TEXAS INSTRUMENTS
LM70840, LM70860, LM70880
ZHCSQO8 – SEPTEMBER 2024

# LM708x0 专为高功率密度设计的 80V、8A/6A/4A、高效降压转换器

## 1 特性

- 功能安全型
  - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 具有多功能降压控制器和稳健功率 MOSFET 的同步直流/直流转换器
  - 宽输入电压范围：4.5V 至 80V
  - 关断模式电流：2.3μA
  - 将 48V 电压调节至 5V 的空载 $I_Q$：8.2μA
  - 1% 精度、3.3V/5V/12V 固定或 0.8V 至 55V 可调输出电压
  - 双相运行模式下的输出电流高达 16A
- 专为满足低 EMI 要求而设计
  - 有助于符合 CISPR 11 B 级标准
  - 引脚可选式 ±8% 双随机展频可降低峰值发射
  - 开关频率：200kHz 至 2.2MHz
  - 引脚可配置自动或 FPWM 运行
- 固有保护特性，可实现稳健设计
  - 内部断续模式过流保护
  - 使能、电源正常和热关断
  - 内部或外部环路补偿
- 6mm × 6mm 热优化，符合 RoHS 标准，QFN-29 封装，具有无铅镀层
- 使用 LM708x0 并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案

## 2 应用

- 工业：电机驱动（伺服/交流）、工厂自动化、非公路车辆和电动自行车
- 通信：WLAN、AAS 和 RRU

## 3 说明

LM708x0 是低 $I_Q$、宽 $V_{IN}$ 同步降压转换器 系列，专为 4.5V 至 80V 输入电压范围设计，在提供高达 8A 输出电流的同时具有 3.3V/5V/12V 固定输出电压或可调输出电压。

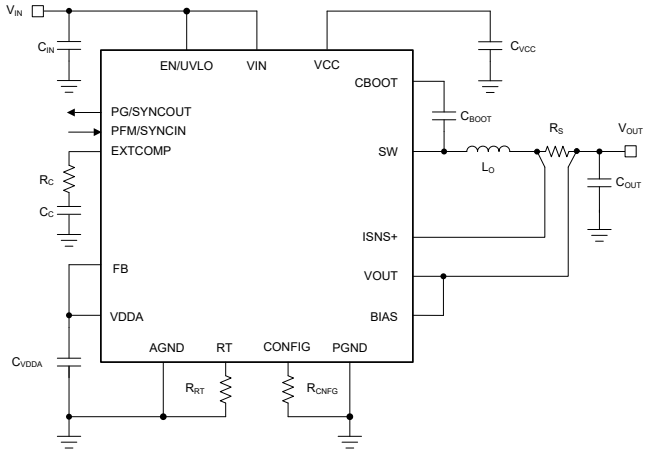
LM708x0 使用峰值电流模式控制架构，可实现简单环路补偿、快速瞬态响应和出色的负载和线路调节性能。一对 LM708x0 转换器可设置为以交错模式（并联输出）运行，可实现精确的电流共享，适用于需要高达 16A 输出电流的应用。

LM708x0 具有独特的双随机展频 (DRSS) 功能，能够将低频三角调制与高频逐周期随机调制相结合，在广泛的频带上提高 EMI 性能。

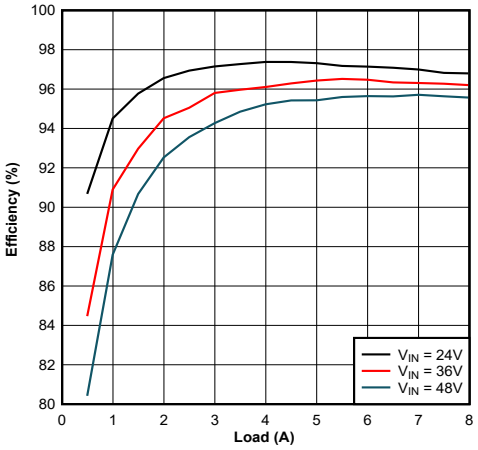
**器件信息**

| 器件型号 | 封装(1) | 封装尺寸(2) |
|---|---|---|
| LM70880 | RRX（VQFN，29） | 6mm × 6mm |
| LM70860 | | |
| LM70840 | | |

(1) 有关更多信息，请参阅*机械、封装和可订购信息*。
(2) 封装尺寸（长 × 宽）为标称值，并包括引脚（如适用）。




**典型应用电路**




**典型效率，$V_{OUT}$ = 12V，$f_{SW}$ = 400kHz**

LM708x0 的其他特性包括可在轻负载条件下降低电流消耗的用户可选二极管仿真功能、用于故障报告和输出监控的开漏电源正常标志、精密使能输入、单调启动至预偏置负载、集成 VCC 辅助电源稳压器、2.8ms 内部软启动时间和带自动恢复功能的热关断保护。

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）。

LM708x0 转换器采用 6mm × 6mm 热优化 29 引脚 QFN 封装。三个裸片连接焊盘（VIN、SW 和 PGND）提高了热性能和板级可靠性 (BLR)。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

# 内容

**1 特性**.....1
**2 应用**.....1
**3 说明**.....1
**4 引脚配置和功能**.....4
**5 规格**.....6
5.1 绝对最大额定值.....6
5.2 ESD Ratings.....6
5.3 建议运行条件.....6
5.4 热性能信息.....7
5.5 电气特性.....7
5.6 典型特性.....10
**6 详细说明**.....12
6.1 概述.....12
6.2 功能方框图.....13
6.3 特性说明.....14
6.4 器件功能模式.....23
**7 应用和实施**.....24
7.1 应用信息.....24
7.2 典型应用.....31
7.3 电源相关建议.....42
7.4 布局.....42
**8 器件和文档支持**.....45
8.1 器件支持.....45
8.2 文档支持.....45
8.3 接收文档更新通知.....46
8.4 支持资源.....46
8.5 商标.....46
8.6 静电放电警告.....46
8.7 术语表.....46
**9 修订历史记录**.....46
**10 机械、封装和可订购信息**.....46
10.1 卷带包装信息.....47

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

# 4 引脚配置和功能

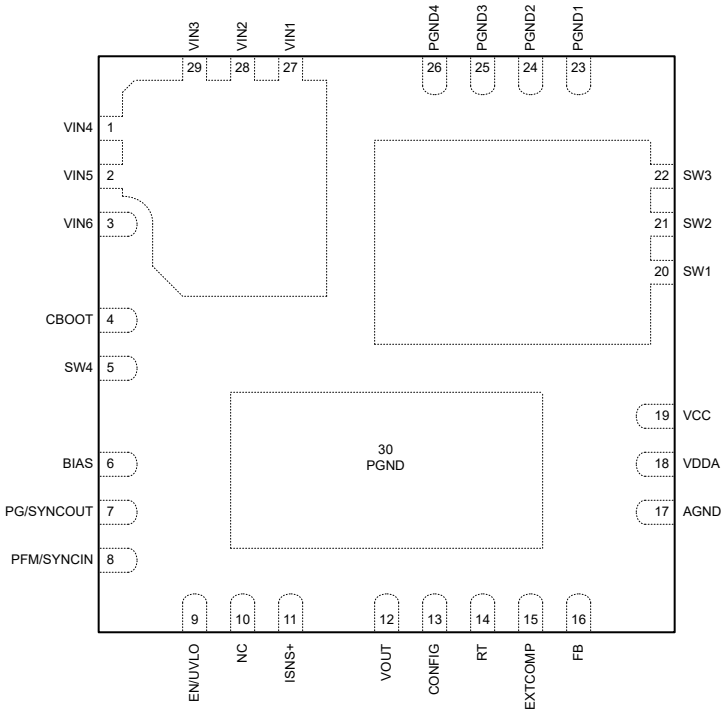



**图 4-1. RRX 封装，29 引脚 VQFN（顶视图）**

**表 4-1. 引脚功能**

| 引脚 | | 类型(1) | 说明 |
|---|---|---|---|
| 编号 | 名称 | | |
| 1 | VIN4 | P | 转换器输入引脚连接到高侧功率 MOSFET 的漏极和 VCC 稳压器 (VIN6)。连接到输入电源和输入滤波器电容器。从 VIN 引脚到输入电容器的路径必须尽可能短。 |
| 2 | VIN5 | P | |
| 3 | VIN6 | P | |
| 4 | CBOOT | P | 用于自举栅极驱动的高侧驱动器电源。在 CBOOT 和 SW4 引脚之间连接一个 47nF 自举电容器。如果选择 VCC = 8V，则添加一个与自举电容器串联的 1Ω 电阻器。 |
| 5 | SW4 | P | 开关引脚。在 CBOOT 和 SW4 引脚之间连接一个 47nF 自举电容器。此引脚在内部连接至开关引脚 SW1、SW2 和 SW3。无需将此引脚连接至 PCB 上的其他开关引脚。 |
| 6 | BIAS | P | 用于外部辅助电源的可选输入。如果针对 3.3V 固定 VOUT 进行配置，则将 BIAS 引脚连接到 5V 至 30V 的外部辅助电源。如果针对 5V 固定 VOUT 进行配置，则将 BIAS 引脚连接到 VOUT 节点或 5V 至 30V 的外部辅助电源。如果针对 12V 固定或可调节 VOUT 进行配置，则将 BIAS 引脚连接到 VOUT 节点或 10V 至 30V 的外部辅助电源。如果输出电压高于 30V 且未使用外部电源，则将 BIAS 引脚连接到 GND。 |
| 7 | PG/ SYNCOUT | O | 电源正常状态/同步输出引脚。此引脚是一个集电极开路输出，如果 VOUT 超出指定的调节窗口，该输出会变为低电平。PG/SYNCOUT 也可用作同步输出，以将辅助器件的内部振荡器与主要器件的振荡器同步。 |
| 8 | PFM/ SYNCIN | I | PFM/FPWM 模式选择和同步输入引脚。将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 VDDA 以启用二极管仿真模式。将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 AGND 会在轻载条件下以持续导通强制 PWM (FPWM) 模式运行。PFM/SYNCIN 引脚还可以用作同步输入，以将内部振荡器与外部时钟同步。 |
| 9 | EN/UVLO | I | 使能/欠压锁定引脚。将此引脚驱动为高电平/低电平可启用/禁用器件。如果不需要使能功能，则将此引脚连接到 VIN。连接一个外部电阻分压器网络以设置 UVLO 阈值。 |
| 10 | NC | P | 无连接引脚。悬空或连接到 GND。 |
| 11 | ISNS+ | I | 电流检测放大器输入。使用低电流开尔文连接将 ISNS+ 引脚连接到外部电流检测电阻器的电感器侧。 |
| 12 | VOUT | I | 输出电压感测和电流检测放大器输入。将 VOUT 引脚连接到相应电流检测电阻器的输出侧。 |


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

表 4-1. 引脚功能（续）

| 引脚 | | 类型(1) | 说明 |
|---|---|---|---|
| 编号 | 名称 | | |
| 13 | CONFIG | I | 配置引脚。将一个电阻器接地以设置主要器件/辅助器件、启用/禁用展频或交错运行模式。 |
| 14 | RT | I | 频率编程引脚。在 RT 与 AGND 之间连接的一个电阻器会将振荡器频率设置在 200kHz 和 2.2MHz 之间。 |
| 15 | EXTCOMP | O | 外部补偿引脚。此引脚是跨导放大器的输出。如果使用，请将补偿网络从 EXTCOMP 引脚连接到 AGND。在 EXTCOMP 和 VDDA 引脚之间连接一个 100kΩ 电阻器以使用内部补偿。 |
| 16 | FB | I | 反馈引脚。在 FB 与 VDDA 之间连接一个电阻器以将输出电压设置为 3.3V、5V 或 12V。在 VOUT 和 FB 之间连接一个电阻分压器网络，以将输出电压电平设置在 0.8V 至 55V 之间。电压基准设定点为 0.8V。 |
| 17 | AGND | G | 模拟地引脚。内部电压基准和模拟电路的接地回路。 |
| 18 | VDDA | P | 内部模拟偏置稳压器输出引脚。在 VDDA 和 AGND 之间连接一个 0.1μF 陶瓷去耦电容器，尽可能靠近这些引脚放置。 |
| 19 | VCC | P | VCC 辅助电源引脚。在 VCC 和 PGND 之间连接一个 4.7μF 陶瓷电容器，尽可能靠近这些引脚放置。 |
| 20 | SW1 | P | 开关引脚。这些引脚形成一个开关节点，在内部连接到降压开关（高侧 MOSFET）的源极端子和同步整流器（低侧 MOSFET）的漏极端子。连接到降压电感器。 |
| 21 | SW2 | P | |
| 22 | SW3 | P | |
| 23 | PGND1 | G | 电源地引脚。这些引脚构成低侧 MOSFET 的电源地节点。连接到 PCB 上的系统地。尽量缩短到 CIN 的距离。 |
| 24 | PGND2 | G | |
| 25 | PGND3 | G | |
| 26 | PGND4 | G | |
| 27 | VIN1 | P | 转换器输入引脚连接到高侧功率 MOSFET 的漏极。连接到输入电源和输入滤波器电容器。从 VIN 引脚到输入电容器的路径必须尽可能短。 |
| 28 | VIN2 | P | |
| 29 | VIN3 | P | |
| 30 | PGND | G | 控制器电源地引脚。使用多个过孔连接到系统地。 |

(1) P = 电源，G = 地，I = 输入，O = 输出。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

# 5 规格

## 5.1 绝对最大额定值

在建议的工作结温范围内测得（除非另有说明）(1)

| | | 最小值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|
| 引脚电压 | VIN 到 PGND | -0.3 | 87.5 | V |
| 引脚电压 | SW 到 PGND | -0.3 | 87.5 | V |
| 引脚电压 | SW 到 PGND，瞬态 < 20ns | -5 | 90 | V |
| 引脚电压 | CBOOT 至 SW | -0.3 | 10 | V |
| 引脚电压 | CBOOT 到 SW，瞬态 < 20ns | -2 | | V |
| 引脚电压 | EN/UVLO 至 PGND | -0.3 | 87.5 | V |
| 引脚电压 | VDDA、PG/SYNCOUT、FB、CONFIG、PFM/SYNCIN、RT、EXTCOMP 到 AGND | -0.3 | 6.5 | V |
| 引脚电压 | VCC 到 AGND | -0.3 | 10 | V |
| 引脚电压 | BIAS 至 AGND | -0.3 | 32 | V |
| 引脚电压 | VOUT、ISNS+ 到 PGND | -0.3 | 60 | V |
| 引脚电压 | VOUT 到 ISNS+ | -0.3 | 0.3 | V |
| 引脚电压 | PGND 至 AGND | -0.3 | 0.3 | V |
| $T_J$ | 工作结温 | -40 | 150 | °C |
| $T_{stg}$ | 贮存温度 | -55 | 150 | °C |

(1) 超出*绝对最大额定值*运行可能会对器件造成永久损坏。*绝对最大额定值*并不表示器件在这些条件下或在*建议运行条件*以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出*建议运行条件*但在*绝对最大额定值*范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。

## 5.2 ESD Ratings

| | | | 值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|
| $V_{(ESD)}$ | 静电放电 | 人体放电模型 (HBM)，符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准(1) | ±2000 | V |
| | | 充电器件模型 (CDM)，符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-002 标准(2) | ±750 | |

(1) JEDEC 文档 JEP155 指出：500V HBM 时能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。
(2) JEDEC 文档 JEP157 指出：250V CDM 时能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。

## 5.3 建议运行条件

在工作结温范围内测得（除非另有说明）

| | | | 最小值 | 标称值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{IN}$ | 输入电源电压范围 | | 4.5 | | 80 | V |
| $V_{OUT}$ | 输出电压范围 | | 0.8 | | 55 | V |
| | 引脚电压 | VIN，EN/UVLO，SW 至 PGND | -0.3 | | 80 | V |
| | 引脚电压 | CBOOT 至 SW | -0.3 | 8 | 8.5 | V |
| | 引脚电压 | FB，AGND/SYNCIN，PG/SYNCOUT 至 AGND | -0.3 | | 5.25 | V |
| | 引脚电压 | VDDA 至 PGND | -0.3 | 5 | 5.25 | V |
| | 引脚电压 | VCC 至 PGND（固定 3.3V 或 5V 输出） | -0.3 | 5 | 5.25 | V |
| | 引脚电压 | VCC 至 PGND | -0.3 | 8 | 8.5 | V |
| | 引脚电压 | BIAS 至 PGND | -0.3 | | 30 | V |
| | 引脚电压 | VOUT、ISNS+ 到 PGND | -0.3 | | 55 | V |
| | PGND 至 AGND | | -0.3 | | 0.3 | V |
| $I_{OUT}$ | 输出电流范围，LM70880 | | 0 | | 8 | A |
| $I_{OUT}$ | 输出电流范围，LM70860 | | 0 | | 6 | A |
| $I_{OUT}$ | 输出电流范围，LM70840 | | 0 | | 4 | A |


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 5.3 建议运行条件（续）

在工作结温范围内测得（除非另有说明）

| | | | 最小值 | 标称值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $R_S$ | 检测电阻器，LM70880 | | 5 | | | mΩ |
| $R_S$ | 检测电阻器，LM70860 | | 6 | | | mΩ |
| $R_S$ | 检测电阻器，LM70840 | | 9 | | | mΩ |
| $T_J$ | 工作结温 | | -40 | | 150 | °C |

## 5.4 热性能信息

| 热性能指标(1) | | LM708x0 | | 单位 |
|---|---|---|---|---|
| | | JESD 51-7 | EVM | |
| | | 29 引脚 | 29 引脚 | |
| $R_{\theta JA}$ | 结至环境热阻 | 33.5(2) | 18.6(3) | °C/W |
| $R_{\theta JC(top)}$ | 结至外壳（顶部）热阻 | 31.6 | (4) | °C/W |
| $R_{\theta JB}$ | 结至电路板热阻 | 11.7 | (4) | °C/W |
| $\psi_{JT}$ | 结至顶部特征参数 ($T_{case-center}$) | 11.5 | 7.2 | °C/W |
| $\psi_{JT}$ | 结至顶部特征参数 ($T_{case-max}$) | - | 0.8 | °C/W |
| $\psi_{JB}$ | 结至电路板特征参数 | 11.6 | 6.3 | °C/W |

(1) 有关新旧热指标的更多信息，请参阅*半导体和 IC 封装热指标*应用手册。
(2) 此表中给出的 $R_{\theta JA}$ 值仅用于与其他封装的比较，不能用于设计目的。这些值是根据 JESD 51-7 计算的，并使用 4 层 JEDEC 板进行了仿真。它们并不代表在实际应用中获得的性能。有关热设计信息，请参阅*最高环境温度*一节。
(3) 有关电路板布局布线和其他信息，请参阅 *EVM 用户指南*。有关热设计信息，请参阅*最高环境温度*一节。
(4) 不适用于 EVM。

## 5.5 电气特性

$T_J$ = –40°C 至 +150°C。典型值在 $T_J$ = 25°C 且 $V_{IN}$ = 12V 的条件下测得（除非另有说明）

| 参数 | | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **电源 (VIN)** | | | | | | |
| $I_{Q-SD}$ | $V_{IN}$ 关断电流 | 未开关，$V_{EN}$ = 0V，$V_{FB}$ = $V_{REF}$ + 50mV，$T_J$ = 25°C | | 2.3 | 4 | μA |
| | | 未开关，$V_{EN}$ = 0V，$V_{FB}$ = $V_{REF}$ + 50mV，$T_J$ = 125°C | | 2.3 | 8 | μA |
| $I_{Q-SBY}$ | $V_{IN}$ 待机电流(1) | 未开关，0.5V ≤ $V_{EN}$ ≤ 1V，外部 COMP，$R_{CONFIG}$ = 29.4kΩ | | 350 | | μA |
| $I_{Q-SLEEP1-48V}$ | $V_{IN}$ 睡眠电流，3.3V 固定输出，空载 | $V_{EN}$ = 5V，$V_{IN}$ = 48V，$V_{BIAS}$ = 0V，$V_{VOUT}$ = 3.3V，空载，未开关，$V_{PFM/SYNCIN}$ = 5V，$R_{FB}$ = 0Ω 至 VDDA | | 14.4 | | μA |
| $I_{Q-SLEEP2-48V}$ | $V_{IN}$ 睡眠电流，5V 固定输出，空载 | $V_{EN}$ = 5V，$V_{IN}$ = 48V，$V_{BIAS}$ = 5V，$V_{VOUT}$ = 5V，空载，未开关，$V_{PFM/SYNCIN}$ = 5V，$R_{FB}$ = 24.9kΩ 至 VDDA | | 6.9 | 30 | μA |
| $I_{Q-SLEEP3-48V}$ | $V_{IN}$ 睡眠电流，12V 固定输出，空载 | $V_{EN}$ = 5V，$V_{IN}$ = 48V，$V_{BIAS}$ = 12V，$V_{VOUT}$ = 12V，空载，未开关，$V_{PFM/SYNCIN}$ = 5V，$R_{FB}$ = 49.9kΩ 至 VDDA | | 23 | | μA |
| **使能 (EN/UVLO)** | | | | | | |
| $V_{SBY-TH}$ | 关断至待机阈值电压 | $V_{EN/UVLO}$ 上升 | | 0.55 | | V |
| $V_{EN-TH}$ | 使能电压上升阈值 | $V_{EN/UVLO}$ 上升 | 0.95 | 1.0 | 1.05 | V |
| $V_{EN-HYS}$ | 启用电压迟滞 | | | 0.1 | | V |
| **内部 LDO (VCC)** | | | | | | |
| $V_{VCC1}$ | VCC 稳压电压 | $I_{VCC}$ = 50mA，$R_{FB}$ = 0Ω 或 24.9kΩ | 4.5 | 5 | 5.5 | V |
| $V_{VCC2}$ | VCC 稳压电压 | $I_{VCC}$ = 50mA | 7 | 8 | 8.5 | V |
| **内部 LDO (VDDA)** | | | | | | |
| $V_{VDDA}$ | VDDA 稳压电压 | $I_{VDD}$ = 5mA | 4.75 | 5 | 5.25 | V |

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 5.5 电气特性（续）

$T_J$ = –40°C 至 +150°C。典型值在 $T_J$ = 25°C 且 $V_{IN}$ = 12V 的条件下测得（除非另有说明）

| 参数 | | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $I_{VDDA-CL}$ | VDDA 短路电流限制 | $V_{DDA}$ = 4.5V | 10 | 15 | 20 | mA |
| **外部偏置 (BIAS)** | | | | | | |
| $V_{BIAS-TH1}$ | $V_{IN}$ 至 $V_{BIAS}$ 切换上升阈值，12V 固定或可调节输出 | $R_{FB}$ = 49.9kΩ | 8.8 | 9.1 | 9.3 | V |
| $V_{BIAS-TH2}$ | $V_{IN}$ 至 $V_{BIAS}$ 切换上升阈值，3.3V 或 5V 固定输出 | $R_{FB}$ = 0Ω 或 24.9kΩ | 4.3 | 4.6 | 4.8 | V |
| $V_{BIAS-HYS}$ | $V_{IN}$ 至 $V_{BIAS}$ 切换迟滞 | | | 550 | | mV |
| **基准电压 (FB)** | | | | | | |
| $V_{FB}$ | FB 稳压电压 | | 794 | 800 | 806 | mV |
| **输出电压 (VOUT)** | | | | | | |
| $V_{OUT1}$ | 3.3V 输出电压设定点 | $R_{FB}$ = 0Ω | 3.267 | 3.3 | 3.333 | V |
| $V_{OUT2}$ | 5V 输出电压设定点 | $R_{FB}$ = 24.9kΩ | 4.95 | 5.0 | 5.05 | V |
| $V_{OUT3}$ | 12V 输出电压设定点 | $R_{FB}$ = 49.9kΩ | 11.88 | 12 | 12.12 | V |
| **误差放大器 (EXTCOMP)** | | | | | | |
| $g_{m-EXTERNAL}$ | EA 跨导外部补偿 | FB 至 COMP | 970 | 1200 | | µS |
| $g_{m-NTERNAL}$ | EA 跨导内部补偿(1) | FB 至 COMP，EXTCOMP 100kΩ 至 VDDA | | 30 | | µS |
| $I_{FB}$ | 误差放大器输入偏置电流 | | | | 75 | nA |
| $V_{COMP-CLAMP}$ | COMP 钳位电压 | $V_{FB}$ = 0V | | 2.1 | | V |
| $I_{COMP-SRC}$ | EA 源电流 | $V_{COMP}$ = 1V，$V_{FB}$ = 0.65V | | 170 | | µA |
| $I_{COMP-SINK}$ | EA 灌电流 | $V_{COMP}$ = 1V，$V_{FB}$ = 0.95V | | 170 | | µA |
| **脉冲频率调制 (PFM/SYNCIN)** | | | | | | |
| $V_{IL-SYNCIN}$ | PFM/SYNCIN 输入阈值低电平 | | 0.8 | | | V |
| $V_{IH(SYNCIN)}$ | PFM/SYNCIN 输入阈值高电平 | | | | 1.17 | V |
| $f_{SYNC1}$ | 同步频率范围 (220kHz) | $R_{RT}$ = 100kΩ，标称振荡器频率的 ±20% | 176 | | 264 | kHz |
| $f_{SYNC2}$ | 同步频率范围 (2.2MHz) | $R_{RT}$ = 10kΩ，标称振荡器频率的 ±20% | 1.76 | | 2.64 | MHz |
| $t_{SYNC-TON-MIN}$ | 外部同步信号的最小正脉冲宽度 | $R_{RT}$ = 10kΩ | | | 20 | ns |
| $t_{SYNC-TOFF-MIN}$ | 外部同步信号的最小负脉冲宽度 | $R_{RT}$ = 10kΩ | | | 200 | ns |
| $t_{SYNCIN-SW}$ | 从 PFM 下降沿到 SW 上升沿的延迟(1) | | | 35 | | ns |
| $t_{PFM-FILTER}$ | SYNCIN 到 PFM 模式 | | 15 | | 75 | µs |
| **双随机展频 (DRSS)** | | | | | | |
| $\Delta f_C$ | 偏离开关频率的距离 | | | 8 | | % |
| $f_m$ | 调制频率 | | | 10 | | kHz |
| **开关频率 (SW)** | | | | | | |
| $f_{SW1}$ | 开关频率 1 | $R_{RT}$ = 100kΩ 至 AGND | 200 | 220 | 240 | kHz |
| $f_{SW2}$ | 开关频率 2 | $R_{RT}$ = 49.9kΩ 至 AGND | 400 | 440 | 480 | kHz |
| $f_{SW3}$ | 开关频率 3 | $R_{RT}$ = 22.1kΩ 至 AGND | 0.85 | 0.95 | 1.05 | MHz |
| $f_{SW4}$ | 开关频率 4 | $R_{RT}$ = 9.09kΩ 至 AGND | 2 | 2.2 | 2.4 | MHz |
| $t_{ON-MIN}$ | 最短导通时间(1) | | | 25 | | ns |
| $t_{OFF-MIN}$ | 最短关断时间 | | | 88 | 126 | ns |
| **电源正常 (PG)** | | | | | | |
| $V_{PG-UV}$ | 电源正常 UV 跳变电平 | 相对于调节电压下降 | 90% | 92% | 94% | |
| $V_{PG-OV}$ | 电源正常 OV 跳变电平 | 相对于调节电压上升 | 108% | 110% | 112% | |
| $V_{PG-UV-HYST}$ | 电源正常 UV 迟滞 | 相对于稳压输出下降 | | 3.4% | | |
| $V_{PG-OV-HYST}$ | 电源正常 OV 迟滞 | 相对于稳压输出上升 | | 3.4% | | |
| $t_{PG-DEGLITCH}$ | 电源正常状态抗尖峰脉冲滤波器时间 | $V_{OUT}$ 下降或上升 | | 25 | | µs |


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 5.5 电气特性（续）

$T_J$ = –40°C 至 +150°C。典型值在 $T_J$ = 25°C 且 $V_{IN}$ = 12V 的条件下测得（除非另有说明）

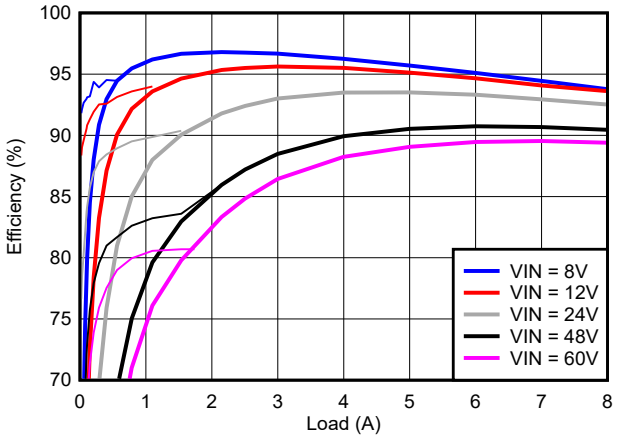
| 参数 | | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{OL-PG}$ | 电源正常状态电压 | 集电极开路，$I_{PG}$ = 2mA | | | 0.4 | V |
| **同步输出 (SYNCOUT)** | | | | | | |
| $V_{SYNCOUT-LTH}$ | SYNCOUT 低电平状态电压阈值 | $R_{CONFIG}$ = 54.9kΩ 或 71.5kΩ，$I_{SYNCOUT}$ = 2mA | | | 0.4 | V |
| $V_{SYNCOUT-HTH}$ | SYNCOUT 高电平状态电压阈值 | $R_{CONFIG}$ = 54.9kΩ 或 71.5kΩ，$I_{SYNCOUT}$ = -2mA | 2.0 | | | V |
| **启动（软启动）** | | | | | | |
| $t_{SS}$ | 内部固定软启动时间 | | 1.9 | 2.8 | 4.4 | ms |
| **内部断续模式** | | | | | | |
| $t_{HIC-DLY}$ | 断续模式激活延迟 | $V_{ISNS+} - V_{VOUT}$ > 60mV | | 512 | | 周期 |
| $t_{HIC-DURATION}$ | 断续模式故障持续时间 | $V_{ISNS+} - V_{VOUT}$ > 60mV | | 16384 | | 周期 |
| **过流保护 (OCP)** | | | | | | |
| $V_{CS-TH}$ | CS 电压阈值 | 在 ISNS+ 与 VOUT 之间测得 | 50 | 56 | 62 | mV |
| $t_{DELAY-CS}$ | CS 到输出延迟 | | | 75 | | ns |
| $G_{CS}$ | CS 放大器增益(1) | | | 10 | | V/V |
| $I_{BIAS-CS}$ | CS 放大器输入偏置电流(1) | | | 0.35 | | µA |
| $V_{CS-TH-NEG}$ | CS 负向电压阈值 | | | 30 | | mV |
| **热关断 (TSD)** | | | | | | |
| $T_{J-SD}$ | 热关断阈值(1) | 温度上升 | | 175 | | °C |
| $T_{J-HYS}$ | 热关断迟滞 (1) | | | 15 | | °C |

(1) 根据设计确定。未经生产测试。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

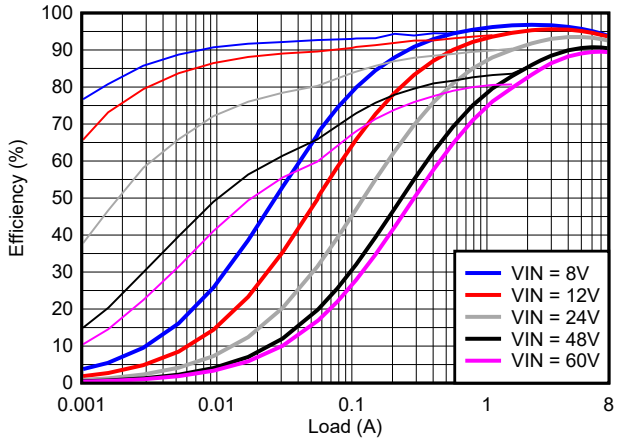
## 5.6 典型特性

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



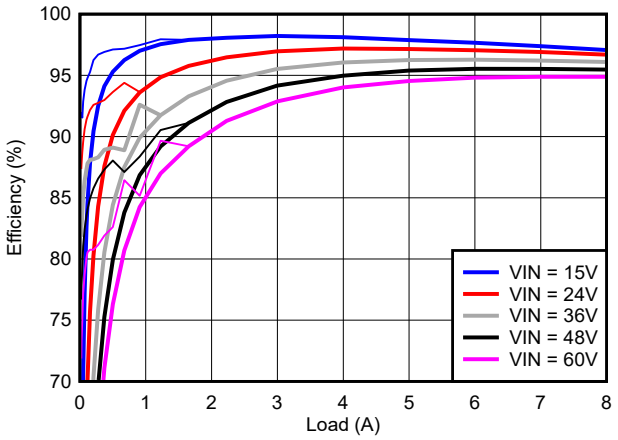

5V 输出

**图 5-1. 效率与 $I_{OUT}$ 之间的关系**



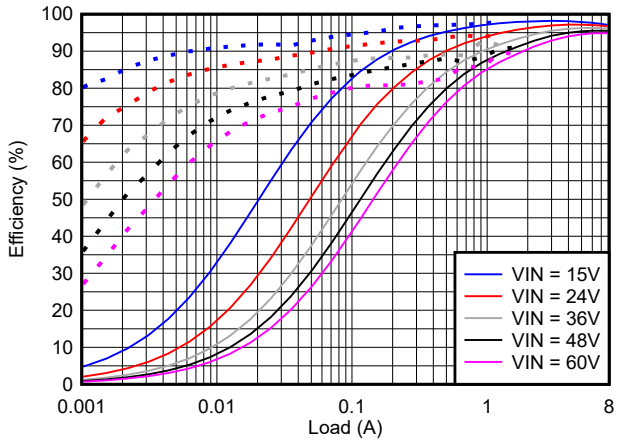

5V 输出

**图 5-2. 效率与 $I_{OUT}$ 之间的关系，对数标度**



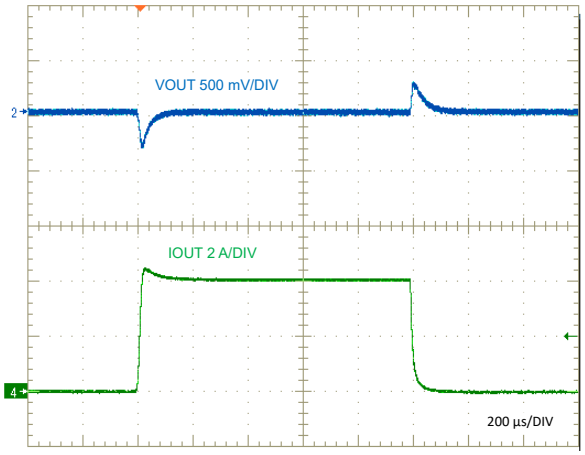

12V 输出

**图 5-3. 效率与 $I_{OUT}$ 之间的关系**



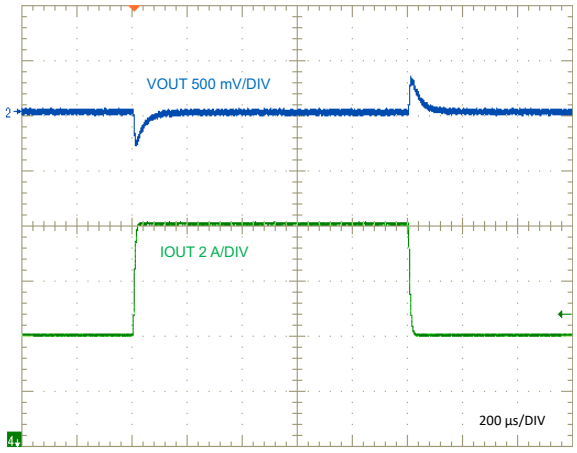

12V 输出

**图 5-4. 效率与 $I_{OUT}$ 之间的关系，对数标度**




$V_{IN}$ = 48V，$V_{OUT}$ = 12V　　FPWM

**图 5-5. 负载瞬态，0A 至 4A**




$V_{IN}$ = 48V，$V_{OUT}$ = 12V　　FPWM

**图 5-6. 负载瞬态，4A 至 8A**


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 5.6 典型特性（续）

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

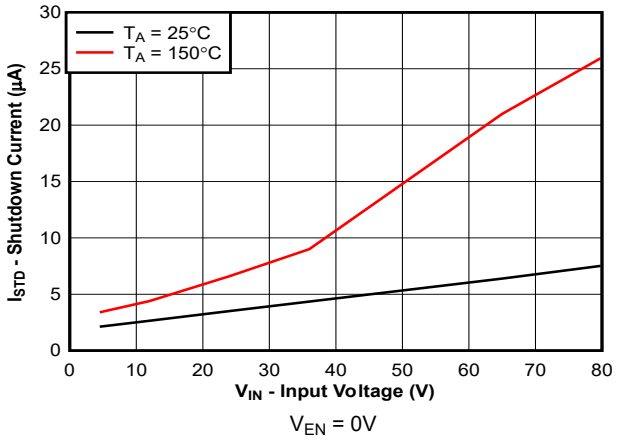



图 5-7. 关断电流与输入电压间的关系

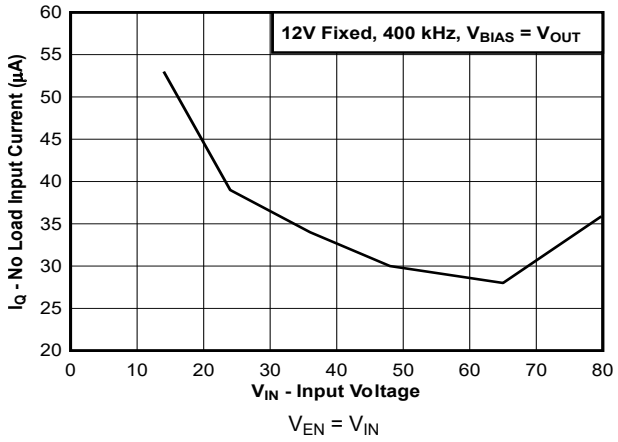



图 5-8. 12V 固定输出空载有效电流与温度间的关系

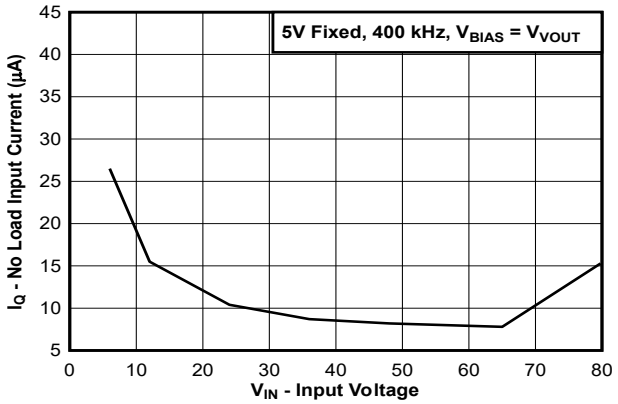



图 5-9. 5V 固定输出空载有效电流与温度间的关系

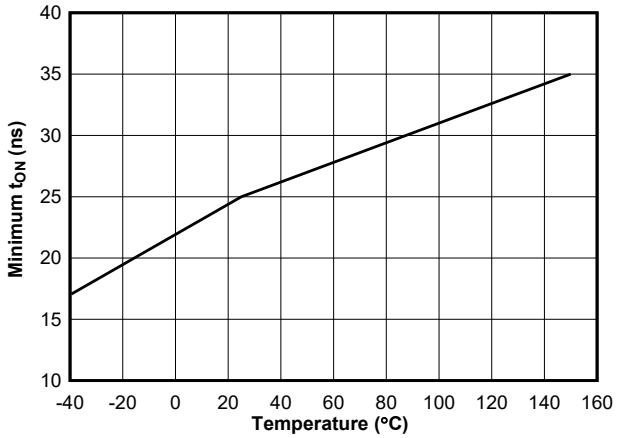



图 5-10. 最短导通时间与温度间的关系

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

# 6 详细说明

## 6.1 概述

LM708x0 是多芯片直流/直流转换器系列，具有高侧和低侧功率 MOSFET 以及多功能降压控制器，可实现在 4.5V 至 80V 宽输入电压范围内运行的高效率同步降压稳压器所需的所有功能。LM708x0 配置为提供固定的 3.3V、5V 或 12V 输出，或者提供 0.8V 至 55V 之间的可调节输出。

使用分流电阻器的电流模式控制方案可提供固有线路前馈、逐周期峰值电流限制和简便的环路补偿。该器件还支持宽占空比范围，适用于高输入电压和低压降应用，以及需要高电压转换比（例如 10:1）的应用。振荡器频率为用户可编程，可设置为 200kHz 到 2.2MHz 之间的值。LM708x0 可与施加到 PFM/SYNC 引脚上的外部时钟同步。

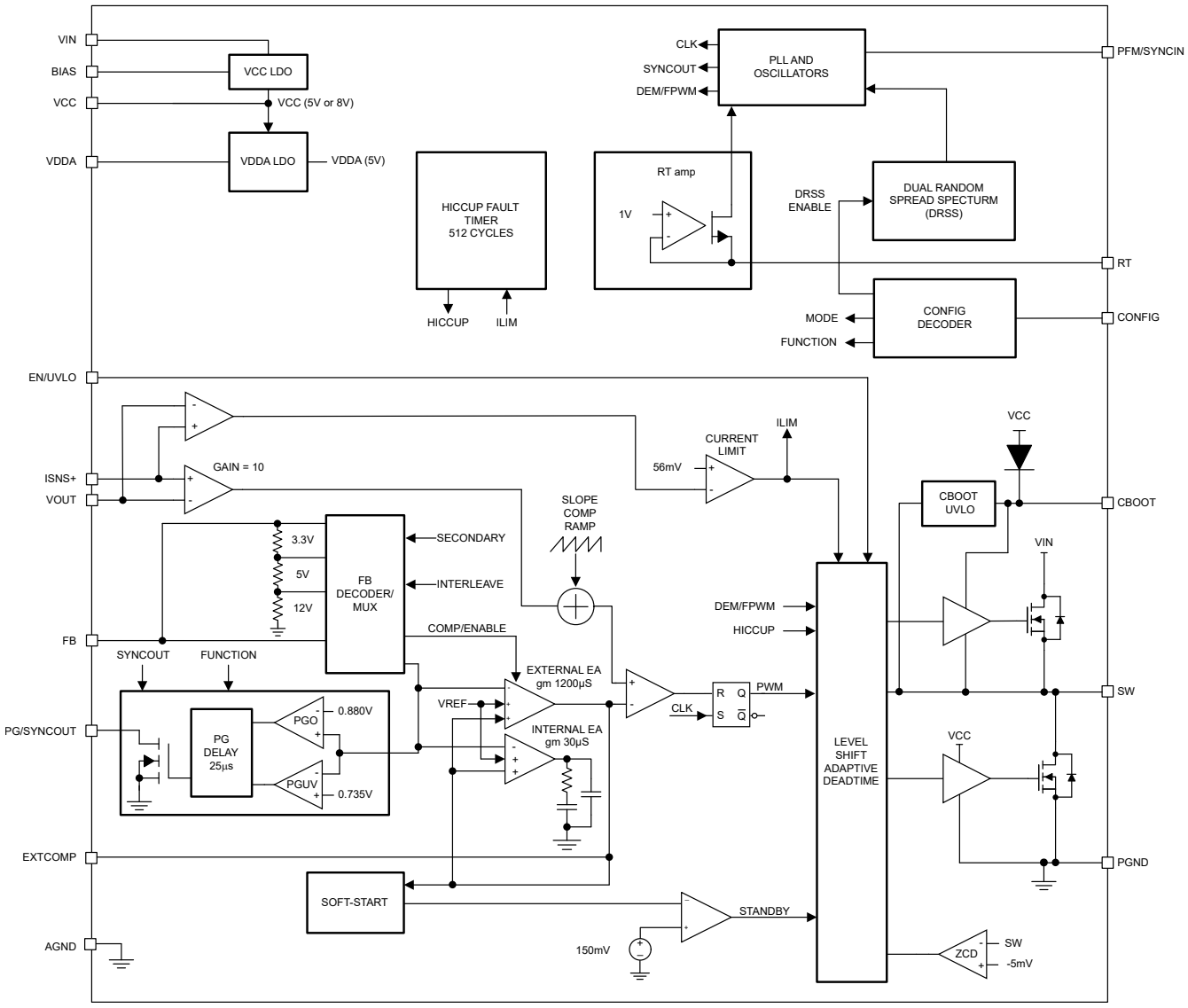
可将外部辅助电源连接到 BIAS 引脚，以在高输入电压应用中尽可能提高效率。用户可选的二极管仿真功能支持非连续导通模式 (DCM) 运行，从而进一步提高轻负载条件下的效率并降低功率损耗。其他保护特性包括：电流限制、热关断、UVLO 和远程关断功能。

LM708x0 集成了多项功能以简化符合各种 EMI 标准的要求，其中包括 CISPR 11 B 类标准，其定义工业级 EMI 要求。双随机展频 (DRSS) 技术可降低峰值谐波 EMI 信号。

LM708x0 采用 29 引脚 QFN 封装，带有外露的 VIN、SW 和 PGND 焊盘，可最大限度地提高散热效果。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 6.2 功能方框图


VIN
BIAS
VCC
VDDA
VCC LDO
VCC (5V or 8V)
VDDA LDO
VDDA (5V)
HICCUP FAULT TIMER 512 CYCLES
HICCUP
ILIM
CLK
SYNCOUT
DEM/FPWM
PLL AND OSCILLATORS
PFM/SYNCIN
RT amp
1V
DRSS ENABLE
DUAL RANDOM SPREAD SPECTURM (DRSS)
RT
MODE
FUNCTION
CONFIG DECODER
CONFIG
EN/UVLO
ISNS+
VOUT
GAIN = 10
CURRENT LIMIT
56mV
ILIM
VCC
CBOOT UVLO
CBOOT
SLOPE COMP RAMP
3.3V
5V
12V
FB DECODER/ MUX
SECONDARY
INTERLEAVE
COMP/ENABLE
FB
SYNCOUT
FUNCTION
DEM/FPWM
HICCUP
VIN
EXTERNAL EA gm 1200µS
VREF
INTERNAL EA gm 30µS
CLK
R Q
S Q̄
PWM
SW
PG/SYNCOUT
PG DELAY 25µs
PGO
0.880V
PGUV
0.735V
LEVEL SHIFT ADAPTIVE DEADTIME
VCC
EXTCOMP
SOFT-START
STANDBY
PGND
AGND
150mV
ZCD
SW
-5mV

## 6.3 特性说明

### 6.3.1 输入电压范围 ($V_{IN}$)

LM708x0 的输入电压工作范围为 4.5V 至 80V。该器件用于从 12V、24V 和 48V 电源轨进行降压转换。LM708x0 使用内部 LDO 为栅极驱动和控制电路提供 8V 或 5V VCC 偏置电压轨和 5V VDDA 电压轨。

在高输入电压应用中，确保 VIN 和 SW 引脚在线路或负载瞬态事件下不超过 87.5V 的绝对最大电压额定值。如果电压偏移超过这些引脚的绝对最大额定值，则可能会损坏 IC。遵循 PCB 电路板布局布线建议，并使用高质量输入旁路电容器来最大限度地减少电压过冲和振铃。

当 $V_{IN}$ 接近 $V_{OUT}$ 时，LM708x0 会跳过 $t_{OFF}$ 周期以允许控制器将占空比扩展至大约 99%。请参考图 6-1。

当处于压降状态时，输出电压会跟踪输入电压，而峰值电流模式控制是开环。因此，线路和负载瞬态可能会产生较大的输出电压扰动。额外的输出电容和更激进的外部补偿可以改善输出响应。

使用方程式 1 来计算 LM708x0 何时进入压降模式。

$$V_{IN} = V_{OUT} \times \left( \frac{t_P}{t_P - t_{OFF}} \right) \quad (1)$$

- $t_P$ 是振荡器周期
- $t_{OFF}$ 是最短关断时间，典型值是 88ns

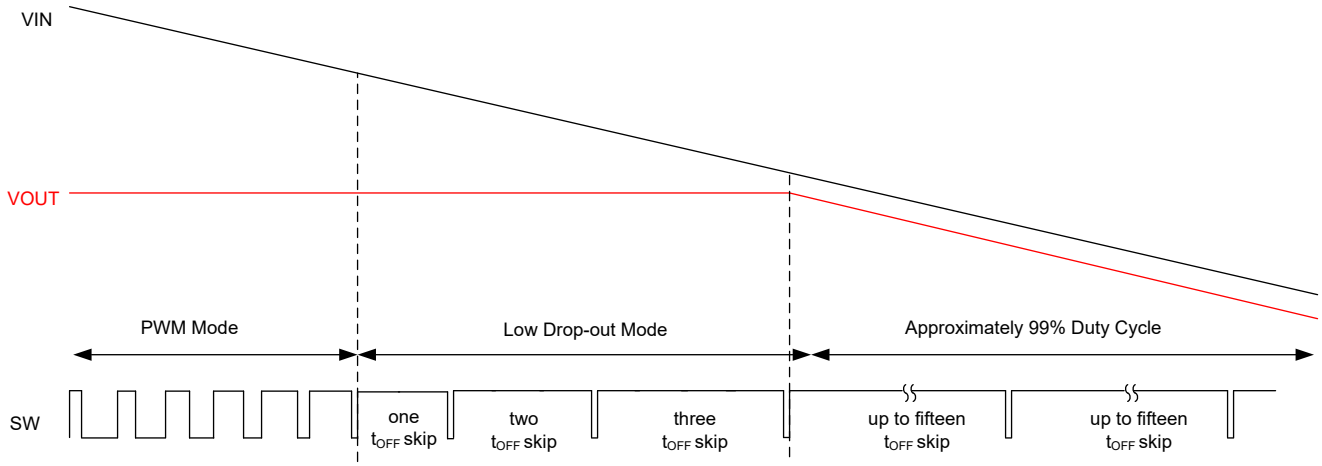



**图 6-1. 压降模式运行**

### 6.3.2 高压辅助电源稳压器（VCC、BIAS、VDDA）

LM708x0 包含一个内部高压 VCC 偏置稳压器，该稳压器为功率 MOSFET 的栅极驱动器提供辅助电源。输入电压引脚 (VIN) 可直接连接至高达 80V 的输入电压源。但是，当输入电压低于 VCC 设定点电平时，VCC 电压会跟踪 VIN 减去一个小压降。

如果配置为 3.3V 固定输出，则 VCC 偏置稳压器输出电压为 5V，以允许将 BIAS 引脚连接到 5V 至 30V 的外部电源。同样，如果配置为 5V 固定输出，则 VCC 偏置稳压器输出电压为 5V，以允许将 BIAS 引脚连接到 VOUT 节点或 5V 至 30V 的外部电源。对于 12V 固定输出或可调节输出，VCC 偏置稳压器输出电压为 8V，以允许将 BIAS 引脚连接到 VOUT 节点或 10V 至 30V 的外部电源。

加电时，VCC 稳压器会向连接到 VCC 引脚的电容器输送电流（如果 EN 引脚连接到大于 2V 的电压）。当 VCC 电压超过 4.3V 时，输出会启用并且软启动序列开始。除非 VCC 电压降至 VCC 下降 UVLO 阈值 4V（典型值）以下或将 EN 驱动至 900mV（典型值）以下，否则输出将保持有效状态。TI 建议在 VCC 引脚和 PGND 之间连接一个 4.7μF 电容器，并尽可能靠近器件引脚放置。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

通过将 BIAS 引脚连接到 VOUT 或外部电源，可最大限度地降低 VCC 稳压器的内部功耗。如果 BIAS 电压高于 9.1V（典型值），则 VCC 稳压器的输入将从 VIN 切换到 BIAS。如果针对 3.3V 固定输出或 5V 固定输出进行配置，则切换在 4.6V（典型值）时发生。如果不使用 BIAS 引脚，请将它连接到 AGND。切勿将 BIAS 引脚连接到大于 32V 的电压。如果将外部电源连接到 BIAS 引脚来为 LM708x0 供电，则在所有条件下，$V_{IN}$ 都必须大于外部偏置电压，以免损坏器件。

内部 5V 线性稳压器通过 VCC 辅助电源生成 VDDA 辅助电源。使用一个 100nF 陶瓷电容器旁路 VDDA，以实现低噪声内部偏置电压轨。通常情况下，VDDA 为 5V，但当针对固定 3.3V 或固定 5V VOUT 时进行配置时，VDDA 稳压器被禁用，处于睡眠模式，而该电路（通常由 VDDA 供电）会切换到 VOUT 作为电源。

### *6.3.3 使能 (EN)*

EN/UVLO 引脚可以连接到高达 80V 的电压。LM708x0 具有精密使能电路。当 EN 引脚高于 1V 时，将启用输出。如果 EN 引脚被拉至 0.55V（典型值）以下，LM708x0 会被关断，来自 $V_{IN}$ 的电流消耗 $I_Q$ 为 2.3μA（典型值）。当使能电压介于 0.55V（典型值）和 1V（典型值）之间时，LM708x0 处于待机模式。在待机模式下，将会启用 VCC 稳压器，器件不进行开关，$I_Q$ 电流为 350μA（典型值）。用户还可以使用标准 CMOS 逻辑驱动器启用 LM708x0。高于 2.0V 的电压将启用 LM708x0，低于 0.4V 的电压将禁用 LM708x0。不过，许多应用都受益于使用电阻分压器 $R_{UV1}$ 和 $R_{UV2}$（如图 6-2 所示）来建立精密的 UVLO 阈值。当 LM708x0 输入电源的上升时间明显长于内部软启动时间时，TI 建议将输入电压导通阈值设置为 4.5V 或更高。TI 不建议将 EN 引脚保持悬空。

在给定需要的输入导通电压的情况下，可以使用方程式 2 来计算 UVLO 电阻。EN 电压迟滞 $V_{EN-HYS}$ 为 100mV 或 EN 电压上升阈值 $V_{EN-TH}$ 的 10%，因此输入关断电压是输入导通电压的 90%。

$$R_{UV1} = \left(\frac{V_{IN(on)}}{V_{EN-TH}} - 1\right) \times R_{UV2} \quad (2)$$

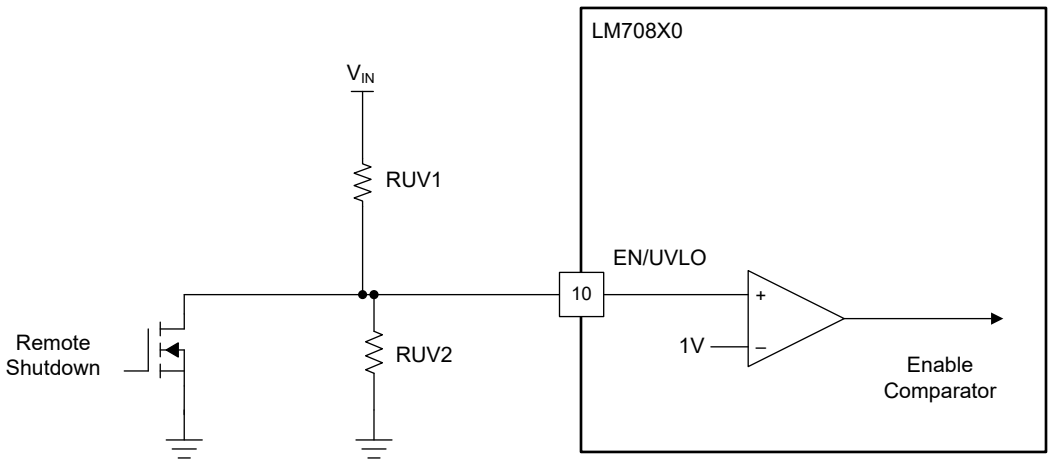



**图 6-2. 可编程输入电压 UVLO 导通和关断**

### *6.3.4 电源正常监视器 (PG)*

LM708x0 包含用于 $V_{OUT}$ 的输出电压监测信号来简化时序控制和监控。电源正常功能可用于实现通过相应电压轨为电路供电或者用于开启定序电源。当输出电压处于稳压状态时，电源正常输出 (PG) 会切换至高阻抗开漏状态。当相应的输出电压下降至电源正常下限阈值（典型值为 92%）以下或升高到电源正常上限阈值（典型值为 110%）以上时，PG 输出会切换至低电平。如果在独立配置模式下运行时超过上限 PG 阈值，则高侧开关会立即关断，低侧开关会导通，以防止过压并输出放电。25μs 抗尖峰脉冲滤波器可防止转换期间电源正常信号的误跳闸。TI 建议在 PG 与相关逻辑轨之间连接 100kΩ（典型值）的上拉电阻器。软启动期间以及通过 EN 输入禁用降压稳压器时，PG 会置为低电平。

当将 LM708x0 配置为主要器件时，PG 引脚会转换为辅助器件的同步时钟输出。同步信号具有逻辑电平，并且与主要器件的内部高侧栅极驱动器输出有 180° 相位差（滞后）。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 6.3.5 开关频率 (RT)

通过 RT 和 AGND 之间的一个电阻器对 LM708x0 振荡器进行编程，将振荡器频率设置在 200kHz 和 2.2MHz 之间。可以使用方程式 3 来计算给定开关频率对应的 RT 电阻。

$$R_{RT}[k\Omega] = \frac{\frac{10^6}{F_{SW}[kHz]} - 53}{45} \quad (3)$$

在较低的 $V_{IN}$ 条件下，当高侧 MOSFET 的导通时间超过编程设置的振荡器周期时，LM708x0 会延长该通道的开关周期，直到 PWM 锁存由超过控制器补偿电压的电流检测斜坡复位。在此类情况下，各个振荡器会独立异步运行，直到该通道可以在编程设置的频率下保持输出调节。

方程式 4 给出了发生这种情况的近似输入电压电平，其中 $t_{sw}$ 是开关周期，$t_{OFF(min)}$ 是最短关断时间 88ns。

$$V_{IN(min)} = V_{OUT} \times \left( \frac{t_{SW}}{t_{SW} - t_{OFF(min)}} \right) \quad (4)$$

### 6.3.6 双随机展频 (DRSS)

LM708x0 提供双随机展频 (DRSS) 功能，可在宽频率范围内降低电源的 EMI。DRSS 功能将低频三角调制曲线与高频逐周期随机调制曲线相结合。低频三角调制提高了较低射频频带中的性能，高频随机调制提高了较高射频频带中的性能。

展频通过将窄带信号转换为宽带信号，以将能量分散在多个频率上。行业标准要求针对不同的频段采用不同的频谱分析仪分辨率带宽 (RBW) 设置。RBW 对展频性能有影响。例如，CISPR-25 要求 150kHz 至 30MHz 频段具有 9kHz 的 RBW。当频率大于 30MHz 时，所需的 RBW 为 120kHz。DRSS 能够通过低频三角调制和高频逐周期随机调制，同时提高高 RBW 和低 RBW 条件下的 EMI 性能，如图 6-3 中所示。在低频段 (150kHz - 30MHz) 中，DRSS 功能可将传导发射降低多达 15dB μV，在高频段 (30MHz - 108MHz) 中可降低多达 5dB μV。

可以通过在 CONFIG 引脚和 AGND 之间连接 41.2kΩ 或 71.5kΩ 电阻器来启用 DRSS 功能。当将外部时钟施加到 PFM/SYNCIN 引脚时，DRSS 功能将被禁用。

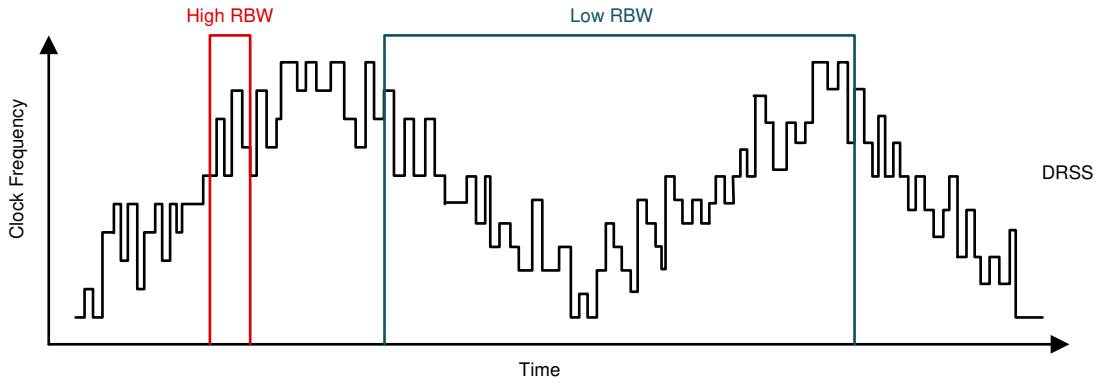



**图 6-3. 双随机展频实现**

### 6.3.7 软启动

LM708x0 具有内部 2.8ms 软启动计时器（典型值）。软启动功能让稳压器逐渐达到稳态操作点，因而可减少启动应力和浪涌。

### 6.3.8 输出电压设定值 (FB)

在没有外部反馈电阻器的情况下，LM708x0 输出可以独立配置为三个固定输出电压中的一个，而利用一个外部电阻分压器网络则可以将输出调节至所需的电压。通过将 FB 引脚连接到 VDDA，可以将输出配置为 3.3V 输出；通过 24.9kΩ 电阻器将 FB 连接到 VDDA，可以将输出配置为 5V 输出；或者通过 49.9kΩ 电阻器将 FB 引脚连接到


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

VDDA，可以将输出配置为 12V 输出。通过选择输出电压，可以选择 VCC 偏置稳压器输出电平，如表 6-1 所示。配置设置会被锁存并且无法更改，直到关断再打开 LM708x0 的输入电压为止。

**表 6-1. 输出电压和 VCC 电压选择**

| FB 引脚 | 输出电压 | VCC 电压 |
|---|---|---|
| 短接至 VDDA | 3.3V | 5V |
| 24.9kΩ 至 VDDA | 5.0V | 5V |
| 49.9kΩ 至 VDDA | 12V | 8V |
| 将电阻分压器连接到 VOUT | 0.8V 至 55V | 8V |

另外，可以通过输出端和 FB 引脚间的外部电阻分压器来设置输出电压。输出电压调节范围是 0.8V 到 55V 之间。电压基准设定点为 0.8V ($V_{REF}$)。使用方程式 5 分别计算上反馈电阻器和下反馈电阻器（分别用 $R_{FB1}$ 和 $R_{FB2}$ 表示）的值。

$$R_{FB1} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right) \times R_{FB2} \quad (5)$$

$R_{FB2}$ 的建议起始值为 10kΩ 至 20kΩ。

如果需要使用低 $I_Q$ 模式，请谨慎选择外部电阻器。从外部分压器获取的额外电流会增加到 LM708x0 $I_{Q-SLEEP}$ 电流。反射到 $V_{IN}$ 的分压器电流会按照 $V_{OUT}/V_{IN}$ 的比率进行分压。

### *6.3.9 超短可控导通时间*

最小输出电压调节范围存在两个限制：0.8V 的 LM708x0 电压基准和最短可控开关节点脉冲宽度 $t_{ON(min)}$。

$t_{ON(min)}$ 有效地限制了给定开关频率下 $V_{OUT}/V_{IN}$ 的电压降压转换率。对于固定频率 PWM 运行，电压转换率必须满足方程式 6。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(min)} \times F_{SW} \quad (6)$$

其中

- $t_{ON(min)}$ 为 25ns（典型值）。
- $F_{SW}$ 为开关频率。

如果所需电压转换率不符合上述条件，LM708x0 会从固定开关频率运行模式切换为脉冲跳跃模式，以维持输出电压调节。

对于宽 $V_{IN}$ 应用和低输出电压，一种替代方案是减小 LM708x0 开关频率来满足方程式 6 的要求。

### *6.3.10 误差放大器和 PWM 比较器（FB、EXTCOMP）*

LM708x0 具有高增益跨导放大器，该放大器会产生与反馈电压和内部精密基准 (0.8V) 之差成比例的误差电流。可通过两种方式配置控制环路补偿。第一种是使用内部补偿放大器，其增益为 30μS。要使用内部补偿网络，请在 EXTCOMP 和 VDDA 引脚之间连接一个 100kΩ 电阻器。如果未检测到 100kΩ 电阻器，则 LM708x0 默认为使用外部环路补偿网络。外部环路补偿网络处于锁存状态，无法轻松重新配置。使用外部补偿网络时，跨导放大器的增益为 1200μS。通常，如果需要更高的性能来满足严格的瞬态响应要求，TI 建议使用外部补偿配置。要重新配置补偿（内部或外部），必须关闭再打开电源，并且必须允许 VCC 降至 $VCC_{UVLO}$ 阈值以下。

TI 通常建议使用 II 型补偿网络来实现峰值电流模式控制。如果在加电时未检测到外部补偿阻抗，则使用固定的内部补偿网络。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 6.3.11 斜率补偿

LM708x0 利用峰值电流模式控制和大于 50% 的占空比来提供内部斜率补偿，从而维持稳定运行。可以使用方程式 7 计算降压电感，从而提供等于电感器下降斜率的斜率补偿。

$$L_{O(sc)} = \frac{V_{OUT}[V] \times R_S[m\Omega]}{24 \times F_{SW}[MHz]} \quad (7)$$

- 电感值越小，电感器电流峰峰值通常就越大，这样可以尽可能地缩小尺寸和降低成本，同时改善瞬态响应；但更高的磁芯损耗和峰值电流会导致轻载效率下降。
- 电感值越大，电感器电流峰峰值通常就越小，这样可以减少开关峰值和 RMS 电流，从而提高满负载效率，但需要更大的输出电容器来满足负载瞬态规格。

### 6.3.12 分流电流检测

图 6-4 展示了使用分流电阻器进行的电感器电流检测。此配置会持续监测电感器电流，以在整个工作温度范围内提供准确的过流保护。为了获得出色的电流检测精度和过流保护，请在电感器和输出端之间放置一个低电感 ±1% 容差分流电阻器，并通过开尔文连接方式连接到 LM708x0 电流检测放大器。

如果检测到从 ISNS+ 到 VOUT 的峰值差分电流信号超过 56mV 的电流限制阈值，电流限制比较器会立即终止相应的高侧栅极驱动器输出来提供逐周期电流限制。可使用方程式 8 来计算分流电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT(CL)} + \frac{\Delta I_L}{2}} \quad (8)$$

其中

- $V_{CS(TH)}$ 是 56mV 的电流检测阈值。
- $I_{OUT(CL)}$ 是过流设定值，该值设置为大于最大负载电流，以免负载瞬变期间过流比较器发生跳变。
- $\Delta I_L$ 是峰峰值电感器纹波电流。

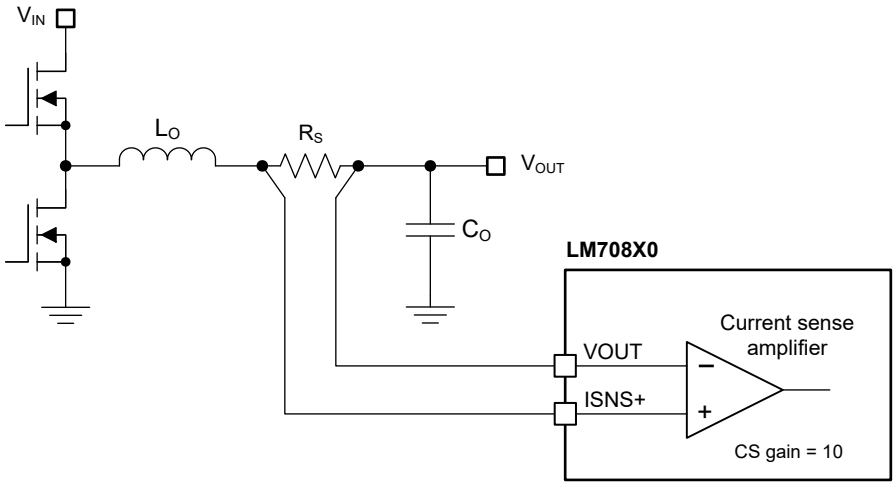



**图 6-4. 分流电流检测实现**

典型电流检测延迟 ($t_{DELAY(CS)}$) 为 75ns。使用方程式 9 计算高于过流阈值的电感电流过冲。

$$I_{L(overshoot)} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times t_{DELAY(CS)}}{L_O} \quad (9)$$

在过流条件下，相应的 SS 电压会被钳位在比 FB 高 150mV。必须发生 16 个过流事件，SS 钳位才会启用。该要求确保 SS 可以在短暂过流事件期间被拉低，从而防止恢复期间出现输出电压过冲。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### *6.3.13 断续模式电流限制*

LM708x0 包含内部断续模式保护功能。发生过载情况时，512 个周期的计数器会在内部软启动序列完成后开始对连续的逐周期电流限制事件进行计数。如果出现连续四个开关周期而又没有超过电流限制阈值，512 周期计数器便会复位。如果在 512 个周期计数完成后 $V_{FB}$ > 400mV，计数器会重新开始计数。如果在 512 个周期计数完成后 $V_{FB}$ < 400mV，内部软启动输出会被拉低，内部高侧和低侧驱动器会被禁用。然后，16384 计数器会启用。当计数器达到 16384 后，内部软启动电路会启用，并且输出会重新启动。注意：在软启动期间且在反馈电压超过 0.4V 之前，不会启用断续模式电流限制。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 6.3.14 器件配置 (CONFIG)

LM708x0 可配置为在独立模式下运行（单个器件）或在单输出交错模式下运行（两个器件），以使两个器件的输出并联，从而实现高电流应用。在交错模式下运行时，两个器件中的一个必须配置为主要器件，而另一个器件必须配置为辅助器件。还提供启用或禁用 DRSS 功能的选项，详见表 6-2。

在器件启动期间，将对 CONFIG 引脚进行采样并锁存。该配置不能动态更改。必须先关断再打开 LM708x0 输入电压或关断再导通 EN 引脚，然后才能重新配置器件。图 6-5 展示了配置时序图。

启用 DRSS 功能后，LM708x0 无法与外部时钟同步。

**表 6-2. 配置模式**

| $R_{CONFIG}$ | 模式 | 功能 | DRSS |
|---|---|---|---|
| 29.4kΩ | 独立 | 不适用 | 禁用 |
| 41.2kΩ | 独立 | 不适用 | 启用 |
| 54.9kΩ | 交错式 | 主要 | 禁用 |
| 71.5kΩ | 交错式 | 主要 | 启用 |
| 90.9kΩ | 交错式 | 辅助 | 不适用 |

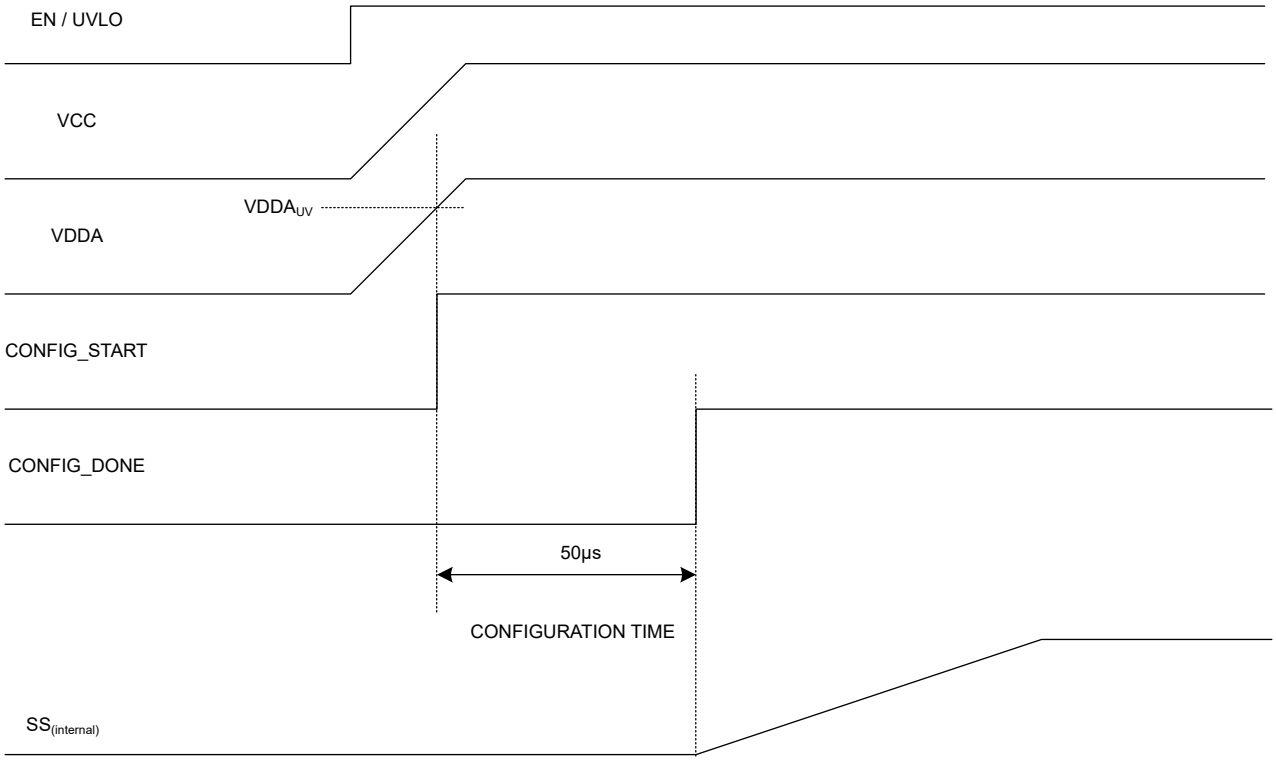



**图 6-5. 配置时序**


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 6.3.15 单输出双相操作

对于单输出、双相运行，需要两个 LM708x0 器件。无法添加更多相位。根据表 6-2 将第一个器件配置为主要器件，将第二个器件配置为辅助器件。此操作会禁用辅助器件的反馈误差放大器并将反馈误差放大器置于高阻抗状态。以最小的布线长度将主要器件和辅助器件的 EXTCOMP 引脚连接在一起。在主要器件附近添加一个外部补偿网络。以双相配置运行时，不支持内部补偿功能。必须将主要器件的 PG/SYNCOUT 引脚连接到辅助器件的 PFM/SYNCIN 引脚。主要器件的 SYNCOUT 为 180° 相位差并有助于交错运行。当将 LM708x0 配置为辅助器件但用于斜率补偿时，不将 RT 引脚用于振荡器。辅助器件上的 RT 电阻值需要与主要器件上的 RT 电阻值相同，以确保正确运行。振荡器频率来自主要器件。在交错模式下运行时，需要在同一精确时间同时启用两个器件才能启动。稳压器启动后，如果在轻负载条件下需要，可将辅助 EN 引脚拉至低电平 (< 0.8V) 以实现切相，从而提高效率。

通过将主要器件的 PFM/SYNC 引脚和辅助器件的 FB 引脚都连接到 VDDA 来配置 PFM 模式，如图 6-6 所示。

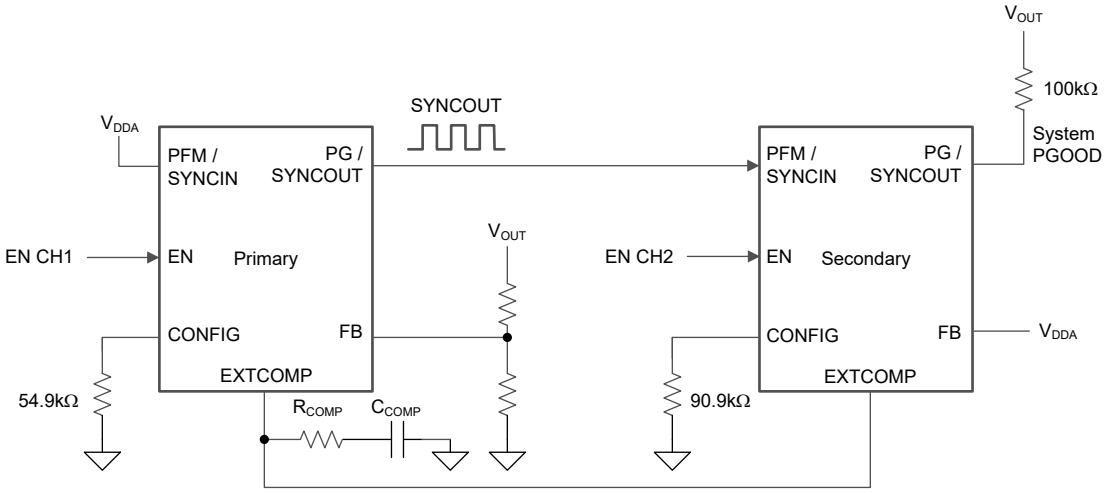



**图 6-6. PFM 模式下单输出、双相运行的简化原理图**

通过向主要器件的 PFM/SYNCIN 引脚施加外部同步信号或将该引脚连接到 AGND 并将辅助器件的 FB 引脚连接到 AGND 引脚来配置 FPWM 模式，如图 6-7 所示。

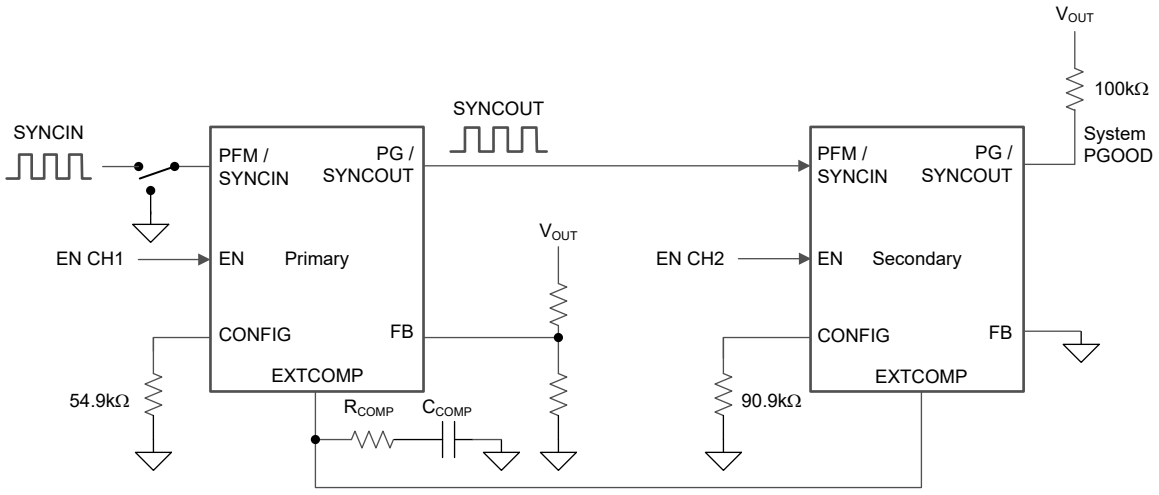



**图 6-7. FPWM 模式下单输出、双相运行的简化原理图**

**备注**

在交错模式下，如果在启动后施加外部 SYNCIN 信号，则在 LM708x0 锁定到外部同步信号之前会有 2 个时钟周期延迟。

在 PFM 模式下，当主要器件采用脉冲跳跃以降低 $I_{Q-SLEEP}$ 电流时，主要器件会禁用同步时钟输出，因此不支持切相。仅在 FPWM 模式下支持切相。

在轻负载条件下以 PFM 模式运行时，主要器件和/或辅助器件都可以开关。

在 FPWM 模式下，可以禁用辅助器件以降低 $I_{Q-SLEEP}$ 电流，然后在需要时启用该器件以支持更高的负载电流。当先禁用再重新启用辅助器件时，内部软启动会被拉低，然后 LM708x0 会进行正常的软启动导通过程。在辅助器件软启动时间内（典型值为 2.8ms），在软启动完成之前存在相电流不平衡。在压降状态下，也可能出现相电流不平衡，因为无法控制电流。使主要器件和辅助器件输出的阻抗相匹配可以最大限度地减少相电流不平衡。

有关更多信息，请参阅*多相降压转换器的优势*和*多相降压设计大全*。

### *6.3.16 脉冲频率调制 (PFM)/同步*

LM708x0 提供一个二极管仿真功能，可启用该功能来防止低侧 MOSFET 中出现反向（漏极到源极）电流。针对二极管仿真 (DEM) 进行配置时，如果通过使用过零比较器感测 SW 电压而检测到了反向电流，则会将低侧 MOSFET 关断。这种配置的优势是在轻负载运行时功率损耗较低。注意：针对 DEM 配置器件会降低轻负载运行期间对负载瞬态的响应速度。

二极管仿真功能使用 PFM/SYNCIN 引脚来配置。若要启用二极管仿真，进而在轻负载条件下实现不连续导通模式 (DCM) 运行，请将 PFM/SYNCIN 连接到 VDDA。请注意，二极管仿真会自动启用，以防止在 PFM 下的预偏置启动期间出现反向电流。在启动期间，当输出电压接近调节设定点时，会从 DCM 逐渐变为 CCM，从而防止输出电压过冲。

如果需要强制脉宽调制 (FPWM) 或连续导通模式 (CCM) 运行，请将 PFM/SYNCIN 连接到 AGND。请注意，每当将 LM708x0 复位时，LM708x0 会从 PFM 切换为 FPWM 模式。切换为 FPWM 运行所用的时间取决于输出负载电流。在典型应用中，如果输出电流大于 100mA，则从 PFM 切换为 FPWM 运行将在不超过 1ms 的时间内进行。同样，对于 1mA 左右的输出电流，切换通常可在几十毫秒内进行。

若要使 LM708x0 与外部源同步，请向 PFM/SYNCIN 引脚施加一个逻辑电平时钟信号（大于 1.17V）。LM708x0 可同步至已编程频率的 ±20%，最大为 2.2MHz。如果存在 RT 电阻器和同步信号，LM708x0 会忽略 RT 电阻器并与外部时钟同步。在较低的 $V_{IN}$ 条件下，达到最短关断时间后，同步信号会被忽略，从而可以降低开关频率来保持输出电压调节。

在 FPWM 模式下，LM708x0 与外部时钟频率同步的时间约为 100 µs。在 PFM 模式下运行时，如果在启动后施加外部时钟，则同步开关频率的时间取决于负载。在典型应用中，如果输出电流超过 100mA，则可在不到 1ms 的时间内进行开关同步和 FPWM 运行。同样，对于 1mA 左右的输出电流，同步通常可在几十毫秒内进行。

### *6.3.17 热关断 (TSD)*

LM708x0 包括一个内部结温监控器，可在器件处于工作模式时工作。如果温度超过 175°C（典型值），则会发生热关断。进入热关断状态时，器件会执行以下操作：

1. 关闭高侧和低侧 MOSFET。
2. 将 SS 和 PG 引脚拉至低电平。
3. 关闭 VCC 稳压器。
4. 在裸片温度降低 15°C（热关断迟滞，典型值）时启动软启动序列。

这种保护是一种非闩锁保护，因此如果故障仍然存在，器件会循环进入和退出热关断。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 6.4 器件功能模式

### *6.4.1 关断模式*

EN/UVLO 引脚为 LM708x0 提供开/关控制功能。当 $V_{EN}$ 低于 0.55V（典型值）时，器件处于关断模式。内部 LDO 和开关稳压器均关闭。关断模式下的静态电流降至 2.3 μA（典型值）。LM708x0 还包括内部偏置 LDO 的欠压 (UV) 保护功能。如果内部辅助电源电压低于 UV 阈值电平，开关稳压器将保持关闭状态。

### *6.4.2 待机模式*

内部偏置 LDO 的使能阈值低于开关稳压器。当 $V_{EN}$ 高于 0.55V（典型值）并且低于 1V（典型值）的精密使能阈值时，内部 LDO 将导通并进行调节。如果 LDO 输出高于偏置电压轨 UV 阈值，精密使能电路会导通。在待机模式下，会禁用开关和输出电压调节。

### *6.4.3 工作模式*

当 $V_{EN}$ 高于精密使能阈值且内部偏置电压轨高于 UV 阈值电平时，LM708x0 处于工作模式。在工作模式下，器件根据负载电流、输入电压、输出电压和 PFM/SYNCIN 引脚配置以两种模式之一运行：

1. 强制脉宽调制 (FPWM) 模式。通过将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 GND 或使用外部时钟源驱动来配置此运行模式。器件以固定的开关频率在连续导通模式 (CCM) 下运行，而无论负载电流如何。
2. 脉冲频率调制 (PFM) 模式。通过将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 VDDA，可以配置此运行模式。如果负载电流小于电感器电流峰峰值的一半，则器件以不连续导通模式 (DCM) 运行，否则器件以连续导通模式 (CCM) 运行。CCM 和 DCM 之间的切换自动进行。

### *6.4.4 睡眠模式*

LM708x0 在运行时采用峰值电流模式控制，使得补偿电压与电感器峰值电流成比例。在空载或轻载条件下，输出电容器的放电速度非常慢。因此，补偿电压会变为低电平，开关会停止。当 LM708x0 控制器检测到缺失 16 个开关周期时，LM708x0 控制器会进入睡眠模式并切换至低 $I_{Q-SLEEP}$ 状态，以减少从输入获取的电流。为了使 LM708x0 进入睡眠模式，必须对该器件进行编程以用于 PFM 模式。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

# 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

### *7.1.1 动力总成元件*

要想成功完成同步降压稳压器设计，务必要全面地了解降压稳压器的动力总成元件。下面一节讨论输出电感器、输入和输出电容器以及 EMI 输入滤波器。

#### 7.1.1.1 降压电感器

对于大多数应用，选择降压电感时应确保电感器纹波电流 $\Delta I_L$ 在标称输入电压下为最大直流输出电流的 30% 至 50%。请根据方程式 11 给出的电感器峰值电流，使用方程式 10 来选择电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_L \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \tag{10}$$

$$I_{L(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{11}$$

请查看电感器数据表，以确保电感器的饱和电流远远超过具体设计的电感器峰值电流。铁氧体设计具有非常低的磁芯损耗，是高开关频率条件下的最优选择，因此设计目标可以专注于铜损耗和防止饱和。低电感器磁芯损耗可以通过以下现象来证明：空载输入电流更小，轻载效率更高。不过，铁氧体磁芯材料具有硬饱和特性，超过饱和电流时，电感会突然崩溃。这会导致电感器纹波电流突然增加，输出电压纹波会更高，更不用说效率会降低且稳定性会受影响。请注意，随着磁芯温度升高，电感器的饱和电流通常会降低。当然，若要避免电感器饱和，准确的过流保护至关重要。

#### 7.1.1.2 输出电容器

通常，稳压器的输出电容器能量储存与控制环路响应相结合，用于在动态（瞬态）容差规格内维持输出电压的完整性。在电源管理应用中限制输出电容器的常用边界由有限可用 PCB 面积、元件尺寸和厚度以及成本驱动。随着负载阶跃幅度和压摆率增加，电容器寄生效应（等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL)）优先于对稳压器的负载瞬态响应进行整形。

输出电容器 $C_{OUT}$ 会对电感器纹波电流进行滤波，并提供一个电荷库来应对阶跃负载瞬态事件。通常，陶瓷电容器提供极低的 ESR 来减少输出电压纹波和噪声尖峰，而钽电容器和电解电容器以相对紧凑的外形提供大容量电容来应对瞬态负载事件。

根据 $\Delta V_{OUT}$ 所表示的峰峰值输出电压纹波静态规格，选择一个大于方程式 12 中所示值的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \times F_{SW} \sqrt{\Delta V_{OUT}^2 + \left(R_{ESR} \times \Delta I_L\right)^2}} \tag{12}$$

图 7-1 从概念上展示了负载升压和负载降压转换期间的相关电流波形。如图所示，当电感电流增加以与负载瞬态后的新负载电流电平保持一致时，电感电流的大信号压摆率会受到限制。此压摆率限制加剧了输出电容器中的电荷不足，该不足必须在负载升压瞬态期间及之后尽快进行补充。同样，在负载降压瞬态期间以及之后，电感电流的压摆率限制会使输出电容器中的电荷过剩加剧，而这些过剩的电荷必须尽快消耗掉。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

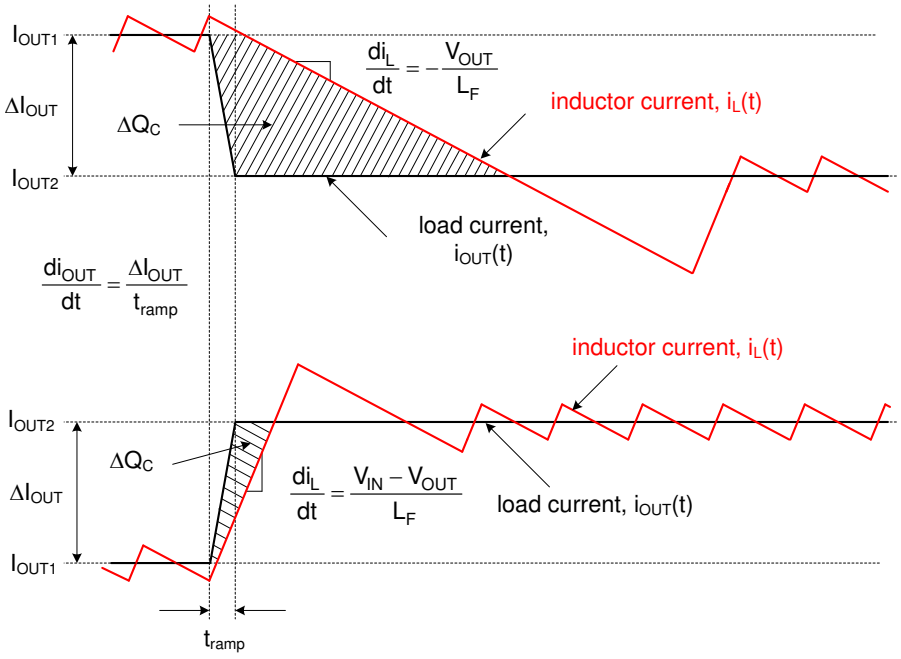



**图 7-1. 显示 $C_{OUT}$ 电荷过剩或不足的负载瞬态响应表示**

在 12V 输入到低输出电压（例如 3.3V）的典型稳压器应用中，负载关断瞬变表示最差情况下的输出电压瞬态偏差。在该转换率应用中，稳态占空比约为 28%，而占空比折叠至零时的大信号电感电流压摆率约为 $-V_{OUT}/L$。与负载导通瞬态相比，电感器电流需要更长的时间才能转换至所需的电平。输出电容器中的过剩电荷会导致输出电压明显过冲。实际上，若要尽快消耗输出电容器上的过剩电荷，电感器电流必须在负载阶跃后降至标称电平以下。在这种情况下，可以方便地采用大输出电容来吸收过剩电荷并尽可能地减少电压过冲。

为了满足此类负载关断瞬态期间的动态输出电压过冲瞬态规格（用 $\Delta V_{OVERSHOOT}$ 表示，其中输出电流的阶跃降低由 $\Delta I_{OUT}$ 提供），输出电容必须大于以下值：

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{\left(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT}\right)^2 - V_{OUT}^2} \tag{13}$$

制造商数据表中作为规格以显式方式或者在阻抗与频率关系曲线中以隐式方式提供了电容器的 ESR。根据类型、尺寸和结构，电解电容器具有很大的 ESR（5mΩ 及以上）以及相对较大的 ESL（5nH 至 20nH）。PCB 迹线也会产生一些寄生电阻和电感。陶瓷输出电容器在开关频率条件下具有低 ESR 和 ESL 贡献度，容性阻抗分量处于主导地位。不过，根据陶瓷电容器的封装和电压额定值，有效电容可能会在施加直流电压时显著下降，具体取决于施加的直流电压和工作温度。

通过忽略方程式 12 中的 ESR 项，可以快速估算出满足输出纹波规格所需的最小陶瓷电容。对于 5V 输出，常见选择是使用两到四个 1206 或 1210 尺寸的 47µF、10V、X7R 电容器。使用方程式 13 来确定是否需要额外的电容才能满足负载关断瞬态过冲规格。

将陶瓷电容器和电解电容器组合在一起的实现方案着重解释了为什么要并联使用化学特性不同但性能互补的电容器。每个电容器的频率响应都是增值性的，每个电容器都在该频率范围的一部分中提供所需的性能。陶瓷电容器具有低 ESR 和 ESL，因此可以提供出色的中频和高频去耦特性，从而尽可能地减少开关频率输出纹波，而电解电容器具有大容量电容，因此可以提供低频储能来应对负载瞬变需求。

#### 7.1.1.3 输入电容器

需要输入电容器来限制降压功率级中因开关频率交流电流而导致的输入纹波电压。TI 推荐使用 X7S 或 X7R 电介质陶瓷电容器来在宽温度范围内提供低阻抗和高 RMS 电流额定值。为了尽可能地减少开关环路中的寄生电感，请

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

尽可能靠近高侧 MOSFET 的漏极和低侧 MOSFET 的源极放置输入电容器。可以通过方程式 14 计算单通道降压稳压器的输入电容 RMS 电流。

$$I_{CIN(rms)} = \sqrt{D \times \left( I_{OUT}^2 \times (1 - D) + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (14)$$

最大输入电容器 RMS 电流会出现在 D = 0.5 时，这时输入电容器的 RMS 电流额定值必须大于输出电流的一半。

理想情况下，输入电流的直流分量由输入电压源提供，而交流分量则由输入滤波器电容器提供。在忽略电感器纹波电流的情况下，输入电容器会在 D 间隔期间拉出振幅为 ($I_{OUT}$ – $I_{IN}$) 的电流，并在 1–D 期间灌入振幅为 $I_{IN}$ 的电流。因此，输入电容器会传导峰峰值幅度等于输出电流的方波电流。因此，交流纹波电压的相应容性分量为三角波形。通过与 ESR 相关纹波分量相结合，方程式 15 可以给出峰峰值纹波电压幅值。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \times D \times (1 - D)}{F_{SW} \times C_{IN}} + I_{OUT} \times R_{ESR} \quad (15)$$

可以根据 $\Delta V_{IN}$ 的输入电压纹波规格，使用方程式 16 来得出特定负载电流所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{OUT}}{F_{SW} \times (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \times I_{OUT})} \quad (16)$$

低 ESR 陶瓷电容器可以与值较大的大容量电容并联，从而为稳压器提供优化的输入滤波和抑制效果，以减少与高 Q 陶瓷电容器谐振的输入寄生电感所产生的影响。对于大多数应用，一个具有足够高电流额定值的大容量电容器和两个 4.7 µ F X7R 陶瓷去耦电容器通常就够了。根据纹波电流额定值和工作温度范围来选择输入大容量电容器。

当然，一个具有 180° 异相交错式开关的双通道降压稳压器既可消除输入纹波电流，又可降低输入电容器电流应力。上面的公式展示了一路输出被禁用而另一路输出为满负载时的有效计算。

#### 7.1.1.4 EMI 滤波器

开关稳压器具有负输入阻抗，该阻抗在最小输入电压条件下最低。欠阻尼 LC 滤波器在滤波器的谐振频率条件下具有高输出阻抗。为实现稳定性，滤波器输出阻抗必须小于转换器输入阻抗的绝对值。

$$Z_{IN} = \left| -\frac{V_{IN(min)}^2}{P_{IN}} \right| \quad (17)$$

EMI 滤波器设计步骤如下：

- 计算 EMI 滤波器在开关频率下所需的衰减，其中 $C_{IN}$ 表示开关转换器输入端的现有电容。
- 输入滤波器电感器 $L_{IN}$ 通常选择为 1 µ H 和 10 µ H 之间，但可以通过减少该电感来降低高电流设计中的损耗。
- 计算输入滤波器电容 $C_F$。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

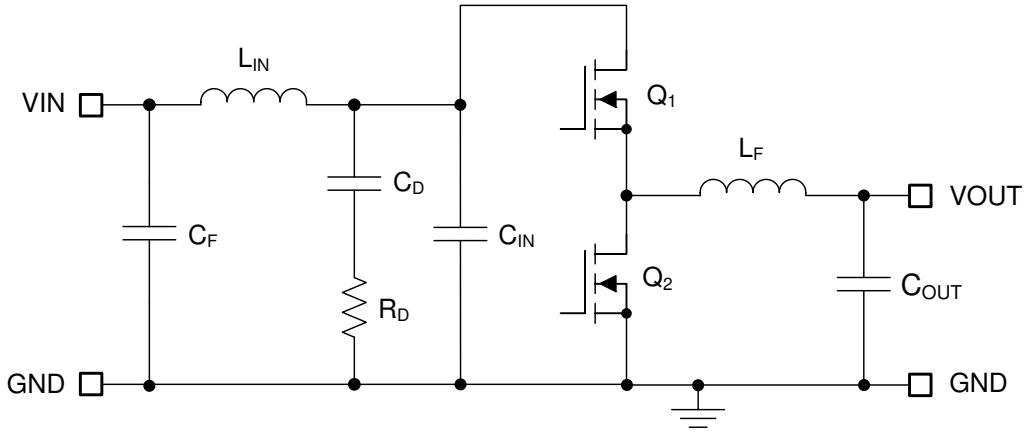



**图 7-2. 具有 π 级 EMI 滤波器的降压稳压器**

通过从傅里叶级数输入电流波形计算第一个谐波电流并乘以输入阻抗（阻抗由现有输入电容器 $C_{IN}$ 定义），可以得出一个公式来获取所需的衰减，具体如方程式 18 所示。

$$Attn = 20\log\left(\frac{I_{L(PEAK)}}{\pi^2 \times F_{SW} \times C_{IN}} \times \sin(\pi \times D_{MAX}) \times \frac{1}{1\mu V}\right) - V_{MAX} \quad (18)$$

其中

- $V_{MAX}$ 是适用传导 EMI 规格（例如 CISPR 25 5 类）允许的 dBµV 噪声水平。
- $C_{IN}$ 是降压稳压器的现有输入电容。
- $D_{MAX}$ 是最大占空比。
- $I_{PEAK}$ 是电感器峰值电流。

出于滤波器设计目的，输入端的电流可以建模为方波。根据方程式 19 确定 EMI 滤波器电容 $C_F$。

$$C_F = \frac{1}{L_{IN}}\left(\frac{10^{\frac{|Attn|}{40}}}{2\pi \times F_{SW}}\right)^2 \quad (19)$$

在开关稳压器中增加一个输入滤波器会使“控制到输出”传递函数发生变化。滤波器的输出阻抗必须足够小，使得输入滤波器不会显著影响降压转换器的环路增益。阻抗在滤波器谐振频率下达到峰值。滤波器的谐振频率通过方程式 20 给出。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{IN} \times C_F}} \quad (20)$$

$R_D$ 的用途是减小滤波器在谐振频率下的峰值输出阻抗。电容器 $C_D$ 会阻碍输入电压的直流分量，从而避免 $R_D$ 上产生过大的功率损耗。电容器 $C_D$ 在谐振频率下的阻抗必须小于 $R_D$，并且电容值必须大于输入电容器 $C_{IN}$ 的电容值。这可以防止 $C_{IN}$ 干扰主滤波器的截止频率。当滤波器的输出阻抗在谐振频率下较大（由 $L_{IN}$ 和 $C_{IN}$ 构成的滤波器具有过高的 Q）时，需要增加阻尼。可以使用电解电容器 $C_D$ 来提供方程式 21 所给出的阻尼值。

$$C_D \geq 4 \times C_{IN} \quad (21)$$

可使用方程式 22 选择阻尼电阻 $R_D$。

$$R_D = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}} \quad (22)$$

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 7.1.2 误差放大器和补偿

图 7-3 展示了采用跨导误差放大器 (EA) 的 II 型补偿器。EA 开环增益的主极点由 EA 输出电阻 $R_{OEA}$ 和有效带宽限制电容 $C_{BW}$ 设置，如方程式 23 所示。

$$G_{EA(openloop)}(s) = -\frac{g_m \cdot R_{O\text{-}EA}}{1 + s \cdot R_{O\text{-}EA} \cdot C_{BW}} \tag{23}$$

$$G_{EA(openloop)}(s) = -\frac{g_m \times R_{OEA}}{1 + s \times R_{OEA} \times C_{BW}} \tag{24}$$

上述表达式中忽略了 EA 高频极点。从输出电压到 COMP 节点的补偿器传递函数，包括（内部或外部）反馈电阻器网络贡献的增益，计算方式如方程式 25 中所示。

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_{out}(s)} = -\frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \times \frac{g_m \times R_{OEA} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \tag{25}$$

其中

- $V_{REF}$ 是 0.8V 的反馈电压基准
- $g_m$ 是 1200µS 的 EA 增益跨导
- $R_{O\text{-}EA}$ 是 64mΩ 的误差放大器输出阻抗

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \tag{26}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{OEA} \times (C_{COMP} + C_{HF} + C_{BW})} \cong \frac{1}{R_{OEA} \times C_{COMP}} \tag{27}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{COMP} \times (C_{COMP} \,||\, (C_{HF} + C_{BW}))} \cong \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \tag{28}$$

EA 补偿元件会在原点、零点和高频极点附近形成一个极点。通常，$R_{COMP}$ << $R_{O\text{-}EA}$ 且 $C_{COMP}$ >> $C_{BW}$ 和 $C_{HF}$，因此近似值有效。图 7-3 以红色圈出了极点，以蓝色圈出了零点。

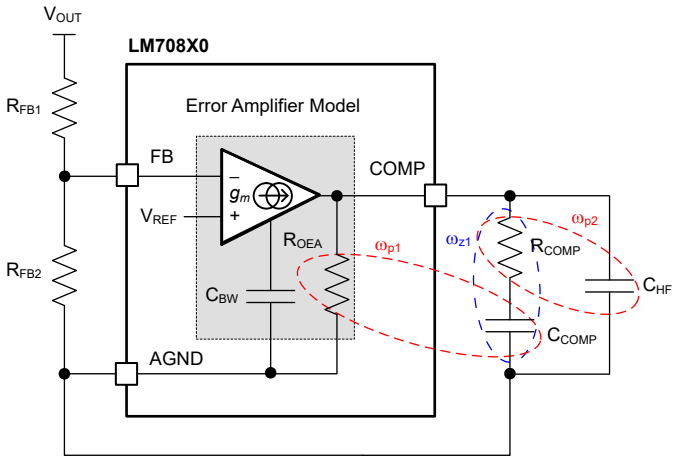



**图 7-3. 误差放大器和补偿网络**


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 7.1.3 最高环境温度

与任何功率转换器件一样，LM708x0 在运行时会消耗内部功率。这种功率耗散的影响是将转换器的内部温度升高到环境温度以上。内部芯片温度 ($T_J$) 是以下各项的函数：

- 环境温度
- 功率损耗
- 器件的有效热阻 ($R_{\theta JA}$)
- PCB 布局

LM708x0 的最高内核温度必须限制为 150°C。这会限制器件的最大功率耗散，从而限制负载电流。方程式 29 展示了重要参数之间的关系。较大的环境温度 ($T_A$) 和较大的 $R_{\theta JA}$ 值会降低最大可用输出电流。可以使用 LM708x0 快速入门计算器工具来估算转换器效率。或者，可以调整 EVM 以匹配所需的应用要求，并且可以直接测量效率。

$$I_{OUT}|_{MAX} = \frac{(T_J - T_A)}{R_{\theta JA}} \times \frac{\eta}{(1-\eta)} \times \frac{1}{V_{OUT}} \quad (29)$$

其中

- $\eta$ = 效率
- $T_A$ = 环境温度
- $T_J$ = 结温
- $R_{\theta JA}$ = IC 结至空气的有效热阻（主要通过 PCB）

$R_{\theta JA}$ 的正确值更难估计。如*半导体和 IC 封装热指标*应用报告中所述，热性能信息中给出的 $R_{\theta JA}$ 的 JESD 51-7 值并非对于设计用途始终有效，不得用于估计器件在实际应用中的热性能。热性能信息中报告的 JESD 51-7 值是在一组特定条件下测量所得值，在实际应用中很少能获得。

有效 $R_{\theta JA}$ 是一个关键参数，取决于许多因素。以下是最关键的参数：

- 功率耗散
- 空气温度
- 气流
- PCB 面积
- 铜散热器面积
- 封装之下或封装附近的散热过孔数量
- 相邻元件放置

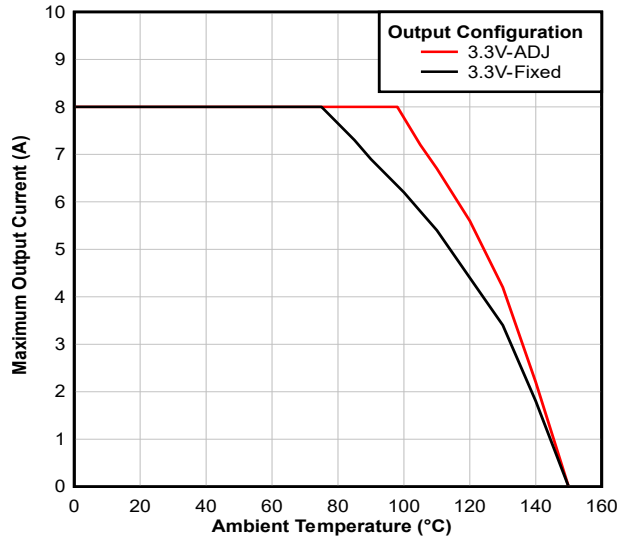
*降额曲线*显示了最大输出电流与环境温度间的关系的典型曲线，有助于实现良好的热布局。

*热设计资源*可用作理想热 PCB 设计和针对给定应用环境估算 $R_{\theta JA}$ 的指南。

#### 7.1.3.1 降额曲线

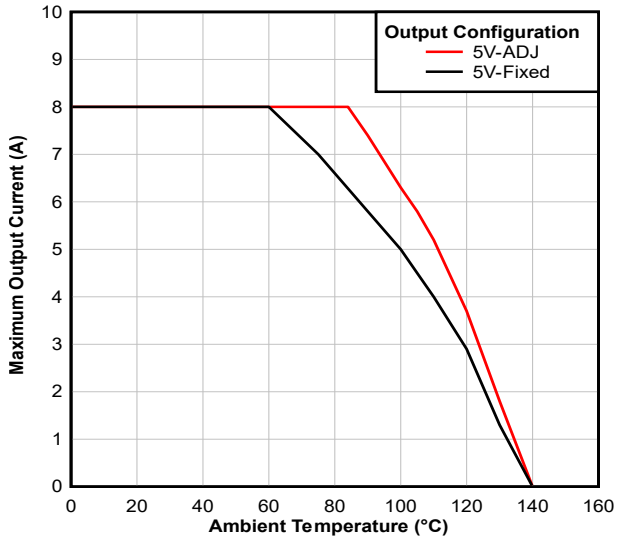
本节中的数据取自结合了器件和 PCB 的 LM70880QEVM 评估板，给出的 $R_{\theta JA}$ 约为 19°C/W。请注意，这些图表中给出的数据仅用于说明目的，任何给定应用的实际性能取决于前面提到的所有因素。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated



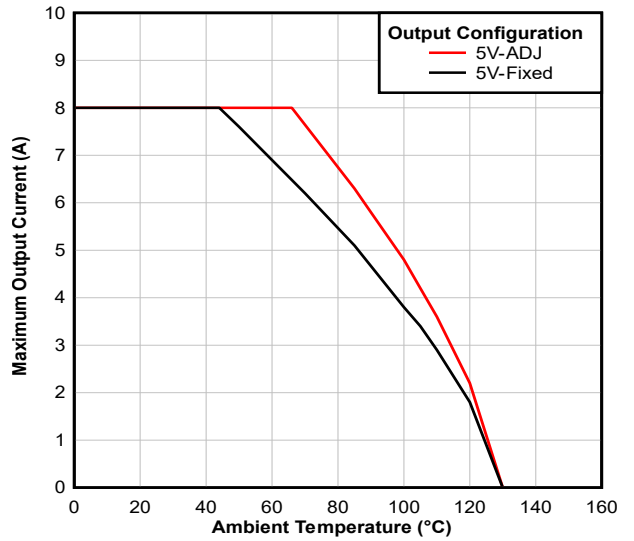

$V_{IN}$ = 48V $V_{OUT}$ = 3.3V
$f_{SW}$ = 400kHz $R_{\theta JA}$ = 18.6°C/W

图 7-4. 最大输出电流与环境温度间的关系



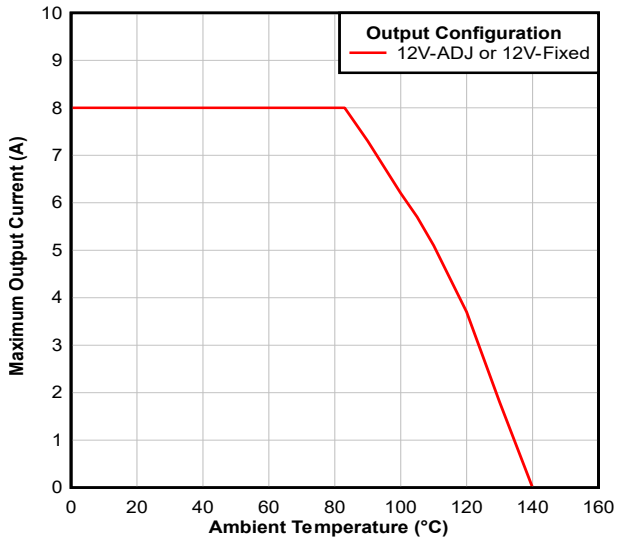

$V_{IN}$ = 48V $V_{OUT}$ = 5V
$f_{SW}$ = 400kHz $R_{\theta JA}$ = 18.6°C/W

图 7-5. 最大输出电流与环境温度间的关系




$V_{IN}$ = 12V $V_{OUT}$ = 5V
$f_{SW}$ = 2.1MHz $R_{\theta JA}$ = 18.6°C/W

图 7-6. 最大输出电流与环境温度间的关系




$V_{IN}$ = 48V $V_{OUT}$ = 12V
$f_{SW}$ = 400kHz $R_{\theta JA}$ = 18.6°C/W

图 7-7. 最大输出电流与环境温度间的关系


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 7.2 典型应用

有关基于 LM708x0 的实现的分步设计过程、电路原理图、物料清单、PCB 文件、仿真和测试结果，请参阅 *TI Designs* 参考设计库。

### *7.2.1 设计 1 - 高效率、宽输入、400kHz 同步降压稳压器*

图 7-8 展示了一个单输出同步降压稳压器的原理图，其中输出电压为 5V，额定负载电流为 8A。在本例中，根据 8V 至 60V 范围内的 48V 标称输入电压，半负载和满负载时的目标效率分别为 89.9% 和 90.5%。开关频率由电阻器 $R_{RT}$ 设定为 400kHz。将输出电压设为 3.3V 也是可行的，只需将 FB 连接到 VDDA 即可。

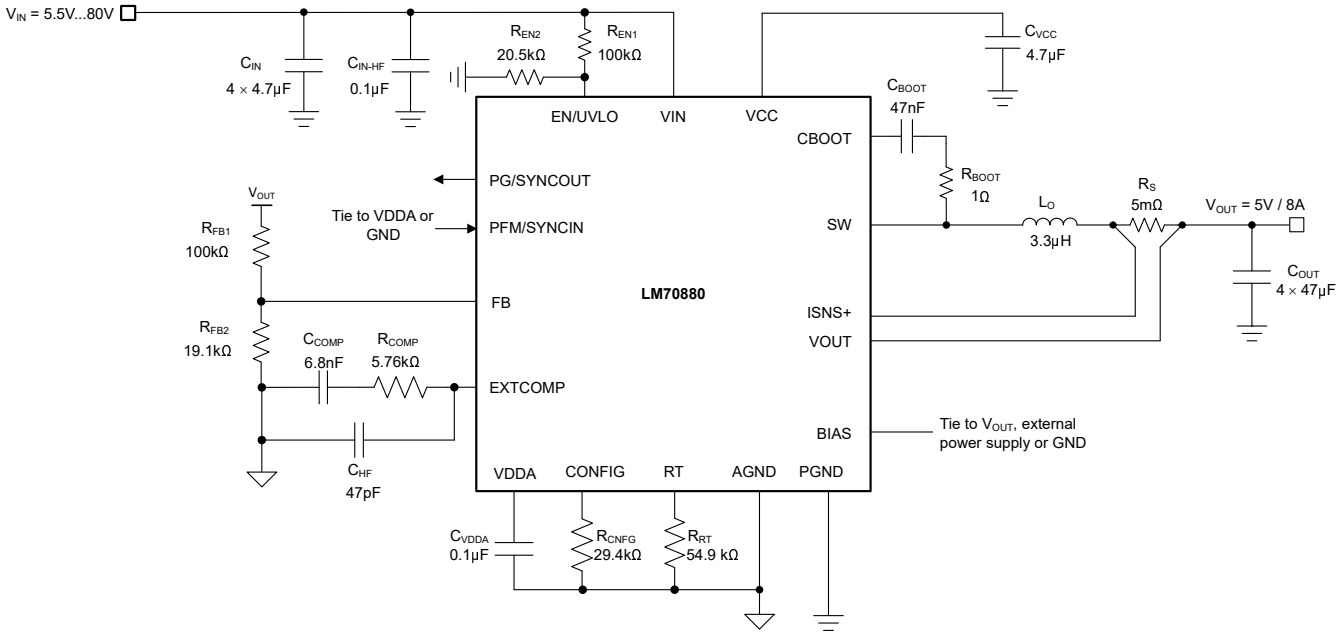



**图 7-8. LM70880 降压稳压器的应用电路 1（开关频率为 400kHz）**

**备注**

这里提供的这个示例以及后续设计示例展示了 LM70880 转换器在几种不同应用中的使用情况。根据输入电源总线的源阻抗，输入端可能需要放置一个电解电容器来确保稳定性，尤其是在低输入电压和高输出电流工作条件下。有关更多详细信息，请参阅节 7.3。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

#### 7.2.1.1 设计要求

表 7-1 展示了此设计示例的预期输入、输出和性能参数。

**表 7-1. 设计参数**

| 设计参数 | 值 |
|---|---|
| 输入电压范围（稳态） | 8V 至 60V |
| 最小瞬态输入电压（冷启动） | 5.5V |
| 最大瞬态输入电压（负载突降） | 72V |
| 输出电压 | 5V |
| 输出电流 | 8A |
| 开关频率 | 400kHz |
| 输出电压调节 | ±1% |
| 工作电流，空载 | 10μA |
| 关断电流 | 2.2μA |
| 软启动时间 | 3ms |

开关频率由电阻器 $R_{RT}$ 设定为 400kHz。在控制环路性能方面，目标环路交叉频率为 30kHz 并且相位裕度大于 50°。

表 7-2 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器件都可以从多个供应商处获得。此设计采用低 DCR、金属粉末复合电感器和陶瓷输出电容器实现方案。

**表 7-2. 应用电路 1 的物料清单**

| 参考位号 | 数量 | 规格 | 制造商 | 器件型号 |
|---|---|---|---|---|
| $C_{IN}$ | 4 | 4.7μF，100V，X7S，1210，陶瓷 | Murata | GCM32DC72A475KE02L |
| | | | TDK | CGA6M3X7S2A475K200 |
| $C_O$ | 4 | 47μF，6.3V，X7R，1210，陶瓷 | Murata | GCM32ER70J476KE19L |
| | | | Taiyo Yuden | JMK325B7476KMHTR |
| | | 47μF，10V，X7S，1210，陶瓷 | TDK | CGA6P1X7S1A476M250AC |
| $L_O$ | 1 | 3.3μH，5.9mΩ，10.1A，6.71mm × 6.51mm × 6.1mm | Coilcraft | XGL6060-332MEC |
| | | 3.3μH，10.8mΩ，15A，6.45mm × 6.65mm × 5.8mm | Würth Electronik | 74439346033 |
| $R_S$ | 1 | 分流电阻器，5mΩ，0508，1W | Susumu | KRL3216T4A-M-R005 |
| $U_1$ | 1 | LM708x0 80V 降压转换器 | 德州仪器 (TI) | LM70880RRXR |


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

#### 7.2.1.2 详细设计过程

##### *7.2.1.2.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案*

点击此处 ，使用 LM708x0 器件并借助 WEBENCH Power Designer 创建定制设计方案。

1. 首先键入输入电压 ($V_{IN}$)、输出电压 ($V_{OUT}$) 和输出电流 ($I_{OUT}$) 要求。
2. 使用优化器表盘，优化该设计的关键参数，如效率、占用空间和成本。
3. 将生成的设计与德州仪器 (TI) 其他可行的解决方案进行比较。

WEBENCH Power Designer 提供了定制原理图，并罗列了实时价格和元件供货情况的物料清单。

在多数情况下，可执行以下操作：

- 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以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

有关 WEBENCH 工具的更多信息，请访问 www.ti.com/WEBENCH。

##### *7.2.1.2.2 使用 Excel 快速启动工具创建定制设计方案*

基于稳压器规格，使用可从 LM708x0 产品文件夹下载的 LM708x0 快速入门计算器工具 来选择各个元件。

##### *7.2.1.2.3 降压电感器*

1. 使用方程式 30 根据标称输入电压调节下的 40% 电感器纹波电流来计算所需的降压电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_{LO} \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(nom)}}\right) = \frac{5V}{3.2A \times 400kHz} \times \left(1 - \frac{5V}{48V}\right) = 3.5\mu H \quad (30)$$

2. 选择标准电感器值 3.3µH。使用方程式 31 来计算最大稳态输入电压条件下的电感器峰值电流。如果占空比大于 50%，对于峰值电流模式控制，则会发生次谐波振荡。为了简化设计，LM708x0 具有一个与开关频率成比例的内部斜率补偿斜坡，该斜坡会添加至电流检测信号，用于抑制任何次谐波振荡趋势。

$$I_{LO(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{LO}}{2} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{2 \times L_O \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)}}\right) = 8A + \frac{5V}{2 \times 3.3\mu H \times 400kHz} \times \left(1 - \frac{5V}{60V}\right) = 9.74A \quad (31)$$

3. 根据方程式 7，使用方程式 32 交叉校验电感，以便将斜率补偿设置为接近理想值乘以电感器电流下降斜率。所选 3.3µH 的下降斜率较小且已足够。

$$L_{O(sc)} = \frac{V_{OUT} \times R_S}{24 \times F_{SW}} = \frac{5V \times 5m\Omega}{24 \times 0.4MHz} = 2.6\mu H \quad (32)$$

##### *7.2.1.2.4 电流检测电阻*

1. 基于最大峰值电流能力至少比满负载时电感峰值电流高 25% 来计算电流检测电阻，以便在启动和负载开启瞬态期间提供足够的裕量。使用方程式 33 计算电流检测电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{1.25 \times I_{LO(PK)}} = \frac{56mV}{1.25 \times 9.74} = 4.6m\Omega \quad (33)$$

   其中

   - $V_{CS(TH)}$ 是 56mV 电流限制阈值。
2. 为分流电阻器都选择 5mΩ 的标准电阻值。具有大宽高比端接设计的 0508 尺寸元件提供 1W 功率等级、低寄生串联电感以及紧凑的 PCB 布局。仔细查看 *布局指南* ，确保噪声和直流误差不会破坏在 ISNS+ 和 VOUT 引脚处测得的差分电流检测电压。
3. 将分流电阻器放置在靠近电感器的位置。
4. 使用开尔文感测连接并以差分方式将感测线路从分流电阻器布放到 LM708x0。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

5. ISNS 到输出传播延迟（与电流限制比较器、内部逻辑和功率 MOSFET 栅极驱动器）会导致峰值电流升高至大于计算得出的限流阈值。对于 $t_{ISNS(delay)}$ 为 40ns 的总传播延迟，请使用方程式 34 来计算输出短接时最差情况下的电感器峰值电流。

$$I_{LOPK(SC)} = \frac{V_{CS(TH)}}{R_S} + \frac{V_{IN(max)} \times t_{ISNS(delay)}}{L_O} = \frac{56mV}{5m\Omega} + \frac{60V \times 45ns}{3.3\mu H} = 11.9A \quad (34)$$

6. 根据此结果，选择在整个工作温度范围内饱和电流大于 12A 的电感器。

#### 7.2.1.2.5 输出电容器

1. 假定负载瞬态偏差规格为 5%（对于 5V 输出，为 250mV），使用方程式 35 来估算管理负载关断瞬变（从满负载到空载）期间的输出电压过冲所需的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT})^2 - V_{OUT}^2} = \frac{3.3\mu H \times (8A)^2}{(5V + 250mV)^2 - 5V^2} = 82\mu F \quad (35)$$

2. 了解陶瓷电容器的电压系数（其中有效电容会在施加电压后显著减小）后，选择四个 47µF、10V、X7S、1210 陶瓷输出电容器。通常，当使用足够大的电容来满足负载关断瞬态响应要求时，从空载转换到满负载瞬态期间的电压下冲也符合要求。
3. 使用方程式 36 来估算标称输入电压条件下的峰峰值输出电压纹波。

$$\Delta V_{OUT} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{LO}}{8 \times F_{SW} \times C_{OUT}}\right)^2 + (R_{ESR} \times \Delta I_{LO})^2} = \sqrt{\left(\frac{3.2A}{8 \times 400kHz \times 82\mu F}\right)^2 + (1m\Omega \times 3.2A)^2} = 12.6mV \quad (36)$$

其中

- $R_{ESR}$ 为输出电容器的有效等效串联电阻 (ESR)。
- 5V 时总有效（降额）陶瓷输出电容为 82µF。

4. 使用方程式 37 来计算输出电容器 RMS 纹波电流并确认纹波电流位于电容器纹波电流额定值范围内。

$$I_{CO(RMS)} = \frac{\Delta I_{LO}}{\sqrt{12}} = \frac{3.2A}{\sqrt{12}} = 0.92A \quad (37)$$

#### 7.2.1.2.6 输入电容器

电源输入通常在开关频率下具有相对较高的源阻抗。需要高质量的输入电容器来限制输入纹波电压。如前所述，双通道交错运行会显著降低输入纹波振幅。通常，纹波电流会根据电容器在开关频率条件下的相对阻抗在几个输入电容器之间进行分流。

1. 选择具有足够电压和 RMS 纹波电流额定值的输入电容器。
2. 使用方程式 38 并假定最差情况下占空比工作点为 50% 来计算输入电容器 RMS 纹波电流。

$$I_{CIN(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1 - D)} = 8A \times \sqrt{0.5 \times (1 - 0.5)} = 4A \quad (38)$$

3. 使用方程式 39 来查找所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{OUT}}{F_{SW} \times (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \times I_{OUT})} = \frac{0.5 \times (1 - 0.5) \times 8A}{400kHz \times (480mV - 2m\Omega \times 8A)} = 10.8\mu F \quad (39)$$

其中

- $\Delta V_{IN}$ 是输入峰峰值纹波电压规格。
- $R_{ESR}$ 是输入电容器 ESR。

4. 确认陶瓷电容器的电压系数后，选择两个 4.7µF、100V、X7R、1210 陶瓷输入电容器。将这些电容器靠近 VIN 和 PGND 引脚放置。
5. 在 VIN 和 PGND 引脚附近放置一个 10nF、100V、X7R、0603 陶瓷电容器，以在 MOSFET 开关转换期间提供高 di/dt 电流。此类电容器在高于 100MHz 条件下提供高自谐振频率 (SRF) 和低有效阻抗。这样可以减小电


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

源环路寄生电感，以尽可能地减少开关节点电压过冲和振铃，从而减小传导和辐射的 EMI 信号。有关更多详细信息，请参阅 *节 7.4.1*。

#### 7.2.1.2.7 频率设置电阻器

可以使用方程式 40 来计算 400kHz 开关频率时的 RT 电阻。选择最接近的标准 E96 值 54.9kΩ。

$$R_{RT}[k\Omega] = \frac{\frac{10^6}{F_{SW}[kHz]} - 53}{45} = \frac{\frac{10^6}{400} - 53}{45} = 54.4k\Omega \quad (40)$$

#### 7.2.1.2.8 反馈电阻

如果需要 3.3V 或 5V 以外的输出电压设定点（或者要在使用任一固定输出电压选项时测量波特图），请使用方程式 41 确定反馈电阻。

$$R_{FB2} = \frac{R_{FB1}}{\left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}}\right) - 1} = \frac{100k\Omega}{\left(\frac{5V}{0.8V}\right) - 1} = 19.05k\Omega \quad (41)$$

#### 7.2.1.2.9 补偿器件

可按照下文概述的过程来为稳定的控制环路选择补偿元件。

1. 假定有效输出电容为 82µF，根据指定的 40kHz 环路增益交叉频率 $f_C$，可使用方程式 42 来计算 $R_{COMP}$。为 $R_{COMP}$ 选择 5.36kΩ 的标准值。

$$R_{COMP} = 2 \times \pi \times f_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \times \frac{R_S \times G_{CS}}{gm} \times C_{OUT} = 2 \times \pi \times 40kHz \times \frac{5V}{0.8V} \times \frac{5m\Omega \times 10}{1200\mu S} \times 82\mu F = 5.37k\Omega \quad (42)$$

2. 为了在交叉时提供足够的相位提升，同时还允许在负载或线路瞬变期间实现快速稳定时间，请选择 $C_{COMP}$ 来在以下两者中较高的一个位置放置零点：(1) 交叉频率的十分之一或 (2) 负载极点。为 $C_{COMP}$ 选择 6.8nF 的标准值。

$$C_{COMP} = \frac{10}{2 \times \pi \times f_C \times R_{COMP}} = \frac{10}{2 \times \pi \times 40kHz \times 5.36k\Omega} = 7.42nF \quad (43)$$

这种低电容值还有助于从压降中恢复时避免输出电压过冲（当输入电压低于输出电压设定点并且 $V_{COMP}$ 达到高电平时）。

3. 计算出 $C_{HF}$，以便在 ESR 零点处形成一个极点并衰减 COMP 处的高频噪声。$C_{BW}$ 是误差放大器的带宽限制电容。为 $C_{HF}$ 选择 47pF 的标准值。

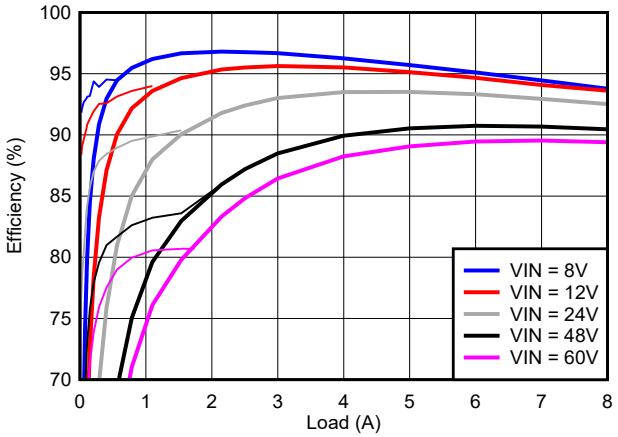
$$C_{HF} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{ESR} \times R_{COMP}} - C_{BW} = \frac{1}{2 \times \pi \times 500kHz \times 5.36k\Omega} - 38pF = 21pF \quad (44)$$

**备注**

设置具有高 $R_{COMP}$ 和低 $C_{COMP}$ 值的快速环路，以便改善从压降操作恢复时的响应。

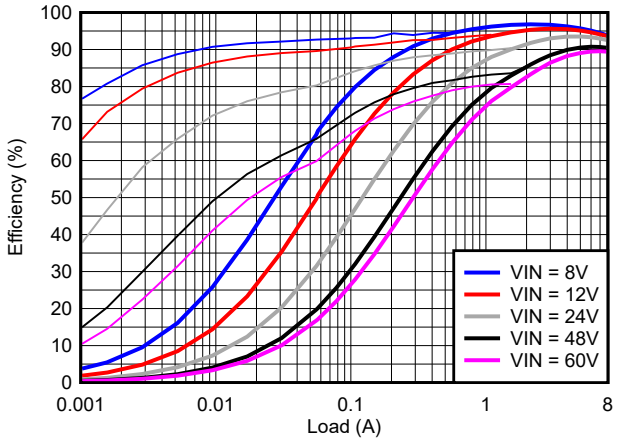
Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 7.2.1.3 应用曲线



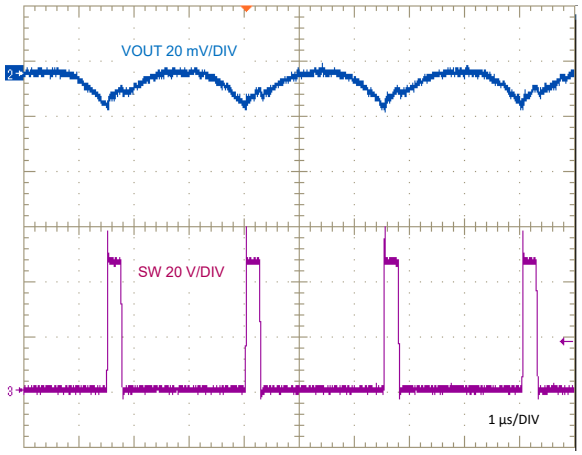

5V 输出

**图 7-9. 效率与 $I_{OUT}$ 间的关系**



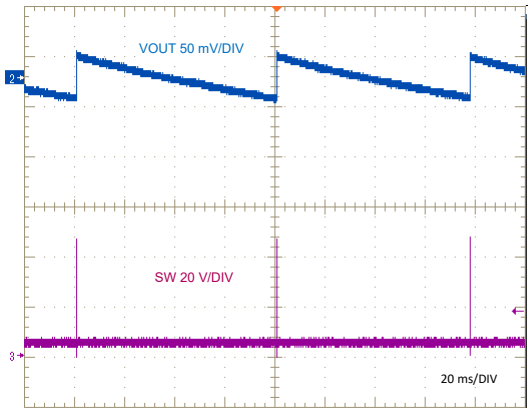

5V 输出

**图 7-10. 效率与 $I_{OUT}$ 间的关系，对数标度**



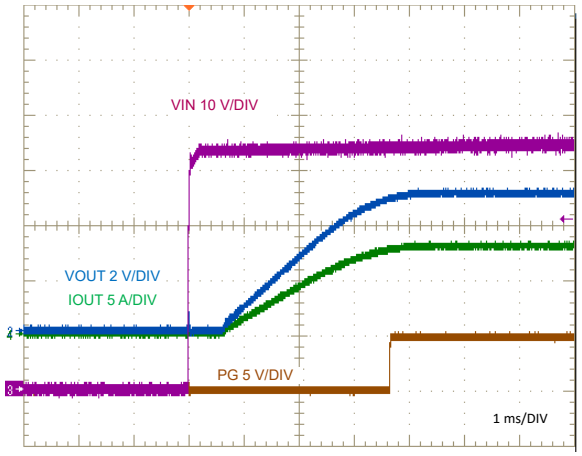

8A 电阻负载

**图 7-11. 满负载开关**



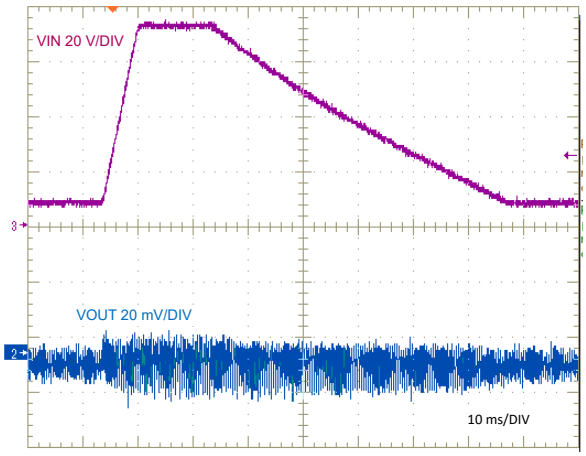

空载

**图 7-12. PFM 开关**




$V_{IN}$ 步进至 48V　　8A 电阻负载

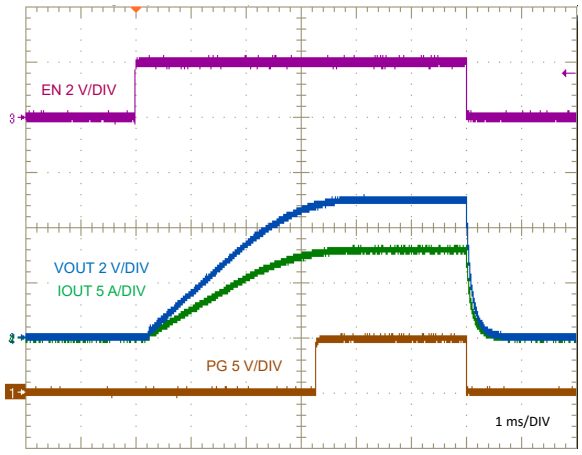
**图 7-13. 启动特性**




$V_{IN}$ 从 8V 斜升至 72V　　4A 电阻负载

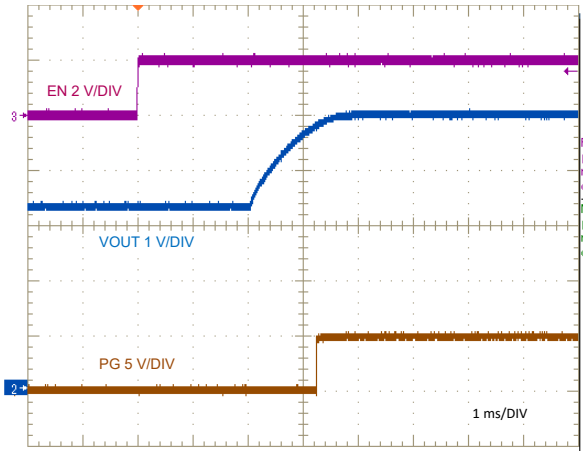
**图 7-14. $V_{IN}$ = 72V 时的线路瞬态响应**


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated



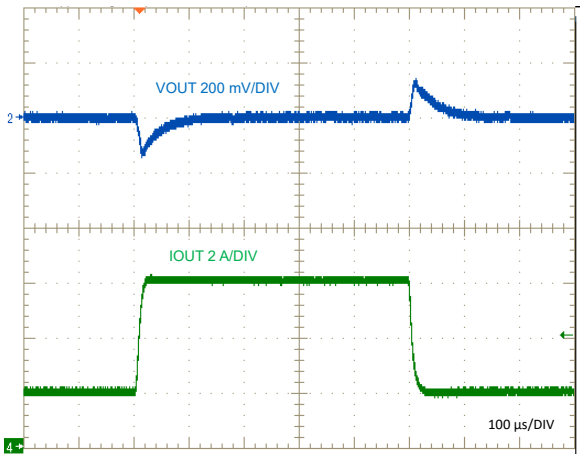

$V_{IN}$ = 48V　　8A 电阻负载

**图 7-15. EN 启动特性**



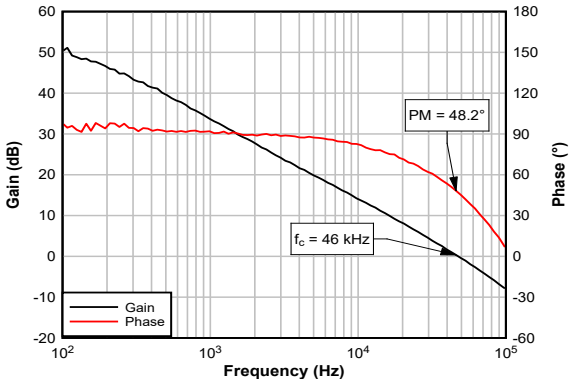

$V_{OUT}$ 预偏置为 5V

**图 7-16. EN 启动预偏置特性**




$V_{IN}$ = 48V　　FPWM

**图 7-17. 负载瞬态，2A 至 6A**




$V_{IN}$ = 48V　　8A 电阻负载

**图 7-18. 波特图，5V 输出**

### 7.2.2 设计 2 – 高效率 48V 至 12V 400kHz 同步降压稳压器

图 7-19 展示了一个单输出同步降压稳压器的原理图，其中输出电压为 12V，额定负载电流为 8A。在本例中，根据 24V 至 60V 范围内的 48V 标称输入电压，半负载和满负载时的目标效率分别为 95.2% 和 95.6%。开关频率由电阻器 $R_{RT}$ 设定为 400kHz。

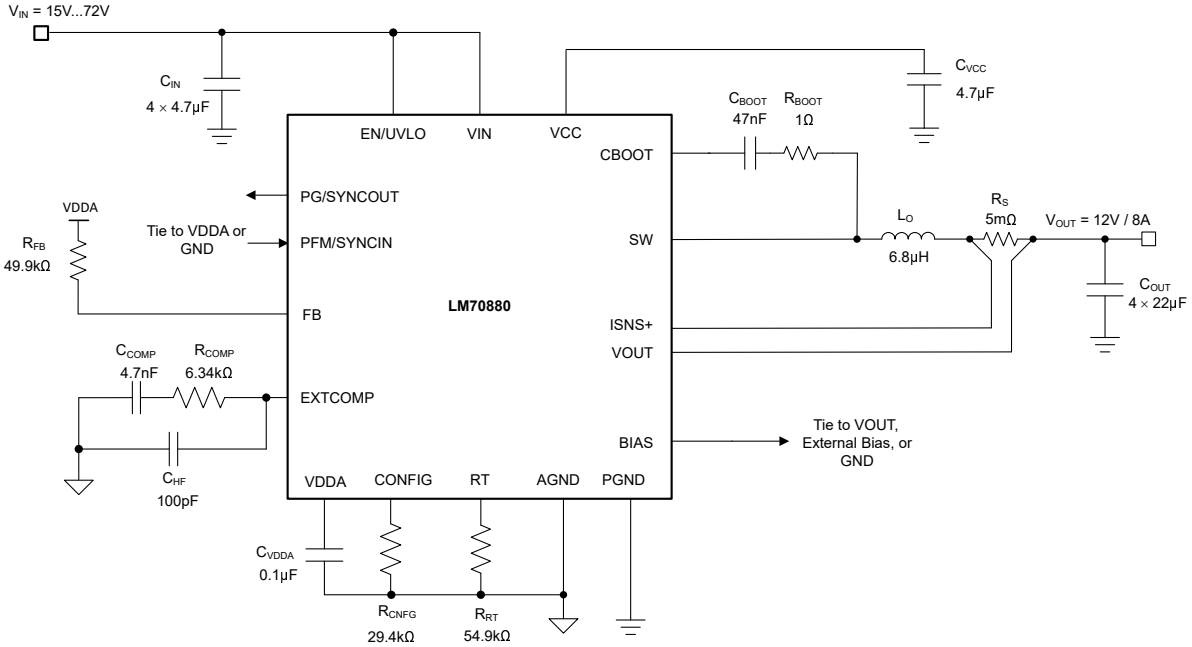



**图 7-19. LM70880 降压稳压器的应用电路 2（开关频率为 400kHz）**


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

#### 7.2.2.1 设计要求

表 7-3 展示了此设计示例的预期输入、输出和性能参数。

**表 7-3. 设计参数**

| 设计参数 | 值 |
|---|---|
| 输入电压范围（稳态） | 24V 至 60V |
| 最小瞬态输入电压（冷启动） | 15V |
| 最大瞬态输入电压（负载突降） | 72V |
| 输出电压 | 12V |
| 输出电流 | 8A |
| 开关频率 | 400kHz |
| 输出电压调节 | ±1% |
| 工作电流，空载 | 12μA |
| 关断电流 | 2.2μA |
| 软启动时间 | 3ms |

开关频率由电阻器 $R_{RT}$ 设定为 400kHz。表 7-4 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器件都可以从多个供应商处获得。此设计采用低 DCR、金属粉末复合电感器和陶瓷输出电容器实现方案。

**表 7-4. 应用电路 2 的物料清单**

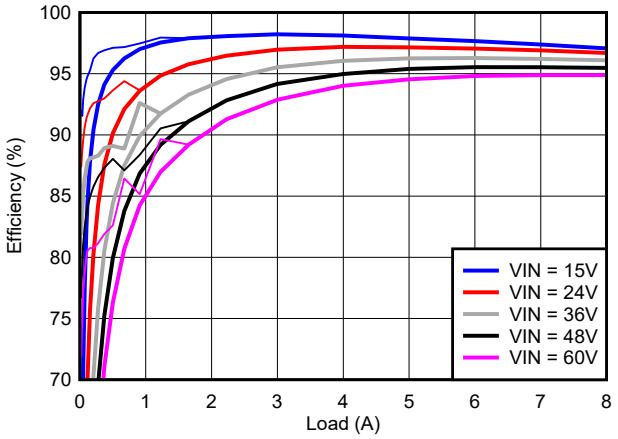
| 参考位号 | 数量 | 规格 | 制造商 | 器件型号 |
|---|---|---|---|---|
| $C_{IN}$ | 4 | 4.7μF，100V，X7S，1210，陶瓷 | Murata | GCM32DC72A475KE02L |
| | | | TDK | CGA6M3X7S2A475K200 |
| $C_O$ | 4 | 22μF，25V，X7R，1210，陶瓷 | Murata | GCM32EC71E226KE36 |
| | | | TDK | CGA6P3X7R1E226M |
| $L_O$ | 1 | 6.8μH，6.2mΩ，16A，11.3mm × 10mm × 10mm | Coilcraft | XGL1010-682MEC |
| | | 6.5μH，10.5mΩ，13A，10.5mm × 10.0mm × 4.5mm | Würth Electronik | 784325065 |
| $R_S$ | 1 | 分流电阻器，5mΩ，0508，1W | Susumu | KRL3216T4A-M-R005 |
| $U_1$ | 1 | LM708x0 80V 降压转换器 | 德州仪器 (TI) | LM70880RRXR |

#### 7.2.2.2 详细设计过程

请参阅节 7.2.1.2。

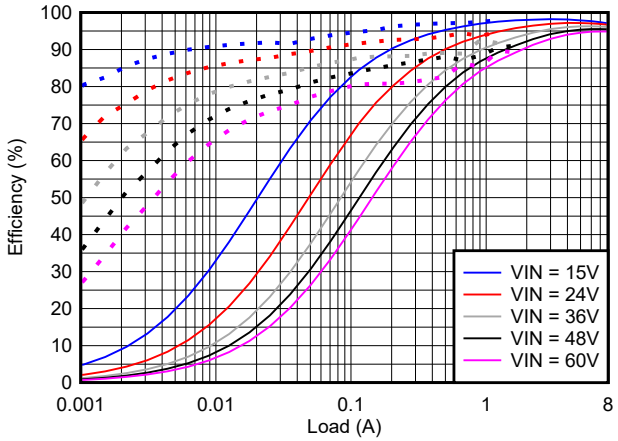
Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 7.2.2.3 应用曲线



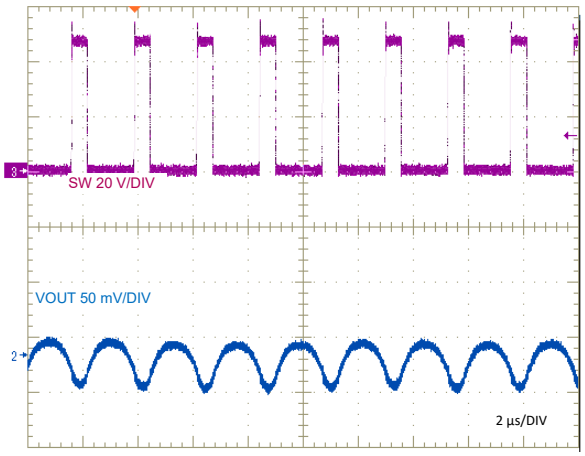

12V 输出

**图 7-20. 效率与 $I_{OUT}$ 间的关系**



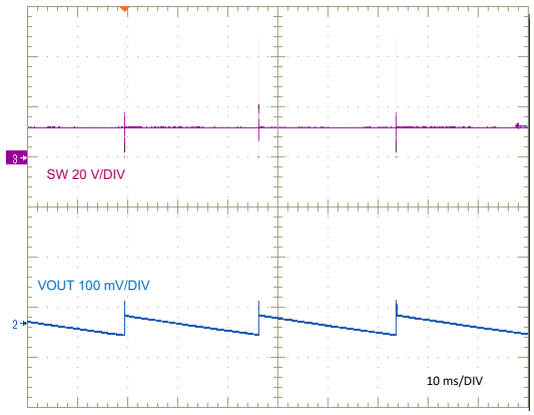

12V 输出

**图 7-21. 效率与 $I_{OUT}$ 间的关系，对数标度**



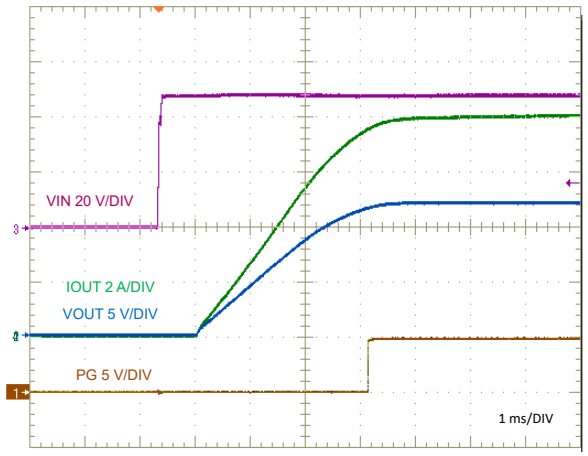

8A 电阻负载

**图 7-22. 满负载开关**



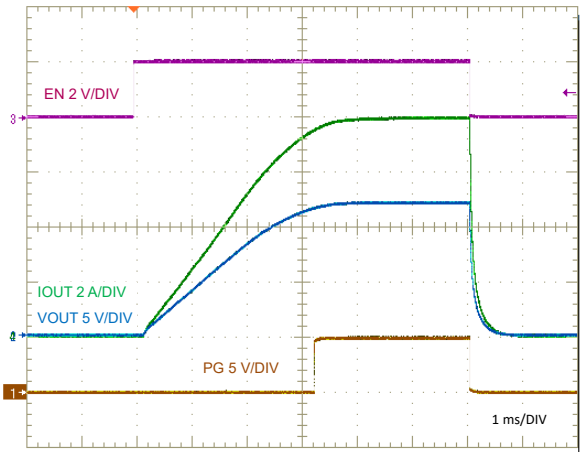

空载

**图 7-23. PFM 开关**




$V_{IN}$ 步进至 48V　　8A 电阻负载

**图 7-24. 启动特性**




$V_{IN}$ = 48V　　8A 电阻负载

**图 7-25. EN 启动特性**


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

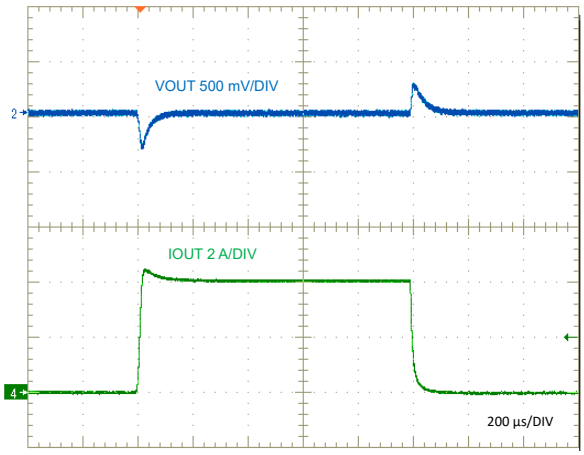



图 7-26. 负载瞬态，0A 至 4A

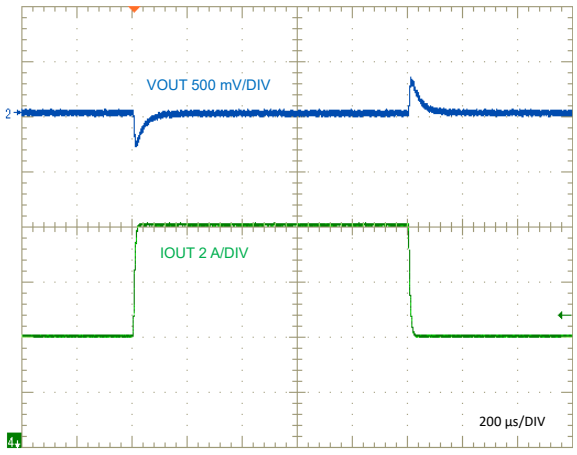



图 7-27. 负载瞬态，4A 至 8A

## 7.3 电源相关建议

LM708x0 降压控制器可在 4.5V 至 80V 的宽输入电压范围内运行。输入电源必须能够向满负载稳压器提供所需的输入电流。使用以下公式来估算平均输入电流。

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (45)$$

其中

- η 是效率

如果该器件通过长导线或具有大阻抗的 PCB 布线连接到输入电源，则需要特别谨慎来实现稳定的性能。输入电缆的寄生电感和电阻可能会对转换器的运行造成不良影响。寄生电感与低 ESR 陶瓷输入电容相结合，构成一个欠阻尼谐振电路。每次进行输入电源的打开和关闭循环时，该电路都会导致 VIN 处出现过压瞬态。寄生电阻会在负载瞬变期间导致输入电压下降。若要解决此类问题，最佳做法是缩短输入电源与稳压器之间的距离，并将铝或钽输入电容器与陶瓷电容器并联使用。电解电容器的中等 ESR 有助于抑制输入谐振电路并减少任何电压过冲。10µF 至 47µF 范围内的电容通常足以提供并联输入抑制，并有助于在大负载瞬变期间保持输入电压稳定。

稳压器的前面通常都会使用一个 EMI 输入滤波器，除非经过精心设计，否则该滤波器可能导致不稳定并产生上文所述的一些影响。*轻松抑制直流/直流转换器中的传导 EMI* 应用报告针对为任何开关稳压器设计输入滤波器提供了一些实用建议。

## 7.4 布局

### *7.4.1 布局指南*

在高电流、快速开关转换器电路（具有高电流和电压压摆率）中，为了实现可靠的器件运行和设计稳健性，正确的 PCB 设计和布局非常重要。此外，转换器的 EMI 性能在很大程度上取决于 PCB 布局。

降压稳压器功率级的高频电源环路在图 7-28 中以红色表示。降压稳压器的拓扑结构意味着带阴影环路的元件中存在非常高的 di/dt 电流，因此必须尽可能减小有效环路面积，以此来减少此环路的寄生电感。

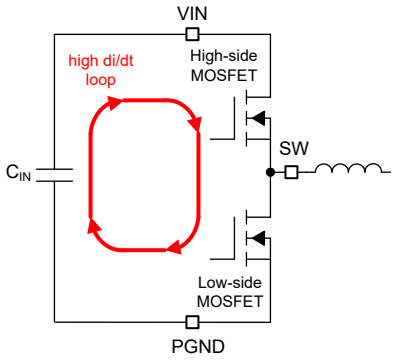



**图 7-28. 输入电流环路**

以下列表总结了用于优化直流/直流转换器性能（包括热特性和 EMI 特性）的 PCB 布局和元件放置基本指南。图 7-29 展示了 LM708x0 的推荐布局，并优化了功率级和小信号元件的布局和布线。

- *将输入电容器尽可能靠近输入引脚对放置*：VIN 和 PGND 引脚靠近在一起（中间有一个间隙以增加电气间隙），从而简化了输入电容器的放置。
  - 在 VIN 到 PGND 之间放置具有 X7R 或 X7S 电介质的低 ESR 陶瓷电容器。将 0402 电容器靠近 VIN 放置以实现高频旁路，如图 7-29 所示。使用额外的 1206 或 1210 电容器作为大容量电容。
  - 输入电容器和输出电容器的接地返回路径必须包含连接到 PGND 引脚的局部顶层平面。


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

- *在 IC 顶层下方的 PCB 层上使用实心接地平面*：该层充当噪声屏蔽层和散热路径。使用 IC 正下方的 PCB 层可最大限度地减少与开关环路中的电流相关的磁场，从而减少寄生电感以及开关电压过冲和振铃。在 PGND 附近使用多个散热过孔，以便向内部接地平面散热。
- *VIN、VOUT 和 GND 总线连接越宽越好*：这些路径必须尽可能宽和直，以减少转换器输入或输出路径上的任何压降，从而更大限度地提高效率。
- *将降压电感器靠近 SW1、SW2 和 SW3 引脚放置*：在转换器 SW 引脚和电感器之间使用短而宽的连接引线。同时，尽量减小此高 dv/dt 表面的长度（和面积），以帮助减少电容耦合和辐射 EMI。将电感器的同名端连接到 SW 引脚。
- *将 VCC 和 BOOT 电容器靠近相应的引脚放置*：VCC 和 BOOT 电容器分别表示内部低侧和高侧 MOSFET 栅极驱动器的电源，因此会承载高频电流。将 $C_{VCC}$ 靠近 VCC 引脚放置，并在返回端子处放置一个 GND 过孔以连接到 GND 平面，从而在外露焊盘处返回到 IC GND。将 $C_{BOOT}$ 连接到靠近 CBOOT 和 SW4 引脚的位置。
- *将反馈分压器尽可能靠近 FB 引脚放置*：通过将电阻分压器靠近 FB 引脚而不是靠近负载放置，降低输出电压反馈路径的噪声敏感度。这可减少 FB 布线长度和相关的噪声耦合。FB 引脚是电压环路误差放大器的输入，并代表对噪声敏感的高阻抗节点。到 $V_{OUT}$ 的连接可能会更长一些。不过，不得将这一条较长的布线布置在任何可能会通过电容耦合到转换器反馈路径的噪声源（例如开关节点）附近。
- *提供足够大的 PCB 面积以实现适当的散热*：使用足够的覆铜区实现与最大负载电流和环境温度条件相称的低热阻抗。为 LM708x0 提供足够的散热，以将结温保持在 150°C 以下。对于满额定负载运行，顶部接地层是一个重要的散热区域。使用矩阵式散热过孔将封装的外露焊盘 (GND) 连接到 PCB 接地平面。如果 PCB 具有多个铜层，请将这些散热过孔连接到内层接地平面。最好使用 2 盎司（不少于 1 盎司）的铜制作 PCB 顶层和底层。

#### 7.4.1.1 热设计和布局

为了使直流/直流转换器在特定的温度范围内发挥作用，封装必须允许有效地散发所产生的热量，同时使结温保持在额定限值以内。LM708x0 采用小型 6mm × 6mm 29 引脚 QFN 集成电路封装，可满足一系列应用要求。

导热焊盘与内部和焊接面平面之间连接着多个直径为 0.3mm 的过孔，这些过孔对帮助散热非常重要。在多层 PCB 设计中，通常会在功率元件下方的 PCB 层上放置一个实心 GND 平面。这样不仅为功率级电流提供了一个平面，而且还为发热器件提供了一个热传导路径。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

### 7.4.2 布局示例

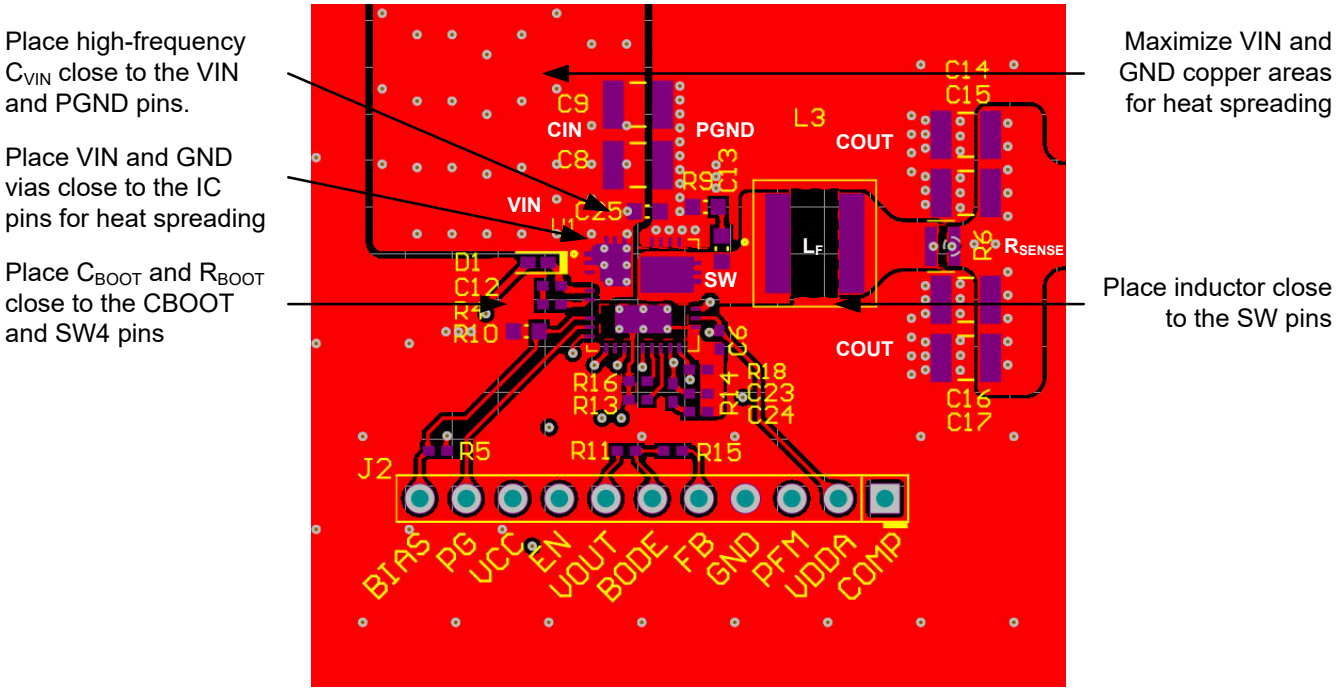



图 7-29. PCB 顶层 – 高密度单面设计


Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

# 8 器件和文档支持

## 8.1 器件支持

### *8.1.1 开发支持*

相关开发支持请参阅以下资源：

- LM708x0 快速入门计算器工具
- LM708x0 仿真模型
- 有关 TI 的参考设计库，请访问 TI Designs
- 有关 TI 的 WEBENCH 设计环境，请访问 WEBENCH® 设计中心
- TI Designs：
  - *适用于存储服务器的 137W 保持转换器参考设计*
  - *具备展频频谱的宽输入同步降压转换器参考设计*
- 技术文章：
  - *直流/直流转换器的高密度 PCB 布局*
  - *同步降压控制器解决方案支持提供宽 $V_{IN}$ 性能和灵活性*
  - *如何使用压摆率进行 EMI 控制*

#### 8.1.1.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处 ，使用 LM708x0 器件并借助 WEBENCH Power Designer 创建定制设计方案。

1. 首先键入输入电压 ($V_{IN}$)、输出电压 ($V_{OUT}$) 和输出电流 ($I_{OUT}$) 要求。
2. 使用优化器表盘，优化该设计的关键参数，如效率、占用空间和成本。
3. 将生成的设计与德州仪器 (TI) 其他可行的解决方案进行比较。

WEBENCH Power Designer 提供了定制原理图，并罗列了实时价格和元件供货情况的物料清单。

在多数情况下，可执行以下操作：

- 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以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

有关 WEBENCH 工具的更多信息，请访问 www.ti.com/WEBENCH。

## 8.2 文档支持

### *8.2.1 相关文档*

请参阅以下相关文档：

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器性能*
  - 德州仪器 (TI)，*AN-2162：轻松解决直流/直流转换器的传导 EMI 问题*
- 模拟设计期刊：
  - 德州仪器 (TI)，*通过将电感寄生效应降至最低来降低降压转换器 EMI 和电压应力*
- 白皮书：
  - 德州仪器 (TI)，*电源的传导 EMI 规格概述*
  - 德州仪器 (TI)，*电源的辐射 EMI 规格概述*
  - 德州仪器 (TI)，*评估适用于成本驱动型严苛应用的宽 $V_{IN}$、低 EMI 同步降压电路*

#### 8.2.1.1 PCB 布局资源

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器性能*

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

- 德州仪器 (TI)，AN-1149 开关电源布局指南
- 德州仪器 (TI)，*AN-1229 Simple Switcher PCB 布局指南*
- 德州仪器 (TI)，使用 LM4360x 与 LM4600x 简化低辐射 EMI 布局

- 研讨会：
  - 德州仪器 (TI)，*构建电源之布局注意事项*

#### 8.2.1.2 热设计资源

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*AN-2020 热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛*
  - *AN-1520 外露焊盘封装实现最佳热阻的电路板布局布线指南*
  - 德州仪器 (TI)，*半导体和 IC 封装热指标*
  - 德州仪器 (TI)，*使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计*
  - 德州仪器 (TI)，*PowerPAD™ 热增强型封装*
  - 德州仪器 (TI)，PowerPAD 速成
  - 德州仪器 (TI)，*使用新的热指标*

### 8.3 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。

### 8.4 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。

### 8.5 商标

PowerPAD™ and TI E2E™ are trademarks 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。

### 8.6 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。

### 8.7 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。 |

## 9 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 |
|---|---|---|
| 2024 年 9 月 | * | 初始发行版 |

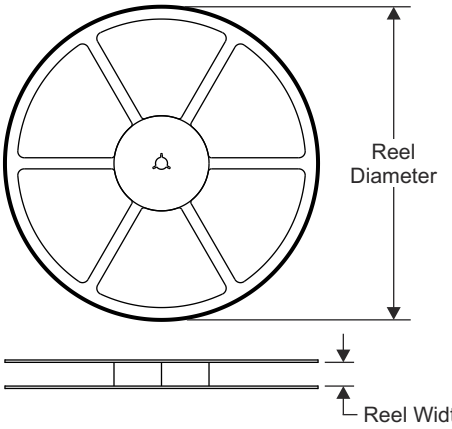
## 10 机械、封装和可订购信息

以下页面显示机械、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。

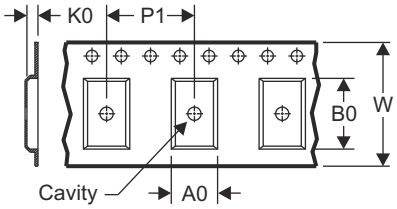

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

## 10.1 卷带包装信息

REEL DIMENSIONS

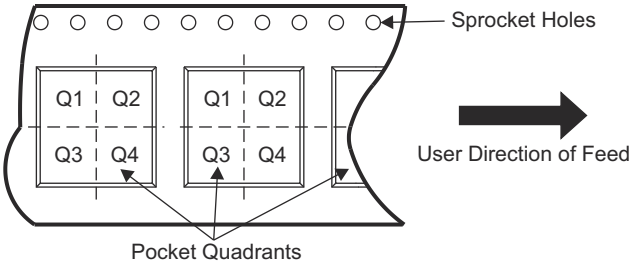



TAPE DIMENSIONS




| | |
|---|---|
| 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 |

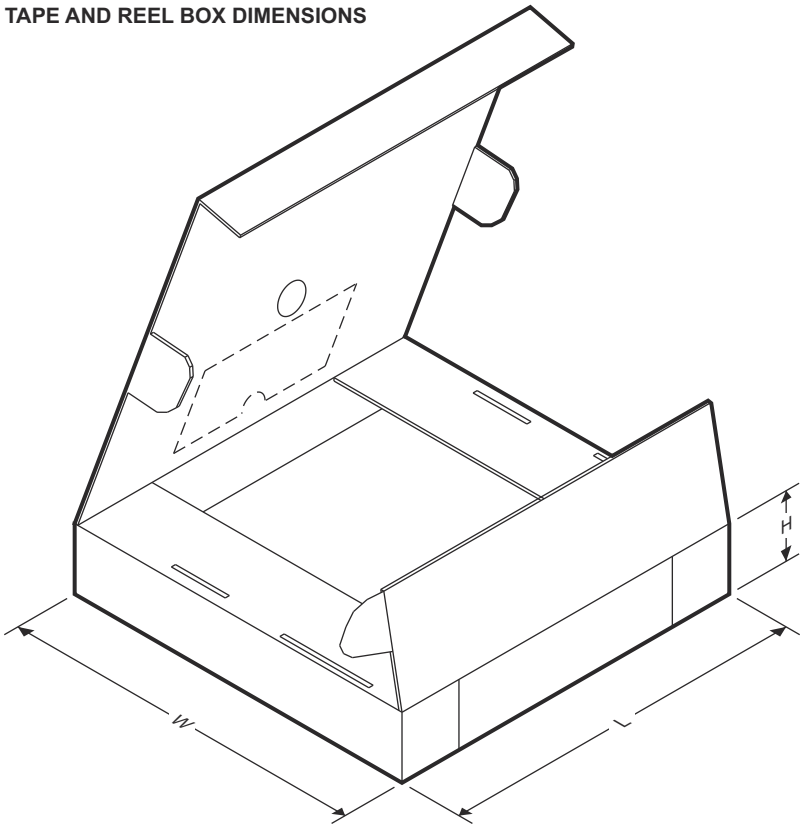
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE




| 器件 | 封装类型 | 封装图 | 引脚 | SPQ | 卷带直径 (mm) | 卷带宽度 W1 (mm) | A0 (mm) | B0 (mm) | K0 (mm) | P1 (mm) | W (mm) | Pin1象限 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM70840RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 330.0 | 12.4 | 3.8 | 5.8 | 1.2 | 8.0 | 12.0 | Q1 |
| LM70860RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 330.0 | 12.4 | 3.8 | 5.8 | 1.2 | 8.0 | 12.0 | Q1 |
| LM70880RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 330.0 | 12.4 | 3.8 | 5.8 | 1.2 | 8.0 | 12.0 | Q1 |

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS




| 器件 | 封装类型 | 封装图 | 引脚 | SPQ | 长度 (mm) | 宽度 (mm) | 高度 (mm) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM70840RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 367.0 | 367.0 | 35.0 |
| LM70860RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 367.0 | 367.0 | 35.0 |
| LM70880RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 367.0 | 367.0 | 35.0 |


Copyright © 2024 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) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM70840RRXR | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | ROHS Exempt | NIPDAU | Level-2-260C-1 YEAR | -40 to 150 | 70840 |
| LM70840RRXR.A | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | ROHS Exempt | NIPDAU | Level-2-260C-1 YEAR | -40 to 150 | 70840 |
| LM70840RRXR.B | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | - | Call TI | Call TI | -40 to 150 | |
| LM70860RRXR | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | ROHS Exempt | NIPDAU | Level-2-260C-1 YEAR | -40 to 150 | 70860 |
| LM70860RRXR.A | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | ROHS Exempt | NIPDAU | Level-2-260C-1 YEAR | -40 to 150 | 70860 |
| LM70860RRXR.B | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | - | Call TI | Call TI | -40 to 150 | |
| LM70880RRXR | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | ROHS Exempt | NIPDAU | Level-2-260C-1 YEAR | -40 to 150 | 70880 |
| LM70880RRXR.A | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | ROHS Exempt | NIPDAU | Level-2-260C-1 YEAR | -40 to 150 | 70880 |
| LM70880RRXR.B | Active | Production | VQFN (RRX) \| 29 | 3000 \| LARGE T&R | - | Call TI | Call TI | -40 to 150 | |

(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.

**OTHER QUALIFIED VERSIONS OF LM70840, LM70860, LM70880 :**

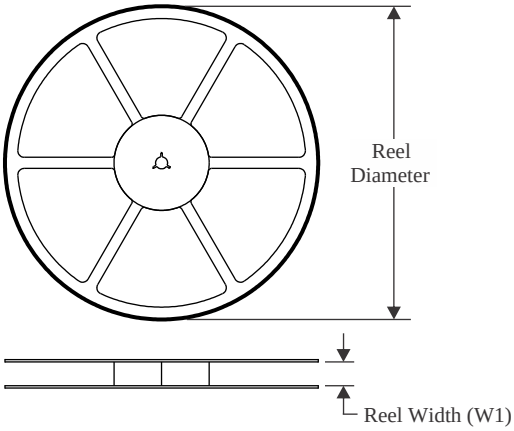
- Automotive : LM70840-Q1, LM70860-Q1, LM70880-Q1

NOTE: Qualified Version Definitions:

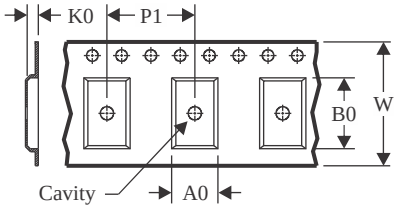
- Automotive - Q100 devices qualified for high-reliability automotive applications targeting zero defects

## TAPE AND REEL INFORMATION

**REEL DIMENSIONS**

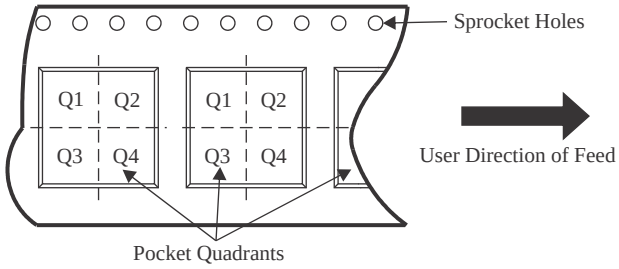



**TAPE DIMENSIONS**




| | |
|---|---|
| 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 |

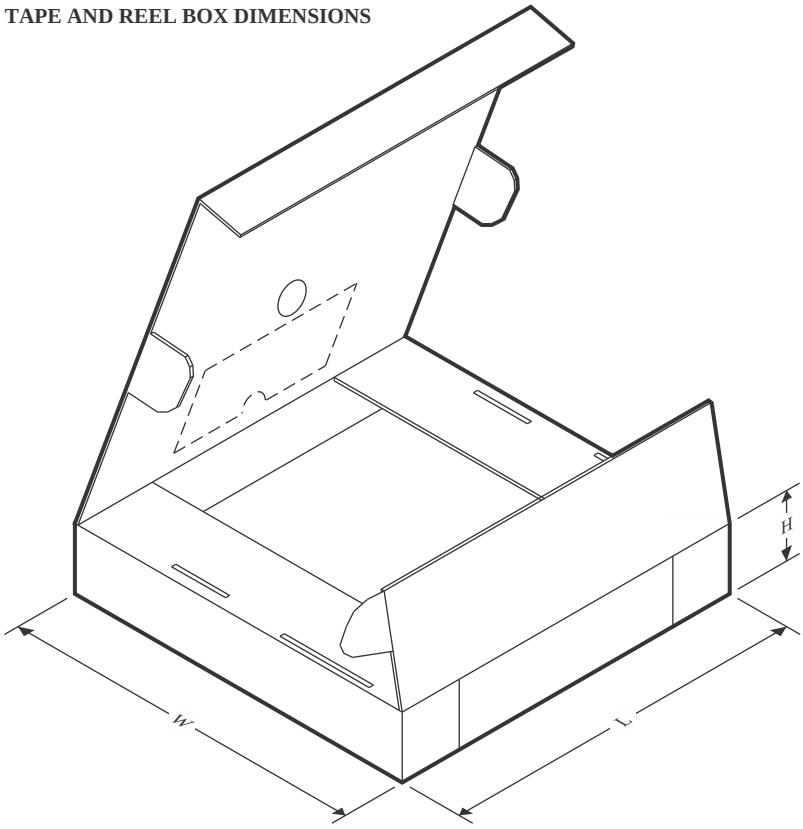
**QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE**




*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 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM70840RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 330.0 | 16.4 | 6.3 | 6.3 | 1.1 | 12.0 | 16.0 | Q2 |
| LM70860RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 330.0 | 16.4 | 6.3 | 6.3 | 1.1 | 12.0 | 16.0 | Q2 |
| LM70880RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 330.0 | 16.4 | 6.3 | 6.3 | 1.1 | 12.0 | 16.0 | Q2 |

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS




*All dimensions are nominal

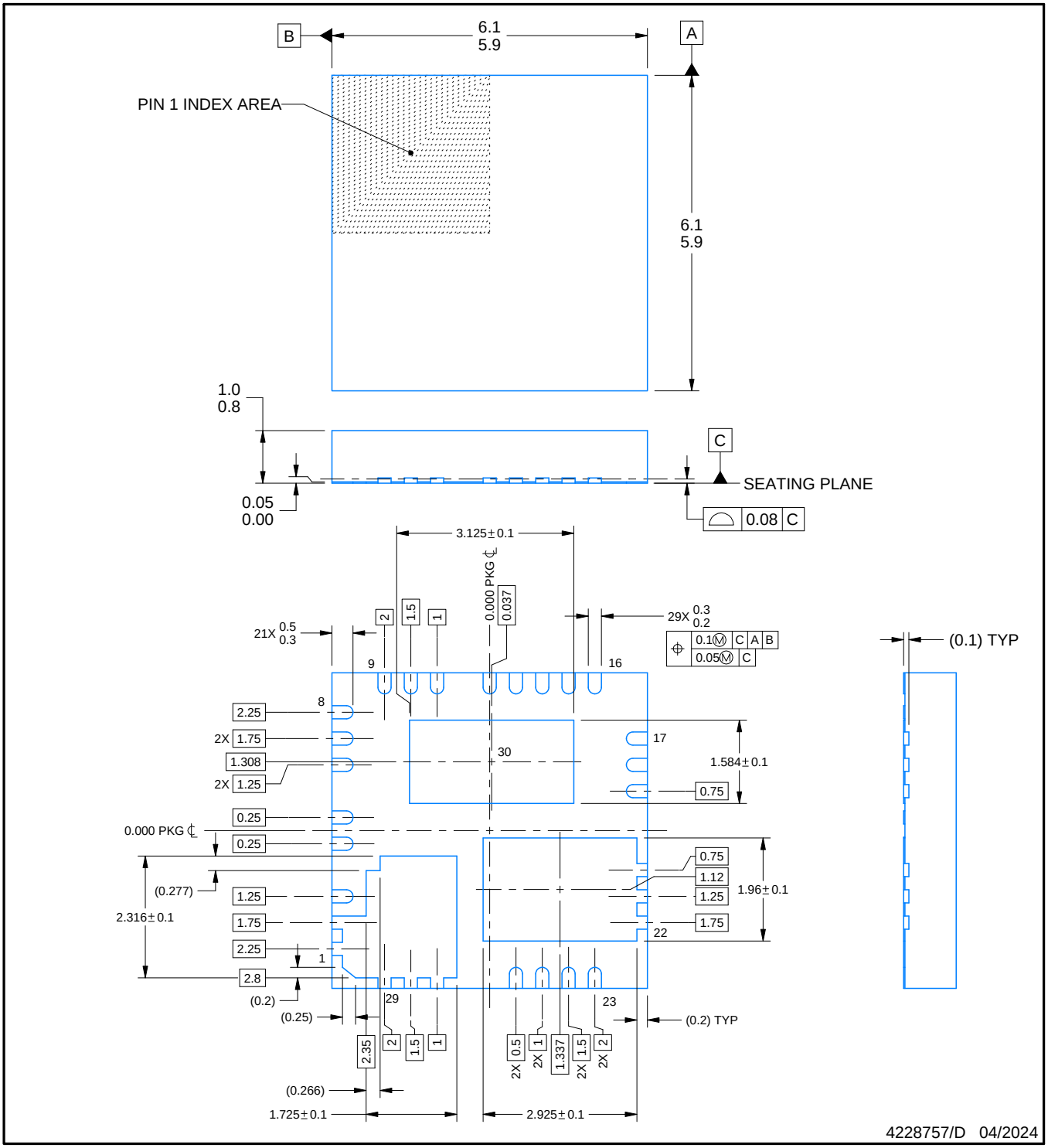
| Device | Package Type | Package Drawing | Pins | SPQ | Length (mm) | Width (mm) | Height (mm) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LM70840RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 367.0 | 367.0 | 38.0 |
| LM70860RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 367.0 | 367.0 | 38.0 |
| LM70880RRXR | VQFN | RRX | 29 | 3000 | 367.0 | 367.0 | 38.0 |

# PACKAGE OUTLINE

## RRX0029B

## VQFN - 1.0 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD




NOTES:

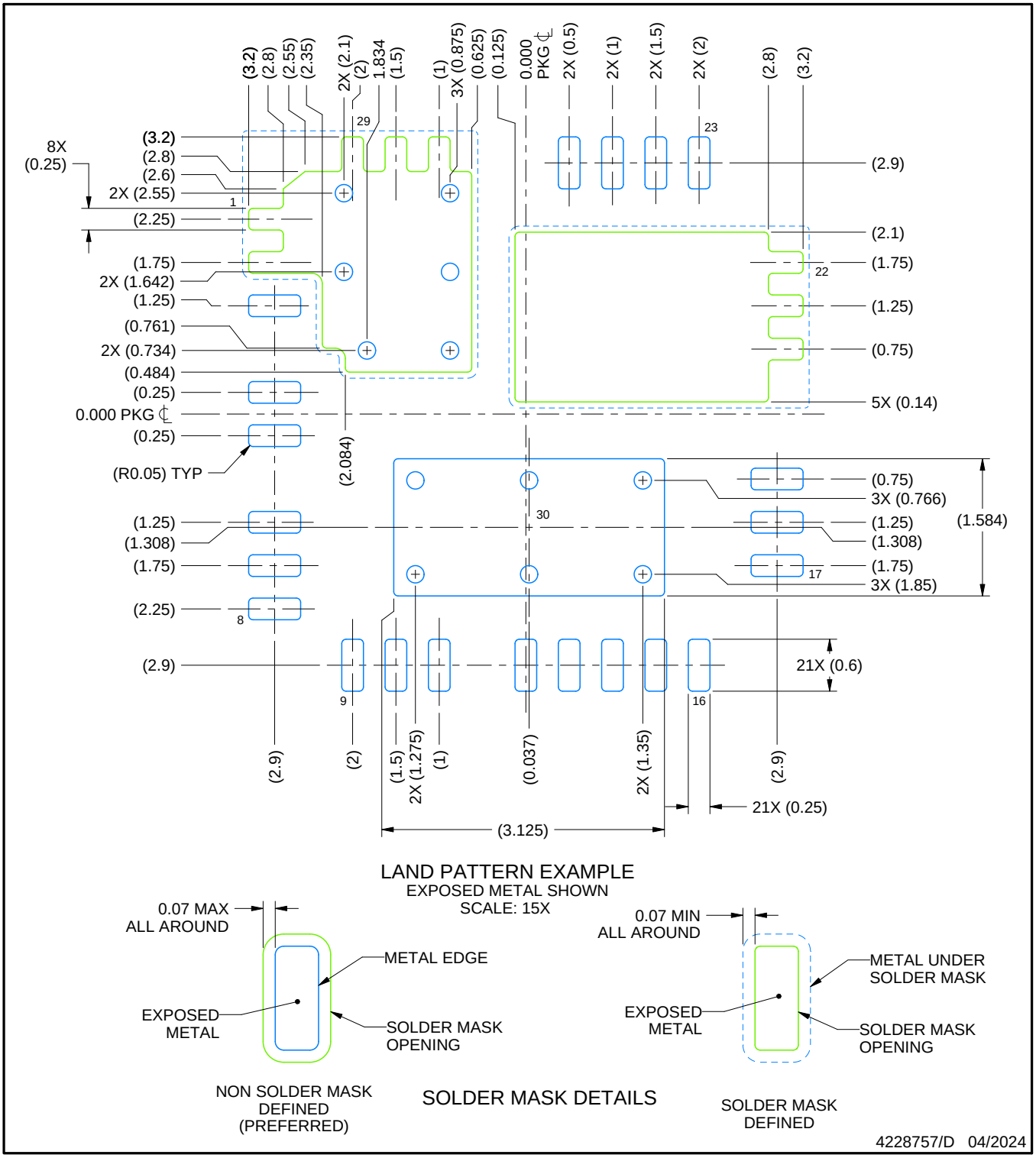
1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.

# EXAMPLE BOARD LAYOUT

## RRX0029B

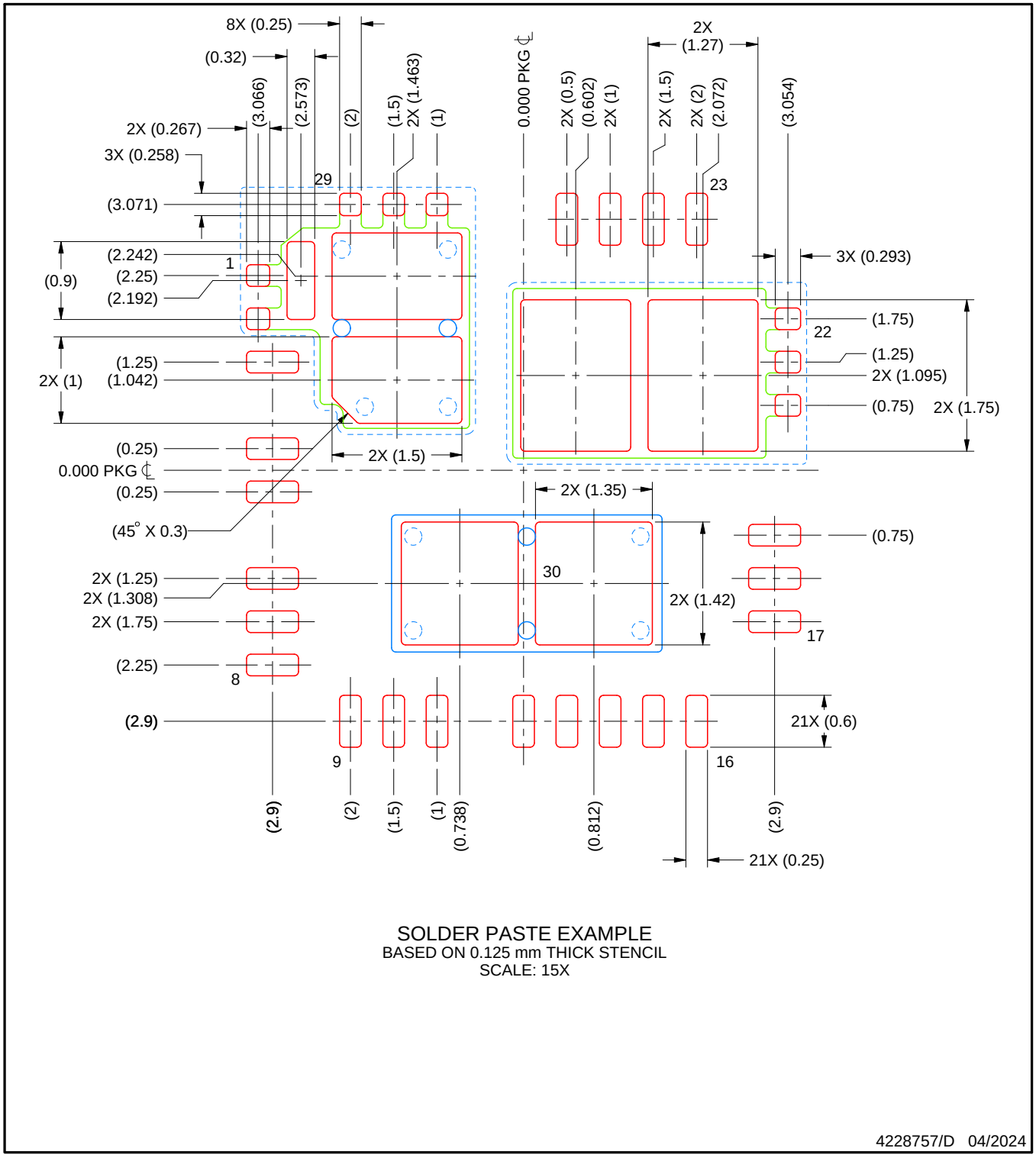
### VQFN - 1.0 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD




NOTES: (continued)

4. This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 (www.ti.com/lit/slua271).
5. 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.




SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 mm THICK STENCIL
SCALE: 15X

4228757/D 04/2024

NOTES: (continued)

6. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.

# 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 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月