使用 CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 提高 PFC 效率

关于本文档

范围和目的

本工程设计报告介绍了在功率因数校正升压转换器中使用 CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 的优势。研究包括与上一代 CoolSiC™二极管的效率比较，并提供了对热性能和浪涌电流功能的深入见解，以及一些设计建议。此外，还提供额定电流选型指南，方便您选择二极管以调整电源效率曲线形状。

目标受众

本应用说明旨在供应用工程师、电源设计人员和研究高效率高密度电源的学者使用，重点是优化 AC-DC 转换器的升压级。

内容

关于本文档 1

1 简介 2

2 较低的正向电压可提高效率 3

3 通过对升压二极管使用不同的额定电流，调整效率曲线 5

4 较低的传导损耗可让升压二极管保持较低的温度 7

5 保护 PFC 电路免受旁路二极管浪涌电流的影响 9

5.1 使用旁路二极管的浪涌抗扰度测试 10

5.2 无旁路二极管的浪涌抗扰度测试 11

6 结论 13

7 修订记录 14

Disclaimer 15

1 简介

CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 是英飞凌的第六代(G6)碳化硅(SiC)肖特基二级管，最大阻断电压为 650 V。CoolSiC™ G6 可提高效率并实现紧凑型电源设计。CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 是杰出的 SiC 二极管，提供最低的正向电压并获得最高的效率。显然，正向电压降低有助于降低传导损耗。

CoolSiC™肖特基二级管 650 V G6 建立在前几代技术成果的基础之上。CoolSiC™ G2 二极管引入了合并的二极管结构。在这种结构中，合并了肖特基和双极二极管，可同时提供非常低的传导损耗和更高的浪涌电流功能。随后，第三代和第五代取得了其它进展，同时提高了效率、密度和稳定性。第六代 CoolSiC™由于重新设计的二极管结构实现了较低的正向电压。

使用下图所示的英飞凌演示板（800 W 65 kHz 和 130 kHz Platinum®服务器功率因数校正评估板）进行了 CoolSiC™ G6 二极管的性能测量。调研涉及不同电流额定值的二极管，在相同的条件和相同的应用中进行了测试。功率因数校正 (PFC) 级中的升压二极管调谐提供了优化电源以达到一定效率等级（即 Titanium®标准）的机会。



图 1　　800 W Platinum®服务器功率因数校正评估板

本文还建议了如何正确处理 PFC 电路中的浪涌电流，以实现高浪涌抗扰度。此外，调研还使用 800 W PFC 评估板测试了浪涌抗扰度，用以证明 CoolSiC™肖特基晶体管 650 V G6 是任何高效电源的正确解决方案。

另请参阅

- ApplicationNote_EvaluationBoard_EVAL_800W_PFC_P7-ANv01_00-EN.pdf
- ApplicationNote_EvaluationBoard_EVAL_800W_130PFC_C7-AN-v01_00-EN.pdf

2 较低的正向电压可提高效率

得益于一流的正向电压，CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 可在宽负载范围内提高效率。为了在 CoolSiC™ G6 和 G5 之间做一个公平的比较，使用了相同的额定电流。

表 1 待测器件

DUT	V_F，在 25°C	I_F，在 25°C	封装	系列
IDH06G65C6	1.25 V	6 A	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6
IDH06G65C5	1.5 V	6 A	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G5

下面的两个表和两张图给出了 800 W PFC 板在不同条件下的运行效率。此效率测试在不同的输入电压（115 V AC 和 230 V AC）、不同的开关频率（65 kHz 和 130 kHz）以及不同的输出功率点（例如 10%、20%、…、100%）下执行。

注: 在此效率测试中，风扇使用的是 12 V 外部直流电源并在整个测试期间持续运行。

下面的表和图显示 800 W PFC 板在 65 kHz 开关频率下用升压二极管 IDH06G65C6 替代 IDH06G65C5 运行的效率差别。

表 2 800 W PFC 板在 65kHz 开关频率下运行测得的效率

	V_{IN} = 115 V AC，f_{sw} = 65 kHz 时的效率			**V_{IN} = 230 V AC，f_{sw} = 65 kHz 时的效率**		
P_{out}	**IDH06G65C6**	**IDH06G65C5**	**Δ效率**	**IDH06G65C6**	**IDH06G65C5**	**Δ效率**
20%	95.93%	95.87%	+0.06%	97.15%	97.07%	+0.08%
40%	96.49%	96.46%	+0.03%	97.85%	97.80%	+0.05%
60%	96.38%	96.32%	+0.06%	98.07%	98.01%	+0.06%
80%	96.05%	95.98%	+0.07%	98.11%	98.06%	+0.05%
100%	95.57%	95.54%	+0.03%	98.10%	98.05%	+0.05%

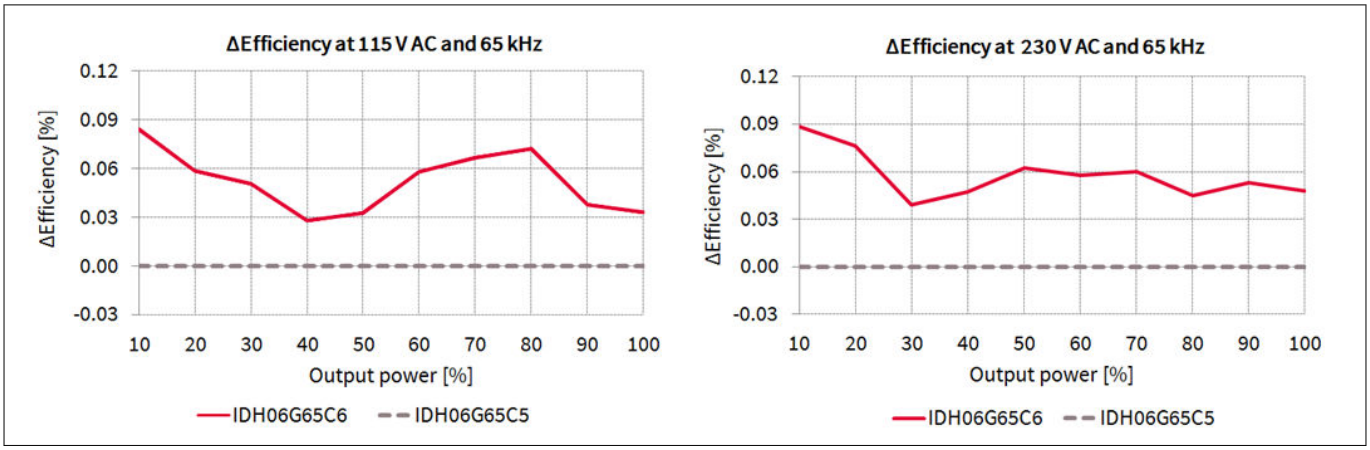


图 2 800 W PFC 板在 65 kHz 开关频率下运行测得的效率 – CoolSiC™ G6 与 G5 对比

第二种情况显示使用相同升压二极管的效率结果，只是开关频率增加到了 130 kHz。下表显示了测得的 800 W PFC 板的效率结果，图片说明了 CoolSiC™ G6 与 G5 之间的区别，其中以 CoolSiC™ G5 作为参考。

2 较低的正向电压可提高效率

表 3　　800 W PFC 板在 130 kHz 开关频率下运行测得的效率

	V_{IN} = 115 V AC，f_{sw} = 130 kHz 时的效率			V_{IN} = 230 V AC，f_{sw} = 130 kHz 时的效率		
P_{out}	IDH06G65C6	IDH06G65C5	Δ效率	IDH06G65C6	IDH06G65C5	Δ效率
20%	95.42%	95.35%	+0.07%	96.95%	96.91%	+0.04%
40%	96.28%	96.22%	+0.06%	97.74%	97.69%	+0.05%
60%	96.35%	96.30%	+0.05%	98.00%	97.95%	+0.05%
80%	96.14%	96.09%	+0.05%	98.09%	98.04%	+0.05%
100%	95.79%	95.75%	+0.04%	98.12%	98.08%	+0.04%

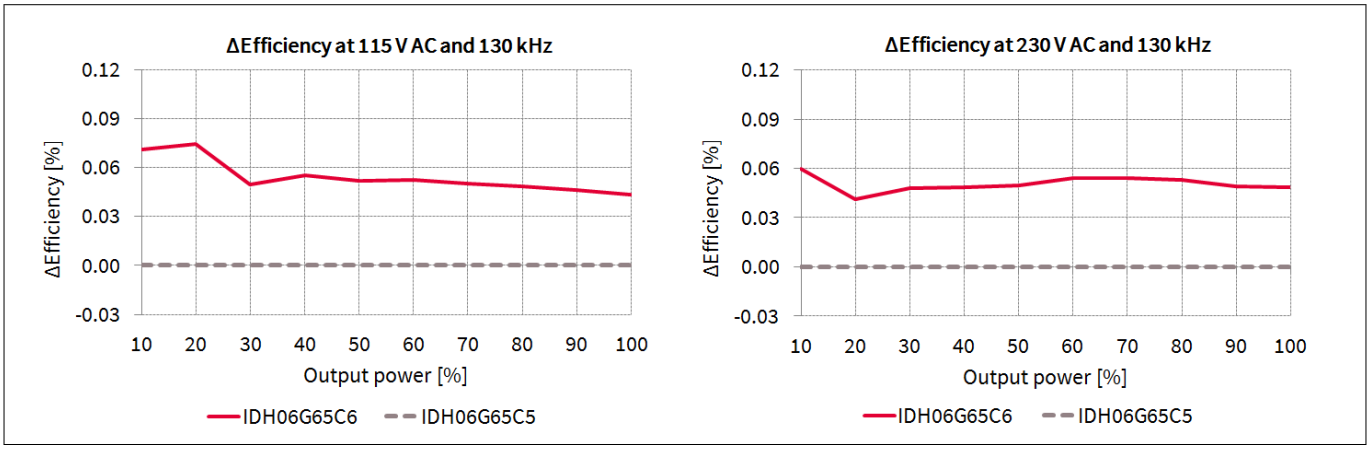


图 3　　800 W PFC 板在 130 kHz 开关频率下运行测得的效率 – CoolSiC™ G6 与 G5 对比

对比图显示了 CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 在任何输入电压和开关频率下的宽负载范围内效率的提高。此特定 PFC 板显示出 CoolSiC™ G6 与上一代(CoolSiC™ G5)相比，效率平均提升了 0.05%，这意味着功率损耗降低了 1%。

3 通过对升压二极管使用不同的额定电流，调整效率曲线

电源设计人员有机会通过简单地调整升压二极管的不同电流额定值来在预期的负载范围内调整效率曲线。为了分析升压二极管对效率的影响，进行了可行性研究（使用 800 W PFC 板），其中考虑了 CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 系列（参见表 4）的两个不同电流额定值。

表 4 待测器件

DUT	V_F，在 25°C	I_F，在 25°C	封装	系列
IDH06G65C6	1.25 V	6 A	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6
IDH10G65C6	1.25 V	10 A	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6

下表包含 800 W PFC 板在 65 kHz 开关频率下分别采用 6 A 和 10 A 二极管运行时测得的效率值。为了在不同电流额定值之间进行更容易和更有效的比较，计算了 10 A 二极管相对于 6 A 二极管的效率差异。表后面的图说明了二极管 IDH06G65C6（橙色直线）和 IDH10G65C6（绿色虚线）之间的效率比较，其中以前一个作为参考。

表 5 800 W PFC 板在 65 kHz 开关频率下采用不同二极管电流额定值运行测得的效率

	V_{IN} = 115 V AC，f_{sw} = 65 kHz 时的效率			V_{IN} = 230 V AC，f_{sw} = 65 kHz 时的效率		
P_{out}	IDH06G65C6	IDH10G65C6	Δ效率	IDH06G65C6	IDH10G65C6	Δ效率
20%	95.92%	95.90%	-0.02%	97.15%	97.11%	-0.04%
40%	96.49%	96.53%	+0.04%	97.85%	97.87%	+0.02%
60%	96.38%	96.42%	+0.04%	98.07%	98.09%	+0.02%
80%	96.05%	96.14%	+0.09%	98.11%	98.16%	+0.05%
100%	95.57%	95.72%	+0.15%	98.10%	98.16%	+0.06%

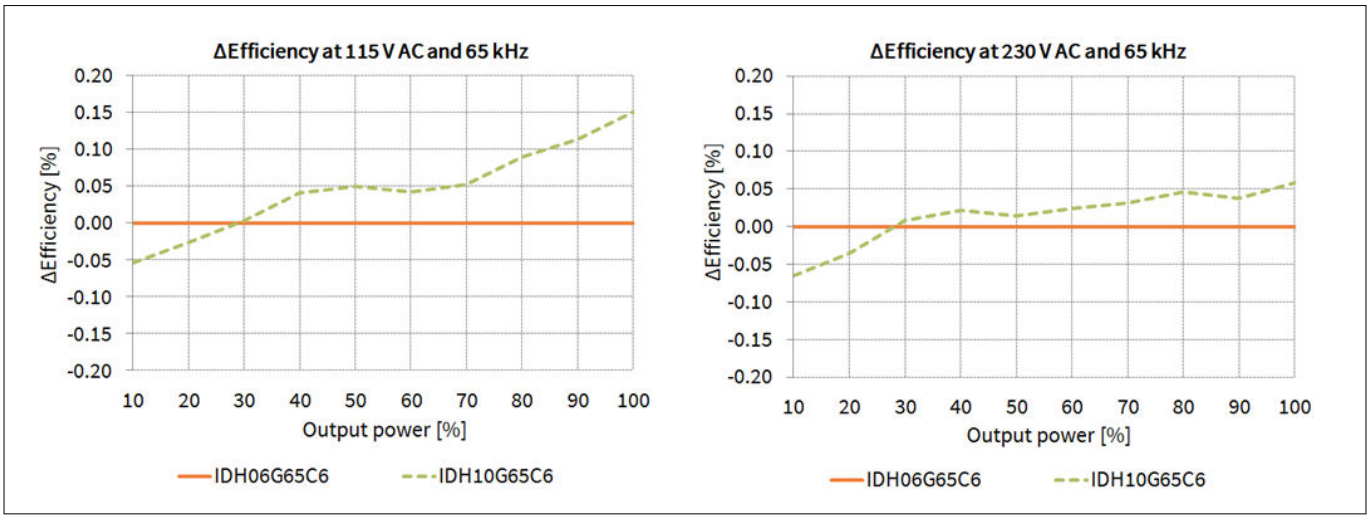


图 4 800 W PFC 板在 65 kHz 开关频率下运行测得的效率 – IDH06G65C6 与 IDH10G65C6 对比

下表显示 800 W PFC 板在 130 kHz 开关频率下分别采用 6 A 和 10 A 二极管运行时测得的效率值。表后面的图说明了二极管 IDH06G65C6（橙色直线）和 IDH10G65C6（绿色虚线）之间的效率比较，其中以前一个作为参考。

3 通过对升压二极管使用不同的额定电流，调整效率曲线

表 6　800 W PFC 板在 130 kHz 开关频率下采用不同升压二极管电流额定值运行测得的效率

	V_{IN} = 115 V AC，f_{sw} = 130 kHz 时的效率			V_{IN} = 230 V AC，f_{sw} = 130 kHz 时的效率		
P_{out}	IDH06G65C6	IDH10G65C6	Δ效率	IDH06G65C6	IDH10G65C6	Δ效率
20%	95.42%	95.32%	-0.10%	96.95%	96.92%	-0.03%
40%	96.28%	96.21%	-0.07%	97.74%	97.73%	-0.01%
60%	96.35%	96.39%	+0.04%	98.00%	98.00%	+0.00%
80%	96.14%	96.24%	+0.10%	98.09%	98.11%	+0.02%
100%	95.79%	95.98%	+0.19%	98.12%	98.17%	+0.05%

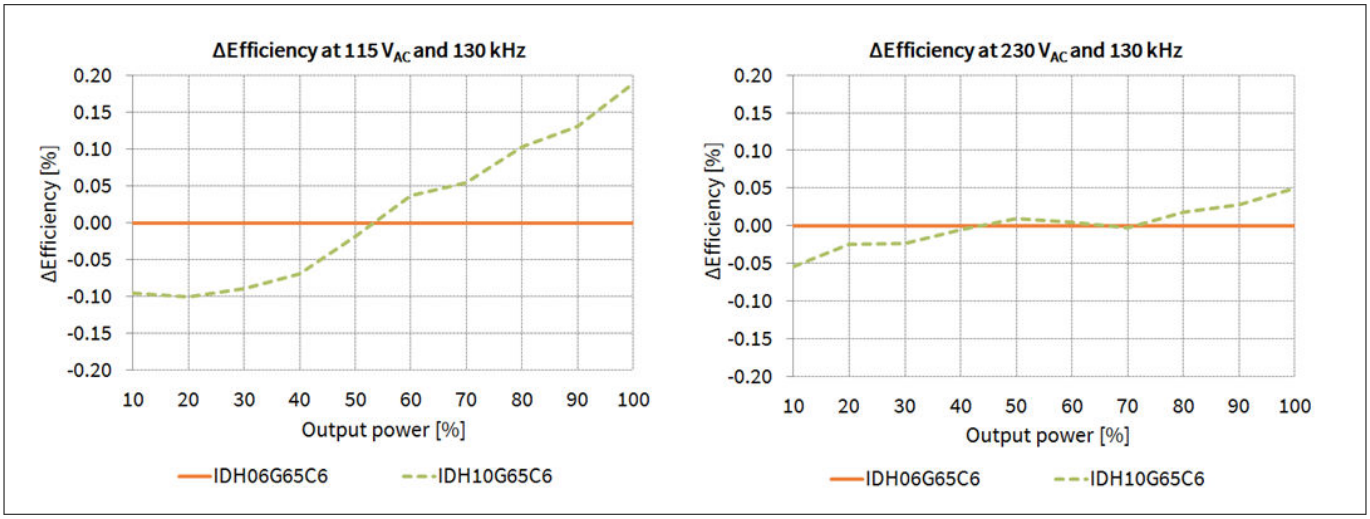


图 5　800 W PFC 板在 130 kHz 开关频率下运行测得的效率 – IDH06G65C6 与 IDH10G65C6 对比

低压线路和高压线路之间的效率差异是由于流过电路的电流不同。为了将相同的功率传输到输出，低压线路的电流(115 V AC)在高压线路时应变为两倍(230 V AC)。在高压线路中，流过升压二极管的电流较少，因此降低了传导损耗，并能在较宽的负载范围内实现更高的效率。考虑到这一点，升压二极管在正向特性的不同区域中工作，导致电源的效率不同。

结果表明，增加的额定电流能够提高效率，这是与较低的传导损耗相关联的。在 800 W PFC 板中，在将 6 A 二极管替换为 10 A 二极管时，在最大输出功率下替换的升压二极管可以将效率提升高达 0.2%。

另一方面，由于较低的电容电荷(Q_C)，较低额定电流的二极管在轻负载下表现更好，可实现较低的开关损耗。

轻负载和满载效率和升压二极管的额定电流之间的平衡，提供了优化电源以根据价格和性能要求获得最佳匹配的机会。

4 较低的传导损耗可让升压二极管保持较低的温度

CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 通过较低的功率损耗实现较高的效率，而且有助于保持器件不发热。

为了在 CoolSiC™ G6 和 G5 之间进行结温比较，使用了相同的额定电流二极管。使用仿真工具 PLECS 4.0.4 进行了该分析，准确地实现了所仿真器件的热特性和损耗机制。

表 7 待测器件

DUT	V_F，在 25°C	I_F，在 25°C	封装	系列
IDH06G65C6	1.25 V	6 A	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6
IDH06G65C5	1.5 V	6 A	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G5

下表显示了测试的器件的热特性。R_{th} 和 C_{th} 值源自在表征实验室进行的测量。这些值在等效热电路（Cauer 模型）中实现，以创建热网络并模拟二极管的结温。

表 8 待测器件的热特性

DUT	R_{TH1} [K/W]	R_{TH2} [K/W]	R_{TH3} [K/W]	R_{TH4} [K/W]	C_{TH1} [K/W]	C_{TH2} [K/W]	C_{TH3} [K/W]	C_{TH4} [K/W]
IDH06G65C6	0.5011	0.7494	0.3157	0.1261	1.790E-4	9.371E-4	1.530E-2	3.863E-1
IDH06G65C5	0.4227	0.6302	0.2838	0.0943	2.481E-4	1.545E-3	2.534E-2	6.787E-1

下图显示了 CoolSiC™二极管热网络，其用作仿真器件的热行为的模型。这两代的二极管的热网络相同。然而，热参数略有不同。

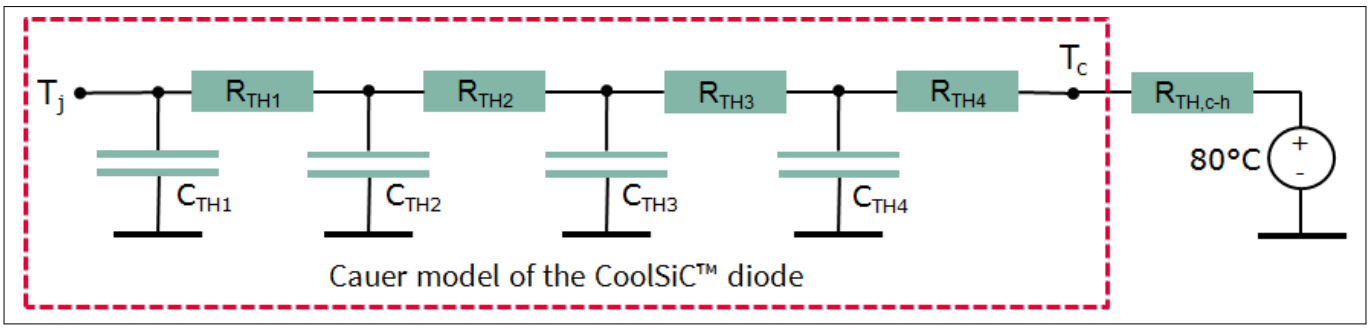


图 6 仿真工具中使用的热网络

由于传导损耗在全负载运行和较低输入电压下产生大部分热量，所以仿真仅关注于这些。在仿真中，在不同温度（例如 25°C 和 100°C）下实现数据表中的正向特性。

为了使仿真接近实际条件，选择 800 W PFC 评估板来捕获在稳态运行中通过升压二极管的电流。在图 7 中，当评估板在以下条件下运行时，捕获流过升压二极管的电流：V_{IN} = 90 V AC，f_{sw} = 130 kHz，P_{out} = 800 W。图 7 显示了在 100 µs 的时间段内通过二极管的电流达到峰值（根据输入电压，在 90°相位）。

4 较低的传导损耗可让升压二极管保持较低的温度

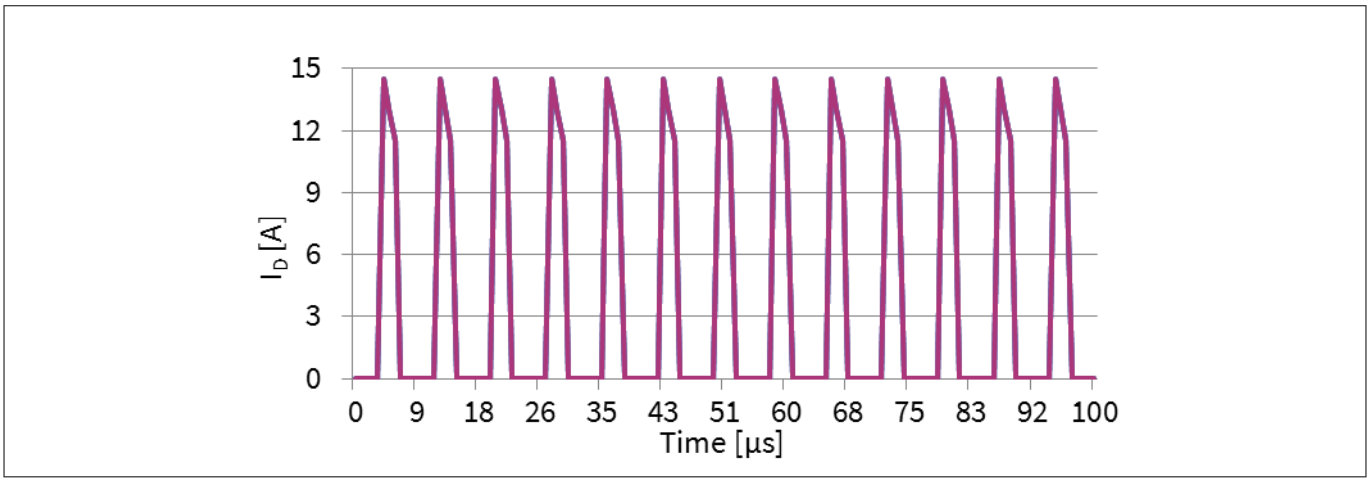


图 7　　在 V_{in} = 90 V AC，f_{sw} = 130 kHz 且 P_{out} = 800 W 时测得的通过升压二极管的电流

上图给出的二极管电流(I_D)在仿真模型中作为迫使电流通过升压二极管的电流源。电流源向待测二极管提供具有相同电流信号的脉冲电流，以便能够进行热行为的比较。使用 PLECS 的热仿真由电流源和被测器件组成，它们被放置在同一散热器上。仿真模型在以下假设下进行：

- 两个待测器件的初始结温和外壳温度为：$T_{j,初始}$ = 80°C，$T_{C,初始}$ = 80°C
- 散热器固定温度：T_h = 80°C
- 热阻外壳 – 散热器：$R_{TH,c-h}$ = 3 K/W

下图说明了在所述条件下热模拟的结果。该图显示了 CoolSiC™ G6（红色直线）和 G5（灰色虚线）之间的结温区别。可以看出 CoolSiC™ G6 保持较低的温度 – 在 100 µs 后大约低 1°C。

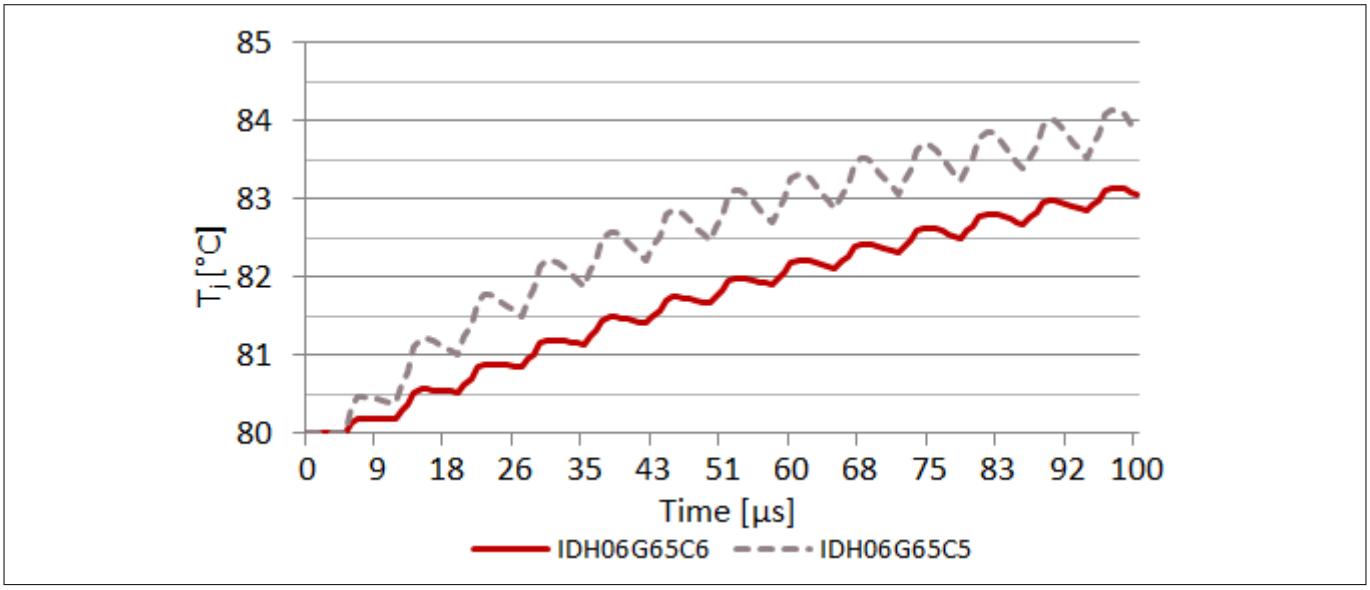


图 8　　在 V_{in} = 90 V AC，f_{sw} = 130 kHz 且 P_{out} = 800 W 时仿真的结温比较

5 保护 PFC 电路免受旁路二极管浪涌电流的影响

全新第六代肖特基二极管的优化过程降低了传导损耗，但是同时也在某些区域造成了浪涌电流参数的降低。然而，CoolSiC™ G6 的最终性能可以很好地满足应用要求。

在 PFC 拓扑中采用 SiC 肖特基二极管时，使用了旁路二极管来限制通过 SiC 二极管的正向电流，以防浪涌电流影响主电源。下图说明了如何在经典 PFC 中实现旁路二极管。旁路二极管仅在整流电压高于输出电压时（例如在浪涌情况下）导通。

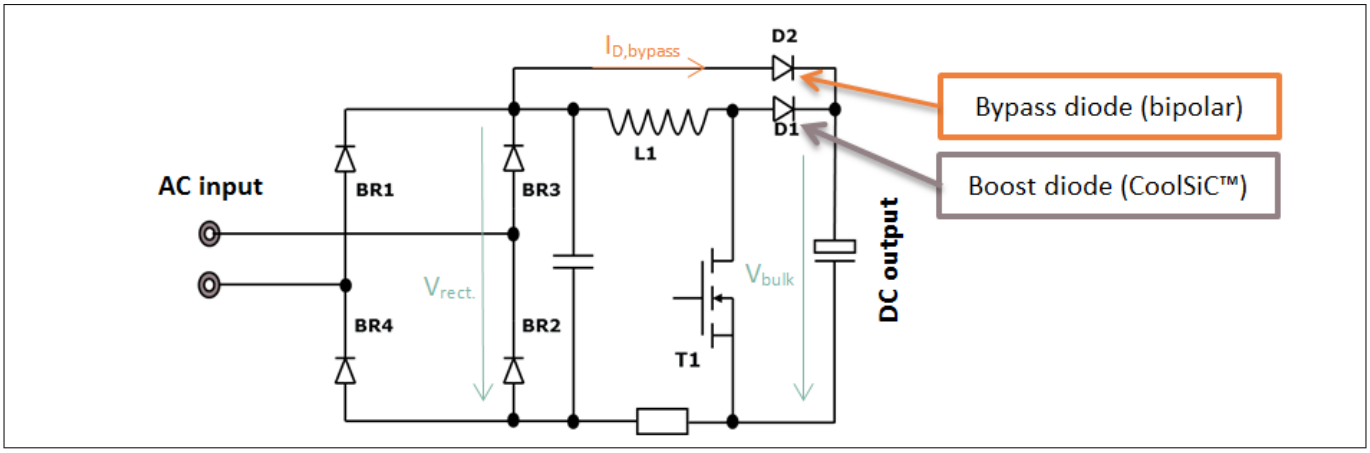


图 9　　经典 PFC 的简化电路

下表显示了 CoolSiC™ G6 和 G5 的数据表参数。测试了 800 W PFC 板中的二极管，以便在浪涌电流抗扰度方面比较这两代产品。同样的研究包括了旁路二极管的功能测试。在 800 W PFC 板中，对旁路二极管使用了快速开关二极管(1N4448WS-7-F)。

执行了两个浪涌抗扰度测试：一个有旁路二极管，另一个没有旁路二极管。

表 9　　测试器件的数据表值

DUT	V_F，在 25°C	I_F，在 25°C	$I_{F,max}$ [1]	在测试条件下从浪涌非重复正向电流计算的 ∫ i² t [2]	封装	系列
IDH06G65C6	1.25 V	6 A	410 A	7.2 A^2s	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6
IDH06G65C5	1.5 V	6 A	291 A	14 A^2s	PG-TO220-2	CoolSiC™肖特基二极管 650 V G5

CoolSiC™ G6 和 G5 之间的比较显示了二极管技术对浪涌电流抗扰度的影响。第六代在非重复峰值正向电流($I_{F,max}$)且脉冲长度为 10 µs 时具有优于上一代的优势。当施加 10 ms 脉冲长度的电流时，第五代显示更佳的结果。

注:　　在数据表中，给出的 i^2t 值是通过下列等式计算得出的，其中 $I_{F,SM}$ 是浪涌非重复正向电流，t_p 是脉冲长度。

1　壳体温度 Tc = 25°C 且脉冲长度 tp = 10 µs 时的非重复峰值正向电流

2　i^2t 值：Tc = 25°C，tp = 10 ms

5 保护 PFC 电路免受旁路二极管浪涌电流的影响

$$\int_0^{t_P} I(t)^2 dt = I_{F,SM}^2 \int_0^{t_P} sin^2 t = \frac{1}{2} I_{F,SM}^2 t_P$$

5.1 使用旁路二极管的浪涌抗扰度测试

第一次测试使用 800 W PFC 评估板的原始设置，并采用了旁路二极管。为了仿真可能的最恶劣的浪涌电流条件，选择了以下测试设置：

- 输入电压：V_{in} = 90 V AC
- 开关频率：f_{sw} = 130 kHz
- 输出功率：P_{out} = 800 W
- 浪涌脉冲：V_{surge} = 4 kV，Z = 2 Ω，𝜙 = 90°，L-N 配置

在 90°（即正弦波顶部加上的正电压脉冲）下进行浪涌抗扰度测试。具体地，选择使用具有 4kV 峰值的 1.2/50 µs 的脉冲电压波的组合波测试。该测试由 IEC 61000-4-5 标准定义，适用于电信要求。

这项研究就浪涌抗扰度方面在 PFC 电路中包括了最坏的条件。当输入电压最低时，最大电流进入电路。在此工作点，最大电流流过 PFC 扼流圈，使其饱和。这种饱和导致电感的减小和扼流圈特征的减少。当浪涌发生时，饱和的扼流圈不能有效地限制浪涌电流脉冲。这导致升压二极管上更大的电流，而更多的浪涌电流通过它而不是通过旁路二极管引流。在这种精确的情况下，升压二极管经受最大的电流。

接下来的 2 幅图显示了在升压和旁路二极管上捕获的电流波形的两个屏幕截图。升压二极管用蓝色波形表示，旁路二极管用绿色表示。在第一幅图中显示了使用 CoolSiC™ G6 作为升压二极管的波形。在第二幅图中给出了 G5 结果的示例。

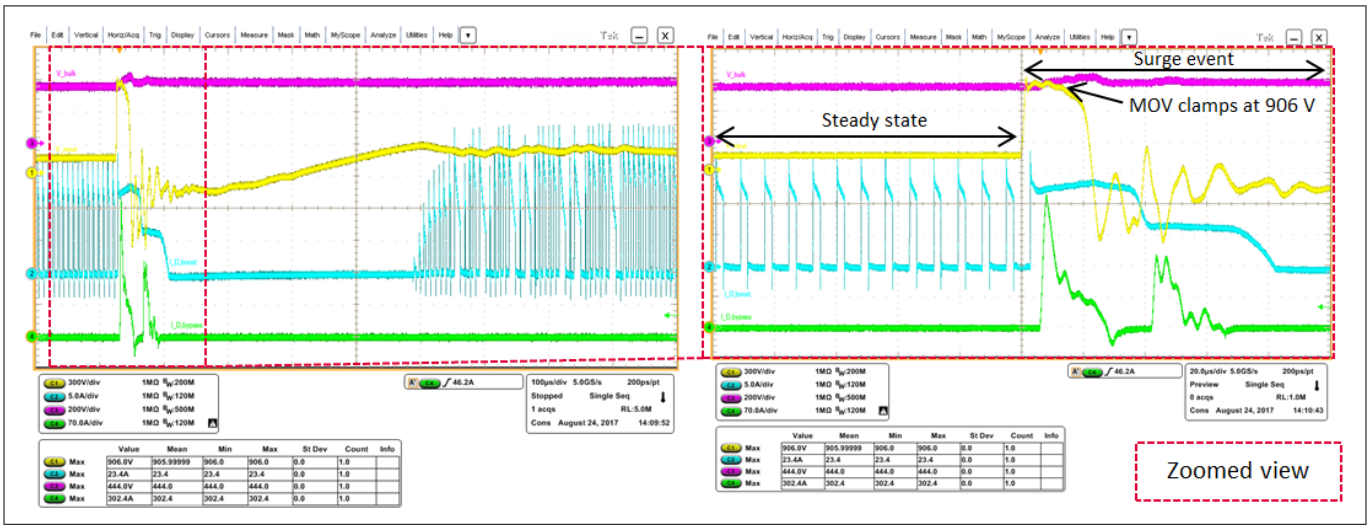


图 10 在 V_{in} = 90 V AC，f_{sw} = 130 kHz 且 P_{out} = 800 W 时测得的通过升压二极管(IDH06G65C6)和旁路二极管的电流信号（左侧正常视图，右侧部分放大视图）

波形：

- 体电压，200 V/div（紫红色）
- 输入电压，300 V/div（黄色）
- 升压二极管电流，5 A/div（浅蓝色）
- 旁路二极管电流，70 A/div（绿色）

5 保护 PFC 电路免受旁路二极管浪涌电流的影响

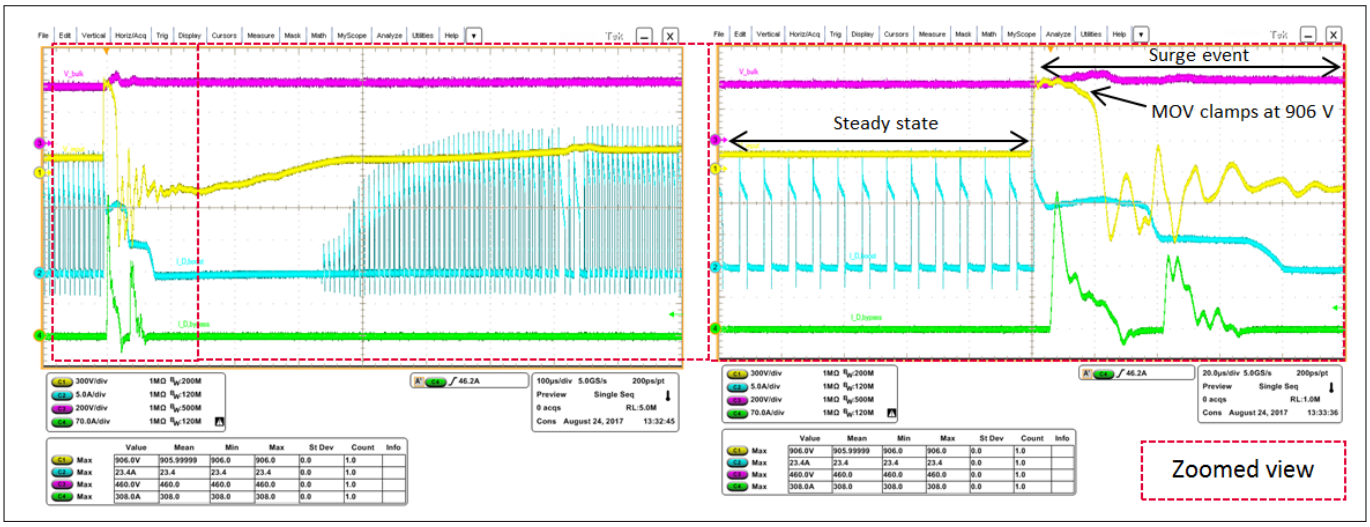


图 11　在 V_{in} = 90 V AC，f_{sw} = 130 kHz 且 P_{out} = 800 W 时测得的通过升压二极管(IDH06G65C5)和旁路二极管的电流信号（左侧正常视图，右侧部分放大视图）

波形：

- 体电压，200 V/div（紫红色）
- 输入电压，300 V/div（黄色）
- 升压二极管电流，5 A/div（浅蓝色）
- 旁路二极管电流，70 A/div（绿色）

捕获的波形显示每个电流信号捕获的左半部分的正常工作模式，其中升压二极管周期性导通，旁路处于关闭模式。当向电源输入(800 W PFC)施加浪涌脉冲时，两个二极管同时导通。

升压和旁路二极管以峰值电流值传导约 80µs：

- $I_{F,max}$ = 23.4 A（升压二极管），$I_{F,max}$ = 308 A（旁路二极管）→ 使用 IDH06G65C6
- $I_{F,max}$ = 23.4 A（升压二极管），$I_{F,max}$ = 302 A（旁路二极管）→ 使用 IDH06G65C5

黄色波形显示了在浪涌脉冲下快速增加的输入电压。800 W PFC 板有 MOV（金属氧化物变阻器），它在浪涌脉冲期间钳位高电压。此 MOV 影响旁路二极管电流的电流波形。当施加浪涌脉冲时，第一个脉冲出现。第二个脉冲是 MOV 的二次效应。当 MOV 进行钳位时，整流电压降低，旁路二极管停止导通。当 MOV 释放时，电压增加并通过旁路二极管产生第二个脉冲。因为 PFC 扼流圈可以限制快速瞬变，更平滑的电流流过升压二极管。

根据浪涌抗扰度测试，两个二极管（CoolSiC™ G6 和 G5）具有相同的性能。

5.2　无旁路二极管的浪涌抗扰度测试

第二种情况考虑了电路中没有旁路二极管的浪涌抗扰度测试。从 800 W PFC 板上去掉旁路二极管。应用了与 5.1 相同的测试条件，以进行比较。下图中的波形显示了旁路二极管的所有功能完全禁用的情况。

5 保护 PFC 电路免受旁路二极管浪涌电流的影响

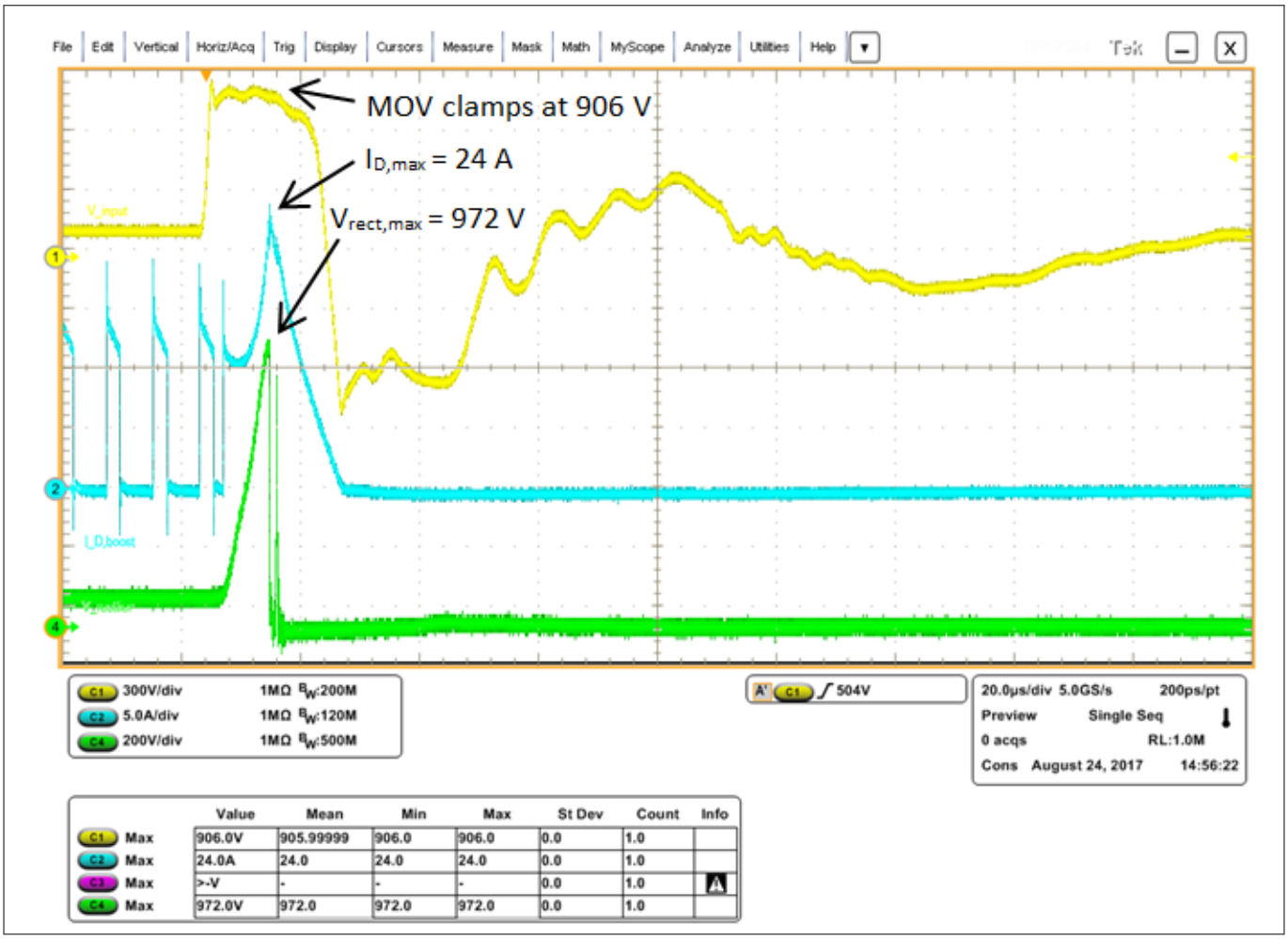


图 12　在 V_{in} = 90 V AC，f_{sw} = 130 kHz 且 P_{out} = 800 W 时测得的通过升压二极管的电流信号（无旁路二极管的情况）

波形：

- 输入电压，300 V/div（黄色）
- 升压二极管电流，5 A/div（浅蓝色）
- 桥式整流后电压，200 V/div（绿色）

当浪涌脉冲通过电路时，通过二极管的电流增加到 24 A。该电流值仍在数据表中给出的浪涌非重复峰值正向电流的规格范围内。

升压二极管(IDH06G65C6)在测试中幸存下来，但是 PFC 板发生故障（桥式整流器故障）。即使不使用旁路二极管，CoolSiC™ G6 二极管也不限制 PFC 级的浪涌抗扰度。

6 结论

英飞凌的 SiC 肖特基二极管的演变旨在提高效率，同时降低成本。这项研究证明，肖特基二极管的较低正向电压是实现高效率和高密度 PFC 设计的关键参数。

CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 的较低正向电压可实现更低的传导损耗，有助于实现：

- 较高的效率
- 较低的器件结温

选择合适的二极管额定电流，肖特基二极管可实现效率曲线的整形。因此，电源设计人员可以通过选择正确的二极管和正确的额定电流，根据应用要求优化成本和效率。CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 产品组合提供详细的分类，以便根据优化目标和设计要求实现最佳搭配。

CoolSiC™肖特基二极管 650 V G6 由于较低的正向电压压降 V_F 以及由此带来的较低的传导损耗，热分析的结果更好。尽管 CoolSiC™ G6 具有增加的热阻 R_{th}，但是由于传导损耗较低，第六代仍然比上一代的散热更好。

CoolSiC™ G6 可承受浪涌抗扰度测试，无任何问题。具有和不具有旁路的设计之间的比较表明了旁路二极管具有明显的优点。它完全保护 PFC 电路免受高浪涌电流的影响，并且在稳态条件下不会产生任何额外的功率损耗，因为它仅在阳极上的电压高于阴极时才导通。因此，在诸如浪涌电流等条件下，它是很少导通的安全元器件。英飞凌的电源专家建议在 PFC 拓扑中使用旁路二极管。

7 修订记录

文档版本	发布日期	变更说明

Trademarks

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

Edition 2017-09-27

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2017 Infineon Technologies AG

All Rights Reserved.

Do you have a question about any aspect of this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference
IFX-kso1504008275348

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