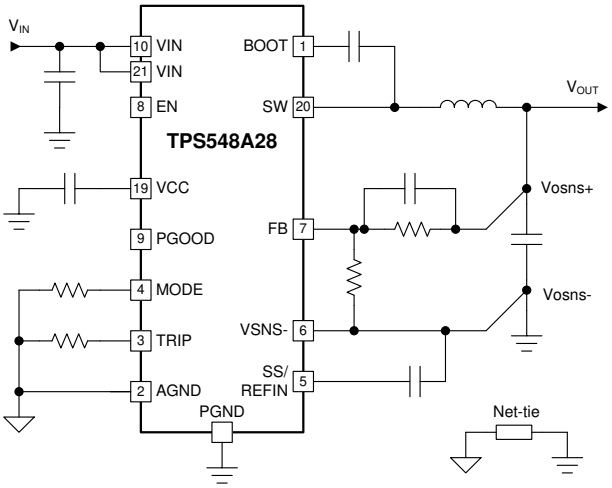
具有遥感、3V 内部 LDO 和断续电流限制功能的 TPS548A28 2.7V 至 16V 输入、15A 同步降压转换器

1 特性

- 输入范围为 4V 至 16V，电流高达 15A，无外部偏压
- 输入范围为 3V 至 16V，电流高达 12A，无外部偏压
- 输入范围为 2.7V 至 16V 时，电流高达 15A，外部偏压范围为 3.13V 至 5.3V
- 输出电压范围：0.6V 至 5.5V
- 集成式 10.2mΩ 和 3.1mΩ MOSFET
- D-CAP3™，可提供超快负载阶跃响应
- 支持所有陶瓷输出电容器
- 在 –40°C 至 +125°C 结温下实现差分遥感，V_{REF} 为 0.6V ±1%
- 自动跳跃 Eco-mode™ 可实现高轻负载效率
- 通过 R_{TRIP} 实现可编程电流限制
- 引脚可选开关频率：600kHz、800kHz、1MHz
- 可编程软启动时间
- 外部基准输入，用于跟踪
- 预偏置启动功能
- 开漏电源正常状态输出
- 在发生 OC 和 UV 故障时进入断续模式，在发生 OV 故障时进入闭锁模式
- 4mm × 3mm 21 引脚 QFN 封装
- 引脚与 12A *TPS54JA20* 兼容
- 完全符合 RoHS 标准，无需豁免



简化版原理图

2 应用

- 机架式服务器和刀片式服务器
- 硬件加速器和插件卡
- 数据中心交换机
- 工业 PC

3 说明

TPS548A28 器件是一款具有自适应导通时间 D-CAP3 控制模式的高效率、小尺寸同步降压转换器。该器件不需要外部补偿，因此易于使用并且仅需要很少的外部元件。该器件非常适合空间受限的数据中心应用。

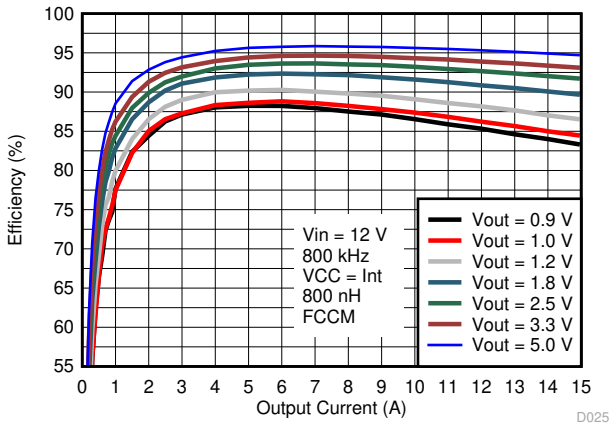
TPS548A28 器件具有差分遥感功能和高性能集成 MOSFET，在整个工作结温范围具有高精度 (±1%) 0.6V 电压基准。该器件具有快速负载瞬态响应、精确负载调节和线路调节、跳跃模式或 FCCM 运行以及可编程软启动功能。

TPS548A28 是一款无铅器件，完全符合 RoHS 标准，无需豁免。

器件信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸（标称值）
TPS548A28	VQFN-HR (21)	4.00mm × 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。



效率图

本文档旨在为方便起见，提供有关 TI 产品中文版本的信息，以确认产品的概要。有关适用的官方英文版本的最新信息，请访问 www.ti.com，其内容始终优先。TI 不保证翻译的准确性和有效性。在实际设计之前，请务必参考最新版本的英文版本。

内容

1 特性.....1
2 应用.....1
3 说明.....1
4 修订历史记录.....2
5 引脚配置和功能.....3
6 规格.....5
6.1 绝对最大额定值.....5
6.2 ESD 等级.....5
6.3 建议运行条件.....5
6.4 热性能信息.....6
6.5 电气特性.....6
6.6 典型特征.....9
7 详细说明.....12
7.1 概述.....12
7.2 功能方框图.....12
7.3 特性说明.....13
7.4 器件功能模式.....20
8 应用和实现.....24
8.1 应用信息.....24
8.2 典型应用.....24
9 电源相关建议.....36
10 布局.....37
10.1 布局指南.....37
10.2 布局示例.....38
11 器件和文档支持.....39
11.1 文档支持.....39
11.2 接收文档更新通知.....39
11.3 支持资源.....39
11.4 商标.....39
11.5 Electrostatic Discharge Caution.....39
11.6 术语表.....39
12 机械、封装和可订购信息.....40

4 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

Changes from Revision C (June 2020) to Revision D (July 2021)	Page
• 更正了整个文档中的拼写和语法错误	1
• 添加了指向应用的链接	1
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式	1
• VIN-SW：瞬态值从 10ns 更改为 20ns，最小值从 -1.5V 更改为 -4V	5
• VIN-PGND：瞬态值从 10ns 更改为 20ns	5
• 更新了开关频率最小值和最大值	6
• 更正了 图 6-10	9
• 阐明了器件如何进入故障状态以及如何清除故障	19
• 修复了方程式 10 至方程式 17 的交叉参考并更正了公式错误	26
• 在段落中添加了 R_{TRIP} 值	26
• 将文本中的典型谷值电流从 16.8A 更新为 13.66A 以匹配方程式 14	26
• 添加了“进行四舍五入后使用 15A 的谷值电流限制。”	26
• 更新了“开关频率与输出电压间的关系”图	30

Changes from Revision B (June 2020) to Revision C (June 2020)	Page
• 删除了冗余的 LDO 规格	6

Changes from Revision A (March 2020) to Revision B (June 2020)	Page
• 将销售状态从“预告信息”更改为“初始发行版”	1

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

5 引脚配置和功能

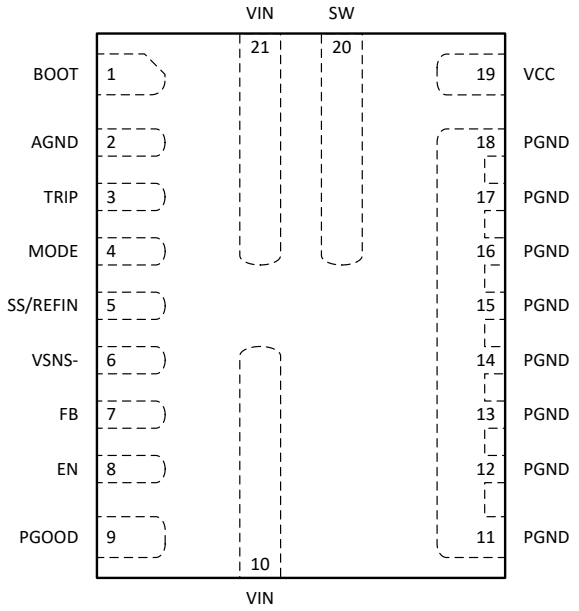


图 5-1. RWW 封装 21 引脚 VQFN-HR 顶视图

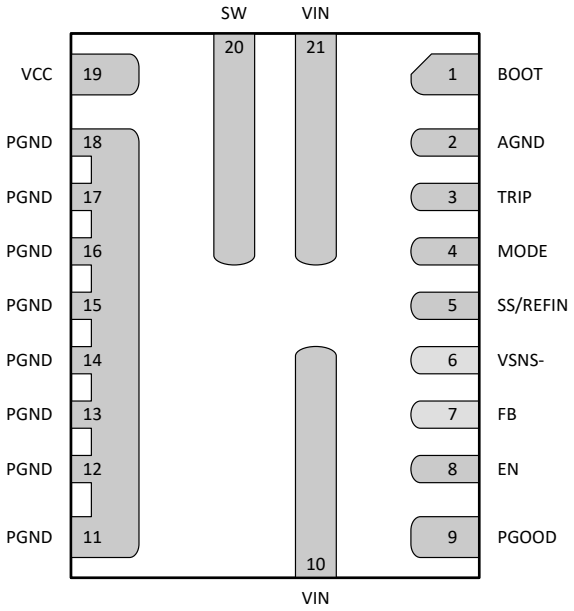


图 5-2. RWW 封装 21 引脚 VQFN-HR 底视图

表 5-1. 引脚功能

编号	名称	I/O(1)	说明
1	BOOT	I/O	高侧栅极驱动器（升压端子）的电源轨。从该引脚到 SW 节点之间连接自举电容器。
2	AGND	G	接地引脚，内部控制电路的基准点
3	TRIP	I/O	电流限制设置引脚。将一个电阻连接到 AGND 即可设置电流限制跳变点。强烈建议使用容差为 ±1% 的电阻。有关 OCL 设置的详细信息，请参阅 *节 7.3.9*。
4	MODE	I	MODE 引脚可设置强制连续导通模式 (FCCM) 或跳跃模式的工作模式。它还通过在 MODE 引脚和 AGND 引脚之间连接一个电阻来选择工作频率。建议使用容差为 ±1% 的电阻。详细信息，请参阅表 7-1。
5	SS/REFIN	I/O	双功能引脚。软启动功能：将电容器连接到 VSNS – 引脚可对软启动时间进行编程。最短软启动时间 (1.5ms) 在内部是固定的。为避免在软启动电容器充电期间发生过冲，该引脚需要一个最小值为 1nF 的电容器。 REFIN 功能：该器件始终将这个 SS/REFIN 引脚上的电压作为控制环路的基准。内部基准电压可由该引脚上的外部直流电压源覆盖以用于跟踪应用。
6	VSNS –	I	用于远程电压检测配置的回路连接。它还用作内部基准的接地端。对于单端检测配置，短接至 AGND。
7	FB	I	输出电压反馈输入。从 V_{OUT} 到 VSNS –（抽头至 FB 引脚）的电阻分压器可设置输出电压。
8	EN	I	启用引脚。使能引脚可开启或关闭直流/直流开关转换器。在启动前将 EN 引脚悬空会禁用转换器。EN 引脚的建议运行条件为最大 5.5V。*请勿* 将 EN 引脚直接连接到 VIN 引脚。
9	PGOOD	O	开漏电源正常状态信号。当 FB 电压超出指定限值时，PGOOD 在 2µs 延迟后变为低电平。
10、21	VIN	P	集成功率 MOSFET 对和内部 LDO 的电源输入引脚。应将 VIN 引脚和 PGND 引脚之间的去耦输入电容器尽可能靠近放置。
11、12、13、14、15、16、17、18	PGND	G	内部低侧 MOSFET 的电源接地端。至少需要将六个 PGND 过孔尽可能靠近 PGND 引脚放置。这样可以更大限度减小寄生阻抗并降低热阻。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

表 5-1. 引脚功能 (continued)

编号	名称	I/O(1)	说明
19	VCC	I/O	内部 3V LDO 输出。可将 3.3V 或更高电压的外部偏置连接到该引脚以减少内部 LDO 上的功率损耗。该引脚上的电压源为内部电路和栅极驱动器供电。从 VCC 引脚到 PGND 引脚之间需要一个额定电压至少为 6.3V 的 2.2μF 陶瓷电容器作为去耦电容器，并且需要尽可能靠近放置。
20	SW	O	电源转换器的输出开关端子。将该引脚连接到输出电感器。

(1) I = 输入，O = 输出，P = 电源，G = 接地

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

6 规格

6.1 绝对最大额定值

在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	–0.3	18	V
引脚电压	VIN – SW，直流	–0.3	18	V
引脚电压	VIN – SW，瞬态值 < 20ns	-4	25	V
引脚电压	SW – PGND，直流	–0.3	18	V
引脚电压	SW – PGND，瞬态值 < 20ns	-5	21.5	V
引脚电压	BOOT – PGND	-0.3	24	V
引脚电压	BOOT – SW	–0.3	6	V
引脚电压	VCC	–0.3	6	V
引脚电压	EN、PGOOD	–0.3	6	V
引脚电压	MODE	–0.3	6	V
引脚电压	TRIP、SS/REFIN、FB	-0.3	3	V
引脚电压	VSNS –	–0.3	0.3	V
灌电流	电源正常灌电流能力		10	mA
工作结温，T_J		-40	150	°C
贮存温度，T_{stg}		-55	150	°C

(1) 应力超出*绝对最大额定值*下所列的值可能会对器件造成永久损坏。这些列出的值仅仅是应力额定值，这并不表示器件在这些条件下以及在*建议运行条件*以外的任何其他条件下能够正常运行。长时间处于绝对最大额定条件下可能会影响器件的可靠性。

6.2 ESD 等级

			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 JEDEC 规范 JESD22-C101(2)	±500	

(1) JEDEC 文件 JEP155 指出：500V HBM 可实现在标准 ESD 控制流程下安全生产。
(2) JEDEC 文件 JEP157 指出：250V CDM 可实现在标准 ESD 控制流程下安全生产。

6.3 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}	VCC 引脚由有效的外部偏置供电时的输入电压范围	2.7		16	V
V_{IN}	使用内部 VCC LDO 时的输入电压范围	3.0		16	V
V_{IN}	使用内部 VCC LDO 时启用转换器之前的最小 VIN	3.0			V
V_{OUT}	输出电压范围	0.6		5.5	V
引脚电压	外部 VCC 偏置	3.13		5.3	V
引脚电压	BOOT 至 SW	-0.1		5.3	V
引脚电压	EN、PGOOD	–0.1		5.5	V
引脚电压	MODE	-0.1		VCC	V
引脚电压	TRIP、SS/REFIN、FB	-0.1		1.5	V
引脚电压	VSNS –（请参阅 AGND）	-50		50	mV
I_{PG}	电源正常输入电流能力	0		10	mA
IL_{PEAK}	最大峰值电感器电流			25	A
	最小 R_{TRIP}			4.0	kΩ
T_J	工作结温	-40		125	°C

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

6.4 热性能信息

热指标(1)		TPS548A28		单位
		RWW（QFN，JEDEC）	RWW（QFN，TI EVM）	
		21 引脚	21 引脚	
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	49.5	26.6	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	18.2	不适用 (2)	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	11.2	不适用 (2)	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.6	0.5	°C/W
ψ_{JB}	结至电路板特征参数	11.2	9.2	°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*应用报告。
(2) 不适用于 EVM 布局。

6.5 电气特性

T_J = –40°C 至 +125°C，VCC = 3V（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						
$I_{Q(VIN)}$	VIN 静态电流	V_{IN} = 12V，V_{EN} = 2V，V_{FB} = V_{INTREF} + 50mV（非开关），VCC 引脚上无外部偏置		680	850	μA
$I_{SD(VIN)}$	VIN 关断电源电流	V_{IN} = 12V，V_{EN} = 0V，VCC 引脚上无外部偏置		9.5	20	μA
$I_{Q(VCC)}$	VCC 静态电流	T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{EN} = 2V，V_{FB} = V_{INTREF} + 50mV（非开关），VCC 引脚上具有 3.3V 外部偏置		680	820	μA
I_{VCC}	VCC 外部偏置电流 (1)	VCC 引脚上具有 3.3V 外部偏置，常规开关。T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{EN} = 2V，R_{MODE} = 0Ω 至 AGND		7		mA
		VCC 引脚上具有 3.3V 外部偏置，常规开关。T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{EN} = 2V，R_{MODE} = 30.1kΩ 至 AGND		9.5		mA
		VCC 引脚上具有 3.3V 外部偏置，常规开关。T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{EN} = 2V，R_{MODE} = 60.4kΩ 至 AGND		11.5		mA
$I_{SD(VCC)}$	VCC 关断电流	V_{EN} = 0V，V_{IN}= 0V，VCC 引脚上具有 3.3V 外部偏置		40	60	μA
UVLO						
$VIN_{UVLO(R)}$	VIN UVLO 上升阈值	VIN 上升，VCC = 3.3V 外部偏置	2.1	2.4	2.7	V
$VIN_{UVLO(F)}$	VIN UVLO 下降阈值	VIN 下降，VCC = 3.3V 外部偏置	1.55	1.85	2.15	V
ENABLE						
$V_{EN(R)}$	EN 电压上升阈值	EN 上升，启用开关	1.17	1.22	1.27	V
$V_{EN(F)}$	EN 电压下降阈值	EN 下降，禁用开关	0.97	1.02	1.07	V
$V_{EN(H)}$	EN 电压迟滞			0.2		V
$I_{EN(LKG)}$	EN 输入漏电流	V_{EN} = 3.3 V		0.5	5	μA
	EN 内部下拉电阻	EN 引脚至 AGND		6500		kΩ
内部 LDO（VCC 引脚）						
	内部 LDO 输出电压	V_{IN} = 12V，$I_{LOAD(VCC)}$ = 2mA	2.90	3.02	3.12	V
$VCC_{UVLO(R)}$	VCC UVLO 上升阈值	VCC 上升	2.80	2.87	2.94	V
$VCC_{UVLO(F)}$	VCC UVLO 下降阈值	VCC 下降	2.62	2.70	2.77	
$VCC_{UVLO(H)}$	VCC UVLO 迟滞			0.17		V
	VCC LDO 压降电压	T_J = 25°C，V_{IN} = 3.0V，I_{VCC_LOAD} = 2mA，非开关			27	mV
	VCC LDO 短路电流限制	V_{IN} = 12V，所有温度	52	105	158	mA
基准电压						
V_{INTREF}	内部电压基准	T_J = 25°C		600		mV

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

T_J = –40°C 至 +125°C，VCC = 3V（除非另有说明）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
	内部电压基准范围	T_J = 0°C 至 85°C	597		603	mV
	内部电压基准范围	T_J = –40°C 至 125°C	594		606	mV
$I_{FB(LKG)}$	流入 FB 引脚的输入漏电流	V_{FB} = V_{INTREF}		1	40	nA
	SS/REFIN 至 FB 精度	T_J = -40°C 至 125°C，$V_{SS/REFIN}$ = 0.6V，VSNS- = AGND，请参阅 V_{INTREF}	–0.6%		0.6%	
开关频率						
f_{SW}	SW 开关频率，FCCM 工作模式	T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 1.2V，无负载，R_{MODE} = 0Ω 至 AGND	0.54	0.62	0.70	MHz
		T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 1.2V，无负载，R_{MODE} = 30.1kΩ 至 AGND	0.72	0.8	0.88	
		T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 1.2V，无负载，R_{MODE} = 60.4kΩ 至 AGND	0.82	0.97	1.1	
STARTUP						
	EN 至第一个开关延迟，内部 LDO	在内部 LDO 配置中，从 EN 变为高电平到第一个 SW 上升沿的延迟。C_{VCC} = 2.2μF。$C_{SS/REFIN}$ = 220nF。		0.93	2	ms
	EN 至第一个开关延迟，外部 VCC 偏置	在外部 VCC 偏置配置中，从 EN 变为高电平到第一个 SW 上升沿的延迟。VCC 偏置应在 EN 斜升之前达到调节值。$C_{SS/REFIN}$ = 220nF。		550	900	μs
t_{SS}	内部固定软启动时间	V_O 从 0V 上升到最终设定点的 95%，$C_{SS/REFIN}$ = 1nF	1	1.5		ms
	SS/REFIN 拉电流	$V_{SS/REFIN}$ = 0V		36		μA
	SS/REFIN 灌电流	$V_{SS/REFIN}$ = 1V		12		μA
功率级						
$R_{DSON(HS)}$	高侧 MOSFET 导通电阻	T_J = 25°C，BOOT – SW = 3V		10.2		mΩ
$R_{DSON(LS)}$	低侧 MOSFET 导通电阻	T_J = 25°C，VCC = 3V		3.1		mΩ
$t_{ON(min)}$	最短导通时间	T_J = 25°C，VCC = 内部 LDO		70	85	ns
$t_{OFF(min)}$	最短关断时间	T_J = 25°C，VCC = 内部 LDO，I_O = 1.5A，V_{FB} = V_{INTREF} – 20mV，SW 下降沿至上升沿			220	ns
升压电路						
$I_{BOOT(LKG)}$	BOOT 漏电流	T_J = 25°C，$V_{BOOT-SW}$ = 3.3V		35	50	μA
$V_{BOOT-SW(UV_F)}$	BOOT-SW UVLO 下降阈值	T_J = 25°C，V_{IN} = 12V，$V_{BOOT-SW}$ 下降		2.0		V
过流保护						
R_{TRIP}	TRIP 引脚电阻范围		4.0		14.7	kΩ
	电流限制钳位	LS FET 上的谷值电流，0Ω ≤ R_{TRIP} ≤ 3.32kΩ	15.1	18.4	21.4	A
K_{OCL}	用于 R_{TRIP} 公式的恒定 K_{OCL}			60000		A × Ω
K_{OCL}	恒定 K_{OCL} 容差	4.02kΩ ≤ R_{TRIP} ≤ 7.5kΩ	-15%		18.8%	
K_{OCL}	恒定 K_{OCL} 容差	R_{TRIP} = 10kΩ	–27%		27%	
I_{NOCL}	负电流限制阈值	所有 VIN	–12	-10	–8	A
I_{ZC}	过零检测电流阈值，开环	V_{IN} = 12V，VCC = 内部 LDO		400		mA
输出 OVP 和 UVP						
V_{OVP}	输出过压保护 (OVP) 阈值电压		113%	116%	119%	
$t_{OVP(delay)}$	输出 OVP 响应延迟	具有 100mV 过驱		400		ns
V_{UVP}	输出欠压保护 (UVP) 阈值电压		77%	80%	83%	
$t_{UVP(delay)}$	输出 UVP 滤波器延迟			68		μs
电源正常						
V_{PGTH}	PGOOD 阈值	FB 上升，PGOOD 从低电平到高电平	89%	92.5%	95%	
		FB 上升，PGOOD 从高电平到低电平	113%	116%	119%	
		FB 下降，PGOOD 从高电平到低电平	77%	80%	83%	

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

T_J = –40°C 至 +125°C，VCC = 3V（除非另有说明）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
	OOB（越界）阈值	FB 上升，PGOOD 保持高电平	103%	105.5%	108%	
I_{PG}	PGOOD 灌电流	V_{PGOOD} = 0.4V，V_{IN} = 12V，VCC = 内部 LDO			10	mA
$V_{PG(low)}$	PGOOD 低电平输出电压	I_{PGOOD} = 5.5mA，V_{IN} = 12V，VCC = 内部 LDO			400	mV
$t_{PGDLY(R)}$	PGOOD 从低电平到高电平的延迟	仅在启动期间		1.06	1.40	ms
$t_{PGDLY(F)}$	PGOOD 从高电平到低电平的延迟			0.5	5	µs
$I_{PG(LKG)}$	PGOOD 拉至高电平时的漏电流	T_J = 25°C，V_{PGOOD} = 3.3V，V_{FB} = V_{INTREF}			5	µA
	PGOOD 钳位低电平输出电压	V_{IN} = 0V，VCC = 0V，V_{EN} = 0V，PGOOD 通过 100kΩ 电阻上拉至 3.3V		710	850	mV
		V_{IN} = 0V，VCC = 0V，V_{EN} = 0V，PGOOD 通过 10kΩ 电阻上拉至 3.3V		850	1000	mV
	有效 PGOOD 输出所需的最小 VCC	V_{IN} = 0V，V_{EN} = 0V，PGOOD 通过 100kΩ 电阻上拉至 3.3V，V_{PGOOD} ≤ 0.4V			1.5	V
输出放电						
R_{Dischg}	输出放电电阻	V_{IN} = 12V，VCC = 内部 LDO，V_{SW} = 0.5V，禁用电源转换		70		Ω
热关断						
T_{SDN}	热关断阈值 (1)	温度上升	150	165		°C
T_{HYST}	热关断迟滞 (1)			30		℃

(1) 根据设计确定。未经生产测试。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

6.6 典型特征

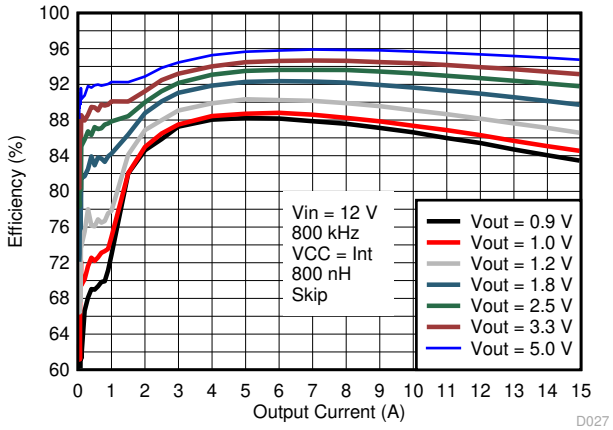


图 6-1. 效率与输出电流间的关系，跳跃模式，内部 VCC LDO

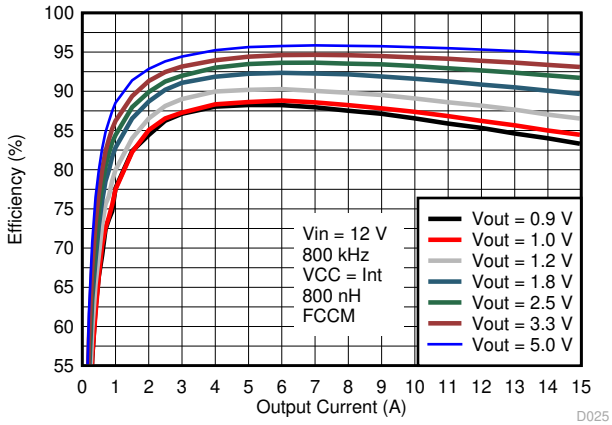


图 6-2. 效率与输出电流间的关系，FCCM，内部 VCC LDO

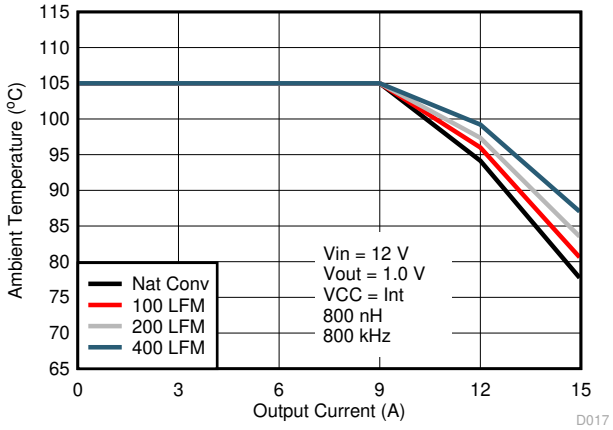


图 6-3. 安全工作区，V_{OUT} = 1.0V

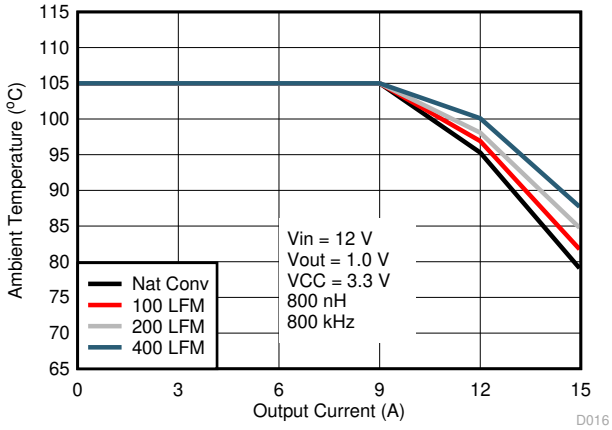


图 6-4. 安全工作区，V_{OUT} = 1.0V

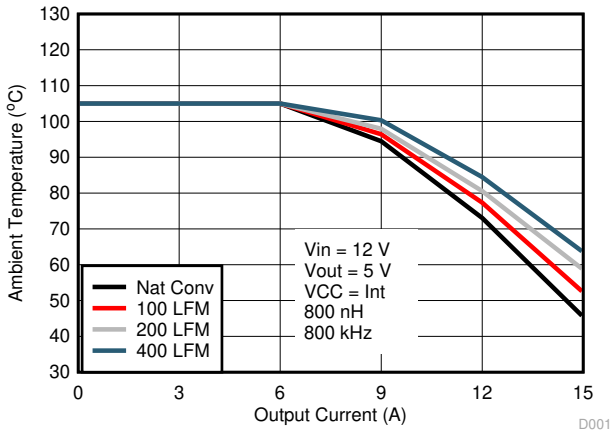


图 6-5. 安全工作区，V_{OUT} = 5V

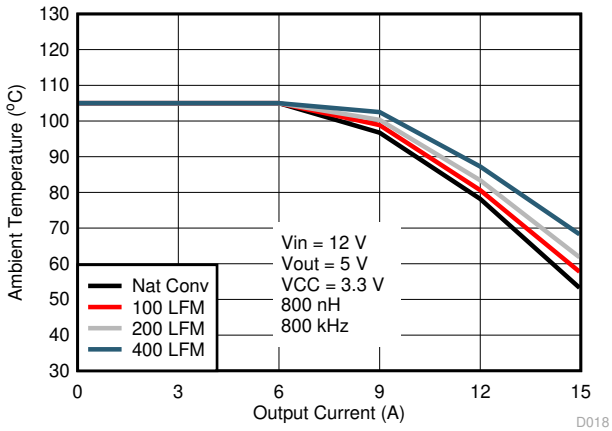


图 6-6. 安全工作区，V_{OUT} = 5V

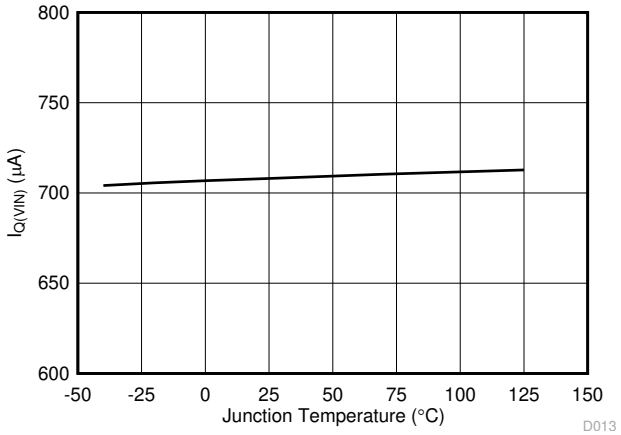
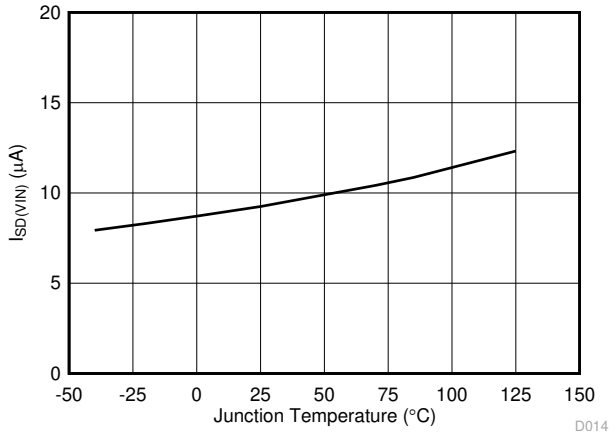
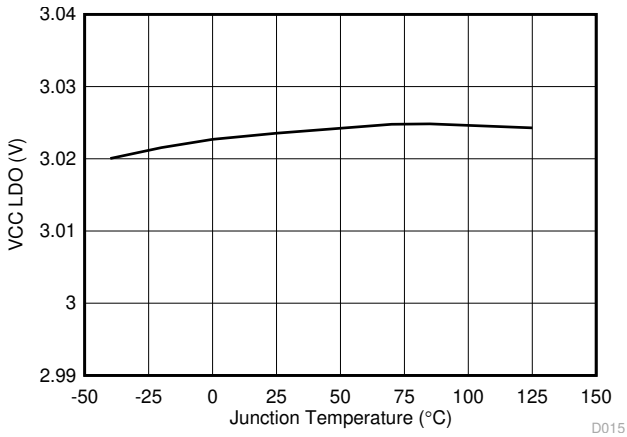


图 6-7. $I_{Q(VIN)}$ 与结温间的关系



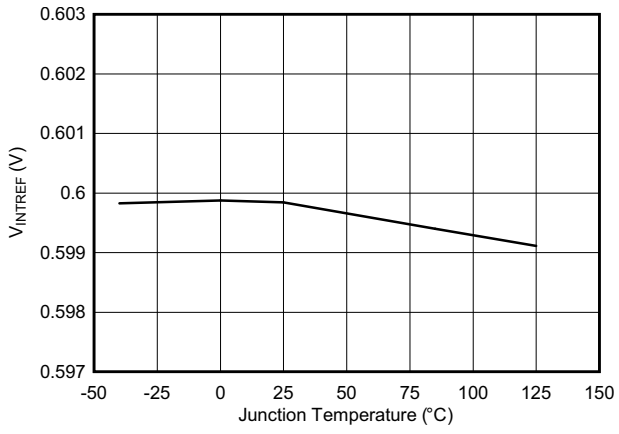
V_{IN} = 12V V_{EN} = 0V 内部 VCC LDO

图 6-8. $I_{SD(VIN)}$ 与结温间的关系



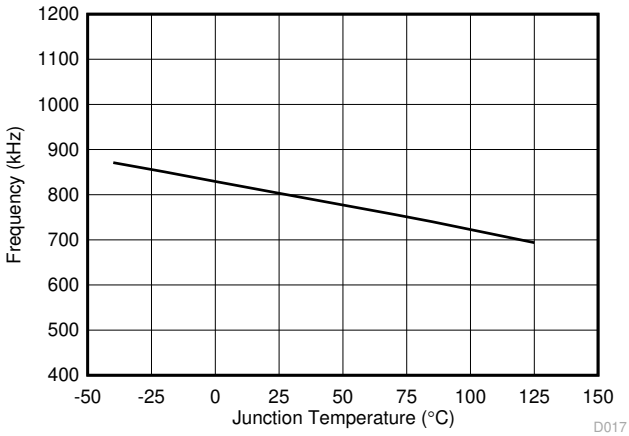
V_{IN} = 12V I_{VCC} = 2 mA

图 6-9. VCC LDO 与结温间的关系



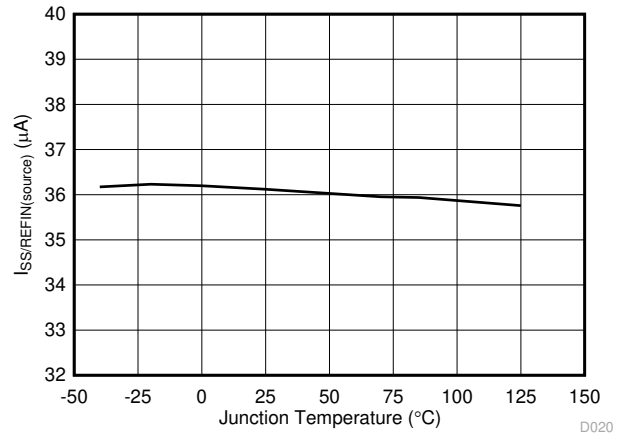
V_{IN} = 12V

图 6-10. V_{INTREF} 与结温间的关系



V_{IN} = 12V

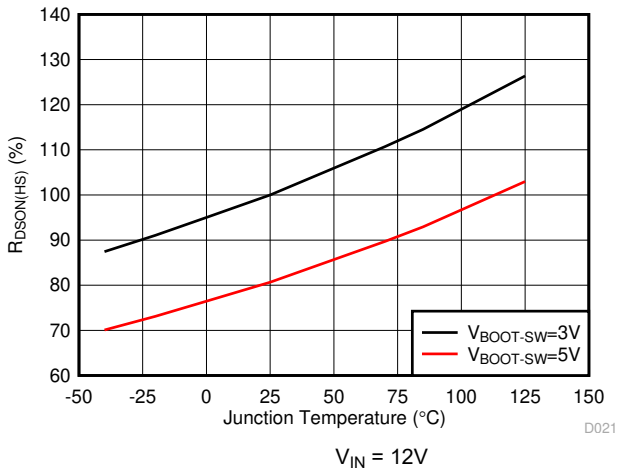
图 6-11. 开关频率与结温的关系



V_{IN} = 12V

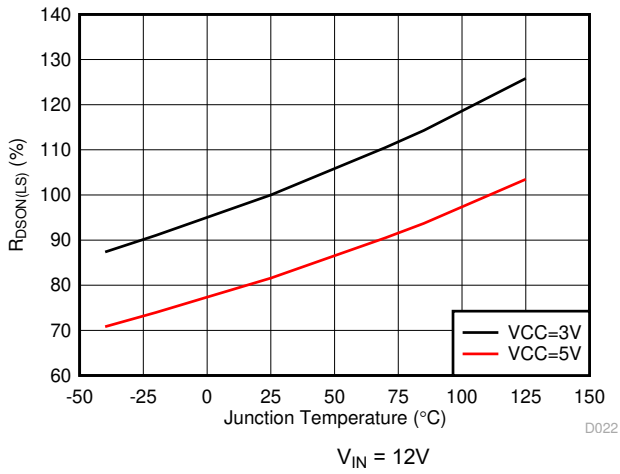
图 6-12. $I_{SS(source)}$ 与结温间的关系

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated



V_{IN} = 12V

图 6-13. $R_{DSON(HS)}$ 与结温间的关系



V_{IN} = 12V

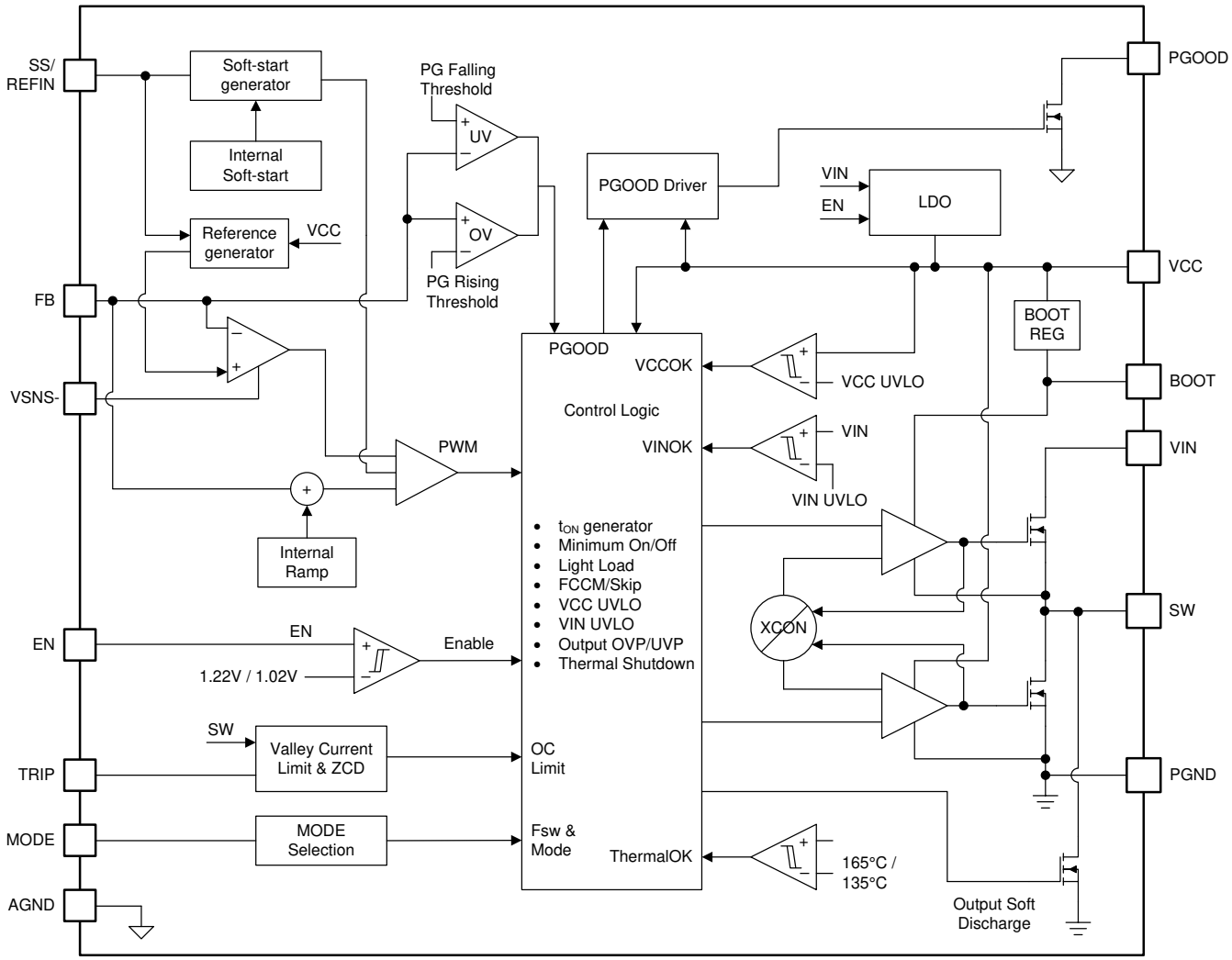
图 6-14. $R_{DSON(LS)}$ 与结温间的关系

7 详细说明

7.1 概述

TPS548A28 器件是一款高效的单通道小型同步降压转换器。该器件适用于服务器、存储和类似计算应用中输出电流为 15A 或更低的低输出电压负载点应用。TPS548A28 具有可与自适应接通时间架构结合使用的专有 D-CAP3 模式控制功能。这种组合以理想的方式构建具有低占空比和超快速负载阶跃响应的现代直流/直流转换器。输出电压范围为 0.6V 至 5.5V。转换输入电压范围为 2.7V 至 16V，且 VCC 输入电压范围为 3.13V 至 5.3V。D-CAP3 模式使用仿真电流信息来控制调制。该控制方案的一个优势是其不需要外部的相位补偿网络，这使得该器件易于使用，并且所需的外部组件数量较少。该控制方案的另一个优势是其支持采用所有低 ESR 输出电容器（如陶瓷电容器和低 ESR 聚合物电容器）实现稳定运行。自适应导通时间控制功能可在宽输入和输出电压范围内跟踪预设开关频率，同时可在负载阶跃瞬态期间根据需要增大开关频率。

7.2 功能方框图



Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

7.3 特性说明

7.3.1 内部 VCC LDO 以及在 VCC 引脚上使用外部偏置

TPS548A28 的内部 3V LDO 具有来自 VIN 的输入和到达 VCC 的输出。当 EN 电压上升至高于使能阈值（通常为 1.22V）时，内部 LDO 将被启用并开始调节 VCC 引脚上的输出电压。VCC 电压为内部模拟电路提供偏置电压，还为栅极驱动器提供电源电压。

需要使用额定电压至少为 6.3V 的 2.2 µF 陶瓷电容器将 VCC 引脚旁路掉。高于内部 LDO 输出电压的外部偏置可以覆盖内部 LDO。这样可以提高转换器的效率，因为 VCC 电流现在从这个外部偏置而不是从内部线性稳压器流出。

VCC UVLO 电路会监测 VCC 引脚电压，并在 VCC 低于 VCC UVLO 下降阈值时禁用整个转换器。为了使该器件平稳运行，需要 VCC 电压保持稳定和纯净。

以下是在 VCC 引脚上使用外部偏置时的注意事项：

- 如果能够足够早在 VCC 引脚上施加外部偏置（例如在 EN 信号进入之前），内部 LDO 将始终被强制关闭，并且内部模拟电路将在其电源使能端具有稳定的电源轨。
- （不建议）如果在 VCC 引脚上延迟施加外部偏置（例如在 EN 信号进入之后），只要在 VCC 引脚上没有拉出过大电流，便可以应用任何上电和断电时序。务必要了解 VCC 引脚上有一条外部放电路径可以从 VCC 引脚上拉出高于内部 LDO 电流限值的电流，并可能关闭 VCC LDO，从而关闭转换器输出。
- 一种良好的上电序列是 VIN UVLO 上升阈值或 EN 上升阈值的至少其中之一晚于 VCC UVLO 上升阈值得到满足。例如，一种实际的上电序列为：首先施加 VIN，然后施加外部偏置，然后 EN 信号变为高电平。

7.3.2 启用

当 EN 引脚电压上升至高于使能阈值电压（通常为 1.22V）且 V_{IN} 上升至高于 VIN UVLO 上升阈值时，该器件进入其内部上电序列。*电气特性* 的“启动”一节中指定了 EN 至第一个开关延迟。

使用内部 VCC LDO 时，内部上电序列包括三个顺序步骤。在第一个周期内，VCC 旁路电容器上的 VCC 电压由 11mA 电流源充电。此 VCC LDO 启动时间的长度随 VCC 引脚上的电容而变化。但是，如果 V_{IN} 电压斜升非常缓慢，则 VCC LDO 输出电压将受 V_{IN} 电压电平限制，因此 VCC LDO 启动时间可能会延长。由于 VCC LDO 启动时间相对较长，因此内部 V_{INTREF} 在这段时间内会累积并完成。一旦 VCC 电压超过 VCC UVLO 上升阈值（通常为 2.87V），该器件便会进入第二步，即上电延迟。MODE 引脚设置检测、SS/REFIN 引脚检测和控制环路初始化均在这 285 µs 的延迟时间内完成。当 285 µs 的上电延迟结束时，软启动斜坡开始。在软启动斜坡功率级期间，仅当 SS/REFIN 引脚电压达到 50mV 后才会发生开关。因此引入了 SS 延迟，该延迟随 SS/REFIN 引脚上的外部电容而变化。

在图 7-1 所示的示例中，VIN UVLO 上升阈值早于 EN 上升阈值得到满足。在这种情况下，VCC UVLO 上升阈值成为启动内部上电序列的门控信号，而 VIN 和 EN 之间的序列无关紧要。

在 VCC 引脚上使用外部偏置时，内部上电序列仍包括三个顺序步骤。由于 VCC 电压已经累积，因此第一个周期要短得多。还有一个 100µs 的周期让内部基准启动并达到调节点。在这个 100µs 的周期中，相关基准不仅包括 0.6V 的 V_{INTREF}，还包括用于各种功能的所有其他基准电压。然后，该器件进入第二步，即上电延迟。MODE 引脚设置检测、SS/REFIN 引脚检测和控制环路初始化均在这 285 µs 的延迟时间内完成。当 285 µs 的上电延迟结束时，软启动斜坡开始。在软启动斜坡功率级期间，仅当 SS/REFIN 引脚电压达到 50mV 后才会发生开关。因此引入了 SS 延迟，该延迟随 SS/REFIN 引脚上的外部电容而变化。

在图 7-2 所示的示例中，VIN UVLO 上升阈值和 EN 上升阈值均晚于 VCC UVLO 上升阈值得到满足。在这种情况下，VIN UVLO 上升阈值或 EN 上升阈值（以较晚满足者为准）成为启动内部上电序列的门控信号。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

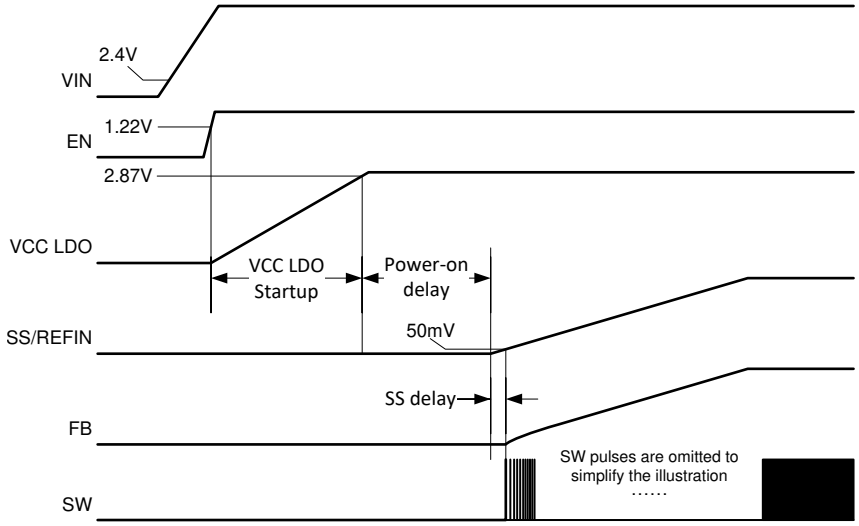


图 7-1. 使用内部 LDO 的内部上电序列

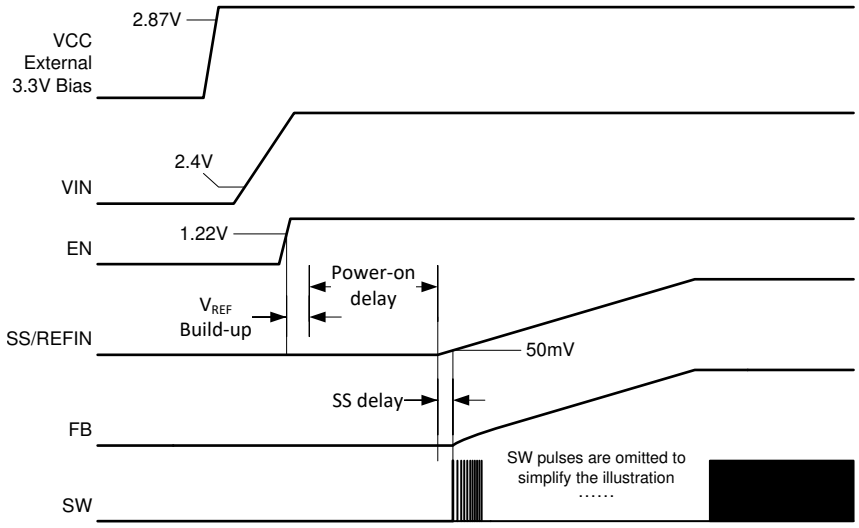


图 7-2. 使用外部偏置的内部上电序列

EN 引脚有一个内部滤波器可避免因小干扰而意外导通或关断。这个 RC 滤波器的时间常数为 5μs。例如，在 EN 引脚上施加一个 3.3V 电压源（这个电压源从 0V 跳至 3.3V 并具有理想上升沿）时，内部 EN 信号将在 5μs 后达到 2.086V，即达到施加的 3.3V 电压电平的 63.2%。

在 EN 引脚和 AGND 引脚之间采用了一个内部下拉电阻。为避免影响 EN 上升/下降阈值，该内部下拉电阻设置为 6.5MΩ。借助该下拉电阻，在启动前使 EN 引脚悬空会使 TPS548A28 器件保持禁用状态。在标称运行期间，当功率级开关操作时，这个大的内部下拉电阻可能没有足够的抗噪能力将 EN 引脚保持在低电平。

EN 引脚的建议运行条件为最大 5.5V。*请勿* 将 EN 引脚直接连接到 VIN 引脚。

7.3.3 输出电压设置

输出电压由分压器电阻 R_{FB_HS} 和 R_{FB_LS} 进行编程。在 FB 引脚和负载的正节点之间连接 R_{FB_HS}，并在 FB 引脚和 VSNS – 引脚之间连接 R_{FB_LS}。建议的 R_{FB_LS} 值为 10kΩ，范围为 1kΩ 至 20kΩ。在确定 R_{FB_HS} 的值时应使用方程式 1。

$$R_{FB_HS} = \frac{V_O - V_{INTREF}}{V_{INTREF}} \times R_{FB_LS} \quad (1)$$

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

FB 精度由两个因素决定。第一个因素是内部 600mV 基准（除非施加外部 V_{REF}，否则会将该基准施加到 SS/REFIN 引脚）的精度。TPS548A28 器件在 0°C 至 85°C 范围内提供 ±0.5% 的 V_{INTREF} 精度，在 -40°C 至 125°C 范围内提供 ±1.0% 的 V_{INTREF} 的精度。第二个因素是 SS/REFIN 至 FB 精度，表示控制环路调节 FB 节点至 SS/REFIN 引脚的精度。TPS548A28 器件在 -40°C 至 125°C 范围内提供 ±0.6% 的 SS/REFIN 至 FB 精度。例如，在 0°C 至 85°C 范围内运行时，总 FB 精度为 ±1.1%，其中考虑了芯片结温的影响以及器件之间的差异。

为了提高整体 V_{OUT} 精度，强烈建议为 FB 分压器使用 ±1% 精度或更佳的电阻。

无论是遥感还是单端检测连接，FB 分压器 R_{FB_HS} 和 R_{FB_LS} 都应尽可能靠近该器件放置。

7.3.3.1 遥感

TPS548A28 器件通过 FB 和 VSNS – 引脚提供遥感功能。遥感功能可补偿 PCB 布线上的潜在压降，从而在稳态运行状态和负载瞬态事件中帮助保持 V_{OUT} 容差。将 FB 分压器电阻连接到远程位置可检测远程位置的输出电压。FB 分压器电阻与远程位置之间的连接应采用一对宽度至少为 12mil 的 PCB 布线，并应在 0.1 µF 或更高的高频旁路电容器上实现开尔文检测。遥感信号的接地连接必须连接到 VSNS – 引脚。遥感信号的 V_{OUT} 连接必须连接到反馈电阻分压器，并让下部反馈电阻 R_{FB_LS} 端接在 VSNS – 引脚上。为了保持稳定的输出电压并更大限度减小纹波，这对遥感线路应远离任何噪声源（例如电感器和 SW 节点）或高频时钟线路。建议用上下两个接地平面屏蔽这对遥感线路。

单端 Vo 检测通常用于本地检测。在该配置中，请将较大的 FB 电阻 R_{FB_HS} 连接到 0.1 µF 或更高的高频本地旁路电容器，并将 VSNS – 短接至 AGND。

建议的 VSNS – 工作范围（请参阅 AGND 引脚）为 –50mV 至 +50mV。

7.3.4 内部固定软启动和外部可调软启动

TPS548A28 实现了一个支持内部固定软启动和外部可调软启动的电路。内部软启动时间通常设置为 1.5ms。可通过在 SS/REFIN 和 VSNS – 引脚之间添加软启动 (SS) 电容器来增加软启动时间。SS 电容器的总电容值可通过方程式 2 确定。该器件在内部 SS 时间和由外部 SS 电容器确定的 SS 时间之间选择更长的 SS 斜坡时间。建议的 SS 电容器最大电容值为 1µF。SS 电容器的最小电容值不得低于 1nF。

该器件在 SS/REFIN 引脚到 AGND 之间不需要电容器，因此建议不要在 SS/REFIN 引脚到 AGND 之间放置电容器。如果 $C_{SS/REFIN}$ 至 VSNS – 的电容器和 $C_{SS/REFIN}$ 至 AGND 的电容器都存在，请将 $C_{SS/REFIN}$ 至 VSNS – 的电容器放置得更靠近 VSNS – 引脚，使回到 VSNS – 引脚的布线尽可能短。

SS/REFIN 引脚在内部上电延迟期间会在内部放电，确保软启动斜坡始终从零开始。

$$C_{SS}(nF)=\frac{t_{SS}(ms)\times 36(\mu A)}{V_{INTREF}(V)} \quad (2)$$

7.3.5 用于输出电压跟踪的外部 REFIN

TPS548A28 提供一个模拟输入引脚 (SS/REFIN) 来接受外部基准（即直流电压源）。该器件始终将这个 SS/REFIN 引脚上的电压作为控制环路的基准。在 SS/REFIN 引脚和 VSNS – 引脚之间施加一个外部电压基准时，这个基准提供基准电压，因此 FB 电压完全遵循这个外部电压基准。-40°C 至 125°C 范围内的 ±0.6% SS/REFIN 至 FB 精度在此处也同样适用。

在内部上电延迟期间，有一个检测电路会检测 SS/REFIN 引脚上的电压，让您了解是否施加了有源直流电压源。在进行检测之前，SS/REFIN 引脚会尝试通过连接到 AGND 的内部 120Ω 电阻释放掉 SS/REFIN 电容器上的所有能量。这段放电时间会持续 125µs。然后，在 32µs 的时间窗口内，检测电路会将 SS/REFIN 引脚电压与等于 V_{INTREF} 的 89% 的内部基准进行比较。这种放电操作可确保具有剩余能量的 SS 电容器不会被误检测为电压基准。如果外部电压基准无法提供足够的电流并保持电压电平高于 V_{INTREF} 的 89%，则 SS/REFIN 检测电路将提供错误的检测结果。

如果检测结果是 SS/REFIN 引脚电压低于 V_{INTREF} 的 89%（表明未连接外部基准），该器件会先将内部固定 V_{INTREF} 作为 PGOOD 阈值、V_{OUT} OVP 和 V_{OUT} UVP 阈值的基准。在该配置中，鉴于 SS/REFIN 引脚上会出现软启动斜坡，因此 FB 的启动由内部固定软启动与外部软启动之间的较慢斜坡决定。一旦内部和外部软启动斜坡都

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

完成，电源正常信号便会在 1.06ms 的内部延迟后变为高电平。整个内部软启动斜坡需要 2ms 才能完成。当 FB 达到等于 V_{INTREF} – 50mV 的阈值时，外部软启动完成信号会变为高电平。该器件等待 PGOOD 状态从低电平转换为高电平，然后开始使用 SS/REFIN 引脚电压（而不是使用内部 V_{INTREF}）作为 PGOOD 阈值、V_{OUT} OVP 和 V_{OUT} UVP 阈值的基准。

如果检测结果是 SS/REFIN 引脚电压高于 V_{INTREF} 的 89%（表明使用有源直流电压源作为外部基准），则该器件始终使用 SS/REFIN 引脚电压（而不是内部 V_{INTREF}）作为 PGOOD 阈值、V_{OUT} OVP 和 V_{OUT} UVP 阈值的基准。在该配置中，由于 SS/REFIN 引脚上出现直流电压且没有软启动斜坡，因此会在启动时使用内部固定软启动。一旦内部软启动斜坡完成，电源正常信号便会在 1.06ms 的内部延迟后变为高电平。由于软启动斜坡超过 V_{INTREF}，整个内部软启动斜坡需要 2ms 的时间才能完成。

在这种外部 REFIN 配置中，建议在 EN 高电平信号之前将一个稳定的直流外部基准施加到 SS/REFIN 引脚上。在内部上电延迟期间，外部基准应能够保持 SS/REFIN 引脚等于或高于 V_{INTREF} 的 89%，以便该器件可以正确检测外部基准并选择适合 PGOOD、V_{OUT} OVP 和 V_{OUT} UVP 的阈值。电源正常状态从低电平转换为高电平后，外部基准可设置为 0.5V 至 1.2V 的范围。为了在标称运行期间对 SS/REFIN 引脚进行过驱，如果外部基准低于内部 V_{INTREF}，外部基准必须能够接收超过 36μA 的电流，而如果外部基准高于内部 V_{INTREF}，外部基准必须能够提供超过 12 μA 的电流。通过电阻分压器由外部基准驱动 SS/REFIN 引脚时，分压器的电阻应足够低以便支持灌电流或拉电流。

只要在设计中考虑了 PGOOD、V_{OUT} OVP 和 V_{OUT} UVP 的因素，便可以实现这样一种配置：先应用 EN 高电平信号，再在 SS/REFIN 引脚上应用外部斜坡作为跟踪基准。有关此配置的详细信息，请联系德州仪器 (TI)。

如果外部电压源必须在任意两个电压电平之间上下转换，则压摆率不得超过 1mV/μs。

7.3.6 频率和工作模式选择

TPS548A28 可提供强制 CCM 工作模式以支持窄输出纹波应用，并提供自动跳跃 Eco-mode 以提高轻载效率。TPS548A28 允许用户通过在 MODE 引脚和 AGND 引脚之间连接一个电阻来选择开关频率和工作模式。表 7-1 列出了用于选择开关频率和工作模式的电阻值。TI 建议使用容差为 ±1% 且典型温度系数为 ±100ppm/°C 的电阻。

在内部上电延迟期间将设置并锁存 MODE 状态。在上电延迟后更改 MODE 引脚电阻不会改变该器件的状态。如果 MODE 引脚在上电延迟期间保持开路，内部电路会将 MODE 引脚状态设置为 600kHz/跳跃模式。

为了确保内部电路正确检测到所需的选项，*请勿* 在 MODE 引脚上放置任何电容器。

表 7-1. MODE 引脚选择

MODE 引脚连接	轻载条件下的工作模式	开关频率 (f_{SW}) (kHz)
短接至 VCC	跳跃模式	600
243kΩ ± 10% 至 AGND	跳跃模式	800
121kΩ ± 10% 至 AGND	跳跃模式	1000
60.4kΩ ±10% 至 AGND	强制 CCM	1000
30.1kΩ ±10% 至 AGND	强制 CCM	800
短接至 AGND	强制 CCM	600

7.3.7 D-CAP3 控制

TPS548A28 使用 D-CAP3 模式控制来实现快速负载瞬态，同时保持易用特性。D-CAP3 控制架构包括一个内部纹波生成网络，支持使用极低 ESR 输出电容器，例如多层陶瓷电容器 (MLCC) 和低 ESR 聚合物电容器。使用 D-CAP3 控制架构时无需外部电流检测网络或电压补偿器。内部纹波生成网络的作用是仿真电感器电流信息的纹波分量，然后将其与电压反馈信号相结合以调节环路运行状态。斜坡的幅度由内部斜坡电路的 V_{IN}、V_{OUT}、工作频率和 R-C 时间常数决定。在不同的开关频率设置（请参阅表 7-1）下，R-C 时间常数会改变，以便保持相对恒定的斜坡幅度。此外，该器件利用内部电路来消除由注入的斜坡引起的直流偏移，并显著降低由输出纹波电压引起的直流偏移，尤其是在轻载条件下。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

对于任何不支持外部补偿设计的控制拓扑，它可以支持最小输出滤波器范围和/或最大输出滤波器范围。与 TPS548A28 搭配使用的输出滤波器是低通 L-C 电路。此 L-C 滤波器具有方程式 3 中所示的双极点。

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{OUT} \times C_{OUT}}} \quad (3)$$

在低频率下，整体环路增益是由输出设定点电阻分压器网络和 TPS548A28 的内部增益设定的。低频 L-C 双极点具有 180 度同相压降。在输出滤波器频率下，增益以每十倍频程 –40dB 的速率滚降，且相位快速下降。内部纹波生成网络引入了高频零点，可将增益滚降从每十倍频 –40dB 降低到 –20dB，并在零点频率以上每十倍频程将相位增加 90 度。

确定应用要求后，在设计中采用的输出电感值应使电感器峰峰值纹波电流大约介于最大输出电流的 15% 与 40% 之间。

为输出滤波器选择的电感器和电容器必须确保方程式 3 的双极点不高于工作频率的 1/30。选择非常小的输出电容会产生相对高频的 L-C 双极点，从而使整个环路增益保持高电平，直至达到 L-C 双倍频率。由于内部纹波生成网络的零点频率也相对较高，因此输出电容非常小的环路可能具有过高的交叉频率，但这是不希望发生的情况。在表 7-2 中可以根据所选开关频率找到内部零点频率。

表 7-2. 查找零点

开关频率 (f_{SW}) (kHz)	零点 (f_Z) 位置 (kHz)
600	84.5
800	84.5
1000	106

通常，在需要合理（或更小）输出电容的情况下，可以使用输出纹波要求和负载瞬态要求来确定稳定运行所需的输出电容。

为满足最大输出电容建议，在选择电感值和电容值时，需确保 L-C 双极点频率不小于工作频率的 1/100。以此为起点，使用以下这项标准验证电路板上的小信号响应：

- 环路交叉频率下的相位裕度大于 50 度

只要相位裕度大于 50 度，实际最大输出电容便可增大。但是，应进行小信号测量（波特图）以确认设计。

如果使用 MLCC，请考虑降额特性来确定设计的最终输出电容。例如，当使用规格为 10µF、X5R 和 6.3V 的 MLCC 时，直流偏置和交流偏置的降额分别为 80% 和 50%。有效降额是这两个因素（在本例中为 40% 和 4µF）的乘积。如需了解要在系统/应用中使用的电容器的具体特性，请咨询电容器制造商。

对于 2V 或以上的高输出电压，在基于固定导通时间拓扑的工作模式中，由于高输出电压（导通时间 (t_{ON}) 长）设置的相位延迟/损耗，可能需要进一步提升相位来确保足够的相位裕度。与 R_{FB_HS} 并联的前馈电容器对于提升环路交叉频率下的相位裕度非常有效。请参阅*采用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应*应用报告以了解详细信息。

除了提升相位外，前馈电容器通过交流耦合将更多的 V_{OUT} 节点信息馈入 FB 节点。负载瞬态事件期间的这种前馈使控制环路能够更快地响应 V_{OUT} 偏差。但是，稳态运行期间的这种前馈也会将更多的 V_{OUT} 纹波和噪声馈入 FB。FB 上的高纹波和噪声通常会导致更多抖动，甚至双脉冲行为。在确定最终的前馈电容值时，应考虑对相位裕度、负载瞬态性能和纹波以及 FB 噪声的影响。建议使用频率分析设备来测量交叉频率和相位裕度。

7.3.8 低侧 FET 过零

TPS548A28 使用过零电路在运行跳跃模式期间执行零电感器电流检测。该功能可补偿 Z-C 比较器的固有失调电压和 Z-C 检测电路的延迟时间。过零阈值设置为正值以避免电感器电流为负。因此，该器件可提供更高的轻载效率。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

7.3.9 电流检测和正过流保护

对于降压转换器，在高侧 FET 的导通阶段，开关电流以线性速度增加，速度由输入电压、输出电压、导通时间和输出电感值决定。在低侧 FET 的导通阶段，此电流以线性方式下降。开关电流的平均值等于负载电流。

TPS548A28 器件中的输出过流限制 (OCL) 由逐周期谷值电流检测控制电路实施。在关断状态期间会通过测量低侧 FET 漏源电流来监控电感器电流。如果测得的低侧 FET 漏源电流高于电流限制阈值，则低侧 FET 将保持导通状态，直到电流电平低于电流限制阈值。这种类型的行为会降低该器件提供的平均输出电流。在过流情况下，流向负载的电流超过流向输出电容器的电流。因此，输出电压趋于降低。最终，当输出电压降至低于欠压保护阈值 (80%) 时，UVP 比较器会检测到该电压并在 68µs 的等待时间后关断该器件。该器件随后进入大约 14ms 的断续睡眠周期。在这段等待时间之后，该器件会尝试再次启动。图 7-3 展示了逐周期谷值电流限制行为以及该器件关断前的等待时间。

如果在启动期间发生 OCL 情况，该器件仍具有基于低侧谷值电流的逐周期电流限制。软启动完成后，由 OC 事件引起的 UV 事件会关断该器件并进入断续模式模式（等待时间为 68µs）。

从 TRIP 引脚连接到 AGND 的电阻 R_{TRIP} 可设置电流限制阈值。强烈建议使用容差为 ±1% 的电阻，因为容差较差的电阻提供的 OCL 阈值精度较低。方程式 4 根据该器件上给定的过流限制阈值计算 R_{TRIP}。为了简化计算，使用常数 K_{OCL} 替换 $6x10^4$ 的值。方程式 5 根据给定的 R_{TRIP} 值计算过流限制阈值。K_{OCL} 的容差列在了*电气特性* 中，可帮助您分析过流限制阈值的容差。

为了保护该器件以免意外连接到 TRIP 引脚上，该器件实现了一个内部固定 OCL 钳位。当 TRIP 引脚的电阻对于 AGND 而言过小或意外短接至接地端时，该内部 OCL 钳位会限制 LS FET 上的最大谷值电流。

$$R_{TRIP} = \frac{6\times10^4}{I_{OCLIM} - \frac{1}{2}\times\frac{(V_{IN}-V_O)\times V_O}{V_{IN}}\times\frac{1}{L\times f_{SW}}} = \frac{K_{OCL}}{I_{OCLIM} - \frac{1}{2}\times\frac{(V_{IN}-V_O)\times V_O}{V_{IN}}\times\frac{1}{L\times f_{SW}}} \quad (4)$$

其中

- I_{OCLIM} 是负载电流的过流限制阈值（单位为 A）
- R_{TRIP} 是 TRIP 电阻值（单位为 Ω）
- K_{OCL} 是用于该计算的常数
- V_{IN} 是输入电压值（单位为 V）
- V_O 是输出电压值（单位为 V）
- L 是输出电感值（单位为 µH）
- f_{SW} 是开关频率（单位为 MHz）

$$I_{OCLIM} = \frac{K_{OCL}}{R_{TRIP}} + \frac{1}{2}\times\frac{(V_{IN}-V_O)\times V_O}{V_{IN}}\times\frac{1}{L\times f_{SW}} \quad (5)$$

其中

- I_{OCLIM} 是负载电流的过流限制阈值（单位为 A）
- R_{TRIP} 是 TRIP 电阻值（单位为 Ω）
- K_{OCL} 是用于该计算的常数
- V_{IN} 是输入电压值（单位为 V）
- V_O 是输出电压值（单位为 V）
- L 是输出电感值（单位为 µH）
- f_{SW} 是开关频率（单位为 MHz）

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

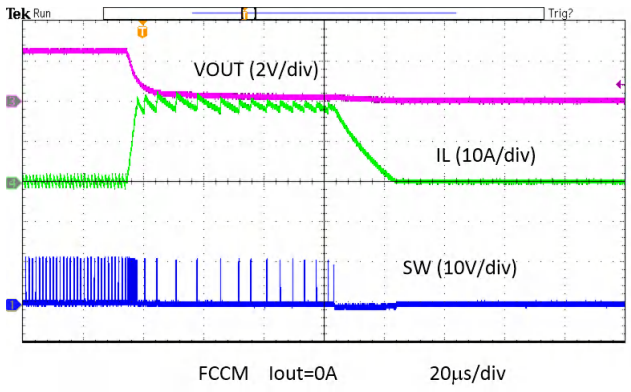


图 7-3. 过流保护

7.3.10 低侧 FET 负电流限制

该器件具有固定的逐周期负电流限制。与正过流限制类似，在低侧 FET 的导通时间期间会监测电感器电流。为了防止过大的负电流流经低侧 FET，当低侧 FET 检测到 –10A 电流（典型阈值）时，该器件会关断低侧 FET，然后导通高侧 FET 并保持适当的导通时间（此时间由 $V_{IN}/V_O/f_{SW}$ 确定）。高侧 FET 导通时间结束后，低侧 FET 再次导通。

在标称运行期间，除非选择的电感值太小或电感器变饱和，否则该器件不应触发 –10A 负电流限制阈值。该负电流限制用于在输出 OVP 或 OOB 事件期间使输出电容器放电。有关详细信息，请参见 *节 7.3.12* 和 *节 7.3.13*。

7.3.11 电源正常

该器件具有电源正常信号输出，可在转换器输出处于目标范围内时指示为高电平。电源正常信号输出是一个开漏输出，必须通过上拉电阻（通常为 30.1kΩ）上拉至 VCC 引脚或外部电压源 (<5.5V)。建议的电源正常信号上拉电阻值为 1kΩ 至 100kΩ。

一旦内部和外部软启动斜坡都完成，电源正常信号便会在 1.06ms 的内部延迟后变为高电平。整个内部软启动斜坡需要 2ms 才能完成。当 FB 达到等于 V_{INTREF} – 50mV 的阈值时，外部软启动完成信号会变为高电平。如果 FB 电压降至 V_{INTREF} 电压的 80% 或超过 V_{INTREF} 电压的 116%，则电源正常信号会在 2µs 的内部延迟后锁存到低电平。仅当重新切换 EN 或 V_{IN} 复位后，电源正常信号才会再次拉至高电平。

如果输入电源无法为该器件上电，例如 VIN 和 VCC 均保持为零伏，则通过外部电阻来上拉电源正常信号引脚时，该引脚会自动钳位到低电平。

一旦 VCC 电压电平上升至高于有效 PGOOD 输出的最小 VCC 阈值（最大 1.5V），便会启用内部电源正常信号电路以使 PGOOD 引脚保持为默认状态。默认情况下会将 PGOOD 拉至低电平，该低电平输出电压不超过 400mV，灌电流为 5.5mA。软启动操作完成后，电源正常功能将完全激活。

7.3.12 过压和欠压保护

该器件可监测经过电阻分压的反馈电压以检测过压和欠压事件。当 FB 电压低于 V_{INTREF} 电压的 80% 时，UVP 比较器会检测到这种欠压情况，内部 UVP 延迟计数器开始计数。在 68µs 的 UVP 延迟时间后，该器件会进入断续模式，并以 14ms 的睡眠时间重新启动。UVP 功能在软启动周期完成后启用。

当 FB 电压高于 V_{INTREF} 电压的 116% 时，OVP 比较器会检测到这种过压情况，而相应电路会锁闭高侧 MOSFET 驱动器，并导通低侧 MOSFET，直至其达到负电流限值 I_{NOCL}。在达到负电流限值时，低侧 FET 将关断，高侧 FET 将再次导通，持续的导通时间由 V_{IN}、V_{OUT} 和 f_{SW} 确定。该器件在此周期内运行，直至输出电压拉至低于 UVP 阈值电压的时间达到 68µs。在 68µs 的 UVP 延迟时间后，高侧 FET 和低侧 FET 均锁闭。清除故障的方法是复位 VIN 或重新切换 EN 引脚。

在 68µs 的 UVP 延迟时间内，如果输出电压变为高于 UV 阈值（因此不再符合 UV 事件的要求），计时器将复位为零。当输出电压再次触发 UV 阈值时，68µs 的计时器会重新启动。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

7.3.13 越界 (OOB) 运行

该器件具有一种越界 (OOB) 过压保护功能，可在比 V_{INTREF} 电压高 5% 的低得多的过压阈值下保护输出负载。OOB 保护功能不会触发过压故障，因此该器件在 OOB 事件后处于非锁存模式。OOB 保护功能用作一种早期无故障过压保护机制。在 OOB 运行期间，控制器以强制 CCM 模式运行。在电感器电流超过零的情况下导通低侧 FET 会使输出电容器快速放电，从而帮助输出电压快速下降至设定点。在运行期间，还会激活逐周期负电流限制，从而确保内部 FET 的安全运行。

7.3.14 输出电压放电

当通过 EN 禁用该器件时，它将启用输出电压放电模式。该模式强制高侧和低侧 FET 锁闭，但会导通从 SW 到 PGND 之间连接的放电 FET 以使输出电压放电。一旦 FB 电压降至 90mV 以下，放电 FET 就会关断。

输出电压放电模式由以下任一故障事件激活：

1. EN 引脚变为低电平以禁用转换器。
2. 触发热关断 (OTP)。
3. 触发 VCC UVLO (下降) 。
4. 触发 VIN UVLO (下降) 。

7.3.15 UVLO 保护

该器件监测 VIN 和 VCC 引脚上的电压。如果 VCC 引脚电压低于 VCC_{UVLO} 下降阈值电压，该器件将关闭。如果 VCC 电压增加到超过 VCC_{UVLO} 上升阈值电压，该器件将重新开启。VCC UVLO 是一种非锁存保护机制。

当 VIN 引脚电压低于 VIN_{UVLO} 下降阈值电压但 VCC 引脚电压仍高于 VCC_{UVLO} 上升阈值电压时，该器件将停止开关并使 SS/REFIN 引脚放电。一旦 VIN 电压增加到超过 VIN_{UVLO} 上升阈值电压，该器件便会重新执行软启动并再次进行开关。VIN UVLO 是一种非锁存保护机制。

7.3.16 热关断保护

该器件可监测内部结温。如果温度超过阈值 (通常为 165°C) ，该器件将停止开关并使 SS/REFIN 引脚放电。当温度降至阈值以下约 30°C 时，该器件会重新发起软启动以重新开启。热关断是一种非锁存保护机制。

7.4 器件功能模式

7.4.1 自动跳跃 Eco-mode 轻载运行模式

当 MODE 引脚直接拉至 VCC 或通过大于 121kΩ 的电阻连接至 AGND 引脚时，该器件会在轻载条件下自动降低开关频率以保持高效率。本节详细介绍该运行模式。

随着输出电流从重负载条件下减小，电感器电流也会减小，直到电感器电流的纹波谷值达到零电平。零电平是连续导通模式和不连续导通模式之间的边界。当检测到该电感器电流为零时，同步 MOSFET 会关断。随着负载电流进一步降低，转换器会进入不连续导通模式 (DCM)。导通时间保持在与连续导通模式运行期间大致相同的水平，因此以较小的负载电流将输出电容器放电至基准电压电平需要更多的时间。轻载运行条件下的 $I_{O(LL)}$ 的转换点 (例如，连续导通模式和不连续导通模式之间的阈值) 的计算方法如方程式 6 所示。

$$I_{OUT(LL)} = \frac{1}{2 \times L \times f_{SW}} \times \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (6)$$

其中

- f_{SW} 为开关频率

建议在跳跃模式下仅使用陶瓷电容器。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

7.4.2 强制连续导通模式

当 MODE 引脚通过小于 60.4kΩ 的电阻连接到 AGND 引脚时，控制器会在轻载条件下以连续导通模式 (CCM) 运行。在 CCM 期间，开关频率在整个负载范围内维持在一个几乎恒定的水平，因此适用于需要严格控制开关频率的应用，但其代价是效率较低。

7.4.3 通过 12V 总线为该器件供电

采用单 V_{IN} 配置的情况下，该器件由 12V 总线供电时运行良好。在单 V_{IN} 配置中，内部 LDO 由 12V 总线供电，并生成 3.0V 输出以偏置内部模拟电路，同时为栅极驱动器上电。该配置下的 V_{IN} 输入范围为 4V 至 16V，负载电流高达 15A。如果所需的负载电流不超过 12A，则 V_{IN} 范围可向下扩展至 3V。图 7-4 展示了此单 V_{IN} 配置的示例。

V_{IN} 和 EN 是用于启用器件的两个信号。对于启动序列，V_{IN} 和 EN 信号之间的任何序列都可以为该器件正确上电。

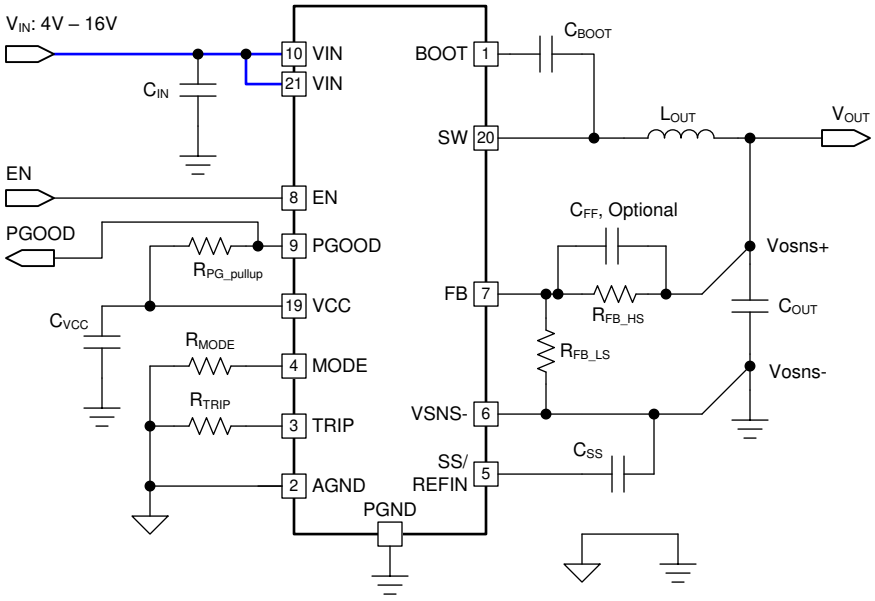


图 7-4. 具有 12V 总线的单 V_{IN} 配置

7.4.4 通过 3.3V 总线为该器件供电

采用单 V_{IN} 配置的情况下，该器件由 3.3V 总线供电时还可承受高达 15A 的负载电流。为了确保内部模拟电路和栅极驱动器正确上电，应使用低阻抗布线将 VCC 引脚短接至 VIN 引脚。建议使用宽度至少为 24mil 的布线。仍建议将一个额定电压至少为 6.3V 的 2.2μF VCC 至 PGND 去耦电容器尽可能靠近 VCC 引脚放置。由于 VCC 引脚上的最大额定值限制，该配置下的 V_{IN} 输入范围为 3V 至 5.3V。输入电压必须保持高于 VIN UVLO 和 VCC UVLO，否则该器件将立即关闭。图 7-5 展示了这种单 V_{IN} 配置的示例。

V_{IN} 和 EN 是用于启用器件的两个信号。对于启动序列，V_{IN} 和 EN 信号之间的任何序列都可以为该器件正确上电。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

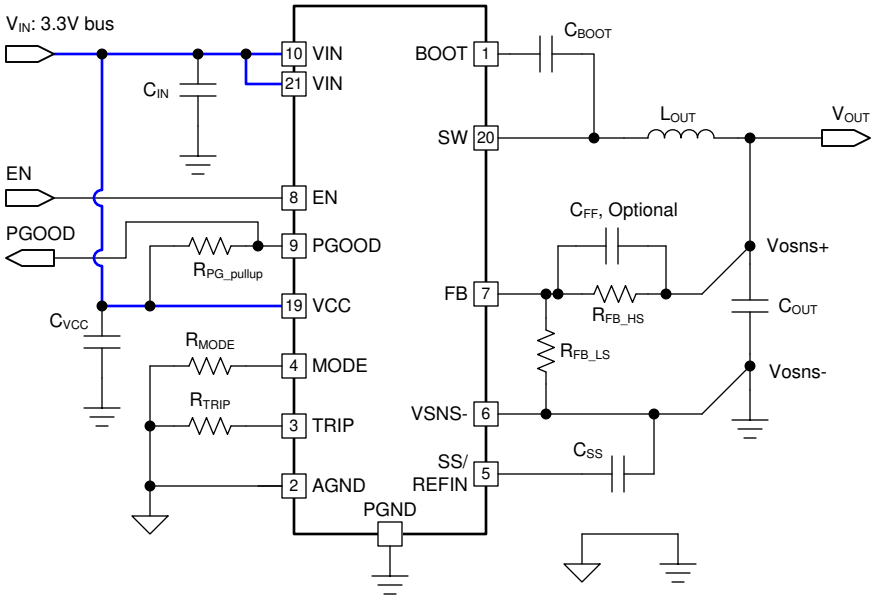


图 7-5. 具有 3.3V 总线的单 VIN 配置

7.4.5 通过双电源配置为该器件供电

在 VCC 引脚上施加与主 V_{IN} 总线具有不同电平的外部偏置时，可通过利用主 V_{IN} 总线和 VCC 偏置将该器件配置为双电源。将有效的 VCC 偏置连接到 VCC 引脚会覆盖内部 LDO，从而减少该线性稳压器的功率损耗。该配置有助于提高整体系统级效率，但需要有效的 VCC 偏置。3.3V 或 5.0V 电源轨是 VCC 偏置的常见选择。借助稳定的 VCC 偏置，该配置下的 V_{IN} 输入范围为 2.7V 至 16V。

外部偏置的噪声会影响内部模拟电路。为了确保正常运行，需要一个纯净、低噪声的外部偏置，并需要在 VCC 引脚和 PGND 引脚之间连接良好的本地去耦电容器。图 7-6 展示了这种双电源配置的示例。

标称运行期间的 VCC 外部偏置电流随偏置电压电平和工作频率的变化而变化。例如，通过将该器件设置为跳跃模式，当轻载条件下频率降低时，VCC 引脚从外部偏置汲取的电流越来越小。*电气特性* 中列出了 FCCM 工作模式下的典型 VCC 外部偏置电流，旨在帮助您准备外部偏置的容量。

在双电源配置下，VIN、VCC 偏置和 EN 是用于启用器件的信号。对于启动序列，建议 VIN UVLO 上升阈值和 EN 上升阈值的至少其中之一晚于 VCC UVLO 上升阈值得到满足。一个实际的启动序列示例是首先施加 VIN，然后施加外部偏置，然后 EN 信号变为高电平。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

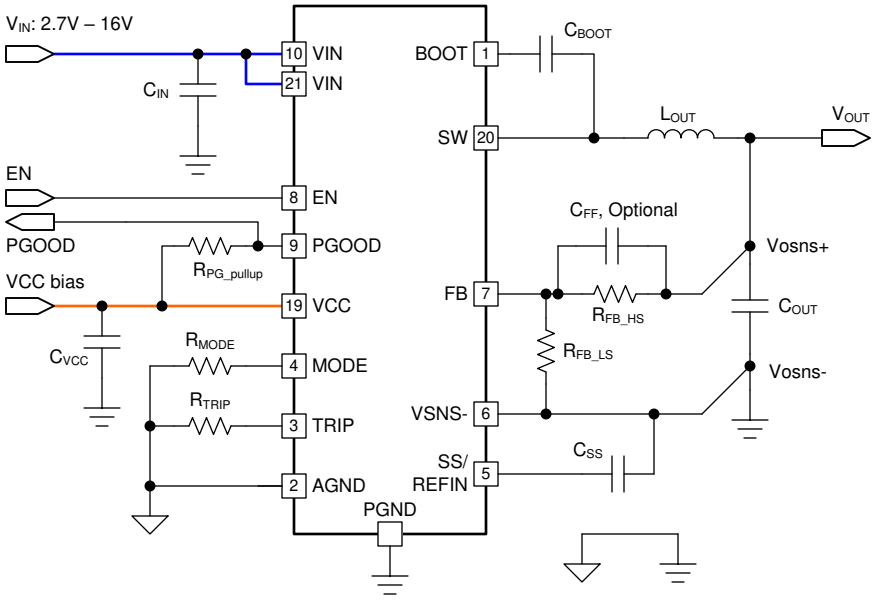


图 7-6. 具有外部 VCC 偏置的双电源配置

8 应用和实现

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。

8.1 应用信息

TPS548A28 器件是一款高效的单通道小型同步降压转换器。该器件适用于服务器、存储和类似计算应用中输出电流为 15A 或更低的低输出电压负载点应用。TPS548A28 具有可与自适应接通时间架构结合使用的专有 D-CAP3 模式控制功能。这种组合以理想的方式构建具有低占空比和超快速负载阶跃响应的现代直流/直流转换器。输出电压范围为 0.6V 至 5.5V。转换输入电压范围为 2.7V 至 16V，且 VCC 输入电压范围为 3.13V 至 5.3V。D-CAP3 模式使用仿真电流信息来控制调制。该控制方案的一个优势是其不需要外部相位补偿网络，这使得该器件易于使用，并且所需的外部组件数量较少。该控制方案的另一个优势是其支持采用所有低 ESR 输出电容器（如陶瓷电容器和低 ESR 聚合物电容器）实现稳定运行。自适应导通时间控制功能可在宽输入和输出电压范围内跟踪预设开关频率，同时可在负载阶跃瞬态期间根据需要增大开关频率。

8.2 典型应用

以下原理图展示了 TPS548A28 的典型应用。本例介绍了将 4V 至 16V 的输入电压范围转换为下限 2.5V（最大输出电流为 15A）的设计过程。

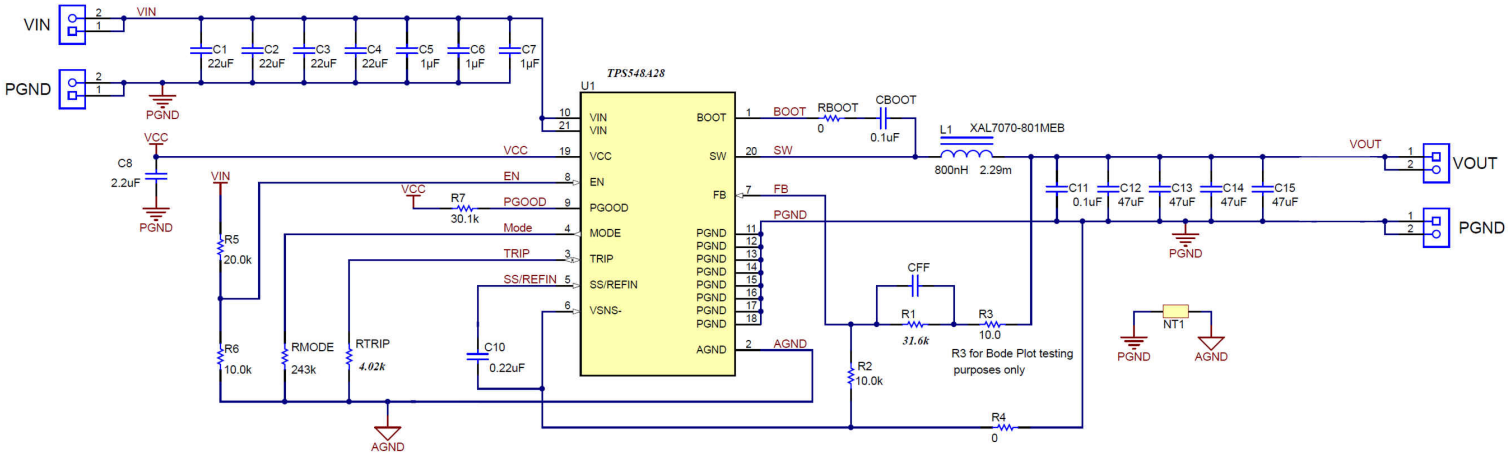


图 8-1. TPS548A28 应用电路图

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

8.2.1 设计要求

此设计使用表 8-1 中列出的参数。

表 8-1. 设计示例规格

设计参数		条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN}	电压范围		4	12	16	V
V_{OUT}	输出电压			2.5		V
ILOAD	输出负载电流				15	A
V_{RIPPLE}	输出电压纹波	V_{IN} = 12V，I_{OUT} = 12 A		10		mV_{PP}
V_{TRANS}	负载阶跃后的输出电压下冲和过冲	I_{OUT} = 25% 至 75% 阶跃，2A/μs 压摆率		50		mV
I_{OVER}	输出过流			15		A
t_{SS}	软启动时间			5.5		ms
f_{SW}	开关频率			0.8		MHz
	工作模式			跳跃模式		
T_A	工作温度			25		°C

8.2.2 详细设计过程

外部元件的选择是一个使用 D-CAP3 模式的简单过程。请按照以下步骤选择外部元件。

8.2.2.1 输出电压设定点

输出电压由分压电阻 R1 和 R2 进行编程（如方程式 7 所示）。在 FB 引脚和输出端之间连接 R1，并在 FB 引脚和 VSNS – 之间连接 R2。建议的 R2 值为 10kΩ，但也可以设置为介于 1kΩ 至 20kΩ 之间的另一个值。使用方程式 7 确定 TPS548A28 的 R1。

$$R1 = \frac{V_{OUT} - V_{INTREF}}{V_{INTREF}} \times R2 = \frac{2.5V - 0.6V}{0.6V} \times 10k\Omega = 31.7\ k\Omega \quad (7)$$

8.2.2.2 选择开关频率和工作模式

开关频率和工作模式由 MODE 引脚上的电阻进行配置。从三个开关频率中选择一个：600kHz、800kHz 或 1MHz。请参阅表 7-1，了解开关频率、工作模式和 R_{MODE} 之间的关系。

开关频率的选择是在更高效率和更小系统解决方案尺寸之间进行权衡的结果。较低的开关频率可实现较高的总体效率，但外部元件相对较大。较高的开关频率会导致额外的开关损耗，从而影响效率和热性能。此设计中为 MODE 引脚选择了一个 243kΩ 电阻，旨在将开关频率设置为 0.8MHz 并将工作模式设置为跳跃模式。

选择降压转换器的开关频率时，必须考虑最短导通时间和最短关断时间。方程式 8 可计算受最短导通时间限制前的最大 f_{SW}。当达到具有 D-CAP3 控制功能的转换器的最短导通时间限制时，有效开关频率将改变以保持输出电压稳定。此计算忽略转换器中的电阻压降以提供最坏情况下的估算值。

$$f_{SW}(max) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(max)} \times \frac{1}{t_{ON_MIN}(max)} = \frac{2.5\ V}{16\ V} \times \frac{1}{85\ ns} = 1838\ kHz \quad (8)$$

方程式 8 可计算受最短关断时间限制前的最大 f_{SW}。当达到具有 D-CAP3 控制功能的转换器的最短关断时间限制时，工作占空比将达到最大值，而输出电压将开始随输入电压下降。该公式需要用到电感器的直流电阻 R_{DCR}（在以下步骤中选择），在该初步计算中假定电阻为 2.2mΩ。如果在受最短关断时间限制的最大 f_{SW} 附近工作，则在使用方程式 9 时必须考虑电阻随温度的变化。所选的 800kHz f_{SW} 低于两个计算得出的最大值。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

$$f_{SW}(max) = \frac{V_{IN}(min) - V_{OUT} - I_{OUT}(max) \times \left(R_{DCR} + R_{DS(ON)_HS}\right)}{t_{OFF_MIN}(max) \times \left(V_{IN}(min) - I_{OUT}(max) \times \left(R_{DS(ON)_HS} - R_{DS(ON)_LS}\right)\right)}$$

$$f_{SW}(max) = \frac{8\ V - 2.5\ V - 15\ A \times (2.2\ m\Omega + 10.2\ m\Omega)}{220\ ns \times (8\ V - 15\ A \times (10.2\ m\Omega - 3.1\ m\Omega))} = 2993\ kHz \quad (9)$$

8.2.2.3 选择电感器

要计算输出电感 (L_{OUT}) 的值，请使用方程式 10。输出电容器可以过滤电感器纹波电流 ($I_{IND(ripple)}$)。因此，选择较大的电感器纹波电流会影响输出电容器的选择，因为输出电容器的纹波电流额定值必须等于或大于电感器纹波电流。另一方面，较大的纹波电流会增加输出纹波电压，但会改善信噪比并有助于使运行保持稳定。通常，为实现平衡性能，电感值应将纹波电流设置为最大输出电流的约 15% 至 40%。

在此设计中，电感器纹波电流设置为 15A 输出电流的 30%。开关频率为 0.8MHz、最大 V_{IN} 为 16V 且输出电压为 2.5V 时，方程式 10 计算得出的电感为 0.586µH。选择最接近的标准值为 0.80µH。

$$L = \frac{(V_{IN}(max) - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{I_{RIPPLE} \times V_{IN}(max) \times f_{SW}} = \frac{(16\ V - 2.5\ V) \times 2.5\ V}{0.3 \times 15A \times 16\ V \times 800\ kHz} = 0.586\ \mu H \quad (10)$$

电感器需要低 DCR 才能实现良好的效率。在饱和前，电感器还需要有高于峰值电感器电流的足够余量。峰值电感器电流根据方程式 12 估算得出。在此设计中，选择 4.02kΩ 的 R_{TRIP}，$I_{OC(valley)}$ 设置为 14.9A，因此在最大 V_{IN} 下计算得到的峰值电感器电流为 16.65A。

$$I_{RIPPLE} = \frac{(V_{IN}(max) - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{L \times V_{IN}(max) \times f_{SW}} = \frac{(16\ V - 2.5\ V) \times 2.5\ V}{0.8\ \mu H \times 16\ V \times 800\ kHz} = 3.3\ A \quad (11)$$

$$I_{L(PEAK)} = I_{OUT} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} = 15\ A + \frac{3.3\ A}{2} = 16.65\ A \quad (12)$$

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{I_{OUT}^2 + \frac{I_{RIPPLE}^2}{12}} = \sqrt{15\ A^2 + \frac{3.3\ A^2}{12}} = 15.03\ A \quad (13)$$

选择的电感为 XAL7070-801MEB。因此，饱和电流额定值为 37.8A，RMS 电流额定值为 20.8A，DCR 最大值为 2.29mΩ。选择该电感器的原因是它具有低 DCR，可以获得高效率。

8.2.2.4 设置电流限制 (TRIP)

R_{TRIP} 电阻可设置谷值电流限制。方程式 14 用于计算建议的电流限制目标。这包括电感器的容差以及电流限制阈值容差的系数 0.85。 方程式 15 可计算用于设置电流限制的 R_{TRIP} 电阻。典型的谷值电流限制目标为 13.66A。经过舍入后使用 15A 的谷值电流限制。R_{TRIP} 最接近的标准值为 4.02kΩ。

$$I_{LIM_VALLEY} = I_{OUT} - \frac{1}{2} \times \frac{(V_{IN}(min) - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{L \times (1 + L_{TOL}) \times V_{IN}(min) \times f_{SW}}$$

$$I_{LIM_VALLEY} = 15\ A - \frac{1}{2} \times \frac{(8\ V - 2.5\ V) \times 2.5\ V}{0.8\ \mu H \times (1 + 0.2) \times 8\ V \times 800\ kHz} = 13.66\ A \quad (14)$$

$$R_{TRIP} = \frac{60000}{I_{LIM_VALLEY}} = \frac{60000}{15\ A} = 4.0\ k\Omega \quad (15)$$

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

设置电流限制后，方程式 16 可计算电流限制下的典型最大输出电流。方程式 17 可计算电流限制下的典型峰值电流。如 节 *8.2.2.3* 所述，必须考虑电流限制期间峰值电流下的电感器饱和行为。对于最坏情况的计算，必须考虑电感和电流限制的容差。

$$I_{OUT_LIM}(min) = I_{LIM_VALLEY} + \frac{1}{2} \times \frac{(V_{IN}(min) - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{L \times V_{IN}(min) \times f_{SW}} = 15\ A + \frac{1}{2} \times \frac{(8\ V - 2.5\ V) \times 2.5\ V}{0.8\ \mu H \times 8\ V \times 800\ kHz} = 16.34\ A \quad (16)$$

$$I_{L(PEAK)} = I_{LIM_VALLEY} + \frac{(V_{IN}(max) - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{L \times V_{IN}(max) \times f_{SW}} = 15\ A + \frac{(16\ V - 2.5\ V) \times 2.5\ V}{0.8\ \mu H \times 16\ V \times 800\ kHz} = 18.30\ A \quad (17)$$

8.2.2.5 选择输出电容器

选择输出电容值时，需要考虑三点。

1. 稳定性
2. 稳态输出电压纹波
3. 稳压器对负载电流变化的瞬态响应

首先，应根据这三个要求计算最小输出电容。方程式 18 可计算将 LC 双极点保持在 f_{SW} 的 1/30 以下来满足稳定性要求的最小电容。满足该要求有助于使 LC 双极点保持在接近内部零点的位置。方程式 19 可计算满足 10mV 稳态输出电压纹波要求的最小电容。此计算适用于 CCM 工作模式，不包括由输出电容器的 ESR 或 ESL 引起的输出电压纹波部分。

$$C_{OUT_STABILITY} > \left(\frac{30}{2\pi \times f_{SW}}\right)^2 \times \frac{1}{L} = \left(\frac{30}{2\pi \times 800\ kHz}\right)^2 \times \frac{1}{0.8\ \mu H} = 44.5\ \mu F \quad (18)$$

$$C_{OUT_RIPPLE} > \frac{I_{RIPPLE}}{8 \times V_{RIPPLE} \times f_{SW}} = \frac{4.12\ A}{8 \times 10\ mV \times 800\ kHz} = 64.4\ \mu F \quad (19)$$

方程式 20 和方程式 21 可计算满足 75mV 瞬态响应要求（阶跃为 7A）的最小电容。这些公式计算当电感器电流在负载阶跃后斜升或斜降时保持输出电压稳定所需的输出电容。

$$C_{OUT_UNDERSHOOT} > \frac{L \times I_{STEP}^2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}(min) \times f_{SW}} + t_{OFF_MIN}(max)\right)}{2 \times V_{TRANS} \times V_{OUT} \times \left(\frac{V_{IN}(min) - V_{OUT}}{V_{IN}(min) \times f_{SW}} - t_{OFF_MIN}(max)\right)}$$

$$C_{OUT_UNDERSHOOT} > \frac{0.8\ \mu H \times 7\ A^2 \times \left(\frac{2.5\ V}{8\ V \times 800\ kHz} + 220\ ns\right)}{2 \times 75\ mV \times 2.5\ V \times \left(\frac{8\ V - 2.5\ V}{8\ V \times 800\ kHz} - 220\ ns\right)} = 99.8\ \mu F \quad (20)$$

$$C_{OUT_OVERSHOOT} > \frac{L \times I_{STEP}^2}{2 \times V_{TRANS} \times V_{OUT}} = \frac{0.8\ \mu H \times 7A^2}{2 \times 75\ mV \times 2.5\ V} = 104.5\ \mu F \quad (21)$$

满足过冲要求所需的输出电容是最高值，因此这将设置本例所需的最小输出电容。稳定性要求还可以限制最大输出电容，方程式 22 可计算建议的最大输出电容。此计算使 LC 双极点保持在 f_{SW} 的 1/100 以上。可以使用更大的输出电容，但必须通过波特图或瞬态响应测量来检查稳定性。选择的输出电容为 4 x 47µF 6.3V 陶瓷电容器。使用陶瓷电容器时，由于直流和交流偏置效应，电容必须降额。选择的电容器降额至其标称值的 60%，即有效总电容为 112.8µF。该有效电容满足最小值和最大值要求。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

$$C_{OUT_STABILITY} < \left(\frac{50}{\pi \times f_{SW}}\right)^2 \times \frac{1}{L} = \left(\frac{50}{\pi \times 800\ kHz}\right)^2 \times \frac{1}{0.8\ \mu H} = 494\ \mu F \quad (22)$$

该应用全部使用陶瓷电容器，因此忽略了 ESR 对纹波和瞬态的影响。如果使用非陶瓷电容器，作为起点，ESR 应低于方程式 23 中计算的值以满足纹波要求，并低于方程式 24 中计算的值以满足瞬态要求。为了进行更准确的计算或如果使用的是混合的输出电容器，应使用输出电容器的阻抗来确定是否可以满足纹波和瞬态要求。

$$R_{ESR_RIPPLE} < \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} = \frac{10\ mV}{4.1\ A} = 2.5\ m\Omega \quad (23)$$

$$R_{ESR_TRANS} < \frac{V_{TRANS}}{I_{STEP}} = \frac{75\ mV}{7\ A} = 10.7\ m\Omega \quad (24)$$

8.2.2.6 选择输入电容器 (C_{IN})

该器件要求在 VIN 和 PGND 引脚之间使用输入旁路电容器来旁路掉功率级。在布局允许的情况下，旁路电容器必须尽可能靠近 IC 的引脚放置。至少需要 10μF 的陶瓷电容和 1μF 的高频陶瓷旁路电容器。VIN 引脚 21 上需要一个 1 µ F 16V X6S 0402 陶瓷电容器。VIN 引脚 10 上需要一个 1 µ F 16V X6S 陶瓷电容器。对于大电流应用，建议在底层使用 1 µ F 16V X6S 陶瓷电容器。高频旁路电容器可更大限度减小功率级上的高频电压过冲。陶瓷电容器必须采用 X6S 或更高质量的电介质来实现高电容体积比并在工作温度范围内保持稳定特性。除此之外，根据应用的不同，输入端可能需要更大的大容量电容，以便尽可能减小瞬态条件下输入电压的变化。

达到特定输入纹波目标所需的输入电容可通过方程式 25 计算得出。建议的目标输入电压纹波为最小输入电压的 5%，在本例中为 400mV。计算得出的输入电容为 10.07μF，最小输入电容 10μF 超过了此值。本例采用 4 x 22μF 陶瓷电容器，满足这两个要求。

$$C_{IN} > \frac{V_{OUT} \times I_{OUT} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(min)}\right)}{f_{SW} \times V_{IN}(min) \times V_{IN_RIPPLE}} = \frac{2.5\ V \times 15\ A \times \left(1 - \frac{2.5}{8}\right)}{800\ kHz \times 8\ V \times 400\ mV} = 10.07\ \mu F \quad (25)$$

此外，电容器的 RMS 电流额定值还必须大于应用中的最大输入 RMS 电流。输入电容器必须支持的输入 RMS 电流根据方程式 25 进行计算，在本例中的计算结果为 6.96A。陶瓷输入电容器的额定电流大于此值。

$$I_{CIN(RMS)} = \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}(min)} \times \left(\frac{(V_{IN}(min) - V_{OUT})}{V_{IN}(min)} \times {I_{OUT}}^2 + \frac{Iripple^2}{12}\right)} =$$

$$I_{CIN(RMS)} = \sqrt{\frac{2.5\ V}{8\ V} \times \left(\frac{(8\ V - 2.5\ V)}{8\ V} \times 15^2 + \frac{4.12^2}{12}\right)} = 6.96\ A \quad (26)$$

对于需要大容量输入电容的应用，例如具有低输入电压和大电流的应用，建议使用*如何选择降压转换器的输入电容器*技术简介中的选择过程。

8.2.2.7 软启动电容器 (SS/REFIN 引脚)

放置在 SS/REFIN 引脚上的电容器可用于延长软启动时间，使其超过内部 1.5ms 软启动时间。本例使用 1.7ms 软启动时间，所需的外部电容可通过方程式 27 计算得出。本例使用一个 100nF 的电容器。

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{REF}} = \frac{36\ \mu A \times 2.5\ ms}{0.6\ V} = 100\ nF \quad (27)$$

SS/REFIN 引脚上需要 1nF 的最小电容值。SS/REFIN 电容器必须使用 VSNS – 引脚实现接地。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

8.2.2.8 EN 引脚电阻分压器

EN 引脚上的电阻分压器可用于增加转换器开始其启动序列所需的输入电压。要设置启动电压，首先选择底部电阻 (R_{EN_B})。建议的值介于 1kΩ 和 100kΩ 之间。有一个标称值为 6MΩ 的内部下拉电阻，为了获得准确的计算结果，必须包含该电阻值。当底部电阻值较高（接近 100kΩ）时，这一点尤为重要。本例使用一个与内部电阻并联的 10kΩ 电阻，可得出等效底部电阻为 9.98kΩ。目标启动电压的顶部电阻值通过方程式 28 计算得出。本例为 R_{EN_T} 选择最接近的标准值 20kΩ。在宽输入范围应用中选择启动电压时，请注意不要超过 EN 引脚的绝对最大电压 6V。

$$R_{EN_T} = \frac{R_{EN_B} \times V_{START}}{V_{ENH}} - R_{EN_B} = \frac{10\ k\Omega \times 3.7\ V}{1.22\ V} - 10\ k\Omega = 20\ k\Omega \tag{28}$$

对于选择的 EN 电阻分压器，启动电压和停止电压可通过方程式 29 和方程式 30 计算得出。

$$V_{START} = V_{ENH} \times \frac{R_{EN_B} + R_{EN_T}}{R_{EN_B}} = 1.22\ V \times \frac{10\ k\Omega + 20\ k\Omega}{10\ k\Omega} = 3.66V \tag{29}$$

$$V_{STOP} = V_{ENL} \times \frac{R_{EN_B} + R_{EN_T}}{R_{EN_B}} = 1.02\ V \times \frac{10\ k\Omega + 20\ k\Omega}{10\ k\Omega} = 3.06\ V \tag{30}$$

8.2.2.9 VCC 旁路电容器

在 VCC 引脚上至少需要一个额定电压至少为 6.3V 的 2.2μF X5R 陶瓷旁路电容器，在布局允许的情况下应尽可能靠近该引脚。

8.2.2.10 BOOT 电容器

在布局允许的情况下，BOOT 和 SW 引脚之间至少需要一个 0.1μF 的 10V X5R 陶瓷旁路电容器，并尽可能靠近引脚放置。最好使用一个与 BOOT 电容器串联的 0Ω 电阻。

8.2.2.11 PGOOD 上拉电阻器

PGOOD 引脚为开漏引脚，因此在使用该引脚时需要一个上拉电阻。建议的值介于 1kΩ 和 100kΩ 之间。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

8.2.3 应用曲线

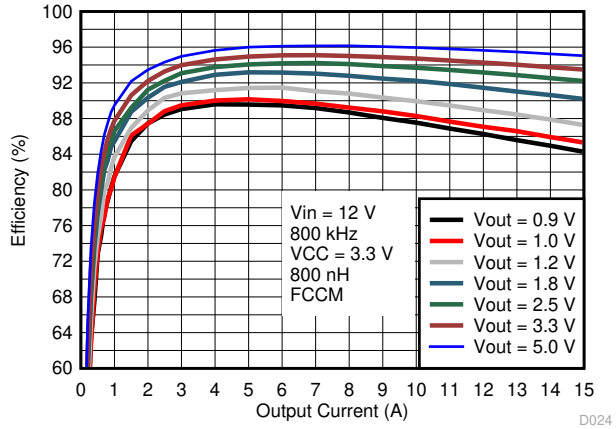


图 8-2. 效率与输出电流间的关系，VCC = 3.3V 外部 VCC 偏置

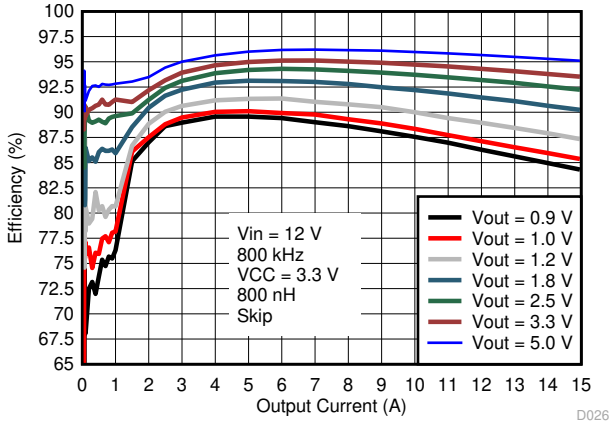


图 8-3. 效率与输出电流间的关系，VCC = 5.0V 外部 VCC 偏置

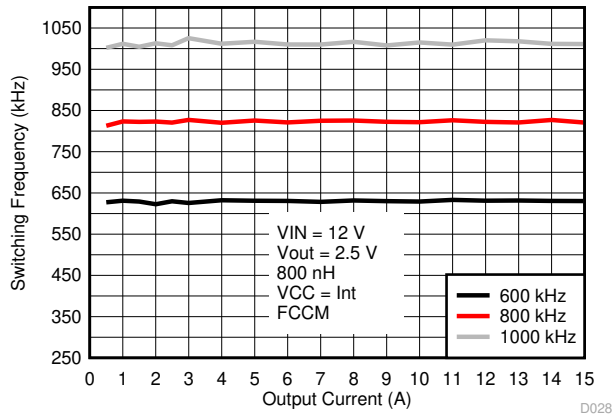


图 8-4. 开关频率与输出电流间的关系

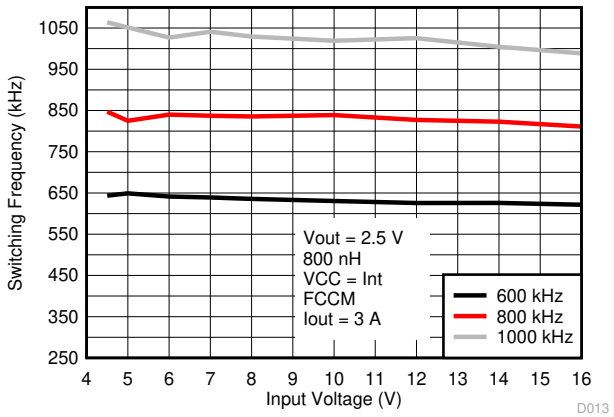


图 8-5. 开关频率与输入电压间的关系

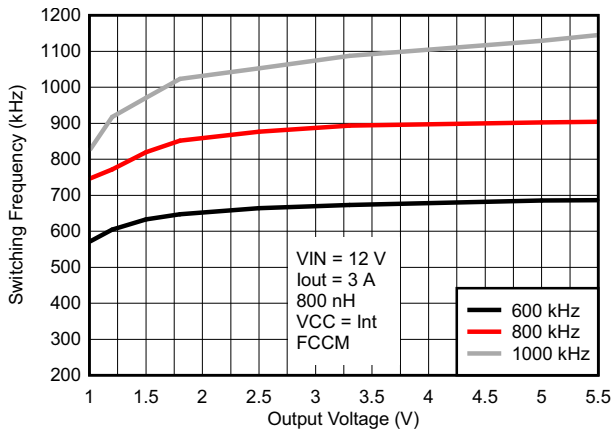


图 8-6. 开关频率与输出电压间的关系

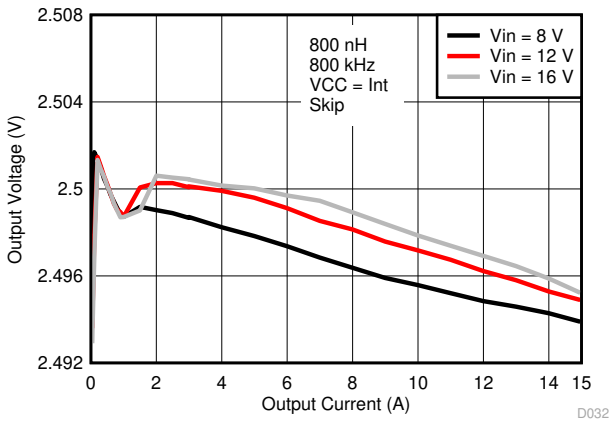


图 8-7. 输出电压与输出电流间的关系

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

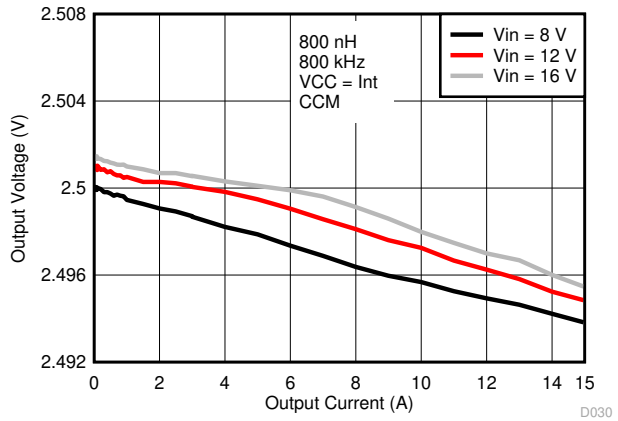


图 8-8. 输出电压与输出电流间的关系

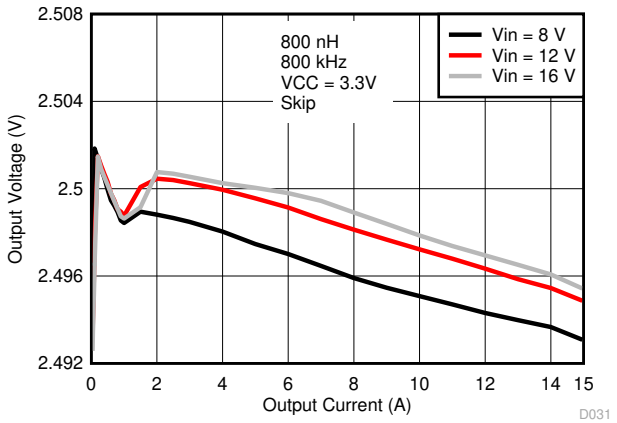


图 8-9. 输出电压与输出电流间的关系，VCC = 3.3V 外部偏置

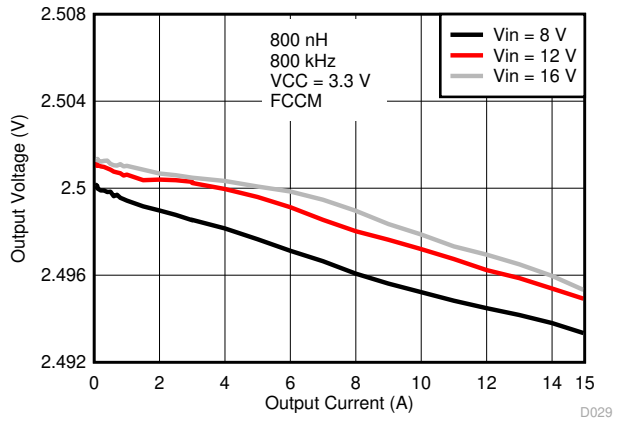


图 8-10. 输出电压与输出电流间的关系，VCC = 3.3V 外部偏置

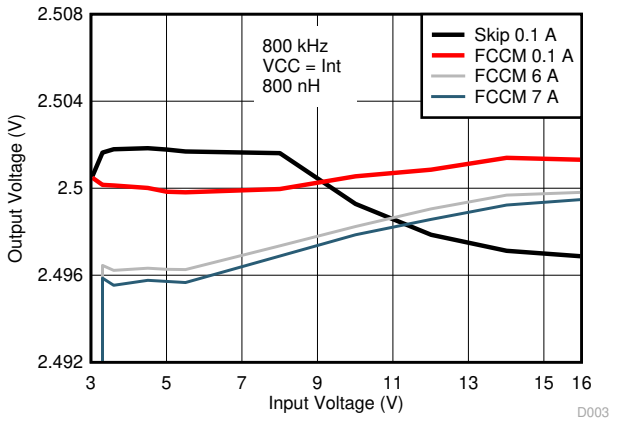


图 8-11. 输出电压与输入电压间的关系，VCC = 内部

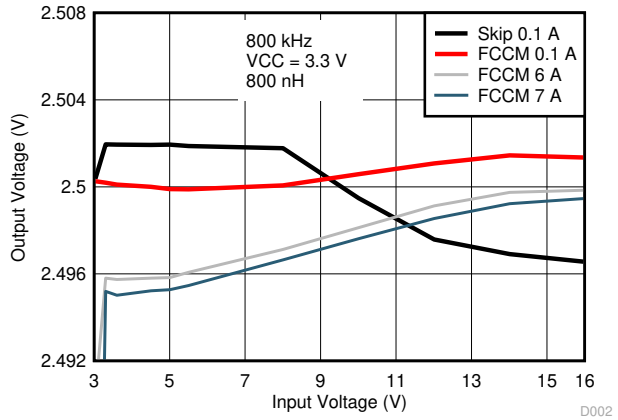


图 8-12. 输出电压与输入电压间的关系，VCC = 3.3V 外部偏置

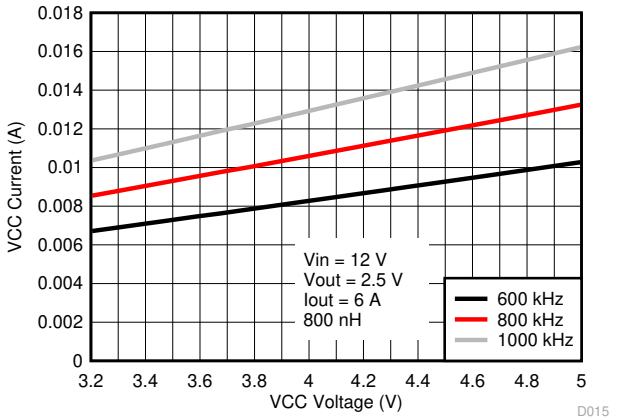


图 8-13. ICC 电流与外部 VCC 电压间的关系

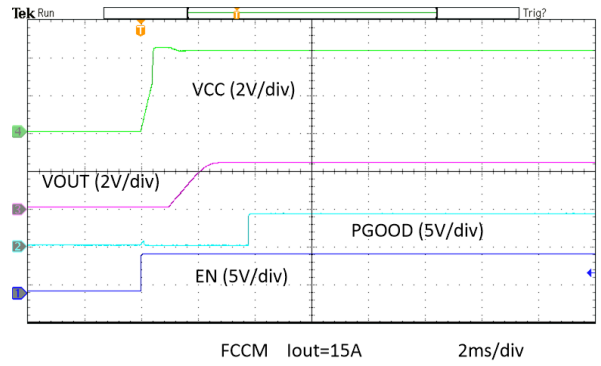


图 8-14. 使能启动，满载

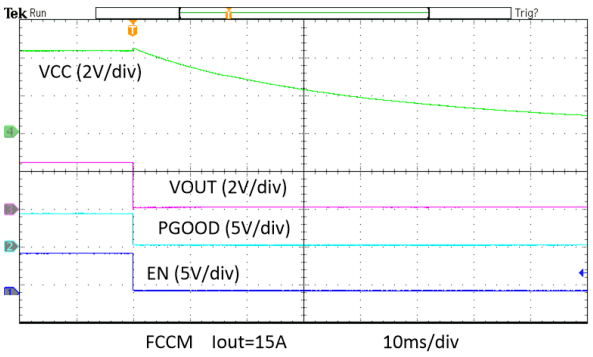


图 8-15. 使能断电，满载

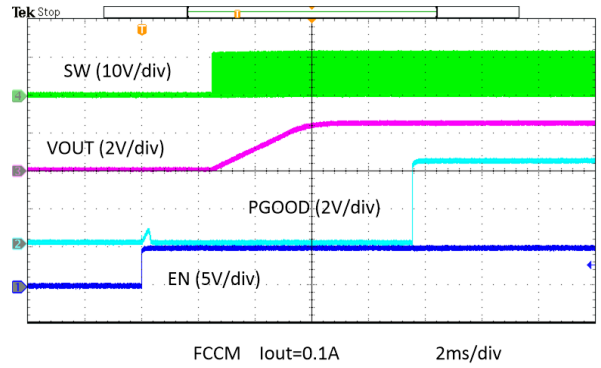


图 8-16. 使能上电，Iout = 0.1A

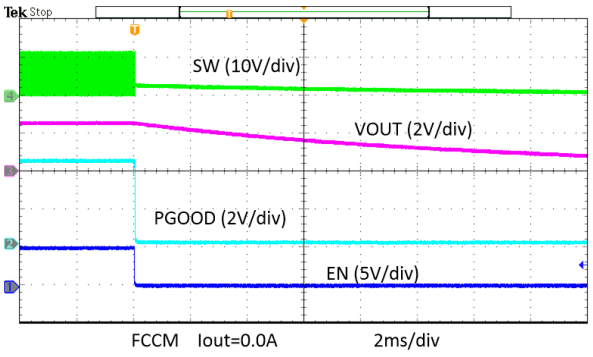


图 8-17. 使能断电，Iout = 0A

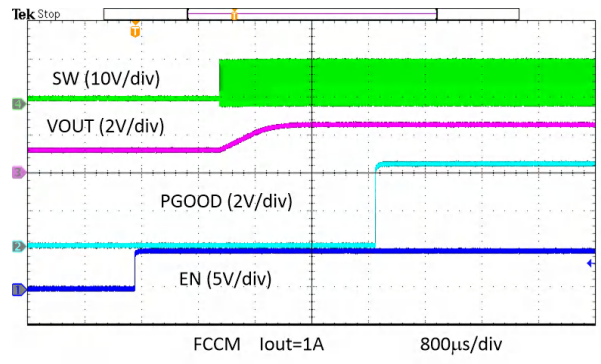


图 8-18. 使能启动，预偏置

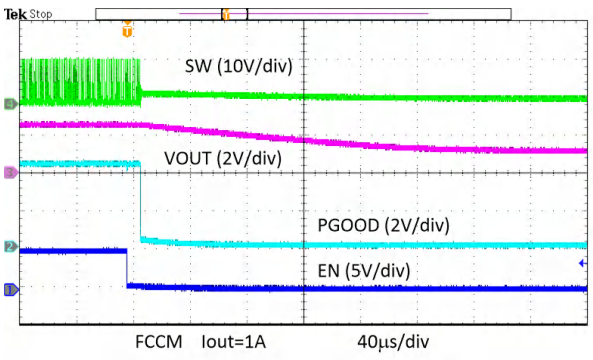


图 8-19. 预偏置上电

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

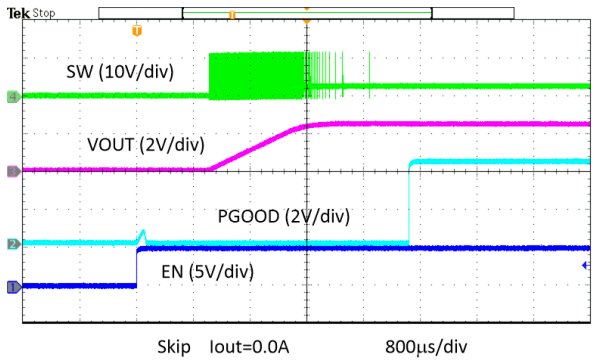


图 8-20. 使能上电，跳跃

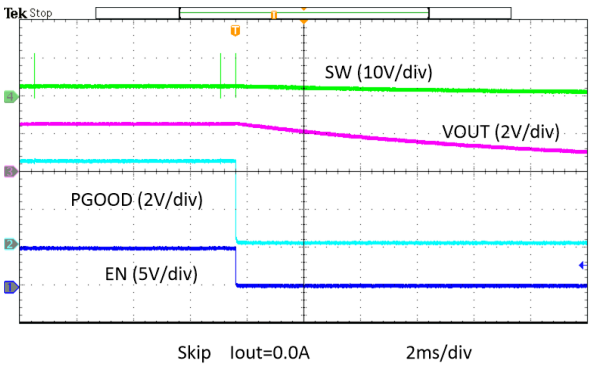


图 8-21. 使能断电，跳越

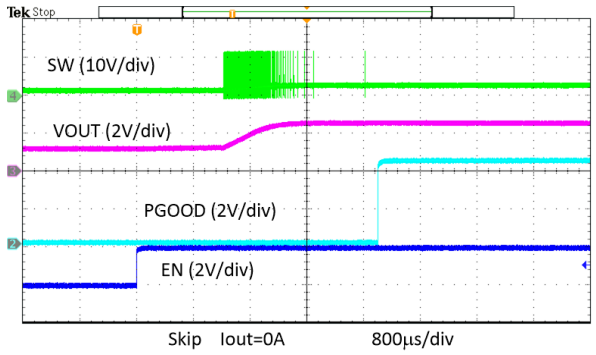


图 8-22. 使能上电至预偏置，跳跃

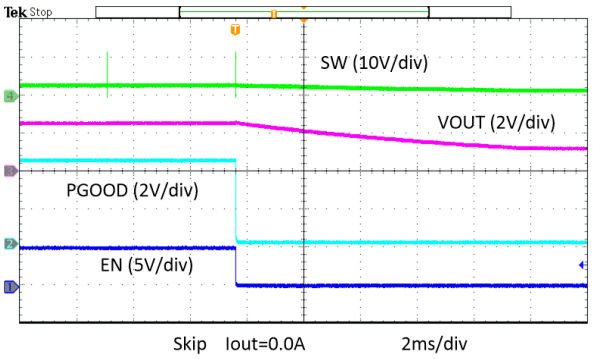


图 8-23. 使能预偏置断电，跳跃

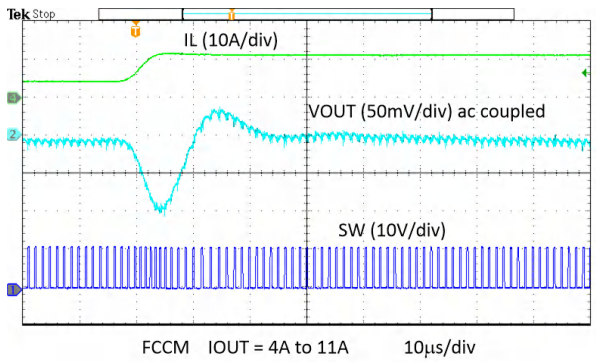


图 8-24. FCCM 模式负载瞬态

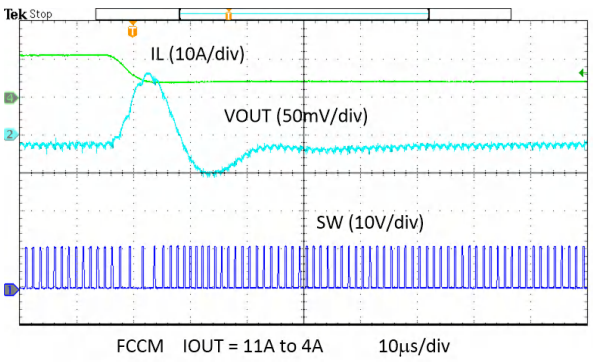


图 8-25. 空载瞬态

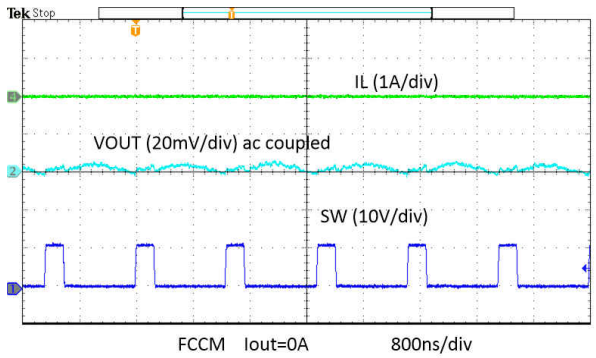


图 8-26. 输出电压纹波

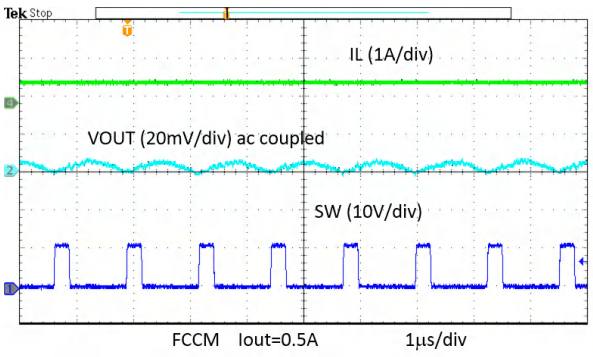


图 8-27. 输出电压纹波

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

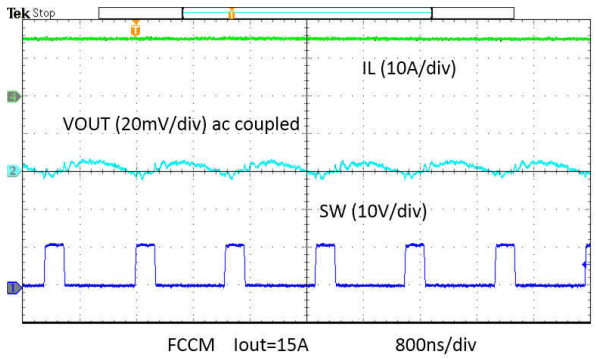


图 8-28. 输出电压纹波

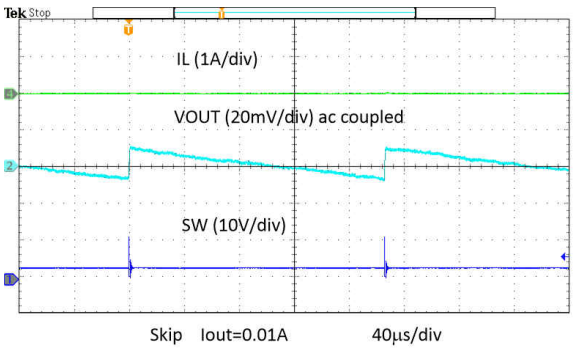


图 8-29. 输出电压纹波，跳跃

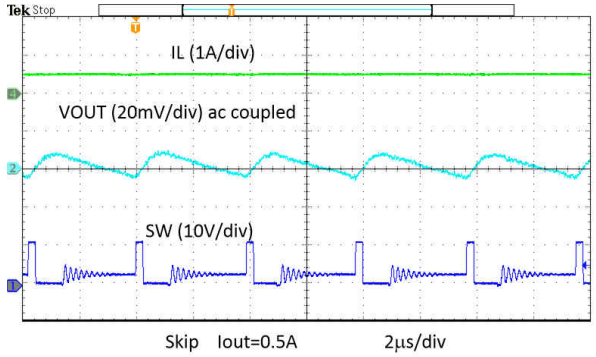


图 8-30. 输出电压纹波，跳跃

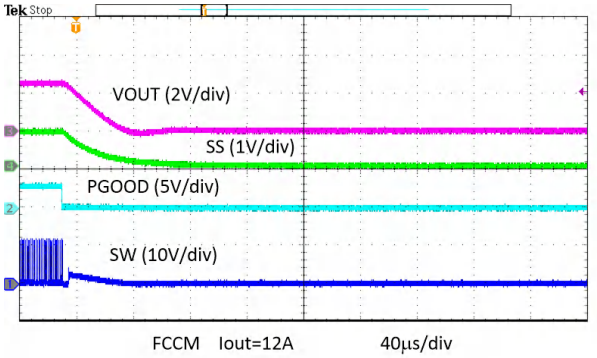


图 8-31. FCCM 中的过热保护

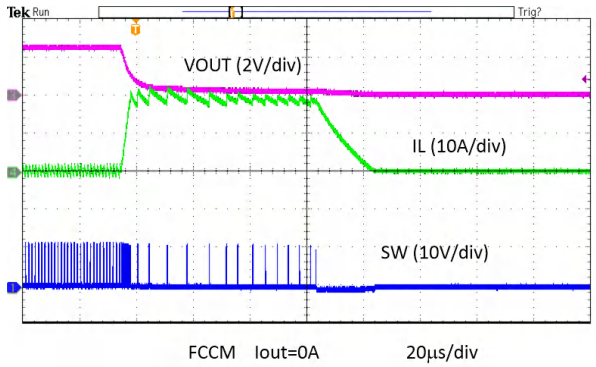


图 8-32. 过流保护

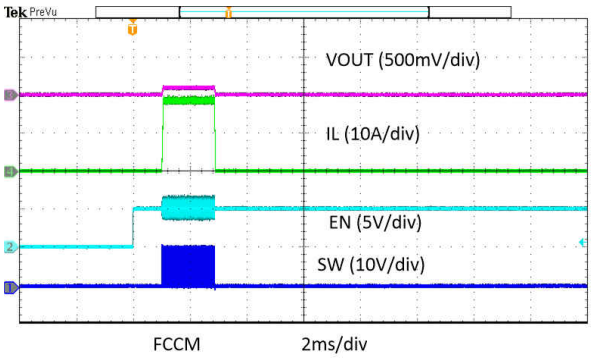


图 8-33. 已使能进入过流状态

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

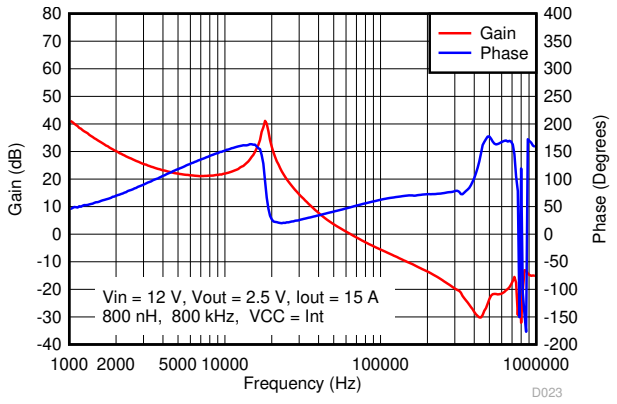


图 8-34. 频率响应，15A 负载

9 电源相关建议

当 VCC 引脚由 3.13V 至 5.3V 的外部偏置供电时，该器件可在 2.7V 至 16V 的宽输入电源电压范围内运行。两个输入电源（V_{IN} 和 VCC 偏置）都必须经过良好调节。除了 PCB 布局和接地方案外，对输入电源（V_{IN} 和 VCC 偏置）进行正确旁路对于噪声性能也至关重要。请参阅 *节 10* 中的建议。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

10 布局

10.1 布局指南

在开始使用该器件进行设计之前，请注意以下事项：

- 将功率元件（包括输入和输出电容器、电感器和 IC）放置在 PCB 的顶面。要屏蔽小信号布线并使其与有噪声的电力线隔离，请至少插入一个实心接地内部平面。
- V_{IN} 去耦电容器对于 FET 的稳健性非常重要。VIN 引脚 21 上需要一个 1 µ F/25V/X6S/0402 陶瓷电容器。放置这个去耦电容器的 PGND 过孔时应确保去耦电容器比 PGND 过孔更靠近 IC。为了降低过孔连接的 ESL，建议使用两个 8mil 过孔将 PGND 连接到内部 PGND 平面。
- 强烈建议在 VIN 引脚 10 上使用一个 1 µ F/25V/X6S/0402 陶瓷电容器。如果不使用这个 0402 尺寸的电容器，则需要将更大尺寸的 V_{IN} 去耦电容器（0603 或 0805 尺寸）尽可能靠近 IC 引脚 10 和引脚 11 放置。
- 对于大电流应用 (I_{OUT} > 13A)，建议在底层使用两个 1 µ F/25V/X6S/0402 陶瓷电容器。这两个电容器中的一个应在 VIN 引脚 10 和引脚 21 之间居中。为了使该电容器具有良好的连接，需要一根 V_{IN} 铜线（在底层上）以及两个 V_{IN} 过孔。另一个电容器可以放置在靠近 IC 封装的位置，就像放置在顶层上的 0402 电容器的镜像副本一样。
- 至少需要将六个 PGND 过孔尽可能靠近 PGND 引脚（引脚 11 至引脚 15）放置。这样可以更大限度减小寄生阻抗并降低热阻。
- 将 VCC 去耦电容器（2.2 µ F/6.3V/X6S/0402 或 2.2 µ F/6.3V/X7R/0603）尽可能靠近该器件放置。确保 VCC 去耦环路最小。
- 将 BOOT 电容器尽可能靠近 BOOT 和 SW 引脚放置。使用宽度为 12mil 或更宽的布线进行连接。TI 建议使用额定电压为 10V 的 0.1µF 至 1µF 自举电容器。
- 连接 SW 引脚和电感器高压侧的 PCB 布线定义为开关节点。开关节点必须尽可能短且宽。
- 无论是单端检测还是遥感，应始终将反馈电阻放置在该器件附近以尽可能缩短 FB 布线长度。
  - 对于遥感，FB 分压器电阻与远程位置之间的连接应采用一对宽度至少为 12mil 的 PCB 布线，并应在 0.1 µ F 或更高的高频旁路电容器上实现开尔文检测。遥感信号的接地连接必须连接到 VSNS – 引脚。遥感信号的 V_{OUT} 连接必须连接到反馈电阻分压器，并让下部反馈电阻端接在 VSNS – 引脚上。为了保持稳定的输出电压并更大限度减小纹波，这对遥感线路应远离任何噪声源（例如电感器和 SW 节点）或高频时钟线路。建议用上下两个接地平面屏蔽这对遥感线路。
  - 对于单端检测，请将较大的 FB 电阻连接到 0.1 µ F 或更高的高频本地旁路电容器，并使用最短的布线将 VSNS – 短接至 AGND。
- 该器件在 SS/REFIN 引脚到 AGND 之间不需要电容器，因此建议不要在 SS/REFIN 引脚到 AGND 之间放置电容器。如果 $C_{SS/REFIN}$ 至 VSNS – 的电容器和 $C_{SS/REFIN}$ 至 AGND 的电容器都存在，请将 $C_{SS/REFIN}$ 至 VSNS – 的电容器放置得更靠近 VSNS – 引脚，使连接到 VSNS – 引脚的布线尽可能短。
- 引脚 2（AGND 引脚）必须连接到内层上的实心 PGND 平面。使用公共 AGND 过孔将电阻连接到内部接地平面（如果适用）。
- 请参阅图 10-1 了解布局建议。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

10.2 布局示例

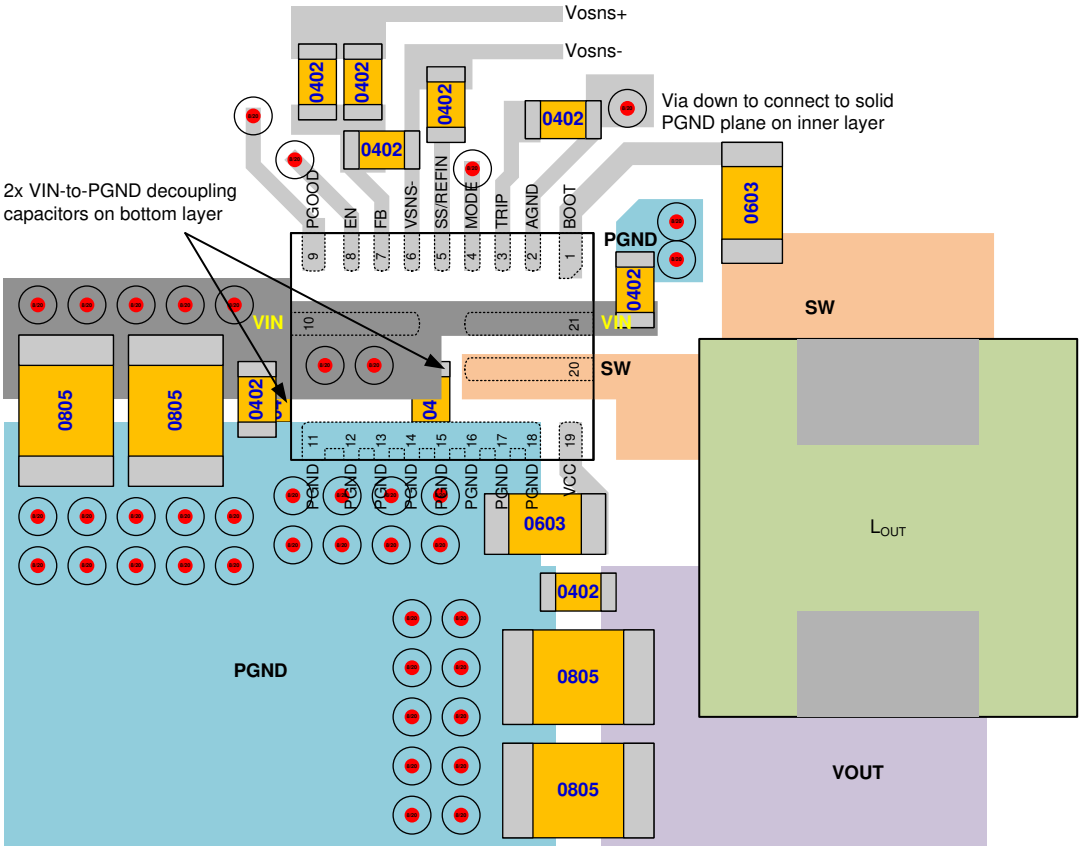


图 10-1. 布局建议

10.2.1 TI EVM 上的热性能

测试条件：

f_{SW} = 800kHz，V_{IN} = 12V，VCC = 内部 LDO，V_{OUT} = 1V，I_{OUT} = 15A，电感器 L_{OUT} = 0.8µH（2.29mΩ 典型值），C_{OUT} = 6 × 22µF (1206/6.3V/X7R)，无 R_{BOOT}，无 RC 缓冲器

SP1 (IC)：75.4°C，SP2（电感器）：53.3°C

图 10-2. 25°C 环境温度下的热图像

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

11 器件和文档支持

11.1 文档支持

11.1.1 相关文档

- 德州仪器 (TI)，*采用前馈电容器优化内部补偿直流/直流转换器的瞬态响应*
- 德州仪器 (TI)，*机架服务器和数据中心应用中适用于 VR13.HC 的非隔离式负载点解决方案*

11.2 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 *订阅更新* 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。

11.3 支持资源

TI E2E™ 支持论坛是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、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可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》。

11.4 商标

D-CAP3™ and Eco-mode™ are trademarks of TI.
TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.
所有商标均为其各自所有者的财产。

11.5 Electrostatic Discharge Caution

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

11.6 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。

Copyright © 2022 Texas Instruments Incorporated

12 机械、封装和可订购信息

下述页面包含机械、封装和订购信息。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 © 2022 Texas Instruments Incorporated

重要声明和免责声明

TI 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、某特定用途方面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 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 TI 的销售条款 (https:www.ti.com/legal/termsofsale.html) 或 ti.com 上其他适用条款/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。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2021，德州仪器 (TI) 公司

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead finish/ Ball material (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
TPS548A28RWWR	ACTIVE	VQFN-HR	RWW	21	3000	RoHS & Green	Call TI | SN | NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	T548A28	Samples

(1) The marketing status values are defined as follows:
ACTIVE: Product device recommended for new designs.
LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.
NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.
PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.
OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

(2) **RoHS:** TI defines "RoHS" to mean semiconductor products that are compliant with the current EU RoHS requirements for all 10 RoHS substances, including the requirement that RoHS substance do not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, "RoHS" products are suitable for use in specified lead-free processes. TI may reference these types of products as "Pb-Free".
RoHS Exempt: TI defines "RoHS Exempt" to mean products that contain lead but are compliant with EU RoHS pursuant to a specific EU RoHS exemption.
Green: TI defines "Green" to mean the content of Chlorine (Cl) and Bromine (Br) based flame retardants meet JS709B low halogen requirements of <=1000ppm threshold. Antimony trioxide based flame retardants must also meet the <=1000ppm threshold requirement.

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

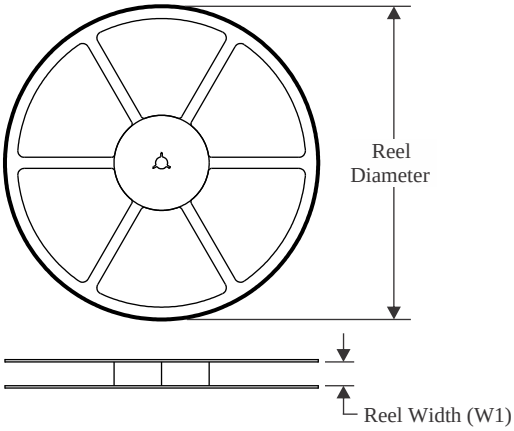
(6) Lead finish/Ball material - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

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.

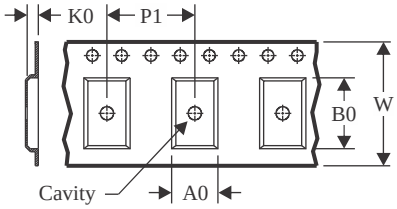
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

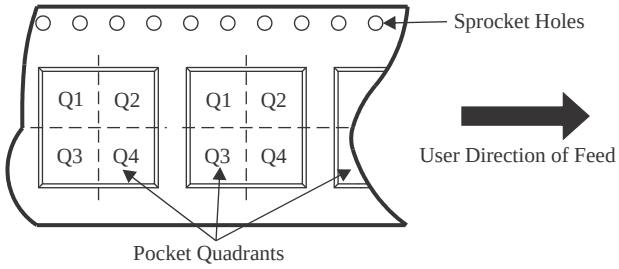


TAPE DIMENSIONS



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

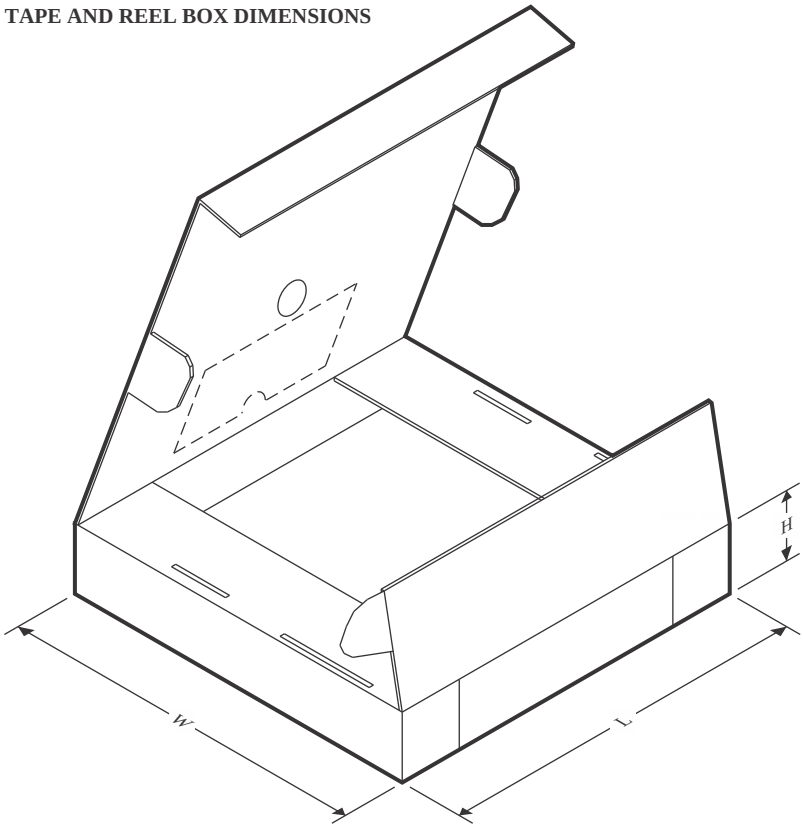
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*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
TPS548A28RWWR	VQFN-HR	RWW	21	3000	330.0	12.4	3.3	4.3	1.1	8.0	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

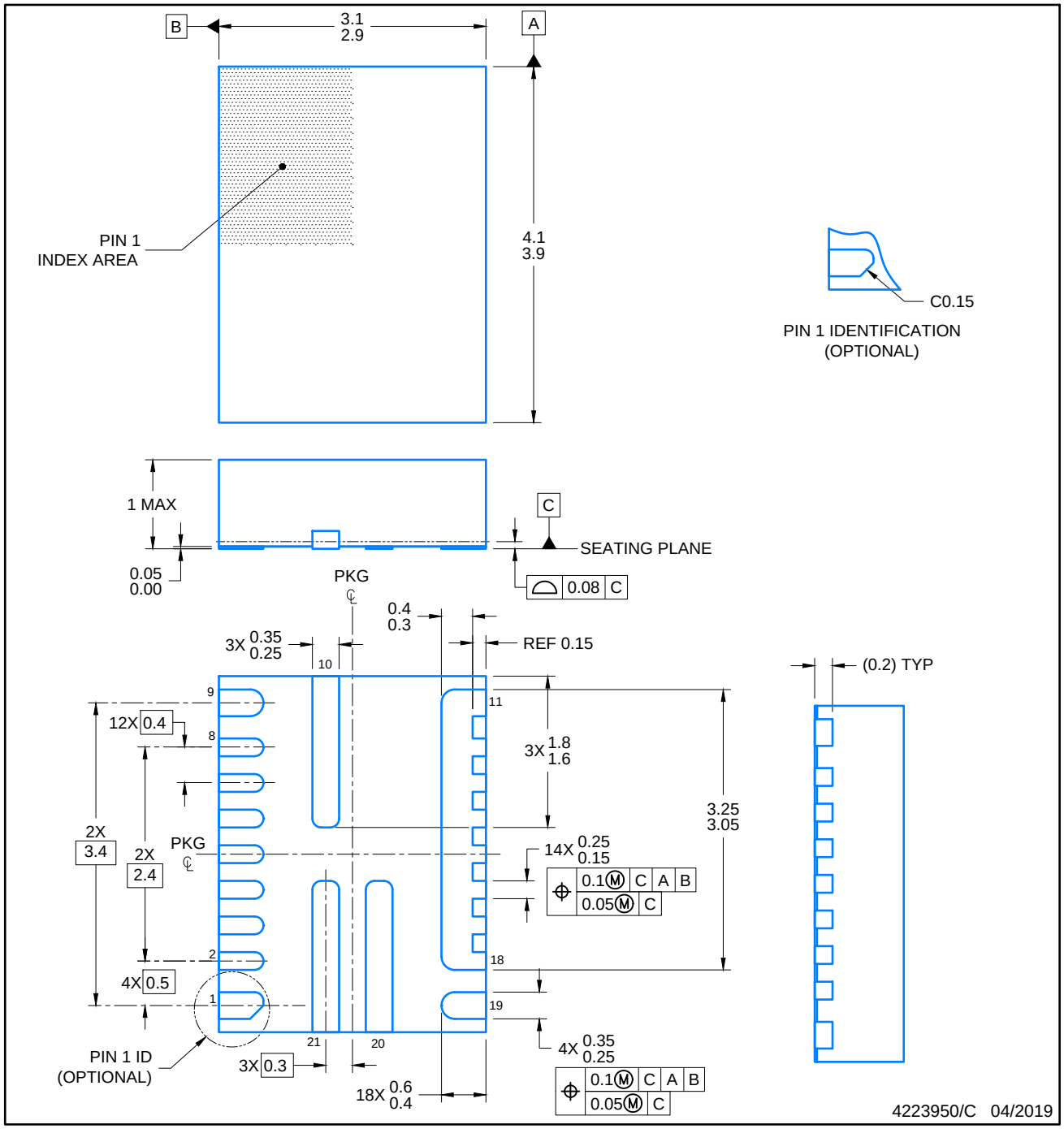
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
TPS548A28RWWR	VQFN-HR	RWW	21	3000	346.0	346.0	33.0

PACKAGE OUTLINE

RWW0021A

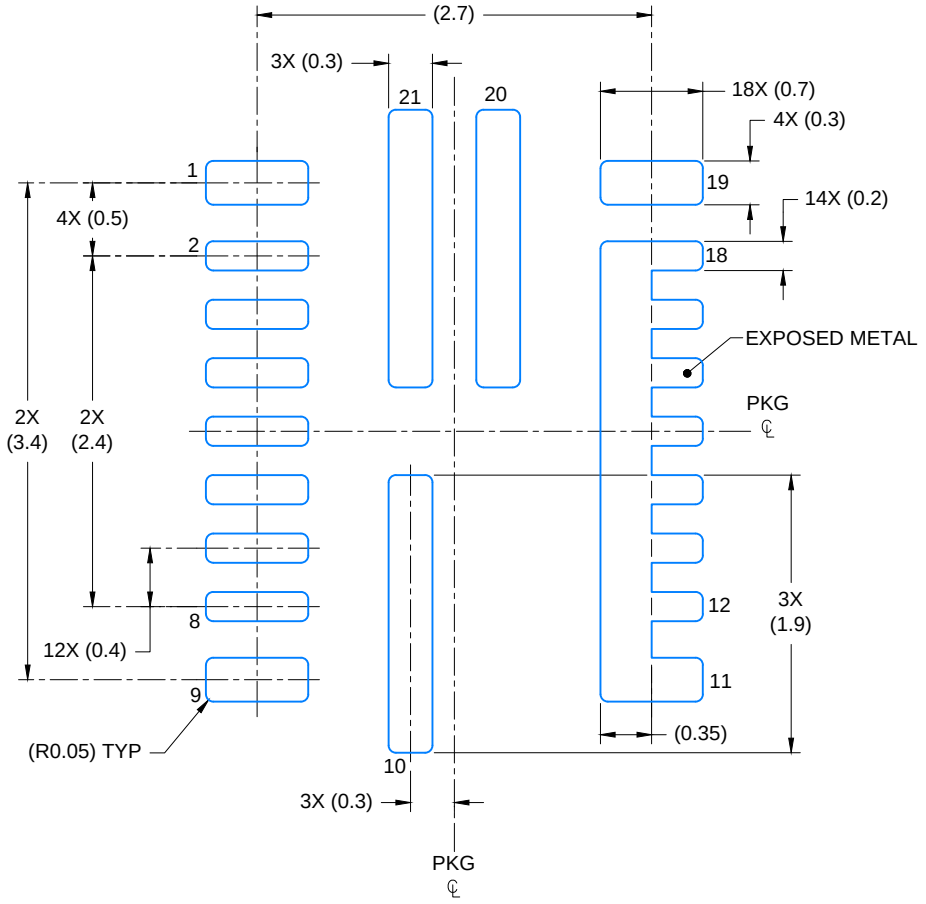
VQFN-HR - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLAT-NO LEAD

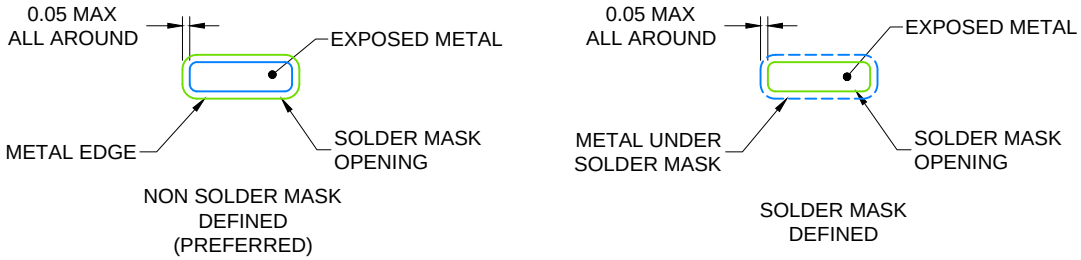


NOTES:

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.



LAND PATTERN EXAMPLE
SOLDER MASK DEFINED
SCALE: 20X

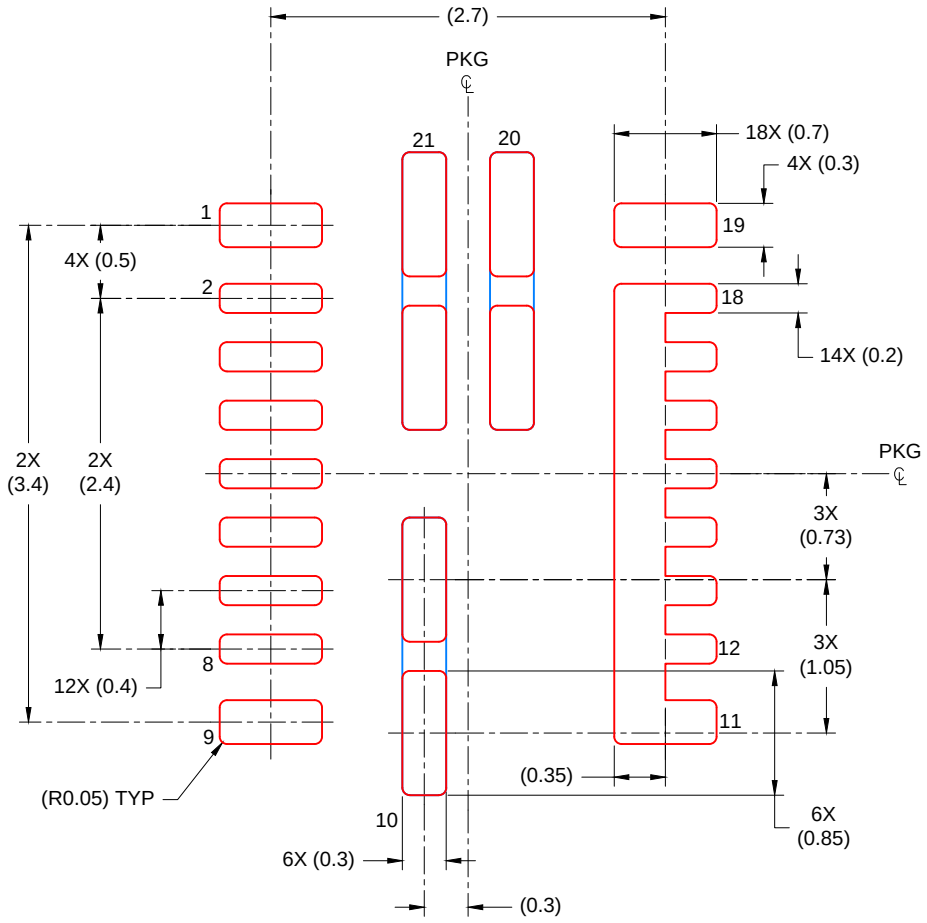


SOLDER MASK DETAILS

4223950/C 04/2019

NOTES: (continued)

3. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 (www.ti.com/lit/slua271).
4. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.1mm THICK STENCIL

EXPOSED PAD
89% PRINTED COVERAGE BY AREA
SCALE: 20X

4223950/C 04/2019

NOTES: (continued)

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

重要声明和免责声明

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、某特定用途方面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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

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 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 TI 的销售条款或 ti.com 上其他适用条款/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。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司