

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™

EVAL_3K3W_BIDI_PSF

关于本文档

作者：

Matteo-Alessandro Kutschak, Escudero Rodriguez Manuel

范围和目的

本文介绍了 Infineon Technologies AG 针对 3300W 双向 DC-DC 变换器提供的完整系统解决方案，在降压模式下可实现 98%的效率，在升压模式下可实现 97%的效率。EVAL_3K3W_BIDI_PSF 板是一个通过具有双向功能的移相全桥(PSF)拓扑块实现电信级输出的 DC-DC 级主板。

本文介绍了完整 SMD 解决方案中采用 CoolMOS™ CFD7 和 OptiMOS™ 5 的板与创新型冷却概念。

用于 3300W 双向 PSFB 的英飞凌组件包括：

- [600 V CoolMOS™ CFD7](#) 超结 (SJ) MOSFET
- [150 V OptiMOS™ 5](#) 同步整流器 (SR) MOSFET
- [2EDS8265H](#) 安全隔离和 [2EDF7275F](#) 功能隔离栅极驱动器(EiceDRIVER™)
- [XMC4200-F64k256AB](#) 微控制器
- [ICE5QSAG](#) CoolSET™ 准谐振(QR)反激式控制器
- [800 V CoolMOS™ P7](#) 超结 (SJ) MOSFET
- 第六代 CoolSiC™ 肖特基二极管 650 V([IDH08G65C6](#))
- 中等功率肖特基二极管 [BAT165](#)
- [IFX91041EJV33](#) DC-DC 降压稳压器



图 1 3300 W 双向 PSFB

目标受众

本文档适用于希望改进其高压应用以实现更高功率密度和最高能效的 SMPS 设计人员及工程师。

目录

目录

关于本文档	1
-------------	---

目录 2

1 背景和系统描述	4
1.1 系统描述.....	5
1.2 主板介绍.....	6
1.3 CoolMOS™CFD7	7
1.3.1 CoolMOS™CFD7 $R_{DS(on)}$ 对比	9
1.3.2 CoolMOS™ CFD2 比较	11
1.4 变压器.....	13
1.5 冷却解决方案.....	15
1.6 EiceDRIVER™ 2EDSx 加强隔离, 2EDFx 功能隔离栅极驱动器.....	16
1.7 验证设置.....	19
1.7.1 降压模式	19
1.7.2 升压模式	19
2 降压模式结果.....	21
2.1 规格和测试结果.....	21
2.2 性能和稳态波形.....	21
2.2.1 高压全桥	21
2.2.2 同步整流器	23
2.2.3 动态响应	23
2.2.4 启动	24
2.2.5 突发模式	25
2.2.6 恒定功率限制	25
2.3 热成像图.....	26
3 升压	28
3.1 操作.....	28
3.2 性能和稳态波形.....	28
3.2.1 高压全桥	28
3.2.2 低压电桥	29
3.2.3 启动	30
3.2.4 突发模式	31
3.3 热成像图.....	32
4 用户界面	34



目录

5 总结36

6 电路图.....37

7 物料清单 (BOM).....41

8 参考文献44

修订记录 45

1 背景和系统描述

近年来 SMPS 的发展趋势是提高功率密度，优化成本。若要实现这种更高的功率密度，高效率是一个关键参数，因为必须尽量减少散热。

为了实现这个目标，像 LLC 这样的全谐振拓扑通常被认为是该功率范围和电压类别中的最佳方法[5]。不过，3300W 双向 PSFB 是一个很好的示例，充分展现了半导体技术和控制算法的改进如何使一个简单和众所周知的拓扑块（如 PSFB）达到传统上认为无法达到的高效率水平。

此外，对于双向 DC-DC 级结构，采用 LLC 或双有源桥拓扑结构将是最常见的方法[4]。我们在此证明，由于数字控制的灵活性，传统的 PSFB 拓扑模块可以作为双向 DC-DC 变换器使用，而无需更改标准的 PSFB 设计。

图二中所示效率可以通过使用表面贴装器件(SMD)封装中的同类最佳 600 V CoolMOS™CFD7 以及 150 V OptiMOS™5 同步整流器实现。这些半导体技术的出色性能、完整 SMD 解决方案的创新型冷却概念和堆叠式磁结构可实现 4.34 W/cm³ (71.19 W/in³) 的功率密度。由于生产公差的原因，在所示结果中可以看到效率变化在 0.1% 范围内。

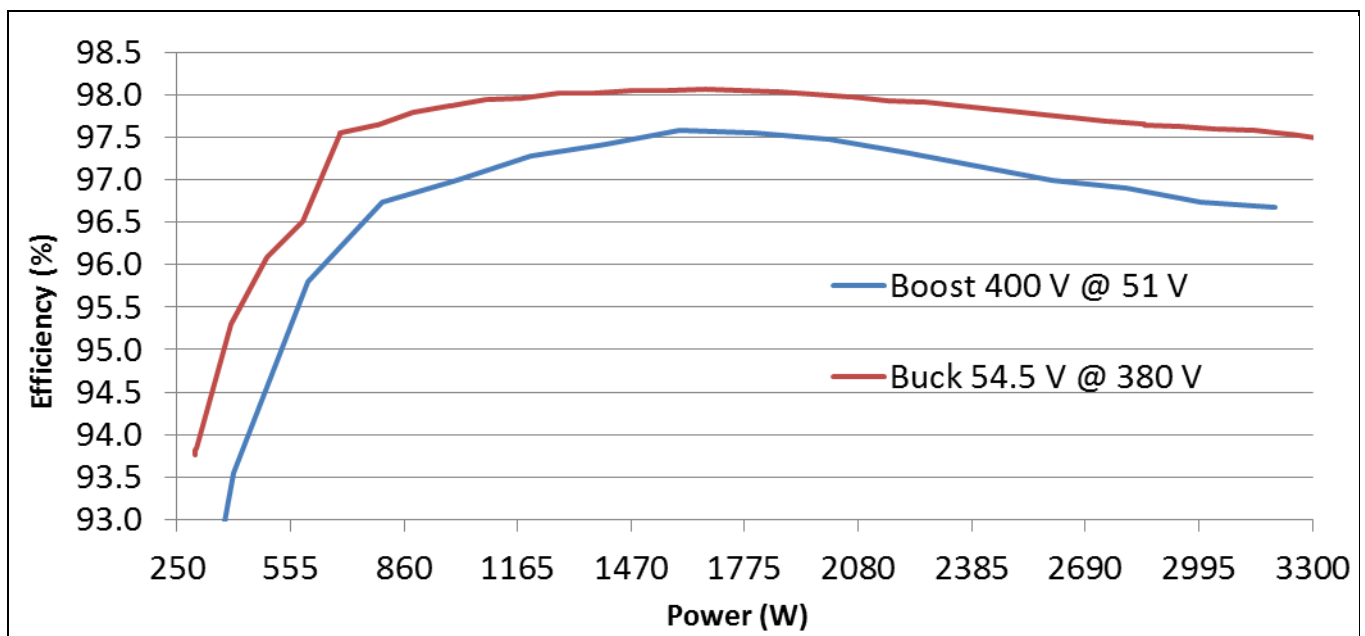


图 2 双向 3300 W PSFB 的测量效率（含风扇消耗）

3300W 双向 PSFB 是一款 DC-DC 变换器，采用英飞凌功率半导体以及英飞凌驱动器和控制器开发而成。用于实现 3300W 双向 PSFB 的英飞凌器件包括：

- 75 mΩ 600 V CoolMOS™CFD7 (IPL60R075CFD7)，高压电桥
- 9.3 mΩ 150 V OptiMOS™5，采用超级 SO-8 封装(BSC093N15NS)，低压电桥
- 2EDS8265H 安全隔离和 2EDF7275F 功能隔离栅极驱动器(EiceDRIVER™)
- ICE5QSAG QR 反激式控制器，配有外部 800 V CoolMOS™P7 4.5Ω (IPU80R4K5P7)，用于辅助电源[2]
- 用于实现控制的 XMC4200 微控制器(XMC4200-F64k256AB)
- 第六代 CoolSiC™ 肖特基二极管 650V(IDH08G65C6)
- 中等功率肖特基二极管 BAT165
- IFX91041EJV33 DC/DC 降压稳压器

背景和系统描述

本文将介绍 3300W 双向 PSFB 的系统和电路板以及其规格和主要测试结果。有关英飞凌半导体的更多信息，请访问[英飞凌](#)网站，以及英飞凌[评估板](#)搜索设计工具，以及所使用组件的相关网站：

- [CoolMOS™](#) 功率 MOSFET
- [OptiMOS™](#) 功率 MOSFET
- [栅极驱动器 IC](#)
- QR [CoolSET™](#)
- [XMC™](#) 微控制器
- [CoolSiC™](#) 肖特基二极管

1.1 系统描述

EVAL_3K3W_BIDI_PSFB 设计包含一个带有全桥配置 SR 的 PSFB(图三)。

该控制在 XMC4200 英飞凌微控制器中实现，其中包括具有峰值电流模式控制、突发模式操作、输出过流保护(OCP)、过电压保护(OVP)、软启动、SR 控制、自适应计时（桥接和同步整流器）和串行通信接口。有关 XMC™ 4000 系列中 PSFB 的数据控制实现及其更多功能的详细信息，请参阅[1]，[2]。

该变换器的额定输出电压是电信级电压(54.5 V)或 48V 电池充电器的工作范围电压（60V 至 40V）。该层级的额定输入电压为 400V，而满负荷时（54.5V 的额定输出电压）可调至 360V，为 AC-DC 变换器的设计部分提供了维持时间。

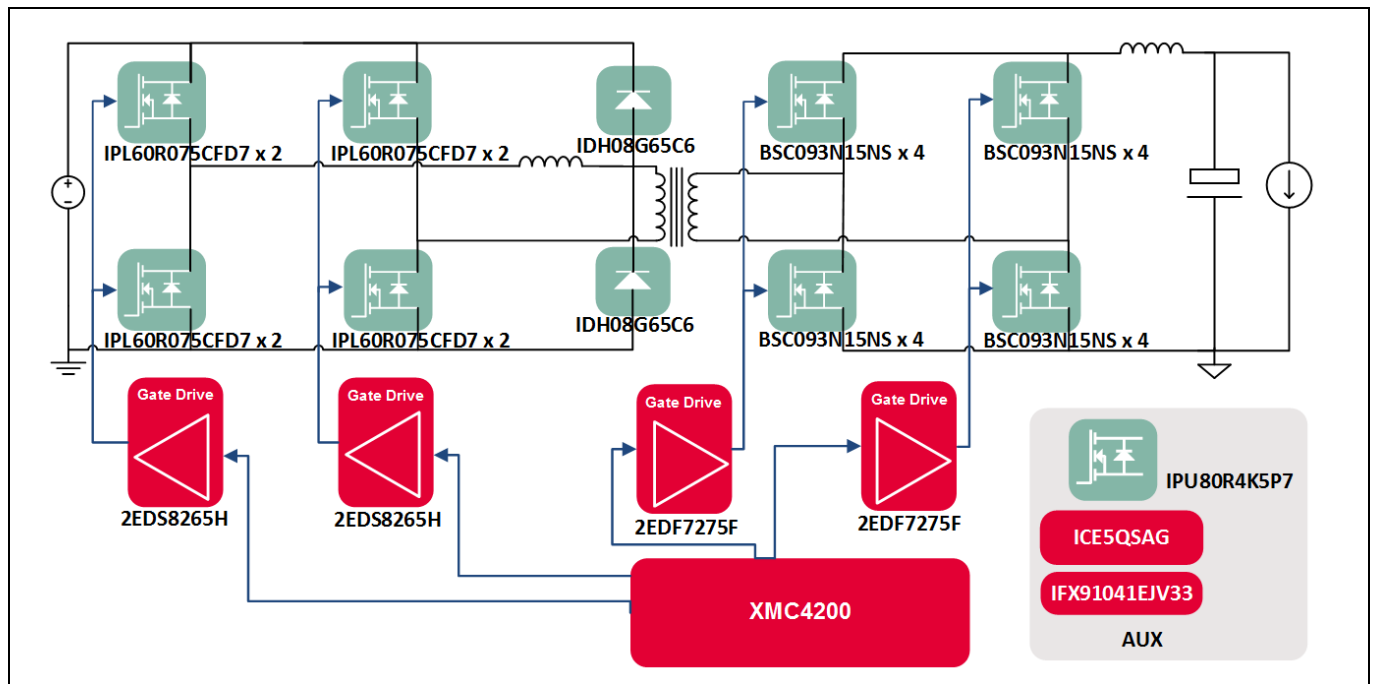


图 3 3300W 双向 PSFB ([EVAL_3K3W_BIDI_PSFB](#)) - 显示使用的英飞凌半导体的简化图

变换器的开关频率为 100kHz。该设计针对 110 kHz 至 90 kHz 范围内的频率进行了优化，可以从负载点为 40%、50%和 60%的效率与频率估算曲线中看出（图四）。

背景和系统描述

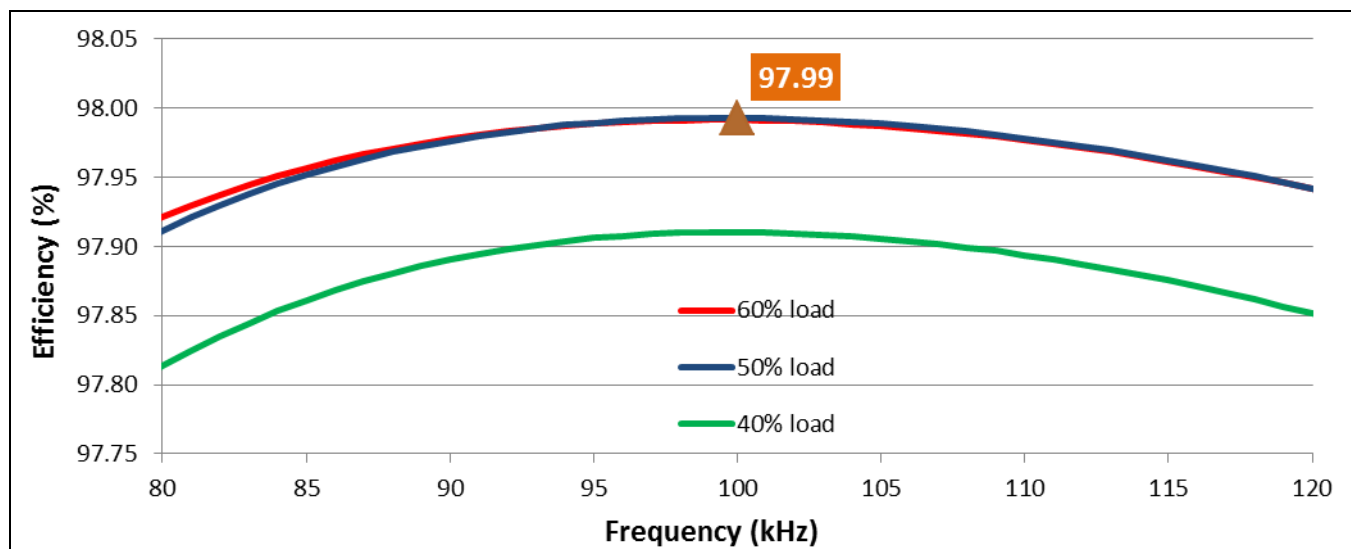


图 4 对于感兴趣的负载点，在不同开关频率（不考虑风扇消耗）下，降压模式中的 3300W 双向 PSFB 的估计效率

1.2 主板介绍

图五显示了 3300W 双向 PSFB 上不同组件的位置。封装在外壳中的主板外部尺寸为 208 mm x 83 mm x 44 mm，功率密度范围为 4.34 W/cm³ (71.19 W/in³)。

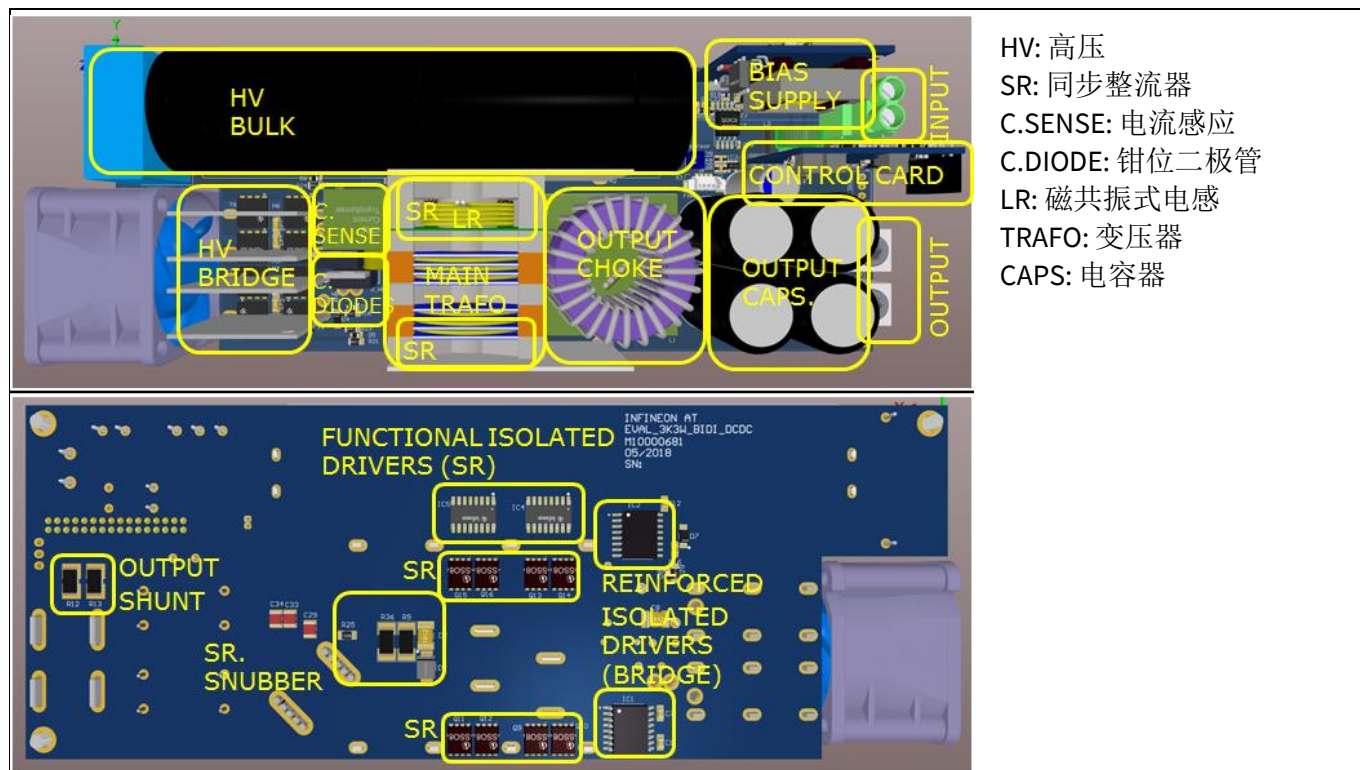


图 5 使用英飞凌 CoolMOS™CFD7 和 OptiMOS™5 在 3300W 双向 PSFB 中不同部分的位置

背景和系统描述

通过估算变换器沿负载损耗的总体分布，证明变压器和其他磁性元件是主要的损耗源(图六)。600V CoolMOS™CFD7 和 150V OptiMOS™5 两个半导体产品是同类中性能最佳的部件，对开关的传导损耗具有良好的平衡。

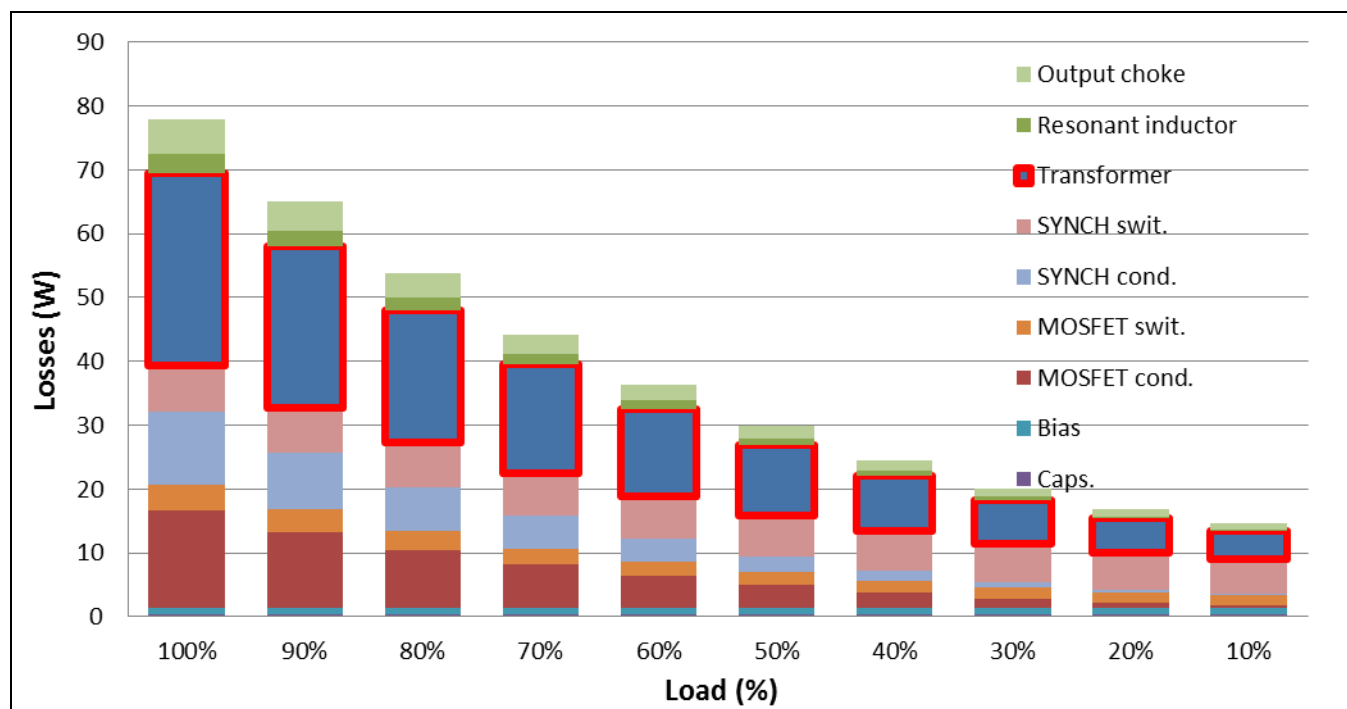


图 6 在降压模式下，3300W 双向 PSFB 的整体损耗分析

如图六中所强调的那样，半导体的优异性能使得磁损耗在大多数变换器工作条件下的损耗中占了很大的比例。

1.3 CoolMOS™CFD7

IPL60R075CFD7 代表采用 ThinPAK 封装的 75 mΩ600 V CoolMOS™CFD7，是英飞凌最新、性能最佳的快速体二极管器件。

IPL60R075CFD7 在所有负载范围内都具有较低的损耗贡献，并且对 50%负载点的开关损耗具有良好的传导平衡，在优化该负载点的高峰值效率时成为合适的器件和 $R_{DS(on)}$ 级别(图七)。

背景和系统描述

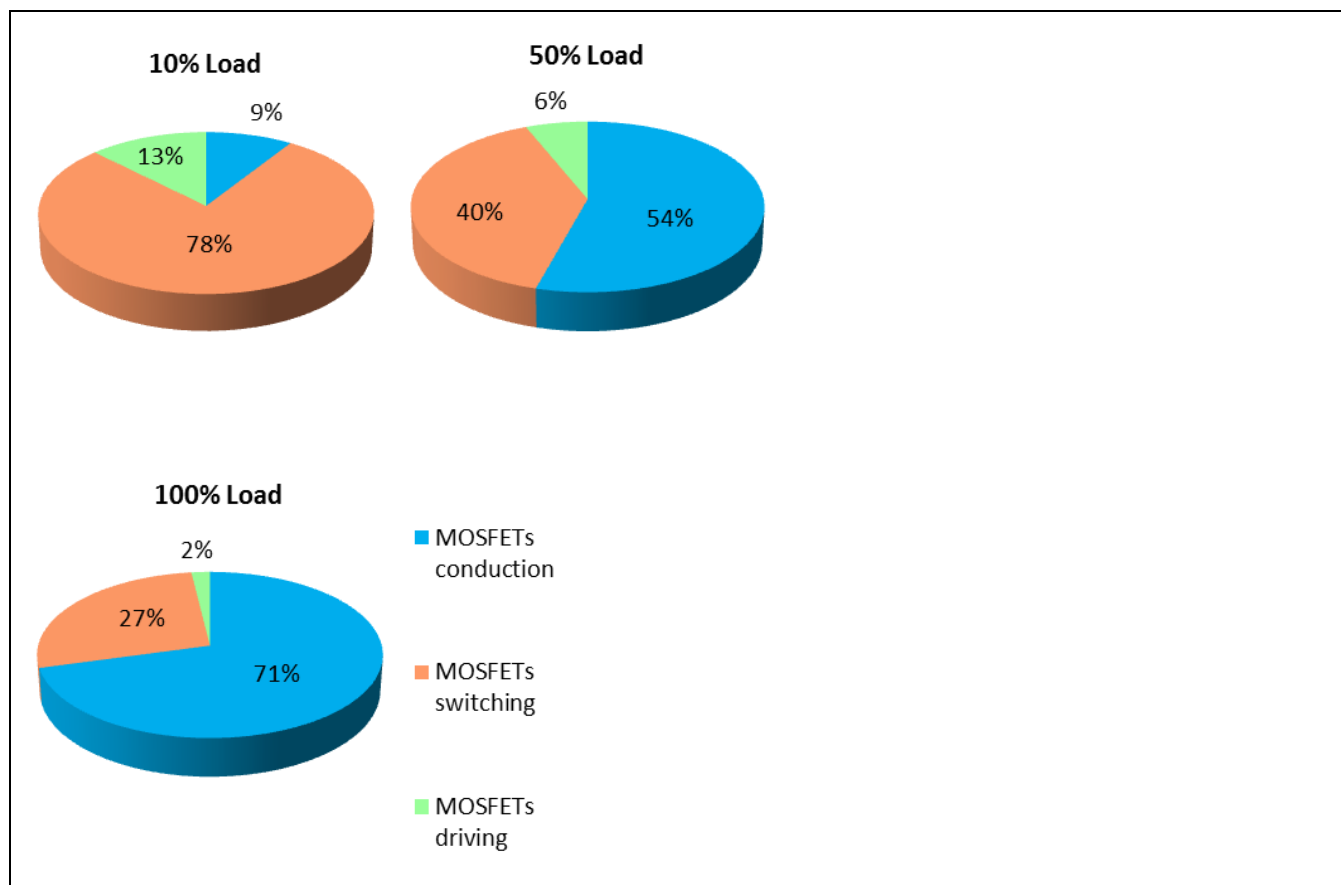


图 7 在降压模式下，IPL60R075CFD7 在 3300W 双向 PSFB 中沿负载的损耗分布（MOSFET 影响百分比）

为了更好地分配功率损耗和改善 SMD 器件的冷却性能，高压电桥的每个位置由两个并联的 IPL60R075CFD7 组成(图八)。这种配置实现了将标称 $R_{DS(on)}$ 减半的优势以及在较低温度下运行器件的额外优势（温度导致的 $R_{DS(on)}$ 增加较低）。

驱动电路包括一个用于两个器件的单个外部电阻，因为 IPL60R075CFD7 包含一个嵌入式 R_g (5.9 Ω) - 足够大，可在此应用中实现安全并联操作。

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™



背景和系统描述

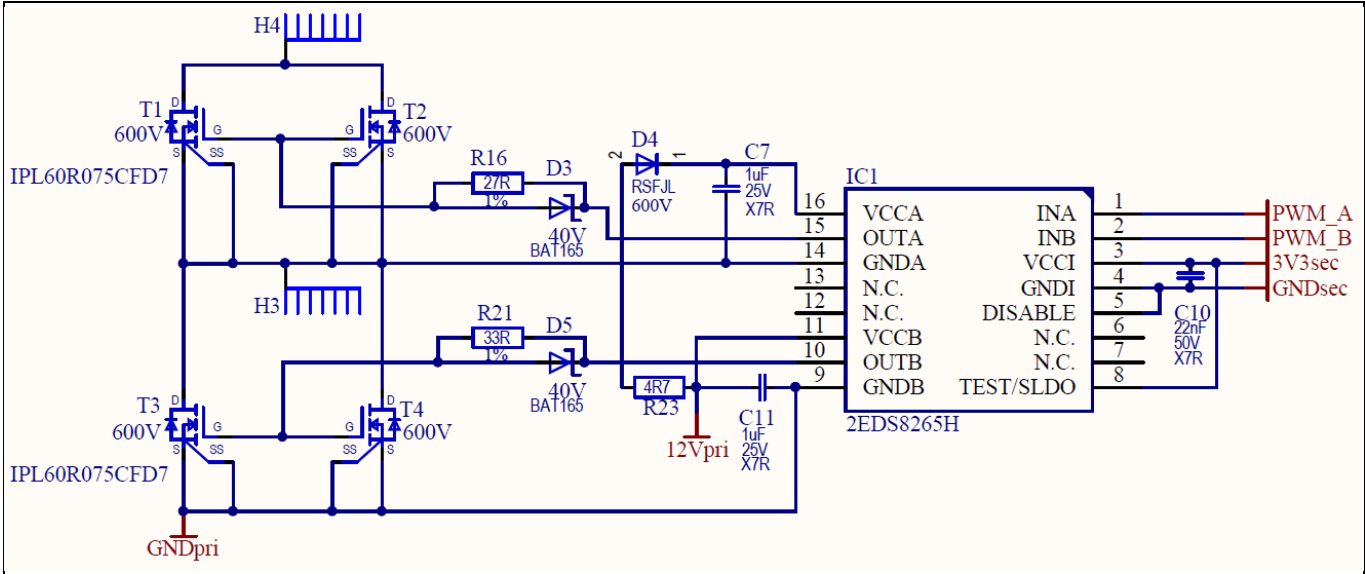


图 8 并联 IPL60R075CFD7 的驱动配置（半桥原理图）

1.3.1 CoolMOS™CFD7 $R_{DS(on)}$ 对比

采用 SMD ThinPAK 封装(图九)的 CoolMOS™ CFD7 当前产品系列范围为 225 mΩ（最大）至 60 mΩ（最小）（同类最佳器件）。


	600 V CoolMOS™ CFD7 SJ MOSFET			
	$R_{DS(on)}$ [Ω]	ThinPAK 8x8	$R_{DS(on)}$ [Ω]	ThinPAK 8x8
	225*	IPL60R225CFD7*	115	IPL60R115CFD7
	185	IPL60R185CFD7	95	IPL60R095CFD7
	160	IPL60R160CFD7	75	IPL60R075CFD7
	140	IPL60R140CFD7	60	IPL60R060CFD7

图 9 ThinPAK $R_{DS(on)}$ 产品组合中的 CoolMOS™CFD7*即将发布。

在此设计中，将 IPL60R075CFD7 作为 100%、50%和 10%负载点性能之间的最佳选择。不过，当需要提高变换器某些工作点的性能时，其他 $R_{DS(on)}$ 可以用于不同的损耗分布。

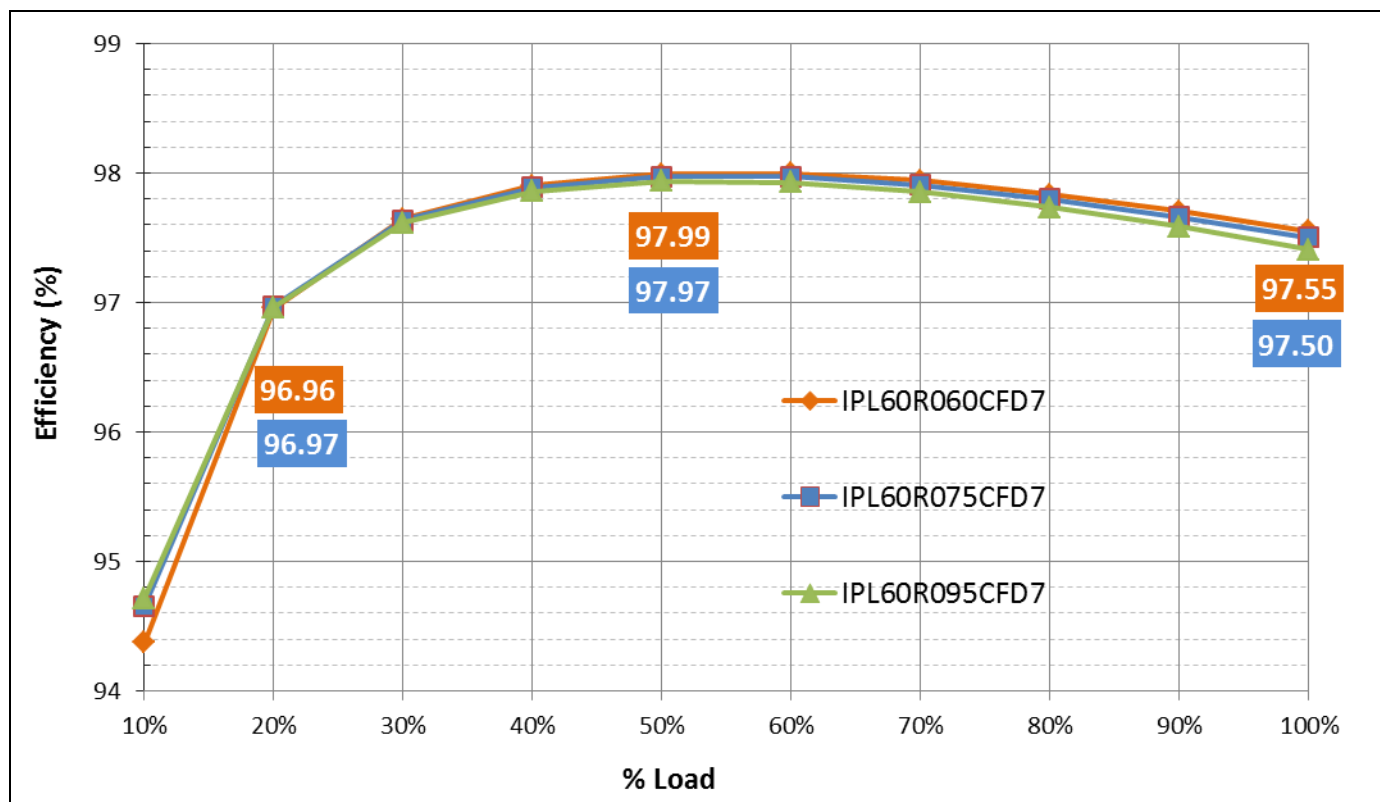


图 10 降压模式下 3300W 双向 PSFB 与 ThinPAK 中不同 CoolMOS™ CFD7 $R_{DS(on)}$ 的估计效率

例如，我们在这里给出了产品组合中可用的三个不同 $R_{DS(on)}$ 级别的估计性能：IPL60R075CFD7（目前用于设计中的器件），IPL60R095CFD7（单步较高 $R_{DS(on)}$ ）和 IPL60R060CFD7（单步较低 $R_{DS(on)}$ ）。

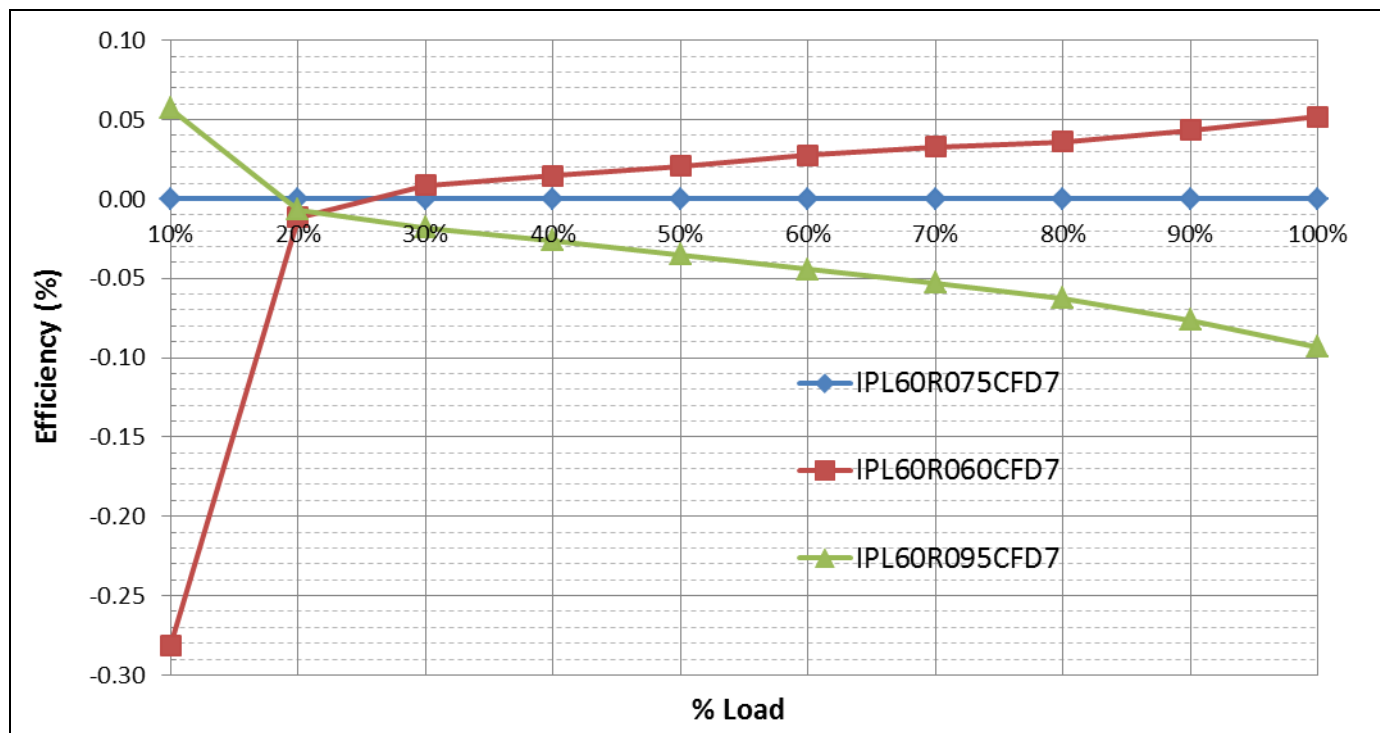


图 11 降压模式下 3300W 双向 PSFB 与 ThinPAK 中不同 CoolMOS™ CFD7 $R_{DS(on)}$ 的不同估计效率

背景和系统描述

从图 12 中，我们可以看到三个主要工作点的估计损耗以及它们如何平衡不同的 $R_{DS(on)}$ 。虽然 50% 和 10% 的损耗与 100% 的损耗相比差别很小，但对效率的影响仍然很明显，如图 11 中所示。

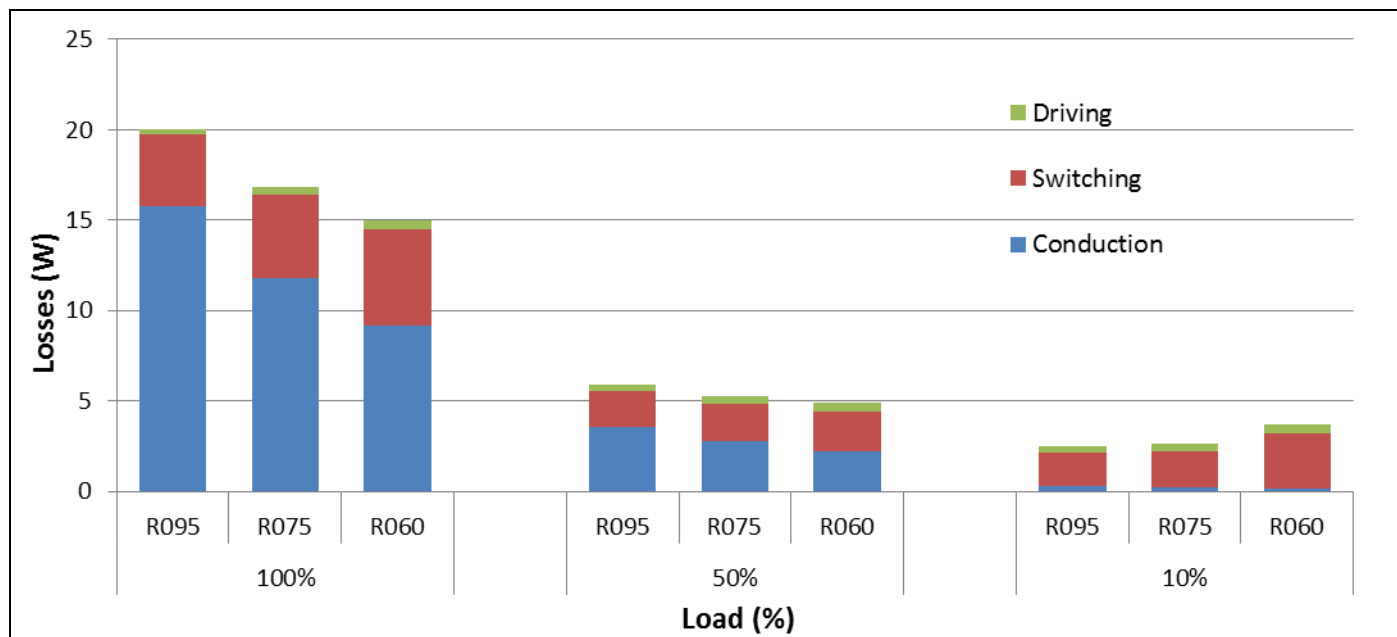


图 12 降压模式下 3300W 双向 PSFB 与 ThinPAK 中不同 CoolMOS™ CFD7 $R_{DS(on)}$ 的估计损耗分布

1.3.2 CoolMOS™ CFD2 比较

采用 SMD ThinPAK 封装的 CoolMOS™ CFD2 当前产品系列范围为 725 mΩ（最大）至 165 mΩ（最小）（同类最佳器件）。

作为技术之间公平比较的替代，我们可能需要使用 8 倍 IPL65R165CFD 来达到大约 41mΩ 的等效 $R_{DS(on)}$ ，而两倍的 IPL60R075CFD7 来实现大约 37 mΩ 的等效 $R_{DS(on)}$ 。

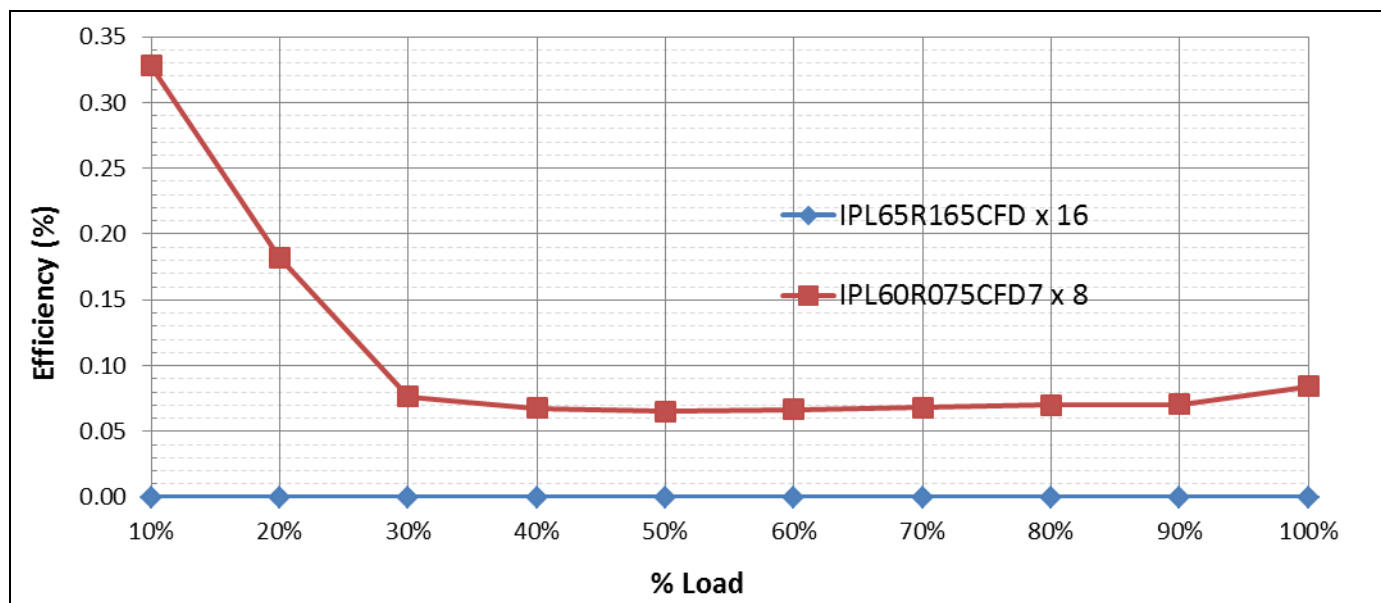


图 13 降压模式下 3300W 双向 PSFB 与 CoolMOS™ 快速体二极管技术的不同估计效率

背景和系统描述

得益于 CFD7 技术的品质因数(FOM)，我们可以在中等负载和满载时实现更低的 $R_{DS(on)}$ ，而不会在轻负载和中等负载时造成开关损耗。因此，当将 CFD7 与 CFD2 器件进行比较时，变换器在所有负载范围内的性能都表现更好(图 13 和图 14)。

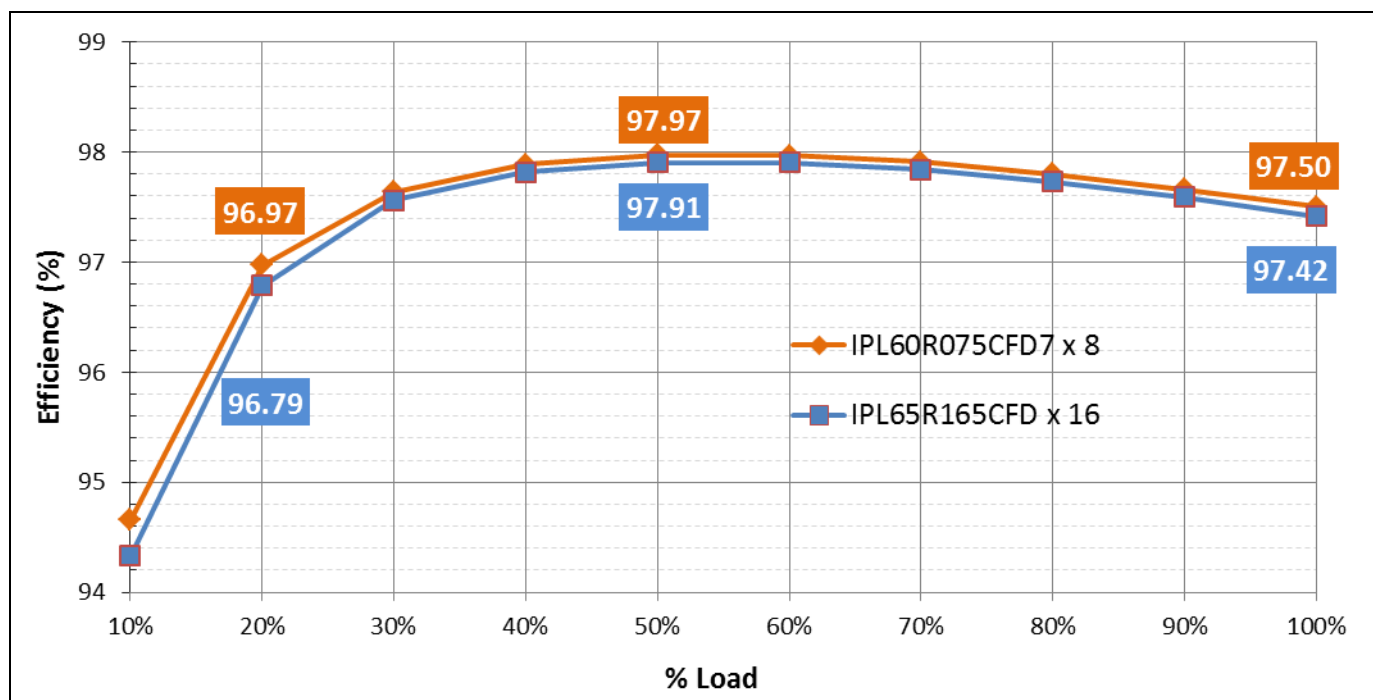


图 14 降压模式下 3300W 双向 PSFB 与 CoolMOS™ 快速体二极管技术的估计效率

图 15 显示主要工作点的损耗分布。CFD7 的较低输入和输出电荷使其具有较低的开关和驱动损耗，即使使用较低的等效 $R_{DS(on)}$ 也是如此。

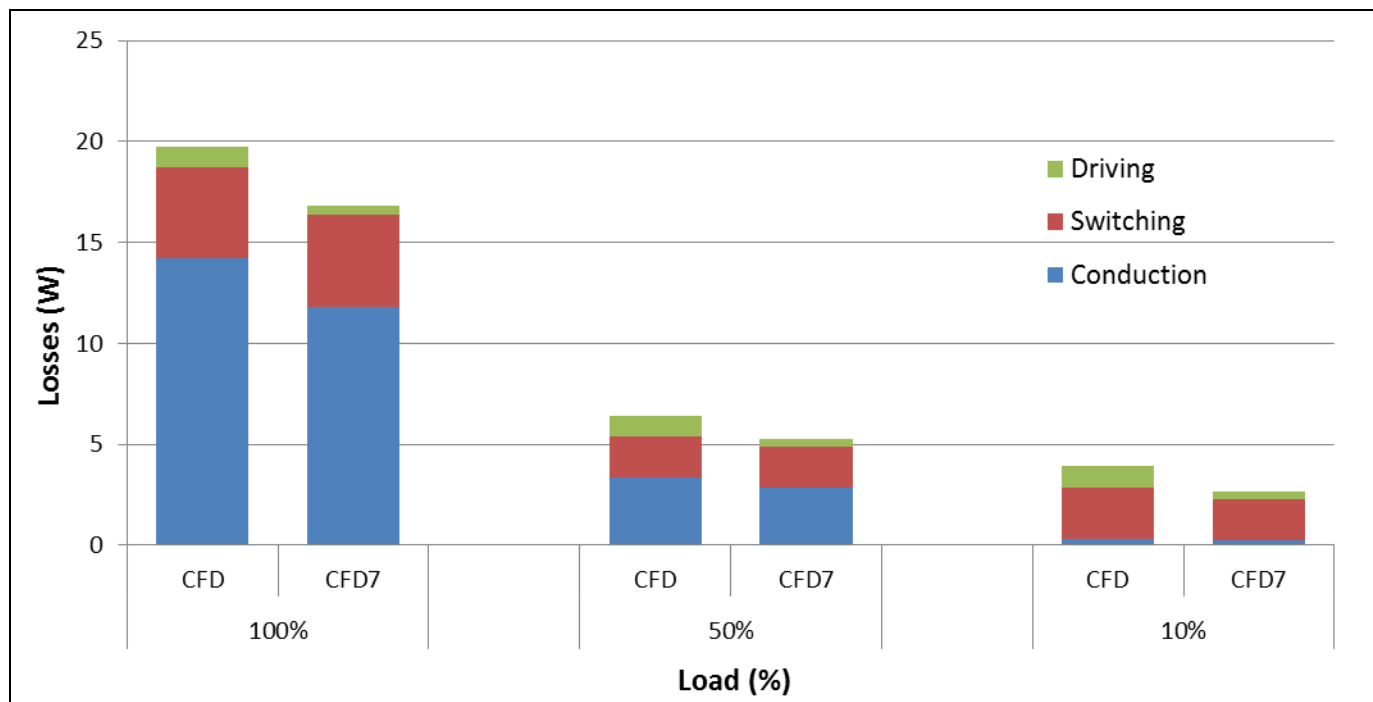


图 15 降压模式下 3300W 双向 PSFB 与 CoolMOS™ 快速体二极管技术的估计损耗分布

背景和系统描述

1.4 变压器

主变压器的匝数比为 21 个初级至 4 个次级，在标称条件下（400V 输入，54.5V 输出）有效率为 71.7%，在 100kHz 开关频率下为 3.59 μ s。

最大磁通量峰值（稳态）约为 0.19T，远低于所选芯材饱和磁通密度：来自 DMEGC 制造商的 DMR95。

变压器在 DMEGC 制造商的 PQI35/23 铁芯几何结构上有一个平面状结构。初级绕组采用制造商古河电气生产的直径为 0.3 mm 的七股绞合三层绝缘线实现。次级绕组由平行镀锡铜板制成，厚度为 0.6 mm。

图 16 显示全堆叠式磁结构的估计损耗分布。请注意，由于变换器的特性，变压器的铁芯损耗在负载过程中几乎是恒定的（除了材料的温度依赖性之外）。

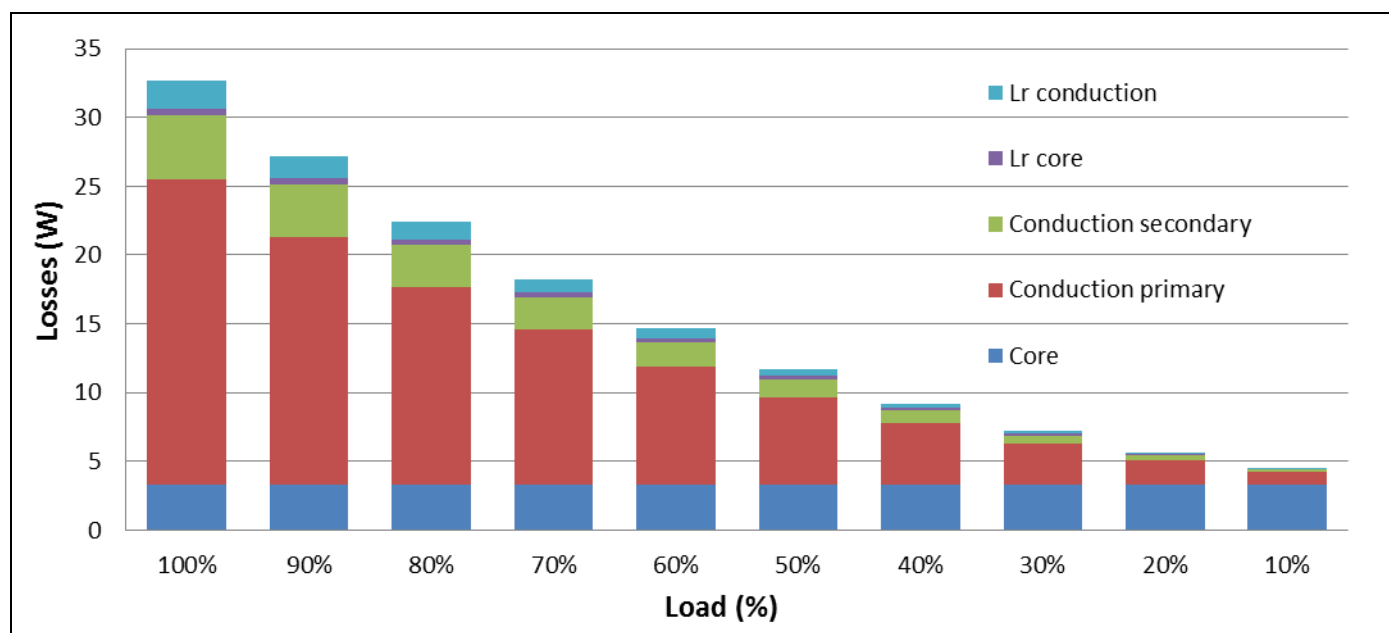


图 16 堆叠式磁结构损耗的估计分布：变压器和磁共振式电感

铁芯的绕组技术和几何形状实现了良好的耦合（低泄漏，500 nH 左右），而且绕组内和绕组间电容相对较低（与全平面实现相比）。初级绕组和次级绕组的交叉实现了几乎全部的窗口利用率，并且使接近损耗最小化（由于 PSFB 梯形波形的性质，在开关频率和高阶谐波处），如图 17 所示。

背景和系统描述

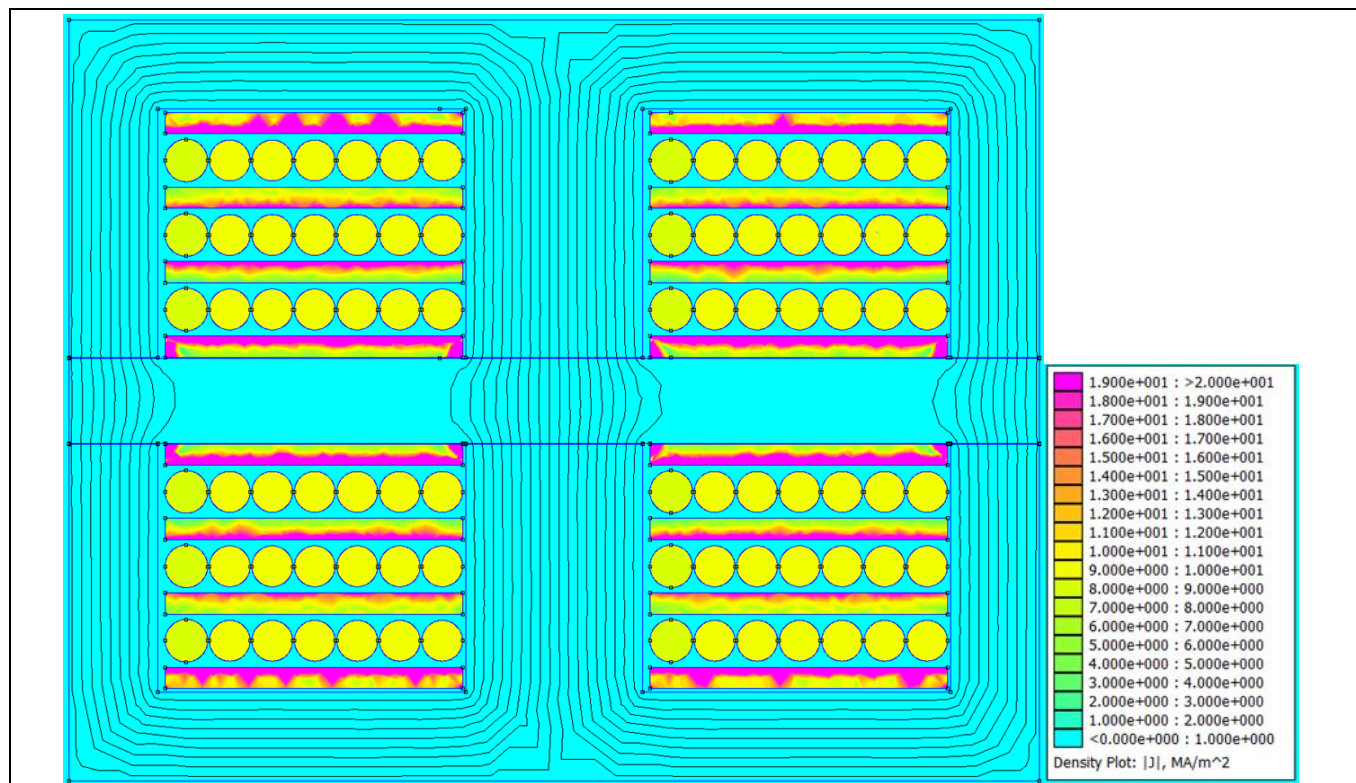


图 17 主变压器电流密度分布 - 有限元模拟（有限元法电磁学(FEMM)）

主变压器由两个并联的集成变压器组成。由于集成设计，磁通量在部分铁芯中被抵消，从而对铁芯损耗产生影响(图 18)。

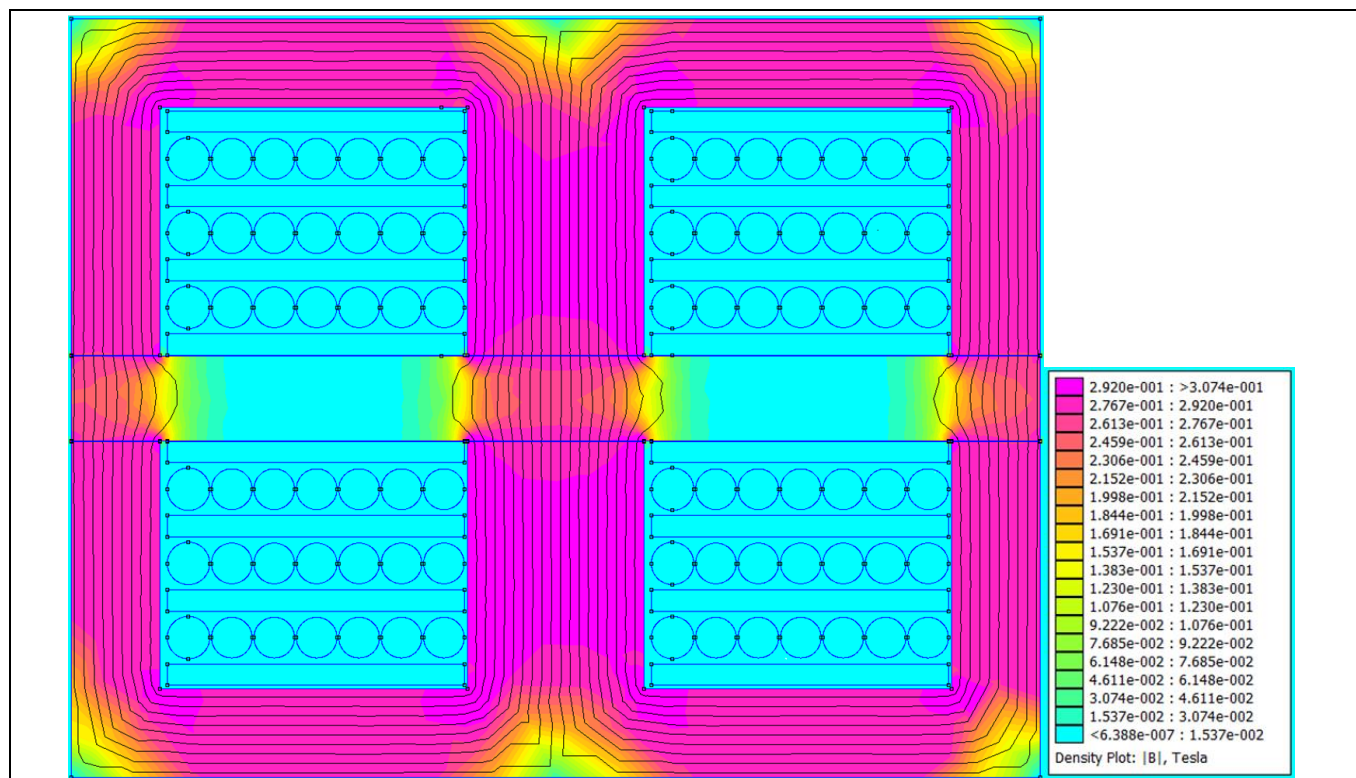


图 18 主变压器磁通密度分布 - FEMM

1.5 冷却解决方案

针对完整 SMD 设计提出的冷却解决方案包括用于高压电桥器件的一套四个铜板和用于 SR 低压器件的两个铜板。变压器的结构，其中次级绕组由铜板构成，也是次级侧低压器件散热器的一部分。

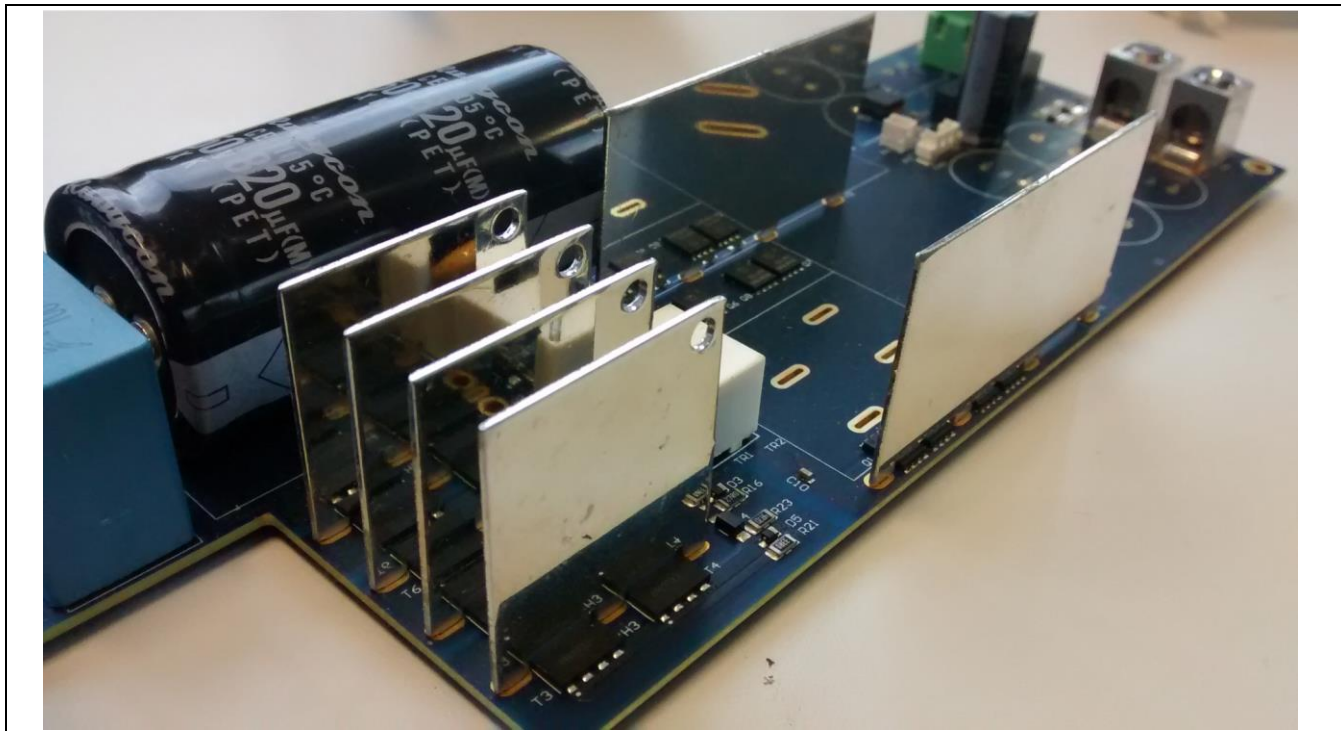


图 19 位于部分组装的 PSFB 3300W 变换器板上的高压电桥器件和低压次级器件的散热器

一台风扇从机组中抽出空气，由于它们的结构，这些空气会沿着高压电桥散热器不间断地流动。这样可以保持低气压，最大限度地提高空气流通能力。可以根据负载调整风扇速度，以获得最佳效率（参见图 20），因为轻负载时需要的冷却力较小。

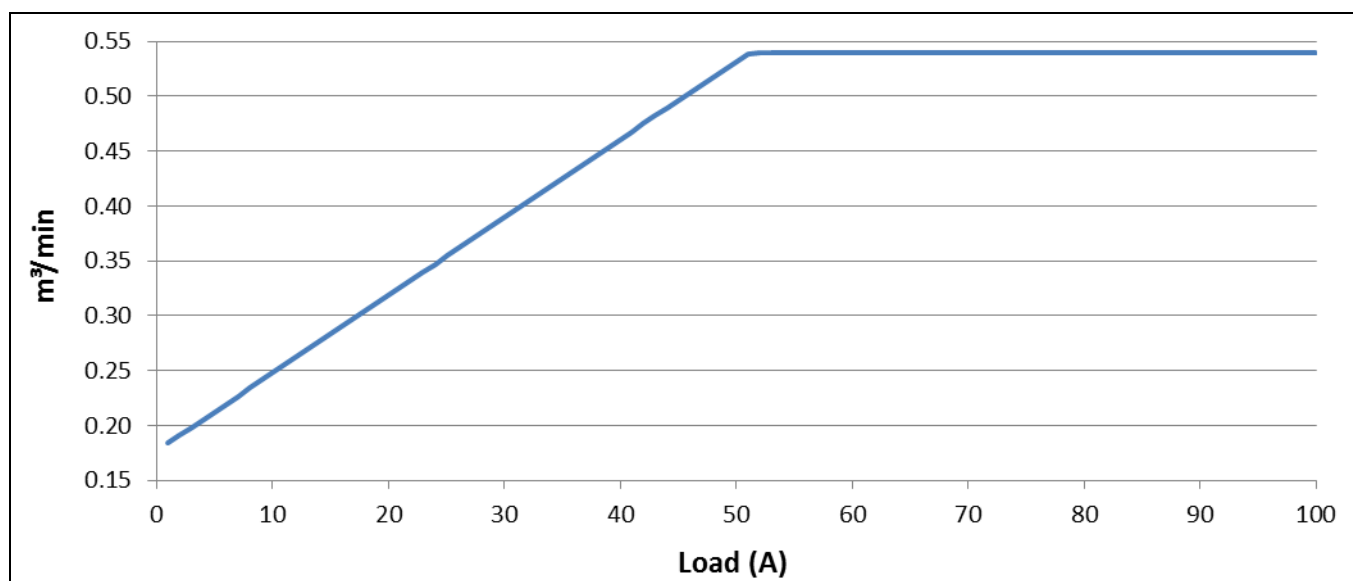


图 20 基于变换器负载的风扇气流（假设风扇在低压下工作）

背景和系统描述

基于高压电桥器件（8 x IPL60R075CFD7）的损耗估计，在满载时约为 16.4W（考虑开关损耗和传导损耗，但不考虑驱动损耗，因为大部分驱动损耗都耗散在外部 R_g 和驱动器上），有些每个器件约为 2.05W，器件封装表面的测量温度（参见图 21）约为 35°C，我们可以估算所提出的冷却解决方案的热阻抗，从高压电桥器件的接头到空气之间的范围为 5.5°C/W。

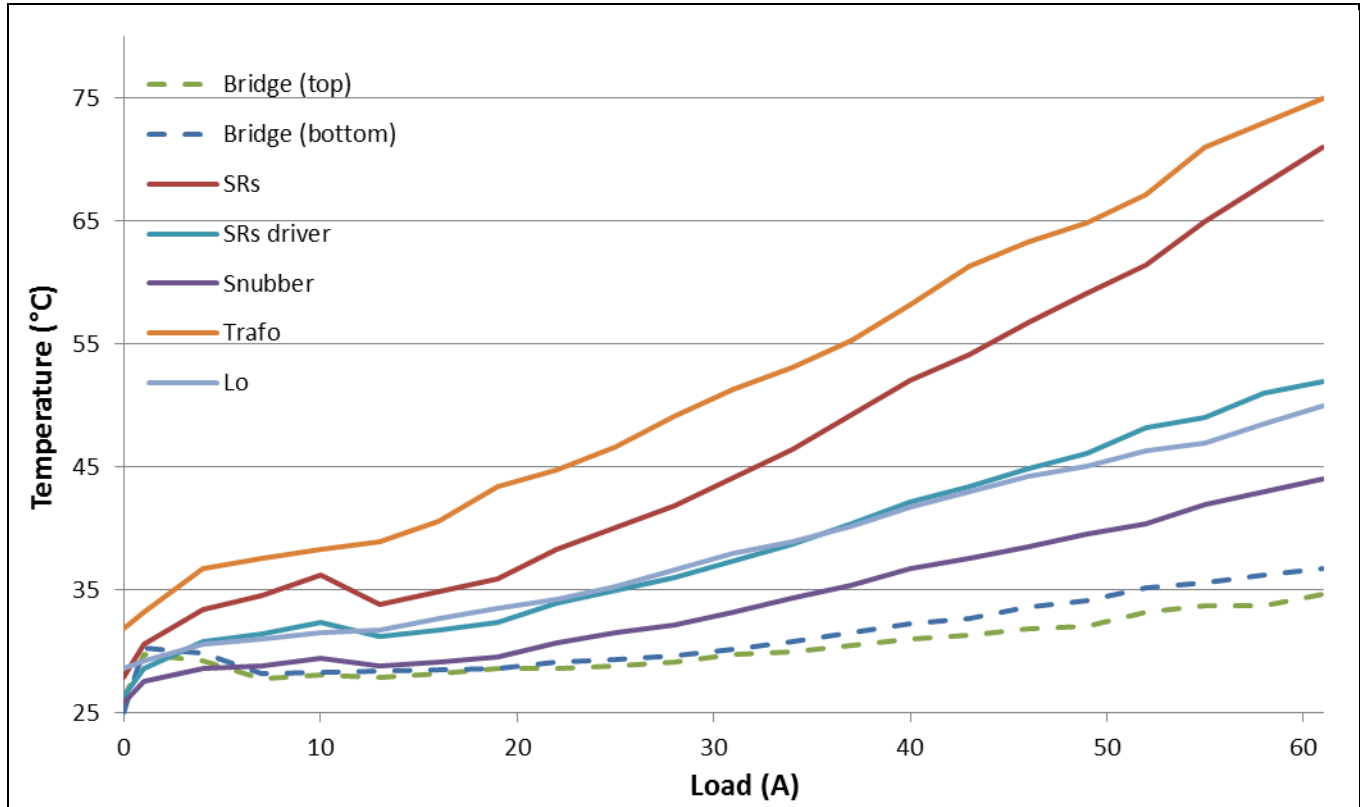


图 21 在 25°C 室温下，打开外壳时，测量的 PSFB 3300W 变换器温度

由此可见，所提出的冷却解决方案不仅有效，而且易于制造和组装、成本低。

1.6 EiceDRIVER™ 2EDSx 加强隔离，2EDFx 功能隔离栅极驱动器

EiceDRIVER™ 2EDi 是一系列快速双通道隔离 MOSFET 栅极驱动器，通过无芯变压器(CT)技术提供功能 (2EDFx)或加强(2EDSx)输入至输出隔离。由于高驱动电流、出色的共模抑制和快速信号传播，使 2EDi 特别适合在具有以下功能的快速开关电源系统中驱动中高压 MOSFET (CoolMOS™, OptiMOS™)。

- 4A / 8A 或 1A / 2A 灌/拉输出电流

EiceDRIVER™ 系列的低阻抗输出层级允许在这种拓扑结构中快速导通和关断高压电桥 CoolMOS™（两个并联），具有隔离栅极驱动器的最佳拉电流电阻（4A 拉电流为 0.85 Ω）和灌电流电阻（8A 灌电流为 0.35 Ω）。

- PWM 信号传输延迟，典型 37ns，具有 3ns 的通道到通道偏差以及+7/-6 ns 传输延迟偏差

隔离栅极驱动器 2EDS8265H 和 2EDF7275F 可以提供典型的 37ns 传输延迟并在内部配有输入滤波器，以衰减脉冲宽度低于 18ns 的噪声。最佳的 7/-6 ns 传输延迟精度为设计人员提供了严格的延迟窗口。同时，在进行半桥设计或驱动并联 MOSFET 时，设计人员可以受益于最大的 3ns 通道与通道偏差。

- 共模瞬态抗扰度 (CMTI) >150V/ns

背景和系统描述

CMTI 表明 IC 对两个隔离接地之间的快速电压瞬变(dV/dt)的稳健性；dV/dt 导致电流流过 IC 的寄生输入-输出(C_{io})电容，从而破坏传输的栅极信号。由于采用了 CT 技术，与栅极变压器相比，隔离 EiceDRIVER™ 具有稳健的 CMTI（大于 150V/ns）。

- 输入侧欠压保护(UVLO)时快速安全关断

用于 2EDS8265H 的 8V UVLO 和用于 2EDF7275F 的 4V UVLO 非常适合 HV IPL60R075CFD7 和 LV BSC093N15NS 的传输特性。一般来说，8V UVLO 适用于完整的 CoolMOS™ 和正常电平 OptiMOS™，而 4V UVLO 适用于逻辑电平 OptiMOS™ 产品，以便在栅极驱动器电源下降时保持安全操作和关断。

用于功能隔离的 2EDFx 通常用作初级侧控制的电隔离驱动器。用于加强安全隔离的 2EDSx 通常用作次级侧控制隔离栅极驱动器。

与栅极驱动器变压器相比，使用隔离栅极驱动器可能带来的好处包括：

- 增加功率密度。栅极驱动变压器的设计可以包括一个驱动器和一个额外的变压器，其中变压器已经占据了比隔离驱动器更多的空间。
- 占空比能力。变压器解决方案的占空比能力有限，因为铁芯需要在每个周期重置以避免饱和。原则上，这并不是这种拓扑的问题。不过，在特殊情况下，取决于控制器如何处理它们，可以看出施加比稳态脉冲长得多的脉冲（负载跳变）或者将多个脉冲按顺序施加到相同的栅极输出，而不是让铁芯正常重置（参见图 23 中的突发情况）
只要高边驱动器输出正确供电，隔离 EiceDRIVER™ 就可以正确（参见图 23 中的突发情况）处理这些特殊条件以及大或小占空比。
- 驱动频率能力。与上一点相同的原理，栅极驱动解决方案无法处理足够低的开关频率，从而导致铁芯饱和。低开关频率涉及的铁芯更大且功率密度会再次降低。隔离 EiceDRIVER™ 可以处理各种开关频率，并且可以在设计的后期进行调整而不会出现问题（栅极驱动器解决方案可能需要由更大的铁芯替换）。

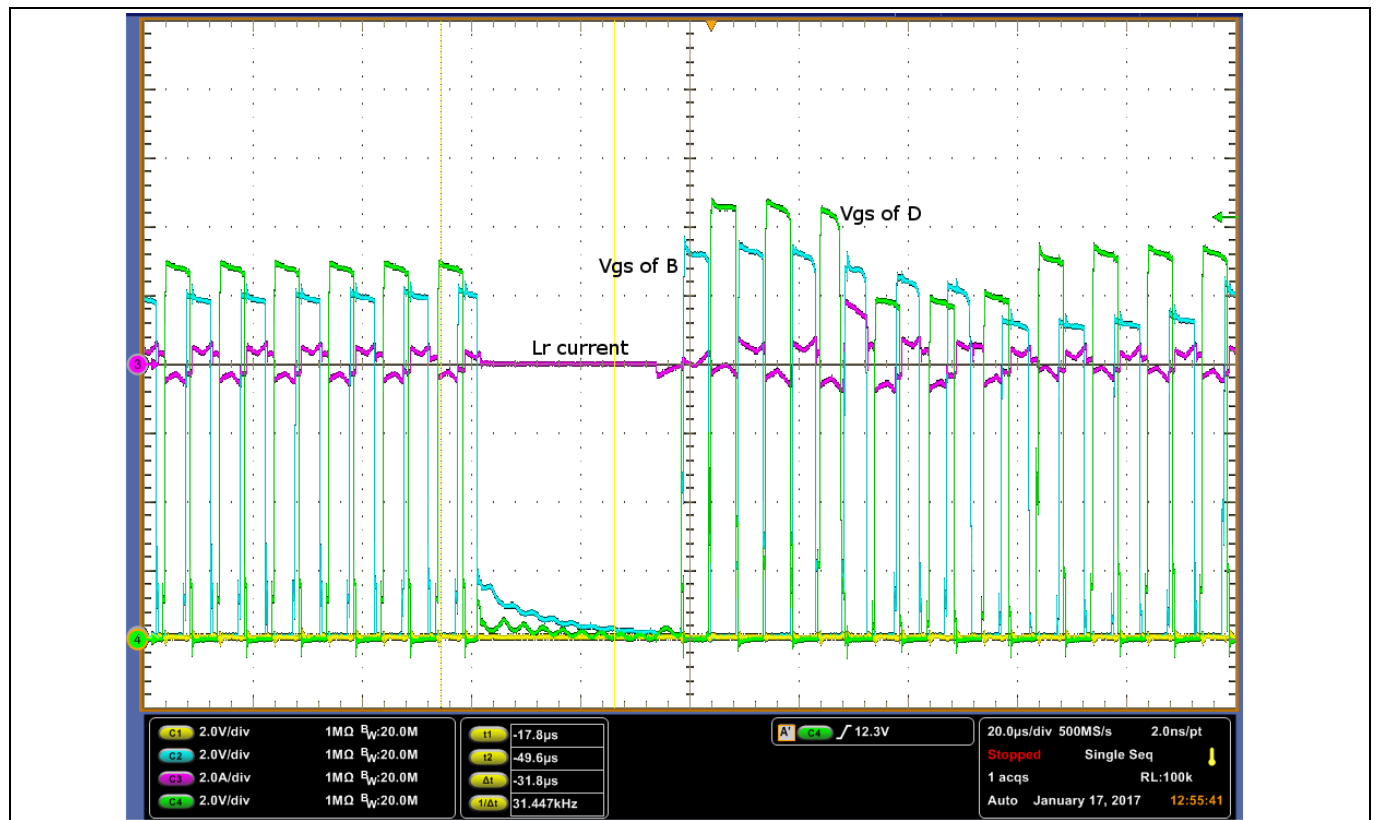
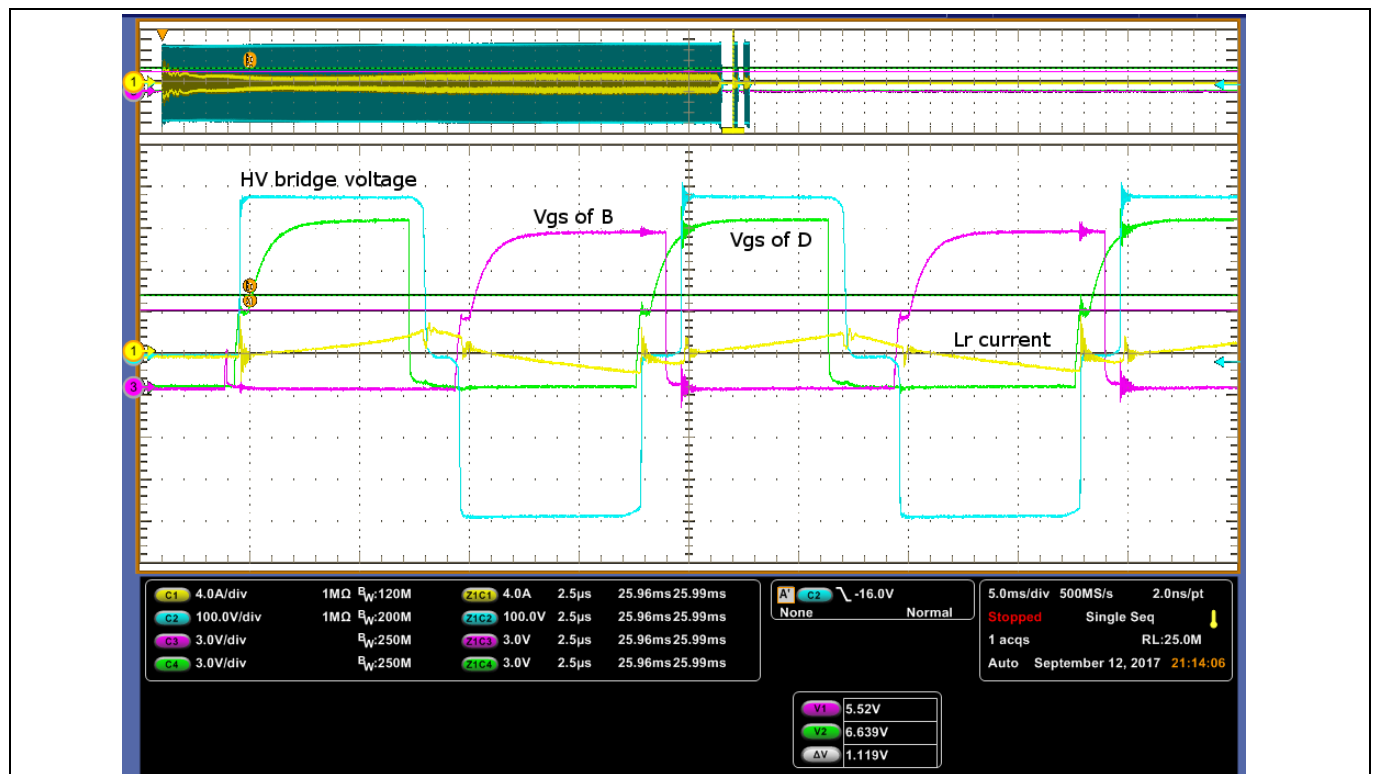


图 22 使用栅极驱动器变压器的突发模式操作。当控制器恢复驱动脉冲后，由于铁芯轻微饱和，可视为变压器输出畸变。



背景和系统描述

图 23 采用 EiceDRIVER™增强型隔离驱动器的突发模式操作。控制器在输出端恢复正常稳态脉冲。

1.7 验证设置

3300W 双向 PSFB 可以用作隔离降压或隔离升压变换器，电源从 HV 导轨流向隔离 LV 导轨，反之亦然。

1.7.1 降压模式

为了验证降压模式，建议的设置包括：

- 能够提供 400V 和至少 3400W 的高压电源（当测试满载时）
- 低压负载（0V 至 60V），在恒定电流模式下，至少可达 3300W（当测试满载时）

变换器的额定输入电压为 400V。变换器开始工作电压为 375V，滞回窗口最高可达 415V，最低可达 350V，如图 24 中所示。

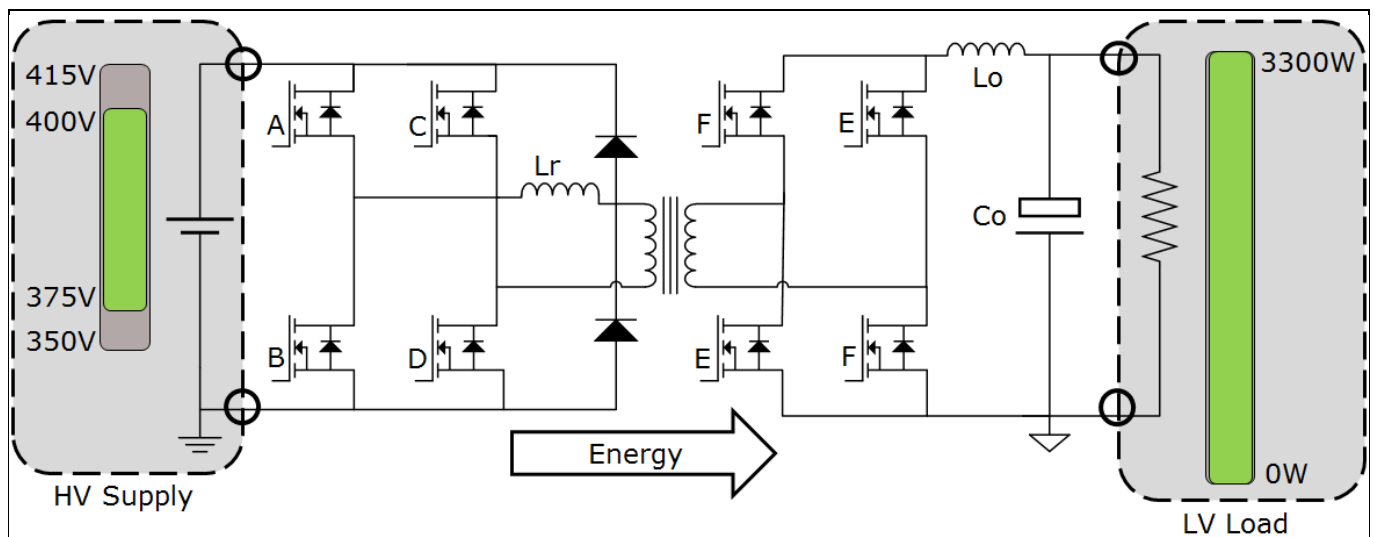


图 24 推荐的降压模式验证设置

1.7.2 升压模式

为了验证升压模式，建议的设置包括：

- 高压电源能够提供 330V 至 380V 且至少为 1A 的电源（大容量电容器的预充电）
- 高压负载（0V 至 400V），在恒定电流模式下，至少可达 3300 W（当测试满载时）
- 能够提供 0V 至 58V 以及至少 3500W 的低压电源（当测试满载时）

可以在高压电源和高压负载之间放置一个高压二极管，以便在 3300W PSFB 变换器启动时对高压电源进行解耦，如图 25 所示。

变换器要求高压和低压侧的电压都在图 25 所示的启动范围内（与顺序无关）。

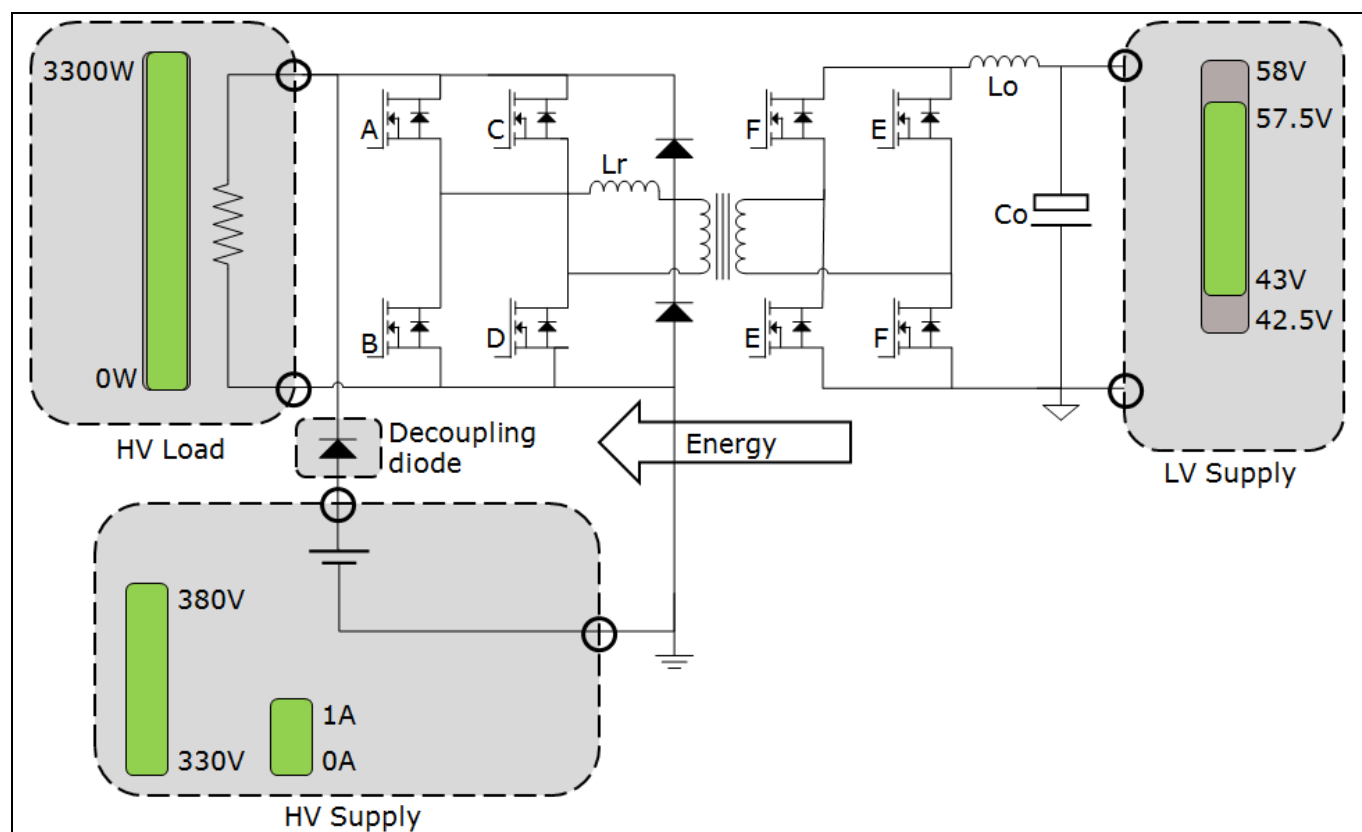


图 25 推荐的升压模式验证设置

Note: 降压和升压验证设置可以与另外的二极管解耦 LV 电源相结合。然而，当这样做时，所有流向的电流都将通过一个去耦二极管，这可能需要适当的冷却。

降压模式结果

2 降压模式结果

2.1 规格和测试结果

本章介绍了采用 CoolMOS™ CFD7 的 3300W 双向 PSFB 的规格、性能和行为。表 1 给出了几种稳态和动态条件下的演示器性能和规格。

表 1 3300W 双向 PSFB 的规格和测试条件概述

测试	条件	规格
效率测试	380 V 输入, 54.5 V 输出	$\eta_{pk} = 98\%$, 1500 W (50% 负载)
输出电压		60 V 至 40 V
稳态 V_{out} 纹波	380 V 输入, 54.5 V 输出	$ \Delta V_{out} $ 低于 200 mV _{pk-pk}
欠压		开 370V 至关 350V 关 415V 至开 390V
瞬态负载	5 A \leftrightarrow 31 A, 0.5 A/ μ s	$ \Delta V_{out} $ 低于 450 mV _{pk}
	31 A \leftrightarrow 61 A, 0.5 A/ μ s	
OCP	5 分钟, 77A 至 83 A	关断, 5 分钟后恢复
	1 ms, 83 A 至 85 A	
	20 μ s, 85 A	关断和锁定
	输出端子短路	在开关周期内检测 关断和锁定

2.2 性能和稳态波形

2.2.1 高压全桥

IPL60R075CFD7 的低 E_{oss} 能量导致滞后桥臂（开关 C、D）的完整 ZVS 降至空载，而领先桥臂（开关 A、B）的部分 ZVS 处于轻负载条件下（图 26），在 20%及以上负载下则是完整 ZVS。

对于部分 ZVS，只损失了一小部分 E_{oss} ，因此在任何负载条件下 CFD7 的开关损耗都很低，并且变换器在各负载范围内的总损耗也相对较低（图 6 和图 7）。

降压模式结果

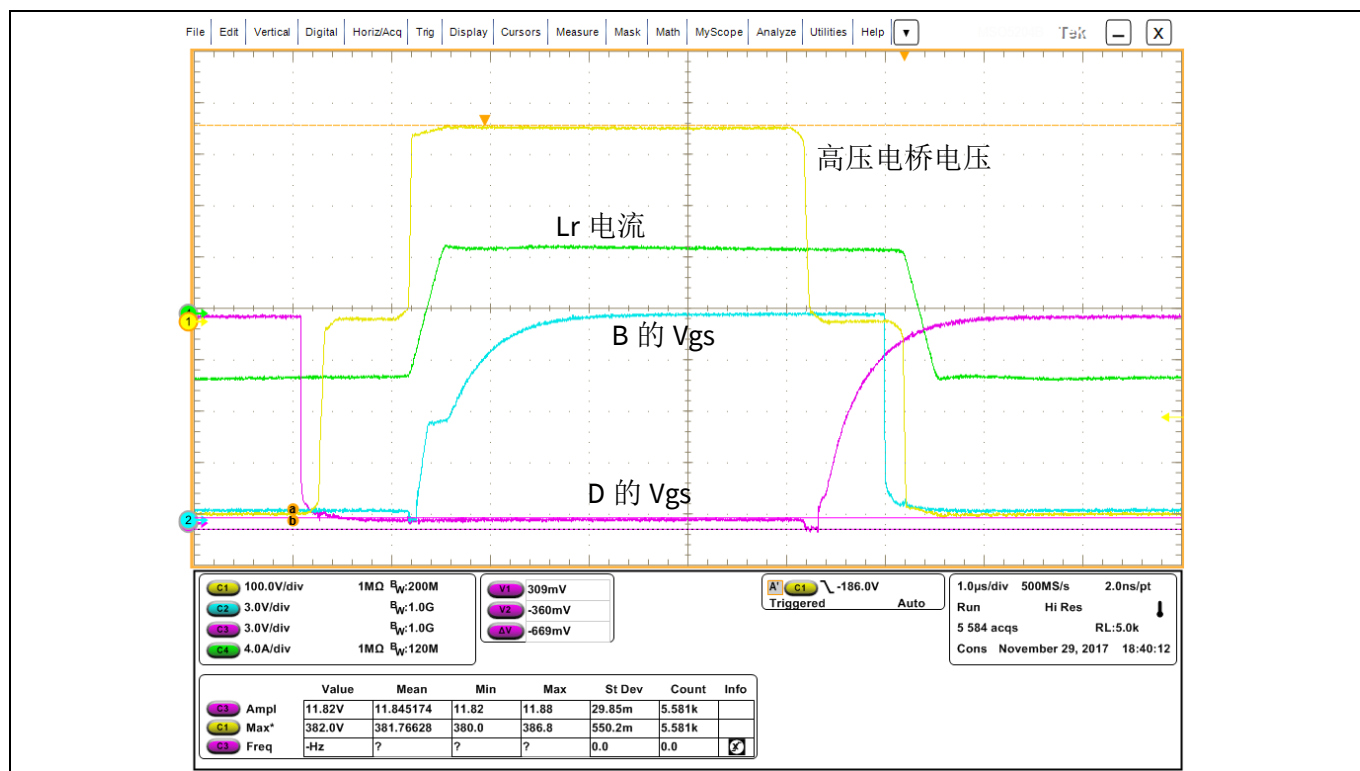


图 26 滞后桥臂（开关 D）的 ZVS 导通和领先桥臂（开关 B）的部分硬开关导通

由于平滑的 QR 转换（更好的 EMI），低 E_{oss} 能量和在空载时具有接近 ZVS 转换的另一个优势是由于顺利的 QR 转换（更好的 EMI），HV MOSFET 具有较低的 dv/dt 值以及较低或无漏极电压过冲。

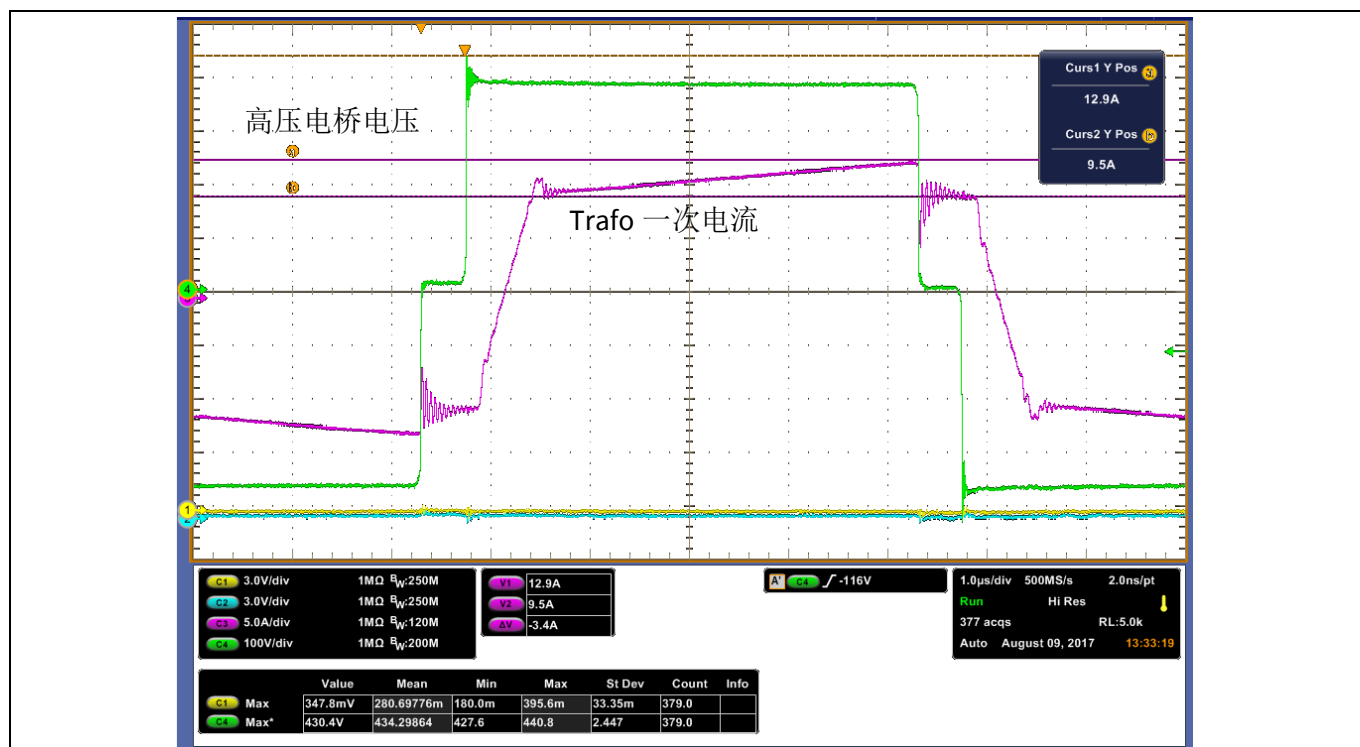


图 27 桥接过冲的满载漏极电压

降压模式结果

由于相对较高的电流硬开关关断转换，HV MOSFET 在满载时(图 27)发生最高漏极电压过冲。在这些转换中，MOSFET 封装的寄生电感和布局会导致 di/dt 电压过冲。

但是，由于英飞凌的 ThinPAK 封装的电感很低，其过冲远低于降额后的最大电压（图 27 中，最大 480V 时为 430V，600V 时降低 80%）。

2.2.2 同步整流器

整流层级的全桥配置采用 Super SO-8 封装的 16 片 9.3 mΩ 150 V OptiMOS™ 5。

16 个封装可以更好地分散耗散功率，实现更高的冷却能力和性能（较低的 $R_{DS(on)}$ 由于温度而增加）。

全桥配置允许使用 150 V 电压等级，其裕度超过最大漏极电压过冲（图 28 中，最大 120V 时为 90.88V，150V 时降低 80%）。

控制器将同步整流器沿负载的导通和关断点调整为最小的体二极管导通时间，以减少反向恢复电荷(Qrr)的产生（效率越高，漏极电压过冲越低）。

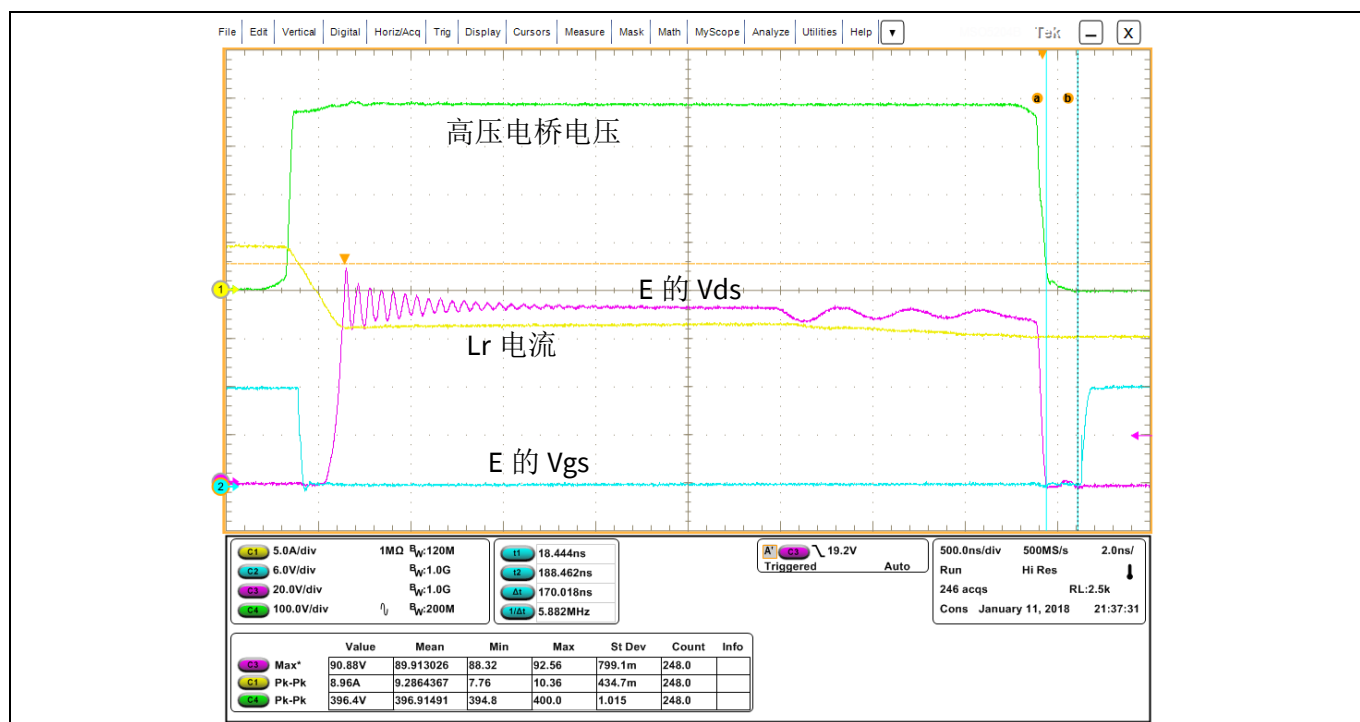


图 28 标准 SR 驱动模式

2.2.3 动态响应

该控制器采用软件定点补偿网络实现峰值电流控制模式，该网络设计的带宽为 3.51kHz，相位裕度为 53.9 度，增益裕度为 15dB，完全符合标准的稳定性标准要求。

负载跳变的动态响应(图 29)与设计的补偿网络的预期响应密切相关，在 50% 的负载跳变下，过冲和下冲在额定输出电压的 1% 以内。

降压模式结果

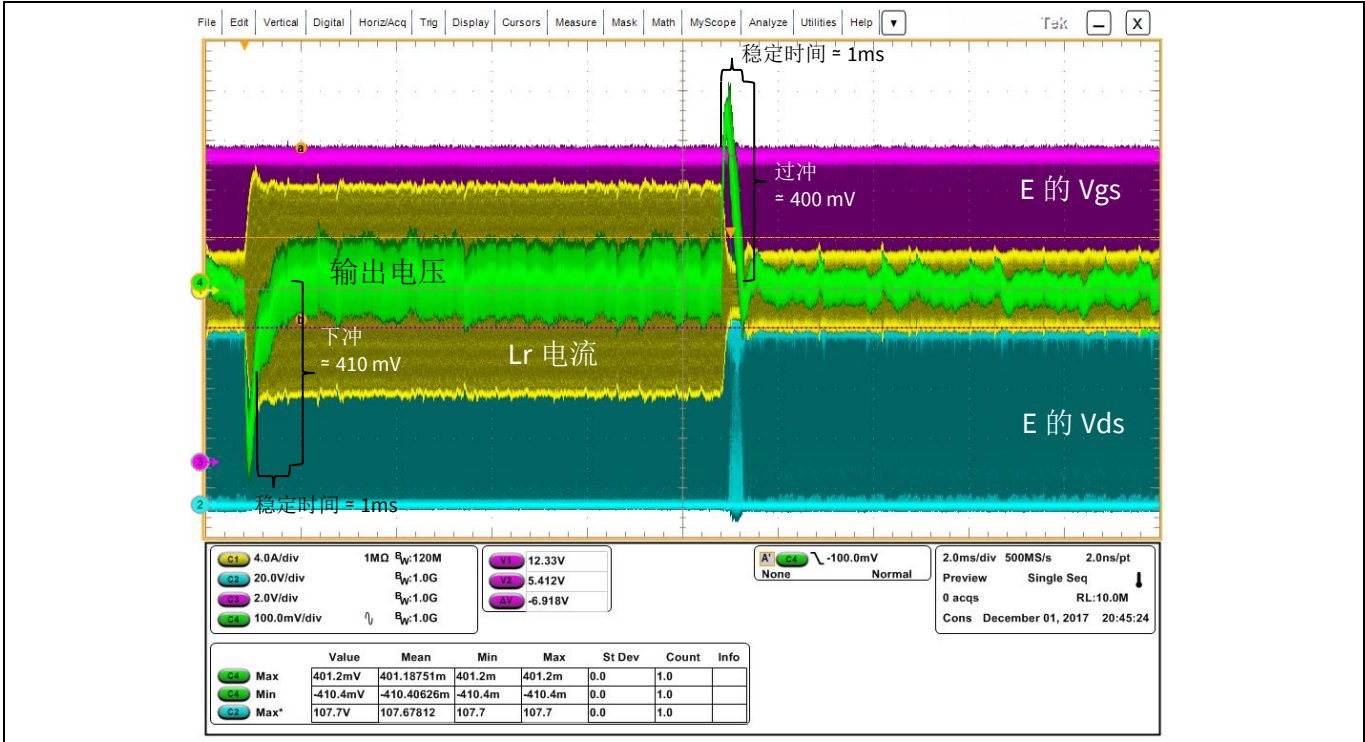


图 29 负载跳变，半负载到轻负载以及轻负载到半负载

2.2.4 启动

控制器实现软启动序列，以确保变换器以最小的压力对任何组件供电。

在启动序列中，输出电压在闭环操作中上升。控制器按时间顺序增加输出电压基准(图 30)。

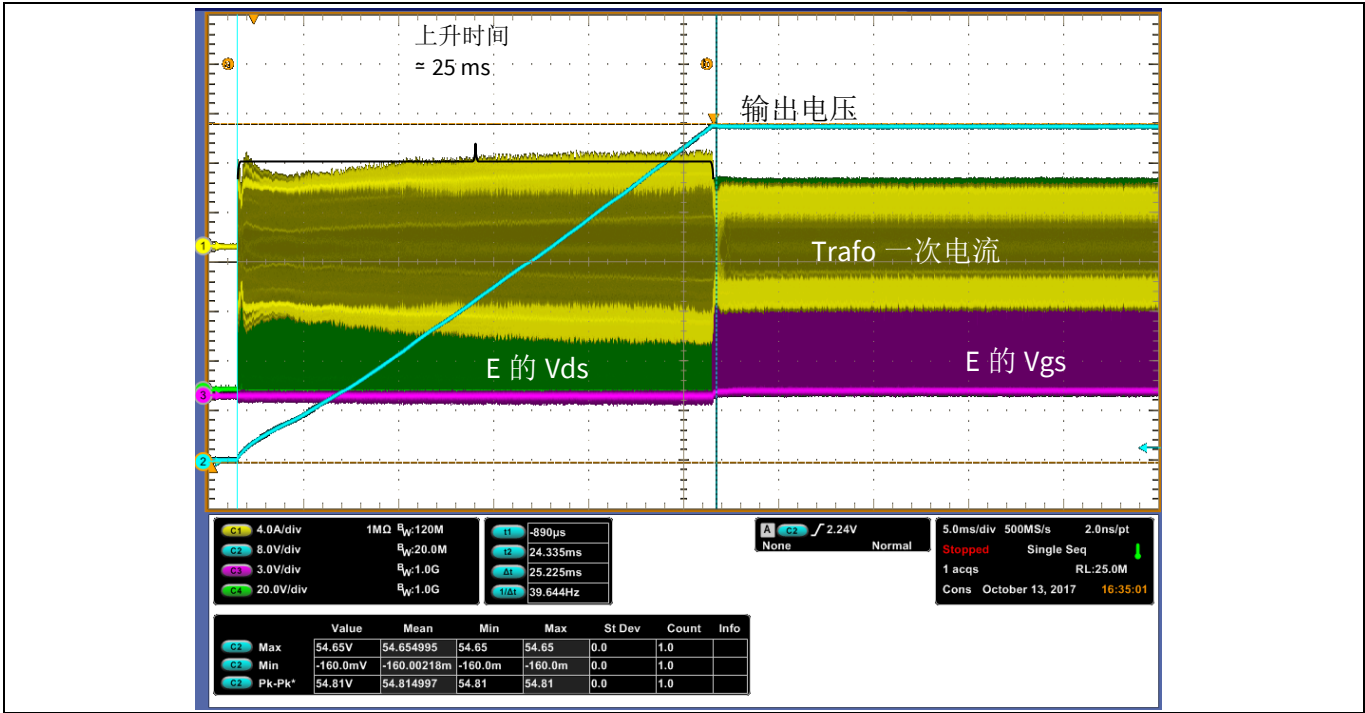


图 30 输出电压软启动

降压模式结果

2.2.5 突发模式

为了进一步降低轻载条件下的功率损耗（小于或等于 8% 的负载），控制器采用突发模式。

实现的突发模式确保 HV MOSFET 在任何条件下都能在全或部分 ZVS(图 31)下工作，从而降低功率损耗并保持漏极电压的 QR 顺利转换（很少或没有过冲和更好的 EMI）。

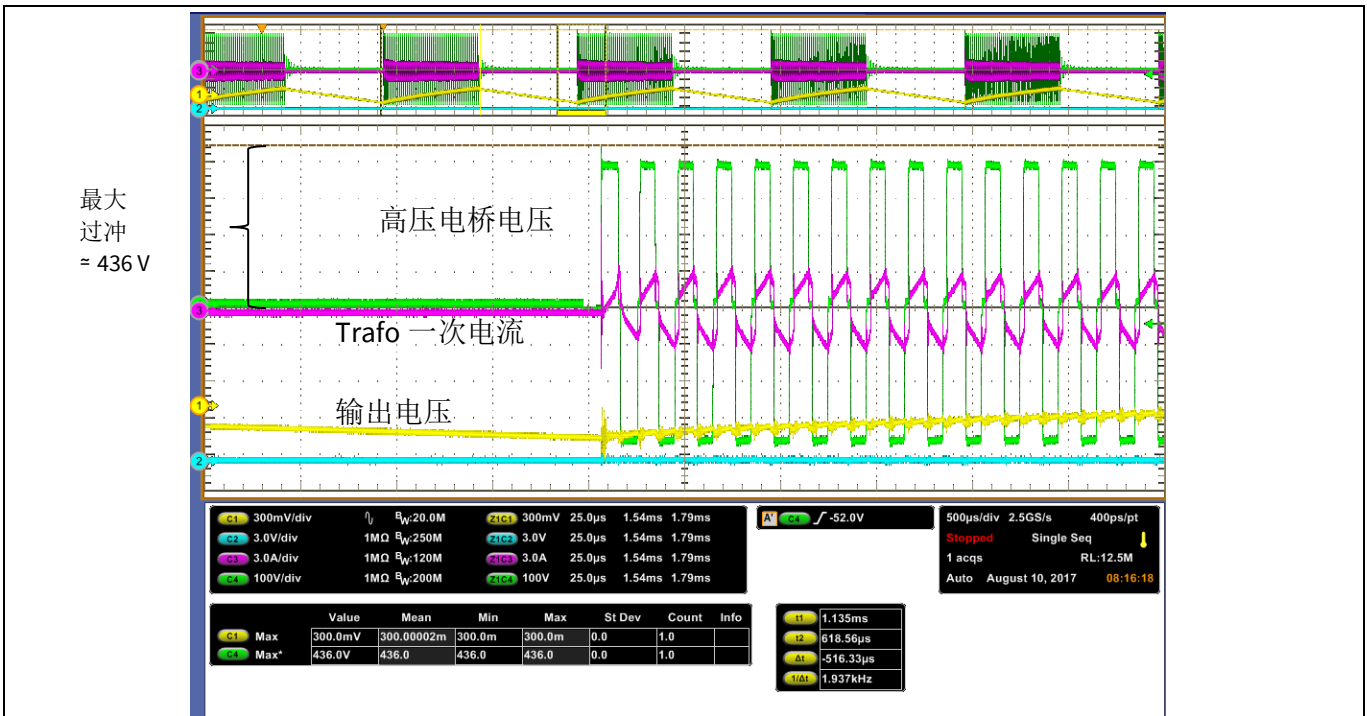


图 31 突发 - 输出电压（黄色），变压器初级电流（粉色），桥接电压（绿色）

2.2.6 恒定功率限制

控制器包括恒定功率限制曲线(图 32)，当输出电流高于标称值 61A 时，该曲线会降低输出电压，以保持最大 3300W 的输出功率。

变换器可以在高达 73A 和 45V 的电源下稳定运行。如果电流进一步增加，输出高达 83A 和 40V，出于热保护，在关断之前，变换器将最多运行 5 分钟。变换器将在额外的 5 分钟后恢复到正常状态。

85A 的输出硬极限将关断变换器和锁存器（被视为短路）。

降压模式结果

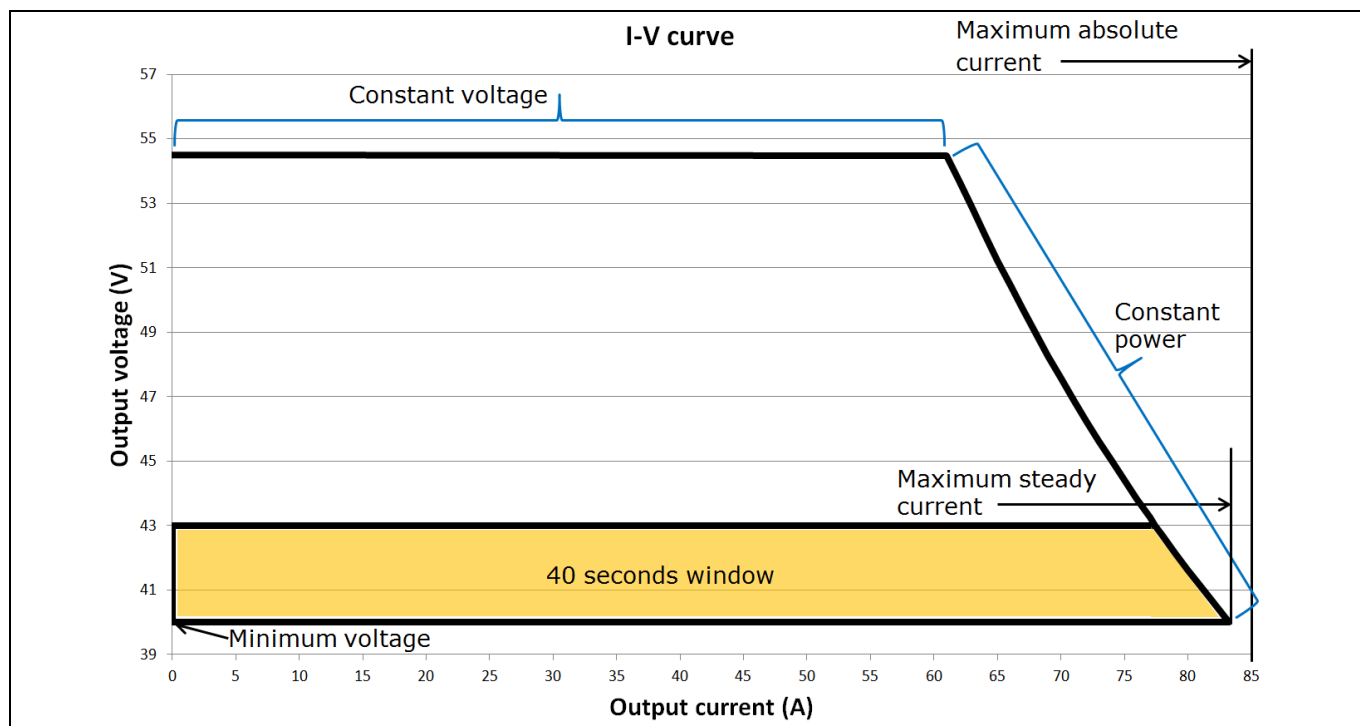


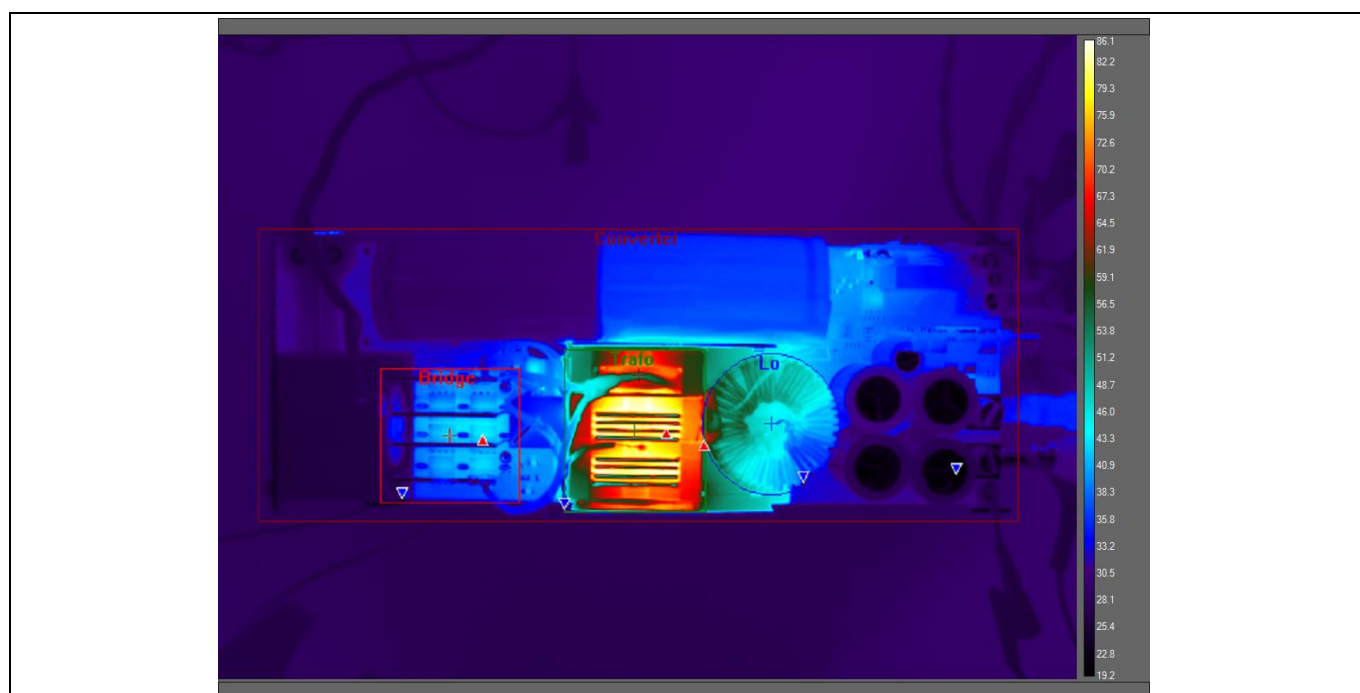
图 32 恒定电压，恒定功率曲线

输出电流测量分流器是输出电压沿负载下降的原因，如图 32 所示。

2.3 热成像图

变换器设计成在风扇罩内运行，通过通道效应提供足够的空气流动。

为了便于说明，在没有外壳的情况下，变换器在运行时将进行热捕获（外壳的温度值会更低），如图 33 和图 34 所示。



降压模式结果

图 33 61A 负载时的热捕获，开放式外壳和外部风扇 - 前视图

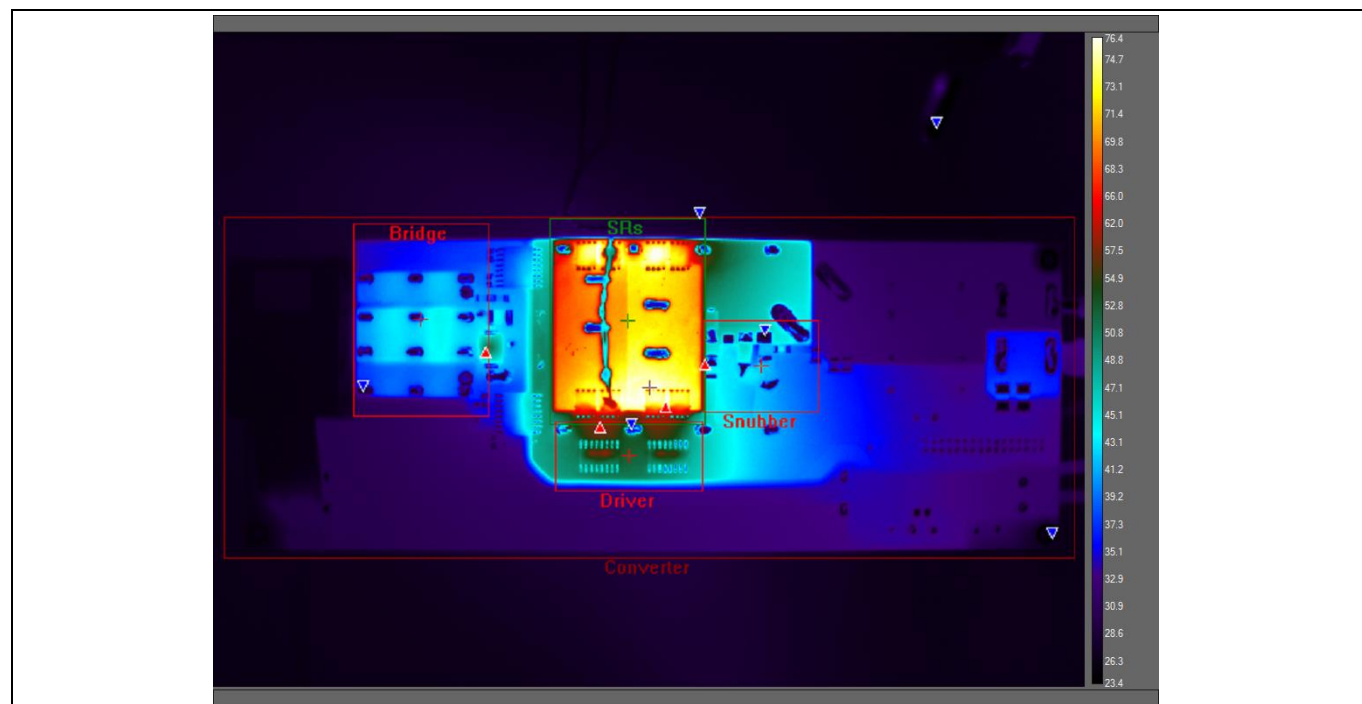


图 34 61A 负载时的热捕获，开放式外壳和外部风扇 - 仰视图

升压

3 升压

3.1 操作

在升压模式下，3300W 双向 PSFB 表现为隔离升压变换器。

输出滤波器扼流圈(Lo)成为升压电感。

SR MOSFET 充当升压开关：低压电源和接地线之间的短路 Lo 用于储存能量或让储存的能量通过隔离变压器流到高压导轨。在图 35 中，有效的升压占空比封闭在垂直标记 a 和 b 之间。

高压电桥在这种模式下作为升压二极管进行工作。在此模式下工作时，高压电桥被主动驱动以提供同步整流并降低 LV MOSFET 中的漏极电压过冲。

Note: PSFB 作为双向变换器的调制方案已被英飞凌注册并申请专利。

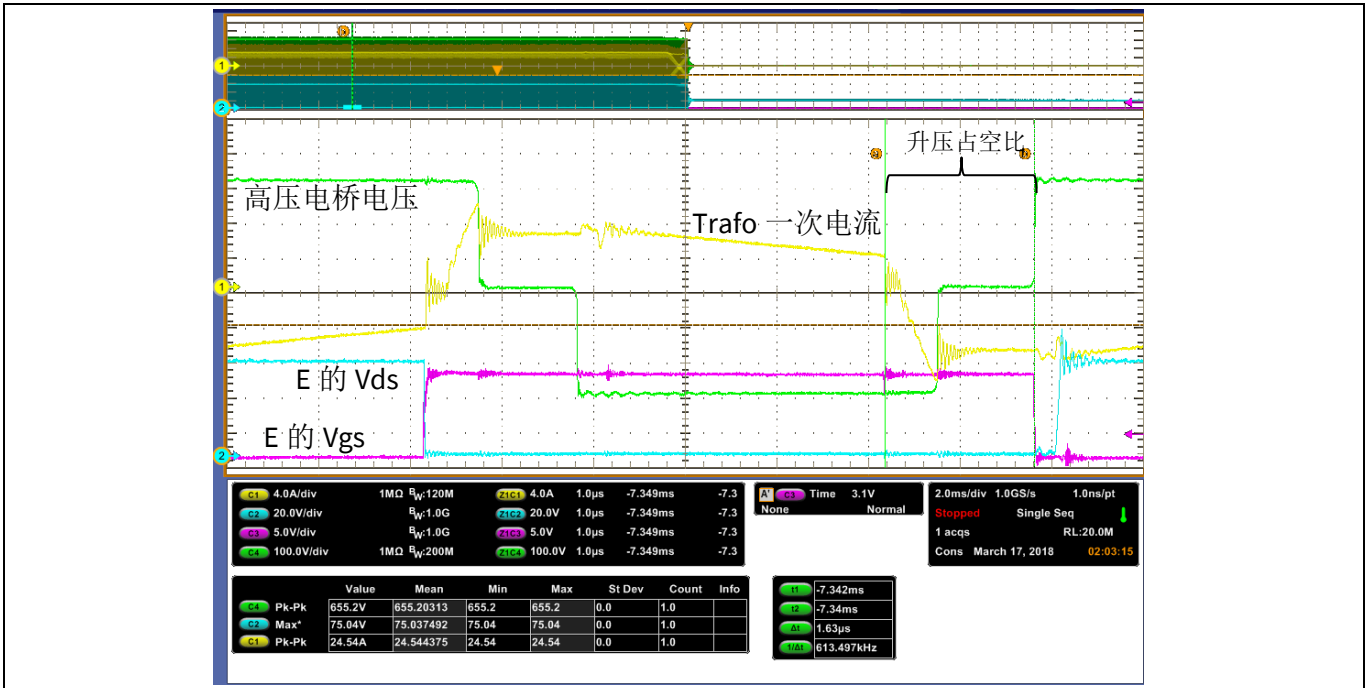


图 35 升压模式占空比。变压器初级电流（黄色），LV MOSFET 漏极电压（蓝色），LV MOSFET 栅极电压（粉色），桥接电压（绿色）。注：在按比例缩小的电压下进行捕获。

3.2 性能和稳态波形

3.2.1 高压全桥

3300W 双向 PSFB 确保在任何条件下 HV MOSFET 的全部或部分 ZVS。在轻载或空载时，变换器确保部分 ZVS 在 LV MOSFET 侧具有强制 CCM，并为高压电桥的转换再循环足够的能量(图 36)。

升压

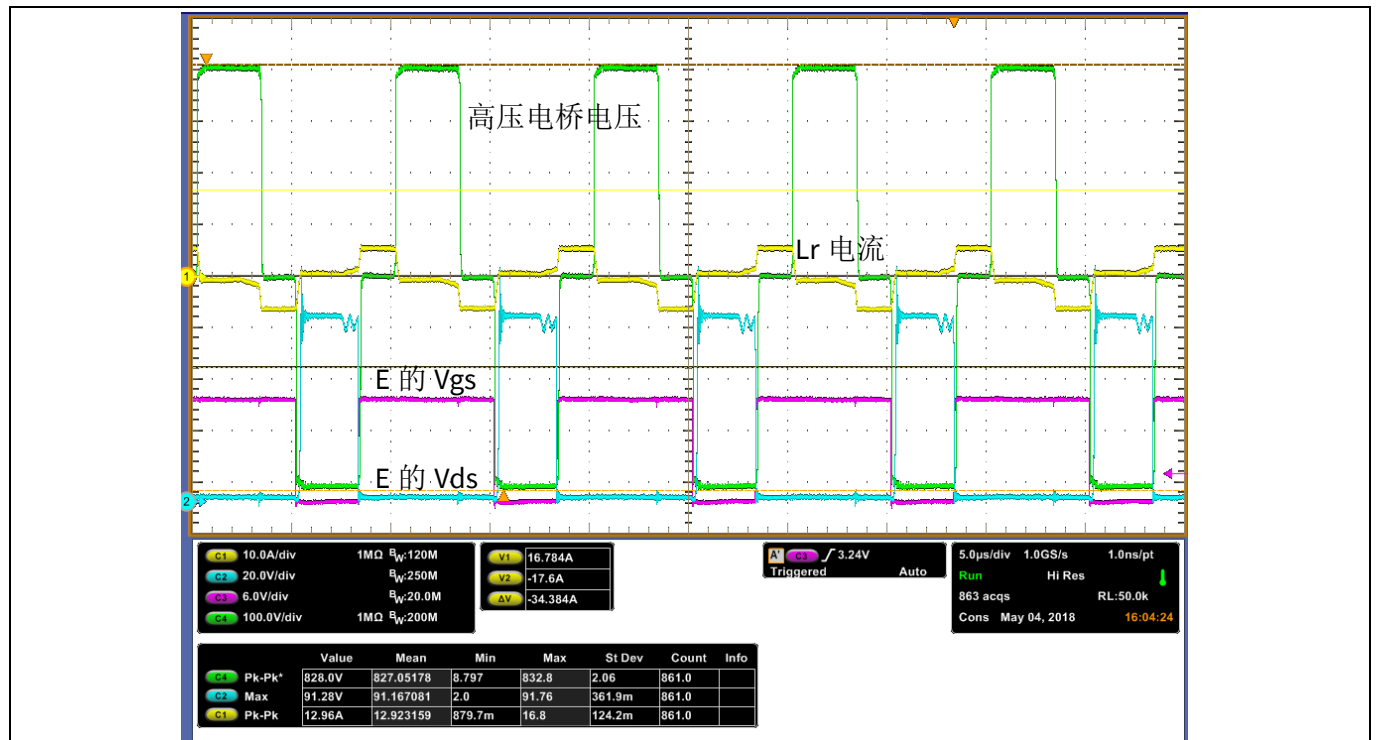


图 36 无负载时桥接 MOSFET 的部分 ZVS。磁共振式电感电流（黄色），LV MOSFET 漏极电压（蓝色），LV MOSFET 栅极电压（粉色），桥接电压（绿色）

3.2.2 低压电桥

在升压模式下，LV MOSFET 硬开关导通(图 37)。这是降压和升压模式（LV MOSFET 的总 E_{oss} 相对较高）之间损耗差异的主要原因所在，也是模式之间性能(图 2)差异的主要原因。

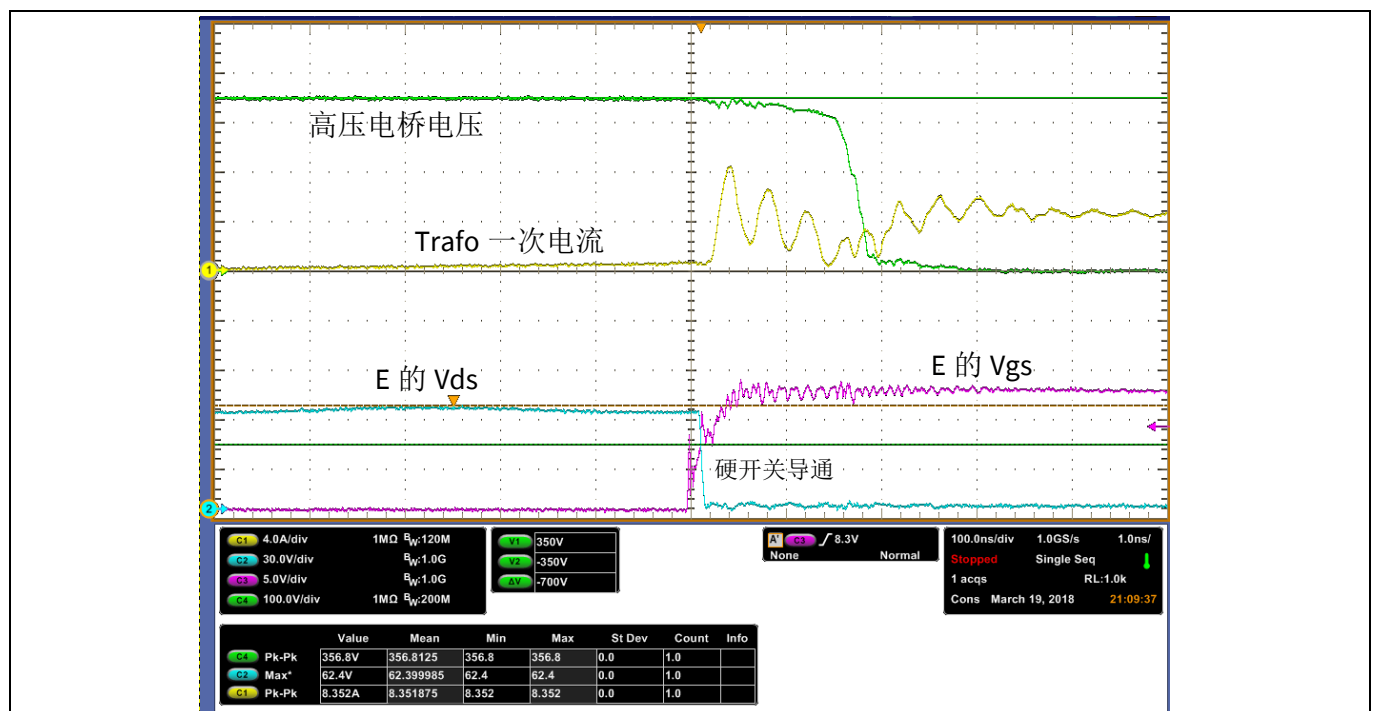


图 37 LV MOSFET 硬开关导通

升压

LV MOSFET 的漏极电压过冲（如降压模式）完全在降额最大值(120 V)的范围内，例如，图 36 中大约 92V。

3.2.3 启动

在升压模式下，变换器要求 HV 导轨在启动前预先充电到最低电压（参见图 25）。

在非隔离升压变换器中，旁路二极管预先给高压导轨充电。然而，在隔离升压变换器中，它需要更复杂的辅助电路。

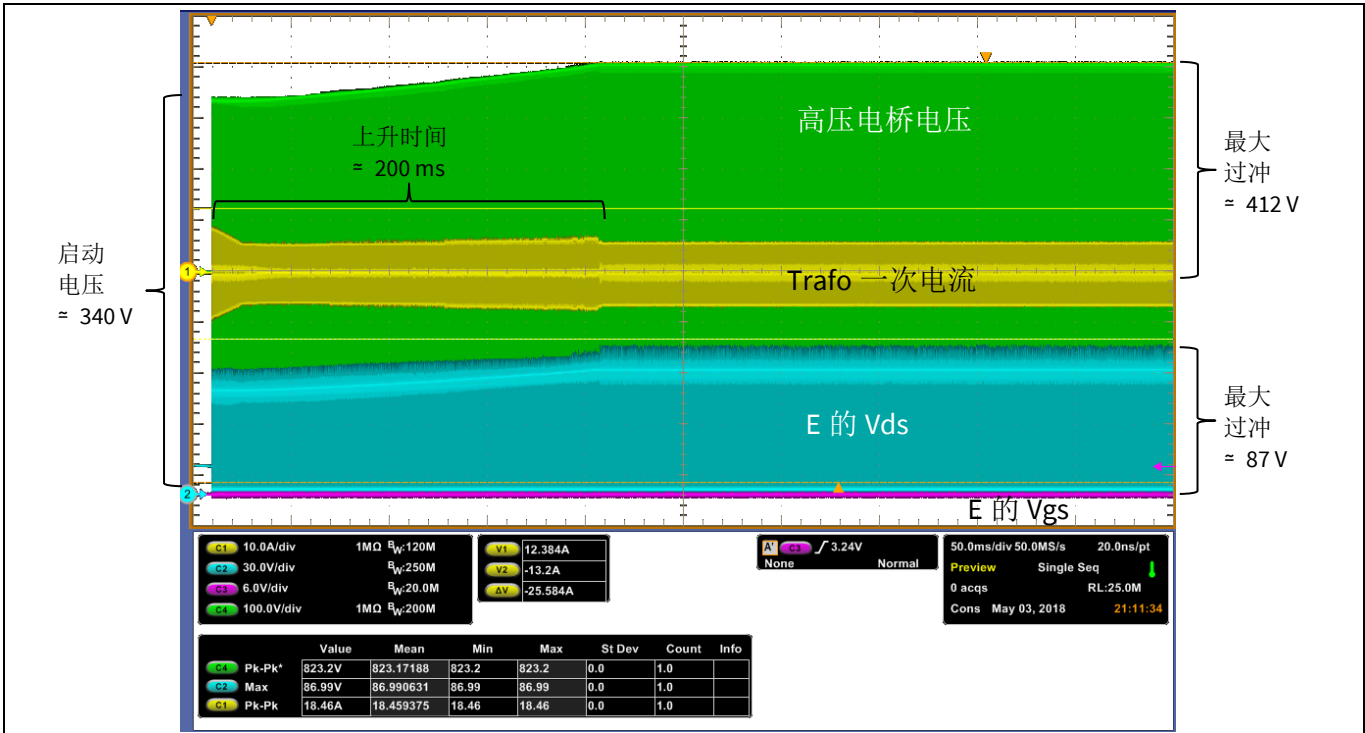


图 38 软启动序列，首次脉冲确保接近 ZVS 用于桥接转换

软启动序列可确保 HV MOSFET 的全部或部分 ZVS 来自首次脉冲，具有低或无漏极电压过冲和平稳过渡。与降压模式一样，由于大电流硬开关断开（由寄生电感引起的 di/dt 过冲），最高漏极电压过冲处于满载状态（图 38 和图 39）。

升压

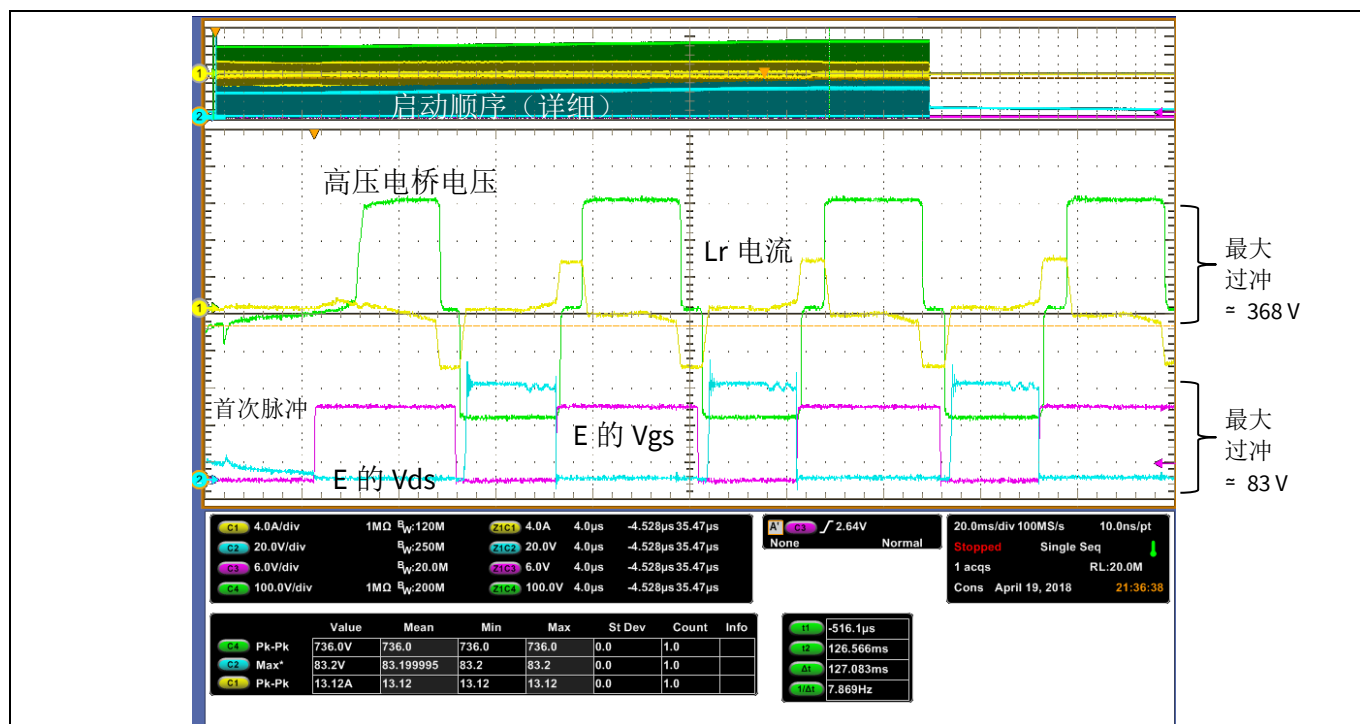


图 39 软启动序列，首次脉冲确保接近 ZVS 用于桥接转换。注：按比例电压测试捕获。

3.2.4 突发模式

在升压模式下，变换器保持开关并在轻载或空载时为 HV MOSFET 的部分 ZVS 再循环足够的能量。如果输出电压超过额定调节电平（即负载跳变）时，就会出现突发情况(图 40)。

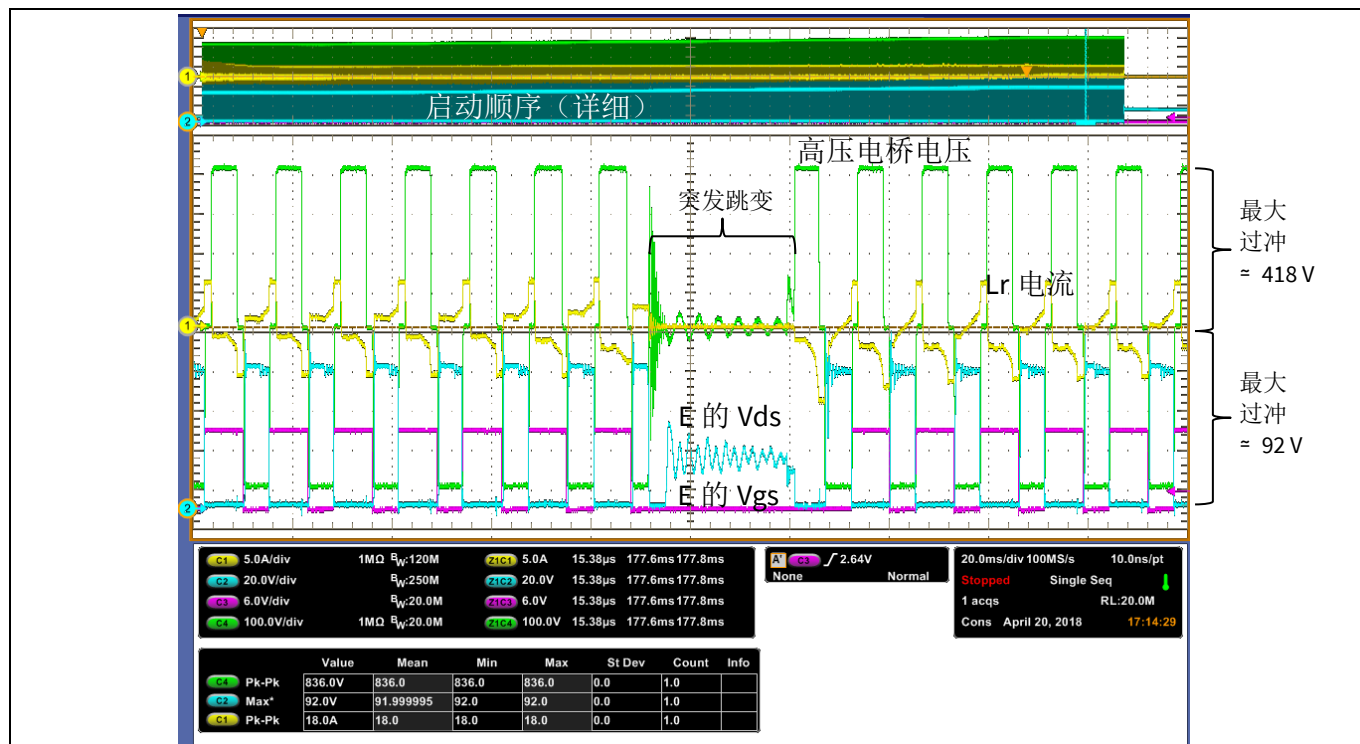


图 40 突发序列

升压

3.3 热成像图

在升压和降压模式下，变换器的损耗分布具有相似的数值，主要区别在于 LV MOSFET(图 37)的硬开关导通和钳位二极管的导通时间。

空载时，与降压模式中应用的控制不同，变换器不会停止切换，而是为高压电桥的接近 ZVS 转换再循环能量。

图 41 显示由于部分硬开关（在这种情况下，风扇速度最小，有助于提高温度）导致高压电桥的温度上升，但仍然只有 33° C（环境温度为 25° C）。

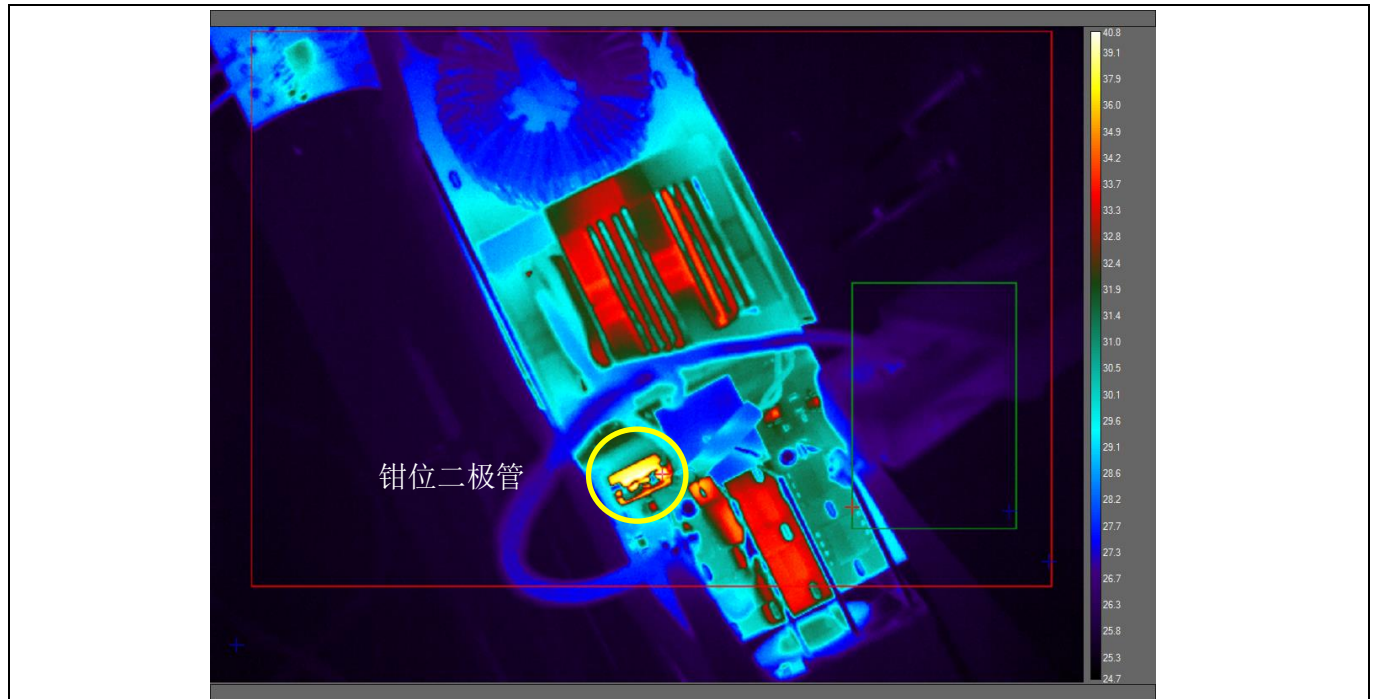


图 41 空载时的热捕获。在升压模式下，变换器不会停止开关，为部分桥接 ZVS 再循环足够的电流。前视图。

满载时，降压模式捕获的主要区别在于钳位二极管和低压 MOSFET 的温度（在此模式下硬开关导通）。

钳位二极管的平均传导电流高于降压模式下的电流，这也是降压和升压模式之间性能差异的主要原因之一(图 2)。

升压

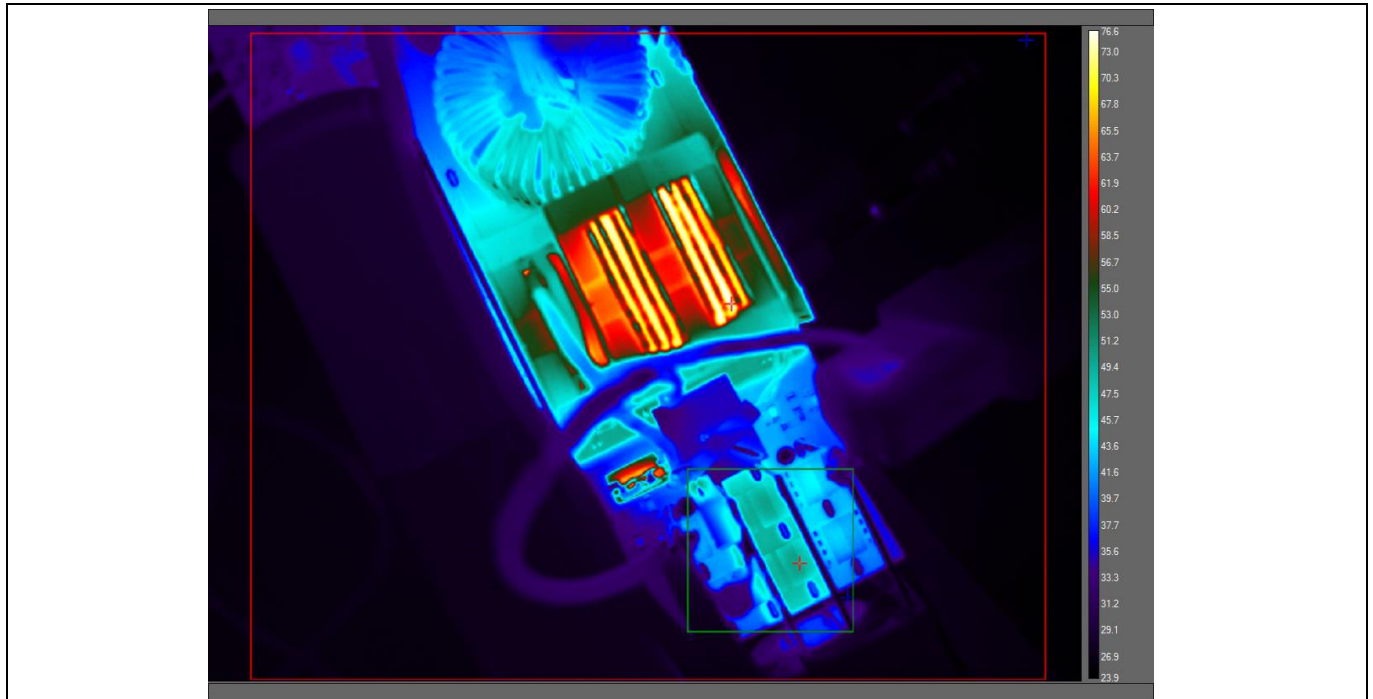


图 42 满载时的热捕获 - 前视图

4 用户界面

该控制器包括串行通信接口(UART)和协议，其允许 HV 和 LV MOSFET 时序的参数化、输出电压设置、保护激活/禁用和状态监控。

Windows (图 43) 的用户界面是控制器内所包含的通信库的功能示例。开发用户界面是为了通过 [XMC™Link](#) 与控制器进行通信（将 UART 转换为 USB）。

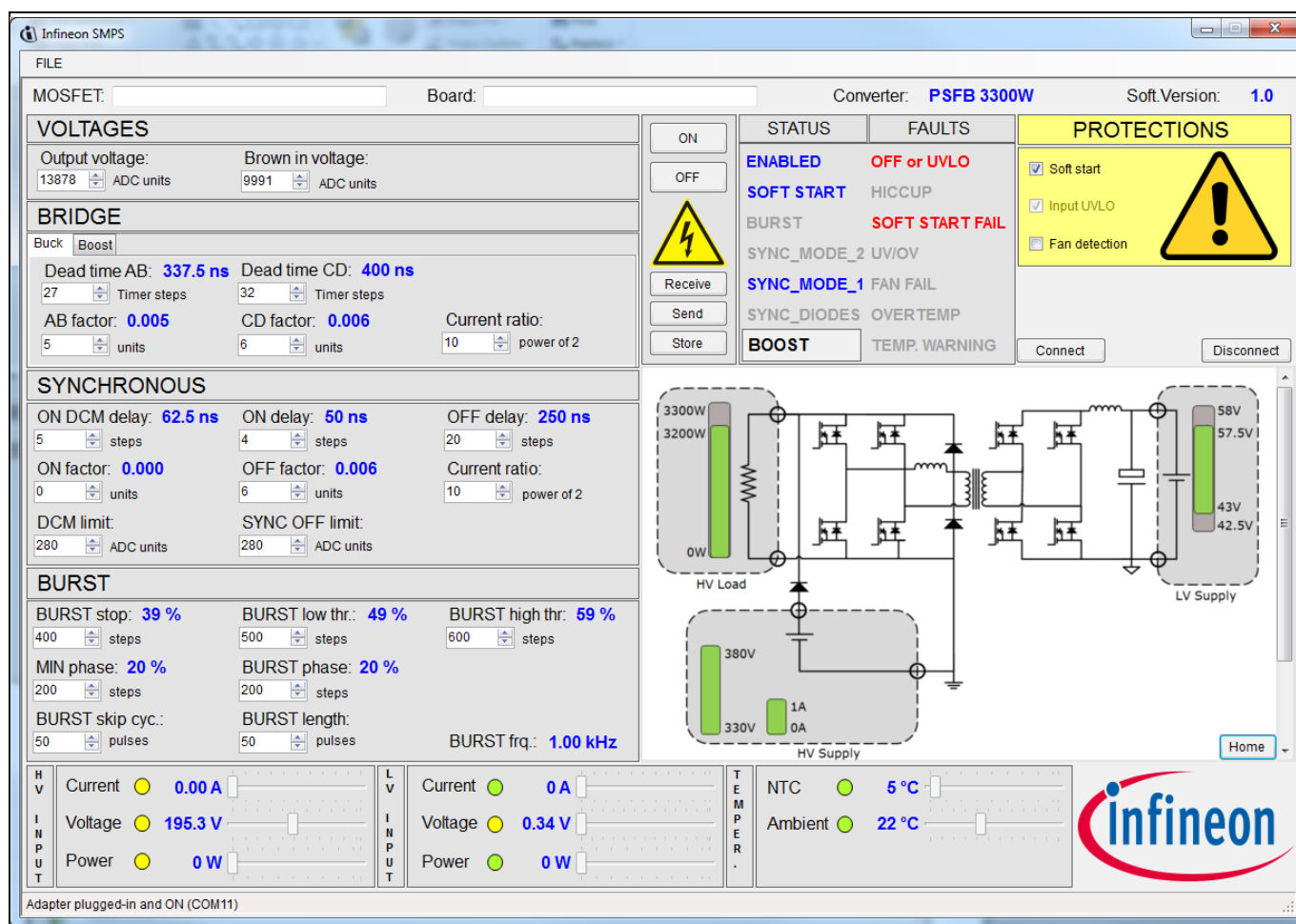


图 43 3300W 双向 PSFB 高级用户界面

有两个可用的 GUI 版本：

- 高级用户界面具有对死区时间、电压和电流阈值、保护和工作模式进行运行时参数化功能
- 用于在运行时监视变换器的简化用户界面(图 44)

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™



用户界面

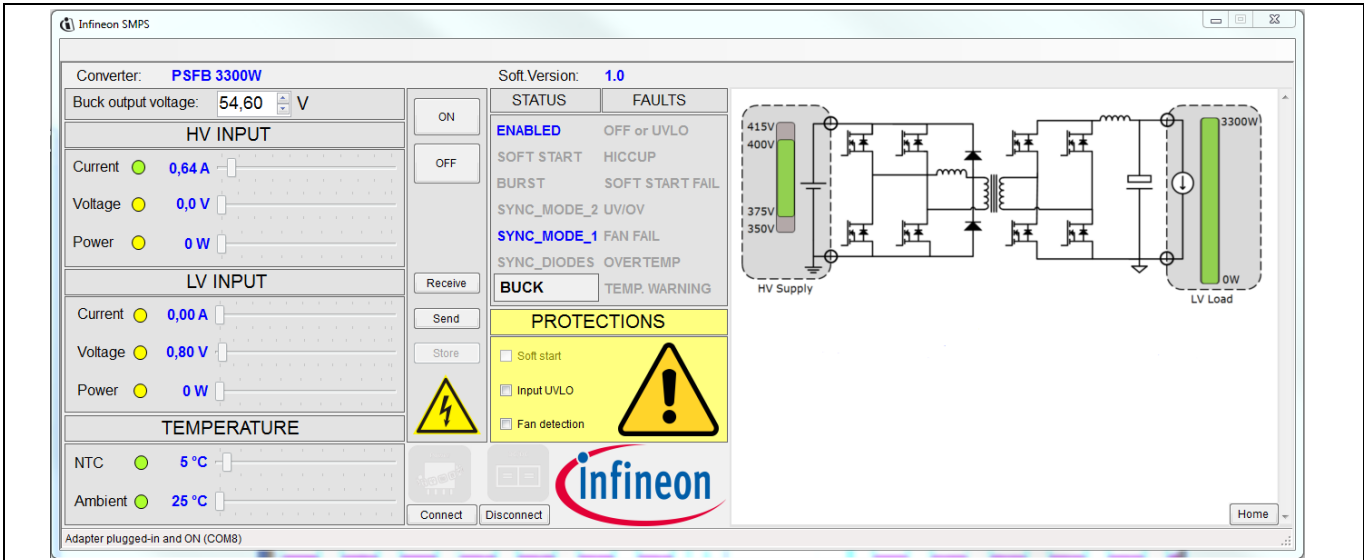


图 44 3300W 双向 PSFB 简化用户界面

总结

5 总结

本文介绍了适用于 3300W 双向 DC-DC 变换器的英飞凌完整系统解决方案，在降压模式下可实现 98% 的效率，在升压模式下可实现 97% 的效率。实现的功率密度范围为 4.34 W/cm^3 (71.19 W/in^3)，这是通过使用 SMD 封装和创新的堆叠式磁结构实现的。

采用 ThinPAK 封装的英飞凌 CoolMOS™ CFD7 是英飞凌最新推出的性能最佳的快速体二极管器件，配合低寄生参数的封装和优化的布局，可以在最小的应力条件下实现卓越性能，同时在该主板上实现创新的冷却概念。

该 DC-DC 变换器结合了英飞凌的最新技术，证明了 PSFB 拓扑在全谐振拓扑级别作为高级拓扑的可行性。

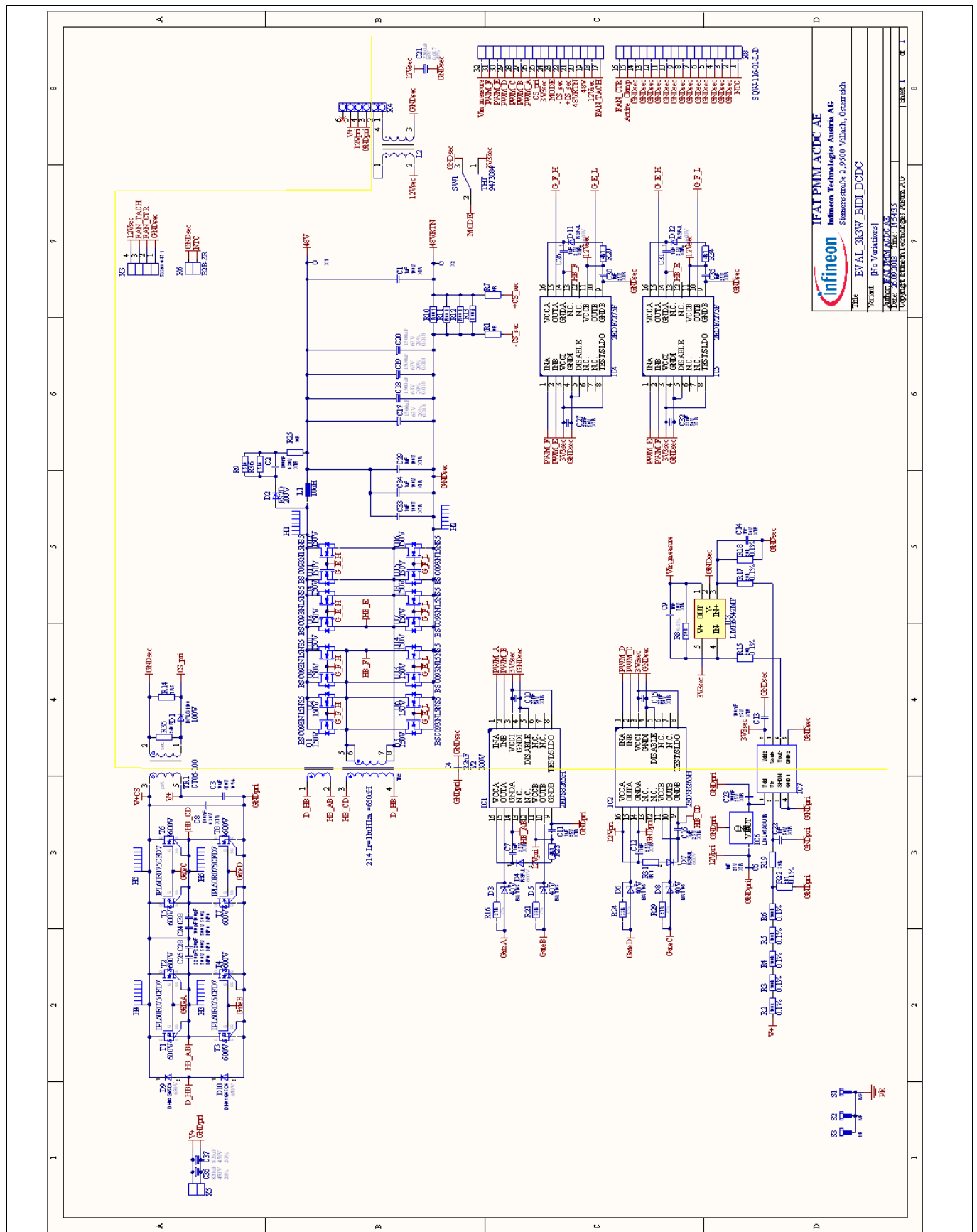
该 DC-DC 变换器还证明通过数字控制和 XMC™ 英飞凌微控制器驱动的控制技术的创新，PSFB 拓扑结构可用作双向 DC-DC 层级，并且无需改变标准设计或传统和众所周知的拓扑结构。

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™



电路图

6 电路图



电路图

图 45 配备 IPL60R075CFD7 和 BSC093N15NS5 的 3300W 双向 PSFB 主板

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™



电路图

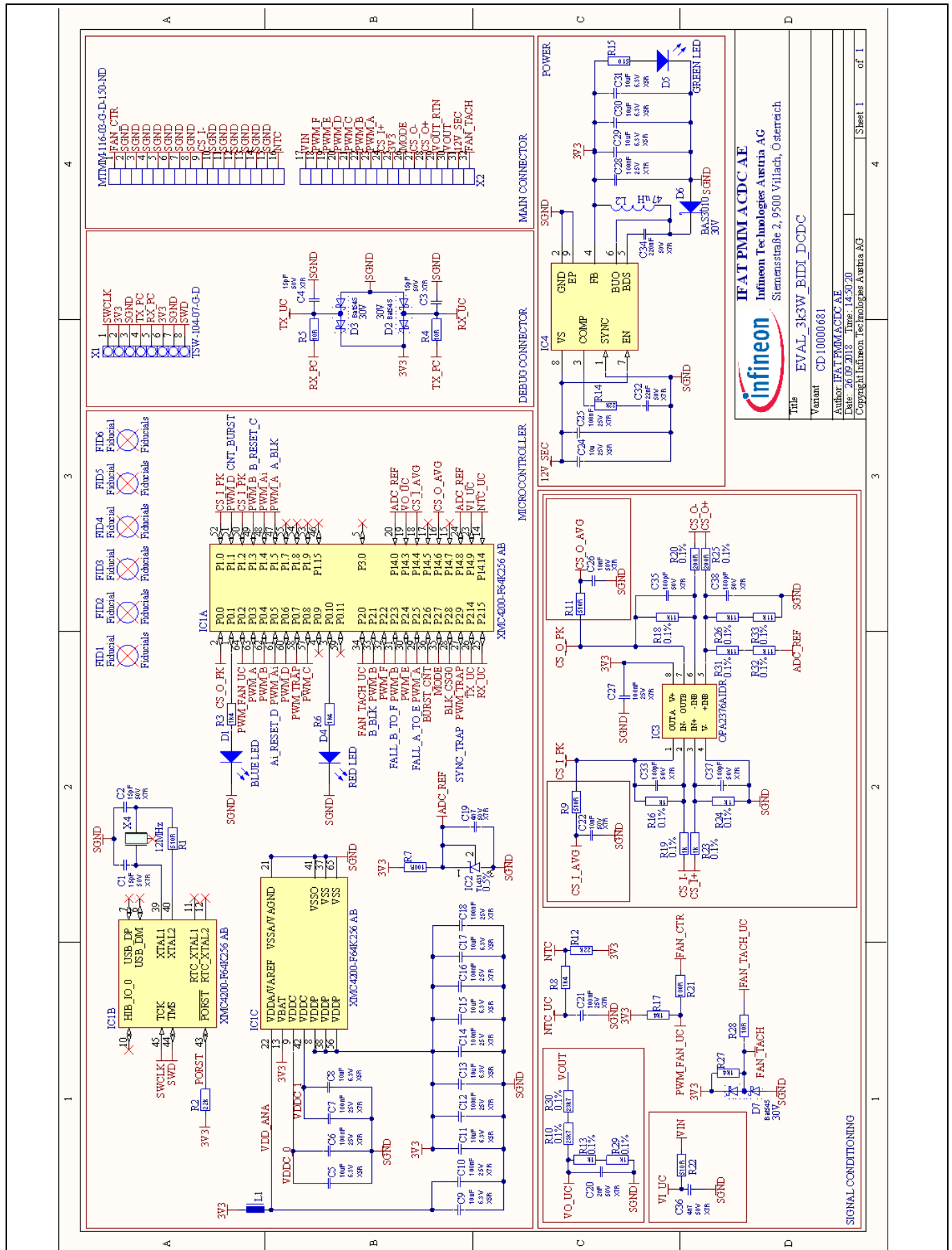


图 46 配备 XMC4200-F64K256AB 的 3300W 双向 PSFB 控制器卡

电路图

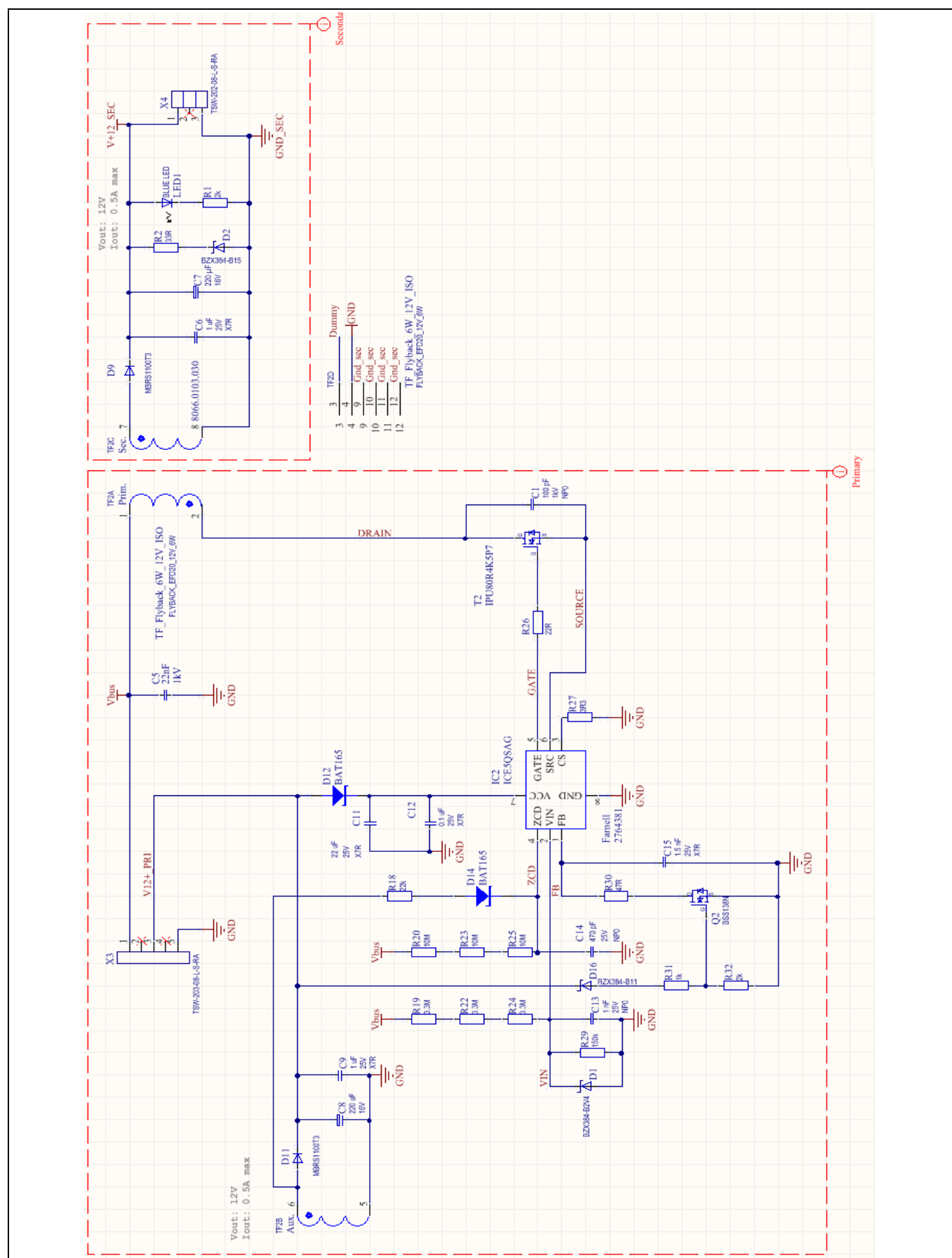


图 47 **辅助 6W 电源**

物料清单 (BOM)

7 物料清单 (BOM)

粗体标识的零件由英飞凌生产。

表 2 主板元件

元件称号	值	公差	电压	描述	注释
T1、T2、T3、T4、T5、T6、T7、T8	IPL60R075CFD7		600 V	nMOSFET	SMD
Q1、Q2、Q3、Q4、Q5、Q6、Q7、Q8、Q9、Q10、Q11、Q12、Q13、Q14、Q15、Q16	BSC093N15NS5		150 V	nMOSFET	SMD
IC1, IC2	2EDS8265H			驱动器 IC	SMD
IC4, IC5	2EDF7275F			驱动器 IC	SMD
D9, D10	IDH08G65C6		650 V	肖特基二极管	THT
D3、D5、D6、D8	BAT165		40 V	肖特基二极管	SMD
C1, C5, C29, C33, C34	1 μ F	X7R	100 V	陶瓷电容器	SMD
C2, C8	100 nF	X7R	630 V	陶瓷电容器	SMD
C3	10 μ F	10%	450 V	金属箔电容器	THT
C4	4.7 nF	Y2	300 V	陶瓷电容器	THT
C6、C7、C11、C12、C16、C26、C30、C31、C35	1 μ F	X7R	25 V	陶瓷电容器	SMD
C9, C14	1 nF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C10、C15、C27、C32	22 nF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C13, C23	100 nF	X7R	25 V	陶瓷电容器	SMD
C17、C18、C19、C20	1500 μ F	20%	63 V	电解质电容器。	THT
C21	2200 μ F	20%	16 V	电解质电容器	THT
C22	10 nF	X7R	25 V	陶瓷电容器	SMD
C25, C28	220 pF	NP0	500 V	陶瓷电容器	SMD
C36, C37	820 μ F	20%	450V	极化电容器	THT
D1	DFLS1100		100 V	标准二极管	SMD
D2	ES2D		200 V	标准二极管	SMD
D4、D7、D11、D12	RSFJL		600 V	二极管	SMD
D13	SMBJ85			齐纳二极管	SMD
IC3	LMH6642MF			集成电路	SMD
IC6	L78L05ACUTR			集成电路	SMD
IC7	ACPL-C87BT			光电耦合器	SMD
L1	6 μ H			电感器	THT
R1, R7	0 R	1%		电阻	SMD

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™



物料清单 (BOM)

元件称号	值	公差	电压	描述	注释
R2, R3, R4, R5, R6	100 k	0.1%		电阻	SMD
R8、R15、R17、R18	20 k	0.1%		电阻	SMD
R10、R11、R12、R13	R001	1%		电阻	SMD
R14, R25	10 R	1%		电阻	SMD
R16, R29	27 R	1%		电阻	SMD
R19	39 R	1%		电阻	SMD
R20、R23、R31、R34	4R7	1%		电阻	SMD
R21, R24	33 R	1%		电阻	SMD
R22	2 k	0.1%		电阻	SMD
R26, R35	1K2	1%		电阻	SMD
R36	1 k	1%		电阻	SMD
TR1	CT05-100			变压器	THT
TR2				变压器	THT
X1, X2	P2A-PCB-SS			连接器	THT
X3	53398-0471			连接器	SMD
X5	双极连接器			连接器	THT
X6	B2B-ZR			连接器	THT
X8	SQW-116-01-L-D			排针 2 x 16 触点	THT

表 3 控制板元件

元件称号	值	公差	电压	描述	注释
IC1	XMC4200-F64K256 AB			集成电路	SMD
IC4	IFX91041EJ V33			IC 降压	SMD
C1、C2、C3、C4	15 pF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C5, C8, C9, C11, C13, C15, C17, C29, C30, C31	10 µF	X5R	6.3 V	陶瓷电容器	SMD
C6, C7, C10, C12, C14, C16, C18, C21, C25, C27, C28	100 nF	X7R	25 V	陶瓷电容器	SMD
C19, C36	4n7	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C33、C35、C37、C38	180 pF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C20	2 nF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C22, C26	10 nF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C24	10 µF	X5R	25 V	陶瓷电容器	SMD
C32	22 nF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
C34	220 nF	X7R	50 V	陶瓷电容器	SMD
D1	蓝色 LED			LED	SMD

3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOS™ CFD7 and XMC™



物料清单 (BOM)

元件称号	值	公差	电压	描述	注释
D2, D3, D7	Bat54S		30 V	肖特基二极管	SMD
D4	红色 LED			LED	SMD
D5	绿色 LED			LED	SMD
D6	BAS3010		30 V	肖特基二极管	SMD
IC2	TL431	0.5%		集成电路	SMD
IC3	OPA2376AIDR			集成电路	SMD
L1	铁氧体磁头 60 Ω , 100 MHz			电感器	SMD
L2	47 μ H			电感器	SMD
R1、R9、R11、R22	510 R	1%		电阻	SMD
R2, R12, R14	22 k	1%		电阻	SMD
R3, R6, R8, R17, R27	1k4	1%		电阻	SMD
R4, R5, R28	10 R	1%		电阻	SMD
R7, R21	100 R	1%		电阻	SMD
R10, R30	23k7	0.1%		电阻	SMD
R18, R26, R31, R32, R33	11 k	0.1%		电阻	SMD
R13、R16、R19、R23、R24、R29	1 k	0.1%		电阻	SMD
R15	510	1%		电阻	R15
R20, R25	200 R	0.1%		电阻	R20, R25
X1	TSW-104-07-G-D			母头 8 触点	THT
X2	TMM-116-03-L-D			排针 2 x 16 触点	THT
X4	12 MHz			晶体振荡器	SMD

8 参考文献

- [1] “800W ZVS 相移全桥评估板。使用 600 V CoolMOS™CFD7 和 XMC4200 的数字控制”，
[AN 201709 PL52 027](#)
- [2] “1400 W ZVS 相移全桥评估板。利用 600V CoolMOS™™ CFD7 和 XMC4200 的数字控制”，
[AN 201711 PL52 003](#)
- [3] Jared Huntington, “6W 偏置电源。利用新的 800V CoolMOS™P7、ICE5QSAG QR 反激式控制器和无缓冲反激，提高辅助电源效率和模块封装设计”，
[AN 201709 PL52 030](#)
- [4] F. Krismer, J. Biela, J. W. Kolar, “对宽输入、宽输出电压范围的隔离式双向 DC-DC 变换器的比较评估”，2005 年工业应用会议。第十四届 IAS 年会。2005 年会议记录
- [5] A. Hillers, D. Christen 和 J. Biela, “高效双向隔离 LLC 谐振变换器的设计”，电力电子与运动控制会议 (EPE/PEMC)，2012 年第 15 届国际会议



修订记录

修订记录

自上次修订以来的主要改动

页面或参考	变更说明

其他商标

所有引用的产品或服务名称和商标均为其各自所有者的财产。

版次 2018-05-02

发布方：

英飞凌科技股份有限公司

81726 Munich, 德国

© 2019 Infineon Technologies AG.

保留所有权利。

您对本文档有疑问吗？

电子邮件：erratum@infineon.com

文档参考 PL52_1809_081412_CN

重要通知

本应用笔记中包含的信息仅作为产品实施的提示，在任何情况下均不得视为对产品的某些功能、条件或质量的描述或保证。在产品实施之前，本应用笔记的接收方必须验证实际应用中的任何功能和其他技术信息。英飞凌科技不承担与在本应用笔记中提供的任何信息有关的任何类型的担保和责任（包括但不限于对任何第三方知识产权的不侵权担保）。

本文档中的数据仅供接受了技术培训的员工使用。客户的技术部门有责任评估产品是否适合预期应用，以及本文档中有关此类应用的产品信息的完整性。

若需获得有关产品、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办事处 (www.infineon.com)。

警告

由于技术要求，产品可能包含有害物质。若需了解相关物质的类型，请联系距离您最近的英飞凌办事处。

除非英飞凌科技在英飞凌科技授权代表签署的书面文件中明确批准，否则英飞凌科技的产品不得用于可合理预计产品故障或其使用后果会导致人身伤害的应用。