冲）必须介于 -4.6 V 和 0 V 之间，如 图 2 所示。对于使用导通电压为 15 V 的 CoolSiC™ MOSFET M1 模块，关断栅极电压（包括欠冲）必须设计在-7.7 V 和 0 V 之间(参见图 3)。

最小关断电压定义了推荐的工作区，其设置可确保在 I_{nom} 和 T_{vj} = 125°C 时，$R_{DS(on)}$ 增加值在整个产品寿命期间不会超过初始值的 15%。

$R_{DS(on)}$ 增加的相对值取决于工作电流 I_d 和结温 T_{vj}，如图 4 所示 。

.

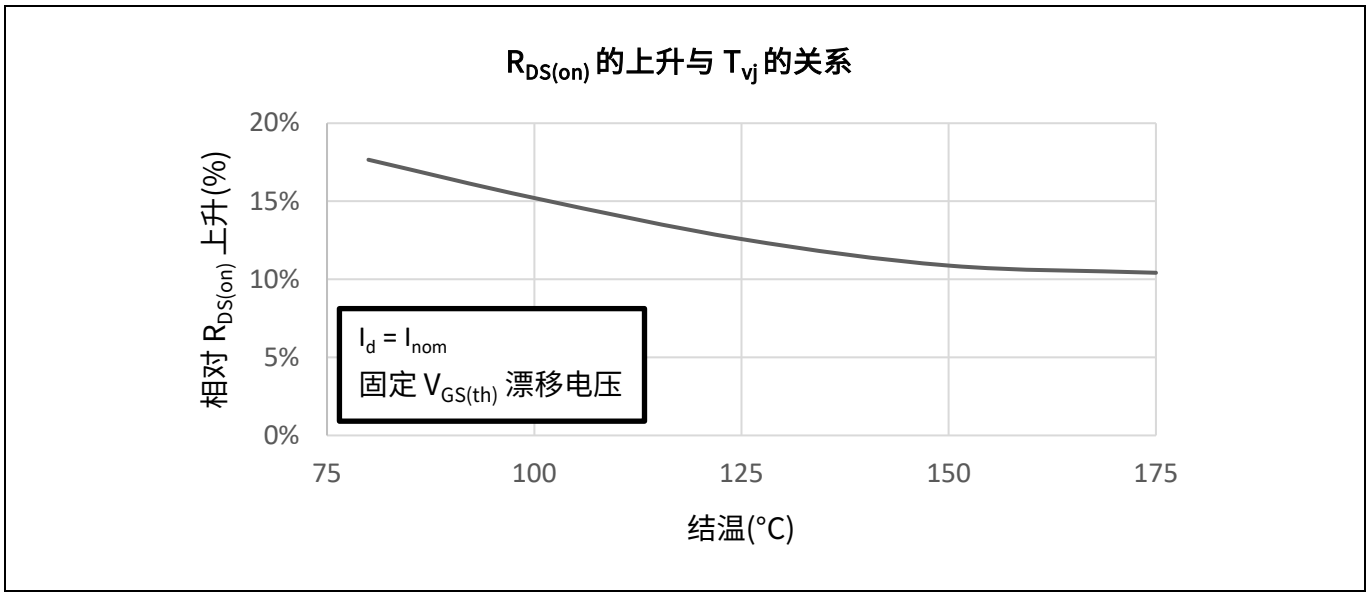

图 4　　不同结温下 $R_{DS(on)}$ 的上升相对值

最后，请注意，最低栅极电压尖峰与 ROA 无关，且不得超过产品数据手册中给出的最大额定值。

3.1.1　应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移

英飞凌始终致力于提升新一代半导体的表现和性能。1200 V CoolSiC™ MOSFET M1H 等技术在阈值电压稳定性方面取得了显著改善。这使 1200 V M1H 的允许栅极工作窗口显著增加，同时仍保持远低于 15%的 $R_{DS(on)}$ 漂移。

英飞凌通过在多种不同工作条件下进行广泛测试，开发出一个基于 $R_{DS(on)}$变化与循环次数 (N_{cycles}) 的函数关系的预测模型[3] [4].。利用这个模型，可以为任何应用工况准确预测最恶劣情况 $R_{DS(on)}$ 变化。

为了评估最恶劣应用工况 (EoMP) 结束时的 $R_{DS(on)}$ 漂移，需要考虑 EoMP 之前的开关事件总数。根据使用寿命目标、总工作时间和应用开关频率，可以轻松计算出这个数字。利用开关循环次数 (N_{cycles})，可以从图 5 中获取 $R_{DS(on)}$相对变化。 图 5

图 5 中考虑了相应数据手册中的最大正、负动态栅源电压。两个图表都显示了最恶劣情况下的漂移值，只要器件其他应用条件不超过数据手册中极限值，图中读出的漂移值就是有效的。利用这些图表，客户可以在数据手册框架内选择最符合其应用要求的任何参数集，而无需耗费太多精力考虑漂移影响，和栅极信号寄生过冲和欠冲。

栅极驱动电压准则

1200 V CoolSiC™ MOSFET 产品系列的推荐 $V_{GS(on)}$ 如下所示：

- $V_{GS(on)}$ = 15 V，用于 M1 产品
- $V_{GS(on)}$ = 18 V，用于 M1H 产品（汽车）
- $V_{GS(on)}$ = 15 至 18 V，用于 M1H 产品（工业用）
- $V_{GS(on)}$ = 20 V，用于 D2PAK 系列中的 M1T 和 Gen1p (AIMBG120RxxxM1)

在运行中将栅极偏压有效控制在远低于数据手册最大限值的应用，可以在相同开关循环次数情况下表现出更低 $R_{DS(on)}$漂移值，如图 5 [3] [4]所示。

当在较低负关断栅极电压 (如-2 V，而不是-5 V) 下工作时，阈值电压漂移对应用的影响很小。在此，应考虑其他与应用相关的参数。例如,E_{ON} 和 E_{OFF} 会略有变化，碳化硅 MOSFET 体二极管的正向电压会降低。

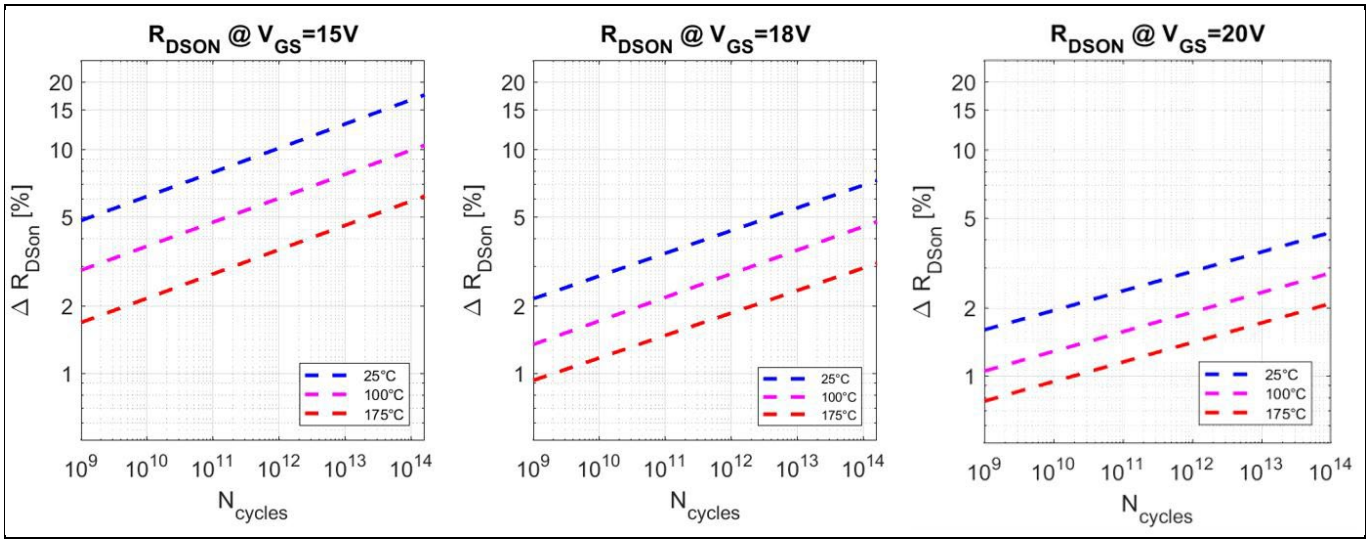

图 5　　左图：$V_{GS(on)}$ = 15 V、T_{vjop}= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化
中间图：$V_{GS(on)}$ = 18 V、T_{vjop}= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化
右图：$V_{GS(on)}$ = 20 V、T_{vjop}= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化

以下示例说明了如何使用此信息。

- 目标使用寿命[年]：20
- 实际工作时间[%]: 50，即 10 年
- 实际工作时间[s] : 315360000 s (10 年)
- 开关频率 [kHz]: 48
- 循环持续时长[s]：1/开关频率 = 0.0000208
- 使用寿命结束时的循环次数:工作时间/循环持续时长= ~1.52E+13

栅极驱动电压准则

对于 18 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 25°C 时会有~6% 的变化，在 175°C 时会有~3%的变化，如图 5 右图所示。

对于 15 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 25°C 时会有~13%的变化，在 175°C 时会有~5%的变化，如图 5 左图所示 。

3.2 650 V 器件准则

与击穿电压较高的器件（如 1200 V CoolSiC™ MOSFET）相比，650 V CoolSiC™ MOSFET 器件中由负栅极电压关断（$V_{GS(off)}$）的开关事件引起的 $R_{DS(on)}$ 变化更为明显。这是因为 R_{ch} 对整体 $R_{DS(on)}$ 的贡献较高。不过，通过在产品数据手册规定的栅极-源极电压工作范围内操作器件，$R_{DS(on)}$ 变化可降至可忽略不计的值。

3.2.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移

为了扩展 650 V CoolSiC™ MOSFET G1 的负驱动电压能力，我们按照 [3] 和 [4] 中介绍的方法在各种工作条件下进行了多次测试，以便建立一个模型，能够去评估 $R_{DS(on)}$ 的变化与周期数（N_{cycles}）的函数关系。

为了评估最恶劣应用工况 (EoMP)结束时的 $R_{DS(on)}$漂移，需要考虑 EoMP 结束之前的开关事件总数。根据使用寿命目标、总工作时间和应用开关频率，可以轻松计算出这个数字。通过开关周期数(N_{cycles})，可以从图 6 中获取 $R_{DS(on)}$的相对变化 。

图 6 中考虑了相应数据手册中的最大正、负动态栅源电压。图表显示了最恶劣情况下的漂移值，只要器件其他应用条件不超过数据手册中极限值，图中读出的漂移值就是有效的。利用这些图表，客户可以在数据手册框架内选择最符合其应用要求的任何参数集，而无需耗费太多精力考虑漂移影响，和栅极信号寄生过冲和欠冲。

如果器件引脚上的栅极-源极电压保持在产品数据手册规定的工作范围内（"栅极-源极电压工作范围，包括欠冲"），则 $R_{DS(on)}$ 在整个使用寿命期间不会超过数据手册规定的最大值。

650 V CoolSiC™ MOSFET G1 产品的推荐导通驱动电压为 $V_{GS(on)}$=18 V。属于该系列的产品通过以下部件号结构进行标识：

- IMx(x)**65**Ryyy**M1H** (工业级)

  其中:

  - x(x) 是封装标识符： “W” (TO247-3), “ZA” (TO247-4), “BG” (D2PAK-7), “T” (TOLL)
  - yyy 是以 mΩ为单位的典型 $R_{DS(on)}$

栅极驱动电压准则

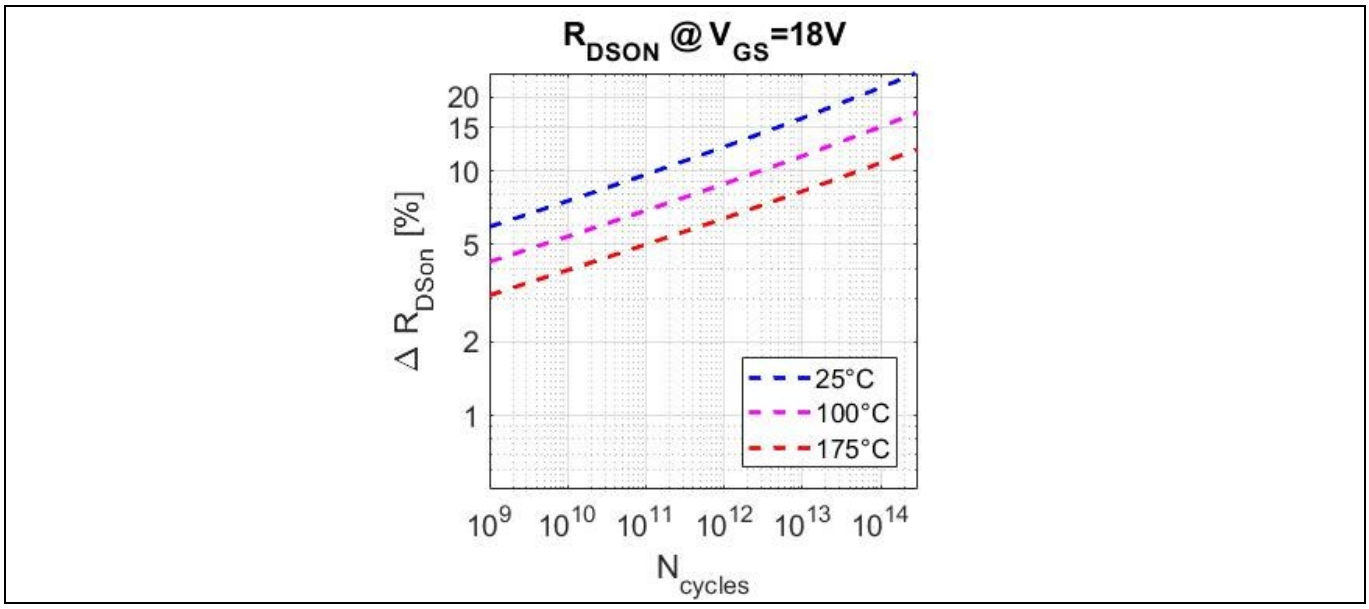

图 6　　根据中间读数的外推法，$V_{GS(on)}$ = 18 V, T_{vjop} = 25°C，100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$变化

栅极驱动电压准则

以下示例说明了如何使用此信息：

- 目标使用寿命[年]：10
- 实际工作时间[%]: 50 = 5 年
- 实际工作时间[s] : 1.577E8 (5 年)
- 开关频率 [kHz]: 65
- 循环持续时长[S : 1/开关频率 = 0.0000154
- 使用寿命结束时的循环次数:工作时间/循环持续时长= ~1.025E+13

对于 18 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 100°C 时会有 12%的变化，在 175°C 时会有 8%的变化，如图 6 所示 。

3.3 750 V 器件准则

750 V CoolSiC™ MOSFET G1 技术(可用于汽车和工业级)的额定电压在 650 V 和 1200 V 之间，其 $R_{DS(on)}$对阈值电压 $V_{GS(th)}$的依赖性， 导致 $R_{DS(on)}$ 漂移远低于 650 V 技术， 但略高于 1200 V。这是因为对于 750 V 技术而言，沟道电阻 R_{ch} 对整体 $R_{DS(on)}$的贡献小于 650 V 的器件，但高于 1200 V 的器件。

3.3.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移

与 1200 V 和 2 kV 技术类似，英飞凌还在各种操作条件下对 750 V 技术进行了广泛的测试，以开发一个预测模型，将 $R_{DS(on)}$的变化描述 为周期数(N_{cycles})的函数 [3] [4]。利用这个模型，可以为任何任务工况准确预测最恶劣情况下 $R_{DS(on)}$ 的变化。

为了评估最恶劣应用工况 (EoMP) 结束时 $R_{DS(on)}$漂移，需要考虑 EoMP 结束之前的开关事件总数。根据使用寿命目标、总工作时间、和应用开关频率，可以轻松计算出这个数字。利用开关循环次数 (N_{cycles})，可以在图 7 中看出 $R_{DS(on)}$的相对变化。

在 图 7 中，考虑了相应产品数据手册中给出的最大正、负动态栅源电压。图表显示了最恶劣情况下的漂移值，只要器件其他应用条件不超过数据手册中的极限值，图中读出的漂移值就是有效的。利用这些图表，客户可以在数据手册框架内选择最符合其应用要求任何参数集，而无需耗费太多精力考虑漂移影响，以及栅极信号的寄生过冲和欠冲。

如果器件引脚上的栅极-源极电压保持在产品数据手册规定的工作范围内（"栅极-源极电压工作范围，包括欠冲"），则 $R_{DS(on)}$ 在整个使用寿命期间不会超过数据手册规定的最大值。

栅极驱动电压准则

750 V CoolSiC™ MOSFET G1 产品推荐的导通驱动电压为 $V_{GS(on)}$=18 V。属于该系列的产品使用以下规则进行命名：

- AIMxx**75**yyy**M1H** (汽车级)
- IMxx**75**Ryyy**M1H** (工业级)

  其中:

  – xx 是封装标识符： “BG” (D2PAK-7), “DQ” (QDPAK TSC), “ZA” (TO247-4)

  – yyy 是以 mΩ为单位的典型 $R_{DS(on)}$

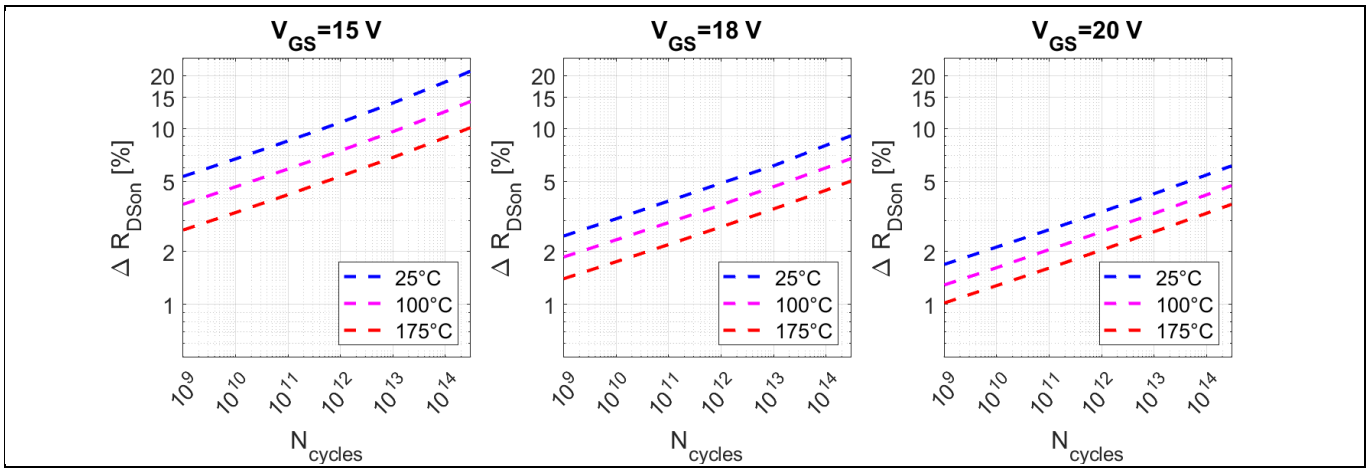

图 7　　左图：$V_{GS(on)}$ = 15 V、$T_{j,op}$= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化
中间图：$V_{GS(on)}$ = 18 V、$T_{j,op}$= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化
右图：$V_{GS(on)}$ = 20 V、$T_{j,op}$= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化

以下示例说明了如何使用此信息：

- 目标使用寿命[年]：20
- 实际工作时间[%]: 50 = 10 年
- 实际工作时间[s] : 315360000 s (10 年)
- 开关频率 [kHz]: 48
- 循环持续时长[s]：1/开关频率 = 0.0000208
- 使用寿命结束时的循环次数:工作时间/循环持续时长= ~1.52E+13

对于 15 V 的导通电压，$R_{DS(on}$ 预计在 25°C 时会有~15%的变化，在 175°C 时会有~7%的变化，如图 7 左图所示 。

栅极驱动电压准则

对于 18 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 25°C 时会有~7% 的变化，在 175°C 时会有~4%的变化，如图 7 中间图所示。

对于 20 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 25°C 时会有~5% 的变化，在 175°C 时会有~3%的变化，如图 7 右图所示。

3.4 2000 V 器件准则

与 650 V，750 V 和 1200 V 额定器件相比，2 kV SiC MOSFET 技术显示 $R_{DS(on)}$ 对阈值电压的依赖性较低，从而降低了 $R_{DS(on)}$ 漂移。 正如在描述这种现象时所提到的，阈值电压 $V_{GS(th)}$ 的增加会导致沟道电阻 R_{ch} 的轻微增加，然后是 $R_{DS(on)}$ 的轻微增加。然而，对于电压较高的器件，由于 漂移层较厚，$R_{DS(on)}$ 更受漂移电阻的支配，而受沟道电阻的影响较小。

就所有电压等级而言，M1H 技术采用了改进的栅极氧化物，在双极交流应力（也称为栅极开关不稳定性（GSI））方面有显著改善。凭借 2 kV CoolSiC™ MOSFET M1H，英飞凌提供了出色的稳定性，并降低了漂移现象的影响，提供了完全自由的选择负栅极源极电压，并允许降低到-10 V, 同时仍确保安全工作。

3.4.1 应用任务结束时最恶劣情况下的 $R_{DS(on)}$ 漂移

根据 1200 V 器件的方法和边界条件，英飞凌也对 2 kV 技术进行了大量测试，以开发一个预测模型，描述 $R_{DS(on)}$ 的变化与循环次数 (N_{cycles}) 的函数关系，如 图 8 所示。

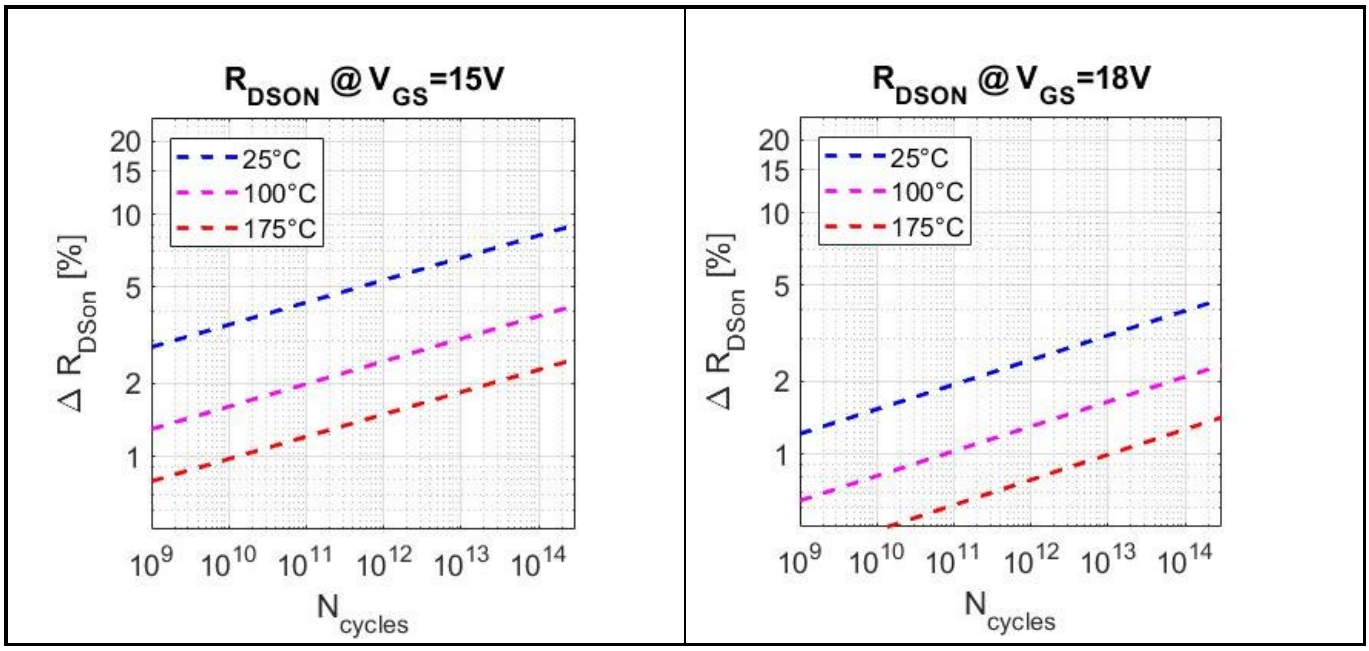

图 8 左图：$V_{GS(on)}$ = 15 V、T_{vjop}= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化

右图：$V_{GS(on)}$ = 18 V、T_{vjop}= 25°C、100°C 和 175°C 时的相对 $R_{DS(on)}$ 变化

下面的示例说明了如何使用这些信息:

- 目标使用寿命[年]：20
- 实际工作时间[%]: 50 = 10 年
- 实际工作时间[s] : 315360000 s (10 年)
- 开关频率 [kHz]: 48

栅极驱动电压准则

- 循环持续时长[s]：1/开关频率 = 0.0000208
- 使用寿命结束时的循环次数:工作时间/循环持续时长= ~1.52E+13

对于 15 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 25°C 时会有~7%的变化，在 175°C 时会有~2%的变化，如图 8 左图所示。

对于 18 V 的导通电压，$R_{DS(on)}$ 预计在 25°C 时会有~3% 的变化，在 175°C 时会有~1%的变化，如图 8 右图所示。

3.5 栅极电压过冲和欠冲的定义

$V_{GS(th)}$ 漂移是一种长期效应，因此只应考虑重复的过冲和欠冲。不应考虑由非标准工作条件(例如电网不稳定，短路条件等)引起的栅极电压过冲或欠冲。

过冲和欠冲仅在峰值直接到达芯片上的栅极源极端子时，才会对 $V_{GS(th)}$漂移至关重要。为了对其进行实验量化，最好直接在芯片端子处测量过冲和欠冲。不过，由于并非总能做到这一点，以下指南提供了一个很好的估算方法：

- 如果不需要隔离，请使用具有高带宽(100 MHz)的直接探头
- 如果需要隔离，请使用具有高带宽和高共模抑制能力的差分探头
- 始终尽量靠近芯片进行测量，如图 9 所示

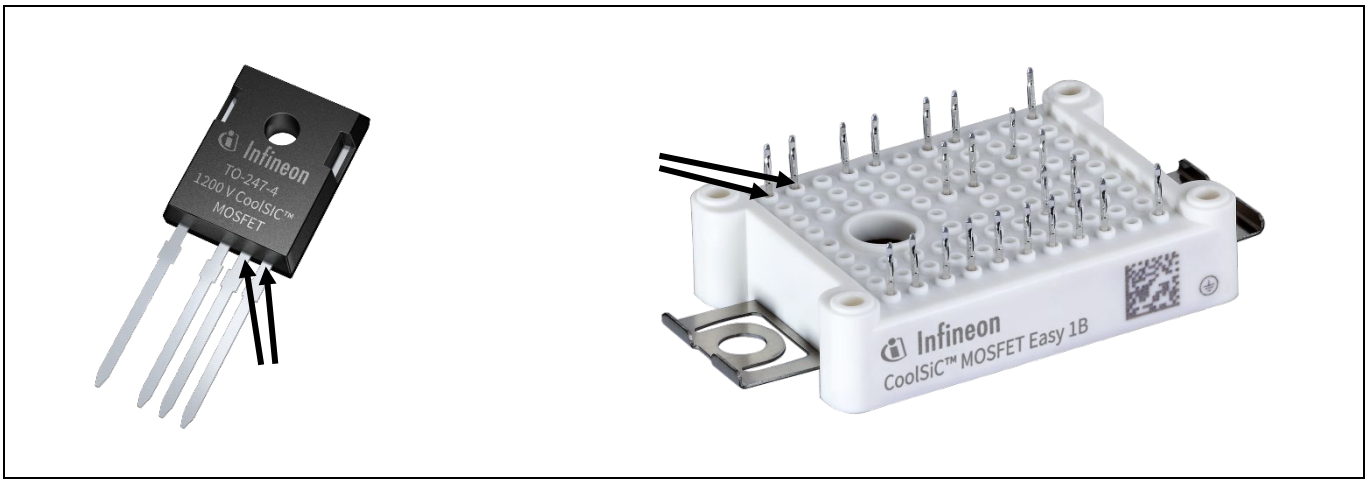

图 9 栅极电压测量点的示例

栅极电压过冲和欠冲的形状因各个逆变器设计而异。应考虑峰值电压，如图 10 所示。

栅极驱动电压准则

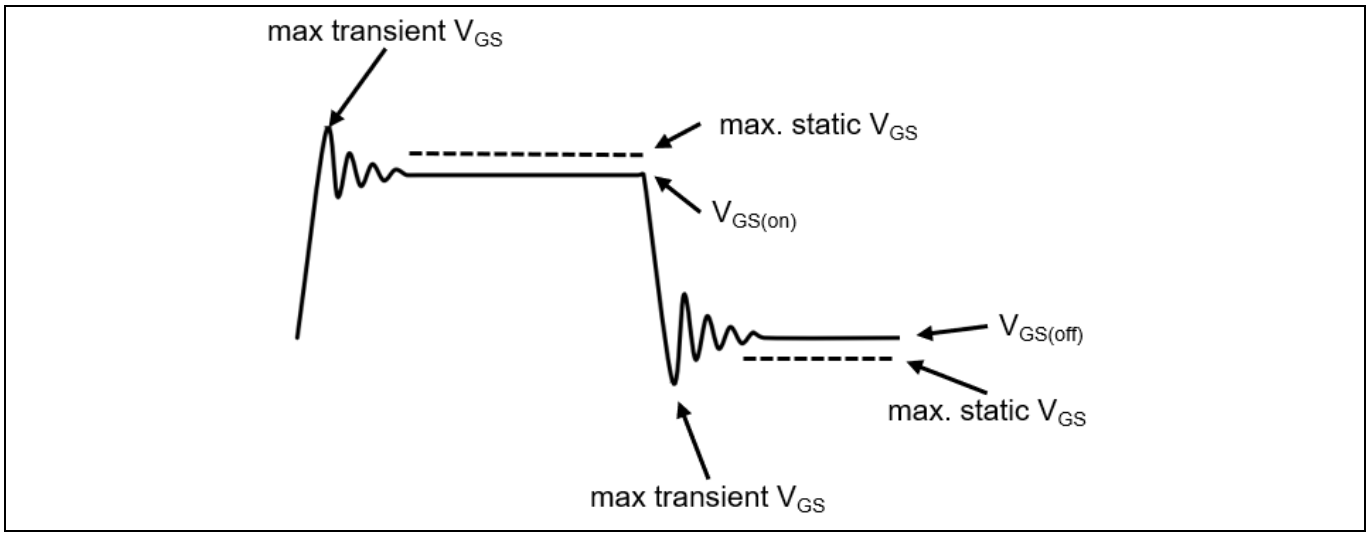

图 10　　栅极电压过冲和欠冲

4 参考文献

[1] T. Aichinger, G. Rescher, G. Pobegen, “Threshold voltage peculiarities and bias temperature instabilities of SiC MOSFETs,” Microelectronics Reliability 80, 2018, pp. 68–78.

[2] 白皮书 08 -2020，"How Infineon controls and assures the reliability of SiC-based power semiconductors"，第 16-21 页；英飞凌， www.infineon.com。

[3] P. Salmen, M. W. Feil, K. Waschneck, H. Reisinger, G. Rescher, T. Aichinger, “A new test procedure to realistically estimate end-of-life electrical parameter stability of SiC MOSFETs in switching operation,” 2021 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS), 2021.

[4] P. Salmen, M. W. Feil, K. Waschneck, H. Reisinger, G. Rescher, I. Voss, M. Sievers, T. Aichinger, “Gate-switching-stress test: Electrical parameter stability of SiC MOSFETs in switching operation”, Microelectronics Reliability, 2022.

文档修订记录

文档版本	提交日期	变更说明
1.0	2018-05-28	初始版本
1.1	2019-05-06	在 ROA 中包括了欠冲/过冲，并修改了相应的措辞
1.2	2022-03-04	扩展了 $V_{GS(th)}$漂移现象说明 包括了 1200 V M1H 的报废评估 包括了 650 V M1H 的报废评估 在第 3.3 节- 扩展参考中更新了栅极过冲和欠冲波形
1.3	2023-05-04	包括了 2000 V M1H (工业)以及 M1H 和 M1T (汽车)指南 参考新的 GSS 测试
1.4	2023-11-17	包括了 750 V M1H（汽车和工业）指南 更新了 650 V M1H 产品列表，相应的措辞和示例

文档修订记录

Trademarks
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2023-11-17

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2024 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference
AN2018-09_ZH

重要提示

本文档所提供的任何信息绝不应当被视为针对任何条件或者品质而做出的保证（质量保证）。英飞凌对于本文档中所提及的任何事例、提示或者任何特定数值及/或任何关于产品应用方面的信息均在此明确声明其不承担任何保证或者责任，包括但不限于其不侵犯任何第三方知识产权的保证均在此排除。此外，本文档所提供的任何信息均取决于客户履行本文档所载明的义务和客户遵守适用于客户产品以及与客户对于英飞凌产品的应用所相关的任何法律要求、规范和标准。

本文档所含的数据仅供经过专业技术培训的人员使用。客户自身的技术部门有义务对于产品是否适宜于其预期的应用和针对该等应用而言本文档中所提供的信息是否充分自行予以评估。

如需产品、技术、交付条款和条件以及价格等进一步信息，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽(www.infineon.com)。

警告事项

由于技术所需产品可能含有危险物质。如需了解该等物质的类型，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽。

除非由经英飞凌科技授权代表签署的书面文件中做出另行明确批准的情况外，英飞凌科技的产品不应当被用于任何一项一旦产品失效或者产品使用的后果可被合理地预料到可能导致人身伤害的任何应用领域。