# LM3488Q-Q1 适用于升压、SEPIC 和反激式直流/直流转换器的高效控制器

## 1 特性

- 汽车级产品：通过 AEC-Q100 认证
- 8 引脚 VSSOP 封装
- 具备 1A 峰值电流能力的内部推挽驱动器
- 电流限值和热关断
- 通过电容器和电阻器优化的频率补偿
- 内部软启动
- 电流模式运行
- 带有迟滞功能的欠压锁定
- 主要规格：
  - 2.97V 至 40V 的宽电源电压范围
  - 可调节且可同步的时钟频率（100kHz 至 1MHz）
  - ±1.5%（过热）内部基准
  - 5μA 关断电流（过热）
- 使用 LM3488Q-Q1 并借助 WEBENCH Power Designer 创建定制设计方案

## 2 应用

- 启停应用
- ADAS 驾驶员信息
- 牵引逆变器和车载充电器中的隔离式电源（反激式）
- 数字驾驶舱和音响主机

## 3 说明

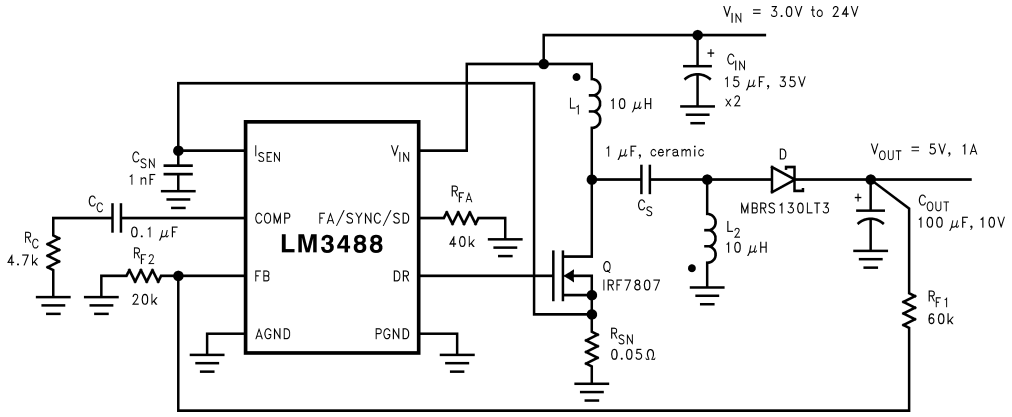
LM3488Q-Q1 是一款适用于开关稳压器的多功能低侧 N-FET 高性能控制器。此器件适用于需要低侧 FET 的拓扑，如升压、反激或 SEPIC。此外，LM3488Q-Q1 器件可以在极很高的开关频率下工作，用于减小整体解决方案尺寸。通过使用单个外部电阻器，或将 LM3488Q-Q1 器件与外部时钟同步，可将该器件的开关频率调整为 100kHz 到 1MHz 之间的任意值。电流模式控制提供出色的带宽和瞬态响应以及逐周期电流限制。可以使用单个外部电阻器对输出电流进行编程。

LM3488Q-Q1 器件具有内置保护功能，例如热关断、短路保护和过压保护。节能关断模式可以将总电源电流降低至 5μA，并支持电源时序控制。内部软启动会限制启动时的浪涌电流。

**封装信息**

| 器件型号 | 封装(1) | 封装尺寸（标称值） |
|---|---|---|
| LM3488Q-Q1 | VSSOP (8) | 3.00mm × 3.00mm |

(1) 如需了解所有可用封装，请参阅数据表末尾的可订购产品附录。




典型的 SEPIC 转换器

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

# 内容

**1 特性**.....1
**2 应用**.....1
**3 说明**.....1
**4 引脚配置和功能**.....3
**5 规格**.....3
5.1 绝对最大额定值.....3
5.2 ESD 等级.....3
5.3 建议运行条件.....4
5.4 热性能信息.....4
5.5 电气特性.....4
5.6 典型特性.....6
**6 详细说明**.....10
6.1 概述.....10
6.2 功能方框图.....11
6.3 特性说明.....11
6.4 器件功能模式.....15
**7 应用和实施**.....16
7.1 应用信息.....16
7.2 典型应用.....16
**8 电源相关建议**.....27
**9 布局**.....28
9.1 布局指南.....28
9.2 布局示例.....29
**10 器件和文档支持**.....30
10.1 使用 WEBENCH 工具定制设计方案.....30
10.2 接收文档更新通知.....30
10.3 支持资源.....30
10.4 商标.....30
10.5 静电放电警告.....30
10.6 术语表.....30
**11 修订历史记录**.....30
**12 机械、封装和可订购信息**.....30


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

# 4 引脚配置和功能

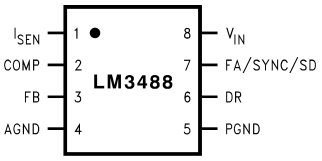



**图 4-1. 8 引脚 DGK VSSOP 封装 顶视图**

**表 4-1. 引脚功能**

| 引脚 | | 类型 | 说明 |
|---|---|---|---|
| 名称 | 编号 | | |
| $I_{SEN}$ | 1 | I | 电流检测输入引脚。外部检测电阻上产生的电压会被馈送到该引脚。 |
| COMP | 2 | A | 补偿引脚。连接到该引脚的电阻器和电容器组合为控制环路提供补偿。 |
| FB | 3 | I | 反馈引脚。应使用电阻分压器调整输出电压，从而为该引脚提供 1.26V 电压。 |
| AGND | 4 | P | 模拟地引脚。 |
| PGND | 5 | P | 电源地引脚。 |
| DR | 6 | O | IC 的驱动引脚。外部 MOSFET 的栅极应连接到该引脚。 |
| FA/SYNC/SD | 7 | A | 频率调节、同步和关断引脚。连接到该引脚的电阻器设置振荡器频率。此引脚上的外部时钟信号将使控制器与时钟频率同步。该引脚上的高电平持续时间 ≥ 30μs 将使器件关断。之后，器件将从电源汲取不到 10μA 的电流。 |
| $V_{IN}$ | 8 | P | 电源输入引脚。 |

# 5 规格

## 5.1 绝对最大额定值

| (1) | | 最小值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|
| 输入电压 | | | 45 | V |
| FB 引脚电压 | | $-0.4 < V_{FB}$ | $V_{FB} < 7$ | V |
| FA/SYNC/SD 引脚电压 | | $-0.4 < V_{FA/SYNC/SD}$ | $V_{FA/SYNC/SD} < 7$ | V |
| 峰值驱动器输出电流 (< 10μs) | | | 1 | A |
| 功率耗散 | | | 内部受限制 | |
| 结温 | | | 150 | °C |
| 引线温度 | 气相 (60s) | | 215 | °C |
| | 红外 (15s) | | 260 | °C |
| DR 引脚电压 | | -0.4 ≤ VDR | VDR ≤ 8 | V |
| $I_{SEN}$ 引脚电压 | | | 600 | mV |

(1) 绝对最大额定值是指超过之后可能对器件造成损坏的限值。节 5.3 是指器件预期正常工作的条件。有关各规格和测试条件，请参阅节 5.5。

## 5.2 ESD 等级

| | | | | 最小值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{(ESD)}$ | 静电放电 | 人体放电模型 (HBM)，符合 AEC Q100-002 标准(1) | | -2000 | 2000 | V |
| | | 充电器件模型 (CDM)，符合 AEC Q100-011 标准 | 转角引脚（1、4、5 和 8） | -750 | 750 | |
| | | | 其他引脚 | -750 | 750 | |

(1) AEC Q100-002 指示应当按照 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 规范执行 HBM 应力测试。

## 5.3 建议运行条件

| | 最小值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|
| 电源电压 | 2.97 ≤ $V_{IN}$ | $V_{IN}$ ≤ 40 | V |
| 结温范围 | −40 ≤ $T_J$ | $T_J$ ≤ 125 | °C |
| 开关频率 | 100 ≤ $F_{SW}$ | $F_{SW}$ ≤ 1000 | kHz |

## 5.4 热性能信息

| 热指标[1] | | LM3488-Q1 DGK 8 引脚 | 单位 |
|---|---|---|---|
| $R_{\theta JA}$ | 结至环境热阻 | 151.2 | °C/W |
| $R_{\theta JC(top)}$ | 结至外壳（顶部）热阻 | 45.3 | |
| $R_{\theta JB}$ | 结到电路板热阻 | 85.6 | |
| $\psi_{JT}$ | 结到顶部的表征参数 | 1.5 | |
| $\psi_{JB}$ | 结到电路板的表征参数 | 84.2 | |

(1) 有关新旧热指标的更多信息，请参阅应用手册：*IC 封装热指标*。

## 5.5 电气特性

除非另有说明，否则 $V_{IN}$ = 12V，$R_{FA}$ = 40kΩ，$T_J$ = 25°C

| | 参数 | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{FB}$ | 反馈电压 | $V_{COMP}$ = 1.4V，2.97V ≤ $V_{IN}$ ≤ 40V | 1.2507 | 1.26 | 1.2753 | V |
| | | $V_{COMP}$ = 1.4V，2.97V ≤ $V_{IN}$ ≤ 40V，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 1.24 | | 1.28 | |
| $\Delta V_{LINE}$ | 反馈电压线性调整率 | 2.97V ≤ $V_{IN}$ ≤ 40V | | 0.001 | | %/V |
| $\Delta V_{LOAD}$ | 输出电压负载调整率 | $I_{EAO}$ 拉电流/灌电流 | | ±0.5 | | %/A |
| $V_{UVLO}$ | 输入欠压锁定 | | | 2.85 | | V |
| | | –40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | | | 2.97 | |
| $V_{UV(HYS)}$ | 输入欠压锁定迟滞 | | | 170 | | mV |
| | | –40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 130 | | 210 | |
| $F_{nom}$ | 标称开关频率 | $R_{FA}$ = 40KΩ | | 400 | | kHz |
| | | $R_{FA}$ = 40KΩ，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 360 | | 430 | |
| $R_{DS1\ (ON)}$ | 驱动器开关导通电阻（顶部） | $I_{DR}$ = 0.2A，$V_{IN}$= 5V | | 16 | | Ω |
| $R_{DS2\ (ON)}$ | 驱动器开关导通电阻（底部） | $I_{DR}$ = 0.2A | | 4.5 | | Ω |
| $V_{DR\ (max)}$ | 最大驱动电压摆幅[1] | $V_{IN}$ < 7.2V | | $V_{IN}$ | | V |
| | | $V_{IN}$ ≥ 7.2V | | 7.2 | | |
| $D_{max}$ | 最大占空比[2] | | | 100% | | |
| $T_{min}$（导通） | 最短导通时间 | | | 325 | | nsec |
| | | –40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 230 | | 550 | |
| $I_{SUPPLY}$ | 电源电流（开关） | 请参阅 [3] | | 2.7 | | mA |
| | | 请参阅 [3]，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | | | 3.0 | |
| $I_Q$ | 关断模式下的静态电流 | $V_{FA/SYNC/SD}$ = 5V[4]，$V_{IN}$ = 5V | | 5 | | μA |
| | | $V_{FA/SYNC/SD}$ = 5V[4]，$V_{IN}$ = 5V，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | | | 7 | |
| $V_{SENSE}$ | 电流检测阈值电压 | $V_{IN}$ = 5V | 135 | 156 | 180 | mV |
| | | $V_{IN}$ = 5V，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 125 | | 190 | |
| $V_{SC}$ | 短路电流限制检测电压 | $V_{IN}$ = 5V | | 343 | | mV |
| | | $V_{IN}$ = 5V，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 250 | | 415 | |


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

除非另有说明，否则 $V_{IN}$ = 12V，$R_{FA}$ = 40kΩ，$T_J$ = 25°C

| | 参数 | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{SL}$ | 内部补偿斜坡电压 | $V_{IN}$ = 5V | | 92 | | mV |
| | | $V_{IN}$ = 5V，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 52 | | 132 | |
| $V_{SL}$ 比率 | $V_{SL}/V_{SENSE}$ | | 0.30 | 0.49 | 0.70 | |
| $V_{OVP}$ | 输出过压保护（相对于反馈电压）(5) | $V_{COMP}$ = 1.4V | 32 | 50 | 78 | mV |
| | | $V_{COMP}$ = 1.4V，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 25 | | 85 | |
| $V_{OVP(HYS)}$ | 输出过压保护迟(5) | $V_{COMP}$ = 1.4V | | 60 | | mV |
| | | $V_{COMP}$ = 1.4V，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 20 | | 110 | |
| Gm | 误差放大器跨导 | $V_{COMP}$ = 1.4V，$I_{EAO}$ = 100μA（拉电流/灌电流） | 600 | 800 | 1000 | μmho |
| | | $V_{COMP}$ = 1.4V，$I_{EAO}$ = 100μA（拉电流/灌电流），–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 365 | | 1265 | |
| $A_{VOL}$ | 误差放大器电压增益 | $V_{COMP}$ = 1.4V，$I_{EAO}$ = 100μA（拉电流/灌电流） | | 38 | | V/V |
| | | $V_{COMP}$ = 1.4V，$I_{EAO}$ = 100μA（拉电流/灌电流），–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 26 | | 44 | |
| $I_{EAO}$ | 误差放大器输出电流（拉电流/灌电流） | 拉电流，$V_{COMP}$ = 1.4V，$V_{FB}$ = 0V | 80 | 110 | 170 | μA |
| | | 拉电流，$V_{COMP}$ = 1.4V，$V_{FB}$ = 0V，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 50 | | 220 | |
| | | 灌电流，$V_{COMP}$ = 1.4V，$V_{FB}$ = 1.4V | -70 | -140 | -180 | μA |
| | | 灌电流，$V_{COMP}$ = 1.4V，$V_{FB}$ = 1.4V，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | -60 | | -185 | |
| $V_{EAO}$ | 误差放大器输出电压摆幅 | 上限：$V_{FB}$ = 0V，COMP 引脚 = 悬空 | | 2.2 | | V |
| | | 上限：$V_{FB}$ = 0V，COMP 引脚 = 悬空，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 1.8 | | 2.4 | |
| | | 下限：$V_{FB}$ = 1.4V | | 0.56 | | V |
| | | 下限：$V_{FB}$ = 1.4V，–40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 0.2 | | 1.0 | |
| $T_{SS}$ | 内部软启动延迟 | $V_{FB}$ = 1.2V，$V_{COMP}$ = 悬空 | | 4 | | ms |
| $T_r$ | 驱动引脚上升时间 | Cgs = 3000pf，$V_{DR}$ = 0V 至 3V | | 25 | | ns |
| $T_f$ | 驱动引脚下降时间 | Cgs = 3000pf，$V_{DR}$ = 0V 至 3V | | 25 | | ns |
| VSD | 关断和同步信号阈值 (6) | 输出 = 高电平 | | 1.27 | | V |
| | | 输出 = 高电平，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | | | 1.4 | |
| | | 输出 = 低电平 | | 0.65 | | V |
| | | 输出 = 低电平，−40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C | 0.3 | | | |
| $I_{SD}$ | 关断引脚电流 | $V_{SD}$ = 5V | | -1 | | μA |
| | | $V_{SD}$ = 0V | | +1 | | |
| $I_{FB}$ | 反馈引脚电流 | | | 15 | | nA |
| TSD | 热关断 | | | 165 | | °C |
| $T_{sh}$ | 热关断迟滞 | | | 10 | | °C |

(1) 当输入电压低于 7.2V 时，驱动引脚上的电压 $V_{DR}$ 等于输入电压。当输入电压大于或等于 7.2V 时，$V_{DR}$ 等于 7.2V。
(2) 由于该器件不允许以低于 100% 最大占空比运行，因此无法指定最大占空比限值。
(3) 此测试中使用 40K 电阻器将 FA/SYNC/SD 引脚拉至地。
(4) 此测试中使用 40K 电阻器将 FA/SYNC/SD 引脚拉至 5V。
(5) 过压保护是根据反馈电压指定的。这是因为过压保护会跟踪反馈电压。通过将反馈电压 $V_{FB}$ 与过压保护规格相加可以计算得出过压阈值。
(6) FA/SYNC/SD 引脚应通过电阻器拉至 $V_{IN}$，以关闭稳压器。

## 5.6 典型特性

除非另有说明，否则 $V_{IN}$ = 12V 且 $T_J$ = 25°C。

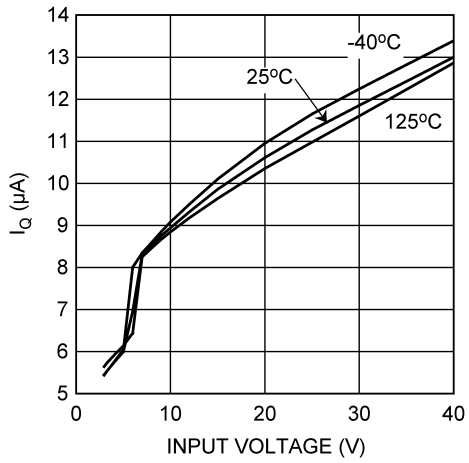



图 5-1. $I_Q$ 与温度和输入电压间的关系

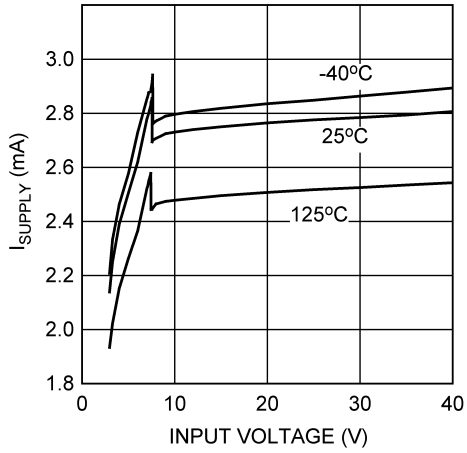



图 5-2. $I_{Supply}$ 与输入电压间的关系（非开关）

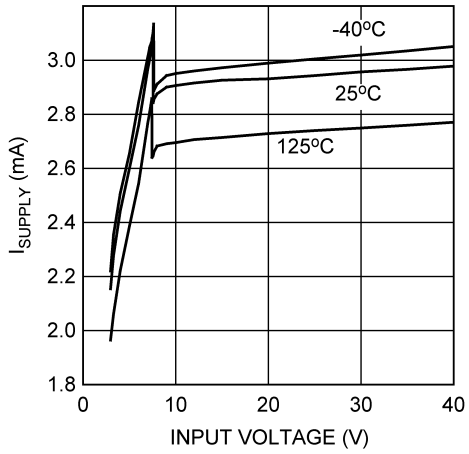



图 5-3. $I_{Supply}$ 与 $V_{IN}$ 间的关系

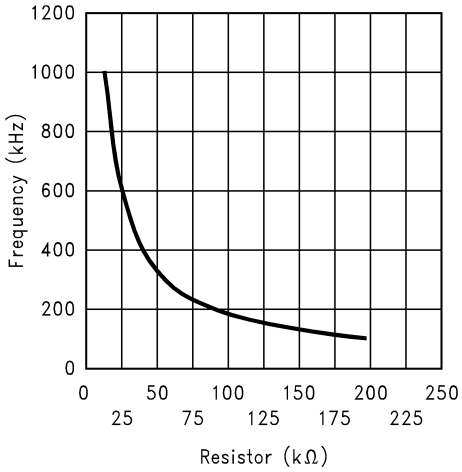



图 5-4. 开关频率与 RFA 间的关系

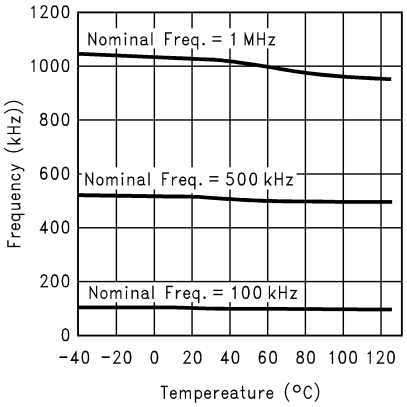



图 5-5. 频率与温度间的关系

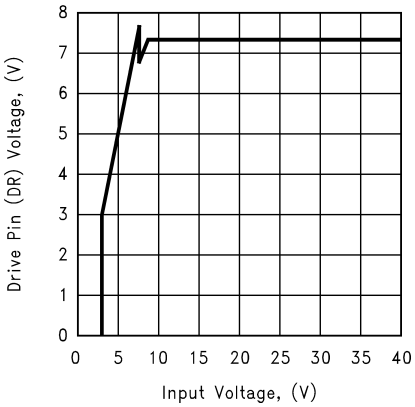



图 5-6. 驱动电压与输入电压间的关系


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

## 5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 $V_{IN}$ = 12V 且 $T_J$ = 25°C。

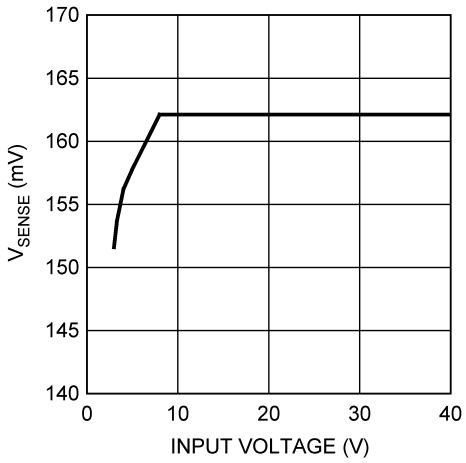



图 5-7. 电流检测阈值与输入电压间的关系

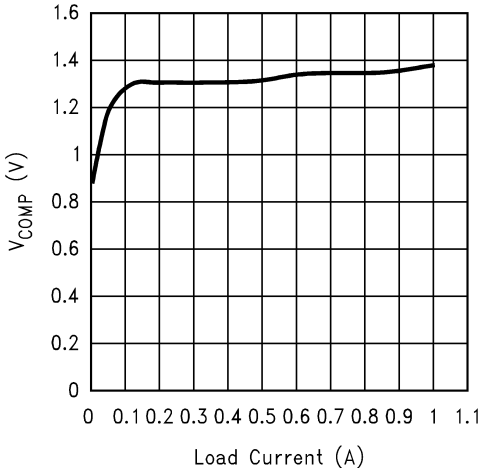



图 5-8. COMP 引脚电压与负载电流间的关系

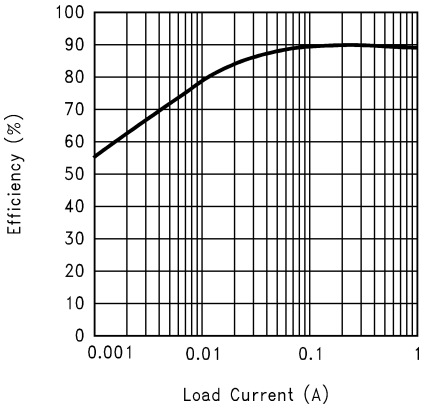



图 5-9. 效率与负载电流间的关系（3.3V 输入和 12V 输出）

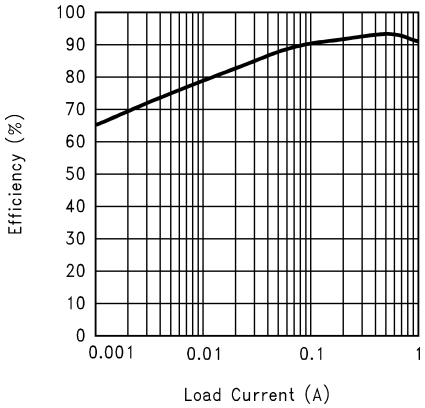



图 5-10. 效率与负载电流间的关系（5V 输入和 12V 输出）

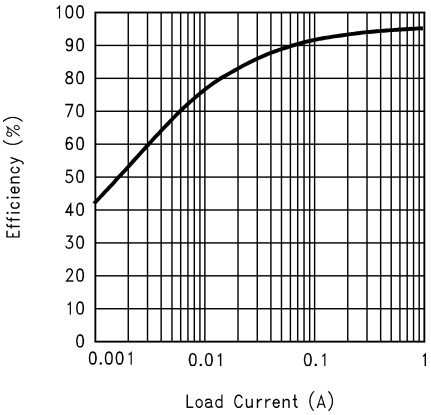



图 5-11. 效率与负载电流间的关系（9V 输入和 12V 输出）

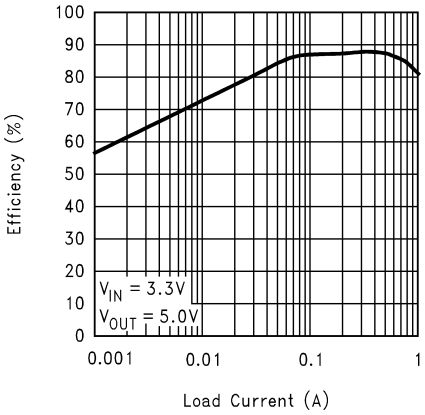



图 5-12. 效率与负载电流间的关系（3.3V 输入和 5V 输出）

## 5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 $V_{IN}$ = 12V 且 $T_J$ = 25°C。

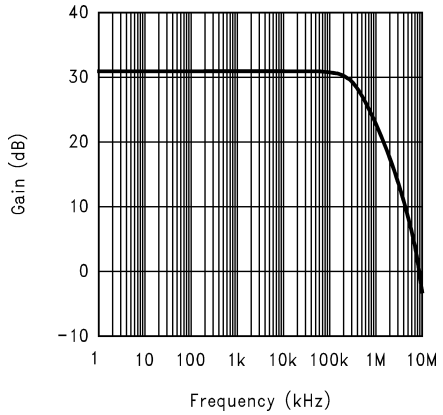



图 5-13. 误差放大器增益

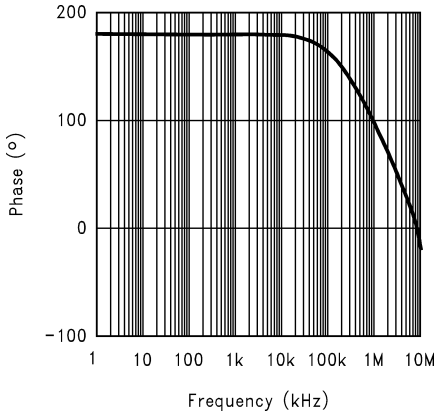



图 5-14. 误差放大器相位

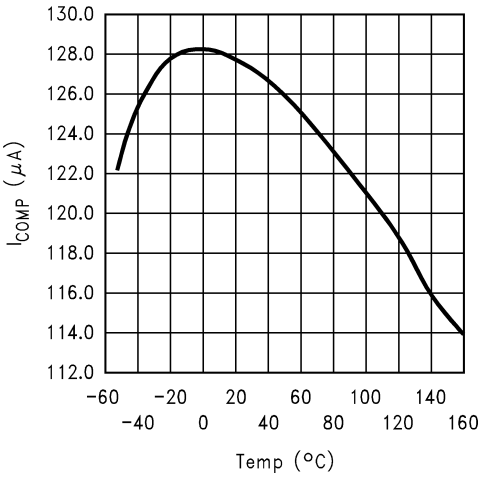



图 5-15. COMP 引脚拉电流与温度间的关系

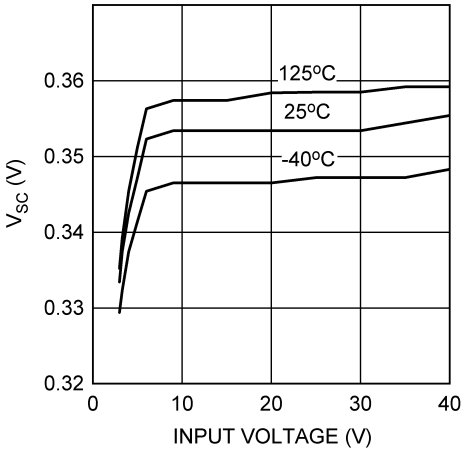



图 5-16. 短路保护与输入电压间的关系

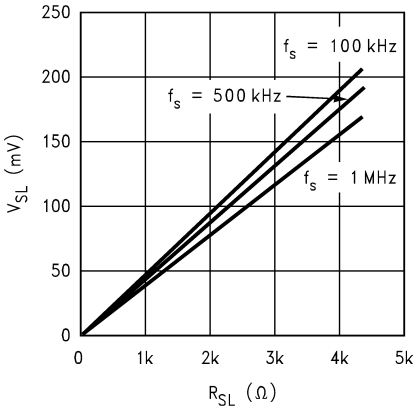



图 5-17. 补偿斜坡与补偿电阻器间的

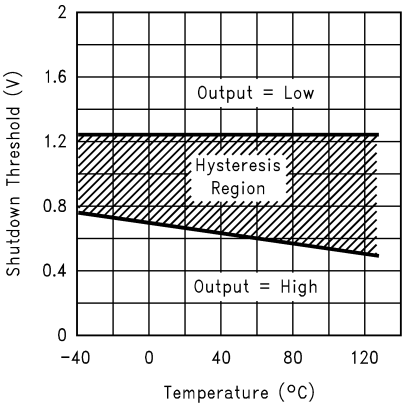



图 5-18. 关断阈值迟滞与温度间的关系


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

## 5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 $V_{IN}$ = 12V 且 $T_J$ = 25°C。

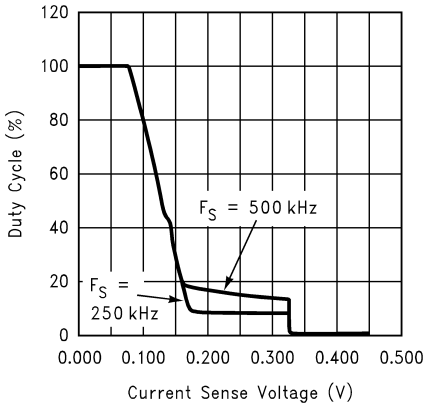



**图 5-19. 电流检测电压与占空比间的关系**

# 6 详细说明

## 6.1 概述

LM3488Q-Q1 器件采用固定频率、脉宽调制 (PWM) 电流模式控制架构。在典型应用电路中，流经外部 MOSFET 的峰值电流通过外部检测电阻进行检测。该电阻器上的电压被馈送到 $I_{SEN}$ 引脚。然后，该电压会进行电平转换并被馈送到 PWM 比较器的正输入端。输出电压也通过外部反馈电阻分压器网络进行检测，并被馈送到误差放大器负输入端（反馈引脚，FB）。误差放大器（COMP 引脚）的输出会添加到斜率补偿斜坡中，然后被馈送到 PWM 比较器的负输入端。

在任何开关周期开始时，振荡器都会使用 SET/消隐和开关逻辑块设置 RS 锁存器。这会在 DR 引脚（外部 MOSFET 的栅极）上强制产生一个高电平信号，并且外部 MOSFET 会导通。当 PWM 比较器正输入端上的电压超过负输入端上的电压时，RS 锁存器会复位并且外部 MOSFET 会关断。

检测电阻上的电压通常包含杂散噪声尖峰，如图 6-1 所示。这些尖峰可以强制 PWM 比较器过早复位 RS 锁存器。为了防止这些尖峰复位锁存器，IC 内部的消隐电路会防止 PWM 比较器在锁存器设置后的短时间内复位锁存器。该持续时间约为 150ns，称为消隐时间。

在极轻负载或空载条件下，当外部 MOSFET 导通时，在消隐时间内提供给输出电容器的能量会大于提供给负载的能量。LM3488Q-Q1 内部的过压比较器防止输出电压在这些条件下升高。过压比较器会检测反馈（FB 引脚）电压并在这些条件下使 RS 锁存器复位。锁存器保持复位状态，直到输出衰减到标称值。

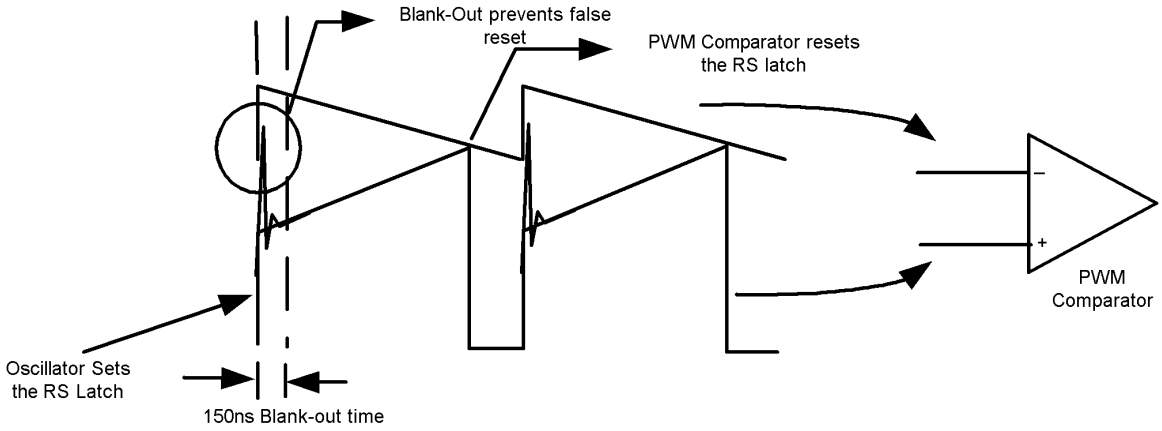
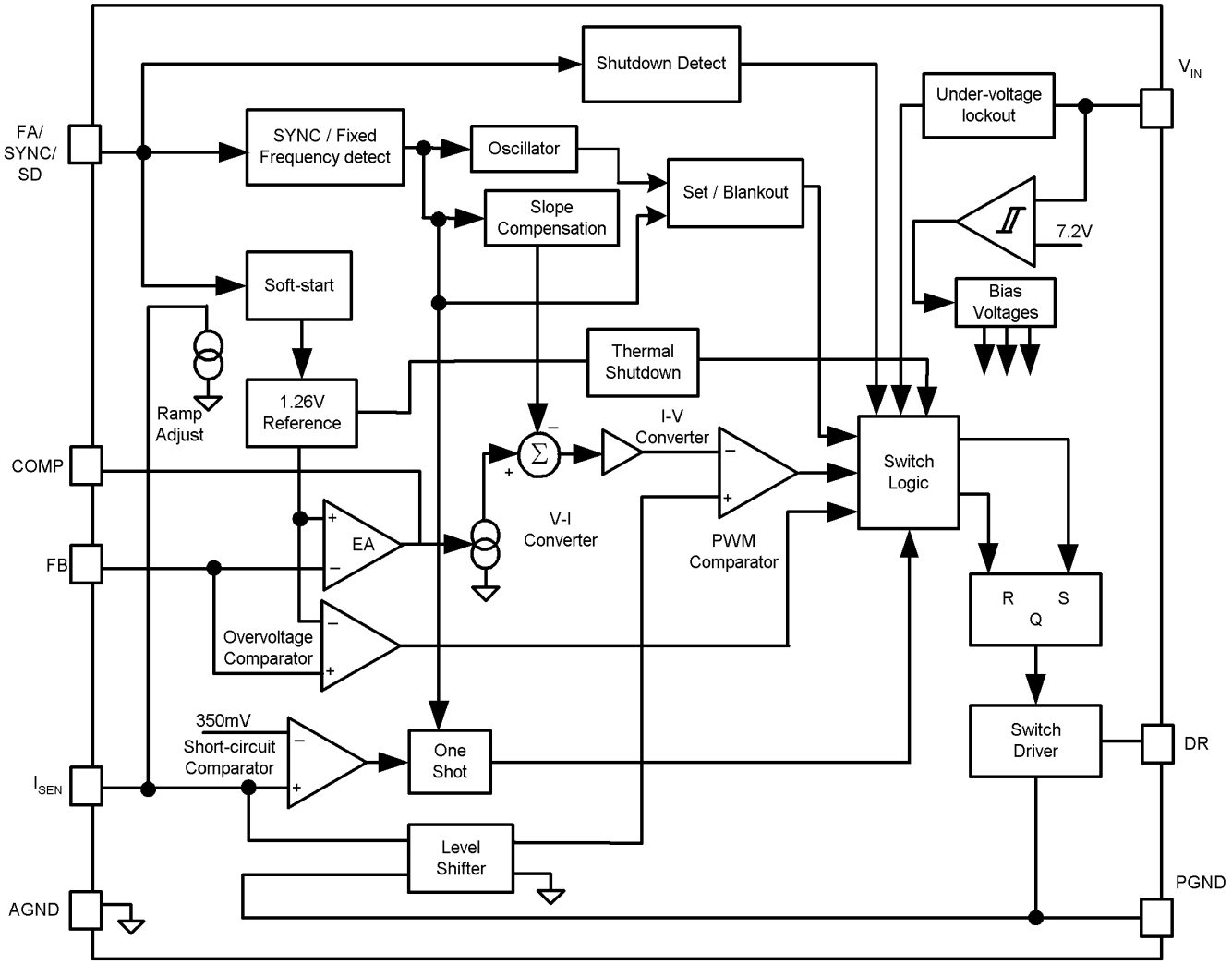



**图 6-1. PWM 比较器的基本运行**


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

## 6.2 功能方框图




## 6.3 特性说明

### *6.3.1 斜率补偿斜坡*

LM3488Q-Q1 采用电流模式控制方案。电流模式控制的主要优势是开关固有的逐周期电流限制和更简单的控制环路特性。由于电流共享是自动的，因此使用电流模式控制还可以轻松并联功率级。

当占空比大于 50% 时，电流模式控制具有固有的不稳定性，如 图 6-2 所示。在 图 6-2 中，负载电流小幅增加会导致开关电流增加 $\Delta I_O$。此负载变化 $\Delta I_1$ 的影响为：

$$\Delta I_1 = -\left(\frac{M_2}{M_1}\right)\Delta I_O = -\left(\frac{D}{1-D}\right)\Delta I_O \tag{1}$$

根据以上公式，当 D > 0.5 时，$\Delta I_1$ 将大于 $\Delta I_O$。换言之，干扰是发散的。因此，负载中非常小的扰动都将导致干扰增加。

为了防止发生次谐波振荡，控制信号中增加了补偿斜坡，如 图 6-3 所示。

通过补偿斜坡，

$$\Delta I_1 = -\left(\frac{M_2 - M_C}{M_1 + M_C}\right)\Delta I_O \tag{2}$$

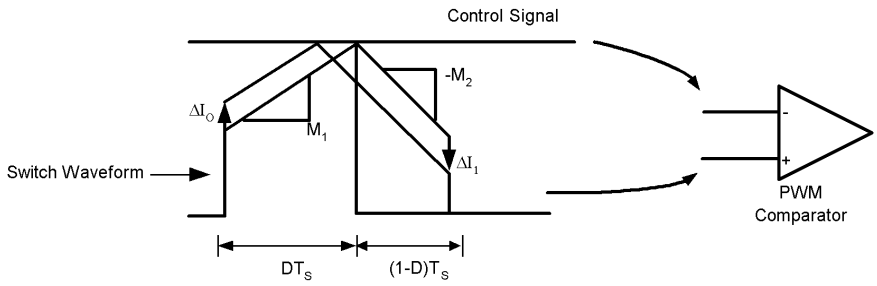



**图 6-2. D>0.5 时的次谐波振荡**

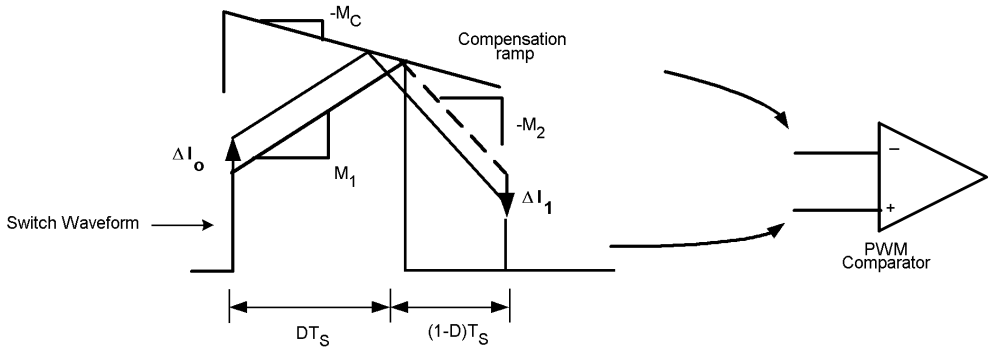



**图 6-3. 补偿斜坡可避免次谐波振荡**

补偿斜坡已在 LM3488Q-Q1 内部添加。选择此补偿斜坡的斜率是为了满足大多数应用的要求。内部补偿斜坡的斜率取决于频率。此斜率可使用以下公式计算：

$$M_C = V_{SL}.F_S \text{ Volts/second} \tag{3}$$

在上面的公式中，$V_{SL}$ 是内部补偿斜坡的幅度。电气特性中已指定了 $V_{SL}$ 的限值。

为了向用户提供额外的灵活性，IC 内部已经实施了一个专利方案，以便在需要时在外部增加补偿斜坡的斜率。添加单个外部电阻器 $R_{SL}$（如 图 6-4 所示）可以增加补偿斜坡的斜率 $M_C$，公式如下：

$$\Delta M_C = \frac{40\text{x}10^{-6} \cdot R_{SL} \cdot F_S}{R_{SEN}} \frac{\text{Amps}}{\text{second}} \tag{4}$$

在这个公式中，$\Delta V_{SL}$ 等于 $40.10^{-6}R_{SL}$。因此，

$$\Delta M_C = \frac{\Delta V_{SL}.F_S}{R_{SEN}} \frac{\text{Amps}}{\text{second}} \tag{5}$$

图 6-5 绘制了不同频率下 $\Delta V_{SL}$ 与 $R_{SL}$ 的关系。


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

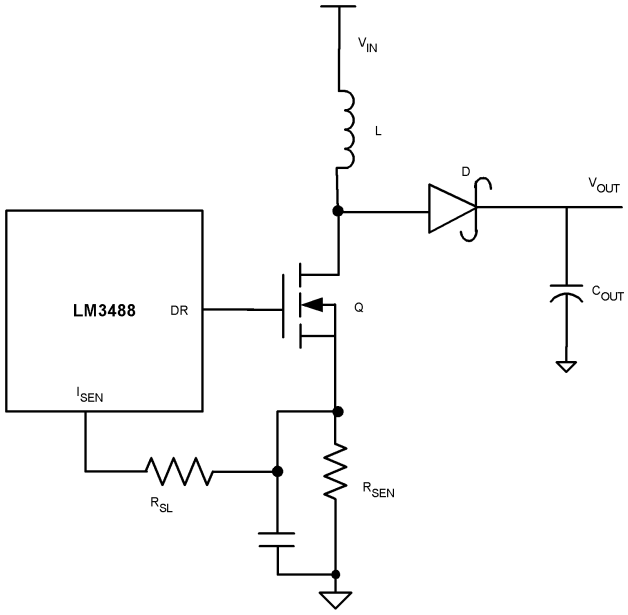



图 6-4. 增加补偿斜坡的斜率

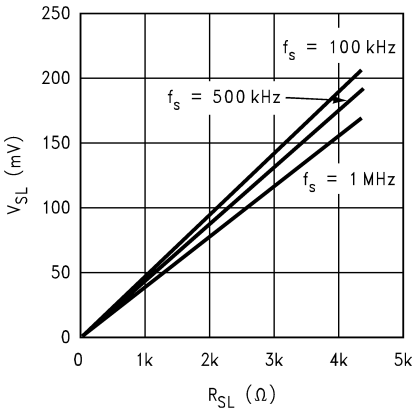



图 6-5. $\Delta V_{SL}$ 与 $R_{SL}$ 间的关系

### *6.3.2 频率调节/同步/关断*

LM3488Q-Q1 的开关频率可通过单个外部电阻器调整为介于 100kHz 到 1MHz 之间的任意值。该电阻必须连接在 FA/SYNC/SD 引脚和地之间，如 图 6-6 所示。请参阅*典型特性*，以确定所需开关频率所需的电阻值。

LM3488Q-Q1 可与外部时钟同步。外部时钟必须通过电阻器 $R_{SYNC}$ 连接至 FA/SYNC/SD 引脚，如 图 6-7 所示。该电阻器的值取决于同步脉冲的关断时间 $T_{OFF(SYNC)}$。表 6-1 显示了用于给定 $T_{OFF(SYNC)}$ 的电阻器范围。

表 6-1. 建议用于同步的串联电阻

| $T_{OFF(SYNC)}$ (μs) | $R_{SYNC}$ 范围 (kΩ) |
|---|---|
| 1 | 5 至 13 |
| 2 | 20 至 40 |
| 3 | 40 至 65 |
| 4 | 55 至 90 |
| 5 | 70 至 110 |
| 6 | 85 至 140 |

表 6-1. 建议用于同步的串联电阻（续）

| $T_{OFF(SYNC)}$ (μs) | $R_{SYNC}$ 范围 (kΩ) |
|---|---|
| 7 | 100 至 160 |
| 8 | 120 至 190 |
| 9 | 135 至 215 |
| 10 | 150 至 240 |

同步脉冲的宽度也必须大于转换器的占空比（即当 DR 引脚为高电平且开关点为低电平时）。此外，还必须使同步脉冲宽度 ≥300ns。

FA/SYNC/SD 引脚还可用作关断引脚。如果 FA/SYNC/SD 引脚上出现高电平信号（有关高电平信号的定义，请参阅 *节 5.5*），LM3488Q-Q1 将停止开关并进入低电流模式。在这些条件下，IC 的总电源电流会降至 10μA 以下。

图 6-8 和 图 6-9 分别展示了在频率调节模式和同步模式下运行时的关断功能实现方案。在频率调节模式下，将 FA/SYNC/SD 引脚接地会强制时钟以特定频率运行。通过将该引脚拉高可关闭 IC。在频率调节模式或同步模式下，超过 30μs 的高电平信号会关断 IC。

图 6-10 展示了使用 $R_{FA}$ 电阻器进行频率调节和使用 $R_{SYNC}$ 进行频率同步的实现方案。未应用同步信号时，开关频率由 $R_{FA}$ 定义。当应用 SYNC 时，它会覆盖 $R_{FA}$ 设置。

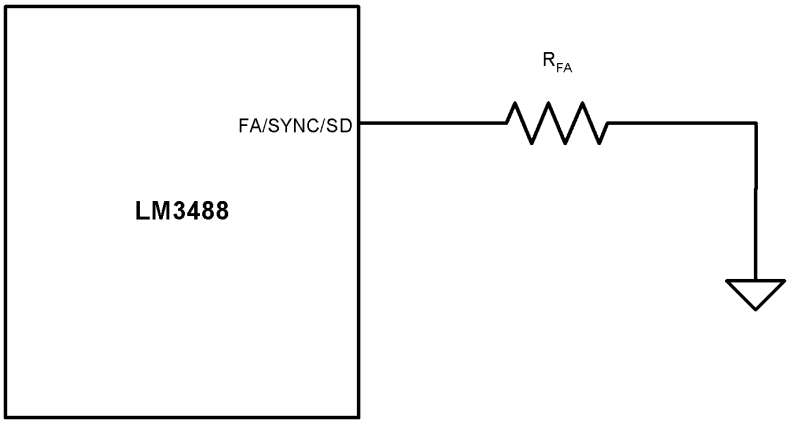



图 6-6. 频率调节

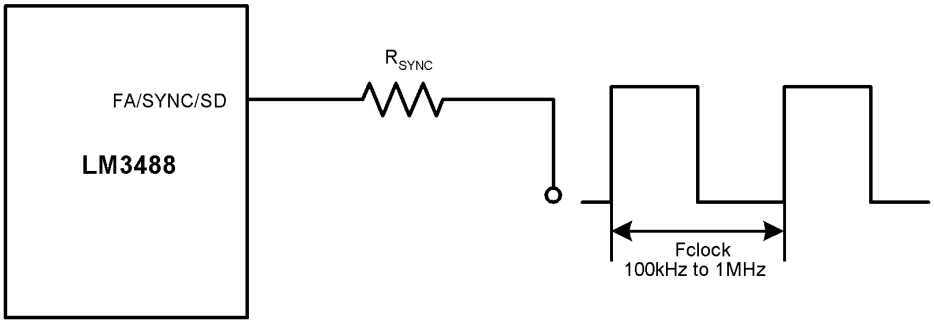



图 6-7. 频率同步


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

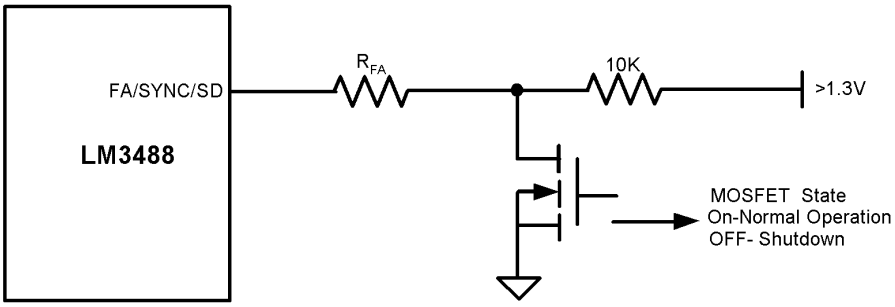



图 6-8. 频率调节模式下的关断运行

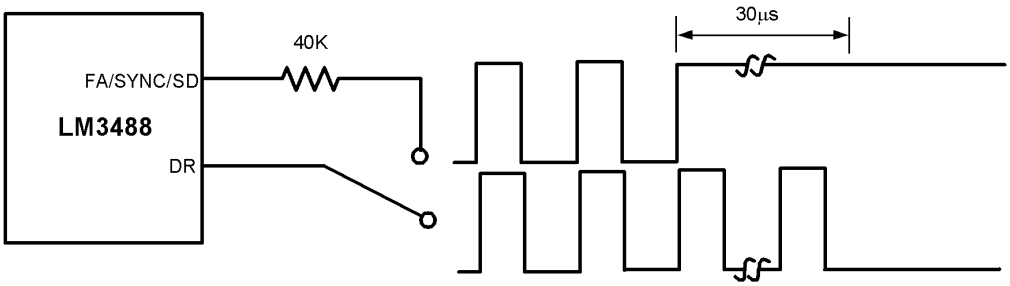



图 6-9. 同步模式下的关断运行

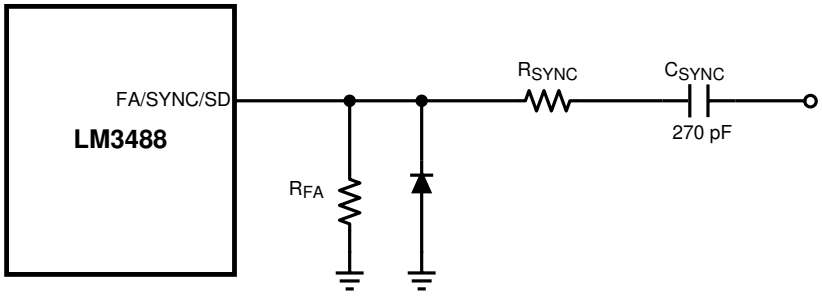



图 6-10. 频率调整或频率同步

### *6.3.3 短路保护*

当检测电阻上的电压（在 $I_{SEN}$ 引脚上测量）超过 350mV 时，短路电流限制会激活。LM3488Q-Q1 内部的比较器将开关频率降低 5 倍，并在短路消除前一直保持这个状态。

## 6.4 器件功能模式

该器件设置为在输入电压超过 UVLO 设定点后立即以根据 FA/SYNC/SD 引脚下拉电阻设置的频率运行，或以施加到 FA/SYNC/SD 引脚的波形所设置的频率运行。

如果 FA/SYNC/SD 引脚被拉高，LM3488Q-Q1 将进入关断模式。

如果 $I_{SEN}$ 引脚上的电压超过 $V_{SC}$，该器件将进入短路保护模式。

# 7 应用和实施

**备注**

以下应用部分中的信息不属于 TI 器件规格的范围，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客 户应负责确定器件是否适用于其应用。客户应验证并测试其设计，以确保系统功能。

## 7.1 应用信息

LM3488Q-Q1 可以在连续导通模式或不连续导通模式下工作。以下应用专为连续导通运行而设计。与不连续模式相比，这种工作模式具有更高的效率和更低的 EMI 特性。

## 7.2 典型应用

### *7.2.1 升压转换器*

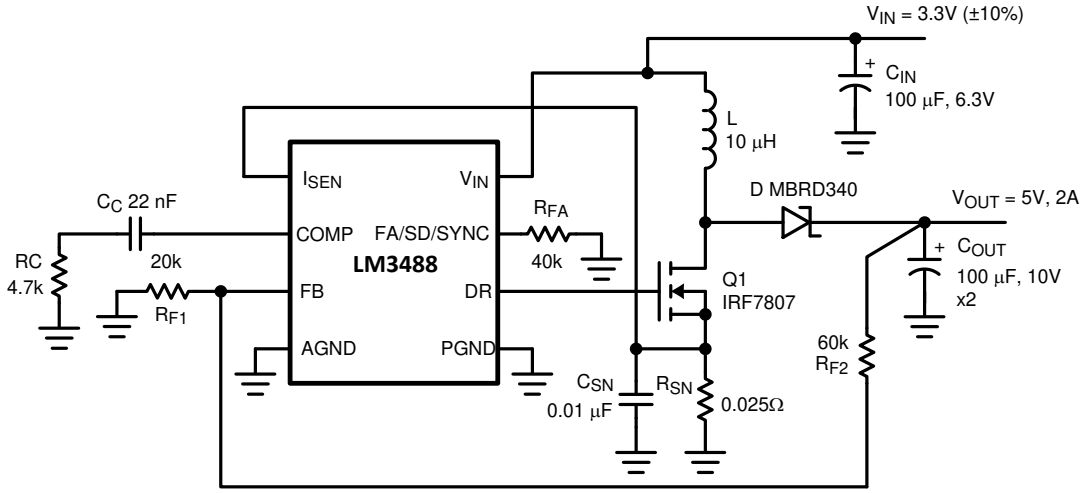



**图 7-1. 典型高效升压转换器**

LM3488Q-Q1 最常见的拓扑是升压拓扑。升压转换器将低输入电压转换为高输出电压。升压稳压器的基本配置如图 7-2 所示。在连续导通模式下（此时，电感器电流在稳态下从不会达到零），升压稳压器将以两个周期运行。在第一个工作周期中，MOSFET Q 导通，并且能量存储在电感器中。在此周期中，二极管 D 反向偏置，负载电流由输出电容器 $C_{OUT}$ 提供。


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

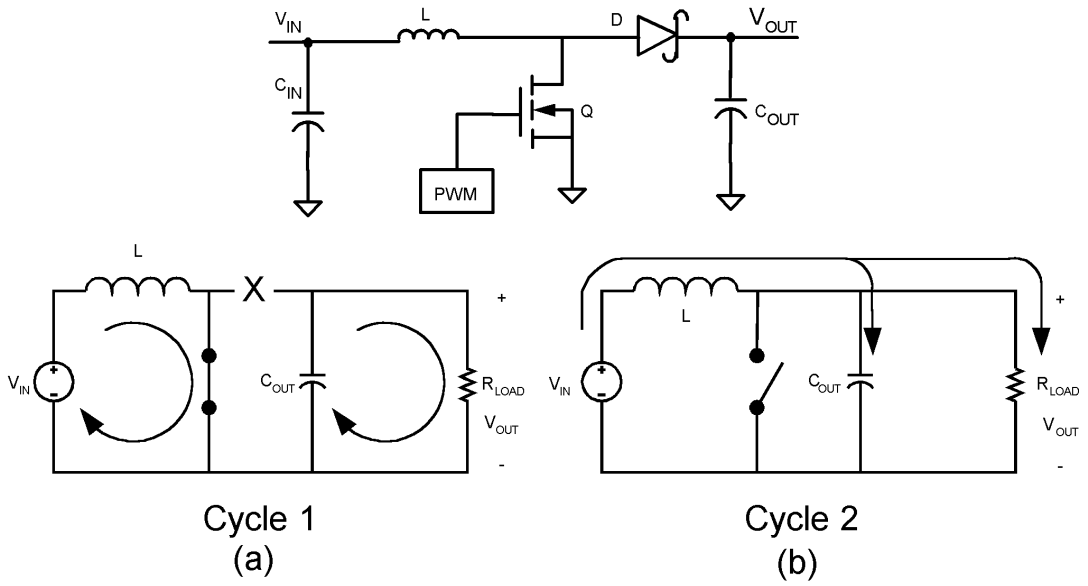



**图 7-2. 升压转换器简化图 (a) 第一个运行周期 (b) 第二个运行周期**

在第二个周期中，MOSFET Q 关断，并且二极管正向偏置。存储在电感器中的能量传输到负载和输出电容器。这两个周期的比率决定了输出电压。输出电压定义如下：

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1-D} \tag{6}$$

（忽略 MOSFET 和二极管上的压降），或

$$V_{OUT} + V_D = \frac{V_{IN} - V_Q}{1-D} \tag{7}$$

其中

- D 是开关应用的占空比
- $V_D$ 是二极管的正向电压降
- $V_Q$ 是 MOSFET 导通时的压降

#### 7.2.1.1 设计要求

若要计算升压转换器的元件值，表 7-1 中所示的电源参数应该是已知的。图 7-1 中所示的设计是从 表 7-1 中所示的示例值开始的结果。

**表 7-1. 升压设计参数**

| 设计参数 | 示例值 |
|---|---|
| 输入电压范围 | 3V 至 3.6V |
| 输出电压 | 5V |
| 最大电流 | 2A |
| 工作频率 | 350kHz |

#### 7.2.1.2 详细设计过程

##### *7.2.1.2.1 使用 WEBENCH 工具定制设计方案*

点击此处，使用 LM3488Q-Q1 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计。

1. 首先，输入您的 $V_{IN}$、$V_{OUT}$ 和 $I_{OUT}$ 要求。
2. 使用优化器拨盘优化效率、封装和成本等关键设计参数并将您的设计与德州仪器 (TI) 的其他可行解决方案进行比较。
3. WEBENCH Power Designer 提供一份定制原理图以及罗列实时价格和元件供货情况的物料清单。
4. 大多数情况下，您还可以：
   - 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能；
   - 运行热性能仿真，了解电路板热性能；
   - 将定制原理图和布局方案导出至常用 CAD 格式；
   - 打印设计方案的 PDF 报告并与同事共享。
5. 有关 WEBENCH 工具的详细信息，请访问 www.ti.com/webench。

##### *7.2.1.2.2 功率电感器选型*

电感器是升压转换器中的两个储能元件之一。图 7-3 显示了电感器电流在一个开关周期内的变化情况。流经电感器的电流量化为：

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \tag{8}$$

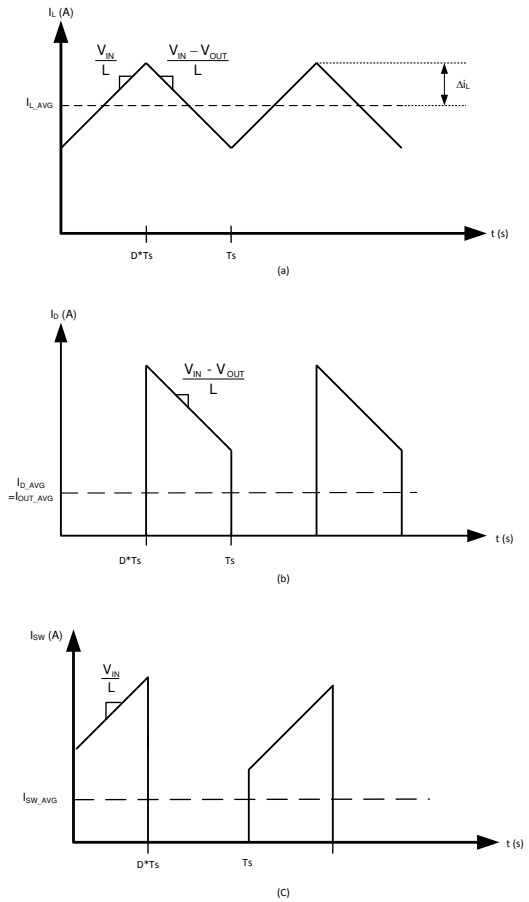



**图 7-3. A. 电感器电流 B. 二极管电流 C. 开关电流**


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

如果 $V_L(t)$ 是恒定的，则 $di_L(t)/dt$ 必须是恒定的。因此，对于给定的输入电压和输出电压，电感器中的电流以恒定的速率变化。

确定合适的电感值时，重要的参数是 $\bar{I}_L$（电感器平均电流）和 $\Delta i_L$（电感器电流纹波）。如果 $\Delta i_L$ 大于 $\bar{I}_L$，则电感器电流会在周期的一部分时间内将降至零，并且转换器将以不连续导通模式工作。如果 $\Delta i_L$ 小于 $\bar{I}_L$，则电感电流保持在零以上，并且转换器以连续导通模式工作。本数据表中的所有分析均假定器件在连续导通模式下运行。要以连续导通模式工作，必须满足以下条件：

$$I_L > \Delta i_L \tag{9}$$

$$\frac{I_{OUT}}{1-D} > \frac{DV_{IN}}{2f_S L} \tag{10}$$

$$L > \frac{D(1-D)V_{IN}}{2I_{OUT}f_S} \tag{11}$$

选择最小 $I_{OUT}$ 以确定最小 L。常见的选择是将 $\Delta i_L$ 设置为 $\bar{I}_L$ 的 30%。为电感器选择合适的磁芯尺寸涉及计算通过电感器的预期平均电流和峰值电流。在升压转换器中，

$$\bar{I}_L = \frac{I_{OUT}}{1-D} \tag{12}$$

并且 $I_{L_peak} = \bar{I}_L(max) + \Delta i_L(max)$，

其中

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2f_S L} \tag{13}$$

这时应选择额定值高于这些值的磁芯尺寸。如果磁芯的额定值不正确，饱和将显著降低整体效率。

LM3488Q-Q1 可设定为以非常高的频率进行开关。当开关频率较高时，转换器可以使用非常小的电感值运行。当电感值较小时，电感器峰值电流可能会远高于输出电流，尤其是在轻负载条件下。

LM3488Q-Q1 会检测流经开关的峰值电流。流经开关的峰值电流与上面计算的峰值电流相同。

#### *7.2.1.2.3 对输出电压进行编程*

输出电压可以使用输出端和反馈引脚之间的电阻分压器进行编程，如图 7-4 所示。选择电阻器时，应确保反馈引脚的电压为 1.26V。可以使用以下公式选择 $R_{F1}$ 和 $R_{F2}$，

$$V_{OUT} = 1.26\left(1+\frac{R_{F1}}{R_{F2}}\right) \tag{14}$$

可以在反馈引脚和接地引脚之间连接一个 100pF 电容器来降低噪声。

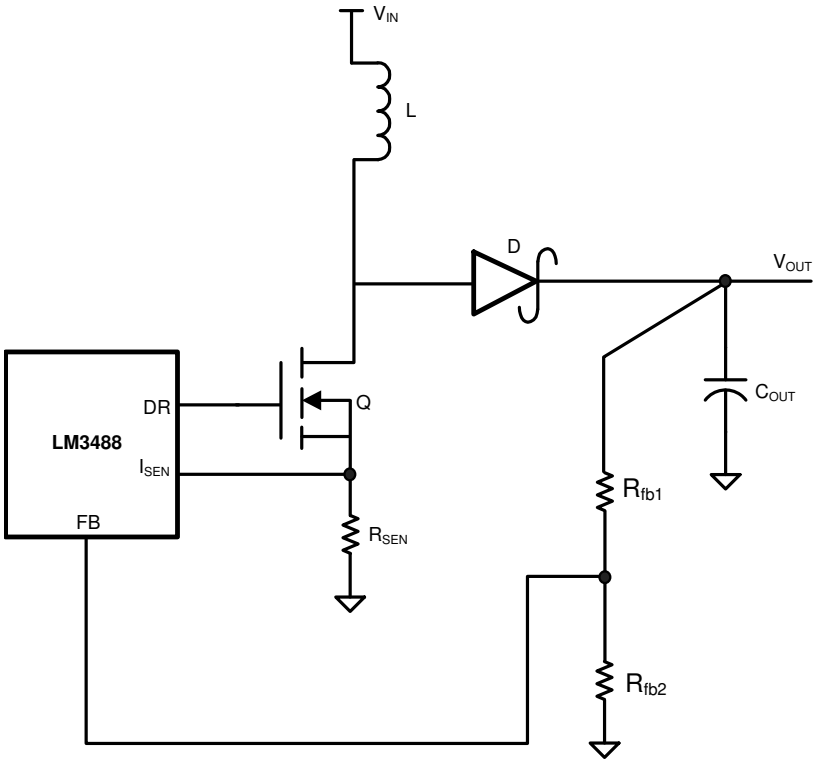



**图 7-4. 调节输出电压**

#### *7.2.1.2.4 设置电流限制*

可以给负载提供的最大电流由检测电阻 $R_{SEN}$ 设置。当检测电阻上产生的电压等于电流检测阈值电压 $V_{SENSE}$ 时，便会出现电流限制。达到此阈值后，开关在下一个周期之前一直保持关断。$V_{SENSE}$ 的限值在 *节 5.5* 中指定。$V_{SENSE}$ 表示内部控制信号 $V_{CS}$ 的最大值。不过，该控制信号不是一个恒定值并且会由于内部补偿斜坡在一段时间内变化（请参阅 图 6-1）。因此，电流限制阈值也会发生变化。实际电流限制阈值是检测电压 ($V_{SENSE}$) 和内部补偿斜坡的函数：

$$R_{SEN} \times ISW_{LIMIT} = VCS_{MAX} = V_{SENSE} - (D \times V_{SL}) \tag{15}$$

其中

- $ISW_{LIMIT}$ 是开关峰值电流限制，由以下公式定义。随着占空比增加，控制电压会随着 $V_{SL}$ 斜升而降低。由于电流限制阈值随占空比变化，因此以下公式应用于选择 $R_{SEN}$ 并设置所需的电流限制阈值：

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \times V_{SL})}{ISW_{LIMIT}} \tag{16}$$

上述公式的分子为 $V_{CS}$，$ISW_{LIMIT}$ 的计算公式为：

$$ISW_{LIMIT} = \left[\frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{(D \times V_{IN})}{(2 \times f_S \times L)}\right] \tag{17}$$

为避免误触发，电流限值应比最大工作值高出一定的裕度（通常为 120%）。$V_{SENSE}$ 和 $V_{SL}$ 的值均在 *节 5.5* 中指定。但是，使用这两种规格的限值进行计算可能会得出不切实际的宽泛电流限制或 $R_{SEN}$ 范围。因此，建议使用以下公式，并使用 *节 5.5* 中给出的 $V_{SL}$ 比率值：


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \times V_{SENSE} \times V_{SL}ratio)}{ISW_{LIMIT}} \tag{18}$$

$R_{SEN}$ 是电流模式控制环路的一部分，对控制环路稳定性有一定影响。因此，一旦设置了电流限制阈值，就必须验证环路稳定性。如需验证稳定性，可使用以下公式：

$$R_{SEN} < \frac{2 \times V_{SL} \times f_S \times L}{Vo - (2 \times V_{IN})} \tag{19}$$

如果所选 $R_{SEN}$ 大于此值，则必须添加额外的斜率补偿以确保稳定性，如*带有外部斜率补偿的电流限制*所述。

#### *7.2.1.2.5 带有外部斜率补偿的电流限制*

$R_{SL}$ 用于在需要时添加额外的斜率补偿。在大多数设计中不需要 $R_{SL}$，并且它不应大于所需的电阻值。根据以下公式选择 $R_{SL}$：

$$R_{SL} > \frac{\frac{R_{SEN} \times (Vo - 2V_{IN})}{2 \times f_S \times L} - V_{SL}}{40\ \mu A} \tag{20}$$

其中

- $R_{SEN}$ 是根据电流限制选择的值。安装 $R_{SL}$ 后，控制信号包括用于稳定环路的额外外部斜率，这也会影响电流限制阈值。因此，必须重新验证电流限制阈值，如下面的公式所示：

$$V_{CS} = V_{SENSE} - (D \times (V_{SL} + \Delta V_{SL})) \tag{21}$$

其中

- $\Delta V_{SL}$ 是生成的附加斜率补偿，计算公式为：

$$\Delta V_{SL} = 40\ \mu A \times R_{SL} \tag{22}$$

这改变了电流限制（或 $R_{SEN}$）的公式：

$$ISW_{LIMIT} = \frac{V_{SENSE} - (D \times (V_{SL} + \Delta V_{SL}))}{R_{SEN}} \tag{23}$$

为了获得所需的电流限制并确保运行稳定，可能需要迭代计算 $R_{SEN}$ 和 $R_{SL}$ 的值。在某些设计中，$R_{SL}$ 还可用于帮助滤除 ISEN 引脚上的噪声。

如果选择的电感器使纹波电流是建议的 30% 值，并且电流限制阈值是最大峰值的 120%，则可以使用更简单的方法确定 $R_{SEN}$。只要满足上述 2 个条件，下面的公式将在不使用 RSL 的情况下提供最佳稳定性：

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE}}{ISW_{LIMIT} + \left(\frac{Vo - Vi}{L \times f_S}\right) \times D} \tag{24}$$

#### *7.2.1.2.6 功率二极管选型*

升压转换器电路的观察结果显示，二极管的平均电流等于平均负载电流，而二极管的峰值电流等于电感器的峰值电流。二极管的额定电流应大于其峰值电流。二极管峰值电流可以使用以下公式计算：

$$I_{D(Peak)} = I_{OUT} / (1-D) + \Delta I_L \tag{25}$$

以上公式中，$I_{OUT}$ 是输出电流，而 $\Delta I_L$ 已在 图 7-3 中定义。

升压转换器的峰值反向电压等于稳压输出电压。二极管必须能够处理该电压。为了提高效率，建议使用低正向压降肖特基二极管。

#### *7.2.1.2.7 功率 MOSFET 选型*

LM3488Q-Q1 的驱动引脚必须连接至外部 MOSFET 的栅极。在升压拓扑中，外部 N 沟道 MOSFET 的漏极连接到电感器，而源极连接到地。驱动引脚 (DR) 电压取决于输入电压（请参阅*典型特性*部分）。在大多数应用中，可以使用逻辑电平 MOSFET。对于极低的输入电压，应使用子逻辑电平 MOSFET。

所选的 MOSFET 直接控制效率。选择 MOSFET 的关键参数包括：

1. 最小阈值电压 $V_{TH}(MIN)$
2. 导通电阻 $R_{DS}(ON)$
3. 总栅极电荷 $Q_g$
4. 反向传输电容 $C_{RSS}$
5. 最大漏源电压 $V_{DS(MAX)}$

MOSFET 的关断状态电压约等于输出电压。MOSFET 的 $V_{DS(MAX)}$ 必须大于输出电压。MOSFET 中的功率损耗可分为导通损耗和交流开关损耗或转换损耗。需要 $R_{DS(ON)}$ 来估算导通损耗。导通损耗 $P_{COND}$ 是 MOSFET 上的 $I^2R$ 损耗。最大导通损耗由下式给出：

$$P_{COND(MAX)} = \left[\left(\frac{I_{OUT}}{1-D_{MAX}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I}{3}\right)^2\right] D_{MAX} R_{DS(ON)} \tag{26}$$

其中

- $D_{MAX}$ 是最大占空比。

$$D_{MAX} = \left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}\right) \tag{27}$$

MOSFET 的导通和关断转换需要数十纳秒。需要 $C_{RSS}$ 和 $Q_g$ 来估算这些转换期间发生的较大瞬时功率损耗。

MOSFET 导通所需的栅极电流量可使用以下公式计算得出：

$$I_G = Q_g.F_S \tag{28}$$

导通 MOSFET 所需的栅极驱动功率等于：开关频率乘以将栅极电荷电压充至 $V_{DR}$ 所需注入电荷的能量（有关驱动电压规格，请参阅 *节 5.5* 表和*典型特性*部分）。

$$P_{Drive} = F_S.Q_g.V_{DR} \tag{29}$$

#### *7.2.1.2.8 输入电容器选型*

由于升压转换器的输入端存在电感器，因此输入电流波形是连续的三角形，如 图 7-3 所示。电感器确保输入电容器能够承受相当低的纹波电流。但是，随着输入电容器变小，输入纹波也会增加。输入电容器的均方根电流由下式给出：

$$I_{CIN(RMS)} = \Delta i_L / \sqrt{3} = \frac{1}{2\sqrt{3}}\left(\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT} L f_S}\right) \tag{30}$$


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

输入电容器应能够处理均方根电流。尽管输入电容器在升压应用中并不那么重要，但低电容值可能导致阻抗相互作用。因此，应选择一个 10μF 到 20μF 范围内的优质电容器。如果使用低于 10μF 的值，则阻抗相互作用或开关噪声的问题可能会影响 LM3488Q-Q1。为了提高性能，尤其是当 $V_{IN}$ 低于 8V 时，建议在输入端使用 20Ω 电阻器来提供 RC 滤波器。此电阻器与 $V_{IN}$ 引脚串联，并只需将一个旁路电容器直接连接到 $V_{IN}$ 引脚（请参阅图 7-5）。此配置中需要一个 0.1μF 或 1μF 的陶瓷电容器。大容量输入电容器和电感器将在电阻器的另一侧与输入电源连接。

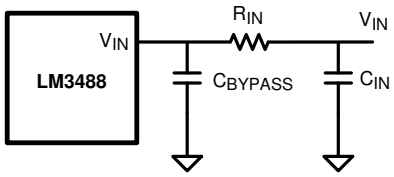



**图 7-5. 降低 IC 输入噪声**

#### *7.2.1.2.9 输出电容器选型*

升压转换器中的输出电容器在电感器充电时提供所有输出电流。因此，它会承受非常大的纹波电流。输出电容器应能够处理最大均方根电流。输出电容器中的均方根电流为：

$$I_{COUT(RMS)} = \sqrt{(1-D)\left[I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3}\right]} \tag{31}$$

其中

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2Lf_S} \tag{32}$$

和 D，占空比等于 $(V_{OUT} - V_{IN})/V_{OUT}$。

输出电容器的 ESR 和 ESL 直接控制输出纹波。可在输出端使用具有低 ESR 和 ESL 的电容器，以实现高效率和低纹波电压。建议在输出端使用表面贴装钽电容器、表面贴装聚合物电解电容器和聚合物钽电容器、Sanyo-OSCON 电容器或多层陶瓷电容器。

#### 7.2.1.3 应用曲线

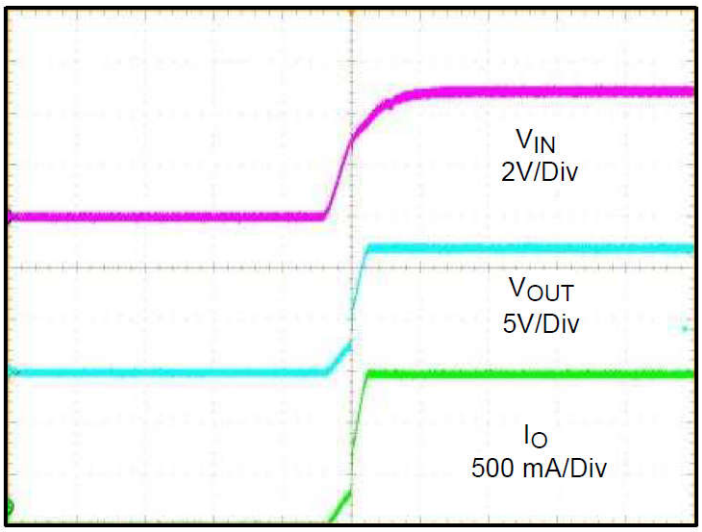



**图 7-6. 典型启动波形（水平标度：10ms/DIV）**

### 7.2.2 使用 LM3488Q-Q1 设计 SEPIC

由于 LM3488Q-Q1 控制低侧 N 沟道 MOSFET，它也可用于 SEPIC（单端初级电感转换器）应用。图 7-7 展示了一个使用 LM3488Q-Q1 的 SEPIC 示例。如 图 7-7 所示，输出电压可以高于或低于输入电压。SEPIC 使用两个电感器来升高或降低输入电压。电感器 L1 和 L2 可以是两个分立式电感器，也可以是一个耦合变压器的两个绕组，因为在整个开关周期内电感器上会施加相等的电压。使用两个分立式电感器允许使用目录中的磁性元件，而不是定制变压器。通过使用变压器的耦合绕组作为 L1 和 L2，可以减小输入纹波和尺寸。

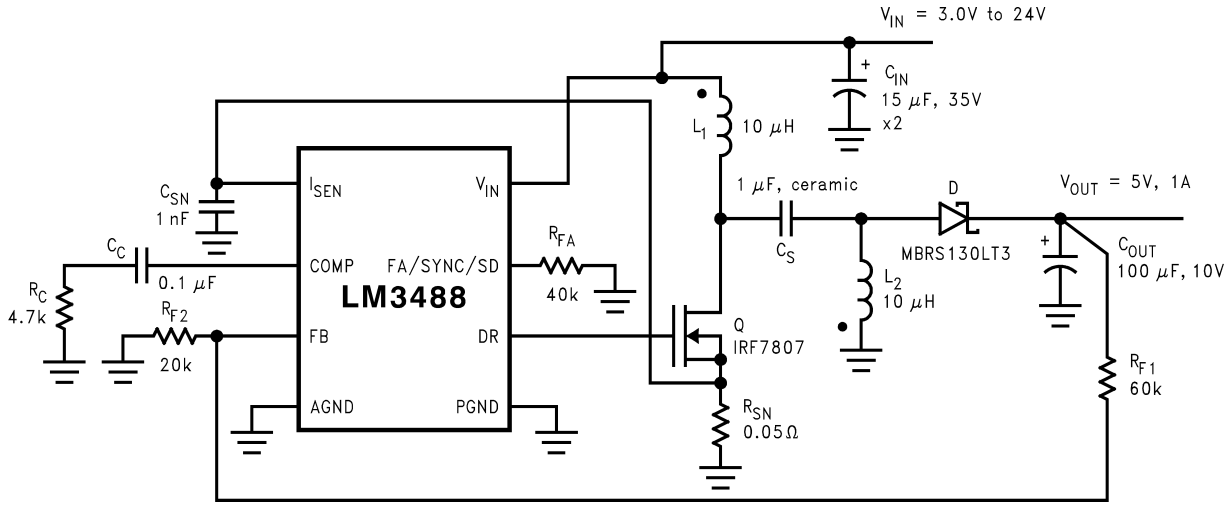



**图 7-7. 典型的 SEPIC 转换器**

由于输入端存在电感器 L1，SEPIC 继承了升压转换器的所有优势。与升压转换器相比，SEPIC 的一个主要优点是其固有的输入到输出隔离。电容器 CS 将输入与输出隔离，并针对负载短路或发生故障提供保护。因此，当需要真正关断时，SEPIC 可用于替换升压电路。这意味着当开关关闭时，输出电压会降至 0V。在升压转换器中，输出只能降到输入电压减去二极管压降。

SEPIC 的占空比由下式给出：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_Q + V_{DIODE}} \tag{33}$$

在以上公式中，$V_Q$ 是 MOSFET Q 的导通状态电压，而 $V_{DIODE}$ 是二极管的正向压降。

#### 7.2.2.1 设计要求

若要计算 SEPIC 转换器的元件值，表 7-2 中所示的电源参数应该是已知的。图 7-7 中所示的设计是从中 表 7-2 所示的示例值开始的结果

**表 7-2. SEPIC 设计参数**

| 设计参数 | 示例值 |
|---|---|
| 输入电压范围 | 3V 至 24V |
| 输出电压 | 5V |
| 最大电流 | 1A |
| 工作频率 | 350kHz |
| 最大峰峰值输出纹波 | 200mV |


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

#### 7.2.2.2 详细设计过程

##### *7.2.2.2.1 功率 MOSFET 选型*

与升压转换器一样，MOSFET 选型要考虑的重要参数包括最小阈值电压 $V_{TH(MIN)}$、导通电阻 $R_{DS(ON)}$、总栅极电荷 $Q_g$、反向传输电容 $C_{RSS}$ 和最大漏源电压 $V_{DS(MAX)}$。SEPIC 中的峰值开关电压由下式给出：

$$V_{SW(PEAK)} = V_{IN} + V_{OUT} + V_{DIODE} \tag{34}$$

选择的 MOSFET 应满足以下条件：

$$V_{DS(MAX)} > V_{SW(PEAK)} \tag{35}$$

峰值开关电流由下式给出：

$$I_{SW(PEAK)} = I_{L1(AVG)} + I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2} \tag{36}$$

流经开关的均方根电流由下式给出：

$$I_{SWRMS} = \sqrt{\left[I_{SWPEAK}^2 - I_{SWPEAK}\left(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}\right) + \frac{\left(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}\right)^2}{3}\right] D} \tag{37}$$

##### *7.2.2.2.2 功率二极管选型*

选择的功率二极管必须能够处理峰值电流和峰值反向电压。在 SEPIC 中，二极管峰值电流与开关峰值电流相同。二极管的关断状态电压或峰值反向电压为 $V_{IN} + V_{OUT}$。与升压转换器类似，二极管平均电流等于输出电流。建议使用肖特基二极管。

##### *7.2.2.2.3 电感器 L1 和 L2 选型*

要正确选择电感器 L1 和 L2 来保持恒定电流模式，需要计算以下参数。

电感器中的平均电流：

$$I_{L1AVE} = \frac{DI_{OUT}}{1-D} \tag{38}$$

$$I_{L2AVE} = I_{OUT} \tag{39}$$

峰峰值纹波电流，以便在必要时计算磁芯损耗：

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_Q)\,D}{(L1)f_S} \tag{40}$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_{IN} - V_Q)\,D}{(L2)f_S} \tag{41}$$

保持条件 $I_L > \Delta i_L/2$ 不变，以确保恒流保电流模式。

$$L1 > \frac{(V_{IN} - V_Q)(1-D)}{2I_{OUT}f_S} \tag{42}$$

$$L2 > \frac{(V_{IN} - V_Q)D}{2I_{OUT}f_S} \tag{43}$$

电感器中的峰值电流，以确保电感器不会饱和：

$$I_{L1PK} = \frac{DI_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \tag{44}$$

$$I_{L2PK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \tag{45}$$

$I_{L1PK}$ 必须低于电流检测电阻设置的最大额定电流。

L1 的值可以增加到建议的最小值以上，以减少输入纹波和输出纹波。然而，在 $D_{IL1}$ 小于 $I_{L1AVE}$ 的 20% 后，对输出纹波的好处就变得很小。

通过将 L2 的值增加到建议的最小值以上，可以减小 $\Delta_{IL2}$，从而降低输出纹波电压：

$$\Delta V_{OUT} = \left(\frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}\right) ESR \tag{46}$$

其中

- ESR 为输出电容器的等效串联电阻。

如果 L1 和 L2 缠绕在同一个磁芯上，则 L1 = L2 = L。如果电感替换为 2L，上述所有公式都将成立。等匝数变压器的理想选择是 Coiltronics CTX 系列 Octopack。

#### *7.2.2.2.4 感测电阻选择*

流经开关的峰值电流 $I_{SW(PEAK)}$ 可以使用电流检测电阻 $R_{SEN}$ 进行调节，以便提供一定的输出电流。可以使用以下公式选择电阻器 $R_{SEN}$：

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - D(V_{SL} + \Delta V_{SL})}{I_{SWPEAK}} \tag{47}$$

#### *7.2.2.2.5 SEPIC 电容器选型*

SEPIC 电容器 CS 的选择取决于均方根电流。SEPIC 电容器的均方根电流由下式给出：

$$I_{CSRMS} = \sqrt{I_{SWRMS}^2 + \left(I_{L1PK}^2 - I_{L1PK}\Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2\right)\left(1-D\right)} \tag{48}$$

SEPIC 电容器必须具有相对于输出功率的较大交流均方根电流额定值。这一特性使得 SEPIC 非常适合电容器均方根电流较小的（相对于电容器技术）低功率应用。SEPIC 电容器的额定电压必须高于最高输入电压。钽电容器是 SMT 的最佳选择，其相对于尺寸而言具有较高的均方根电流额定值。可以使用陶瓷电容器，但由于大电流，低 C 值往往会导致电容器上的电压变化较大。高 C 值陶瓷价格昂贵。电解电容适用于可以满足均方根电流额定值所需尺寸的通孔应用。CS 和 L1 之间存在能量平衡，可用于确定电容器的值。基本的能量平衡公式为：

$$\frac{1}{2}C_S\Delta V_S^2 = \frac{1}{2}L_1\Delta I_{L1}^2 \tag{49}$$

其中


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$\Delta V_S = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_Q + V_{DIODE}}\right)\frac{I_{OUT}}{f_S C_S} \tag{50}$$

是 SEPIC 电容器上的纹波电压，而

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_Q)\,D}{L_1 f_S} \tag{51}$$

是流经电感器 L1 的纹波电流。可以求解能量平衡公式来得出 $C_S$ 的最小值：

$$C_S \geq L_1 \frac{I_{OUT}^2}{(V_{IN} - V_Q)^2} \tag{52}$$

#### *7.2.2.2.6 输入电容器选型*

与升压转换器类似，SEPIC 在输入端具有一个电感器。因此，输入电流波形是连续的三角形。电感器确保输入电容器能够承受相当低的纹波电流。但是，随着输入电容器变小，输入纹波也会增加。输入电容器的均方根电流由下式给出：

$$I_{CIN(RMS)} = \Delta I_{L1}/\sqrt{12} = \frac{D}{2\sqrt{3}}\left(\frac{V_{IN} - V_Q}{L_1 f_S}\right) \tag{53}$$

输入电容器应能够处理均方根电流。尽管输入电容器在升压应用中并不那么重要，但低电容值可能导致阻抗相互作用。因此，应选择一个 10μF 到 20μF 范围内的优质电容器。如果使用低于 10μF 的值，则阻抗相互作用或开关噪声的问题可能会影响 LM3488Q-Q1。为了提高性能，尤其是当 $V_{IN}$ 低于 8V 时，建议在输入端使用 20Ω 电阻器来提供 RC 滤波器。此电阻器与 $V_{IN}$ 引脚串联，并只需将一个旁路电容器直接连接到 $V_{IN}$ 引脚（请参阅图 7-5）。此配置中需要一个 0.1μF 或 1μF 的陶瓷电容器。大容量输入电容器和电感器将在电阻器的另一侧与输入电源连接。

#### *7.2.2.2.7 输出电容器选型*

输出电容器的 ESR 和 ESL 直接控制输出纹波。可在输出端使用具有低 ESR 和 ESL 的低容值电容器，以实现高效率和低纹波电压。建议在输出端使用表面贴装钽电容器、表面贴装聚合物电解电容器和聚合物钽电容器、Sanyo- OSCON 电容器或多层陶瓷电容器。

SEPIC 的输出电容器能够承受非常大的纹波电流（这与升压转换器的输出电容器类似）。输出电容器中的均方根电流由下式给出：

$$I_{RMS} = \sqrt{\left[I_{SWPK}^2 - I_{SWPK}(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}) + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{3}\right](1-D) - I_{OUT}^2} \tag{54}$$

输出电容器的 ESR 和 ESL 直接控制输出纹波。可在输出端使用具有低 ESR 和 ESL 的低容值电容器，以实现高效率和低纹波电压。为了实现低纹波，建议在输出端使用表面贴装钽电容器、表面贴装聚合物电解电容器和聚合物钽电容器、Sanyo- OSCON 电容器或多层陶瓷电容器。

## 8 电源相关建议

LM3488Q-Q1 可由包括汽车电池在内的多种直流电源供电运行。如果是这样，则应对 VIN 输入进行保护，以避免受到反向电压和超过 48V 的电压突降的影响。输入电源轨的阻抗应足够低，以确保输入电流瞬态不会导致低于 VIN UVLO 电平。如果使用长导线连接输入电源，除了正常的输入电容器外，还需要额外的大容量电容。

# 9 布局

## 9.1 布局指南

良好的电路板布局布线对于 LM3488Q-Q1 等开关控制器至关重要。首先，接地平面的面积必须足以进行散热；其次，必须遵循适当的指南以降低开关噪声的影响。开关模式转换器是非常快速的开关器件。在此类器件中，输入电流的快速增加和寄生引线电感会产生不必要的 Ldi/dt 噪声尖峰。该噪声的幅度往往随着输出电流的增加而增加。这种寄生尖峰噪声可能会转化为电磁干扰 (EMI)，并且还会导致器件性能出现问题。因此，在布局布线时必须小心谨慎，尽量减少这种开关噪声的影响。电流模式器件中的电流检测电路很容易受到开关噪声的影响。此噪声会导致占空比抖动，从而导致频谱噪声增加。最重要的布局布线规则是保持交流电流环路尽可能小。图 9-1 展示了升压转换器的电流流动。顶部原理图中的虚线表示导通状态下的电流流动，中间的原理图展示了关断状态下的电流流动。我们将底部原理图展示的电流称为交流电流。这些电流是最关键的电流，因为电流会在非常短的时间内发生变化。底部原理图中的虚线引线应尽可能短。

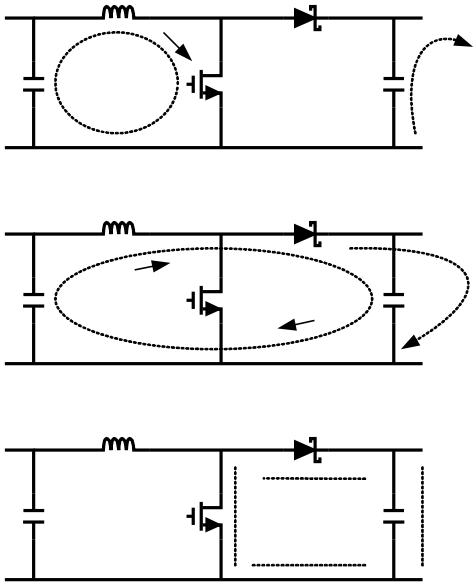


**图 9-1. 升压应用中的电流流动**

PGND 和 AGND 引脚必须连接到同一接地，且该接地必须与 IC 非常近。为了避免出现接地环路电流，请将系统的所有地连接到一个点。陶瓷输入电容器应尽可能靠近 Vin 引脚连接，并在靠近 GND 引脚的位置接地。有关布局示例，请参阅 AN-1204 LM378/LM3488Q-Q1 评估板 (SNVA656A)。有关开关模式电源布局的更多信息，请参阅 AN-1229 SIMPLE SWITCHER® PCB 布局指南 (SNVA054c)。


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

## 9.2 布局示例

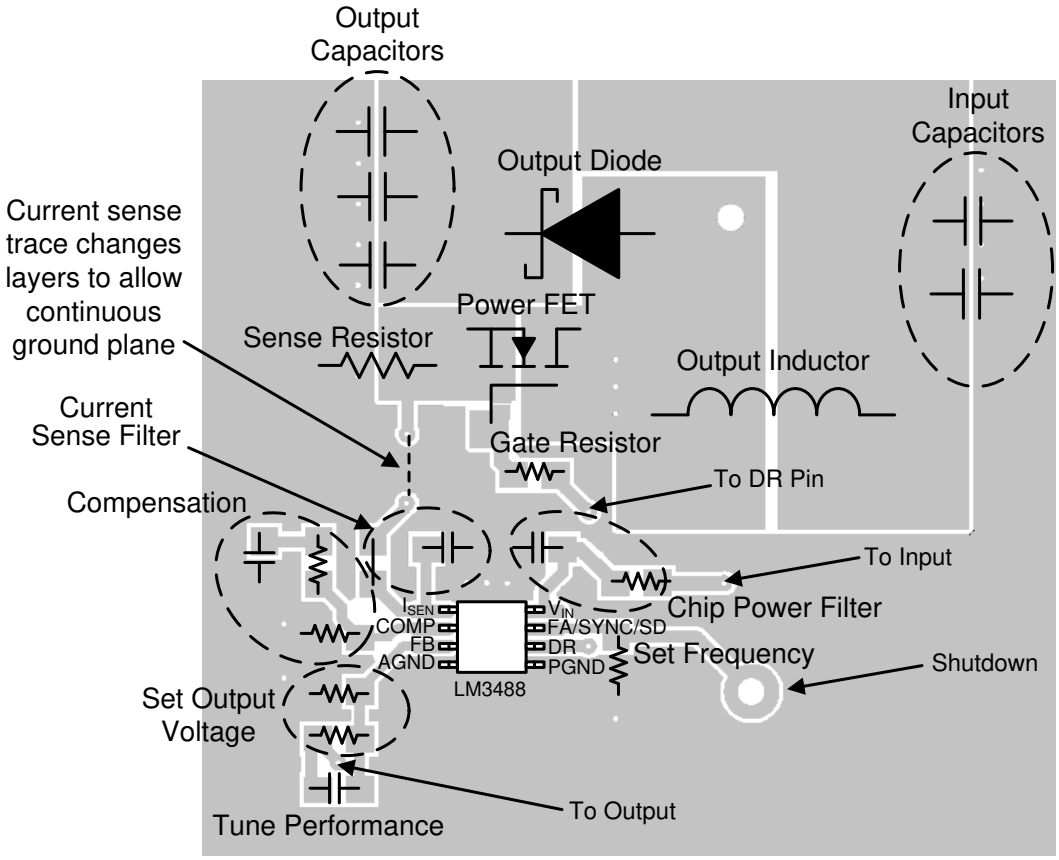



图 9-2. 使用 LM3488Q-Q1 的升压应用的布局示例

# 10 器件和文档支持

## 10.1 使用 WEBENCH 工具定制设计方案

点击此处，使用 LM3488Q-Q1 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计。

1. 首先，输入您的 $V_{IN}$、$V_{OUT}$ 和 $I_{OUT}$ 要求。
2. 使用优化器拨盘优化效率、封装和成本等关键设计参数并将您的设计与德州仪器 (TI) 的其他可行解决方案进行比较。
3. WEBENCH Power Designer 提供一份定制原理图以及罗列实时价格和元件供货情况的物料清单。
4. 大多数情况下，您还可以：
   - 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能；
   - 运行热性能仿真，了解电路板热性能；
   - 将定制原理图和布局方案导出至常用 CAD 格式；
   - 打印设计方案的 PDF 报告并与同事共享。
5. 有关 WEBENCH 工具的详细信息，请访问 www.ti.com/webench。

## 10.2 接收文档更新通知

要接收文档更新通知，请导航至 ti.com 上的器件产品文件夹。点击*通知* 进行注册，即可每周接收产品信息更改摘要。有关更改的详细信息，请查看任何已修订文档中包含的修订历史记录。

## 10.3 支持资源

TI E2E™ 中文支持论坛是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的使用条款。

## 10.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.
WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.
所有商标均为其各自所有者的财产。

## 10.5 静电放电警告

静电放电 (ESD) 会损坏这个集成电路。德州仪器 (TI) 建议通过适当的预防措施处理所有集成电路。如果不遵守正确的处理和安装程序，可能会损坏集成电路。

ESD 的损坏小至导致微小的性能降级，大至整个器件故障。精密的集成电路可能更容易受到损坏，这是因为非常细微的参数更改都可能会导致器件与其发布的规格不相符。

## 10.6 术语表

TI 术语表　　本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义。

# 11 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

| 日期 | 修订版本 | 注释 |
|---|---|---|
| January 2026 | * | 初始发行版 |

# 12 机械、封装和可订购信息

以下页面包含机械、封装和可订购信息。这些信息是指定器件可用的最新数据。数据如有变更，恕不另行通知，且不会对此文档进行修订。有关此数据表的浏览器版本，请查阅左侧的导航栏。


Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

## PACKAGING INFORMATION

| Orderable part number | Status (1) | Material type (2) | Package \| Pins | Package qty \| Carrier | RoHS (3) | Lead finish/ Ball material (4) | MSL rating/ Peak reflow (5) | Op temp (°C) | Part marking (6) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM3488QMM/NOPB | Active | Production | VSSOP (DGK) \| 8 | 1000 \| SMALL T&R | Yes | SN | Level-1-260C-UNLIM | -40 to 125 | SSKB |
| LM3488QMM/NOPB.A | Active | Production | VSSOP (DGK) \| 8 | 1000 \| SMALL T&R | Yes | SN | Level-1-260C-UNLIM | -40 to 125 | SSKB |
| LM3488QMM/NOPB.B | Active | Production | VSSOP (DGK) \| 8 | 1000 \| SMALL T&R | Yes | SN | Level-1-260C-UNLIM | -40 to 125 | SSKB |
| LM3488QMMX/NOPB | Active | Production | VSSOP (DGK) \| 8 | 3500 \| LARGE T&R | Yes | SN | Level-1-260C-UNLIM | -40 to 125 | SSKB |
| LM3488QMMX/NOPB.A | Active | Production | VSSOP (DGK) \| 8 | 3500 \| LARGE T&R | Yes | SN | Level-1-260C-UNLIM | -40 to 125 | SSKB |
| LM3488QMMX/NOPB.B | Active | Production | VSSOP (DGK) \| 8 | 3500 \| LARGE T&R | Yes | SN | Level-1-260C-UNLIM | -40 to 125 | SSKB |

(1) **Status:** For more details on status, see our product life cycle.

(2) **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.

(3) **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the TI RoHS Statement for additional information and value definition.

(4) **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

(5) **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.

(6) **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

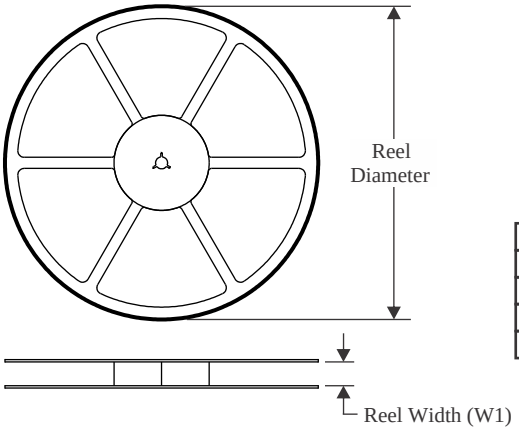
Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

**Important Information and Disclaimer:**The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

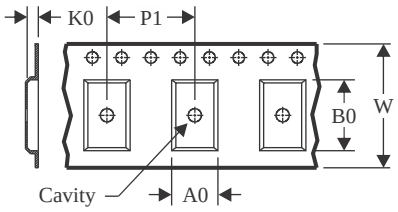
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

## TAPE AND REEL INFORMATION

**REEL DIMENSIONS**

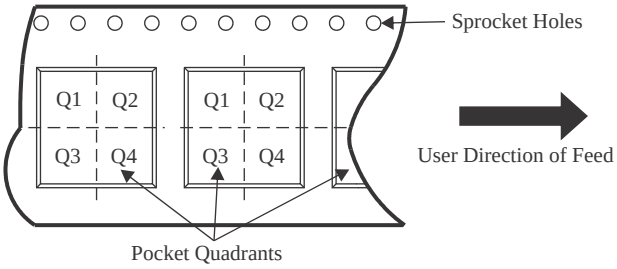



**TAPE DIMENSIONS**




| | |
|---|---|
| A0 | Dimension designed to accommodate the component width |
| B0 | Dimension designed to accommodate the component length |
| K0 | Dimension designed to accommodate the component thickness |
| W | Overall width of the carrier tape |
| P1 | Pitch between successive cavity centers |

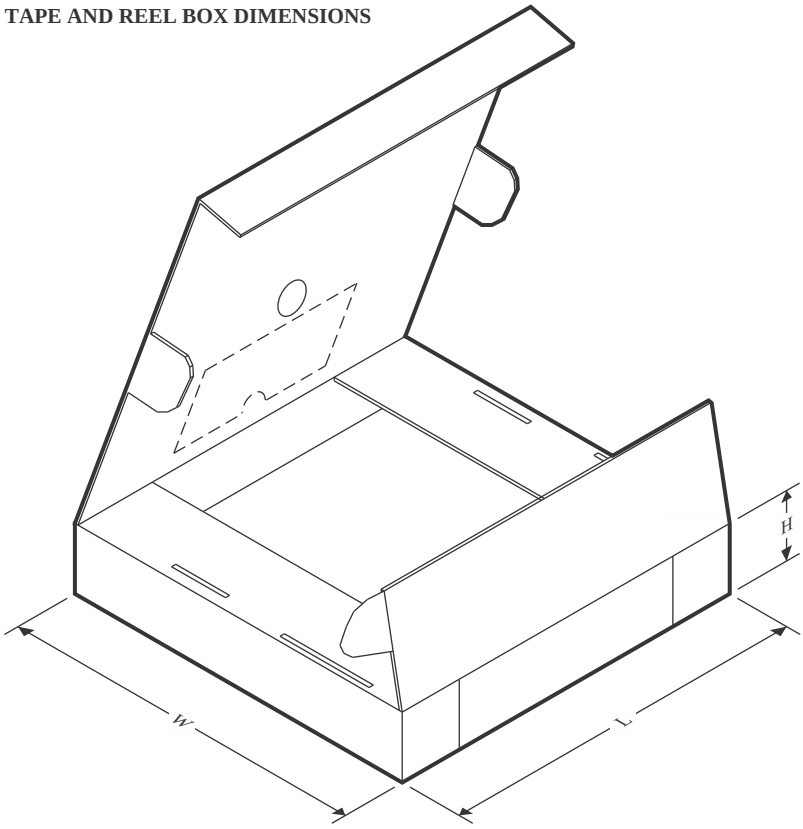
**QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE**




*All dimensions are nominal

| Device | Package Type | Package Drawing | Pins | SPQ | Reel Diameter (mm) | Reel Width W1 (mm) | A0 (mm) | B0 (mm) | K0 (mm) | P1 (mm) | W (mm) | Pin1 Quadrant |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM3488QMM/NOPB | VSSOP | DGK | 8 | 1000 | 177.8 | 12.4 | 5.3 | 3.4 | 1.4 | 8.0 | 12.0 | Q1 |
| LM3488QMMX/NOPB | VSSOP | DGK | 8 | 3500 | 330.0 | 12.4 | 5.3 | 3.4 | 1.4 | 8.0 | 12.0 | Q1 |

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS

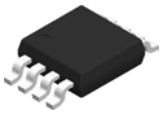



*All dimensions are nominal

| Device | Package Type | Package Drawing | Pins | SPQ | Length (mm) | Width (mm) | Height (mm) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM3488QMM/NOPB | VSSOP | DGK | 8 | 1000 | 208.0 | 191.0 | 35.0 |
| LM3488QMMX/NOPB | VSSOP | DGK | 8 | 3500 | 367.0 | 367.0 | 35.0 |

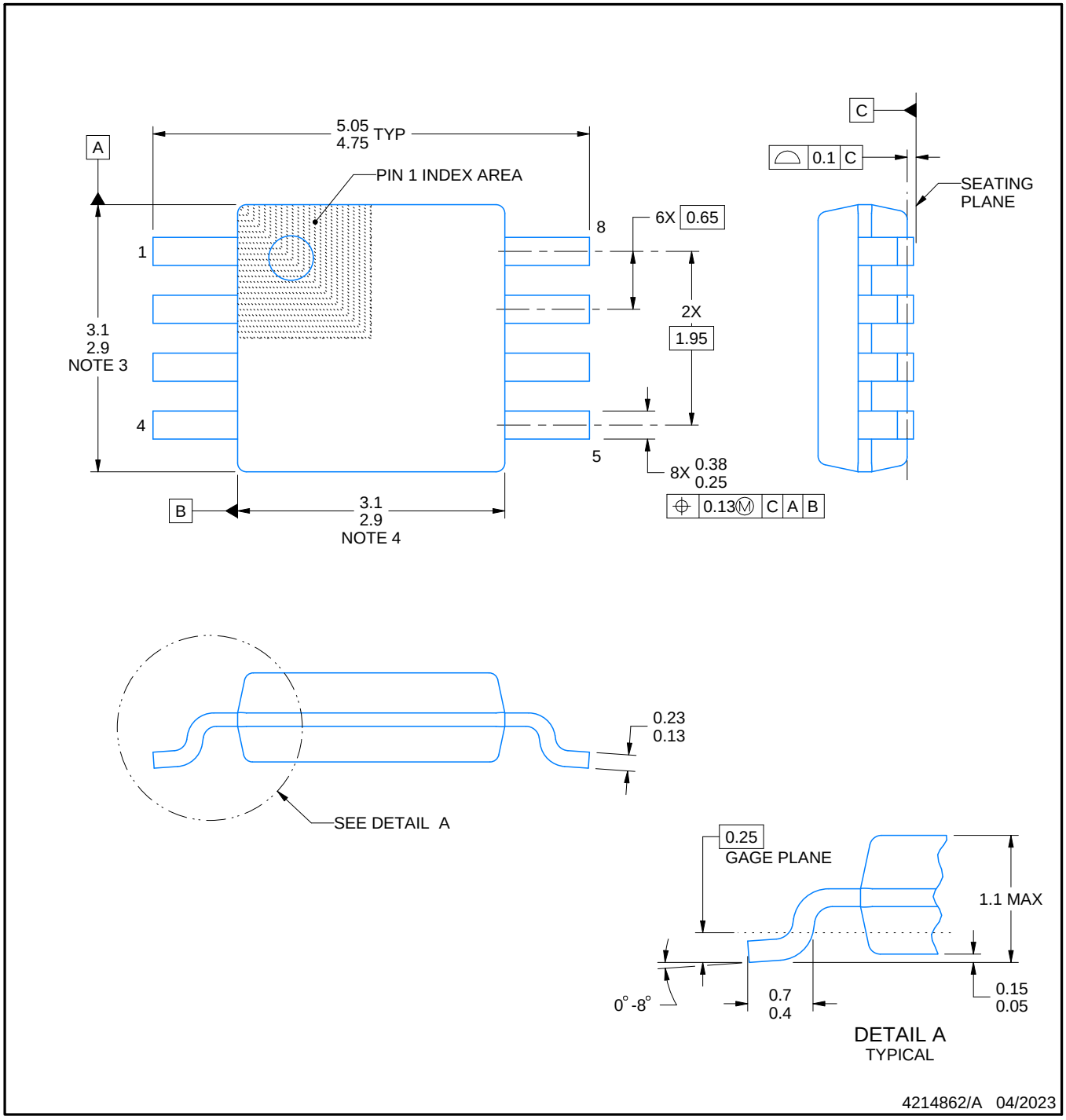
# PACKAGE OUTLINE

## DGK0008A



## VSSOP - 1.1 mm max height

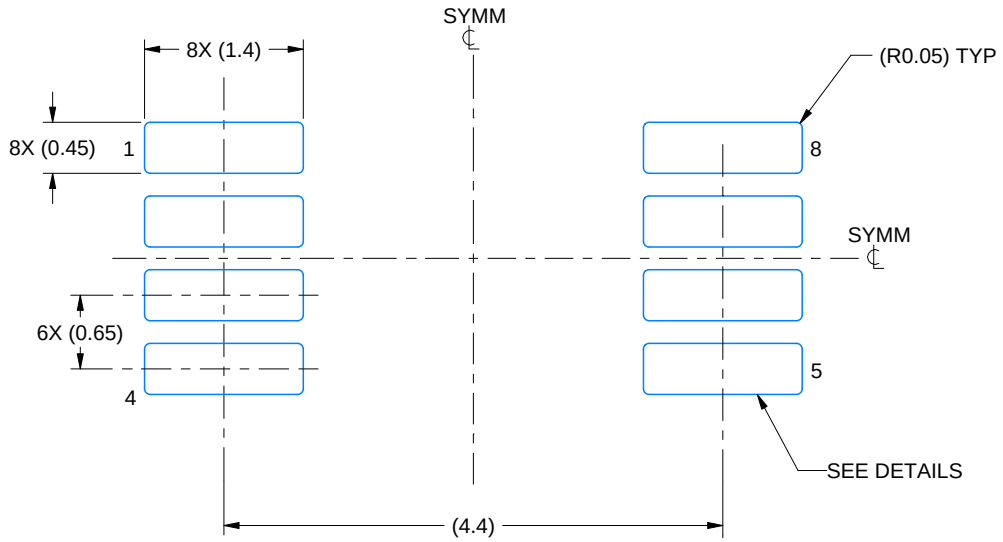
SMALL OUTLINE PACKAGE



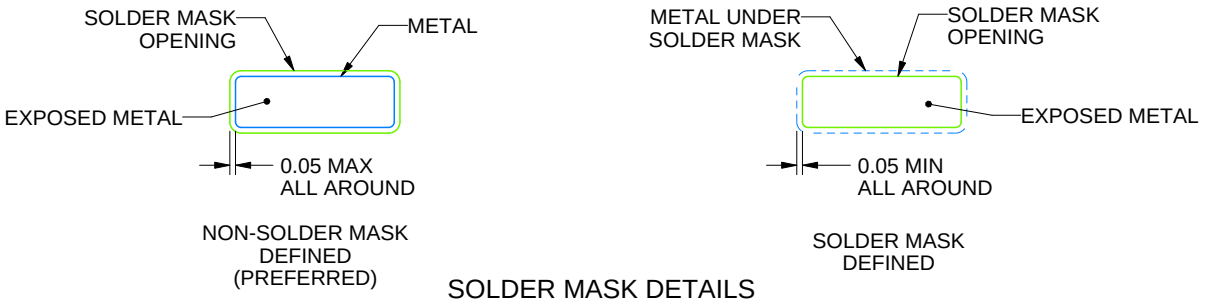

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

NOTES:

1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.15 mm per side.
4. This dimension does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.25 mm per side.
5. Reference JEDEC registration MO-187.




LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE: 15X

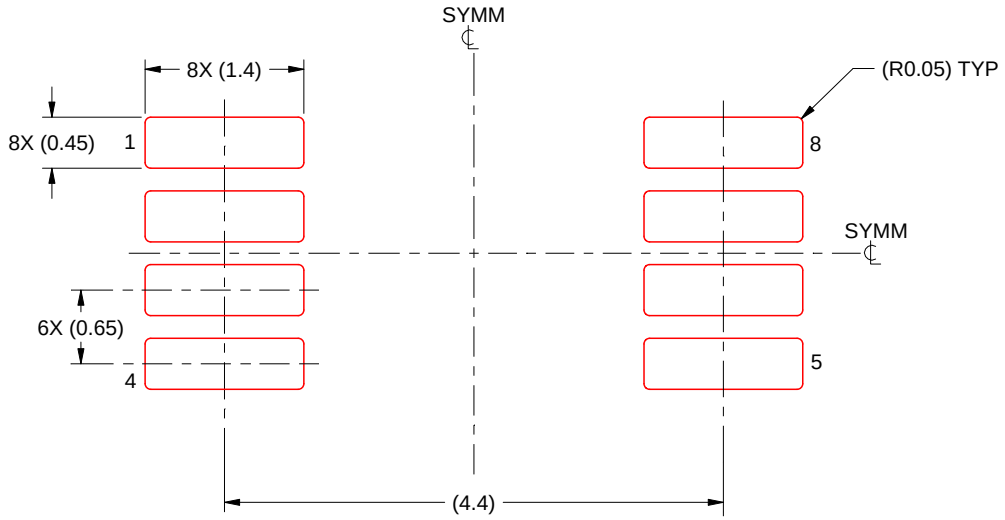



SOLDER MASK DETAILS

4214862/A 04/2023

NOTES: (continued)

6. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
7. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.
8. Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented, refer to their locations shown on this view. It is recommended that vias under paste be filled, plugged or tented.
9. Size of metal pad may vary due to creepage requirement.




SOLDER PASTE EXAMPLE
SCALE: 15X

4214862/A 04/2023

NOTES: (continued)

11. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
12. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

# 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出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