CoolSiC™ 650 V G2 MOSFET

最新一代碳化硅（SiC）MOSFET

关于本文档

范围与目的

本文档描述了英飞凌上一代 CoolSiC™ MOSFET 与最新一代 CoolSiC™ 650 V G2 碳化硅（SiC）MOSFET 之间的差异。

本应用笔记包含技术参数，并介绍了对设计人员而言最新且最重要的附加优势。最后，本文档提供了针对目标拓扑中许多现有 SiC MOSFET 供应商产品的基准测试对比。

目标读者

本文档的目标读者为电子系统的设计工程师、技术人员和开发人员。

本应用笔记的原文使用英文撰写。为方便起见，英飞凌提供了译文；由于翻译过程中可能使用了自动化工具，英飞凌不保证译文的准确性。为确认准确性，请务必访问 infineon.com 参考最新的英文版本（控制文档）。

目录

关于本文档 1
目录 2
1 引言 3
1.1 产品组合 3
1.2 目标拓扑 3
1.2.1 图腾柱 PFC 4
1.2.2 LLC 转换器 5
2 技术参数 6
2.1 结温下的 $R_{DS(on)}$ 6
2.2 Q_{fr} — MOSFET 正向恢复电荷 7
2.3 V_{DSS} — 漏源电压上限 8
2.4 传输特性 9
2.5 C_{oss} — 输出电容 10
2.6 Q_G — 栅极电荷 12
3 负栅极驱动电压 14
4 应用测试 15
4.1 3.3 kW CCM 图腾柱 PFC 15
4.1.1 D2PAK 15
4.1.2 TO-247-4 17
4.2 3.3 kW LLC 转换器 18
5 总结 20
修订记录 21
免责声明 22

1 引言

CoolSiC™ 650 V MOSFET 经过专门设计，旨在实现最高效率，特别是在存在导通体二极管连续硬换流的硬开关拓扑中，例如 CCM 图腾柱 PFC（连续导通图腾柱功率因数校正）。

英飞凌一直致力于提高产品性能、提升系统效率，并为设计人员提供更高的自由度，以便设计新的应用。新一代 SiC 沟槽型 MOSFET 满足了这些需求。

1.1 产品组合

Table 1 CoolSiC™ 650 V G2 MOSFET 产品组合

$R_{DS(on),typ}$ [mΩ]	TO-247-3	TO-247-4	D^2 PAK-7
			
50	IMW65R050M2H	IMZA65R050M2H	IMBG65R050M2H
40	IMW65R040M2H	IMZA65R040M2H	IMBG65R040M2H
20	IMW65R020M2H	IMZA65R020M2H	IMBG65R020M2H
15	IMW65R015M2H	IMZA65R015M2H	IMBG65R015M2H
7	IMW65R007M2H	IMZA65R007M2H	IMBG65R007M2H

表 1 展示了产品路线图的第一部分，该路线图将在未来几年内持续更新，涵盖不同的封装形式以及更精细的 $R_{DS(on)}$ 规格。本文档的下一部分将简要介绍目标应用，更准确地说，即那些在人工智能、服务器、电信、电动汽车充电、太阳能、电视和适配器等高功率和低功率应用领域中日益受到市场青睐的拓扑。

有关英飞凌产品的更多信息，可访问 www.infineon.cn。

1.2 目标拓扑

这项新一代技术非常适合存在导通体二极管连续硬换流的各种应用。以下各节将介绍这些应用，它们为设计人员提供了无限的应用场景。

1.2.1 图腾柱 PFC

CCM 图腾柱 PFC 的工作原理在一个交流周期内分为四个阶段：其中两个阶段对应交流输入电压的正半周，另外两个阶段对应交流输入电压的负半周。

交流线路正半周：

低阻抗超结（SJ）MOSFET（SJ2）处于持续导通状态。在磁化阶段，SiC MOSFET（SiC2）导通，且工作方式与在标准 PFC 电路中相同；这是为了磁化 PFC 扼流圈。SiC2 关断后，SiC1 的体二极管导通。最后，SiC1 主动导通，退磁阶段开始。在此期间，SiC1 充当同步升压器。恰好在同步升压器关断的期间，会出现一个短暂的时间段，此时 SiC1 的体二极管再次导通，而 SiC2 主动导通，导致导通体二极管上发生硬换流。这意味着在每个开关周期中，其中一个 SiC MOSFET 都会经历这种硬换流。因此，基于 Q_{fr}，在此导通期间的开关能量和损耗都会增加。

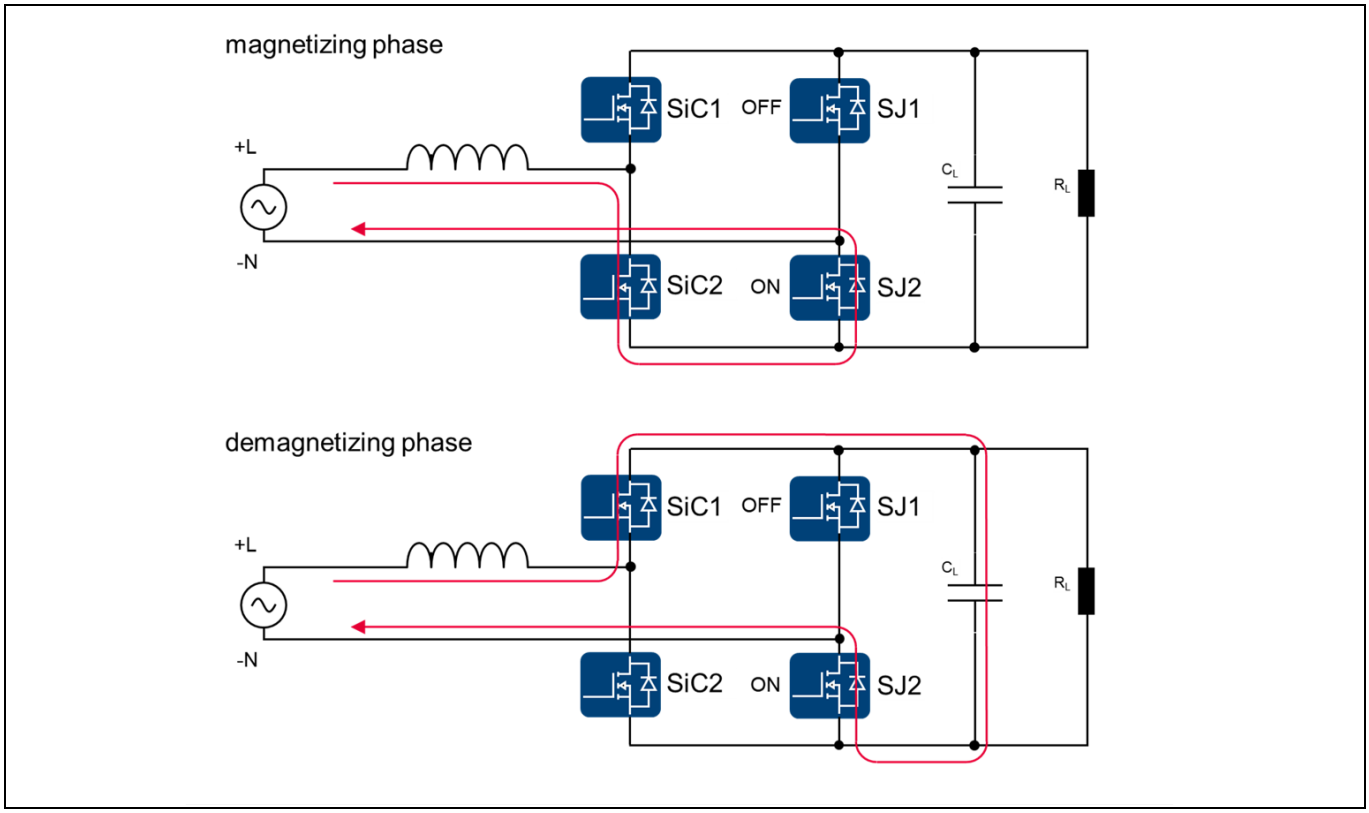


Figure 1　交流线路正半周的工作原理

交流线路负半周：

交流线路负半周的工作原理与正半周的反相形式相同。在此情况下，低阻抗 SJ MOSFET（SJ1）处于连续导通状态。在磁化阶段，SiC MOSFET（SiC1）导通，且工作方式与在标准 PFC 电路中相同；这是为了磁化 PFC 扼流圈。SiC1 关断后，SiC2 的体二极管导通。最后，SiC2 主动导通，退磁阶段开始。在此期间，SiC2 充当同步升压器。如该拓扑所示，每个开关周期期间都需要尽可能低的 Q_{fr}；导通体二极管上会发生硬换流。

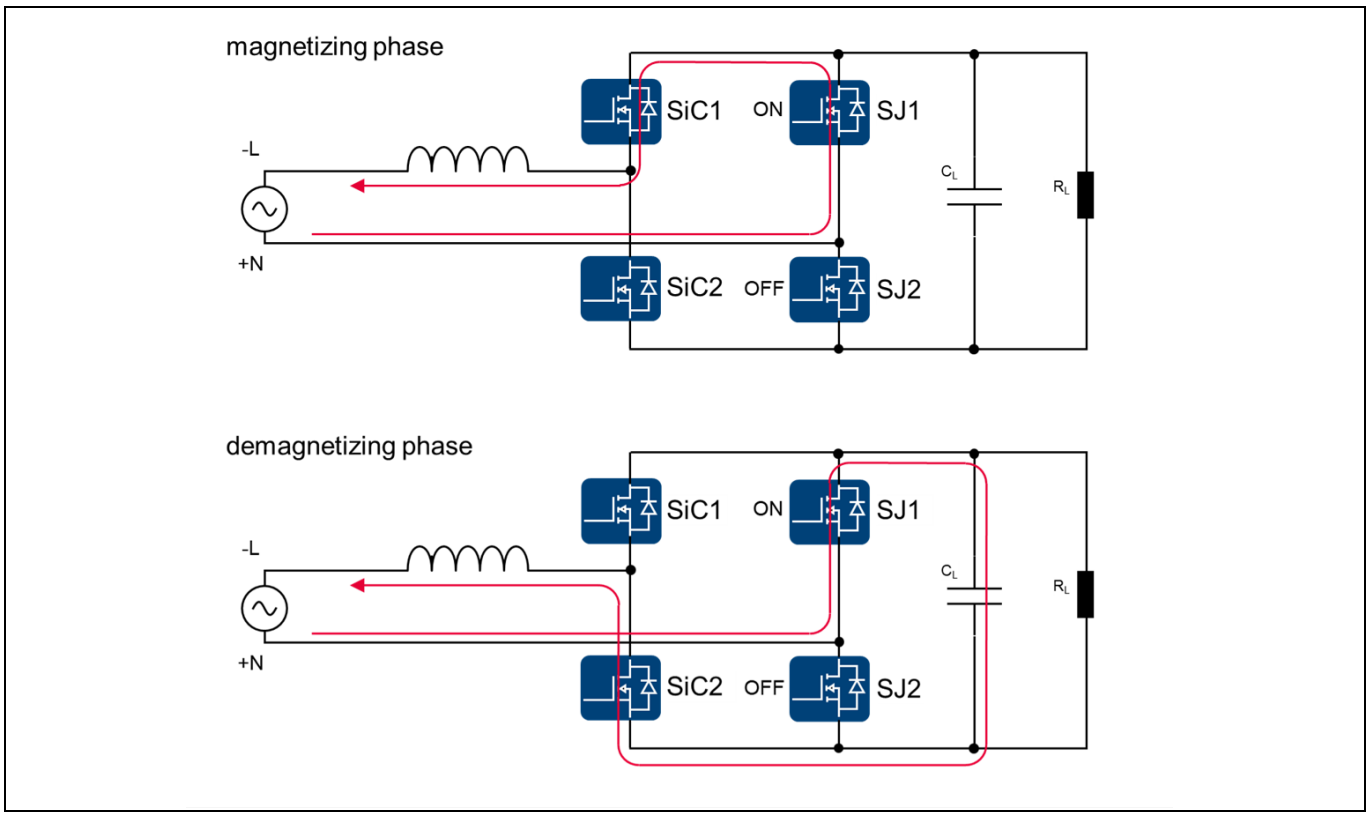


Figure 2　　交流线路负半周的工作原理

因此，与第一代产品相比，新一代 SiC MOSFET 及其相关技术参数是轻松实现 99% 效率并进一步提高系统效率的最佳选择。

1.2.2　　LLC 转换器

由于 Q_{fr} 较低，CoolSiC™ MOSFET 使系统能够在异常工作条件下以及开关频率快速变化时（例如负载跳变时）实现更高的系统可靠性。此外，因为 CoolSiC™ MOSFET 在任何负载条件下都能轻松实现全零电压开关（ZVS），并且/或者可以降低谐振电流，所以它还具有更高的效率，并能够提高开关频率。

2 技术参数

本节介绍了最重要的技术参数，并针对 CoolSiC™ MOSFET 的使用提供了通用建议。本节对比了 IMBG65R040M2H 与 IMBG65R039M1H，因为这两款产品的 $R_{DS(on)}$ 最为接近。

2.1 结温下的 $R_{DS(on)}$

在所有器件数据手册中，典型 $R_{DS(on)}$ 值均以 25°C 的结温为基准。通常，器件在更高的结温下工作，所以必须了解在更高温度（例如 100°C）下的 $R_{DS(on)}$ 值。$R_{DS(on)}$ 具有正温度系数，因此在更高温度下 $R_{DS(on)}$ 值会随之增加。

如图 3 所示，X 轴为结温，Y 轴为归一化 $R_{DS(on)}$ 值。图中显示，在 25°C 时，Gen1 和 Gen2 CoolSiC™ MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 值相同。该 25°C 下的数值在数据手册和命名规则中均有体现。

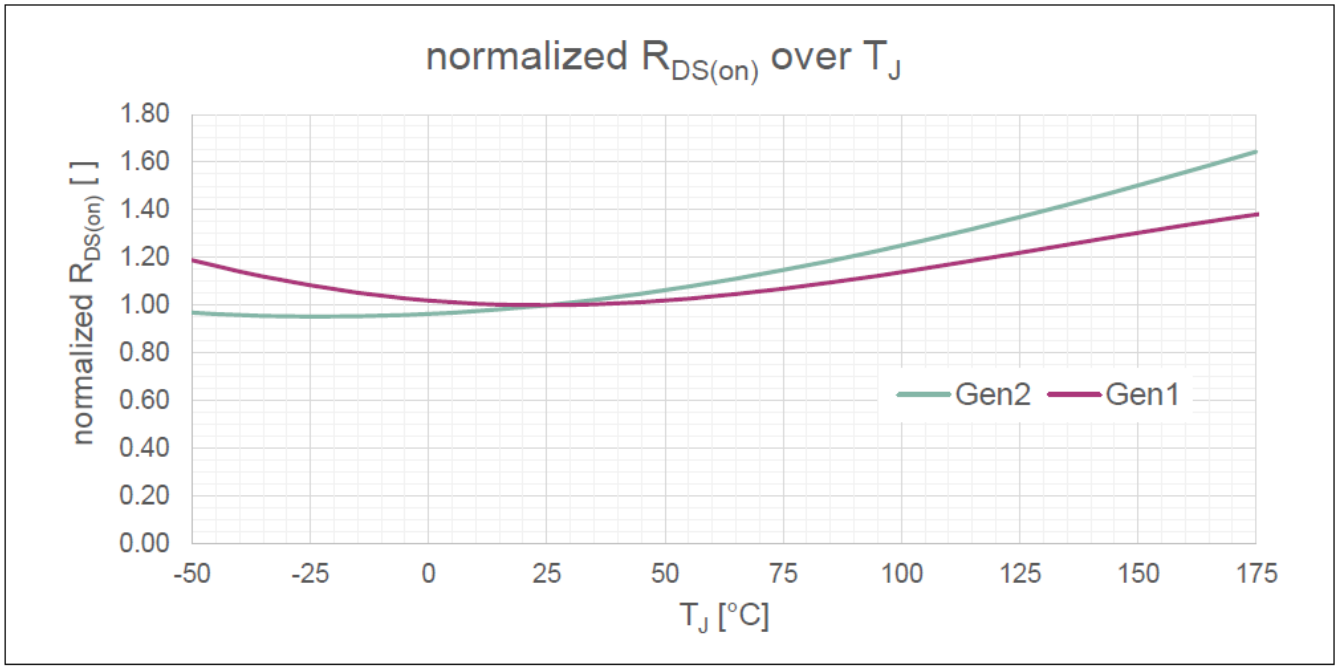


Figure 3 不同温度下，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的归一化 $R_{DS(on)}$ 值对比

CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的特性表现略逊于 CoolSiC™ Gen1 MOSFET；然而，由于 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 具有更低的开关损耗，这一微小缺点可以完全忽略不计，因此 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 在目标应用中的效率仍优于 CoolSiC™ Gen1 MOSFET（详见本文档后续章节）。此外，这种特性表现源于沟道改进。因此，$R_{DS(on)}$ 分布向器件的漂移区偏移，从而提高了工艺稳定性，使 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 最终数据手册中要求的 $R_{DS(on)}$ 典型值与最大值之间的裕量得以缩小。

2.2 Q_{fr} — MOSFET 正向恢复电荷

请注意，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 采用的体二极管恢复参数命名规则与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 不同。Q_{rr} 的旧命名规则不足以解释从标准角度所表示的数值；Q_{rr} 仅代表反向恢复电荷。在测量反向恢复电荷时，有源开关中还存在 Q_{oss}。这意味着数据手册中的 Q_{fr} 值是 Q_{oss} 和 Q_{rr} 的总和。图 4 展示了命名规则和定义的差异。

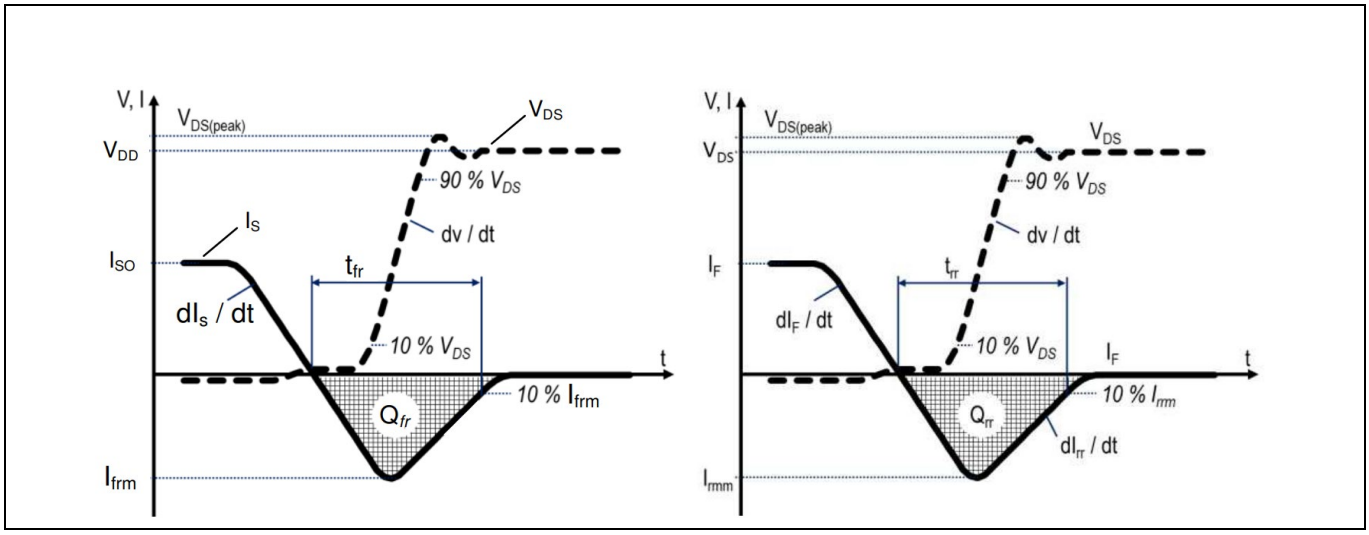


Figure 4　CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的 MOSFET 二极管恢复波形对比

在多份 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 数据手册中，该命名规则已更改为新定义；这一调整将持续进行，直至所有 CoolSiC™ 产品实现统一。

在几乎相同的测试条件下，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的 Q_{fr} 值比 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 低约 45%。

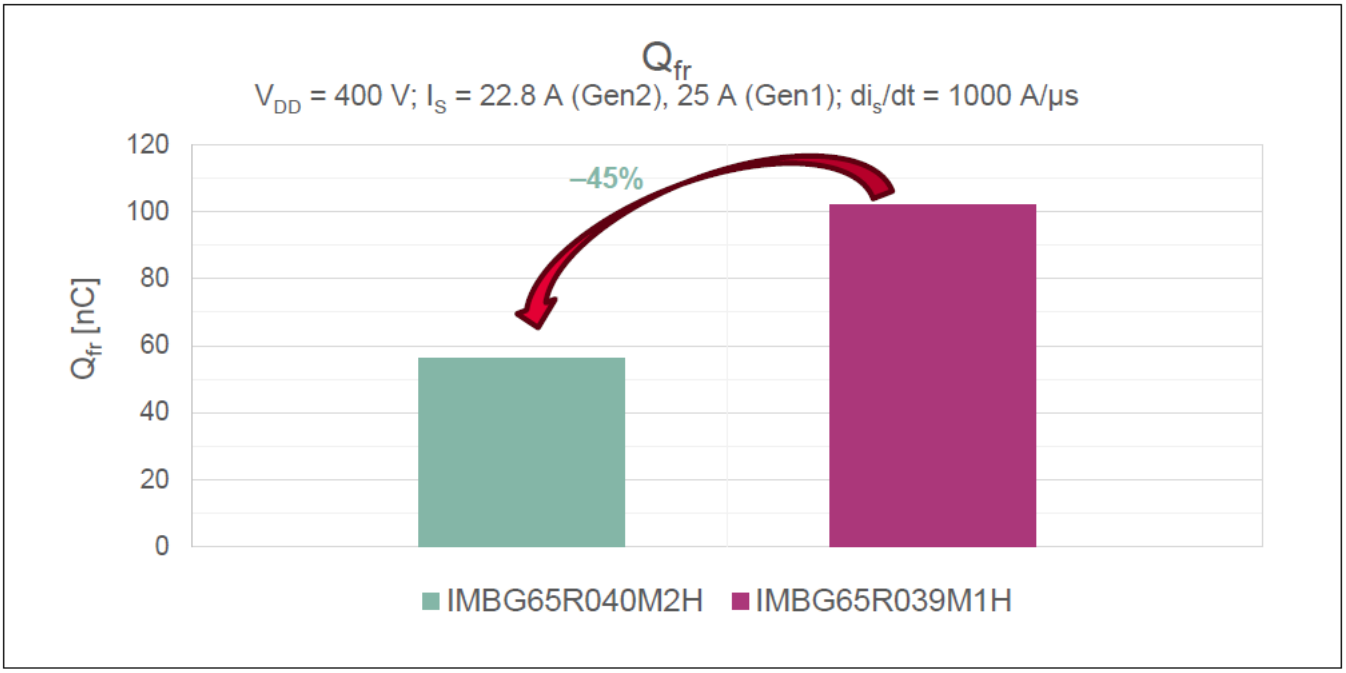


Figure 5　CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的 Q_{fr} 对比

图 5 还表明，在相同的测试条件下，与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 相比，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的 E_{on} 损耗大幅降低。

2.3 V_{DSS} — 漏源电压上限

总体而言，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 和 Gen1 MOSFET 的击穿电压特性基本一致。主要区别在于，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的斜率较小，如图 6 所示，其中 X 轴对应结温，Y 轴代表击穿电压。关键区别在于，在较低温度下，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的击穿电压高于 CoolSiC™ Gen1 MOSFET，这为客户的户外应用或需要在较低温度下启动的应用带来了优势。此外，在整个 T_J 范围内，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的额定阻断电压均 ≥ 650 V。

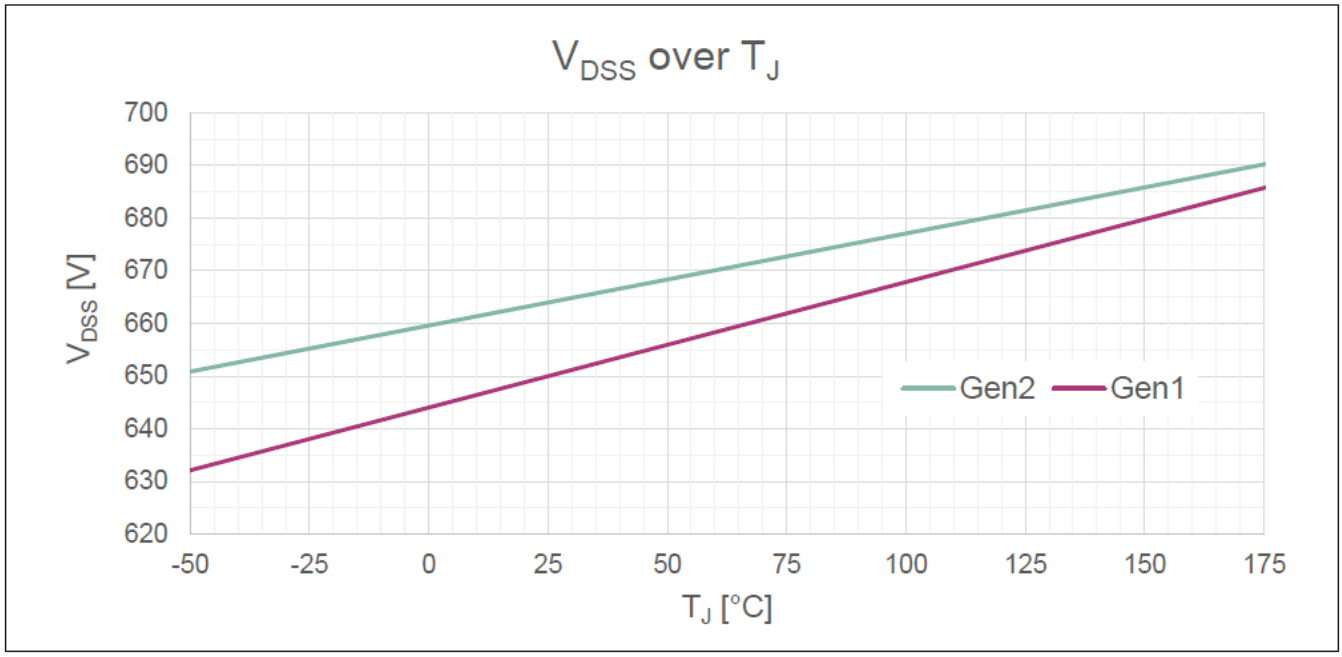


Figure 6　CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的 V_{DSS} 对比

Note:　即使在开关瞬态和异常工作条件下，也不建议施加超过额定击穿电压的电压。

2.4 传输特性

传输特性显示了新一代器件在驱动能力方面存在显著差异。25°C（实线）与 175°C（虚线）之间的交点被称为“热不稳定性点”。在热不稳定性点以下，MOSFET 允许在较高温度下传输更大的电流，这可能会导致应用中的热失控，具体取决于施加的栅源电压。

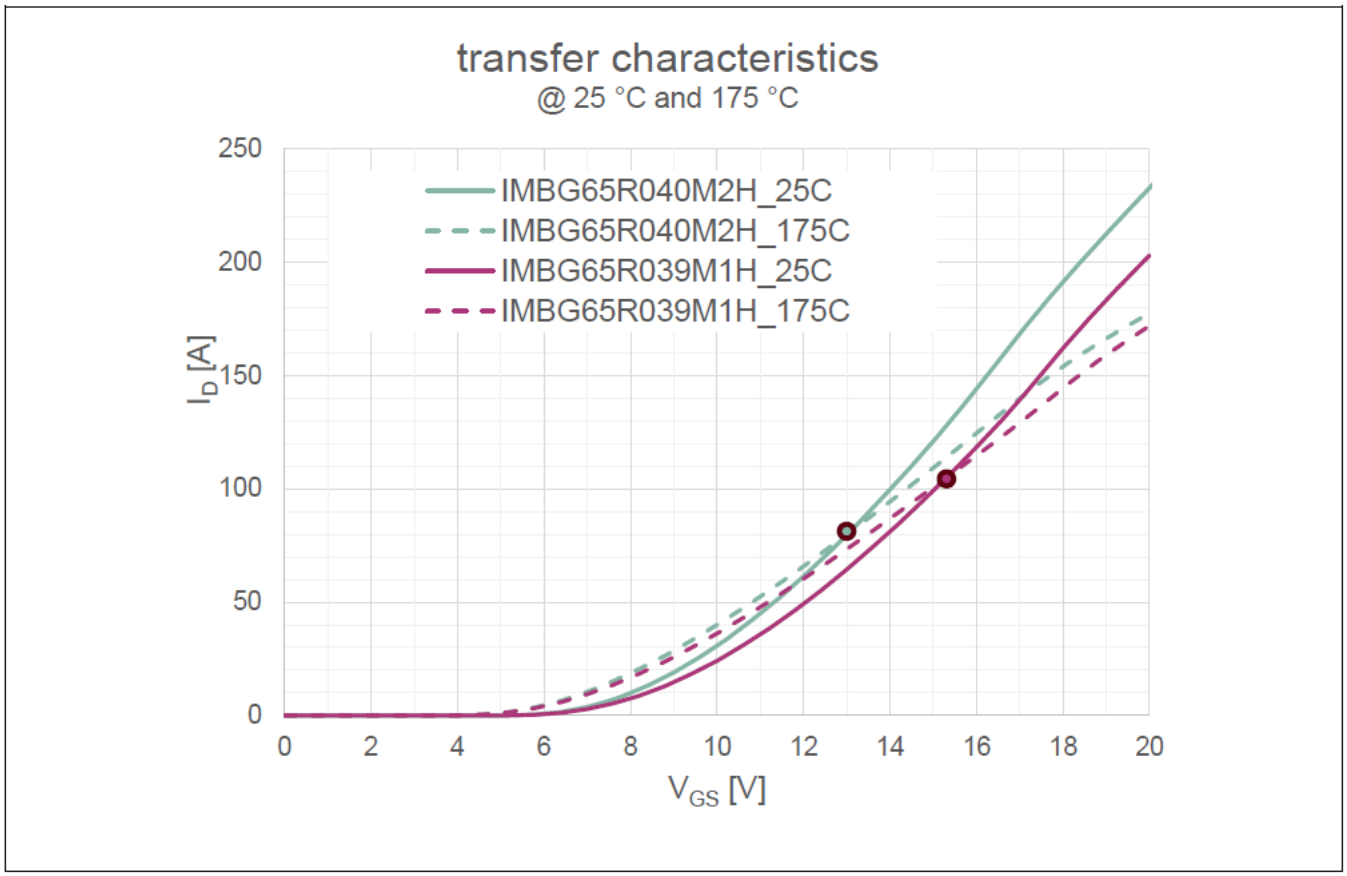


Figure 7 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的传输特性对比

对于 CoolSiC™ Gen1 MOSFET，其热不稳定性点位于 V_{GS} = ~15.3 V，使其能够在 15 V 的驱动电压下工作，但设计人员在大电流工作期间需对热失控采取预防措施。另一方面，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的热不稳定性点位于 V_{GS} = 13 V，这使其完全兼容 15 V 的栅极驱动电压。不过，英飞凌推荐以 18 V 的驱动电压运行该器件，因为这样可额外获得约 30% 的 $R_{DS(on)}$ 收益。

2.5 C_{oss} — 输出电容

输出电容是当前开关损耗（包括 Q_{oss} 和 E_{oss}）的指标，Q_{oss} 和 E_{oss} 是影响应用特性和效率的两个额外因素。

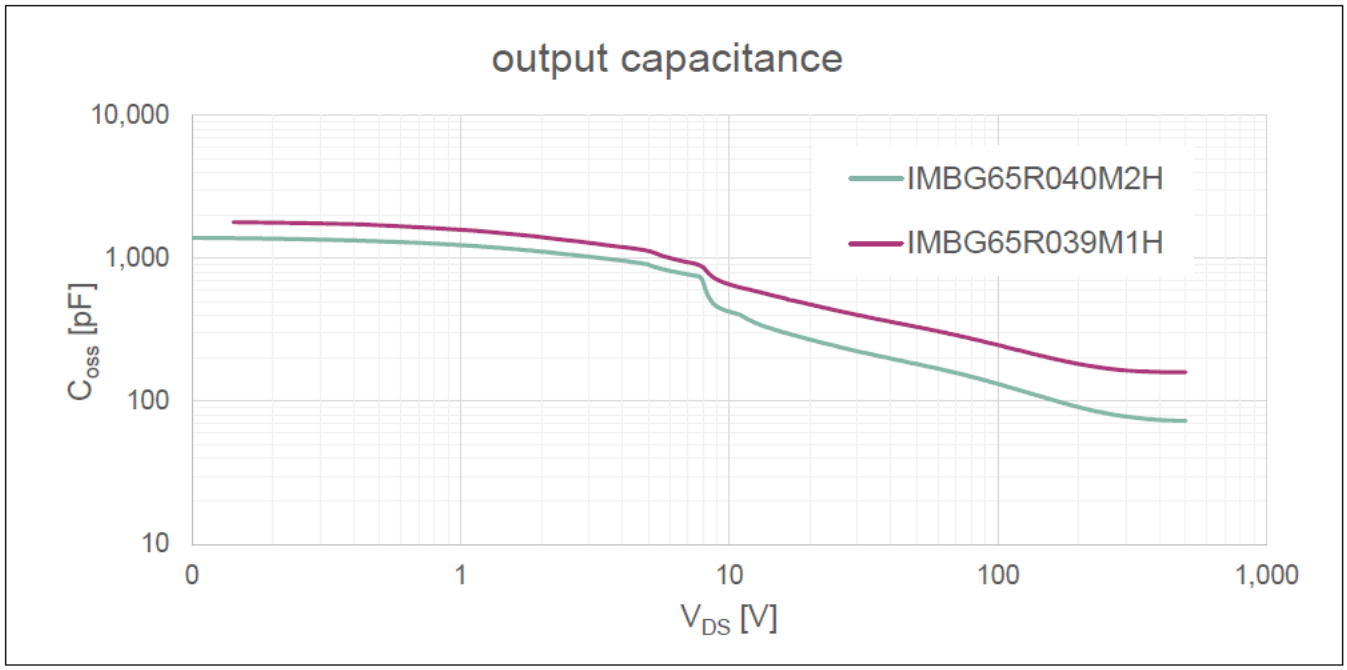


Figure 8 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的输出电容对比

CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的 C_{oss} 呈现与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 相同的趋势，只是绝对值有所降低。在 V_{DS} = 400 V 时，其降幅约为 54%。在 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 中，主要缺点是由于 C_{oss} 较大而导致的 E_{oss} 增加。图 9 比较了不同 V_{DS} 条件下的 E_{oss} 和 Q_{oss}。

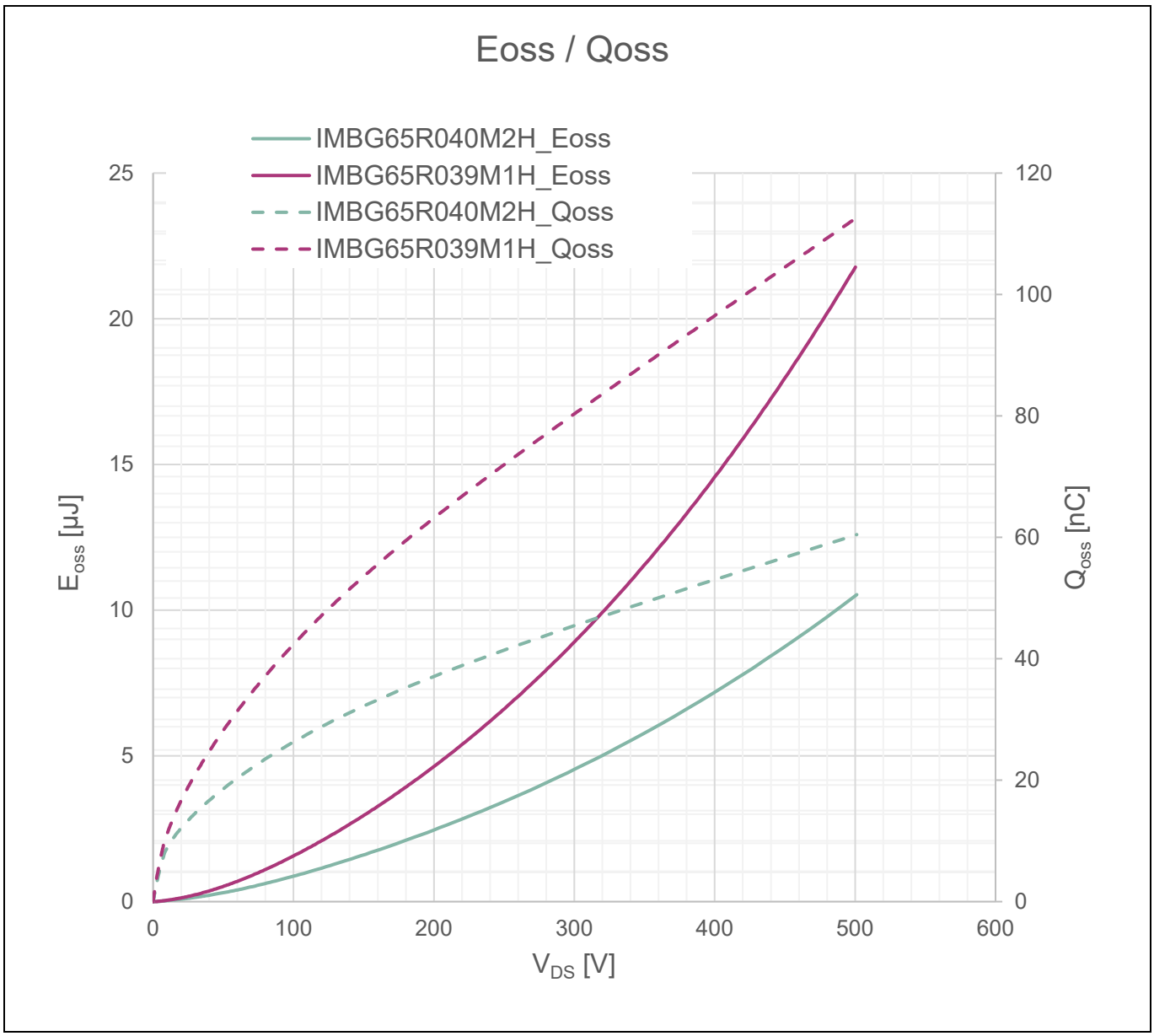


Figure 9　　CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的 E_{oss} 和 Q_{oss} 对比

E_{oss} 和 Q_{oss} 根据以下两个公式由 C_{oss} 推导得出：

$$E_{oss} = \int_0^{400\,V} C_{oss} \cdot V \, dV$$

$$Q_{oss} = \int_0^{400\,V} C_{oss} \cdot \frac{\mathrm{dV}}{\mathrm{dt}} \, \mathrm{dt}$$

公式 1　E_{oss} 和 Q_{oss} 的计算

在 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的整个电压范围内，较低的 C_{oss} 带来的优势在于，其 E_{oss} 和 Q_{oss} 呈现出与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 相同的特性，且数值降低了 45% 至 50%。

2.6 Q_G — 栅极电荷

栅极电荷是衡量器件开关速度的指标。此外，它还描述了完全激活器件所需的电荷量，并可作为开关损耗的参考指标。

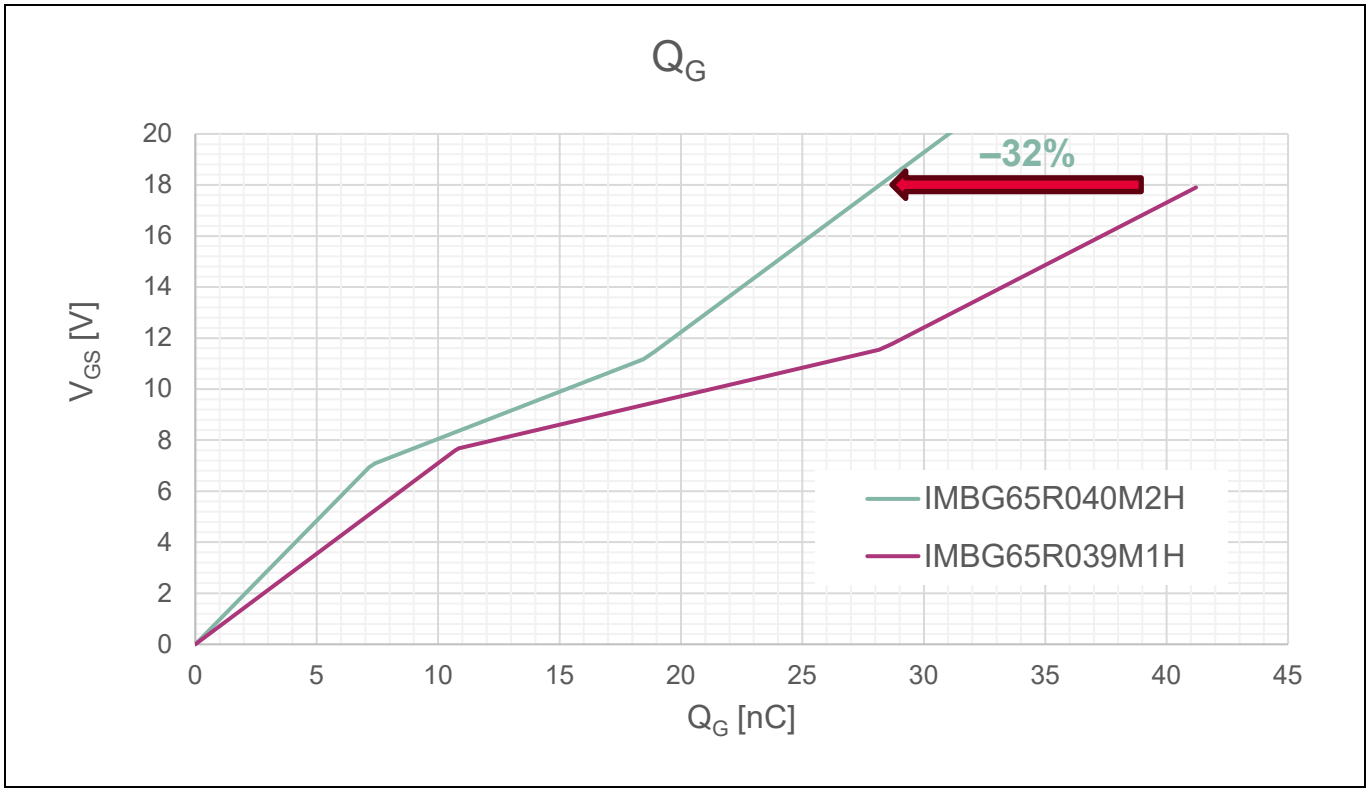


Figure 10　　CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的 Q_G 对比

与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 相比，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的栅极电荷大幅降低。这表明 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 更容易受到 PCB 寄生参数的影响，特别是在 V_{GS} 振荡以及因电压峰值而导致的数据手册规定限值方面。不过，英飞凌已提高了这些限值，因此可以使用与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 相同的 $R_{G,ext}$，并获得更低开关损耗带来的优势。

此外，C_{GS} 与 C_{GD} 的比值大幅降低，从而降低了由 dV/dt 触发再次导通的可能性。该寄生导通（PTO）系数可根据数据手册中的数值，按以下公式计算：

$$PTO\ factor = \frac{Q_{GD\ @\ 400\ V}}{Q_{GS}\ @\ V_{GS(th)\ @\ 25°C}}$$

公式 2　寄生导通系数计算

将此公式应用于 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 和 Gen1 MOSFET 后，可得出以下图表：

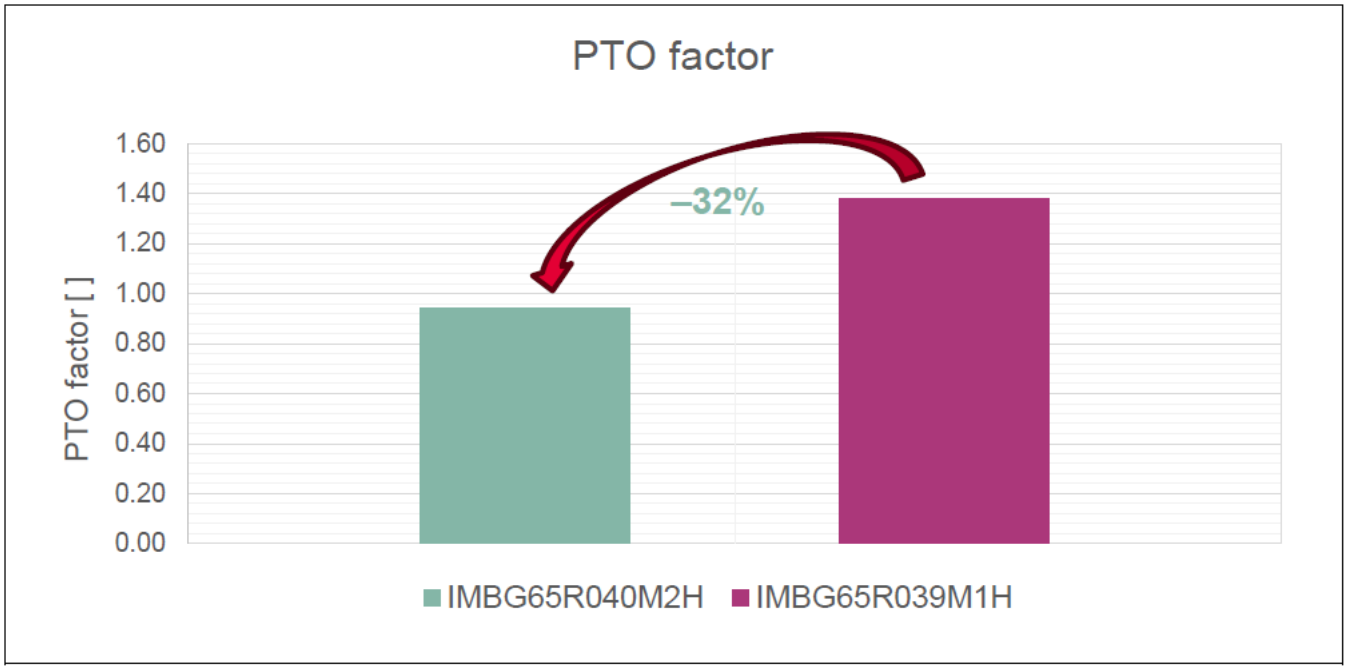


Figure 11　　CoolSiC™ Gen2 MOSFET 与 Gen1 MOSFET 的 PTO 系数对比

如图 11 所示，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的 PTO 系数低于 CoolSiC™ Gen1 MOSFET。该值越低，由 dV/dt 触发再次导通的可能性就越小。请注意，此处仍是在 0 V 关断电压条件下测得的结果。

3 负栅极驱动电压

英飞凌的 CoolSiC™ MOSFET 无需负栅极驱动电压，因为其 PTO 系数非常低，且在再次导通行为方面的表现在市场中处于领先地位。然而，出于备选方案的考量，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 采用了改进型栅极氧化物层，使其能够将负栅源电压用作关断电压。由于市场上许多 SiC MOSFET 仅能在 V_{GS} = –5 V 的条件下工作，所以引入了这种新型栅极氧化物层，使得 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 更易于使用和驱动。

不可忽视的是，与市场上所有 SiC MOSFET 一样，该器件在使用寿命期间仍存在 V_{th} 漂移及相应的 $R_{DS(on)}$ 漂移。然而，如图 12 所示，这种 $R_{DS(on)}$ 的影响可忽略不计。

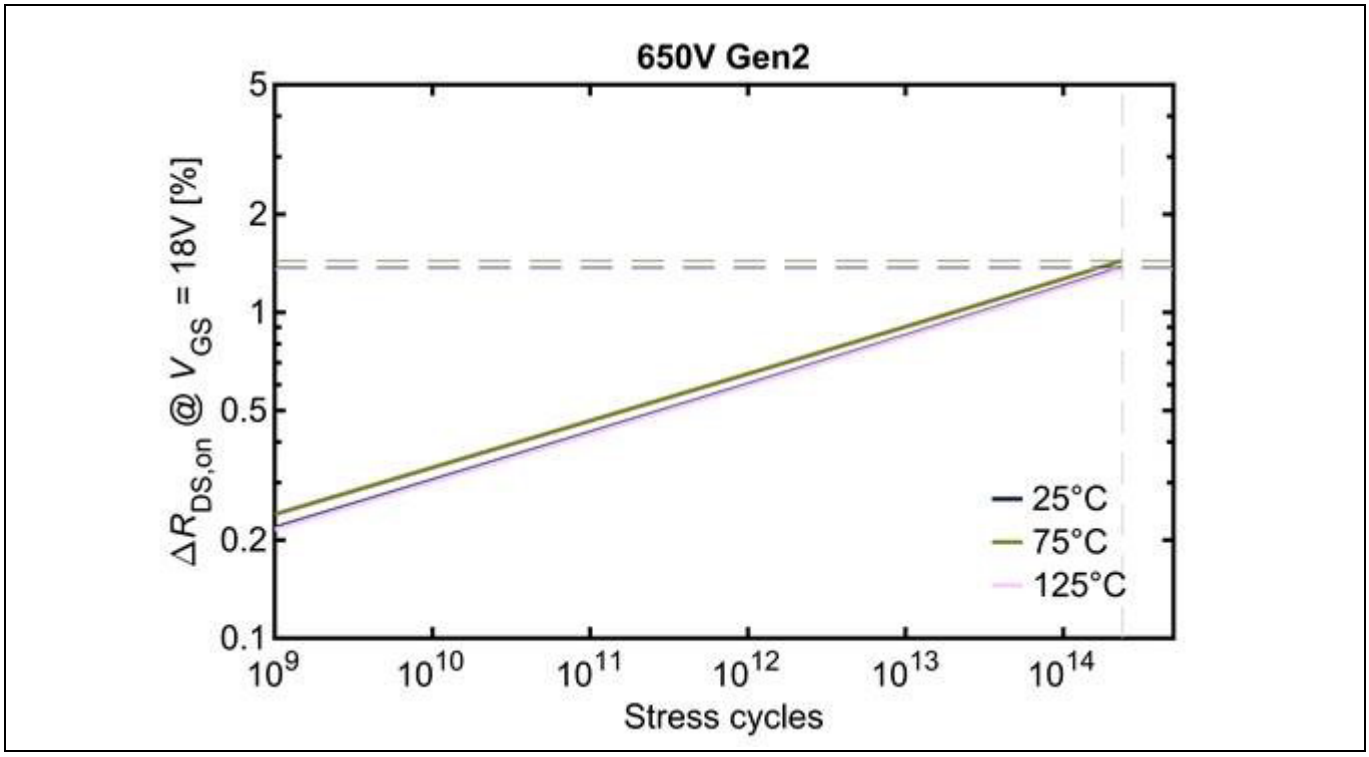


Figure 12 使用寿命期间的 $R_{DS(on)}$ 漂移

如图 12 所示，在 75°C 至 125°C 以及 –5 V 至 18 V 栅极驱动电压的典型工作条件下，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 使用寿命期间的 $R_{DS(on)}$ 漂移不超过 2%。这种漂移对效率和性能没有影响。此外，其栅极氧化物可靠性和筛选标准与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 保持一致。

此外，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 允许电压峰值低至 –10 V，从而为由高 dV/dt 或源于 PCB 设计的寄生电感引起的电压峰值提供了裕量。

4 应用测试

本节提供了在 3.3 kW CCM 图腾柱 PFC 以及 3.3 kW LLC 转换器中，与目前市场上现有的 SiC MOSFET 进行的基准测试对比。

4.1 3.3 kW CCM 图腾柱 PFC

CCM 图腾柱 PFC 是效率最高的无桥拓扑，峰值效率可超过 99%。要使开关电源（SMPS）的系统效率超过 98%，PFC 则必须达到 99% 的效率。这款 AC – DC 转换器是英飞凌的完整解决方案，采用 IMZA6R048M1H 作为升压级（包括 CoolMOS™ 600 V）、C7 17 mΩ 器件作为电网整流器、英飞凌 18 V 辅助偏置电源、XMC1404 等。输入电压范围为 176 V AC 至 360 V AC，在 400 V 输出电压和 65 kHz 开关频率下，完全能够提供 3.3 kW 的输出功率。

为了对系统进行基准测试，针对每个器件优化了死区时间设置，使其最大死区时间达到 20–30 ns，以实现 ZVS 工作。此外，还调整了 $R_{G,ext}$，使所有电压（V_{GS} 和 V_{DS}）均在数据手册规定的限值范围内。使用横河（Yokogawa）的 WT3000 功率分析仪进行效率测量，对每个被测器件均施加了 500 Hz 的线路滤波器，且风扇（冷却方案）由外部供电。

4.1.1 D2PAK

已对多种器件进行了测试；本节首先介绍采用 D2PAK 封装的器件。采用了以下 $R_{G,ext}$ 设置。

Table 2 3.3 kW CCM 图腾柱 PFC 的 D2PAK $R_{G,ext}$ 设置

被测器件	$R_{G,ext}$	$V_{GS,min}$ V_{in} = 176 V AC I_{out} = 8.3 A	$V_{DS,max}$ V_{in} = 176 V AC I_{out} = 8.3 A	峰值效率（η） V_{in} = 230 V AC
IMBG65R040M2H	10 Ω	–9.9 V (–10 V)	525 V (580 V)	99.16%
IMBG65R039M1H	10 Ω	–6.4 V (–7 V)	579 V (580 V)	99.00%
供应商 1 的 MOSFET	8.2 Ω	–10.8 V (–11 V)	564 V (580 V)	98.83%

正如先前预期，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 和 Gen1 MOSFET 均可采用数据手册限值（括号中的数值）中提到的 10 Ω 的 $R_{G,ext}$ 值，该限值已有所提高。使用这款 CoolSiC™ Gen2 MOSFET，可实现高达 99.16% 的峰值效率。图 13 和图 14 展示了在 230 V AC 和 176 V AC 下的效率差异。

应用测试

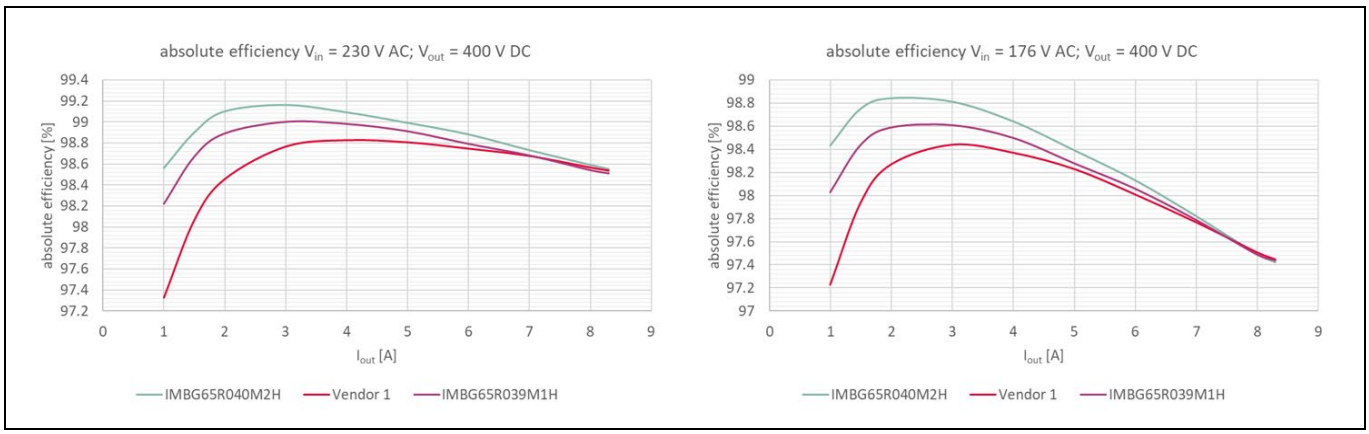


Figure 13　　D2PAK 绝对效率对比：3.3 kW CCM 图腾柱 PFC

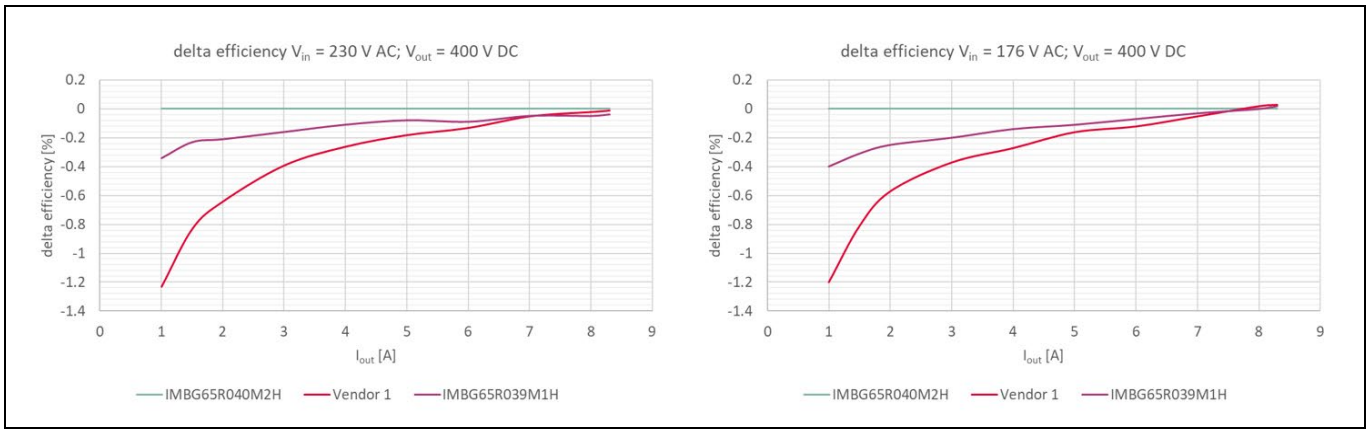


Figure 14　　D2PAK 效率差异对比：3.3 kW CCM 图腾柱 PFC

如图 14 所示，供应商 1 的产品在整个负载范围内的效率方面存在明显缺陷。这是由于采用了 0 V 栅极驱动电压；如图 15 所示，供应商 1 的产品表现出明显的再次导通行为。

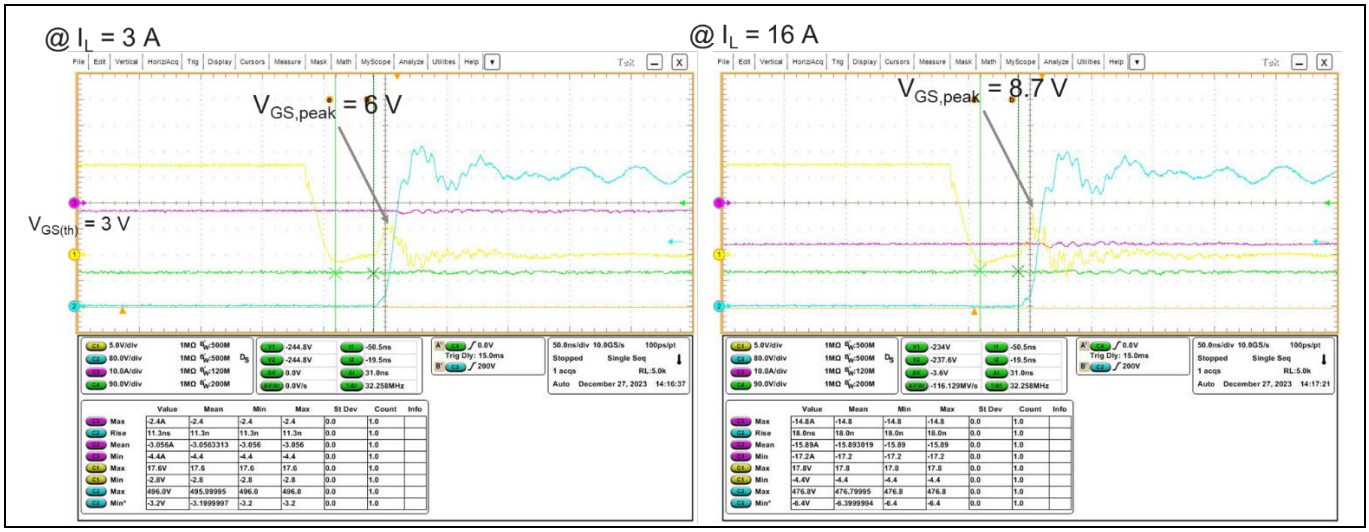


Figure 15　　供应商 1 产品的 D2PAK 再次导通

为了获得高效率，供应商 1 的产品只能在 –5 V 的关断电压下使用；然而，即使在这种情况下，仍会观察到再次导通：当扼流圈电流（I_L）达到 16 A 时，$V_{GS,peak}$ 即为 8.7 V，且根据数据手册，该器件的 $V_{GS(th)}$ 介于 1.8 V 和 4.2 V 之间。

4.1.2 TO-247-4

为观察多种器件之间的效率差异以及 $R_{DS(on)}$ 的影响，展示了以下测试场景。

Table 3 TO-247-4 $R_{G,ext}$ 设置：3.3 kW CCM 图腾柱 PFC

被测器件	$R_{G,ext}$	$V_{GS,min}$ V_{in} = 176 V AC I_{out} = 8.3 A	$V_{DS,max}$ V_{in} = 176 V AC I_{out} = 8.3 A	峰值效率（η） V_{in} = 230 V AC
IMZA65R040M2H	6.8 Ω	–9.6 V (–10 V)	510 V (580 V)	99.19%
IMZA65R050M2H	6.8 Ω	–9.8 V (–10 V)	521 V (580 V)	99.20%
IMZA65R039M1H	6.8 Ω	–6 V (–7 V)	511 V (580 V)	99.03%
IMZA65R048M1H	6.8 Ω	–6.8 V (–7 V)	512 V (580 V)	99.04%
供应商 2	10 Ω	–4 V (–4 V)	477 V (580 V)	98.99%
供应商 3	3.8 Ω	–6 V (–8 V)	508 V (580 V)	98.83%

本基准测试中采用了相同的操作流程。仅供应商 3 的产品无法进一步降低 $R_{G,ext}$，因为将电阻值从 3.8 Ω 降至 3.2 Ω 会导致栅源电压超过 –8 V 的限值。采用这些设置后，获得了以下效率差异。

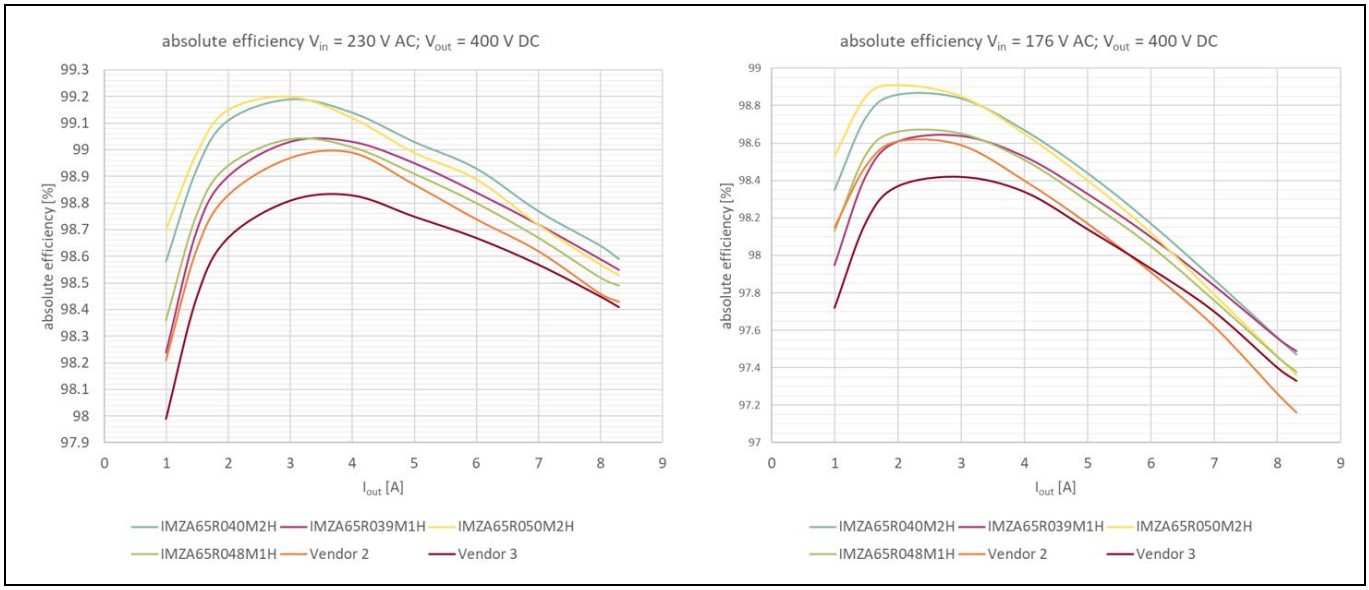


Figure 16 TO-247-4 绝对效率对比：3.3 kW CCM 图腾柱 PFC

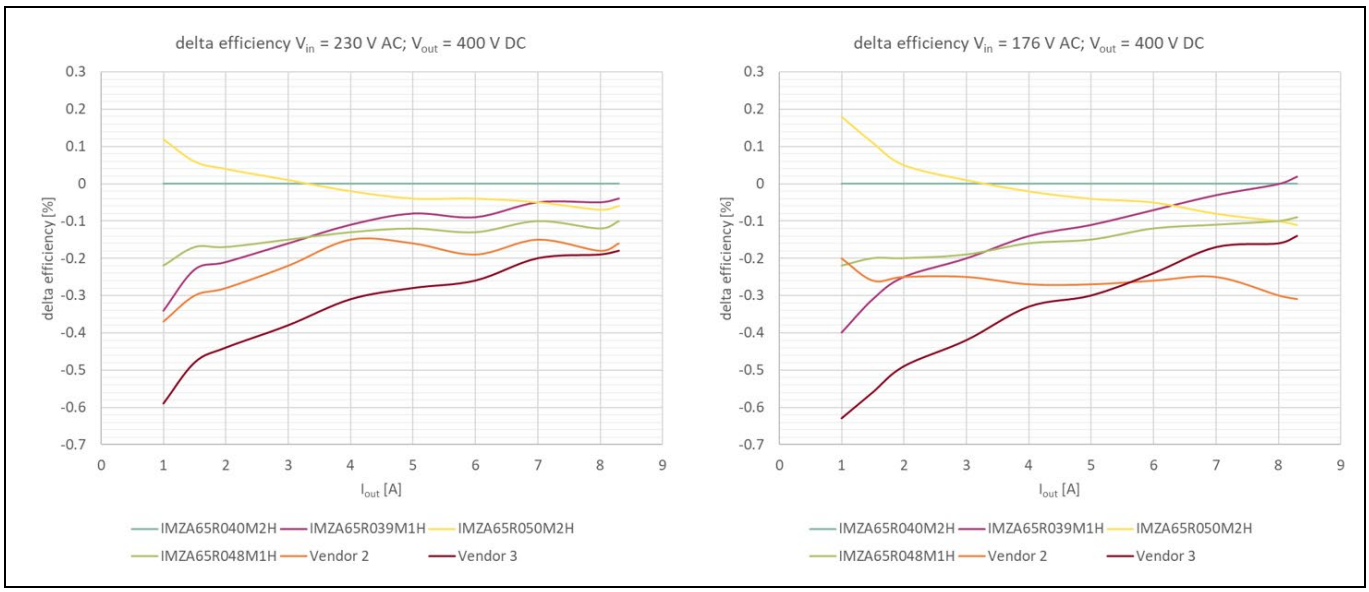


Figure 17　　TO-247-4 效率差异对比：3.3 kW CCM 图腾柱 PFC

结果表明，在两种输入电压下，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的性能均优于所有其他受测器件。此外，50 mΩ 器件的表现符合预期：由于电容（轻载）和 $R_{DS(on)}$（满载）的影响，其在轻载时效率更高，而在满载时效率较低。特别值得一提的是，尽管芯片尺寸缩减，英飞凌仍通过采用扩散焊接工艺，成功改善了产品的 R_{th} 值，从而实现了这种特性。这使得 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的 R_{th} 值与 CoolSiC™ Gen1 MOSFET 保持一致。

Table 4　　Gen2 与 Gen1 的 R_{th} 对比

被测器件	$R_{th,JC}$ 最大值 [K/W]
IMZA65R040M2H	0.87
IMZA65R039M1H	0.85

4.2　　3.3 kW LLC 转换器

如技术参数章节所述，CoolSiC™ MOSFET 非常适合用于 LLC 转换器等谐振拓扑。在可能发生硬换流的特定工作条件下，其体二极管特性可提高系统稳定性。

该测试板基于电信要求设计，输入电压为 380 V DC，在 52 V 输出电压下的输出功率为 3.3 kW。

在本次测试中，针对每件被测器件，测试设置均经过优化，最终确定了以下设置参数。

Table 5　　TO-247-4 $R_{G,ext}$ 设置：3.3 kW LLC 转换器

被测器件	$R_{G,on}$	$R_{G,off}$	启动时的 $V_{DS,max}$（无负载）
IMZA65R040M2H	10 Ω	9 Ω	453.1 V
IMZA65R050M2H	20 Ω	10 Ω	453.1 V
IMZA65R039M1H	6 Ω	4 Ω	444.3 V
IMZA65R048M1H	6 Ω	4 Ω	451.7 V
供应商 2	3 Ω	1 Ω	460.5 V
供应商 4	6 Ω	5 Ω	464.9 V
供应商 3	4 Ω	2 Ω	438.9 V

此设置得出了以下结果。

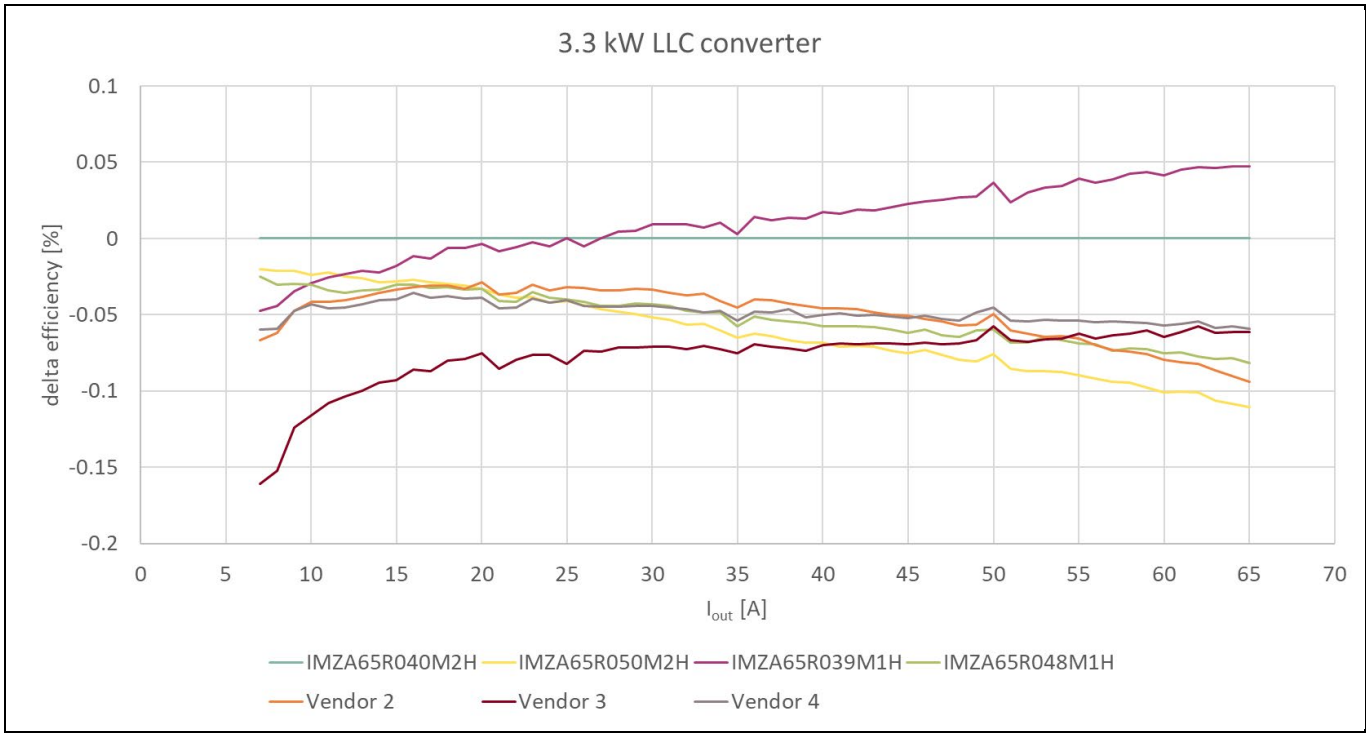


Figure 18　　CoolSiC™ 效率对比：3.3 kW LLC 转换器

CoolSiC™ Gen2 MOSFET 在 LLC 转换器中的表现也符合预期。不过，其差异并不像在 3.3 kW CCM 图腾柱 PFC 中那样明显；几乎所有器件的测量公差均控制在 0.1% 以内。仅供应商 3 的产品在此基准测试中表现最差。

由于该测试设置采用 70 kHz 的谐振频率，因此存在许多优化空间。若将改进后的 PCB 寄生参数以及 CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的改进技术参数（如 Q_{oss}、Q_g 和 C_{oss}）纳入考量，CoolSiC™ Gen2 MOSFET 的优势便可转化为通过提高开关频率和/或进一步提升效率来实现高功率密度。

5 总结

本文档介绍了最新一代 CoolSiC™ MOSFET，并将其与上一代产品进行了对比。卓越的栅极氧化物层使其在热系数点低于 15 V 的情况下仍可采用负栅极驱动电压，从而实现了支持 15 V 全电压范围的驱动方案。此外，其技术参数得到了显著提升，因此在终端用户应用中表现更佳，实现了最高效率和易用性。

修订记录

Document revision	Date	Description of changes
V 1.0	2024-02-22	Initial release

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

Edition 2024-02-22

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2026 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference

AN112138

Important notice

The information contained in this application note is given as a hint for the implementation of the product only and shall in no event be regarded as a description or warranty of a certain functionality, condition or quality of the product. Before implementation of the product, the recipient of this application note must verify any function and other technical information given herein in the real application. Infineon Technologies hereby disclaims any and all warranties and liabilities of any kind (including without limitation warranties of non-infringement of intellectual property rights of any third party) with respect to any and all information given in this application note.

The data contained in this document is exclusively intended for technically trained staff. It is the responsibility of customer's technical departments to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product information given in this document with respect to such application.

Warnings

Due to technical requirements products may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies office.

Except as otherwise explicitly approved by Infineon Technologies in a written document signed by authorized representatives of Infineon Technologies, Infineon Technologies' products may not be used in any applications where a failure of the product or any consequences of the use thereof can reasonably be expected to result in personal injury.

免责声明

请注意，本文件的原文使用英文撰写，为方便客户浏览英飞凌提供了中文译文。该中文译文仅供参考，并不可作为任何论点之依据。
由于翻译过程中可能使用了自动化程序，以及语言翻译和转换过程中的差异，最后的中文译文与最新的英文版本原文含义可能存在不尽相同之处。
因此，我们同时提供该中文译文版本的最新英文原文供您阅读，请参见 http://www.infineon.com
英文原文和中文译文版本之间若存有任何歧异，以最新的英文版本为准，并且仅认可英文版本为正式文件。
您如果使用本文件，即表示您同意并理解上述说明。英飞凌不对因翻译过程中可能存在的任何不完整或不准确信息而产生的任何直接或间接损失或损害负责。英飞凌不承担中文译文版本的完整性和准确性责任。如果您不同意上述说明，请不要使用本文件。

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

版本 **2026-09-21**

Infineon Technologies AG 出版，
德国 **Neubiberg 85579**

版权 © **2026 Infineon Technologies AG**
及其关联公司。
保留所有权利。

Do you have a question about this document?

Email:

erratum@infineon.com

重要通知

Infineon Technologies AG 及其关联公司（以下简称 "英飞凌"）销售或提供和交付的产品（可能也包括样品，且可能由硬件或软件或两者组成）（以下简称 "产品"），应遵守客户与英飞凌签订的框架供应合同或其他书面协议的条款和条件，如无上述合同或其他书面协议，则应遵守适用的英飞凌销售条件。只有在英飞凌明确书面同意的情况下，客户的一般条款和条件或对适用的英飞凌销售条件的偏离才对英飞凌具有约束力。

为避免疑义，英飞凌不承担不侵犯第三方权利的所有保证和默示保证，例如对特定用途/目的的适用性或适销性的保证。

英飞凌对与样品、应用或客户对任何产品的具体使用有关的任何信息或本文档中给出的任何示例或典型值概不负责。

本文件中包含的数据仅供具有技术资格和技能的客户代表使用。客户有责任评估产品对预期应用和客户特定用途的适用性，并在预期应用和客户特定用途中验证本文件中包含的所有相关技术数据。客户有责任正确设计、编程和测试预期应用的功能性和安全性，并遵守与其使用相关的法律要求。

除非英飞凌另行明确批准，否则产品不得用于任何因产品故障或使用产品的任何后果可合理预期会导致人身伤害的应用。但是，上述规定并不妨碍客户在英飞凌明确设计和销售的使用领域中使用任何产品，但是客户对应用负有全部责任。

英飞凌明确保留根据适用法律，如《德国版权法》（UrhG）第 44b 条，将其内容用于商业资料和数据探勘（TDM）的权利。

如果产品包含安全功能：
由于任何计算设备都不可能绝对安全，尽管产品采取了安全措施，但英飞凌不保证产品不会被入侵、数据不会被盗或遗失，或不会发生其他漏洞（以下简称"安全漏洞"），英飞凌对任何安全漏洞不承担任何责任。

如果本文档包含或引用软件：
根据美国、德国和世界其他国家的知识产权法律和条约，该软件归英飞凌所有。英飞凌保留所有权利。因此，您只能按照软件附带的软件授权协议的规定使用本软件。

如果没有适用的软件授权协议，英飞凌特此授予您个人的、非排他性的、不可转让的软件知识产权授权（无权转授权）：(a) 对于以源代码形式提供的软件，仅在贵组织内部修改和复制该软件用于英飞凌硬件产品；及 (b) 对于以二进制代码(binary code)形式对外向终端用户分发该软件，仅得用于英飞凌硬件产品。禁止对本软件进行任何其他使用、复制、修改、翻译或编译。有关产品、技术、交货条款和条件以及价格的详细信息，请联系离您最近的英飞凌办公室或访问 **https://www.infineon.com**。