

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

作者: **Simone Mazzer、Moshe Domb、Jeff Malmrose、Yevgeniy Trosman、Francesca Pastorelli**

关于本文档

范围和目的

本文档介绍英飞凌新型 OptiMOS™ 6 MOSFET 100 V 系列。基于英飞凌最新的沟槽 MOSFET 技术，利用革命性的元胞设计，全新 OptiMOS™ 6 100 V 包含极低的导通电阻和卓越的开关性能这两大特性。这些特性使 OptiMOS™ 6 最适合高开关频率应用，实现更高功率、更大功率密度和成本效益设计。

这些 MOSFET 的典型应用包括通信、服务器和数据通信，以及太阳能、无人机、电动自行车、电动工具和其他电池供电的应用 (BPAs)。

本应用说明展示了使用新型 OptiMOS™ 6 100 V 可实现的性能，重点在于快速开关 DC-DC 通信开关电源 (SMPS)。首先对该技术进行了简要介绍，突出技术方面的优势。然后进行广泛的实验评估，将 OptiMOS™ 6 100 V 与上一代 OptiMOS™ 5 100 V MOSFET 进行比较。

目标受众

本应用说明的目标为通信 DC-DC SMPS 应用工程师和设计人员。

目录

关于本文档	1
目录 1	
1 简介: 新型 OptiMOS™ 6 100 V.....	3
1.1 特性及优势.....	3
1.2 目标应用.....	3
1.3 OptiMOS™ 6 100 V 与 OptiMOS™ 5 100 V 的技术参数比较.....	4
1.3.1 BiC 器件的数据表比较.....	4
1.3.2 导通电阻 $R_{DS(on)}$	6
1.3.3 技术 FOM_g , 栅极-漏极电荷品质因数 FOM_{gd}	6
1.3.4 输出电荷品质因数 FOM_{oss}	8
1.3.5 传输特性和安全工作区.....	9
2 实验结果	12
2.1 英飞凌 600 W FB-FB 36 75 V 至 12 V 隔离式四分之一砖 DC-DC 转换器.....	12
2.1.1 简介	12
2.1.2 系统描述	13
2.1.2.1 PCB 描述.....	14
2.1.2.2 板规格	16
2.1.2.3 板示意图	17
2.1.3 测试装置描述	18
2.1.3.1 夹具板	18
2.1.3.2 测试装置描述	18

目录

2.1.4	效率测试	19
2.1.4.1	简介	19
2.1.4.2	$V_{in} = 48\text{ V}$ 时的效率比较	20
2.1.4.3	$V_{in} = 75\text{ V}$ 时的效率比较	21
2.1.4.4	结论	23
2.1.5	热数据比较	23
2.1.5.1	测量和热数据介绍	23
2.1.5.2	长时间工作后的热图像	24
2.1.5.3	结论	25
2.1.6	工作波形	25
2.1.7	量化英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V 节能带来的效益	27
2.1.7.1	运营费用节省估计 (OPEX)	27
2.1.7.2	环境问题：让生活更环保	29
2.2	反相 ZVS 降压-升压 $-(36..60)\text{ V}$ 至 12 V DC-DC 转换器	30
2.2.1	简介	30
2.2.2	系统描述	30
2.2.2.1	PCB 描述	31
2.2.2.2	板规格	32
2.2.2.3	板示意图	33
2.2.3	测试装置描述	33
2.2.4	效率测试	35
2.2.4.1	简介	35
2.2.4.2	$V_{in} = -36\text{ V}$ 时的效率比较	35
2.2.4.3	$V_{in} = -48\text{ V}$ 时的效率比较	35
2.2.4.4	$V_{in} = -56\text{ V}$ 时的效率比较	36
2.2.4.5	结论	37
2.2.5	热数据比较	37
2.2.6	工作波形	39
3	产品组合	40
4	总结	41
5	参与人员	42
	修订历史	43

简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

1 简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

1.1 特性及优势

在开发新型硅技术时，必须特别注意其规格定义，以便为客户带来显著的系统级优势和附加价值。英飞凌在沟槽 MOSFET 技术开发方面拥有 20 多年的经验，通过支持客户开发终端应用获得了系统级专业知识，从而促进了新型 OptiMOS™ 6 100 V 的开发。

最新的英飞凌最佳 (BiC) 技术专门针对高频 SMPS 进行了优化。展示了业界最优秀的品质因数 (FOM)，有助于实现高功率、大功率密度和高系统可靠性。



图 1 新型 OptiMOS™ 6 100 V MOSFET 技术的关键特性和优势

新型 OptiMOS™ 6 100 V 采用新颖的元胞设计，利用完整的三维电荷补偿原理，显著改进了导通电阻。新型元胞结构还带有一个完全重新设计的栅极沟槽，能够显著降低栅极-漏极电荷 Q_{gd} 和总栅极电荷 Q_g 。引入金属栅极技术后，可通过精确控制局部 R_g 达到标称值，实现整个晶片区域的最终开关一致性。金属栅极技术被证明可以实现有效的固有势垒，防止 dv/dt 引起的 MOSFET 寄生导通。由于其电阻率比多晶硅低，因此可使元胞之间的栅极电位分布最均匀。

新型 OptiMOS™ 6 100 V 拥有广泛的产品组合（第 3 节），SuperSO8 和 PQFN 3.3x3.3 封装，因此应用广泛。


1.2 目标应用

新型 OptiMOS™ 6 100 V 显示了所有 FOM 最平衡的改进，这对于高频 SMPS 操作和太阳能应用来说是一个巨大的优势，这些应用的损耗与电荷（开关）和导通电阻（传导）相关。

其实，新技术专门针对高频 SMPS 进行了优化，适用于硬开关和软开关应用。

BiC $R_{DS(on)}$ 还使 OptiMOS™ 6 100 V 适用于无人机、电动自行车和电动工具等 BPA 低压电机驱动，以及电池管理系统 (BMS) 断电开关。表 1 中列出了英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 的主要应用。

表 1 英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 主要应用列表

应用	拓扑结构	适配
 通信砖块电源/SMPS	硬开关全桥/半桥	初级侧 MOSFET

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术



简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

应用	拓扑结构	适配
电信 5G RFPA PSU	级联：降压 + DCX	控制器/SR MOSFET
太阳能优化器	降压，降压-升压	控制器/SR MOSFET
无人机	B6 (3Φ, 2L 逆变器)	所有位置
电动自行车	B6 (3Φ, 2L 逆变器)	所有位置
电动工具	B6 (3Φ, 2L 逆变器)	所有位置
BMS	电池保护开关	串行直通晶体管

图 2 详述了英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 可能的应用。

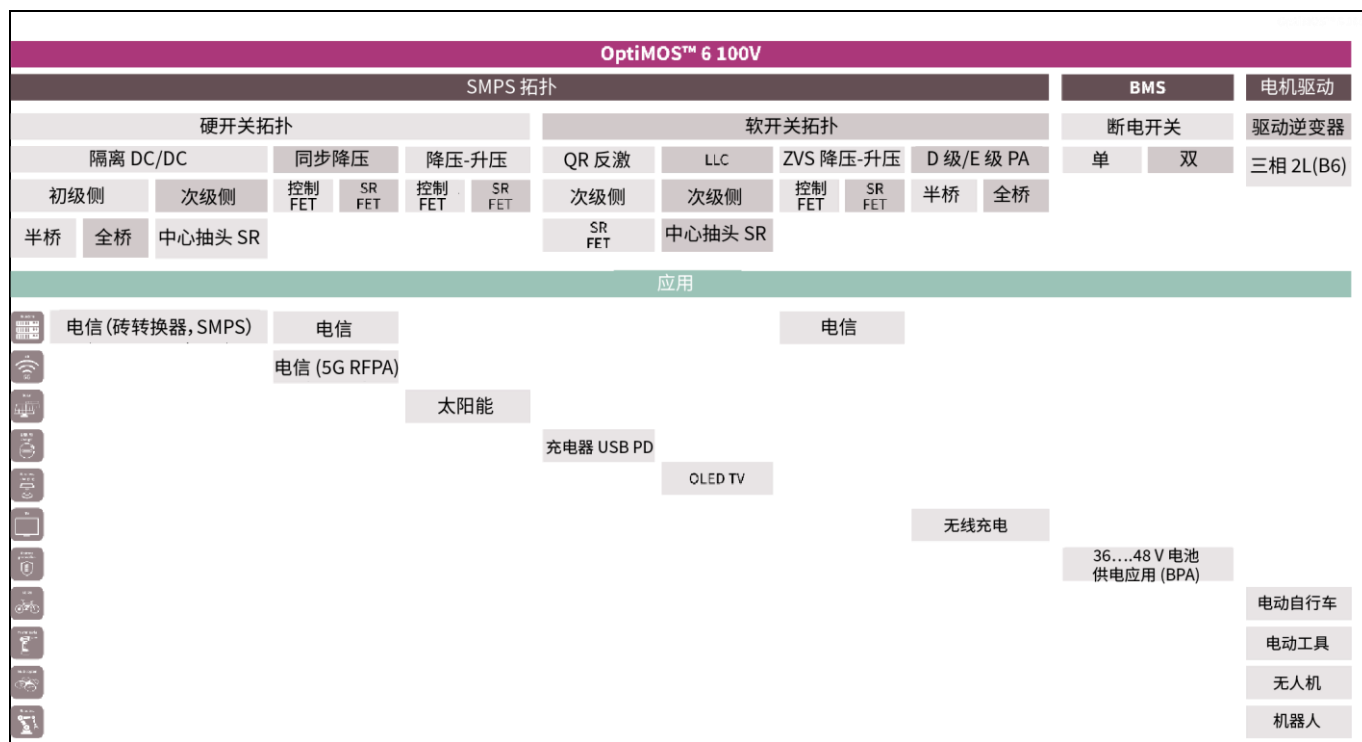


图 2 英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 的应用概述

1.3 OptiMOS™ 6 100 V 与 OptiMOS™ 5 100 V 的技术参数比较

在下文中，我们将把最新的 OptiMOS™ 6 100 V 技术与上一代 OptiMOS™ 5 技术进行比较。首先，关注不同系列产品组合中的单个器件（即 $R_{DS(on)}$ 最低的 BiC 器件）。随后，通过比较这些技术的 FOM，将结论推及到各自系列中。

1.3.1 BiC 器件的数据表比较

表 2 给出了 OptiMOS™ 6 100 V 和 OptiMOS™ 5 100 V 的 BiC 器件数据表比较结果。该表重点介绍了对高开关频率 SMPS 最重要的参数。

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V



表 2 OptiMOS™ 6 100 V 和 OptiMOS™ 5 100 V BiC 器件数据表比较

规格	符号	单位	条件	英飞凌 OptiMOS™ 6 ISC022N10NM6		英飞凌 OptiMOS™ 6 ISC027N10NM6		英飞凌 OptiMOS™ 5 BSC027N10NS5	
最大导通电阻	$R_{DS(on)}$	mΩ	$T_J = 25^\circ \text{C}$	2.24		2.7		2.7	
结-外壳热阻	R_{thJC}	$^\circ \text{C/W}$	外壳底部 (典型值 / 最大)	0.29/0.59		0.34/0.69		0.4/0.7	
最高结温	$T_{J,max}$	$^\circ \text{C}$		175		175		175	
漏极电流	I_D	A	$T_C = 25^\circ \text{C}$	230		192		194	
	$I_{D,pulse}$	A	$T_C = 25^\circ \text{C}$	920		768		776	
电荷典型值	Q_{gs}	nC	见注释 1) 2)	27 ¹⁾	24 ²⁾	21.6 ¹⁾	19 ²⁾	28 ¹⁾	28 ²⁾
	Q_{gd}			12.6 ¹⁾	11.9 ²⁾	10.1 ¹⁾	9.6 ²⁾	18 ¹⁾	18 ²⁾
	Q_g			73 ¹⁾	73 ²⁾	58 ¹⁾	58 ²⁾	89 ¹⁾	89 ²⁾
输入电容典型值	C_{iss}	pF	$V_{GS} = 0 \text{ V}$ 、 $V_{DS} = 50 \text{ V}$ 、 $f = 1 \text{ MHz}$	5400		4300		6300	
输出电容典型值	C_{oss}	pF	$V_{GS} = 0 \text{ V}$ 、 $V_{DS} = 50 \text{ V}$ 、 $f = 1 \text{ MHz}$	1200		960		970	
反向传输电容典型值	C_{rss}	pF	$V_{GS} = 0 \text{ V}$ 、 $V_{DS} = 50 \text{ V}$ 、 $f = 1 \text{ MHz}$	19		16		43	
输出电荷典型值	Q_{oss}	nC	$V_{GS} = 0 \text{ V}$ 、 $V_{DS} = 50 \text{ V}$	135		107		114	

1) 给定条件值： $V_{DD} = 50 \text{ V}$ ， $I_D = 67 \text{ A}$ 。

2) 数据表公布的值。值取决于数据表中定义的工作条件。

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

1.3.2 导通电阻 $R_{DS(on)}$

与上一代 OptiMOS™ 5 100 V MOSFET 相比，新型 OptiMOS™ 6 100 V 技术在导通电阻方面有了显著改进。导通电阻是一个重要的技术参数。

图 3 比较了 OptiMOS™ 系列 BiC 产品数据表中所提及的栅源电压 $V_{GS} = 10\text{ V}$ 时的最高导通电阻。与上一代 BiC OptiMOS™ 5 100 V 相比，采用 SuperSO8 封装的 BiC OptiMOS™ 6 100 V $R_{DS(on)}$ 降低了 18%。

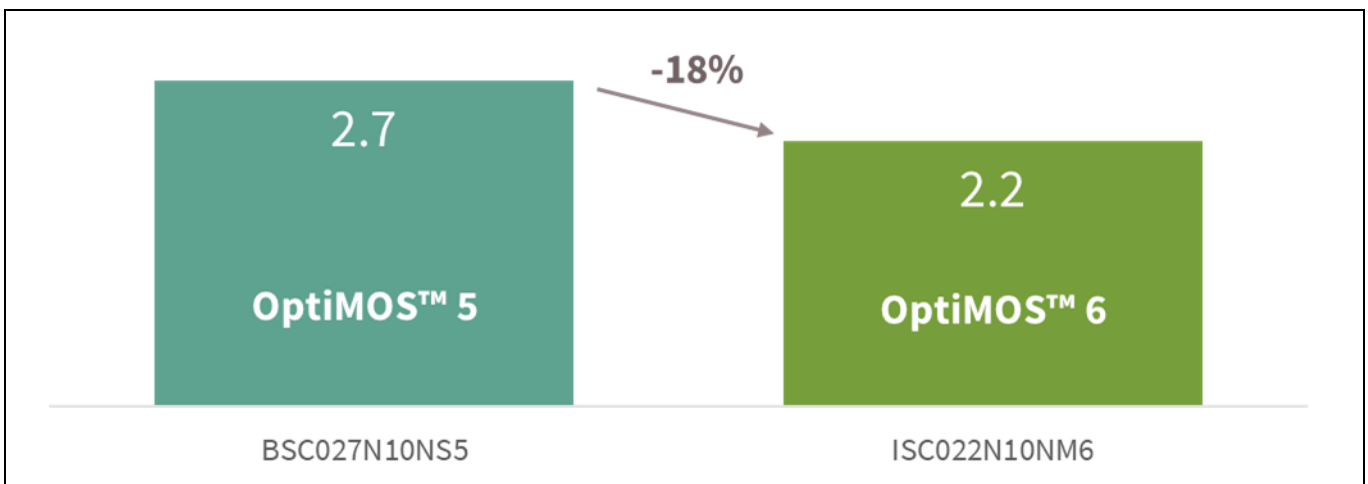


图 3 采用 PQFN 5x6 封装的 BiC 100 V MOSFET 最大导通电阻 (mΩ) 之间的比较

新型 OptiMOS™ 6 100 V 具有业界最优秀的导通电阻品质因数 (FOM)。可为终端应用提供一系列优势，例如：

1. 导通损耗可降低 18%。
2. $R_{DS(on)}$ 的改进可以减少并联 MOSFET 的数量、节约成本、缩减 PCB 面积并增加功率密度。
3. 根据不同的应用，可以选择较小的封装（例如，PQFN 3.3 x 3.3），不会影响 $R_{DS(on)}$ 。
4. 对于相同的 $R_{DS(on)}$ ，与 OptiMOS™ 5 相比，新型 OptiMOS™ 6 100 V 可提供价格/性能方面的优势，实现更高功率，如第 2.1 节所示。

1.3.3 技术 FOM_g ，栅极-漏极电荷品质因数 FOM_{gd}

新型 OptiMOS™ 6 100 V 的创新栅极沟槽设计可显著降低栅源和栅极-漏极电容。与上一代 OptiMOS™ 5 100 V MOSFET（图 4）相比，栅极品质因数 FOM_g 和 FOM_{gd} 分别改进了 30% 和 43%。



图 4 OptiMOS™ 5 100 V 和 OptiMOS™ 6 100 V 系列栅极电荷和栅极-漏极电荷 FOM_g 和 FOM_{gd} 比较

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

FOM_g ——通常简称为 FOM——是一种技术综合性能指标，通常用 $m\Omega \times nC$ 表示。 $R_{DS(on)}$ 可衡量导通损耗，嵌入 Q_{gd} 后， Q_g 对驱动损耗和部分开关损耗都有影响。为使总损耗最小化， $R_{DS(on)}$ 和 Q_g 需要最小化：FOM 越低越好，因为二者的乘积会最小化。

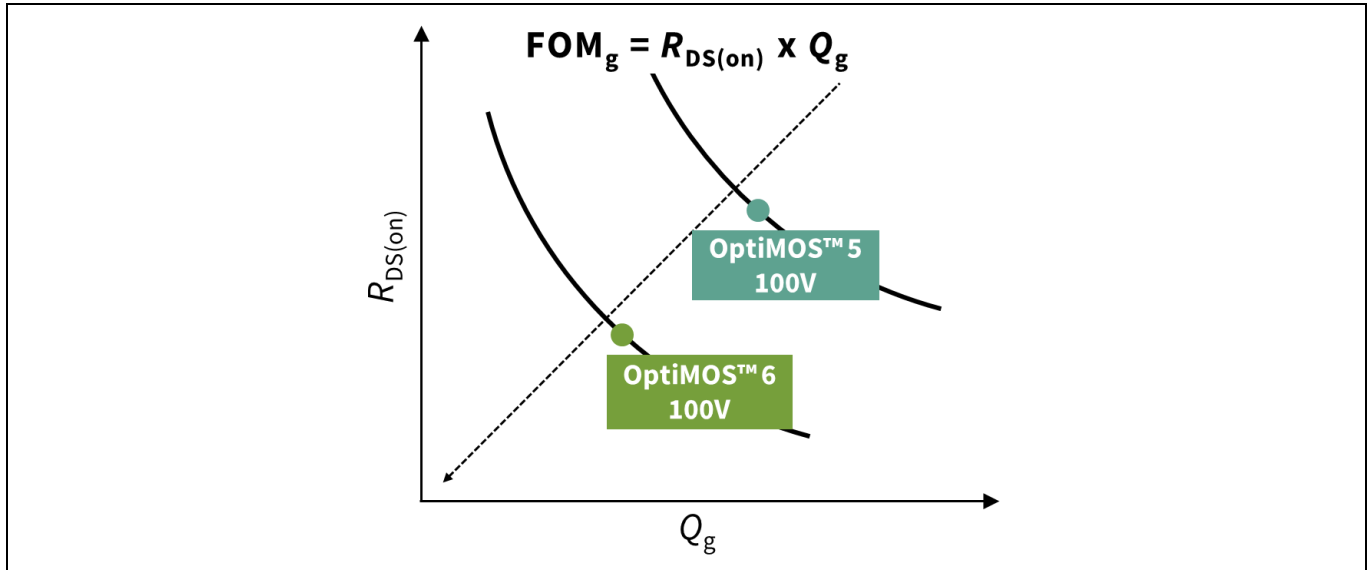


图 5 对于特定的技术， $R_{DS(on)}$ 和 Q_g 折衷处理，从而改进品质因数 (FOM)

对于特定的技术，不可能在不影响电荷的情况下降低 $R_{DS(on)}$ ，因为降低导通电阻需要更大的芯片或并联器件。改进 $R_{DS(on)}$ 和 Q_g 的唯一方法是采用具有更佳 FOM（图 5）的新技术。

在图 6 中，标出具有相同 $R_{DS(on),max}$ ($2.7 m\Omega$) 的器件栅极电荷特性，分别是采用 SuperSO8 封装的 OptiMOS™ 6 100 V (ISC027N10NM6) 和 OptiMOS™ 5 100 V (BSC027N10NS5)。新型 OptiMOS™ 6 100 V ISC027N10NM6 与 OptiMOS™ 5 100 V 系列中的同类器件相比，总栅极电荷显著降低 35%。栅极-漏极电荷与上一代 OptiMOS™ 5 相比，在特定的测试条件下，栅极-漏极电荷显著降低 45%。

Q_g 降低意味着效率提高——特别是在轻载工况下——因为降低了驱动损耗 $P_{aux} = Q_g \times U_{GG} \times f_{sw}$ 。这在高开关频率 SMPS 和多个 MOSFET 并联应用中（如电机驱动）十分重要。对于后者而言，低 Q_g 也可以放宽对驱动器电流能力的要求。

另一方面，低 Q_{gd} 可带来快速开关切换，降低开关切换损耗，它在某些情况下是降低整体关断损耗不可忽视的因素。

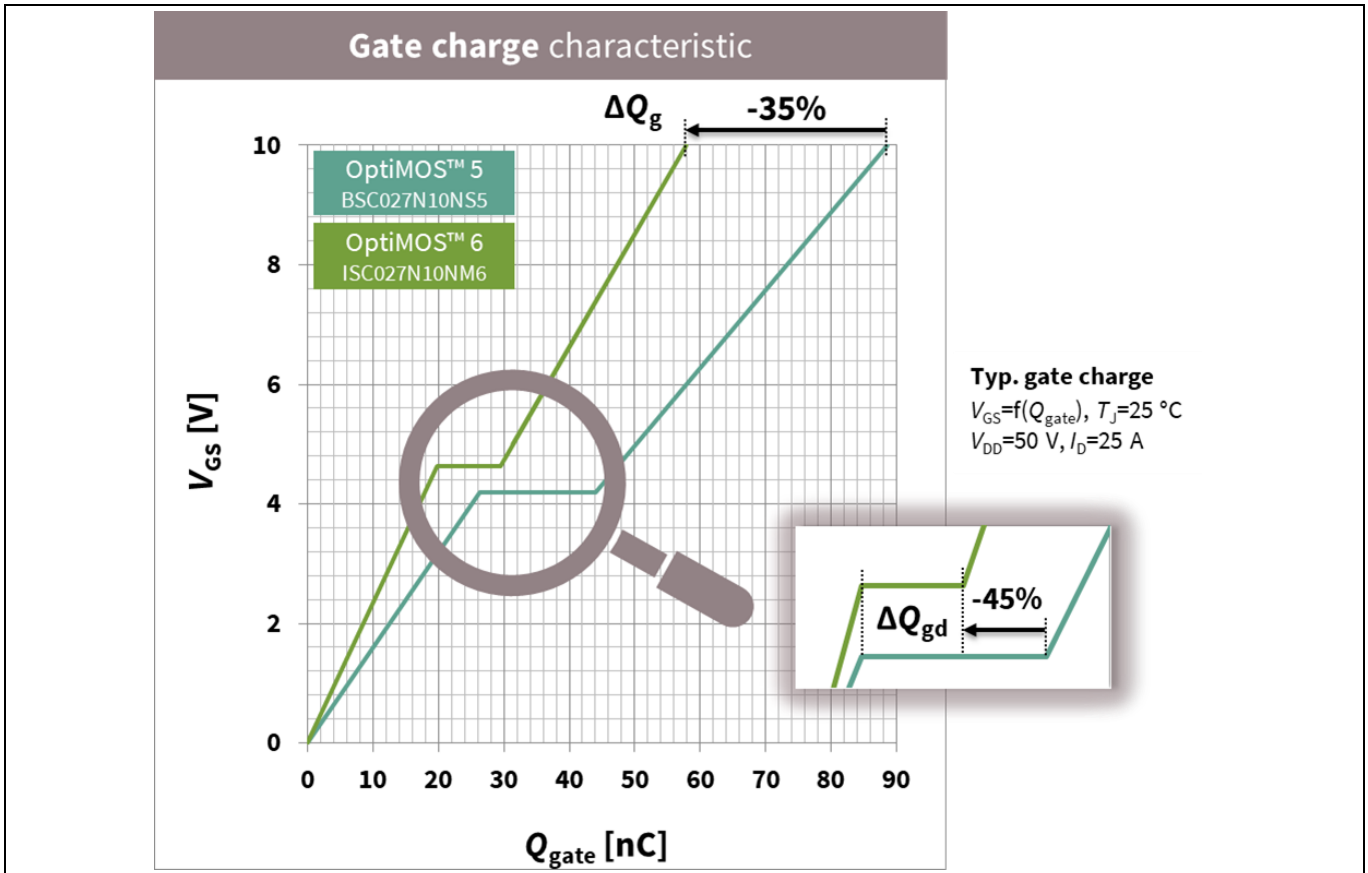


图 6 具有相同 $R_{DS(on)}$ (2.7 mΩ) 的 OptiMOS™ 6 100 V (绿色) 和 OptiMOS™ 5 100 V (蓝色) 器件栅极电荷曲线比较

1.3.4 输出电荷品质因数 FOM_{oss}

MOSFET 输出电容在每个开关周期充电。一般来说，在硬开关拓扑中，存储的能量不能恢复，而会产生较大的导通损耗，因为能量实际上是在 MOSFET 导通过程中的通道中耗散的。

与 FOM_g 技术类似，输出电荷品质因数 $FOM_{oss} = R_{DS(on)} \times Q_{oss}$ 是衡量该技术在导通和开关方面性能的综合指标。在高漏极电压下，与 Q_{oss} 相关的损耗越来越重要，并且与开关频率成线性关系。一般来说，在硬开关高开关频率 SMPS 中，为提高效率，需要有一个较低的输出电荷值。

上一代 OptiMOS™ 5 100 V MOSFET 已经具备优秀的输出电荷 FOM，因此 OptiMOS™ 6 100 V 的优化重点是改进栅极-漏极电荷 Q_{gd} 和总栅极电荷 Q_g ，从而改进相应的 FOMs，不会影响 FOM_{oss} (图 7)。

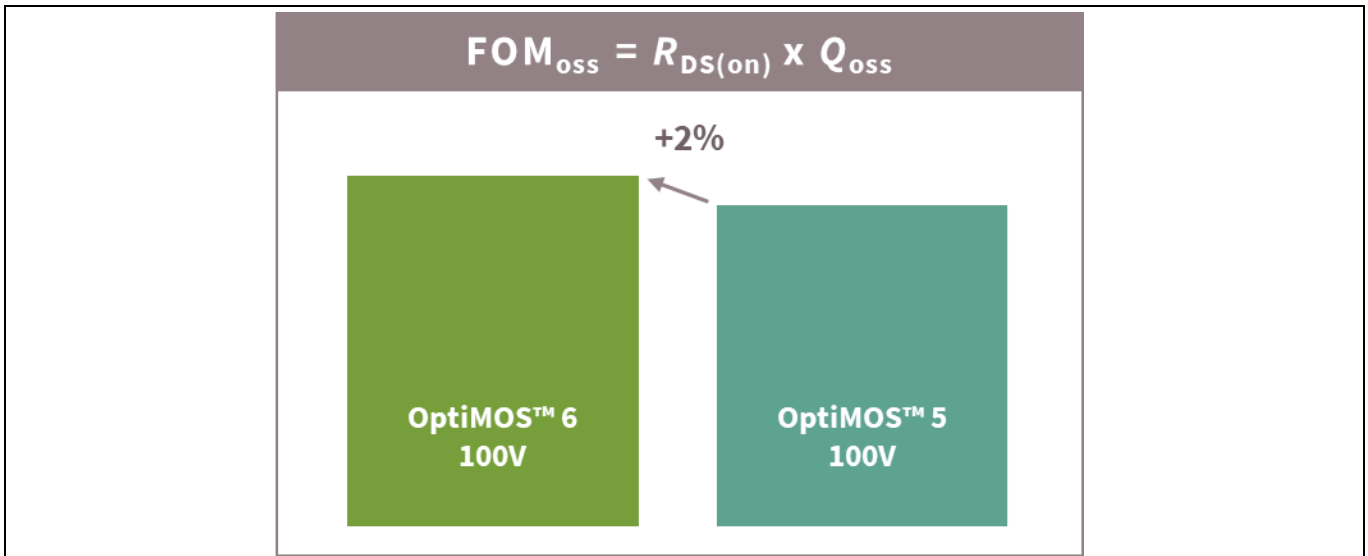


图 7 采用不同技术的 100 V MOSFET 输出电荷 FOM_{oss} 比较

1.3.5 传输特性和安全工作区

新型 OptiMOS™ 6 100 V 的元胞结构也反映了 MOSFET $I_D = f(V_{GS})$ 的传输特性。当驱动 MOSFET 在线性区工作时，此时的传输特性十分重要，即 MOSFET 类似于一个电压控制的电流源。因为在开关瞬态过程中，MOSFET 会通过线性工作区，传输特性也可以控制开关特性，例如米勒平台的电压值。

比较新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFET 和上一代 OptiMOS™ 5 BiC 器件的传输特性（图 8）。在 OptiMOS™ 6 中，特殊的元胞设计反映出 MOSFET 的导通行为是一个渐进过程，因此跨导较小。

这在 SMPS 以外的应用中优势更加明显，此时 MOSFET 缓慢切换或 MOSFET 在线性区工作，如热插拔保护电路。在这些情况下，跨导较小的优势在于提高了热失控时 MOSFET 的稳健性。事实上，由于温度的正反馈效应，MOSFET 在低电流密度下会受到热不稳定性的影响：对于低于零温度系数 (ZTC) 点的电流，传输特性为正温度系数，导致芯片的最热部分承受的电流越来越大，温度进一步升高。这种电流集中现象（丝状电流）导致裸片中形成热点，可能发生故障。

ZTC 点在高漏极电流处的 MOSFET 更容易发生热失控。新型 OptiMOS™ 6 100 V 的 ZTC 点在电流更低处，同时在 25° C 至 175° C（图 8b）的结温条件下跨导增益有限，可提高热失控时的稳健性。从图 9 的对比中也可以看出，新型 OptiMOS™ 6 具备优异的结-外壳热阻，安全工作区 (SOA) 显著改进。

为更好地了解 MOSFET 中的热失控现象及其起源，请参阅英飞凌的应用说明 [1] 和 [2]。

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

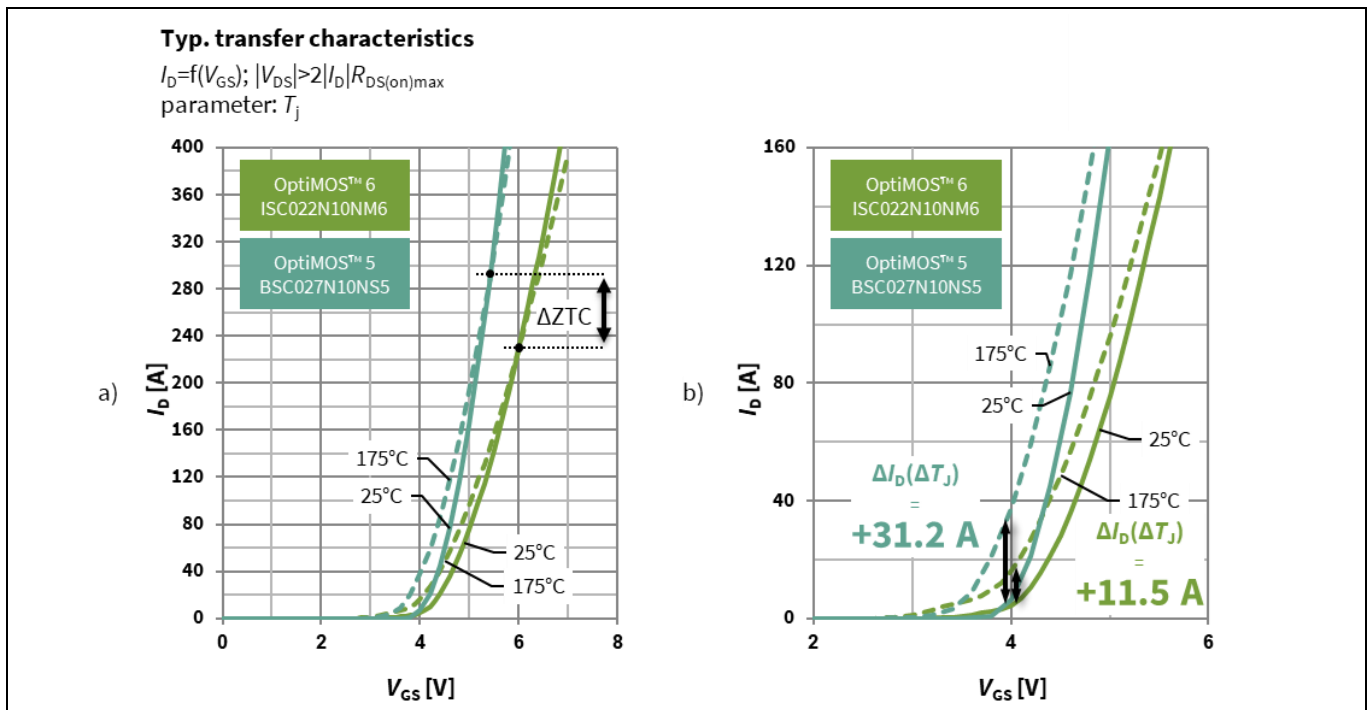


图 8 比较 OptiMOS™ 5 100 V 和 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFET BiC 器件的典型传输特性

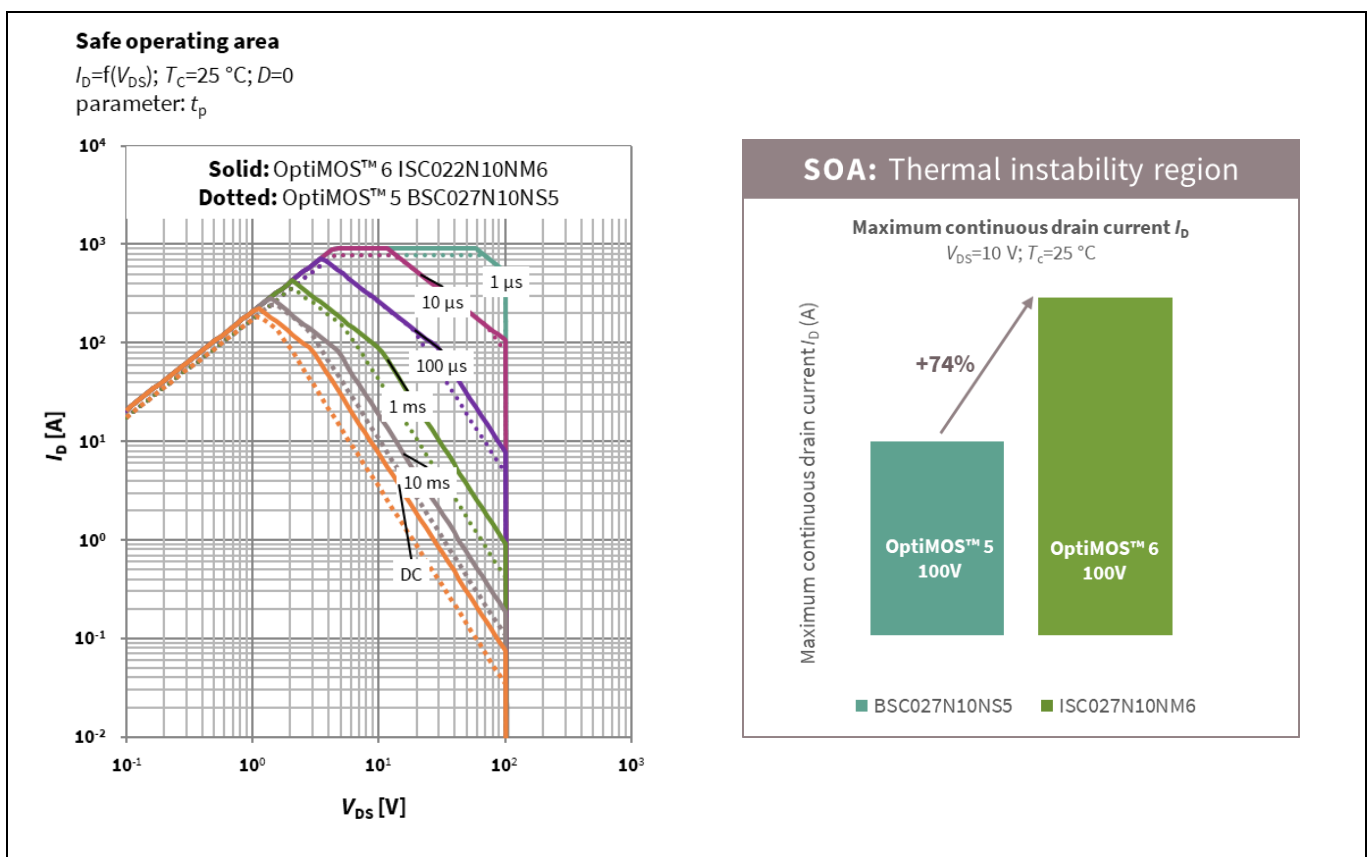


图 9 左：OptiMOS™ 6 100 V 和 OptiMOS™ 5 100 V 系列 MOSFET BiC 器件 SOA 比较。右：由于 SOA 改进，线性工作区中直流电流能力的改进

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

简介：新型 OptiMOS™ 6 100 V

Note: 在封装温度为 $T_c = 25^\circ\text{C}$ 的理想情况下提供 SOA 图。根据瞬态热阻抗 Z_{thjc} 计算由施加功率脉冲导致的结温升高。在英飞凌 OptiMOS™ 功率晶体管数据表中，考虑最坏情况下的导通电阻值，即 $T_j = 175^\circ\text{C}$ 时的最大预期值，然后跟踪 $R_{DS(on)}$ 限制区域。

在改进的现代沟槽 MOSFET 技术中，我们观察到了 SOA 的窄化趋势，作为降低导通电阻权衡。新型 OptiMOS™ 6 100 V 技术具有更宽的 SOA，特别是对于毫秒范围内的功率脉冲，而不会影响 $R_{DS(on)}$ 。新型 OptiMOS™ 6 100 V 可用作 BMS 应用中的保护开关，或用作电信应用中的热插拔开关。

2 实验结果

在下文中，我们展示了实验结果，重点放在高频 SMPS 最先进的实际应用上。

实验对两种不同的 SMPS 应用进行了评估：

1. 第一个应用是通信 DC-DC 中间总线转换器 (IBC)，采用分布式电源开放标准联盟 (DOSA) 的四分之一砖形式。该转换器基于全桥拓扑和全桥整流，由于其硬开关特性，导通和开关损耗都会影响整个系统的效率。最适合此应用的是将最低 $R_{DS(on)}$ 与低电荷相结合的器件。最适合典型 600 W 转换器的是 $\sim 6\text{ m}\Omega$ 范围内的器件。在此应用中，对 SuperSO8 封装的新型 OptiMOS™ 6 100 V ISC060N10NM6， $6\text{ m}\Omega R_{DS(on),max}$ 和上一代 OptiMOS™ 5 MOSFET BSC050N10NS5 进行比较。
2. 第二个应用是基于零电压开关 (ZVS) 反相降压-升压拓扑的通信 DC-DC 转换器。在这种软开关应用中，主要的损耗来源于导通电阻，因此比较合适的器件是 $R_{DS(on)}$ 最低的 BiC 器件。在此应用中，对 SuperSO8 封装的新型 OptiMOS™ 6 100 V ISC022N10NM6， $2.2\text{ m}\Omega R_{DS(on),max}$ 和上一代 OptiMOS™ 5 MOSFET BSC027N10NS5 进行比较。

对两种应用的效率、热数据和波形进行比较。

2.1 英飞凌 600 W FB-FB 36 75 V 至 12 V 隔离式四分之一砖 DC-DC 转换器

2.1.1 简介

在通信或数据通信系统中，隔离 DC-DC IBC 通常用于转换链路中，采用标称 -48 V 输入并为后级负载点 (PoL) 转换器 (图 10) 提供 12 V 总线。最常见的是使用模块化方法实现此架构。模块化主要解决：

- 标准化
- 可扩展性
- 容错性
- 维护简单

这对于满足通信电力系统的苛刻要求十分重要。IBC 通常是 DOSA 设定的标准尺寸系列的电源模块，通常被称为砖块电源模块。砖块电源可从知名制造商处获得，并且标准设计使其可进行互换，而无需改变 PCB 设计。标准仅定义了电源模块的机械尺寸和管脚，未规定电气规格。这意味着可以根据不同的应用（电信、数据通信）、系统类型 (-48 V, -60 V) 或后级 PoL 的要求设计模块。具体而言，可以应用不同的功率转换拓扑，无论拓扑是否稳压。非稳压拓扑的工作原理类似于直流变压器 (DCX)，通常可实现最佳效率，而这些拓扑主要依赖经过严格调节的输入电压来提供符合规格的输出。尽管稳压拓扑效率较低，但通常需要这些拓扑处理从 -75 V 到 -36 V [3] 的通信应用范围。

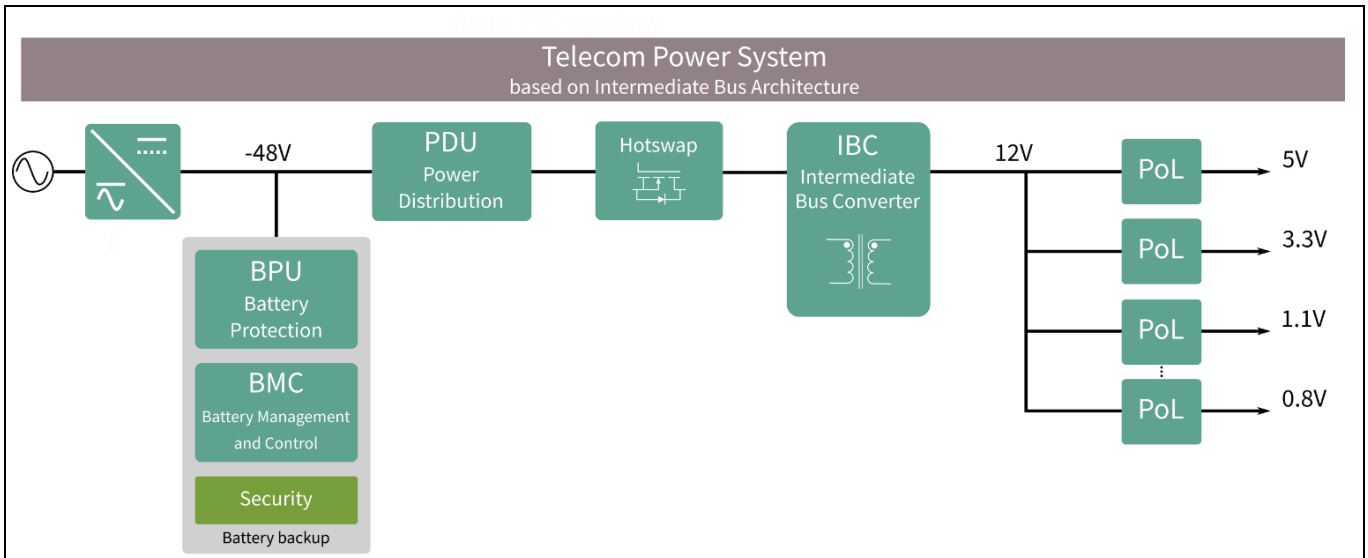


图 10 基于中间总线架构 (IBA) 的典型电信电力系统简化示意图

近年来，四分之一砖格式已成为业界标准。采用这种尺寸的 IBC 的典型功率转换架构是硬开关降压拓扑；即半桥和全桥正向转换器。同步整流 (SR) 可以利用中心抽头变压器设计或配置为桥式同步整流。表 3 是这些拓扑的简化示意图。

近年来，MOSFET 技术的不断改进使功率密度稳步增加。目前，根据主要制造商公布的数据表，标准四分之一砖格式的 IBC 通常可提供 600 W 的功率。英飞凌已经开发出一个功能齐全的四分之一砖 IBC 评估装置，输入电压范围为 36 至 75 V DC，可提供最高 600 W 的输出功率。在下一段中介绍此装置，此装置是第一个测试平台，用于展示在实际应用中使用新型 OptiMOS™ 6 100 V 可实现的性能。

表 3 标准四分之一砖设计通常采用的全桥硬开关拓扑

拓扑结构	电路示意图	成本/复杂性	效率	输出功率
带有中心抽头整流的全桥 (FB-CT)		由于器件数量最少且次级侧驱动更简单，避免使用 HB 驱动器，因此成本最低。	高	300 至 600 W
带有全桥整流的全桥 (FB-FB)		高成本需要四个 SR 整流和两个 HB 驱动器。	最高	600 至 800 W

2.1.2 系统描述

英飞凌已经开发出一个功能齐全的 IBC 评估装置，输入电压范围为 36 至 75 V DC。该设计遵循针对大电流四分之一砖的 DOSA 机械设计，可稳压输出 12 V DC 电压，提供最高 600 W 的输出功率。

需要 IBC 来提供功能隔离。英飞凌将主功率级设计为具有全桥 SR (FB-FB) 的全桥拓扑结构，达到这个功率等级和电压的最高标准。

英飞凌半导体的出色性能、创新型散热解决方案和平面磁结构可实现 22 W/cm^3 (360 W/in^3) 功率密度。该电路板可作为测试平台，提供方便接触探针的测试点，还能方便返工/更换组件。该模块配备了一个板载辅助附加电源，用于提供所需的偏置电源。

英飞凌 600 W 隔离 FB-FB 四分之一砖可在各种热环境下工作，需要提供足够的散热，确保可靠运行。

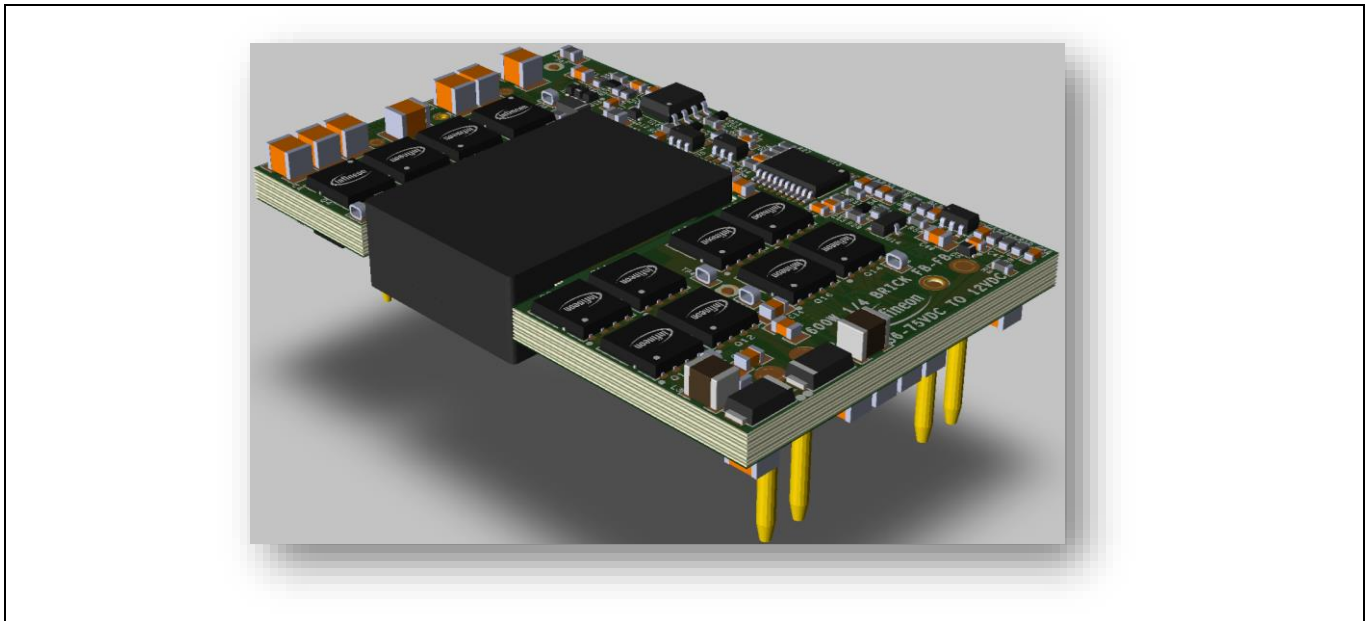


图 11 英飞凌 600 W FB-FB 36 75 V 至 12 V 隔离四分之一砖转换器的 3D 视图

2.1.2.1 PCB 描述

图 12 显示了英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖转换器上不同组件和测试点的位置。不带外壳时，该电路板的外观尺寸为 2.3 英寸 x 1.45 英寸 x 0.5 英寸（58.42 毫米 x 36.83 毫米 x 12.7 毫米），功率密度为 22 W/cm^3 (360 W/in^3)。

PCB 由 10 层板制成。内层均为 5 盎司厚度的铜（6.88 密耳，0.174 毫米），顶层和底层为 4 盎司厚度的铜（5.5 密耳，0.140 毫米）。总板厚度为 118 密耳（3 毫米）。

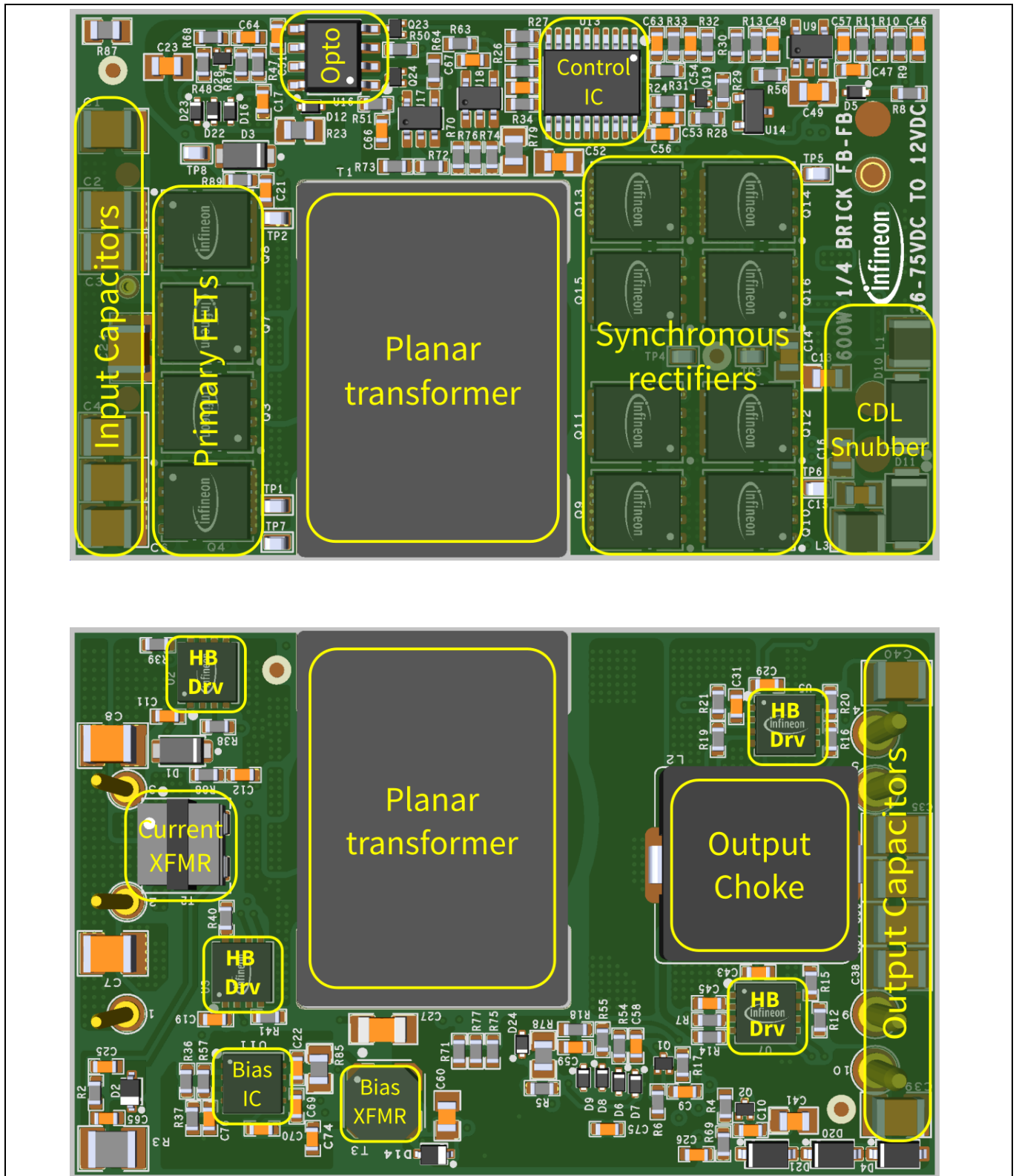


图 12 英飞凌 600 W FB-FB 36 75 V 至 12 V 隔离四分之一砖转换器上最重要组件的位置

2.1.2.2 板规格

英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器的规格见 [表 4](#)。

表 4 英飞凌 600 W FB-FB 36 75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器的规格

参数	符号	值			单位	注释/测试条件
		最小值	典型值	最大值		
工作输入电压	V_{in}	36	48	75	V	
输入电流 RMS 值	$I_{in,RMS}$		16 13 9		A	$V_{in} = 36\text{ V}$ 、 $P_{out} = 600\text{ W}$ $V_{in} = 48\text{ V}$ 、 $P_{out} = 600\text{ W}$ $V_{in} = 75\text{ V}$ 、 $P_{out} = 600\text{ W}$
效率	η	95.5%				$V_{in} = 48\text{ V}$ 、 $P_{out} = 420\text{ W}$
启动电压阈值	$UVLO_{(on)}$	32		36		
启动后的最低工作电压	$UVLO_{(off)}$	29		34		
输出功率	P_{out}	0		600	W	
输出电压设定值	$V_{out,nom}$		12		V	输出调节为 42 V 至 75 V
输出电压设定值容差	$\sigma V_{out,nom}$	-3		3	%	
功耗	P_{diss}		25			
相对输出电压调节（负载）	$\Delta V_{out}/V_{out}$			0.5	%	
相对输出电压调节（线路）	$\Delta V_{out}/V_{out}$			0.5	%	
输出纹波和噪声			120		mVpp	在 25° C 条件下 0.1 μF 陶瓷电容器和 10 μF 钽电容器并联测量
输出 DC 电流	I_{out}			50	A	
最大输出电容	$C_{out,max}$			1500000	μF	
开关频率	f_{sw}		250		kHz	
气流速度	V_{air}		600 3		LFM m/s	
功能隔离电压	V_{iso}		1500		V	

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

实验结果

2.1.1.2.3 板示意图

图 13 所示为英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器的主功率级示意图。

主功率级

英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器设计采用英飞凌功率半导体和英飞凌栅极驱动器。在电路板设计中：

- SuperSO8 封装的 OptiMOS™ 5 100 V BSC050N10NS5 5 mΩ 用于初级侧全桥电路。电路板设计为每个位置一个器件，共有四个功率 MOSFET。
- SuperSO8 封装的 OptiMOS™ 6 40 V BSC010N04LS6 1 mΩ 用于次级侧 SR 的全桥电路。每个位置的两个器件并联处理输出电流，共有八个功率 MOSFET。
- 2EDL8124G EiceDRIVER™ 双通道结隔离栅极驱动器用于初级侧桥臂，采用带有内置迟滞的差分输入，并内置直通保护。
- 2EDL8024G EiceDRIVER™ 双通道结隔离栅极驱动器用于次级侧桥臂，采用带有内置迟滞的独立输入，增强抗干扰能力。

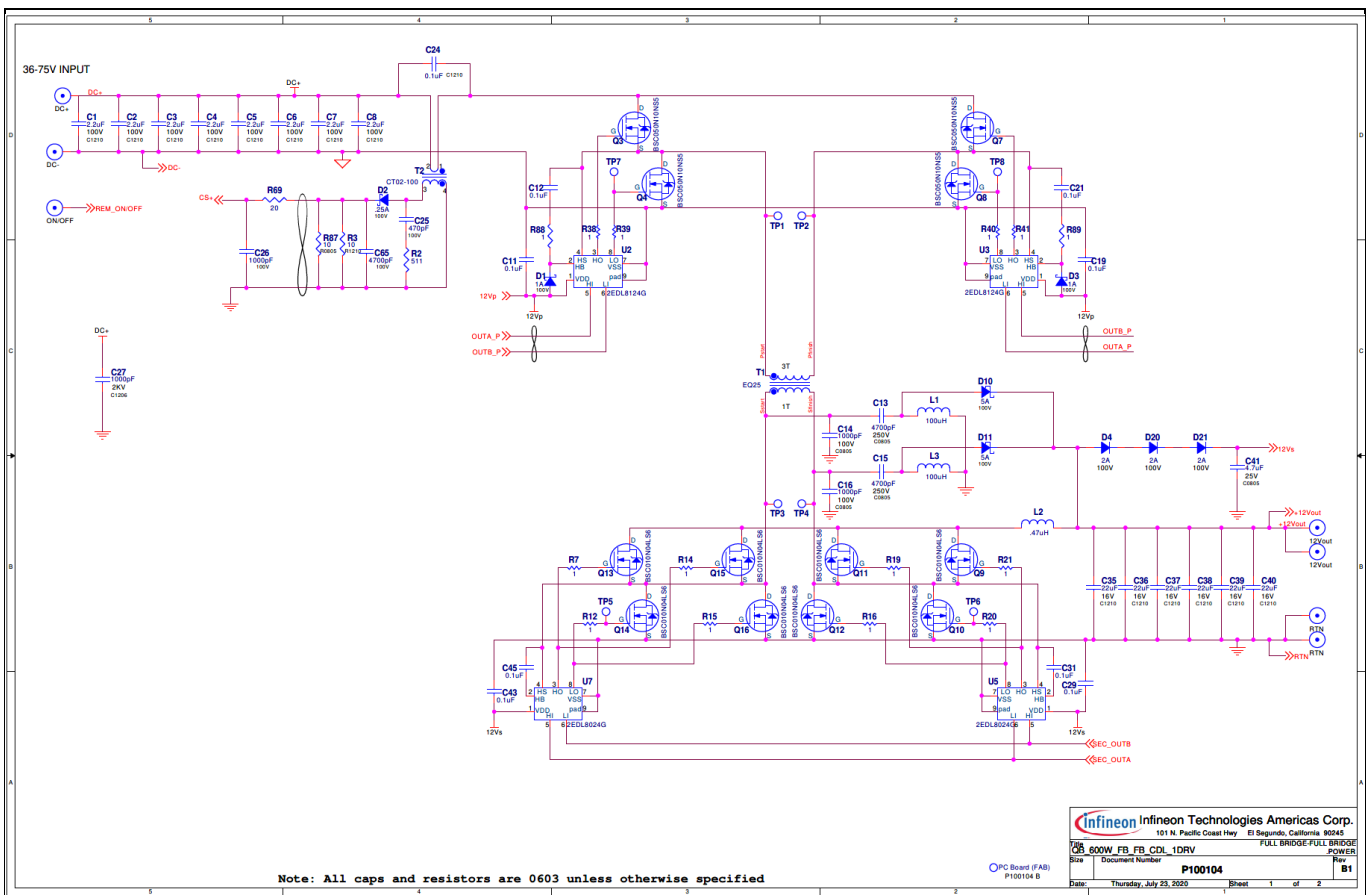


图 13 英飞凌 600 W FB-FB 36 75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器。电路图页 1: 主功率级

实验结果

2.1.3 测试装置描述

2.1.3.1 夹具板

英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V IBC 作为砖块电源，是一种板上安装电源。主板必须为输入和输出端口提供必要的滤波电容、电源连接端子和散热风扇。主板的电源连接采用压接连接器。

2.1.3.2 测试装置描述

实际测试装置如 [图 14](#) 所示。在此详细描述测试装置 ([图 15](#))。

电压源

- DC PSU 可提供至少 700 W，最大 ~80 V DC
- 低电压和低功率 DC PSU 可提供 7 至 12 V DC，提供风扇偏置电源

有源负载

- 低电压、高电流（大于 50 A）电子负载（恒流模式工作）

测量仪器

- 输入电流精确分流电阻 (20 A, 0.1%)
- 输出电流精确分流电阻 (100 A, 0.1%)
- 用于测量输入、输出和分流电压的 4 x 6½ 位数字万用表 (DMM)
- 高带宽（大于 500 MHz）数字示波器 (DSO) 和无源电压探头
- 可以获取整板温度的热成像相机

测试夹具板

为提供可靠和可重复的测量数据，需要使用合适的测试装置测试英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器。使用英飞凌砖块电源测试夹具板就可以简单地完成测试，无需焊接。测试设备直接与测试夹具连接，模块电源易于插拔，可简化不同测试后的返工活动。

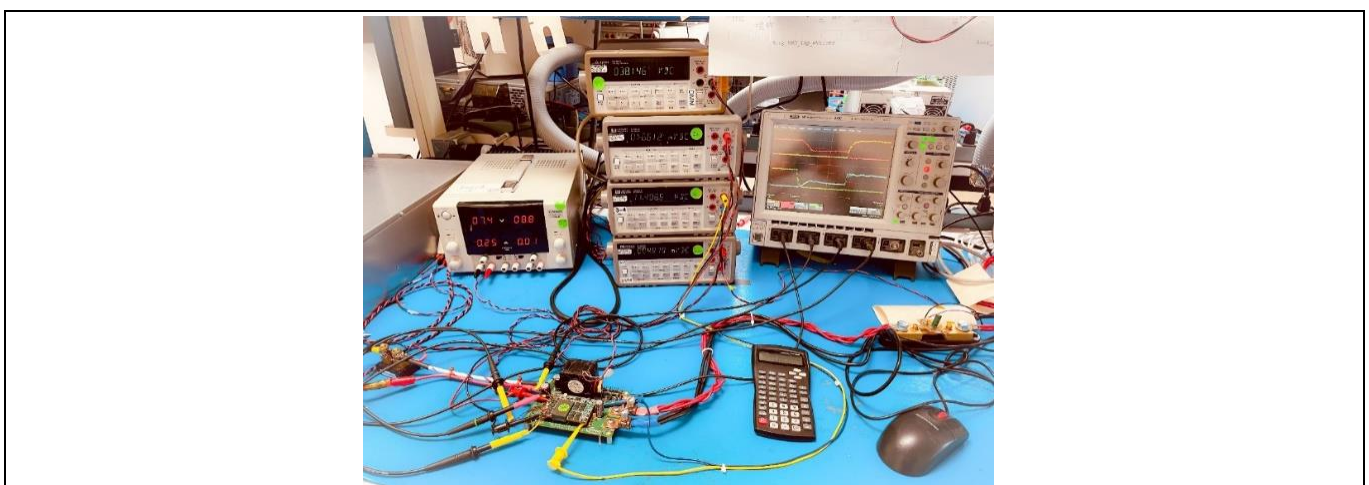


图 14 实际测试装置

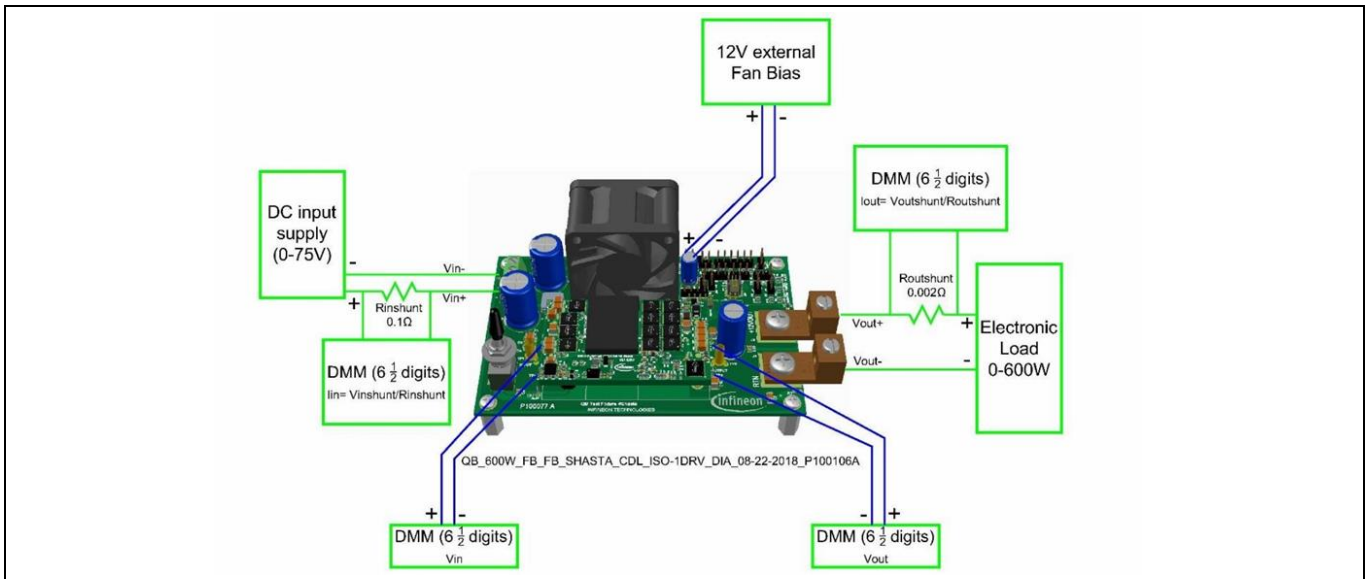


图 15 测试装置示意图

2.1.4 效率测试

2.1.4.1 简介

使用 [2.1.3 测试装置描述](#) 中介绍的测试装置，对英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器进行效率测试。

如 [2.1.2.3 板示意图](#) 节所示，英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器最初使用的是英飞凌初级桥 OptiMOS™ 5 100 V BSC050N10NS5。我们已经获得了初始设计的效率，使用英飞凌新型 Infineon OptiMOS™ 6 ISC060N10NM6 取代初级 MOSFET 的效率测试也完成了。在电源模块和整个测试装置中，其他一切都保持不变。[表 5](#) 给出了被测器件 (DUT) 及其位置的概要。

表 5 被测器件——参考 [图 13](#) 中报告的示意图文件

DUT 位置	DUT #1	DUT #2
初级桥 MOSFET: Q3、Q4、Q7、Q8	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 5 mΩ BSC050N10NS5	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, 6 mΩ ISC060N10NM6

Note: 采用同一块英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器来测试效率。为测试效率，使用一块采用英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V BSC050N10NS5 作为初级 MOSFET 的全新模块，然后重新焊接以获得其他 DUT 效率。这样就可以确保公平比较 DUT。

2.1.4.2 $V_{in} = 48\text{ V}$ 时的效率比较

表 6 总结了不同 DUT 在标称输入电压 ($V_{in} = 48\text{ V}$) 下获得的效率。在 600 LFM (3 m/s) 的气流下测量效率，并在达到热稳态后获取效率。

图 16 和图 17 中分别显示了初始装置（使用 OptiMOS™ 5 作为被测器件）的绝对和相对效率曲线。。

表 6 在标称输入电压 $V_{in} = 48\text{ V}$ 时测量的效率 (%)

输出电流	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, 6 mΩ ISC060N10NM6	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 5 mΩ BSC050N10NS5
5 A	88.49	87.80
10 A	92.55	92.14
25 A	95.57	95.37
35 A	95.80	95.64
50 A	95.51	95.37

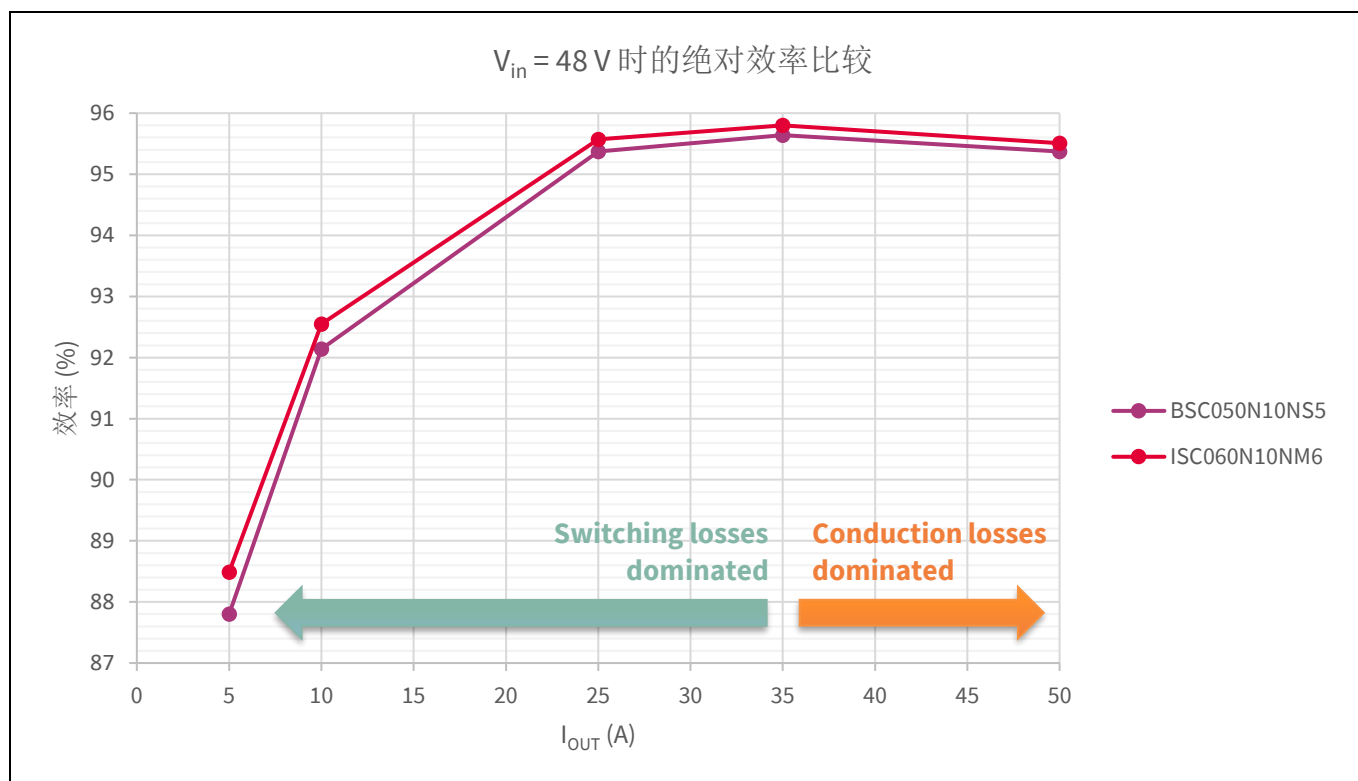


图 16 $V_{in} = 48\text{ V}$ 时的绝对效率比较

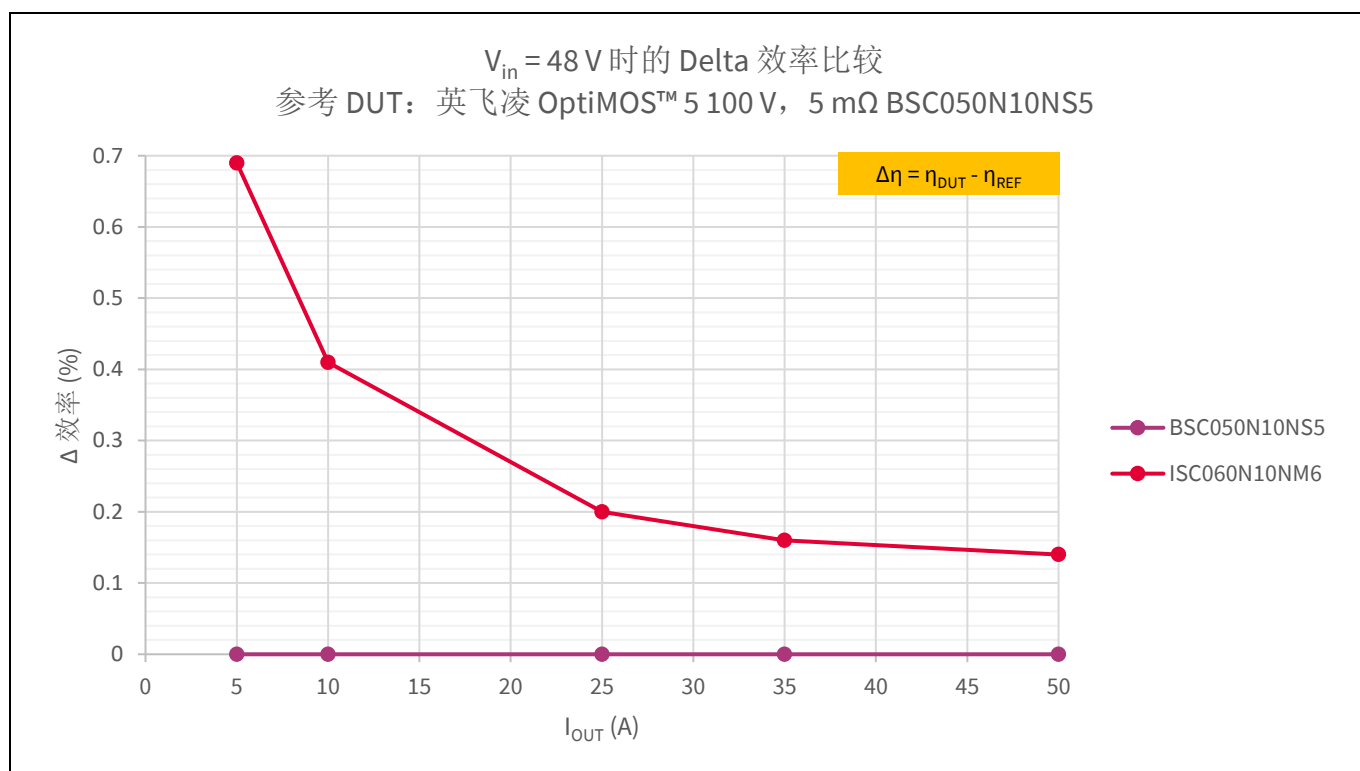


图 17 $V_{in} = 48\text{ V}$ 时的 Delta 效率比较。参考 DUT: 英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, $5\text{ m}\Omega R_{DS(on),max}$ BSC050N10NS5

2.1.4.3 $V_{in} = 75\text{ V}$ 时的效率比较

表 7 总结了不同 DUT 在高压 ($V_{in} = 75\text{ V}$) 下获得的效率。在 600 LFM (3 m/s) 的气流下测量效率，并在达到热稳态后获取效率。

图 18 和图 19 分别显示了初始装置（使用 OptiMOS™ 5 作为被测器件）的绝对和相对效率曲线。

表 7 在标称输入电压 $V_{in} = 75\text{ V}$ 时测量的效率 (%)

输出电流	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, $6\text{ m}\Omega$ ISC060N10NM6	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, $5\text{ m}\Omega$ BSC050N10NS5
5 A	82.45	81.75
10 A	89.53	88.92
25 A	93.13	92.91
35 A	93.92	93.75
50 A	94.22	93.81

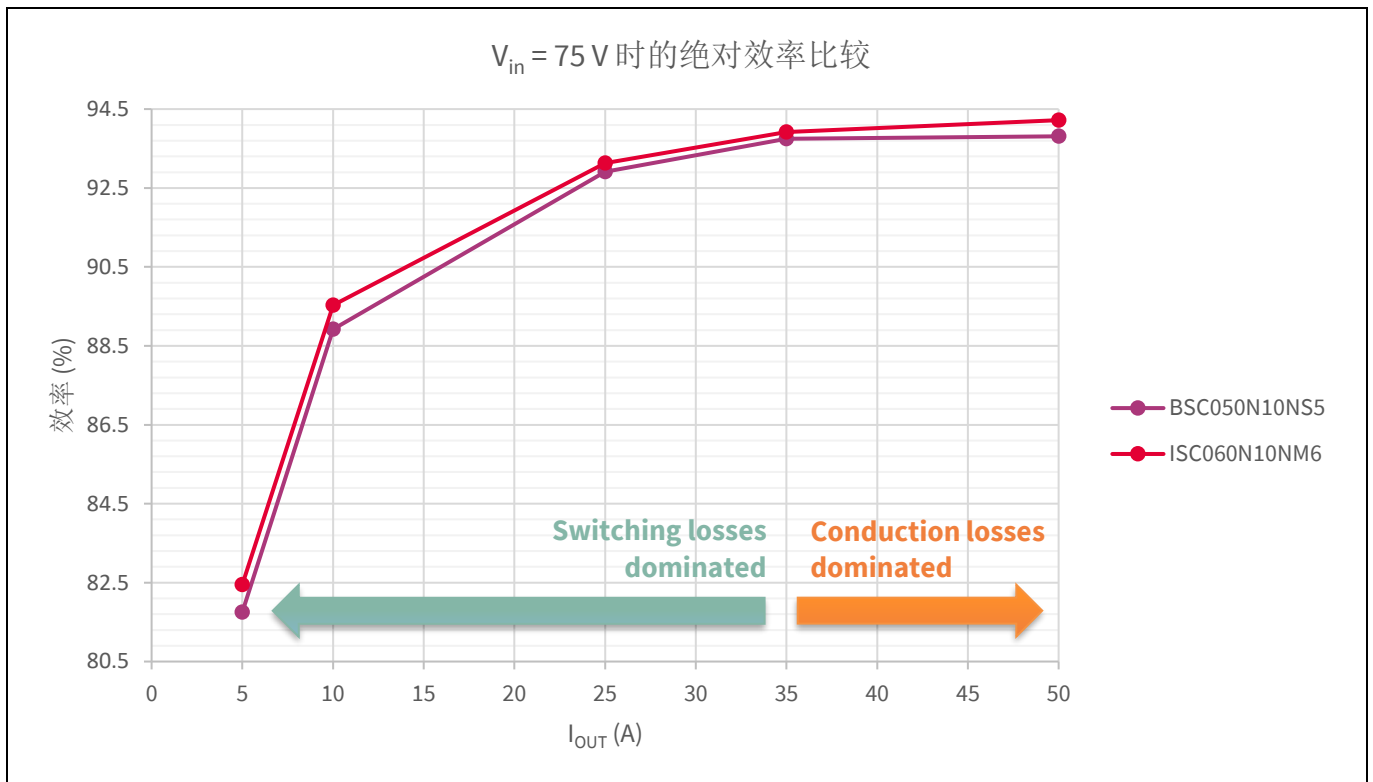


图 18 $V_{in} = 75\text{ V}$ 时的绝对效率比较

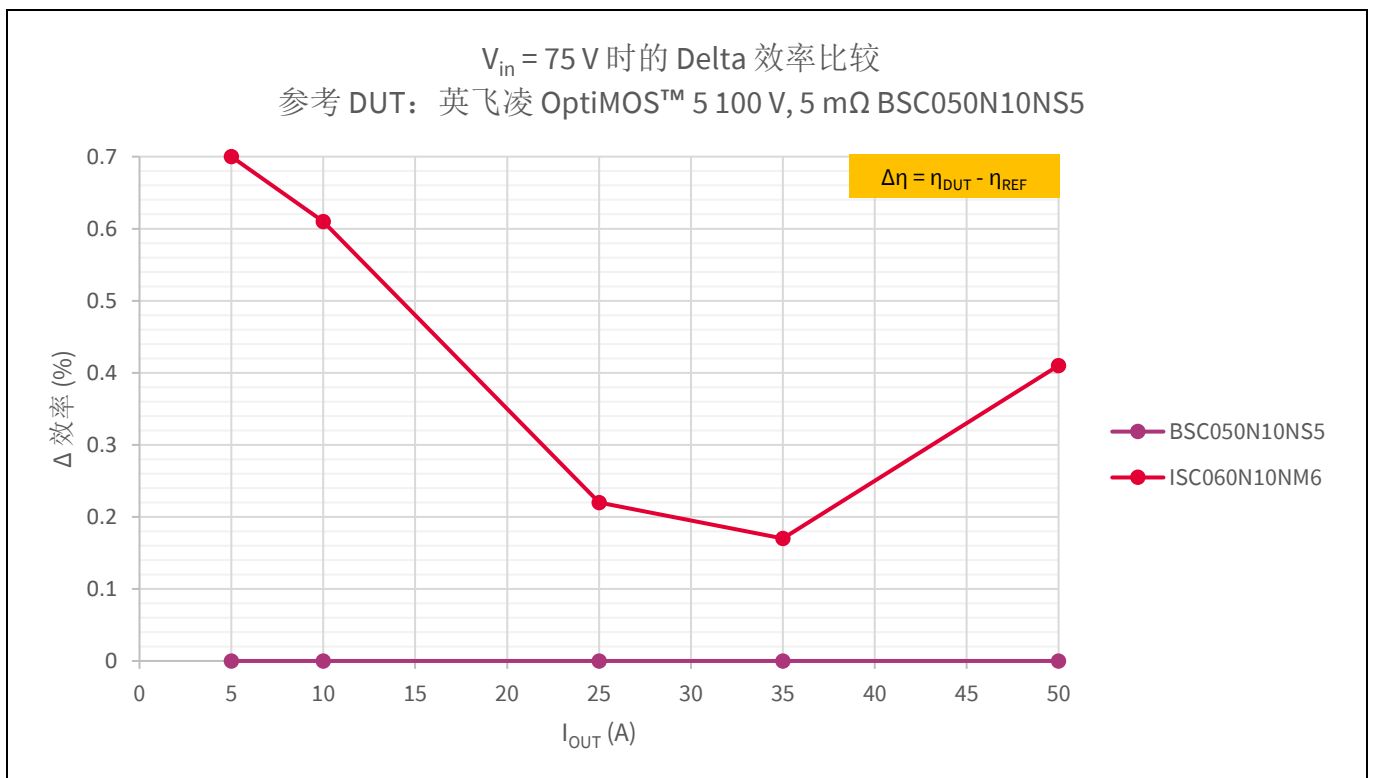


图 19 $V_{in} = 75\text{ V}$ 时的 Delta 效率比较。参考 DUT: 英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 5 mΩ $R_{DS(on),max}$ BSC050N10NS5

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

实验结果

2.1.4.4 结论

图 16 和图 18 的效率图显示，在高性能、高开关频率的 SMPS 中使用英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 时可获得的效率提升。与 OptiMOS™ 5 解决方案相比，在轻负载条件下，效率提升了 0.7%，这是开关性能改善的直接结果。降低 47%（典型值）的 Q_g 会对辅助偏置电源的功耗产生积极影响，而降低 56%（典型值）的 Q_{gd} 可以实现超快速开关切换，从而降低关断损耗。 Q_{oss} 降低了 19%（典型值），意味着较低的能量存储在 MOSFET 输出电容中，开通损耗也降低了。在轻负载条件下记录的效率提升将在中负载条件下逐渐减少到 0.2%。与负载无关的损耗，如偏置损耗，随着负载的增加，影响越来越小。事实上，如果假设损耗的唯一来源是与负载无关的（如与 Q_{oss} 和 Q_g 相关的损耗） P_Q ：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_Q}{P_{out}}} \approx 1 - \frac{P_Q}{P_{out}}$$

那么，相对效率转化为与负载成反比， $\Delta\eta = \Delta P_Q / P_{out}$ ，正如实验所记录（图 17）的结果。随着负载的增加，导通损耗—— $I_{RMS}^2 \times R_{DS(on)}$ ——开始成比例地影响整体效率：效率曲线开始弯曲，随着负载电流线性渐近。在标称电压下，尽管与使用 OptiMOS™ 5 的参考设计相比，被测器件的 $R_{DS(on)}$ 更高，但满载效率仍然提升了 0.14%。

实验结果表明，英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列（以一种平衡的方式改进所有主要 FOM）在高频 SMPS 等应用中发挥了突出作用，这些应用需要较低的 $R_{DS(on)}$ 和出色的开关性能来实现整个负载范围的最佳效率。

2.1.5 热数据比较

2.1.5.1 测量和热数据介绍

除了效率测试外，还使用 2.1.3 测试装置描述中介绍的测试装置获取热数据。达到热稳定状态后，使用热成像相机测量整个模块的温度。在图 20 和图 21 中，比较所有供电和负载条件下初级 MOSFET 不同被测器件之间的热点温度。在 600 LFM (3 m/s) 气流条件下的测量。

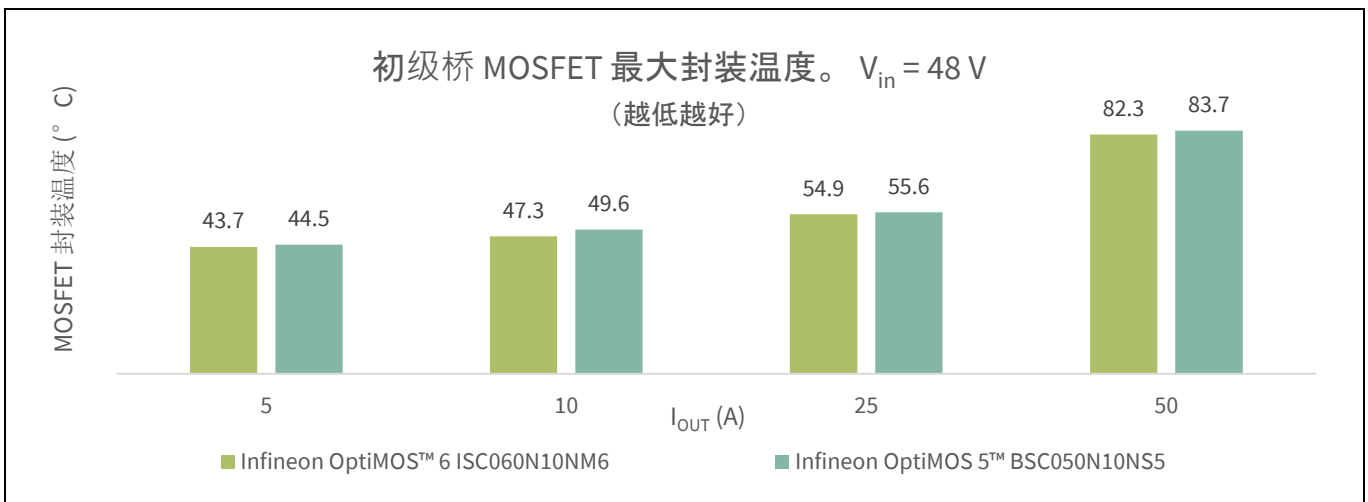


图 20 初级桥臂 MOSFET 最大封装温度（越低越好）。 $V_{in} = 48 V$

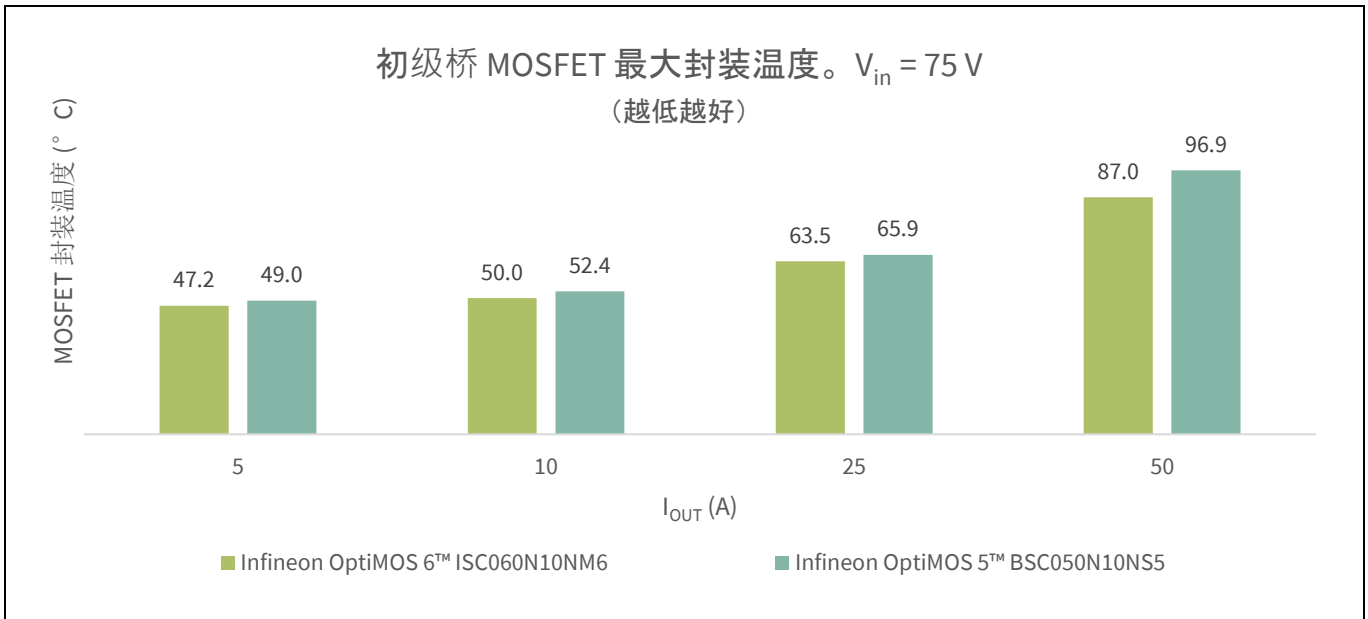


图 21 初级桥臂 MOSFET 最大封装温度（越低越好）。V_{in} = 75 V

2.1.5.2 长时间工作后的热图像

英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器，初级桥臂使用 OptiMOS™ 6 100 V ISC060N10NM6，在最坏工况下长时间工作，即在高压 (V_{in} = 75 V) 满载 (I_{out} = 50 A) 情况下工作。600 LFM (3 m/s) 气流条件。

工作整夜后，捕获该装置的热图像。热图像如图 22 所示。值得注意的是，初级 MOSFET 的外壳温度不超过 86° C，SR 侧会形成局部热点，承受高负载电流。

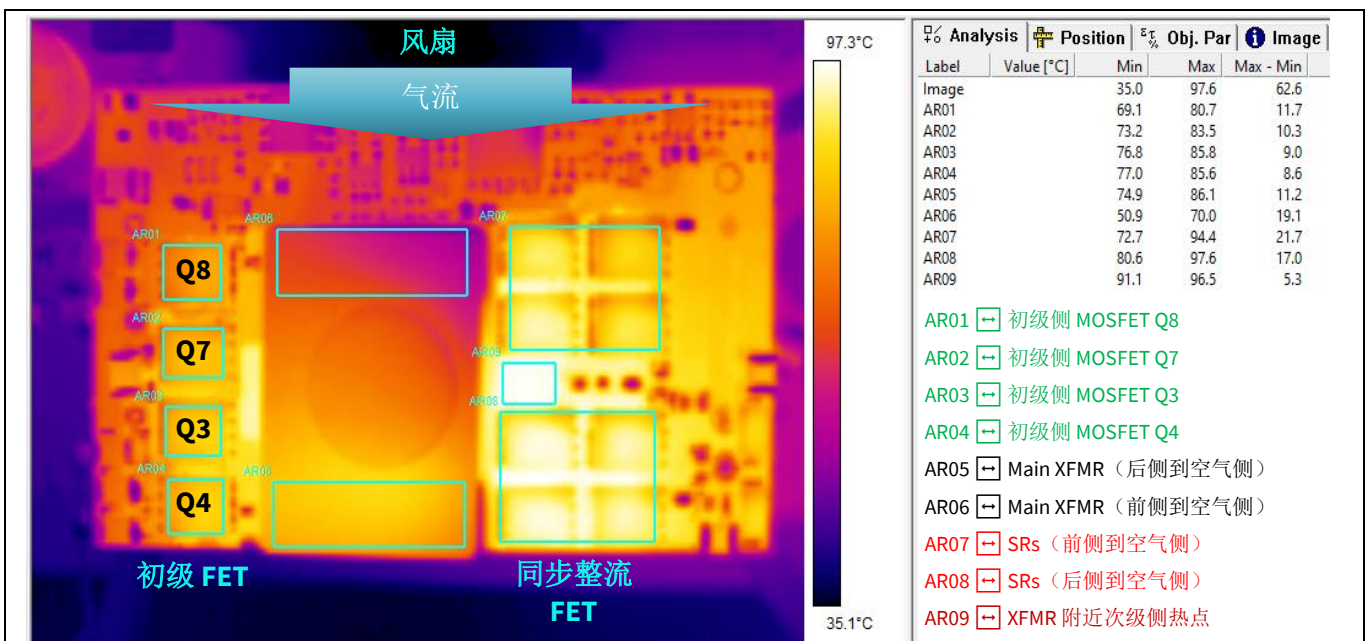


图 22 初级桥臂使用 OptiMOS™ 6 100 V ISC060N10NM6 的英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器，工作整夜后的热图像

2.1.5.3 结论

热测量结果表明，使用 OptiMOS™ 6 ISC060N10NM6 提升了整体效率。初级 MOSFET 在所有电压和负载条件下都能实现较低的温度，同时也能实现系统级优势，栅极驱动器和板载偏置调节器的热应力降低（偏置损耗降低）。通信应用的电源需要满足苛刻的平均故障间隔时间 (MTBF) 要求，MTBF 是衡量系统可靠性的指标。MTBF 通常以小时 (h) 为单位，与温度成反比。增加热裕度是一个理想的特征，一般来说，温度对可靠性的影响可以用指数函数来描述。整个系统的故障率是单个组件故障率的复杂叠加，但最重要的是，每一度的提升都有可能使系统的寿命延长数十小时。

通过产品层面的优化（如低 $R_{DS(on)}$ 、 Q_g 、 Q_{gd} 和 Q_{oss} 等）提高系统效率，这是保持功率密度不断增加的根本措施，同时还能满足通信电源模块对可靠性的苛刻要求。新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列能够提供最高效率的功率转换，帮助电源设计师满足设计要求，让生活更加便利。

2.1.6 工作波形

为总结比较，我们采集了英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器中不同被测器件的波形。在标称电压 ($V_{in} = 48 V$) 和满载 ($I_{out} = 50 A$) 条件下，采集了不同被测器件的初级侧稳态波形（栅源和漏源电压）。

用于控制初级桥和次级桥臂的控制信号示意图如 图 23 所示。初级桥臂 MOSFET 漏源电压和栅源电压的理想波形如 图 24 所示。

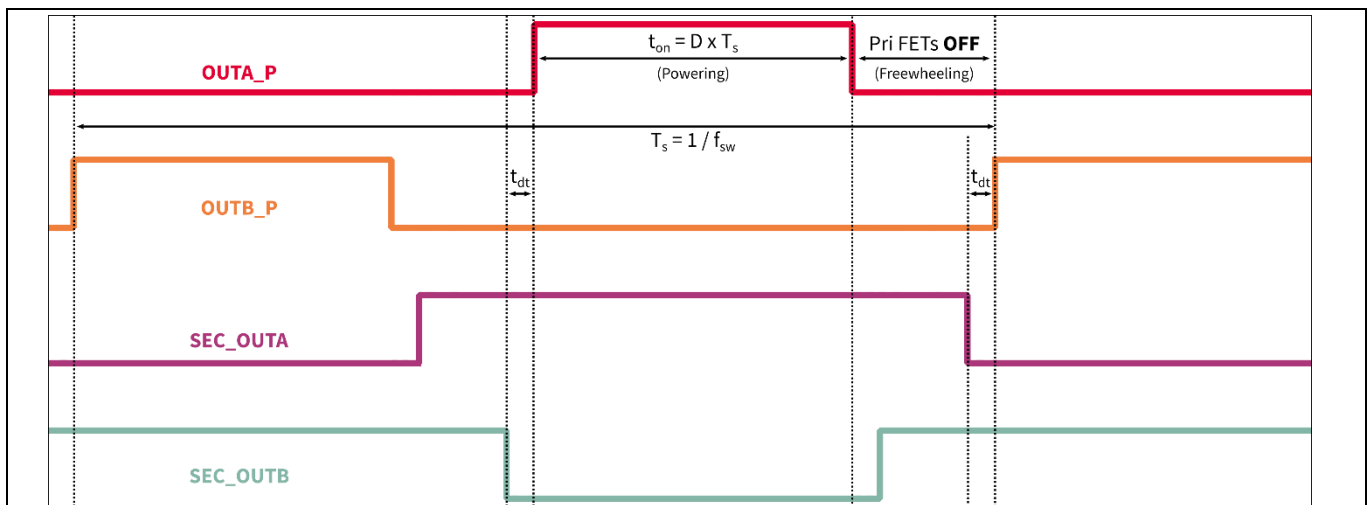


图 23 用于控制 FB-FB 功率级的门极信号示意图

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

实验结果

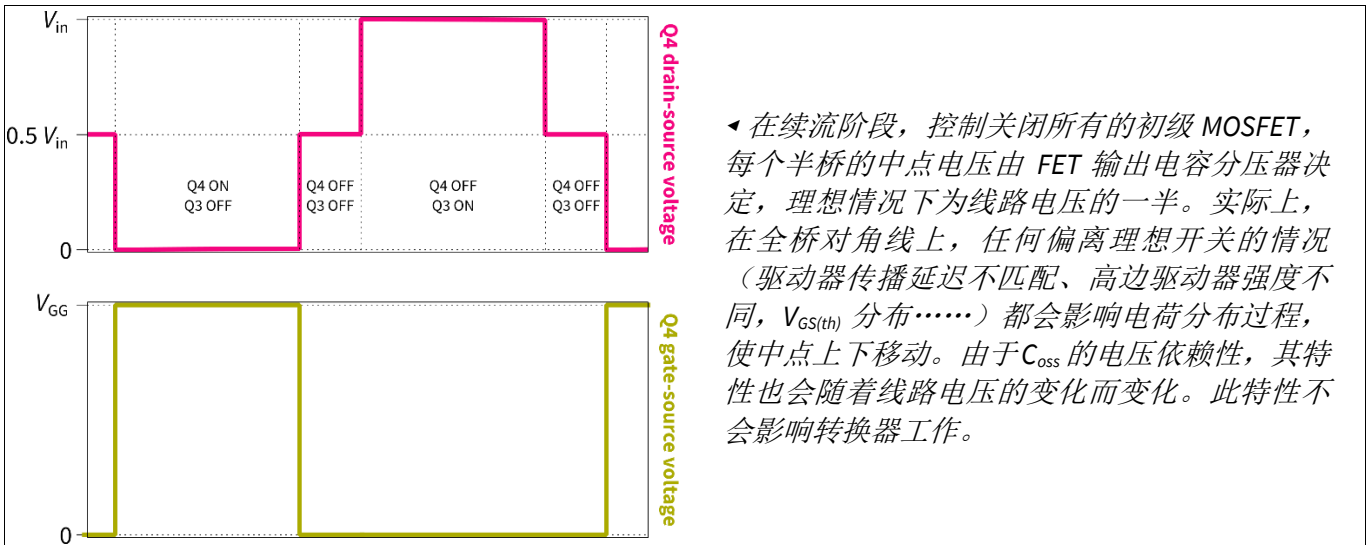


图 24 控制策略中初级侧 MOSFET 电压理想的波形示意图

采集的英飞凌 OptiMOS™ 5 BSC050N10NS5 和新型 OptiMOS™ 6 ISC060N10NM6 波形如图 25 和图 26 所示。

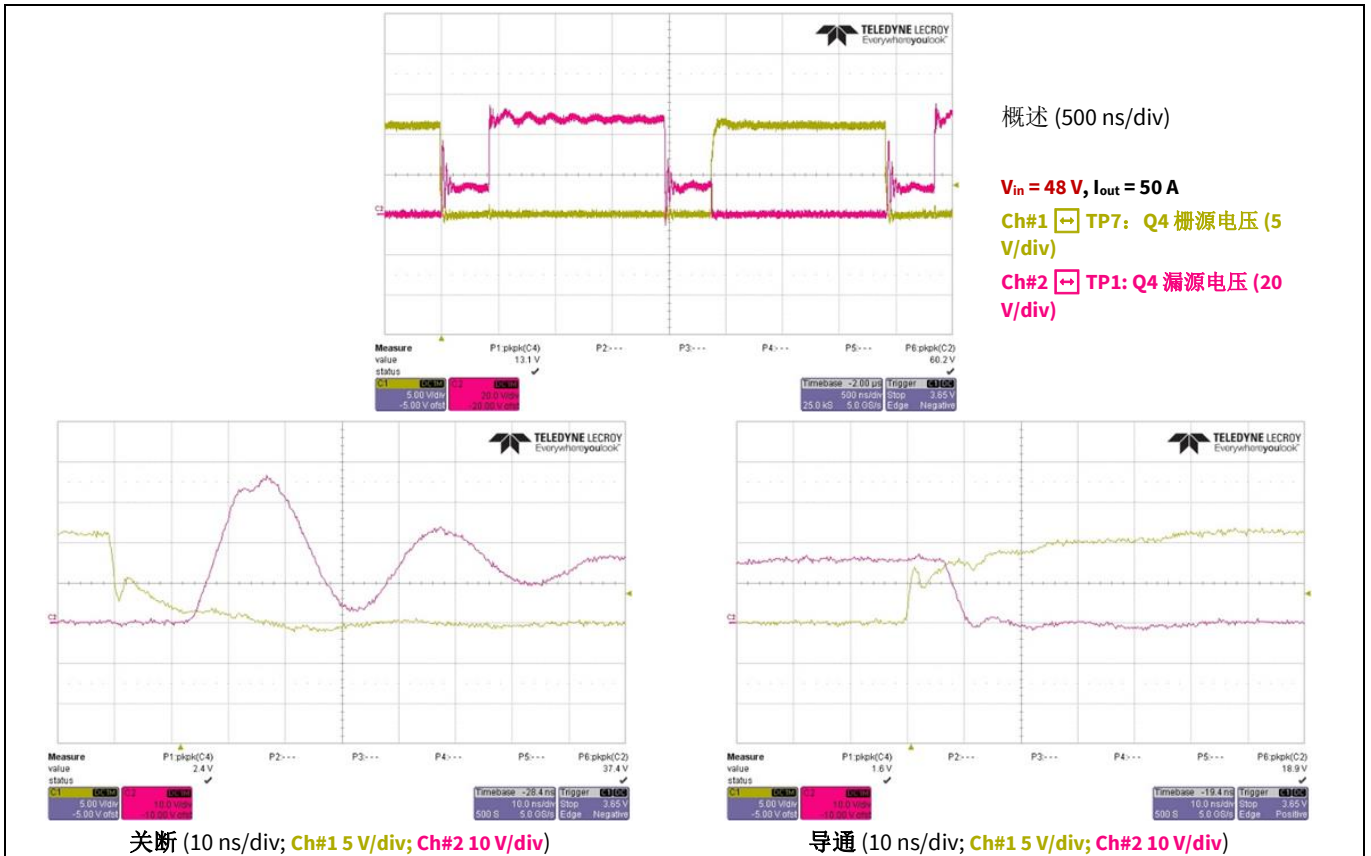


图 25 英飞凌 OptiMOS™ 5 BSC050N10NS5 初级侧稳态波形

新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFETs

设定业界新标准的英飞凌最新沟槽 MOSFET 技术

实验结果

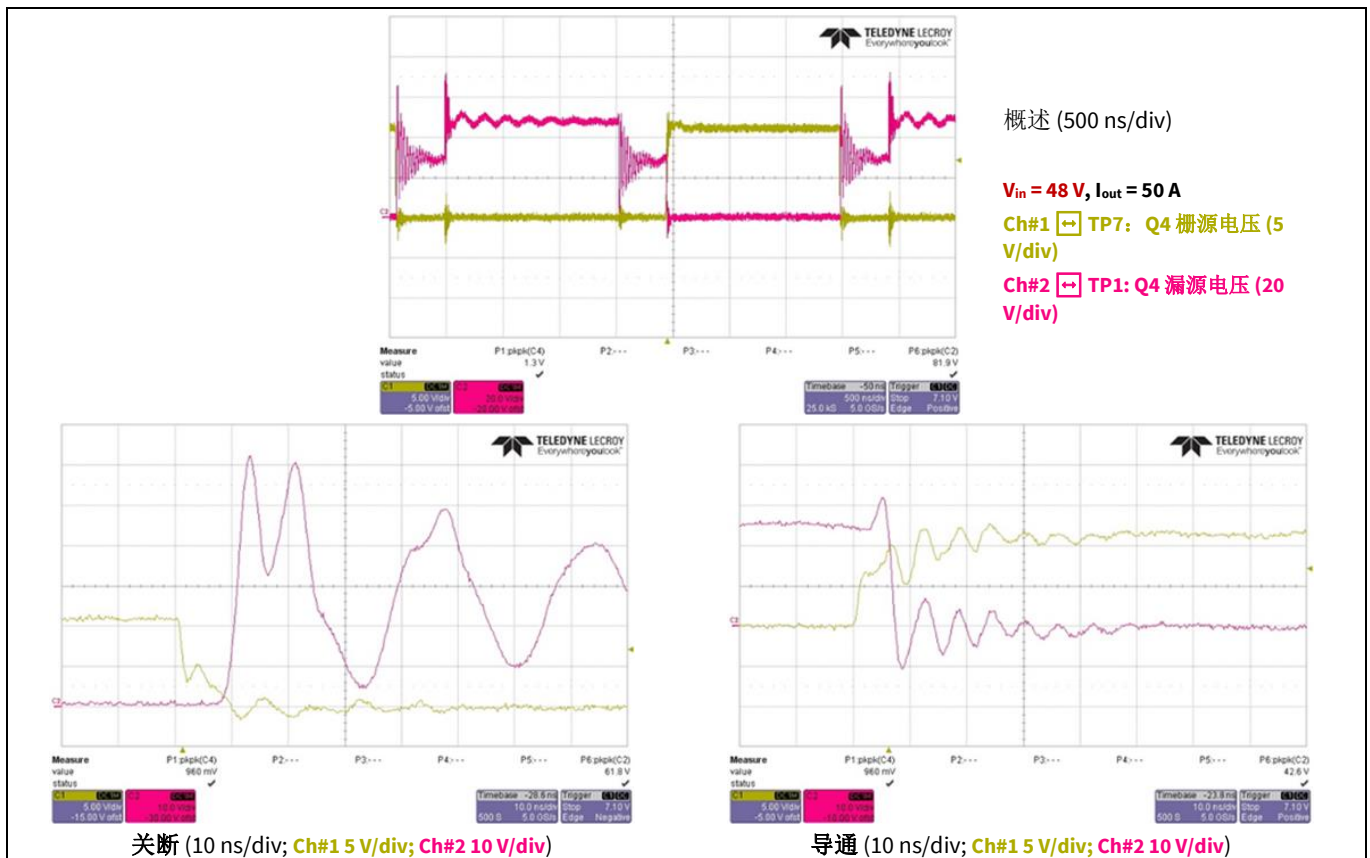


图 26 英飞凌 OptiMOS™ 6 ISC060N10NM6 初级侧稳态波形

2.1.7 量化英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V 节能带来的效益

2.1.7.1 运营费用节省估计 (OPEX)

新型 OptiMOS™ 6 100 V 替换上一代英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V 系列 MOSFET 后，系统效率显著提高，能为电源行业市场带来出色的可靠性和功率密度解决方案，也有利于最终用户。

对于移动网络运营商 (MNO) 来说，能源消耗一直是一个重要问题。能源账单是高昂的运营费用 (OPEX) 中的一部分，占总成本的 90% 以上。总成本为 MNO 收入的 10%，这意味着大约 9% 的收入用于能源（电力和燃料）。大部分能源用于无线接入网络 (RAN)，而一小部分能源用于回传（光纤基础设施和数据中心）。

随着 5G 移动网络的推出，MNO 将被迫承担巨额的资本支出 (CAPEX)，并将面临不断增长的运营费用 OPEX。运营费用增长是因为需要为许多新站点供电——5G 新型无线接入技术 (5G NR) 依赖更密集的蜂窝网络，而且现有宏基站 [4]、[5] 和 [6] 的电力消耗也在增加（初步估计为 +70% 到 +100%）。5G 站点的电力消耗预计将增加一倍，站点的散热需求预计也将增加。由于大多数站点依靠空调 (A/C) 将机柜内部温度控制在合理范围内，更大的装机容量意味着需要耗散更多的热量，因此空调需要消耗更多电力。

所有这些因素再加上不断上涨的能源成本表明，在向 5G 过渡的过程中，能够实现最高效的功率转换并不是锦上添花，MNO 必须降低服务的总拥有成本。

与上一代 OptiMOS™ 5 技术相比，当采用英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V DC-DC 600 W IBC 时，在标称电压半负载条件下效率可提高 +0.2%，在高压满载条件下效率可提高 +0.4%。这种效率提升可以量化为移动网络运营商节省的能源。通过分析不同负载条件下的系统效率曲线以及典型电信无线基站的平均直流负载情况进行量化。

在简化的假设条件下对 OPEX 节省进行估计：

- 此计算对象为一个人口超过 8000 万的欧洲国家。

- 全国（估计）大约安装了 ~84000 个多频段（2G、3G、4G）基站 (BTS)。
- 假设每个站点（不包括空调）的最大功耗平均约为 ~7 kW。在远程无线单元 (RRU) 中，大约需要 90% 的功率用于射频功率放大器。
- 每个站点都应配备一个基带单元 (BBU)。BBU 的最大功率为 600 W。隔离 IBC（-48 V 到 12 V 四分之一砖转换器）可提供此功率，仅占该站点所需直流总功率的一小部分。独立的 DC-DC 转换器（图 27）可提供 RRU 所需的大部分功率。通常由额定电压为 150 V 的装置提供 RRU 的直流功率。敬请关注新型 OptiMOS™ 6 150 V 在此应用中带来的更多优势。
- IBC 的标称电压为 $V_{in} = -48 V$ 。
- 计算中采用的效率曲线为英飞凌 600 W FB-FB 36-75 V 至 12 V 隔离四分之一砖 DC-DC 转换器，如图 16 所示。在特定应用中，我们需要考虑长期平均直流负载情况（12 V 总线）。同时，可以根据效率和负载情况获得系统的加权效率。
- 计算中使用的基础电价主要参照 2020 年下半年的电价，对于非家庭消费来说，以欧元/每千瓦时 (€/kWh) 计算，包括所有不可抵扣税。按照过去 10 年的趋势，物价平均每年上涨 2%。[9]
- 计算并没有考虑双重电价方案。欧洲国家采用的是双重电价方案，22:00 至 06:00 之间的能源成本较低。此外，也未考虑调峰电价。
- AC-DC 阶段的效率保持不变， $\eta_{AC/DC} = 98\%$ 。

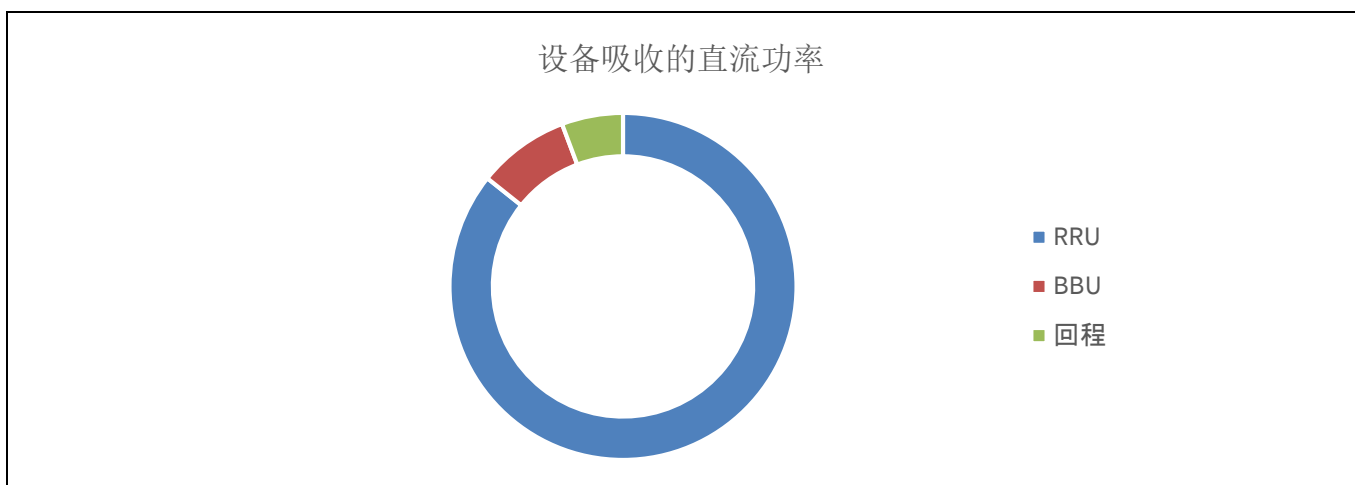


图 27 BTS 站点中的直流总装机容量份额

根据上述假设，估计在 10 年的时间跨度内节约的总 OPEX 成本，通常与设备的预期寿命相对应。

Note: 将现有的 IBC 平台（专为 BBU 供电）从英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V 升级到最新的英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V，然后得出估计结果。

表 8 采用英飞凌最新 OptiMOS™ 6 100 V 技术可在 10 年内节约的 OPEX 成本（仅用于为 BBU 供电）

时间跨度	加权效率提高	每年削减的能源成本	时间跨度内节省的总额 (€)
10 年	+0.26%	-0.24%	101 万

节省的总成本预计超过 100 万欧元，可显著降低设备总拥有成本。请注意，实际节省可能会更多，因为该计算没有考虑 5G 技术的推出，5G 需要安装/升级提供更大直流功率的 BBU。据作者所言，在撰写本文时，可获得的数据太少，而且行业趋势难以预测，因此，将 5G（仅限于宏站）考虑在内的估计将纯粹是猜测。事实上，5G 的推出最终会导致（部分）传统网络关闭，从而抵消一部分总体功耗。

2.1.7.2 环境问题：让生活更环保

成本并不是推动变革的唯一因素。自 2015 年关于减缓气候变化的《巴黎协定》签署以来，[\[7\]](#) 电信行业已被证明是引领碳中和趋势的私营部门之一，正逐步致力于科学基础碳目标 (SBT)，将全球升温控制在比工业化前水平高出 1.5° C 的范围内 [\[8\]](#)。英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 可显著提高效率，帮助电信行业的客户实现零排放，让生活更环保。

2.2 反相 ZVS 降压-升压 $-(36\cdots 60)$ V 至 12 V DC-DC 转换器

2.2.1 简介

最初的反相 ZVS 降压-升压拓扑可作为 DC-DC 转换器为射频功率放大器 (RFPA) 供电，在通信电源系统中发挥重要作用。RFPA 需要的供电电压范围为 +28 V (LD MOS RFPA) 至 +50 V (GaN RFPA)，并要求最高效率。英飞凌开发出一种基于交错（两相）反相降压-升压 [11] 的评估装置，在 $-(36\cdots 60)$ V 输入范围内，可提供 780 W 功率，直流输出电压 +28 V。输出电压可调节至 +56 V，降低输出电流保持功率恒定。英飞凌还推出了一种新颖的有源箝位辅助电路，能够将恢复电荷 Q_{rr} 从 SR MOSFET 无损的转移到输出，从而实现控制开关 ZVS 导通。有源箝位电路可有效降低装置的整体开关损耗，从而能够使用 BiC（最低 $R_{DS(on)}$ ）器件，并显著增加功率密度。

除了 +28 V 输出外，英飞凌还为评估装置开发出 +12 V 输出版本，适用于 RFPA 以外的电信设备，无需功能隔离。在输出电压降低的情况下，该装置输出的额定功率降低到 600 W。

降低输出电压就可以使用额定电压为 100 V 的 MOSFET。按照此方式配置后，英飞凌 ZVS 降压-升压评估板就可以提供可靠平台，展示采用 SuperSO8 (PQFN 5x6) 封装的新型 BiC OptiMOS™ 6 100 V 可以实现的性能。

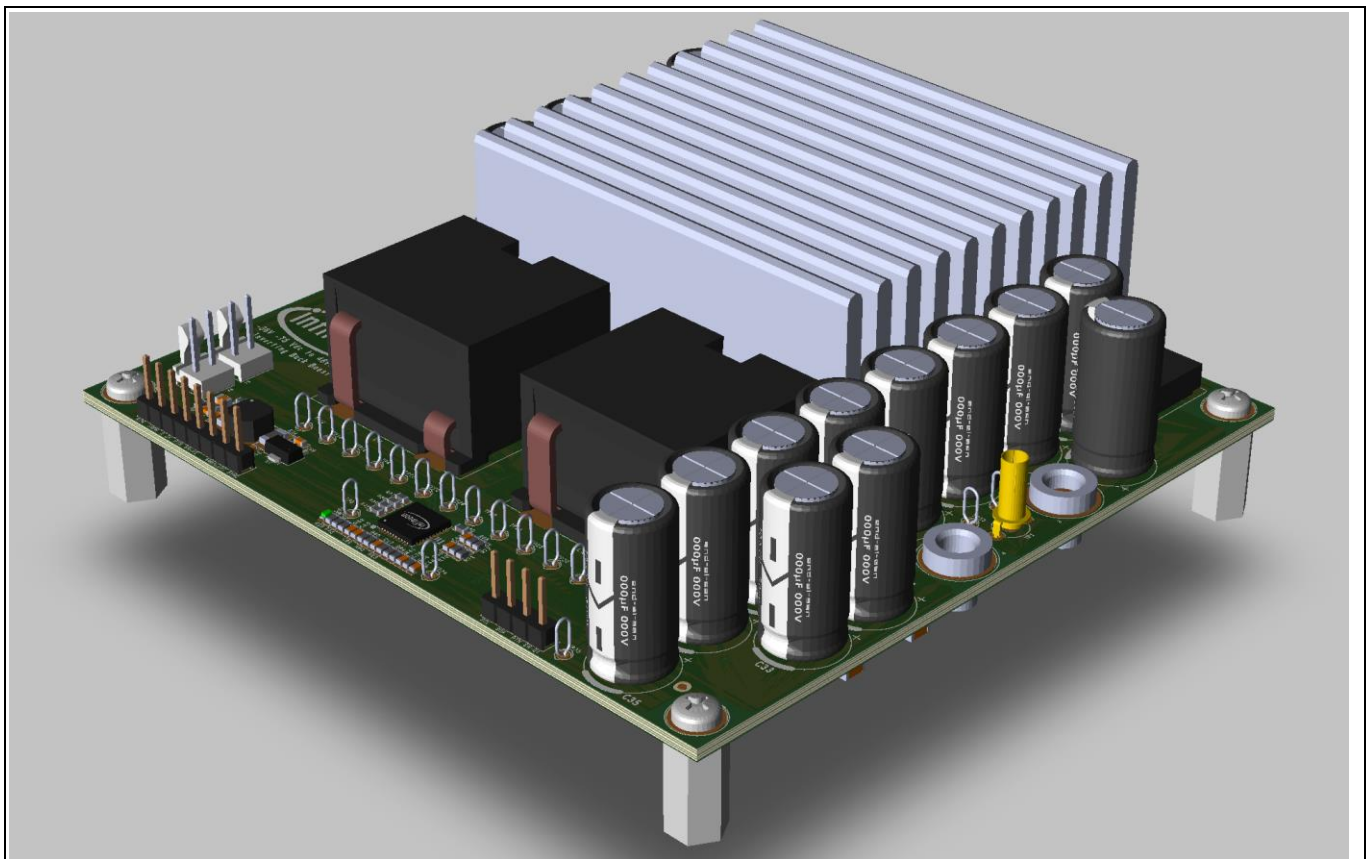


图 28 英飞凌 600 W 反相降压-升压 $-(36\cdots 60)$ V 至 12 V DC-DC 转换器的 3D 视图

2.2.2 系统描述

通过基本拓扑的级联连接就可以得到普通的反相降压-升压拓扑。这种连接形成四开关降压-升压（非反相）转换器，通常用于在太阳能优化器中执行最大功率点追踪 (MPPT)。允许输出电压极性反转，就有可能重新配置拓扑，将四个开关减少两个，极大地简化功率级和驱动过程。我们可将这种配置称为反相降压-升压，此配置与其构建模块（降压和升压）都可以升降输入电压。在特定应用中，转换器可将电压从 $-(36\cdots 60)$ V 降至 12 V。

实验结果

通过数字补偿器对输出电压进行闭环调节，英飞凌 XDP™ 集成数字电源控制器可提供支持。XDPP1100 是一款高度集成（配置高性能模拟前端 (AFE)、基于状态机的数字控制回路和微控制器）且可编程的数字电源控制器。该器件为各种直流-直流电源应用提供高级电源控制解决方案，并支持各种隔离和非隔离拓扑 [10]。

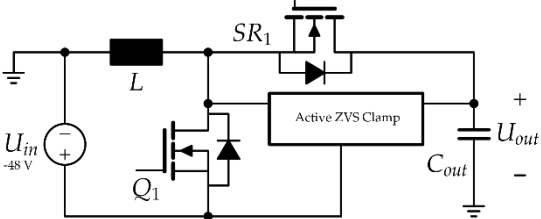
功率级分两个相位交错，相位相差 180 度。功率级交错具有多项优点。首先，可以减小转换器的总体尺寸：交错角可以实现谐波消除，降低滤波要求。其次，处理后的功率被分配到多个相位，这样做的好处是，功率损耗也分布在各个功率级。这种解决方案可能是处理高功率的唯一可行方案，至少与并联半导体和使用更大的无源器件相比更具优势。反相降压-升压与降压过程共享非连续输入电流，与升压过程共享非连续输出电容器电流。可以通过适当地交错功率级降低这些均方根 (RMS) 值。根据占空比的不同，输入和输出电容器电流将受益于交错策略。

通过电感器的 DCR 传感完成两相电流测量。差分放大器放在每个电感器附近，XDPP1100 AFE 处理放大器输出信号。提供过流保护 (OCP) 和两相交错电流平衡控制需要电流传感。英飞凌 XDP™ 集成数字电源控制器可通过硬件实现电流平衡功能。

输入电压用于实现欠压锁定 (UVLO) 保护，同时用于遥测。在输入电压低于输入 UVLO 限制时，模块运行停止。

该板可作为测试平台，方便接触探针测试点，还能方便返工/更换组件。该模块配备了一个板载辅助附加电源，用于提供所需的偏置电源。英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器无需强制冷却即可工作。该装置带有一个固定在主 PCB 板上的散热器，为功率 MOSFET [11] 提供额外散热。

表 9 反相降压-升压拓扑原理图

拓扑结构	电路示意图	成本/复杂性
反相 ZVS 降压-升压		由于器件数量少，成本低。需要一个半桥驱动器。非隔离设计可简化控制。

2.2.2.1 PCB 描述

图 29 显示了英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器上不同组件和测量测试点的位置。该板（不包括散热器）的外观尺寸为 4.25 英寸 x 4 英寸 x 0.87 英寸（108 毫米 x 102 毫米 x 22 毫米）。PCB 由六层板制成。内层均为 5 盎司厚度的铜层（6.88 密耳，0.174 毫米），顶层和底层为 4 盎司厚度的铜层（5.5 密耳，0.140 毫米）。总板厚度为 67 密耳（1.7 毫米）。

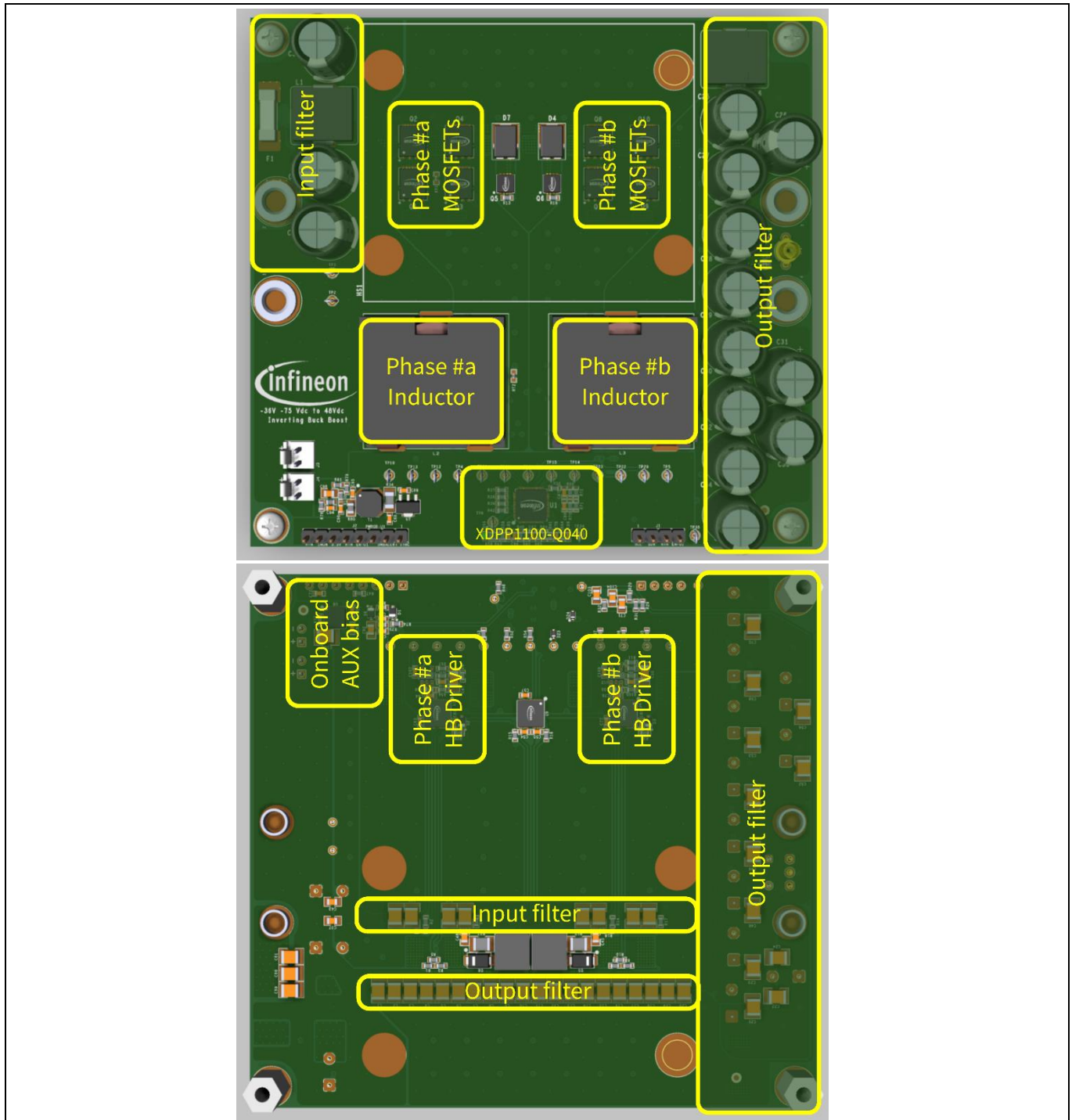


图 29 英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器顶视图和底视图，突出显示最重要组件的位置

2.2.2.2 板规格

英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器的规格如表 10 所示。

表 10 英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器的规格

参数	符号	值			单位	注释/测试条件
		最小值	典型值	最大值		
工作输入电压	V_{in}	-60	-48	-36	V	
启动电压阈值	$UVLO_{(on)}$		33			
启动后的最低工作电压	$UVLO_{(off)}$		30			
输出功率	P_{out}	0		600	W	
效率	η	95.5%				$V_{in} = -48\text{ V}$ 、 $P_{out} = 360\text{ W}$
输出电压设定值	$V_{out,nom}$		12		V	
相对输出电压调节 (负载)	$\Delta V_{out}/V_{out}$			2	%	
输出 DC 电流	I_{out}			50	A	
开关频率	f_{sw}		200		kHz	
气流速度	V_{air}	300 1.5			LFM m/s	

2.2.2.3 板示意图

英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器的简化示意图如图 30 所示。

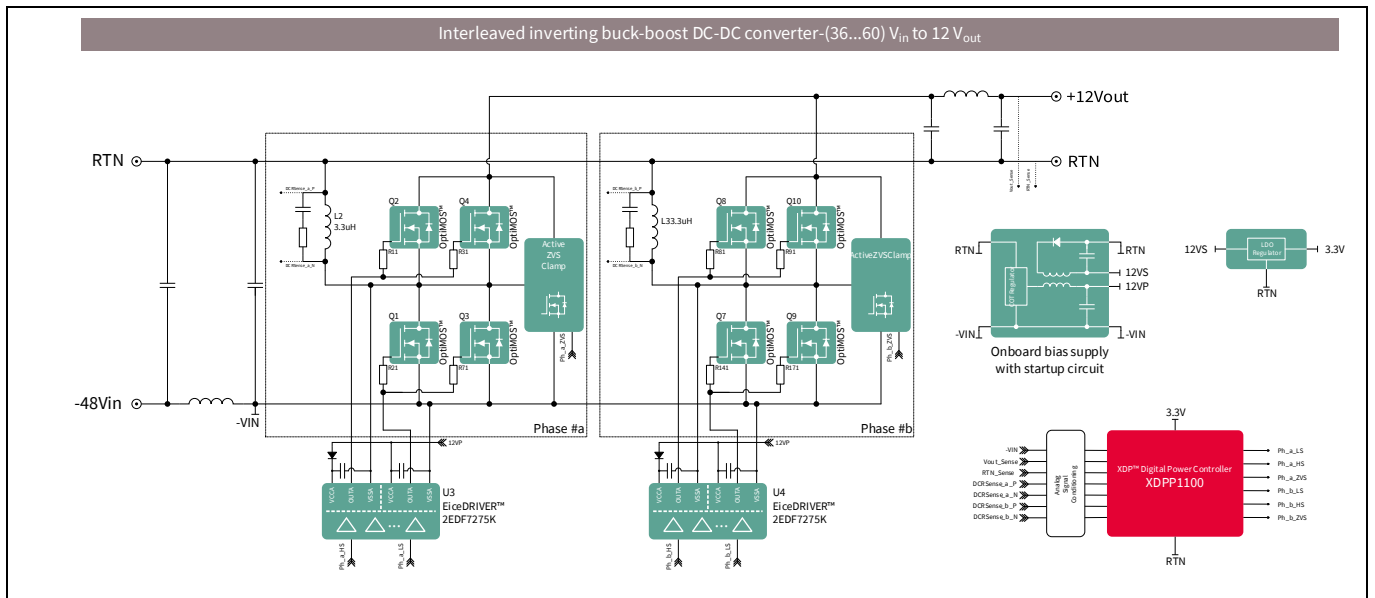


图 30 英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器的简化示意图

2.2.3 测试装置描述

在此详细描述图 31 所示的测试装置。实际测试装置如图 32 所示。

电压源

- DC PSU 可提供至少 700 W，最大 ~80 V DC

有源负载

- 低电压、高电流（大于 50 A）电子负载（恒流模式工作）

测量仪器

- 输入电流精确分流电阻 (20 A, 0.1%)
- 输出电流精确分流电阻 (100 A, 0.1%)
- 用于测量输入、输出和分流电压的 6½ 位数字万用表 (DMM)
- 高带宽（大于 500 MHz）数字示波器 (DSO) 和无源电压探头
- 可以获取整板和散热器温度的热成像相机和热电偶

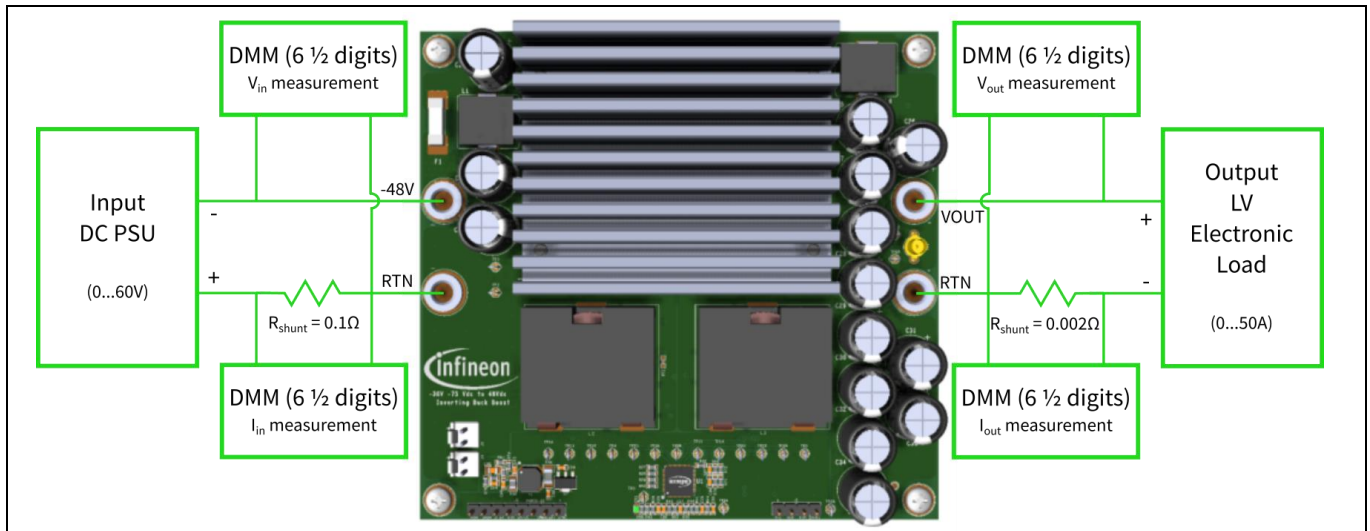


图 31 显示测试装置连接的板顶视图

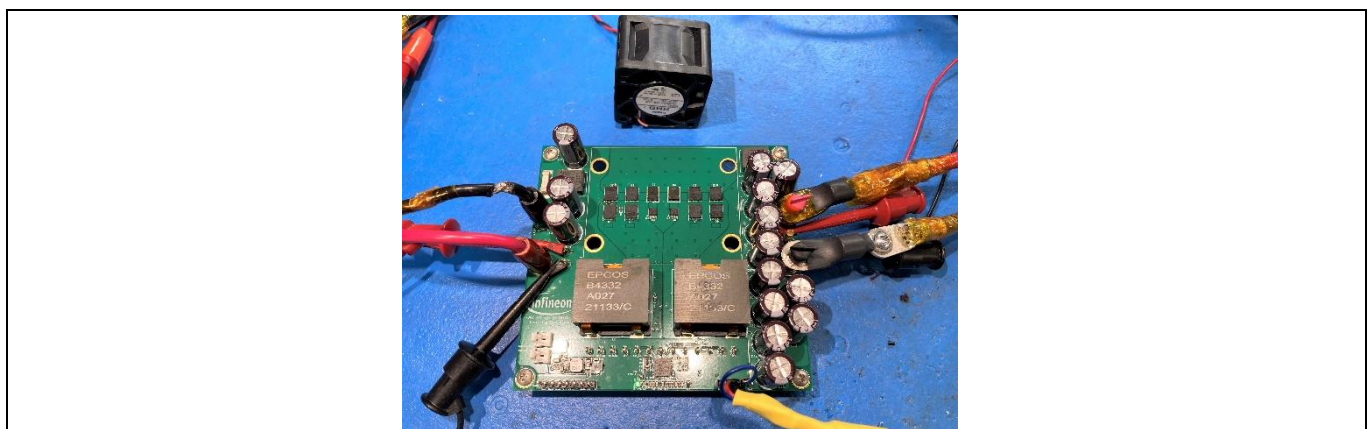


图 32 实际测试装置

2.2.4 效率测试

2.2.4.1 简介

根据第 2.2.3 节中介绍的测试设置，对英飞凌 600 W 反相降压-升压 (-36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器进行效率测试。

根据第 2.2.1 简介 节中的解释，英飞凌 600 W 反相降压-升压 (-36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器配有一种新颖的有源箝位辅助电路，能够以非耗散的方式将恢复电荷 Q_{rr} 从 SR MOSFET 转移到输出，从而实现控制开关 ZVS 导通。有源箝位电路可有效降低装置的整体开关损耗，从而可使用 BiC（最低 $R_{DS(on)}$ ）器件，并显著增加功率密度。

输入和输出范围允许使用额定电压为 100 V 的 MOSFET。按照此方式配置后，英飞凌 ZVS 降压-升压评估板就可以提供可靠平台，展示采用 SuperSO8 (PQFN 5x6) 封装的新型 BiC OptiMOS™ 6 100 V 可以实现的性能。

我们已经获得了采用 PQFN 5x6 封装的 BiC 器件效率：英飞凌新型 OptiMOS™ 6 ISC022N10NM6 和 OptiMOS™ 5 BSC027N10NS5。表 11 中给出了被测器件 (DUT) 及其位置的概要。

表 11 DUT——参考示意图文件 图 30

DUT 位置	DUT #1	DUT #2
主功率级 MOSFET: Q1、Q2、Q3、Q4 Q7、Q8、Q9、Q10	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, 2.2 mΩ ISC022N10NM6	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 2.7 mΩ BSC027N10NS5

Note: 采用同一块英飞凌 600 W 反相降压-升压 (-36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器来获取效率。为获取效率，采用使用英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V ISC022N10NM6 作为初级 MOSFET 的全新模块，然后更换器件以获得其他 DUT 效率。这样就可以确保公平比较 DUT。

2.2.4.2 $V_{in} = -36 V$ 时的效率比较

表 12 总结了不同 DUT 在低压 ($V_{in} = -36 V$) 下获得的效率。

图 33 显示效率曲线。

表 12 在低压 $V_{in} = -36 V$ 时测量的效率 (%)

输出电流	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, 2.2 mΩ ISC022N10NM6	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 2.7 mΩ BSC027N10NS5
10 A	94.88	93.77
20 A	96.34	95.56
30 A	96.38	95.59
40 A	95.96	95.13
50 A	95.34	94.44

2.2.4.3 $V_{in} = -48 V$ 时的效率比较

表 13 总结了不同 DUT 在标称电压 ($V_{in} = -48 V$) 下获得的效率。图 34 显示效率曲线。

表 13 在标称电压 $V_{in} = -48\text{ V}$ 时测量的效率 (%)

输出电流	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, 2.2 mΩ ISC022N10NM6	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 2.7 mΩ BSC027N10NS5
10 A	93.96	92.65
20 A	95.77	94.96
30 A	95.96	95.20
40 A	95.72	94.88
50 A	95.27	94.26

2.2.4.4 $V_{in} = -56\text{ V}$ 时的效率比较

表 14 总结了不同 DUT 在高压 ($V_{in} = -56\text{ V}$) 下获得的效率。图 35 显示效率曲线。

表 14 在标称电压 $V_{in} = -56\text{ V}$ 时测量的效率 (%)

输出电流	英飞凌 OptiMOS™ 6 100 V, 2.2 mΩ ISC022N10NM6	英飞凌 OptiMOS™ 5 100 V, 2.7 mΩ BSC027N10NS5
10 A	93.28	91.85
20 A	95.36	94.49
30 A	95.71	94.88
40 A	95.54	94.66
50 A	95.14	94.09

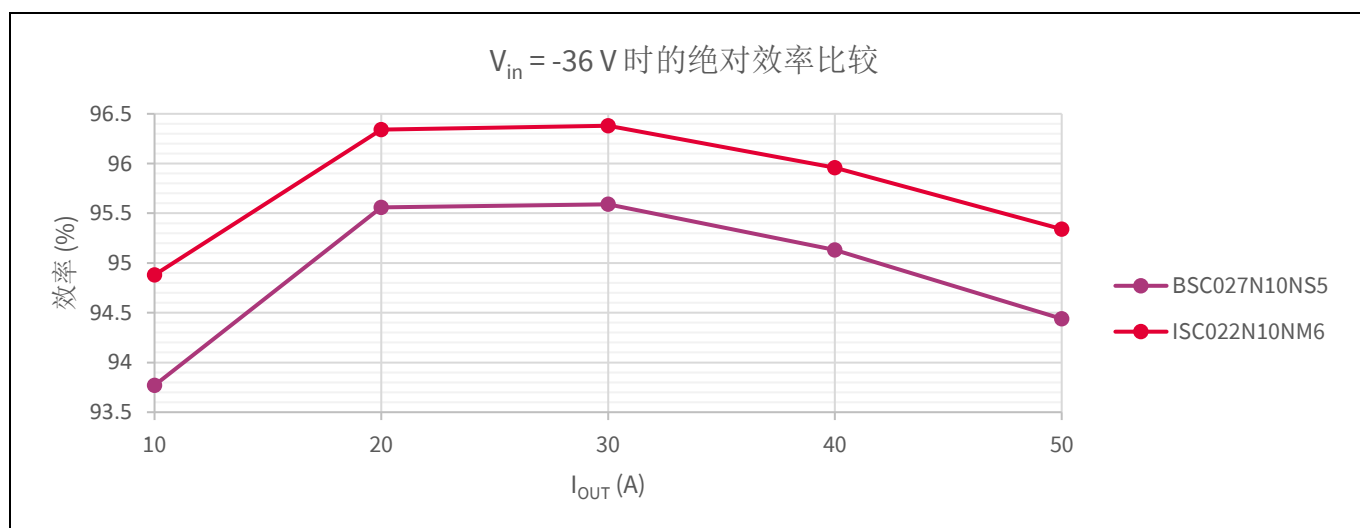


图 33 $V_{in} = -36\text{ V}$ 时的绝对效率比较

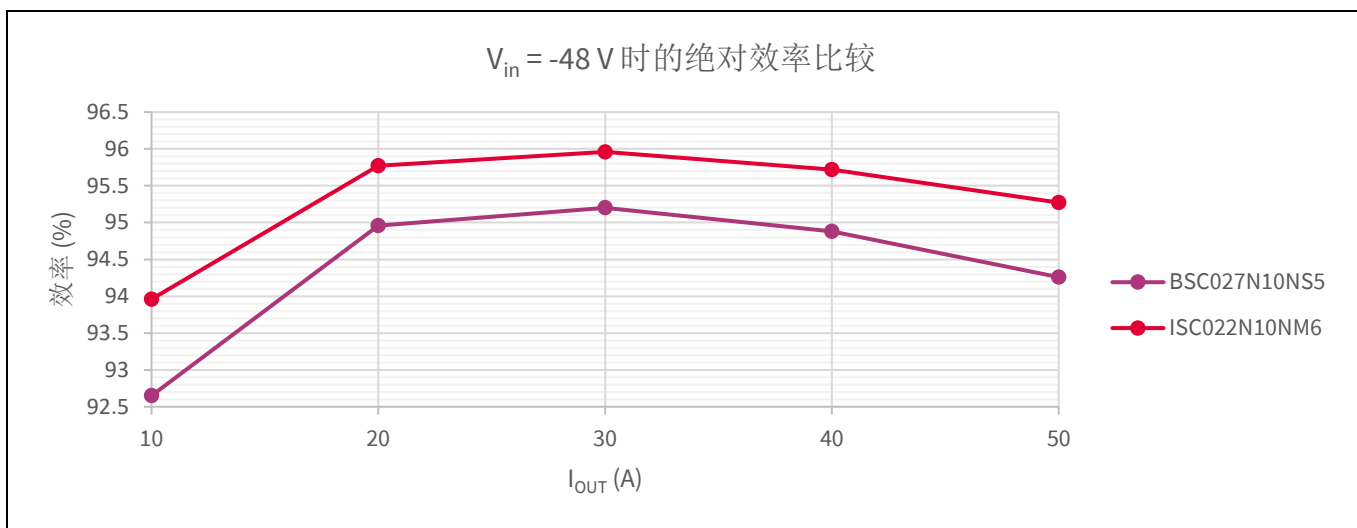


图 34 $V_{in} = -48\text{ V}$ 时的绝对效率比较

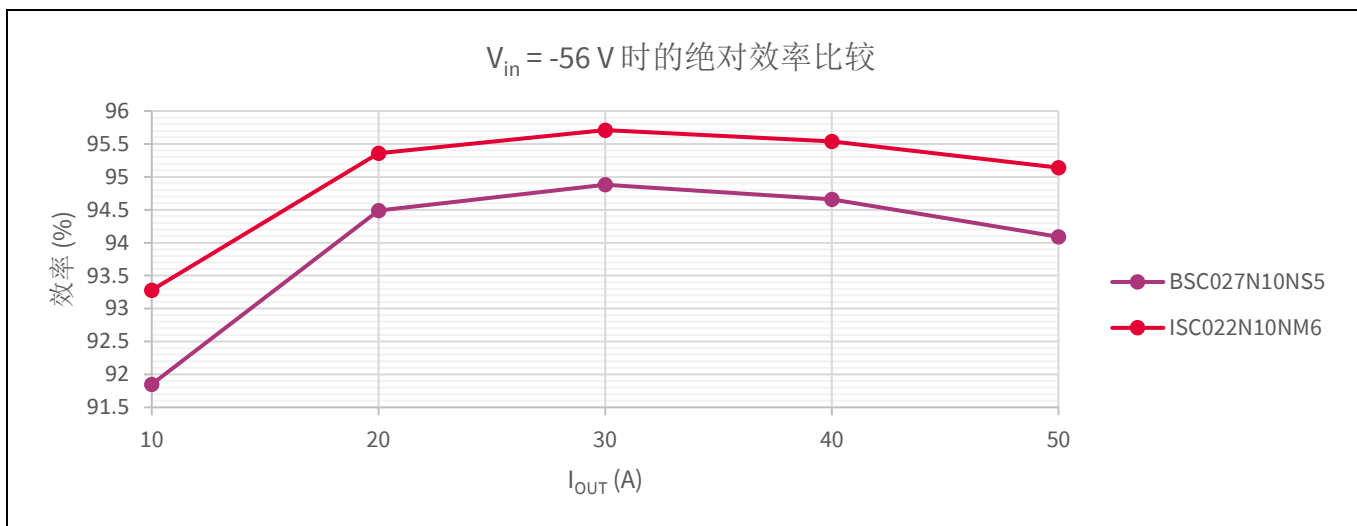


图 35 $V_{in} = -56\text{ V}$ 时的绝对效率比较

2.2.4.5 结论

图 33、图 34 和图 35 的效率图显示，与上一代 OptiMOS™ 5 BiC 器件相比英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V 获得的效率提升。在标称电压和所有负载条件下，效率提高约 1%。

有源箝位电路可降低与 SR 开关反向恢复相关的开关损耗，实现控制开关 ZVS 导通。在低驱动损耗 (Q_g 降低约 20%——典型值)、低关断损耗 (Q_{gd} 改进约 40%) 和低导通损耗 ($R_{DS(on)}$ 降低 18%) 的共同作用下效率提高。控制 MOSFET 实现 ZVS 可消除与 Q_{oss} 相关的损耗： Q_{oss} 对箝位谐振电流的振幅影响很小。

实验结果表明，英飞凌新型 OptiMOS™ 6 100 V BiC 器件 ISC022N10NM6 (FOM 改进且 $R_{DS(on)}$ 降低 18%) 在高频软开关 SMPS 等应用中发挥了突出作用，在大多数负载条件下，导通损耗是影响获得最佳效率的最重要因素。

2.2.5 热数据比较

除了效率测试外，还要获取英飞凌 600 W 反相降压-升压 (-36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器的热数据。为方便装置上的温度采集，去掉散热器，并由风扇提供 400 LFM (2 m/s) 的气流。达到热稳定状态后，使用 FLIR E6390 热成像相机测量整板温度。

在标称电压 ($V_{in} = -48\text{ V}$) 和满载 ($I_{out} = 50\text{ A}$) 条件下获取热成像。在图 36 中，对不同被测器件的板内温度进行比较。热点温度对应有源 ZVS 箝位 FET 和二极管（两次测试保持相同）。由于高边开关装置中的总恢复电荷减少，因此使用新型 OptiMOS™ 6 100 V 装置后记录的最低热点温度比使用 OptiMOS™ 5 100 V 低 5.6°C 。

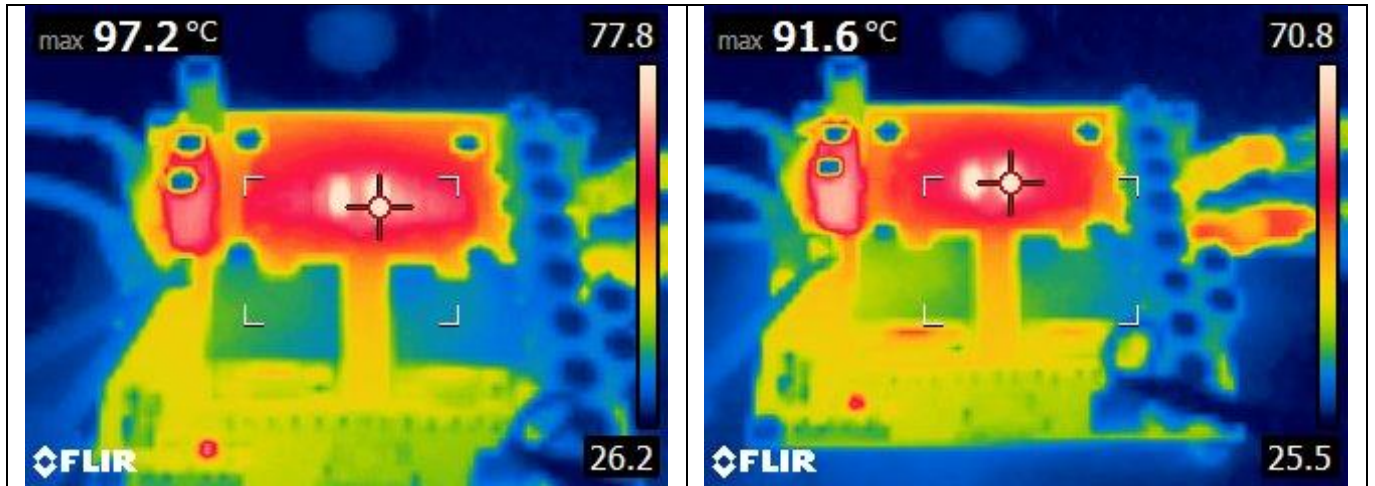


图 36 板热成像。左：OptiMOS™ 5 100 V BSC027N10NS5。右：OptiMOS™ 6 100 V ISC022N10NM6

2.2.6 工作波形

为总结比较，我们采集了英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器中不同被测器件的波形。采集转换器 #a 相位不同被测器件的稳态波形（漏源电压）。对标称输入电压 ($V_{in} = -48\text{ V}$) 和满载 ($I_{out} = 50\text{ A}$) 条件下的波形进行比较。

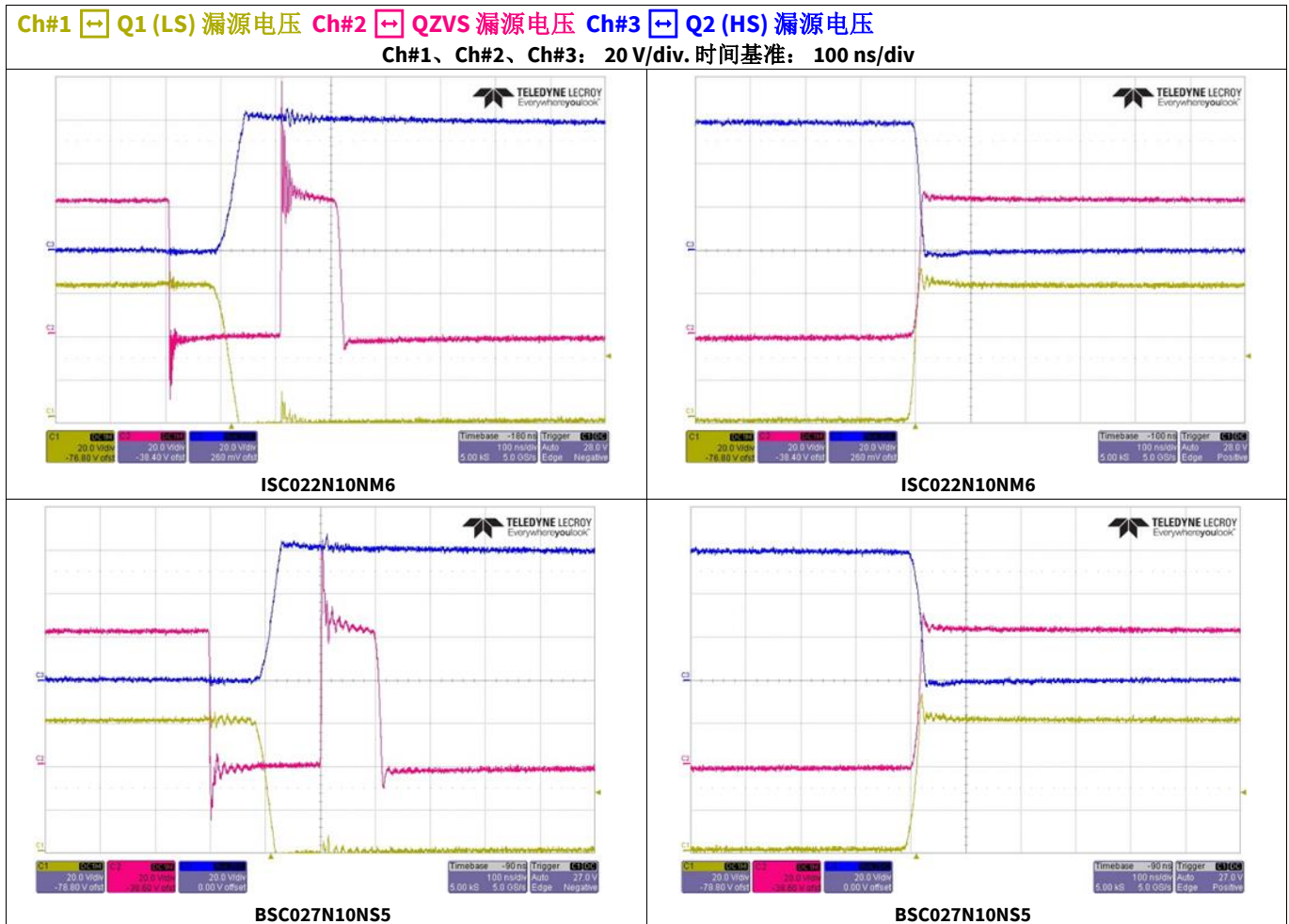


图 37 英飞凌 600 W 反相降压-升压 -(36...60) V 至 12 V DC-DC 转换器 #a 相位稳态波形

3 产品组合

采用 SuperSO8 和 PQFN 3.3x3.3（即尺寸更小的 SuperSO8，简称 S3O8）封装的新型 OptiMOS™ 6 100 V 提供多种 $R_{DS(on)}$ 。英飞凌广泛的产品组合让系统设计人员更加便利：大间隔 $R_{DS(on)}$ 可用来优化设计，覆盖各种应用。

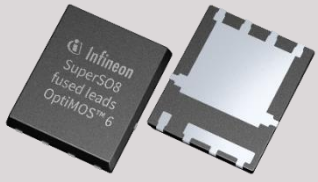

封装	产品名	$R_{DS(on),max} [m\Omega]$ @ $V_{GS}=10\text{ V}$
SuperSO8 5x6 	ISC022N10NM6	2.2
	ISC027N10NM6	2.7
	ISC030N10NM6	3.0
	ISC060N10NM6	6.0
	ISC080N10NM6	8.0
	ISC230N10NM6	22.0
PQFN 3.3x3.3 	ISZ080N10NM6	8.0
	ISZ230N10NM6	22.0

图 38 OptiMOS™ 100 V 产品组合

4 总结

本文档介绍了新型 OptiMOS™ 6 100 V 系列 MOSFET。英飞凌凭借其在先进的沟槽 MOSFET 设计方面 20 多年的经验开发出新技术，采用完全重新设计的元胞结构，实现业界最佳的 FOM。最新 OptiMOS™ 技术的所有相关 FOM 都得到了改进，从而得到适用于高开关频率 SMPS 应用的优化器件。

随着器件显著改进，新型 OptiMOS™ 6 100 V 可极大提高系统效率和可靠性。最重要的是显著降低了导通电阻和栅极电荷。再加上 OptiMOS™ 6 100 V 低输出电荷，提供最低的开关损耗，提高所有线电压和负载条件下的系统效率和安全裕度，从而满足通信电源领域的苛刻要求。新型 OptiMOS™ 6 100 V 具有优化的传输特性以及较低的温度系数。此特性还能带来更宽的 SOA，最终使最新的沟槽 MOSFET 技术可应用于 BPA 电池开关等应用。

OptiMOS™ 6 100 V 具备最全面的产品组合，包括一系列 $R_{DS(on)}$ 和两种封装，SuperSO8 和 PQFN 3.3x3.3。使新设计具有很大的灵活性，可使现有的设计性能升级，比如替代现有的 MOSFET 解决方案，提高效率并简化散热管理。

5 参与人员

感谢加利福尼亚 El Segundo 的英飞凌电信应用研发团队，他们负责开发本档中介绍的测试平台，在各种应用中进行对比测试，并提供相关的测量数据。

- [1] Infineon Technologies AG. (2017, 5.) Application note: “**Linear mode operation and safe operating diagram of power MOSFETs**” .
- [2] Infineon Technologies AG.(2017, 7.)Application note: “**Linear FET combines advantages of planar and trench MOSFETs**” .
- [3] ETSI. (2016, 10.) EN 300 132-2 Power supply interface at the input to telecommunications and datacom (ICT) equipment; Part 2: Operated by -48 V direct current (DC).
- [4] GSMA Intelligence. (2020, 11.) 5G energy efficiencies: green is the new black.
- [5] MTN Consulting, LLC. (2020, 03.) Operators facing power cost crunch.
- [6] Huawei Technologies Co., Ltd. (2019, 02.) 5G power whitepaper.
- [7] The Paris Agreement: <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement/the-paris-agreement>.
- [8] GSMA. (2021, 04.) Mobile Net Zero: State of the Industry on Climate Action 2021.
- [9] Source: Eurostat
- [10] Infineon Technologies AG. (2020, 6.) Application note: “**The XDPP1100 digital power supply controller**” .
- [11] Infineon Technologies AG. (2021, 8.) Application note: “**XDPP1100 two-phase interleaved buck-boost**” .



修订历史

文档版本	发布日期	变更说明
版本 1.0	2022-01-20	首次发布

商标

所有引用的产品或服务名称和商标均是其各自所有者的财产。

版本 2022-01-20

发布者

英飞凌科技股份有限公司
德国慕尼黑 81726

© 2022 英飞凌科技股份有限公司
保留所有权利。

您对本文档有疑问吗？

电子邮箱: erratum@infineon.com

文档参考

AN_2111_PL51_2111_105141

重要提示

本应用说明给出的任何信息仅作为应用英飞凌产品的提示，在任何情况下均不应视为对我们产品的任何功能、条件或质量的描述或保证。在应用产品前，接收方必须验证本应用说明中所述的功能及其他技术信息在实际应用中的正确性。英飞凌科技特此声明不对本应用说明中所提供的任何及所有信息给予任何及所有形式之保证或负任何及所有形式之责任（包括但不限于没有侵犯任何第三方的知识产权）。

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。

如需了解产品、技术、交付条款与条件和价格的更多信息，请联系距离您最近的英飞凌科技办公室 (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，请联系距离您最近的英飞凌科技办公室。

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。