

Application Note

# 为 TPS61287 选择经优化的 MOSFET



Nathan Ding

摘要

选择合适的电源开关 ( 通常是 MOSFET ) 对于升压转换器的性能、效率和可靠性至关重要。选择不当会导致效率低下, 甚至会导致击穿等故障。本应用手册提供了基本指南, 旨在帮助工程师选择功率 MOSFET。探讨了不同 MOSFET 参数对转换器运行的影响, 并介绍了一款专用的计算工具。一个案例研究演示了这些选择指南和计算工具的应用。

内容

1 简介.....	2
2 功率 MOSFET 选择的关键参数.....	3
2.1 静态特性.....	3
2.2 动态特性.....	3
2.3 热参数.....	5
3 MOSFET 选择工具简介.....	6
3.1 在计算工具中输入 MOSFET 参数.....	6
3.2 检查结果.....	7
4 计算器工具 MOSFET 选择示例和工作台评估.....	8
5 总结.....	10
6 参考资料.....	10
7 修订历史记录.....	11

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 简介

TPS61287 是一款高功率密度同步升压转换器，集成了高侧同步整流器 MOSFET，并使用外部低侧 MOSFET 来提供高效率的小尺寸设计。TPS61287 具有 2V 至 23V 的宽输入电压范围，输出电压高达 25V，具有 20A 开关谷值电流能力。TPS61287 采用自适应恒定导通时间谷值电流控制拓扑来调节输出电压。在中等到重负载条件下，TPS61287 在脉宽调制 (PWM) 模式下工作。在轻负载条件下，通过配置 MODE 引脚可实现两种可选模式：自动 PFM 模式（可提高轻负载效率）和强制 PWM 模式（可避免因开关频率较低而引发可闻噪声和其他问题）。PWM 模式下的开关频率为 320kHz。TPS61287 提供 27V 输出过压保护、逐周期过流保护和热关断保护。

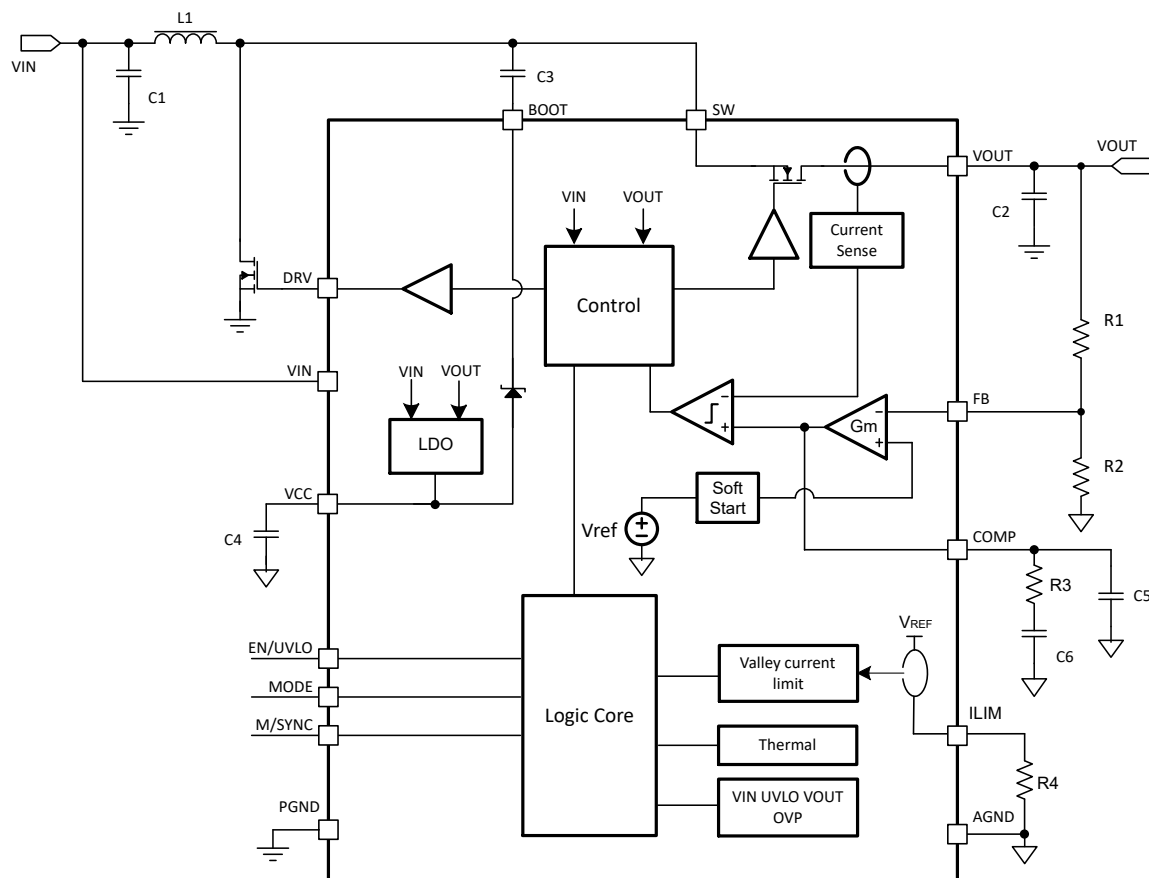


图 1-1. TPS61287 功能框图

本应用手册为如何选择与升压器件 TPS61287 结合使用的外部 MOSFET 提供了指南。

## 2 功率 MOSFET 选择的关键参数

### 2.1 静态特性

静态参数通常定义开关的绝对最大额定值和导通状态性能。

- 漏源电压 ( $V_{DS}$ )：该电压的额定值必须高于 MOSFET 承受的最大电压。对于升压转换器，这至少是最大输出电压 ( $V_{OUT}$ )。为了应对由寄生电感引起的电压尖峰，建议采用 30-50% 的安全裕度。
- 持续漏极电流 ( $I_D$ )：MOSFET 必须处理 RMS 和平均输入电流。升压转换器中的 RMS 电流约等于输入电流 ( $I_{IN}$ )。
- 导通电阻 ( $R_{DS(on)}$ )：此参数直接决定导通损耗 ( $P_{cond} = I_{RMS}^2 \times R_{DS(on)}$ )。需要较低的  $R_{DS(on)}$ ，但通常会以较高的栅极电荷进行权衡。
- 栅极阈值电压 ( $V_{GS(th)}$ ) 和栅极平坦电压 ( $V_{plateau}$ ) 或米勒电压 ( $V_{miller}$ )：这两个电压必须小于 MOSFET 栅极驱动电压，以便 MOSFET 可以完全导通。

### 2.2 动态特性

动态参数与开关速度和栅极驱动器所需的能量有关。

MOSFET 的固有电容 ( $C_{iss}$ 、 $C_{oss}$ 、 $C_{rss}$ ) 决定了开关行为。图 2-1 所示为常用升压器件低侧 MOSFET 的开关过程，然后说明了这些电容的作用。

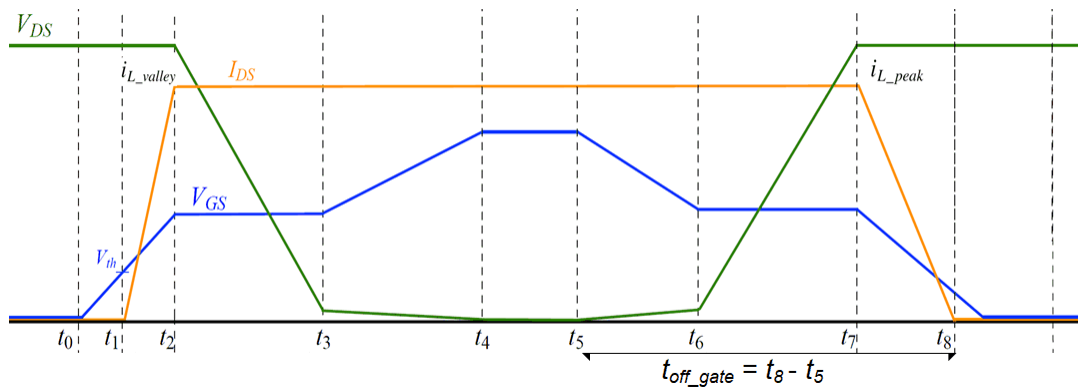


图 2-1. MOSFET 开关波形

电容如何影响开关速度：当 MOSFET 导通时，栅极驱动器必须对  $C_{iss}$ （输入电容）充电，以便首先导通 MOSFET（从  $t_0$  到  $t_2$ ）。当  $V_{GS}$  达到平坦电压，驱动器电流会消耗以使  $C_{rss}$  放电，从而使  $V_{DS}$  下降（从  $t_2$  下降到  $t_3$ ）。更大的总栅极电荷 ( $Q_g$ ) 和电容需要更多的驱动电流和开关时间。

通常，如果电容更大，会产生两种负面影响：

- 开关损耗增加：较慢的开关转换会增加高电压和高电流重叠（图 2-1 中的  $t_1$  至  $t_3$  和  $t_6$  至  $t_8$ ）的时间，从而导致高开关损耗 ( $P_{sw}$ ) 和低效率。
- 击穿风险：如果开关关断速度太慢，则没有足够的时间来防止高侧和低侧开关同时导通。这种击穿情况会在输出电压轨上造成短路，并且很有可能损坏 MOSFET 和升压控制器。

对于具有可调死区时间的控制器，死区时间必须设置为长于开关的关断延迟和下降时间之和，以避免击穿。而对于 TPS61287 等具有固定死区时间的控制器，所选 MOSFET 必须具有足够低的  $Q_g$  或结电容，以验证开关时间是否短于固定死区时间。

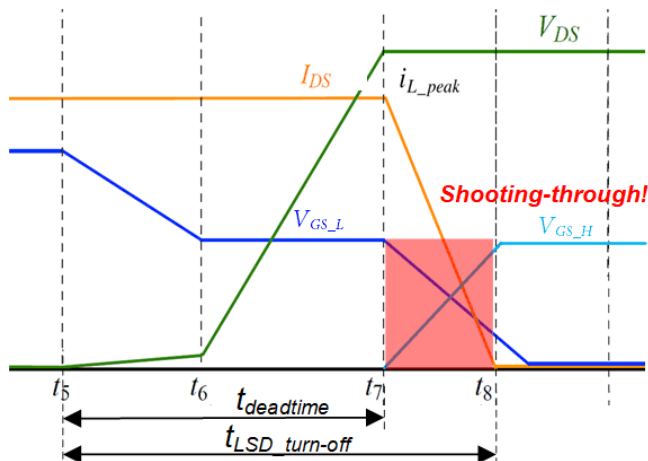


图 2-2. 动态特性较差时的开关行为

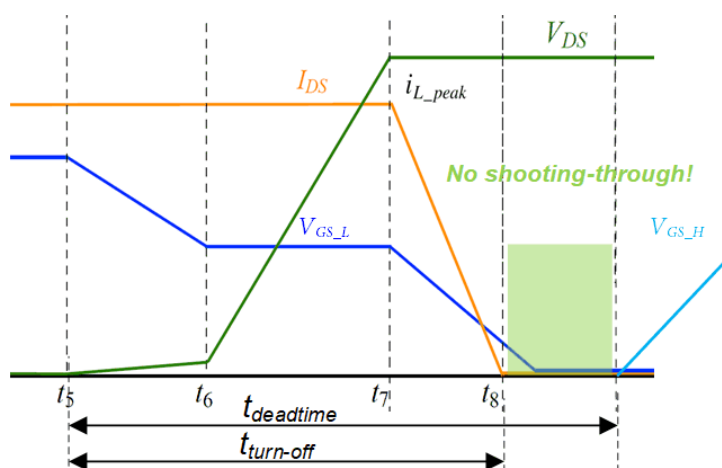


图 2-3. 动态特性良好时的开关行为

图 2-2 和图 2-3 清楚展示了高动态参数对开关速度的负面影响以及击穿风险。

但是，MOSFET 结电容不是尽可能小。结电容过小会导致开关速度过快，从而增加 SW 电压尖峰（纳秒级的瞬变电压），进而导致 MOSFET 和芯片过压应力。为确保 TPS61287 的安全，TI 建议工程师将 SW 的电压尖峰控制在 36V 以下。

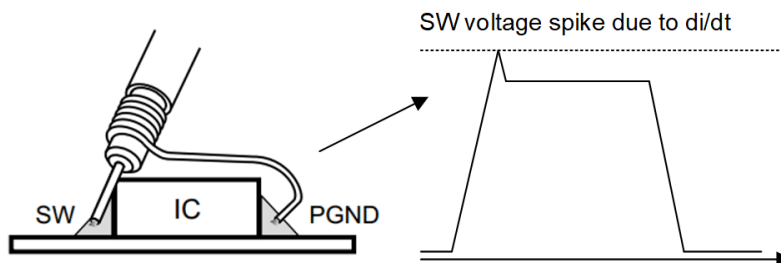


图 2-4. 使用低电感探头进行 SW 电压尖峰测量

如果由于选择了具有极小结电容的 MOSFET 而导致 SW 电压尖峰过高，TI 建议在 MOSFET 的栅极上串联一个驱动电阻器 (RDRV) 来降低驱动速度，从而降低 SW 电压尖峰。

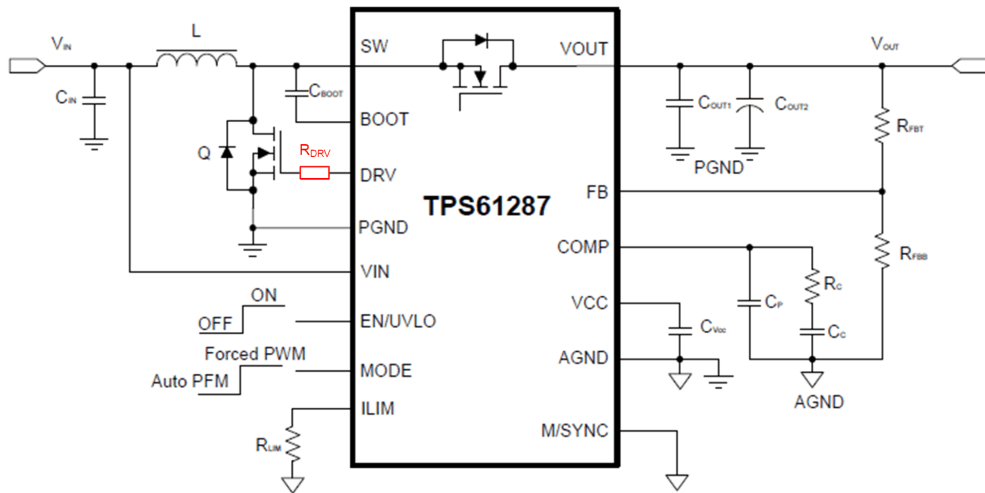


图 2-5. 栅极驱动电阻器可降低驱动速度并减少 SW 电压尖峰

## 2.3 热参数

热管理可以验证开关在安全工作区 (SOA) 内运行。

- 结温至环境温度热阻 ( $R_{\theta JA}$ )：它定义了给定功率耗散下从结温至环境空气的温升。较低的  $R_{\theta JA}$  ( 通过更好的封装或散热实现 ) 对于散热至关重要。
- 总功率耗散 ( $P_D$ )：导通损耗和开关损耗之和。结温可通过以下公式计算得出： $T_J = T_A + (P_D \times R_{\theta JA})$ ，其中  $T_A$  为环境温度。 $T_J$  必须始终保持在最大额定值以下 ( 通常为  $150^{\circ}\text{C}$  或  $175^{\circ}\text{C}$  )。

### 3 MOSFET 选择工具简介

为了简化 TPS61287 升压控制器系列的选择过程，我们开发了一款基于 Excel 的计算工具。导航到[此处](#)以使用计算工具。

该计算器还可获取有关运行条件、BOM 和系统要求的用户输入，以评估功率损耗和效率。请注意，该计算器不考虑其他来源的功率损耗，例如反向恢复损耗。效率计算器最适合用于将一个 FET 与另一个 FET 进行比较。

计算器包含低侧 MOSFET 选择部分来估算关断时间；该部分可用于选择具有适当动态特性的 MOSFET。

#### 3.1 在计算工具中输入 MOSFET 参数

本节旨在指导工程师如何在计算工具中获取输入参数，以选择合适的 MOSFET。

首先输入应用规格，输入  $V_{IN}$ （最小值/最大值）、 $V_{OUT}$ 、 $I_{OUT}$ 、开关频率和 LC 参数等参数。然后选择候选 MOSFET 并手动输入关键参数，如图 3-1 所示。

Step 7: Low-Side MOSFET Selection		
On-State resistance, $R_{DS(on)}$	7	mΩ
Total gate charge, $Q_G$	9	nC
Gate resistance, $R_G$	0.8	Ω
External gate resistance on PCB, $R_{G\_PCB}$	0	Ω
Input capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{iss\_0V}$	2000	pF
Input capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{iss\_Vout}$	1800	pF
Output capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{oss\_0V}$	2200	pF
Output capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{oss\_Vout}$	500	pF
Reverse transfer capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{rss\_0V}$	450	pF
Reverse transfer capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{rss\_Vout}$	40	pF
Low side FET gate driving voltage, $V_{GS\_gate}$	5.1	V
Gate-Source Threshold Voltage, $V_{GS(th)}$	1.2	V
Gate plateau voltage / miller voltage, $V_{plateau}$	2.5	V
LS-GATE off to HS-GATE on deadtime, $t_{DTH}$	30.0	ns
Calculated low side gate turn off time, $t_{off\_gate}$ (should be smaller than deadtime $t_{DTH}$ )	19.2	ns

图 3-1. 在计算工具中输入 MOSFET 参数

设计计算器中的第一个参数是导通状态电阻 ( $R_{DS(on)}$ )。计算器要求  $R_{DS(on)}$  为 5.1V 驱动电压。 $R_{DS(on)}$  通常在数据表的电气特性部分或绘制  $V_{GS}$  与  $R_{DS(on)}$  的图中给出。

总栅极电荷 ( $Q_G$ ) 是指为栅极电容充电以导通 MOSFET，从而使 MOSFET 的实际栅极电压与驱动电压相匹配所需的电荷（以库仑为单位）。这与开关电荷不同。 $Q_G$  通常在 MOSFET 数据表中给出。

内部栅极电阻  $R_G$  可通过与 MOSFET 栅极串联的电阻器建模，而  $R_{G\_PCB}$  是由 PCB 覆铜线迹或外部电阻器引入的外部栅极电阻。

$C_{iss}$ 、 $C_{rss}$ 、 $C_{oss}$  是输入、反向和输出结电容。注意到 MOSFET 的动态特性主要随漏源电压  $V_{DS}$  而变化，图 3-2 显示了  $C_{iss}$ 、 $C_{rss}$  和  $C_{oss}$  对  $V_{DS}$  的依赖性。通常会在绘制  $V_{DS}$  与电容间关系的图中给出结电容。

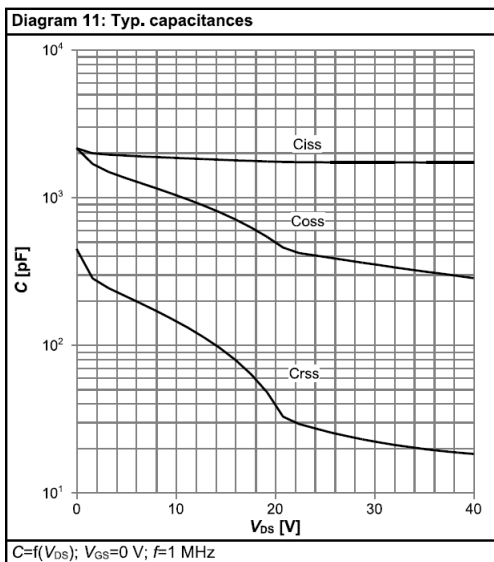


图 3-2. MOSFET  $C_{iss}$ 、 $C_{rss}$ 、 $C_{oss}$  与  $V_{DS}$  间的关系

栅极源阈值电压  $V_{GSTH}$  是 MOSFET 导通的阈值电压，而栅极平坦电压或米勒电压是  $C_{rss}$  充电的电压。这两个电压通常在 MOSFET 数据表中给出。

### 3.2 检查结果

该工具会自动计算：

- 所提供条件下的建议 BOM。
- 如果估算的低侧关断时间接近控制器的固定死区时间，则会发出警告。
- 用于评估稳定性的估计粗体图、相位裕度和增益裕度。
- 估算的低侧 MOSFET 功率损耗、总功率耗散、预测的结温和效率。

请注意，该工具中的结果是理论上的计算结果；结果并未考虑非线性电路和元件的一些影响。该计算工具最好用于比较不同的 BOM 或快速开始系统参数设计。

## 4 计算器工具 MOSFET 选择示例和工作台评估

本节提供了一个示例，说明如何使用计算工具来设计 TPS61287。此示例使用以下运行条件。

其他输入参数保留为默认值。

表 4-1. 设计计算器运行条件示例

参数	值	单位
$V_{IN}$ (最小值)	3.0	V
$V_{IN}$ (标称值)	3.6	V
$V_{IN}$ (最大值)	4.2	V
$V_{OUT}$	18	V
$I_{OUT}$ (最大值)	2	A
$I_{LIM}$	20	A
$T_A$	25	°C

MOSFET 中有两个候选方案：选项 A 和选项 B，这两个选项具有相同的  $R_{DS(on)}$ ，但选项 A 的结电容比选项 B 更大。

填充黄色电池后，计算器可以计算低侧 MOSFET 关断时间、功率损耗、温升和总效率。

<b>Step 7: Low-Side MOSFET Selection</b>		
On-State resistance, $R_{DS(on)}$	7	mΩ
Total gate charge, $Q_G$	34	nC
Gate resistance, $R_G$	0.9	Ω
External gate resistance on PCB, $R_{G\_PCB}$	0	Ω
Input capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{iss\_0V}$	5000	pF
Input capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{iss\_Vout}$	3527	pF
Output capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{oss\_0V}$	2000	pF
Output capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{oss\_Vout}$	257	pF
Reverse transfer capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{rss\_0V}$	1500	pF
Reverse transfer capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{rss\_Vout}$	215	pF
Low side FET gate driving voltage, $V_{GS\_gate}$	5.1	V
Gate-Source Threshold Voltage, $V_{GS(th)}$	2	V
Gate plateau voltage / miller voltage, $V_{plateau}$	3	V
LS-GATE off to HS-GATE on deadtime, $t_{DGH}$	30.0	ns
Calculated low side gate turn off time, $t_{off\_gate}$ (should be smaller than deadtime $t_{DGH}$ )	34.3	ns
<b>Step 8: Efficiency Analyzer</b>		
Default EVM Inductor DC loss, $P_{loss\_inductor\_DC}$	931	mW
Actually used inductor DC loss, $P_{loss\_act\_inductor\_DC}$		mW
Default EVM Inductor AC loss, $P_{loss\_inductor\_AC}$	59	mW
Actually used inductor AC loss, $P_{loss\_act\_inductor\_AC}$		mW
Low-side MOSFET power loss, $P_{loss\_LS\_FET}$	1746	mW
IC power loss, $P_{loss\_IC}$	1631	mW
Low-side MOSFET Junction-to-ambient thermal resistance, $R_{\theta JA\_FET}$	53	°C/W
Low-side MOSFET junction temperature rise	92.5	°C
IC Junction-to-ambient thermal resistance, $R_{\theta JA\_IC}$	36.6	°C/W
IC junction temperature rise	59.7	°C
Calculated efficiency on PWM@ $V_{IN\_nom}$ , $V_{OUT}$ , $I_{OUT\_MAX}$ , $\eta_{eff}$	89.2	%

图 4-1. 选项 A 计算结果



<b>Step 7: Low-Side MOSFET Selection</b>	
On-State resistance, $R_{DS(on)}$	7 mΩ
Total gate charge, $Q_g$	9 nC
Gate resistance, $R_g$	0.8 Ω
External gate resistance on PCB, $R_{g\_pcb}$	0 Ω
Input capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{iss\_0V}$	2000 pF
Input capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{iss\_Vout}$	1800 pF
Output capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{oss\_0V}$	2200 pF
Output capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{oss\_Vout}$	500 pF
Reverse transfer capacitance at $V_{ds}=0V$ , $C_{rss\_0V}$	450 pF
Reverse transfer capacitance at $V_{ds}=V_{out}$ , $C_{rss\_Vout}$	40 pF
Low side FET gate driving voltage, $V_{LS\_gate}$	5.1 V
Gate-Source Threshold Voltage, $V_{GS(TH)}$	1.2 V
Gate plateau voltage / miller voltage, $V_{plateau}$	2.5 V
LS-GATE off to HS-GATE on deadtime, $t_{DUT}$	30.0 ns
Calculated low side gate turn off time, $t_{off\_gate}$ (should be smaller than deadtime $t_{DUT}$ )	19.2 ns
<b>Step 8: Efficiency Analyzer</b>	
Default EVM Inductor DC loss, $P_{loss\_inductor\_DC}$	931 mW
Actually used inductor DC loss, $P_{loss\_act\_inductor\_DC}$	mW
Default EVM Inductor AC loss, $P_{loss\_inductor\_AC}$	59 mW
Actually used inductor AC loss, $P_{loss\_act\_inductor\_AC}$	mW
Low-side MOSFET power loss, $P_{loss\_LS\_FET}$	1023 mW
IC power loss, $P_{loss\_IC}$	1383 mW
Low-side MOSFET Junction-to-ambient thermal resistance, $R_{\theta JA\_FET}$	60 °C/W
Low-side MOSFET junction temperature rise	61.4 °C
IC Junction-to-ambient thermal resistance, $R_{\theta JA\_IC}$	36.6 °C/W
IC junction temperature rise	50.6 °C
Calculated efficiency on PWM@ $V_{IN\_NOM}$ , $V_{OUT}$ , $I_{OUT\_MAX}$ , $\eta_{calc}$	91.4 %

图 4-2. 选项 B 计算结果

选项 A 的动态特性比选项 B 更差，导致功率损耗明显更高（选项 A 的功率损耗为 1746mW，选项 B 的功率损耗为 1023mW）、温度更高（选项 A 为 92.5°C，选项 B 为 61.4°C）且效率较差（选项 A 为 89.2%、选项 B 为 91.4%）。

更重要的是，选项 A 的关断时间计算为 34.3ns，比 LS-GATE 关断到 HS-GATE 导通死区时间 (30ns) 更长。此处列出了一条考虑击穿风险的警告。使用选项 B 时，关断时间为 19.2ns，这比死区时间短得多。

因此，选择选项 B，理由是选项 B 可提供更低的功率损耗，同时满足动态性能和散热要求。图 4-3 展示了使用选项 B MOSFET 时工作台上的效率曲线。

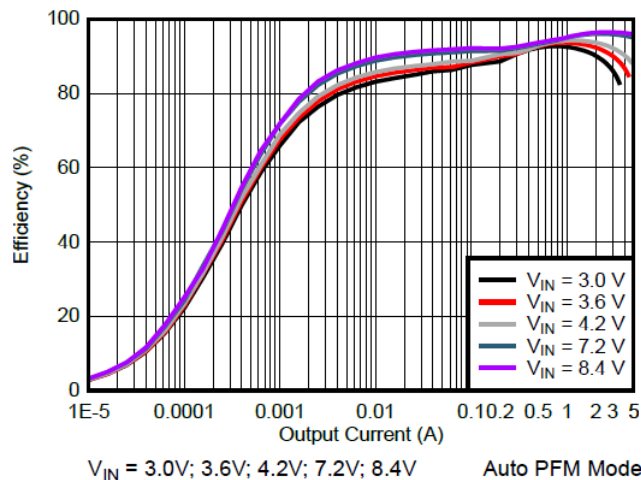


图 4-3. TPS61287 使用选项 B MOSFET 时的效率曲线

## 5 总结

TPS61287 器件可用于为各种应用创建高效的升压转换器系统。这些系统的效率会因系统运行条件和 BOM 选择（尤其是 MOSFET 选择）而异。需要查看并仔细考虑 MOSFET 的数据表参数。工程师必须验证 MOSFET 的电压和电流额定值是否超出应用要求并留有足够的裕度。至关重要的是，动态参数（尤其是栅极电荷和电容）必须与控制器的栅极驱动强度和死区时间兼容，以便更大限度地降低开关损耗并防止击穿。热计算对于验证设计的可靠性至关重要。利用 TPS61287 器件的计算工具精简了该过程，可以快速选出更优的 MOSFET，从而实现了高效稳健的升压设计。

## 6 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[TPS61287 具有可堆叠多相功能的 23V VIN、25V VOUT 20A 同步升压转换器](#) 数据表。
2. 德州仪器 (TI)，[适用于 BQ2575x 系列的 MOSFET 选择指南](#) 应用手册。
3. 德州仪器 (TI)，[MOSFET 支持和培训工具](#)，应用手册。
4. 德州仪器 (TI)，[了解 SW 节点的绝对最大额定值](#) 应用手册。

## 7 修订历史记录

Changes from Revision * (January 2026) to Revision A (February 2026)	Page
• 添加了指向计算工具的链接.....	6
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	6

## 重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月