

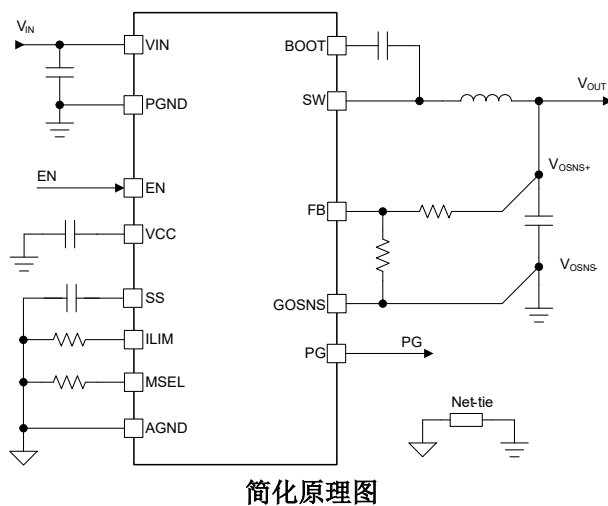
TPS54KC23 具有遥感功能的 4V 至 16V 输入、30A D-CAP4 同步降压转换器

1 特性

- 输入电压范围为 4V 至 16V
- 支持 3.1V 至 5.3V 外部 VCC 辅助电源
- 5.8mΩ 和 2.3mΩ MOSFET
- 30A 持续输出电流
- 针对效率和热性能优化的 16 引脚 WQFN-HR 封装
- $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 时为 $\pm 0.5\%$ 基准 (VREF)
- 输出电压范围为 VREF 至 5.5V
- 差分遥感
- D-CAP4 模式可提供超快负载阶跃响应
- 支持所有陶瓷输出电容器
- 可选自动跳跃 Eco-mode，用以实现高轻负载效率
- 通过 R_{ILIM} 实现可编程电流限制
- 可选开关频率：
800kHz、1.1MHz、1.4MHz
- 可编程软启动时间
- 预偏置启动功能
- 开漏电源正常状态输出
- 谷值过流限制保护
- 过压和欠压故障保护
- 引脚与 25A TPS54KB2x 兼容

2 应用

- 机架式服务器和刀片式服务器
- 硬件加速卡和插件卡
- 数据中心交换机
- 工业 PC
- 基带单元 (BBU)



3 说明

TPS54KC23 器件是一款具有自适应导通时间 D-CAP4 控制模式的高效率、小尺寸同步降压转换器。该控制方法无需外部补偿网络，即可在整个输出电压范围内提供较小的最短导通时间和快速负载瞬态响应。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。

TPS54KC23 器件具有差分遥感功能和高性能集成 MOSFET，在额定工作结温范围具有精确的 $\pm 0.5\%$ 电压基准。该器件具有精确的负载调整率和线性调整率、Eco-mode 或 FCCM 工作模式、可通过 MSEL 引脚编程的设置以及可编程软启动功能。

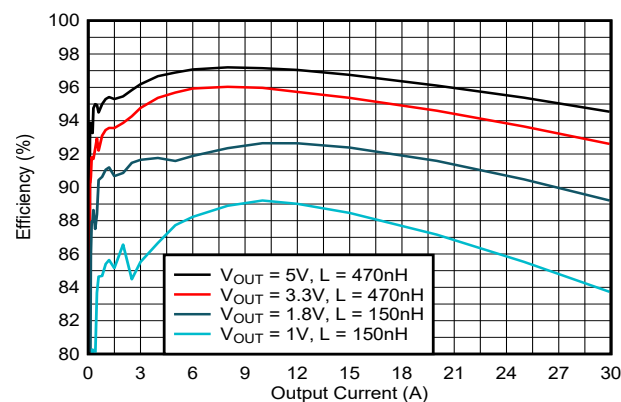
TPS54KC23 是一款无铅器件，符合 RoHS 标准，无需豁免。

封装信息

器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 ⁽²⁾
TPS54KC23	RZR (WQFN-FCRLF , 16)	3.00mm × 3.50mm

(1) 有关更多信息，请参阅节 10。

(2) 封装尺寸 (长 × 宽) 为标称值，并包括引脚 (如适用)。



典型应用效率 ($V_{IN} = 12\text{V}$, $f_{sw} = 800\text{kHz}$, 内部 VCC, 跳跃模式)



内容

1 特性	1	6.4 器件功能模式.....	25
2 应用	1	7 应用和实施	28
3 说明	1	7.1 应用信息.....	28
4 引脚配置和功能	3	7.2 典型应用.....	28
5 规格	4	7.3 电源相关建议.....	35
5.1 绝对最大额定值.....	4	7.4 布局.....	36
5.2 ESD 等级.....	4	8 器件和文档支持	38
5.3 建议运行条件.....	4	8.1 文档支持.....	38
5.4 热性能信息.....	5	8.2 接收文档更新通知.....	38
5.5 电气特性.....	5	8.3 支持资源.....	38
5.6 典型特性.....	8	8.4 商标.....	38
6 详细说明	14	8.5 静电放电警告.....	38
6.1 概述.....	14	8.6 术语表.....	38
6.2 功能方框图.....	14	9 修订历史记录	38
6.3 特性说明.....	15	10 机械、封装和可订购信息	39

4 引脚配置和功能

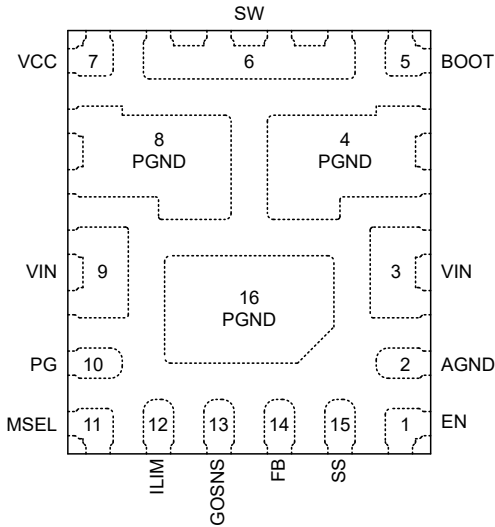


图 4-1. RZR 封装 16 引脚 WQFN-FCRLF 顶视图

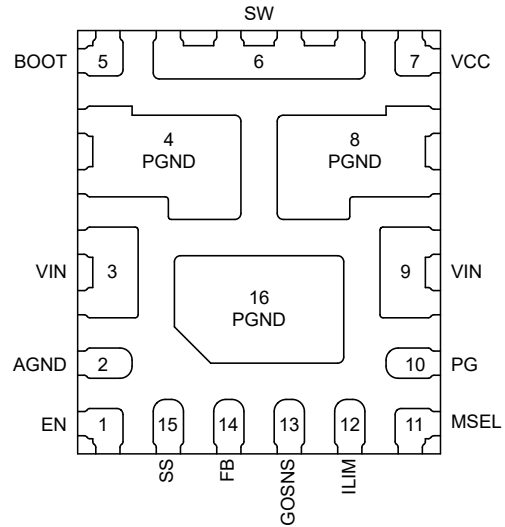


图 4-2. RZR 封装 16 引脚 WQFN-FCRLF 底视图

表 4-1. 引脚功能

引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
编号	名称		
2	AGND	G	内部控制电路的模拟地回路和基准。
5	BOOT	I/O	内部高侧 MOSFET 栅极驱动器 (升压端子) 的电源。从该引脚到 SW 节点之间连接自举电容器。
1	EN	I	使能引脚。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 引脚上施加的最大建议电压为 5.5V。TI 不建议将 EN 引脚直接连接到 VIN 引脚。
14	FB	I	输出电压反馈输入。从输出电压到 GOSNS (抽头至 FB 引脚) 的电阻分压器可设置输出电压。将 FB 分压器连接到负载附近的输出电压。
13	GOSNS	I	差分遥感电路的负输入端。连接到负载附近的接地检测点。
12	ILIM	I	电流限值设置引脚。将一个电阻连接到 AGND 即可设置电流限值跳变点。TI 建议使用容差为 $\pm 1\%$ 的电阻。有关 OCL 设置的详细信息，请参阅节 6.3.10。
11	MSEL	I	多功能选择引脚。从 MSEL 引脚到 AGND 的电阻器用于选择强制连续导通模式 (FCCM) 或跳跃模式运行、工作频率和 PWM 斜坡设置。要求使用容差为 $\pm 1\%$ 的电阻。详细信息，请参阅表 6-3。
10	PG	O	开漏电源正常状态信号。将外部上拉电阻器连接到电压源。当 FB 电压超出指定限值时，PG 在指定的延迟后变为低电平。
4、8、16	PGND	G	功率级接地回路。此引脚在内部连接到低侧 MOSFET 的源极。在 PGND 引脚下方放置尽可能多的过孔，并尽可能靠近 PGND 引脚。此操作可以最大限度减小寄生阻抗并降低热阻。
15	SS	I	将电容器连接到 AGND 以设置 SS 时间。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 10nF 的电容器。
6	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。
7	VCC	P	内部 3V LDO 输出。可将 3.3V 或 5V 的外部辅助电源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 之间连接一个额定电压 > 6.3V 的 1 μ F 陶瓷电容器进行旁路。将此电容器尽可能靠近 VCC 和 PGND 引脚放置。
3、9	VIN	P	功率级 MOSFET 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。需要靠近 IC 在每个 VIN 和 PGND 之间连接一个电容器。

(1) I = 输入，O = 输出，P = 电源，G = 地

5 规格

5.1 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, 在整个建议 V _{VCC} 范围内	- 0.3	18	V
引脚电压	VIN, V _{VCC} ≤ 3.6V	- 0.3	19	V
引脚电压	SW - PGND, 直流	- 0.3	19	V
引脚电压	SW - PGND, 瞬态值 < 10ns	- 3	21	V
引脚电压	VIN - SW, 直流	- 0.3	19	V
引脚电压	VIN - SW, 瞬态值 < 10ns	- 3	25	V
引脚电压	BOOT - PGND	- 0.3	24.5	V
引脚电压	BOOT - SW	- 0.3	5.5	V
引脚电压	EN、PG、SS、MSEL、VCC	- 0.3	6	V
引脚电压	ILIM、FB	- 0.3	3	V
引脚电压	GOSNS、PGND	- 0.3	0.3	V
灌电流	PG		15	mA
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 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 ⁽¹⁾	±2000	V
		充电器件模型 (CDM), 符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-002 标准 ⁽²⁾	±500	

- (1) JEDEC 文档 JEP155 说明 500V HBM 支持在标准 ESD 控制流程下安全生产。

- (2) JEDEC 文档 JEP157 说明 250V CDM 支持在标准 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}	输入电压范围	VIN	4		16	V
V _{VCC}	外部偏置范围	VCC	3.1		5.3	V
V _{OUT}	输出电压范围		VREF		5.5	
引脚电压		V _{GOSNS} 与 V _{AGND} 间的关系	- 0.1		0.1	V
		EN、PG	- 0.1		5.5	V
I _{PG}	电源正常灌电流	PG			10	mA
C _{SS}	电容范围	SS	10		1000	nF
I _{OUT}	输出电流	SW			30	A
I _{LPEAK}	最大峰值电感器电流	SW			45	A
T _J	工作结温		- 40		125	°C

5.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		TPS54KC23			单位
		RZR (WQFN-FCRLF , JEDEC 布局)	RZR (WQFN-FCRLF , 4 层应用布局)	RZR (WQFN-FCRLF , 6 层 EVM 布局)	
		16 引脚	16 引脚	16 引脚	
R _{θJA}	结至环境热阻	36.8	16.5 ⁽²⁾	13.2 ⁽³⁾	°C/W
R _{θJC(top)}	结至外壳 (顶部) 热阻	15.3	不适用 ⁽⁴⁾	不适用 ⁽⁴⁾	°C/W
R _{θJB}	结至电路板热阻	7.6	不适用 ⁽⁴⁾	不适用 ⁽⁴⁾	°C/W
ψ _{JT}	结至顶部特征参数	0.3	不适用 ⁽⁴⁾	不适用 ⁽⁴⁾	°C/W
ψ _{JB}	结至电路板特征参数	7.5	不适用 ⁽⁴⁾	不适用 ⁽⁴⁾	°C/W
R _{θJC(bot)}	结至外壳 (底部) 热阻	5.1	不适用 ⁽⁴⁾	不适用 ⁽⁴⁾	°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) 在 4 层、2oz 覆铜、3 英寸 × 3 英寸布局上测得，器件不进行开关且器件中耗散的功率为 1.9W。
(3) 在 EVM 上的 U2 器件上测量，器件不进行开关且器件中耗散的功率为 1.8W。
(4) 热测试或仿真设置不适用于应用布局。

5.5 电气特性

T_J = -40°C 至 +125°C，V_{VCC} = 3V (内部)，V_{VIN} = 4V 至 16V。典型值是在 T_J = 25°C 和 V_{VIN} = 12V 条件下测得的 (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	不进行开关，V _{EN} = 2V，V _{FB} = V _{FB_REG} + 10mV，VCC 引脚上无外部辅助电源		940	1200	μA
I _{Q(VIN)}	采用外部 VCC 辅助电源时的 VIN 静态电流	V _{VIN} = 12V，V _{EN} = 2V，V _{FB} = V _{FB_REG} + 10mV (不进行开关)，VCC 引脚上有 3.3V 外部辅助电源		230	350	μA
I _{Q(VCC)}	VCC 静态电流	V _{VIN} = 12V，V _{EN} = 2V，V _{FB} = V _{FB_REG} + 10mV (不进行开关)，VCC 引脚上有 3.3V 外部辅助电源		820	1000	μA
I _{SD(VIN)}	VIN 关断电源电流	V _{VIN} = 12V，V _{EN} = 0V，VCC 引脚上无外部辅助电源		9	20	μA
I _{SD(VCC)}	VCC 关断电流	V _{EN} = 0V，V _{VIN} = 0V，VCC 引脚上有 3.3V 外部辅助电源		90	140	μA
I _{VCC}	VCC 外部辅助电源电流	T _J = 25°C，V _{VIN} = 12V，V _{EN} = 2V，常规开关，R _{MSEL} = 10.5kΩ，f _{SW} = 800kHz，VCC 引脚上有 3.3V 外部辅助电源		12		mA
		T _J = 25°C，V _{VIN} = 12V，V _{EN} = 2V，常规开关，R _{MSEL} = 13.3kΩ，f _{SW} = 1100kHz，VCC 引脚上有 3.3V 外部辅助电源		16		mA
		T _J = 25°C，V _{VIN} = 12V，V _{EN} = 2V，常规开关，R _{MSEL} = 30.1kΩ，f _{SW} = 1400kHz，VCC 引脚上有 3.3V 外部辅助电源		20.5		mA
UVLO						
V _{VINUVLO(R)}	VIN UVLO 上升阈值	V _{VIN} 上升		3.87	3.95	V
V _{VINUVLO(F)}	VIN UVLO 下降阈值	V _{VIN} 下降	3.60	3.70		V
V _{VINUVLO(H)}	VIN UVLO 迟滞			0.17		V
使能						
V _{EN(R)}	EN 电压上升阈值	EN 上升，启用开关		1.18	1.23	V
V _{EN(F)}	EN 电压下降阈值	EN 下降，禁用开关	0.95	1		V
V _{EN(H)}	EN 电压迟滞			0.18		V
	EN 内部下拉电阻	EN 引脚至 AGND	0.74	1	1.27	MΩ
V _{ENSTB(R)}	EN 待机上升阈值	EN 上升，启用内部 LDO，不进行开关		0.75	1.0	V
V _{ENSTB(F)}	EN 待机下降阈值	EN 下降，禁用内部 LDO	0.5	0.6		V

5.5 电气特性 (续)

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{VCC} = 3\text{V}$ (内部), $V_{VIN} = 4\text{V}$ 至 16V 。典型值是在 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 和 $V_{VIN} = 12\text{V}$ 条件下测得的 (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 LDO (VCC)						
V_{VCC}	内部 LDO 输出电压	不进行开关, $I_{VCC} = 25\text{mA}$	2.82	2.94	3.05	V
I_{VCC}	内部 LDO 短路电流限制	$V_{VIN} = 10\text{V}$	100	275		mA
$V_{CCUVLO(R)}$	VCC UVLO 上升阈值	$V_{VIN} = 4\text{V}$		2.7	2.82	V
$V_{CCUVLO(F)}$	VCC UVLO 下降阈值	$V_{VIN} = 4\text{V}$	2.45	2.55		V
$V_{CCUVLO(H)}$	VCC UVLO 迟滞	$V_{VIN} = 4\text{V}$		0.15		V
	用于关闭 VCC LDO 的 FB 阈值	EN 高电平至低电平	25	50	85	mV
基准电压 (FB)						
V_{FB_REG}	反馈调节电压		497.5	500	502.5	mV
$I_{FB(LKG)}$	FB 输入漏电流	$V_{FB} = V_{FB_REG}$			160	nA
差分遥感器						
I_{GOSNS}	流出 GOSNS 引脚的漏电流	$V_{GOSNS} - V_{AGND} = 100\text{mV}$			80	μA
V_{ICM}	用于调节的 GOSNS 共模电压	V_{GOSNS} 与 V_{AGND} 间的关系	-0.1		0.1	V
开关频率						
$f_{SW(FCCM)}$	开关频率, FCCM 运行	$V_{VIN} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 3.3\text{V}$, $R_{MSEL} = 10.5\text{k}\Omega$ (FCCM), 无负载	680	800	920	kHz
		$V_{VIN} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 3.3\text{V}$, $R_{MSEL} = 24.9\text{k}\Omega$ (FCCM), 无负载	910	1070	1230	kHz
		$V_{VIN} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 3.3\text{V}$, $R_{MSEL} = 48.7\text{k}\Omega$ (FCCM), 无负载	1150	1350	1550	kHz
启动						
I_{SS}	软启动充电电流	$V_{SS} = 0\text{V}$	26	36	45	μA
$V_{SS(DONE)}$	软启动完成的软启动电压阈值	TPS54KC23		1		V
	EN 高电平到开关延迟开始	$C_{SS} = 33\text{nF}$, 内部 VCC, $C_{VCC} = 2.2\mu\text{F}$, $R_{MSEL} = 158\text{k}\Omega$, 从 EN 高电平至 $V_{SS} = 50\text{mV}$ 测得		740		μs
功率级						
$R_{DSON(HS)}$	高侧 MOSFET 导通电阻	$V_{BOOT-SW} = 3.0\text{V}$		5.8		$\text{m}\Omega$
$R_{DSON(LS)}$	低侧 MOSFET 导通电阻	$V_{VCC} = 3.3\text{V}$		2.3		$\text{m}\Omega$
$t_{ON(\text{min})}$	最小 ON 脉冲宽度			40		ns
$t_{OFF(\text{min})}$	最小 OFF 脉冲宽度 (1)			130	160	ns
升压电路						
$I_{BOOT(LKG)}$	流入 BOOT 引脚的漏电流	$V_{VIN} = 12\text{V}$, $V_{BOOT-SW} = 3\text{V}$, 已启用, 不进行开关		23	31	μA
过流保护						
	OC 限制高钳位	LS FET 上的谷值电流, $0\Omega \leq R_{ILIM} \leq 4.32\text{k}\Omega$	27.8	30.6		A
K_{OCL}	R_{ILIM} 公式的常数			134000		$\text{A}\times\Omega$
$I_{LS(OC)}$	低侧谷值电流限值, 开环	LS FET 上的谷值电流, $R_{ILIM} = 4.32\text{k}\Omega$	27.8	30.6	33.3	A
		LS FET 上的谷值电流, $R_{ILIM} = 5.36\text{k}\Omega$	20.1	24.6	29.5	A
		LS FET 上的谷值电流, $R_{ILIM} = 7.32\text{k}\Omega$	14.6	18.0	21.7	A
		LS FET 上的谷值电流, $R_{ILIM} = 10.7\text{k}\Omega$	9.6	12.3	15.2	A
		LS FET 上的谷值电流, $R_{ILIM} = 20\text{k}\Omega$	4.6	6.6	8.8	A
$I_{LS(NOC)}$	低侧负电流限值, 开环	LS FET 上的灌电流限制		-10	-7.5	A
R_{ILIM}	ILIM 引脚电阻范围		0		20	$\text{k}\Omega$
I_{ZC}	进入 DCM 的过零检测电流阈值, 开环	$V_{IN} = 12\text{V}$		-700		mA

5.5 电气特性 (续)

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{VCC} = 3\text{V}$ (内部), $V_{VIN} = 4\text{V}$ 至 16V 。典型值是在 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 和 $V_{VIN} = 12\text{V}$ 条件下测得的 (除非另有说明)。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_{ZC(HYS)}$	进入 DCM 后的过零检测电流阈值迟滞, 开环	$V_{IN} = 12\text{V}$		1000		mA
输出 OVP 和 UVP						
V_{OVP}	过压保护 (OVP) 阈值电压	V_{FB} 上升	113%	116%	119%	
V_{UVP}	欠压保护 (UVP) 阈值电压	V_{FB} 下降	76%	79%	82%	
t_{OVPDLY}	OVP 延迟	施加 100mV 过驱		400		ns
t_{UVPDLY}	UVP 滤波器延迟			70		μs
	断续等待时间			$7 \times t_{SS}$		ms
电源正常						
$V_{PGTH(RISE_OV)}$	电源正常阈值	FB 上升, PG 从高电平到低电平	113%	116%	119%	
$V_{PGTH(RISE_UV)}$	电源正常阈值	FB 上升, PG 从低电平到高电平		91%		
$V_{PGTH(FALL_UV)}$	电源正常阈值	FB 下降, PG 从高电平到低电平		79%		
	启动期间 PG 延迟从低电平到高电平			1.3		ms
	PG 延迟, 从高电平到低电平			4	6.2	μs
$I_{PG(LKG)}$	开漏输出高电平时的 PG 引脚漏电流	$V_{PG} = 6\text{V}$			7	μA
	PG 引脚输出低电平电压	$I_{PG} = 7\text{mA}$			500	mV
	当 V_{IN} 和 V_{CC} 为低电平时, PG 引脚输出低电平	$V_{VIN} = 0\text{V}$, $V_{VCC} = 0\text{V}$, $V_{EN} = 0\text{V}$, $I_{PG} = 25\mu\text{A}$		650		mV
	当 V_{IN} 和 V_{CC} 为低电平时, PG 引脚输出低电平	$V_{VIN} = 0\text{V}$, $V_{VCC} = 0\text{V}$, $V_{EN} = 0\text{V}$, $I_{PG} = 250\mu\text{A}$		800		mV
热关断						
$T_{J(SD)}$	热关断阈值 ⁽¹⁾	温度上升	150	170		$^{\circ}\text{C}$
$T_{J(HYS)}$	热关断迟滞 ⁽¹⁾			13		$^{\circ}\text{C}$
输出放电						
	SW 引脚上的输出放电电阻	$V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{SW} = 1\text{V}$, 禁用电源转换		100		Ω

(1) 提供的该参数仅供参考, 不构成 TI 已发布的器件规格的一部分用于 TI 产品保修。

5.6 典型特性

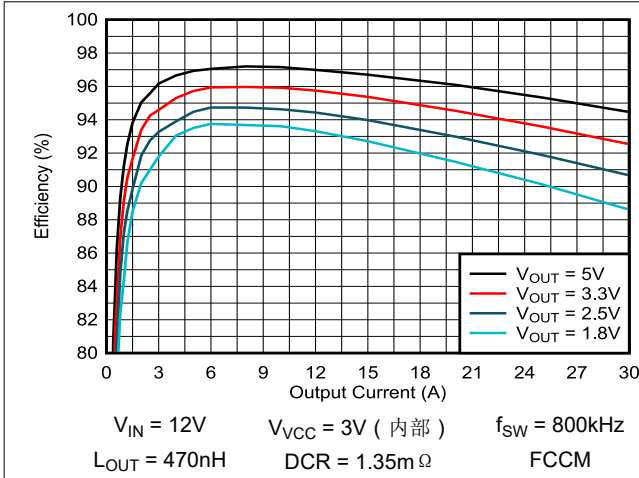


图 5-1. $V_{OUT} \geq 1.8V$ 时的效率

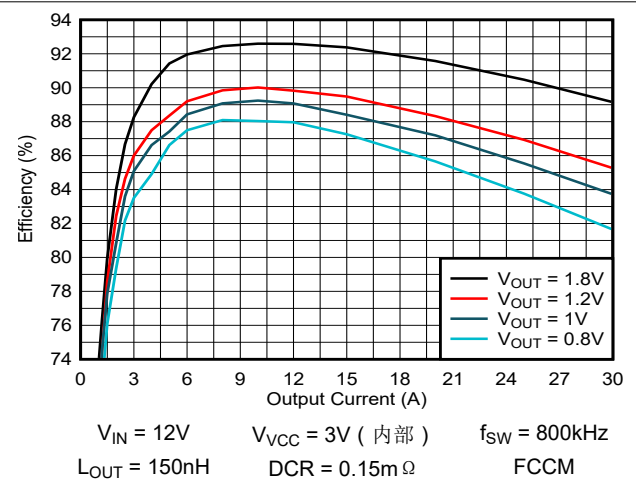


图 5-2. $V_{OUT} \leq 1.8V$ 时的效率

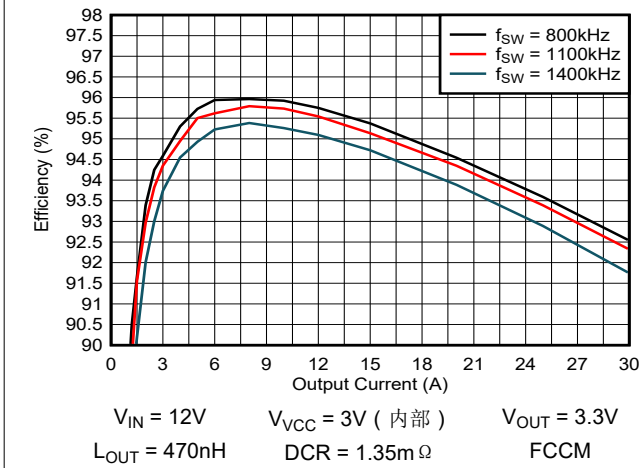


图 5-3. 效率与 f_{SW} 之间的关系 ($V_{OUT} = 3.3V$)

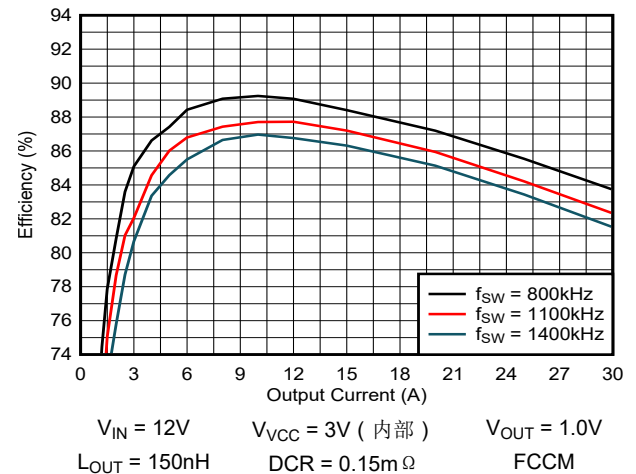


图 5-4. 效率与 f_{SW} 之间的关系 ($V_{OUT} = 1.0V$)

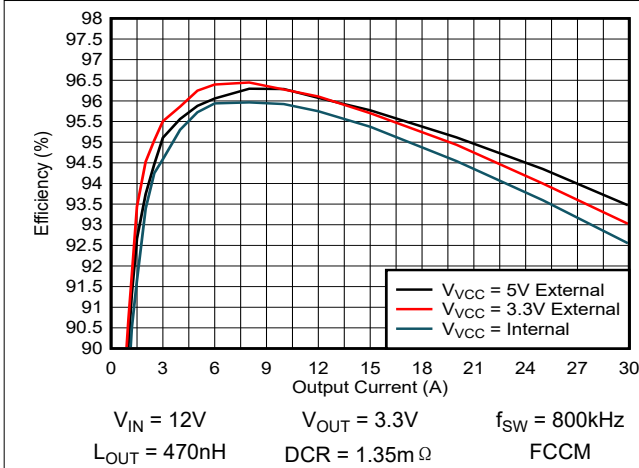


图 5-5. 效率与 VCC 辅助电源间的关系 ($V_{OUT} = 3.3V$)

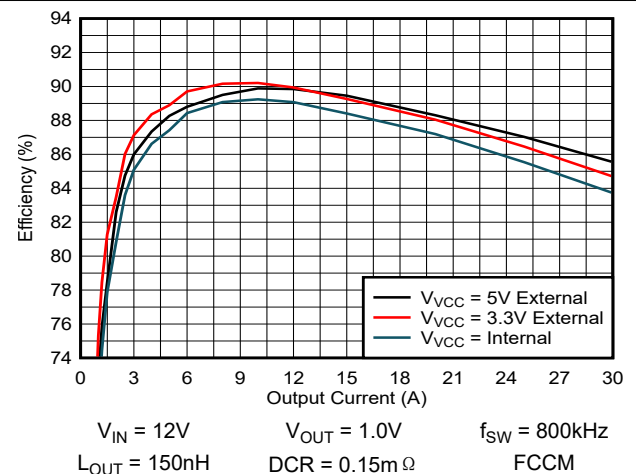
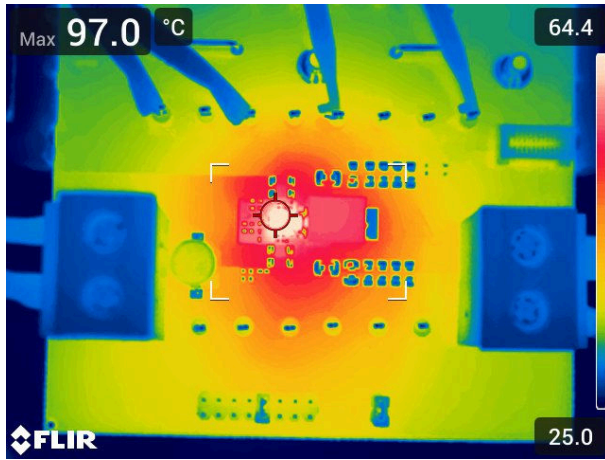


图 5-6. 效率与 VCC 辅助电源间的关系 ($V_{OUT} = 1.0V$)

5.6 典型特性 (续)



$V_{IN} = 12V$ $V_{VCC} = 3V$ (内部) $I_{OUT} = 30A$
 $L_{OUT} = 150nH$ $f_{sw} = 800kHz$

图 5-7. 热图像 - 0.8V 输出, TPS54KC23EVM, 6 层

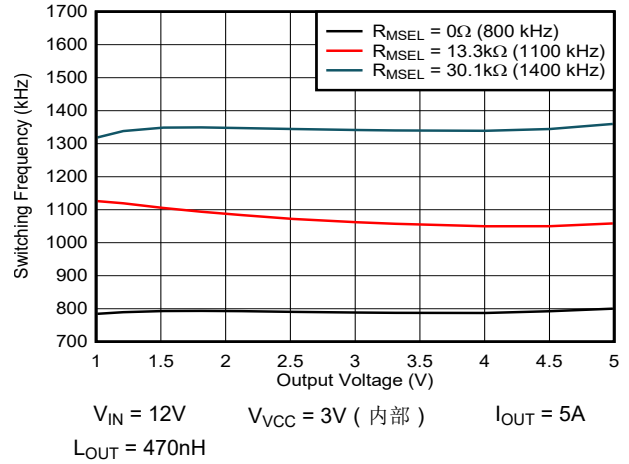


图 5-8. 开关频率与输出电压间的关系

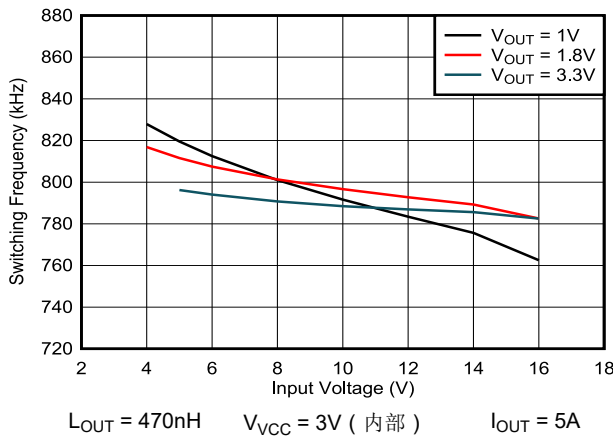


图 5-9. 800kHz 开关频率与输入电压间的关系

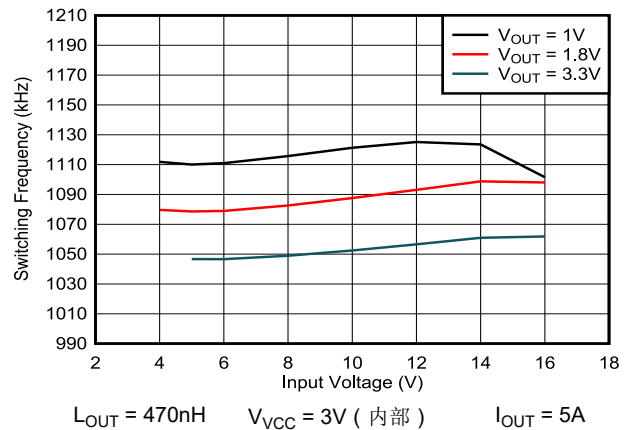


图 5-10. 1100kHz 开关频率与输入电压间的关系

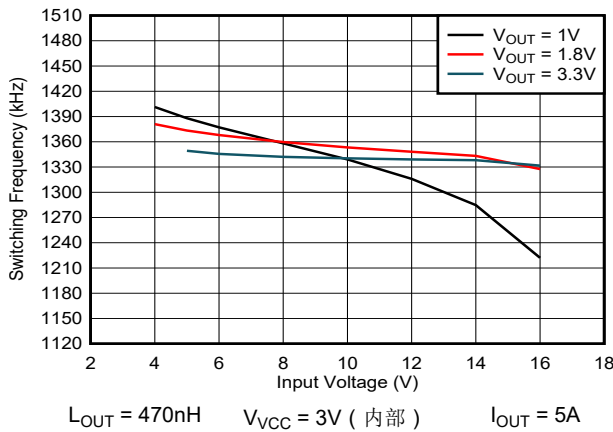


图 5-11. 1400kHz 开关频率与输入电压间的关系

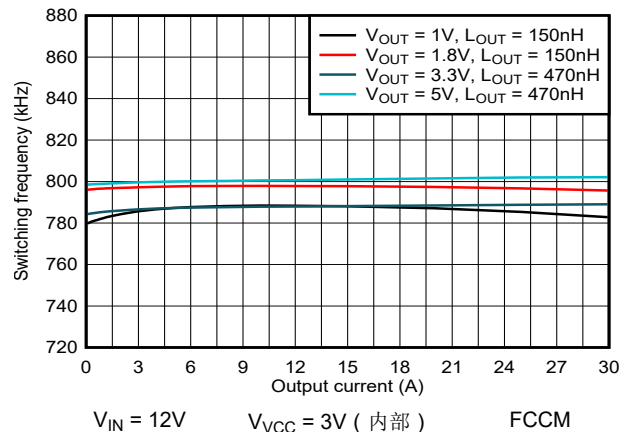
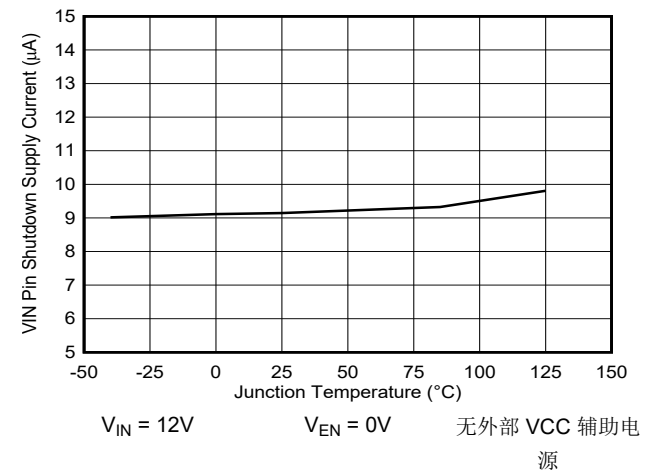
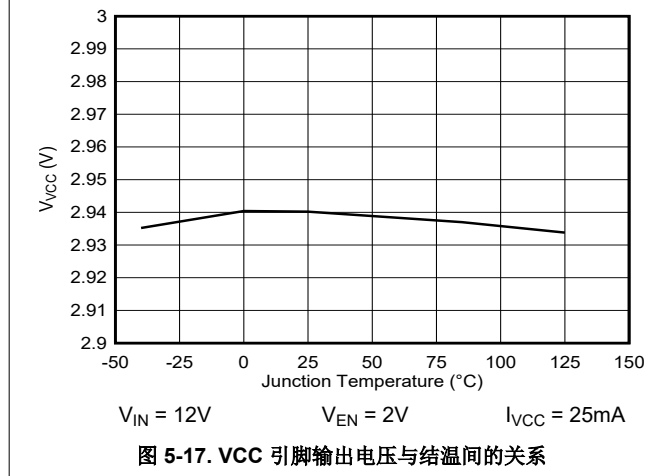
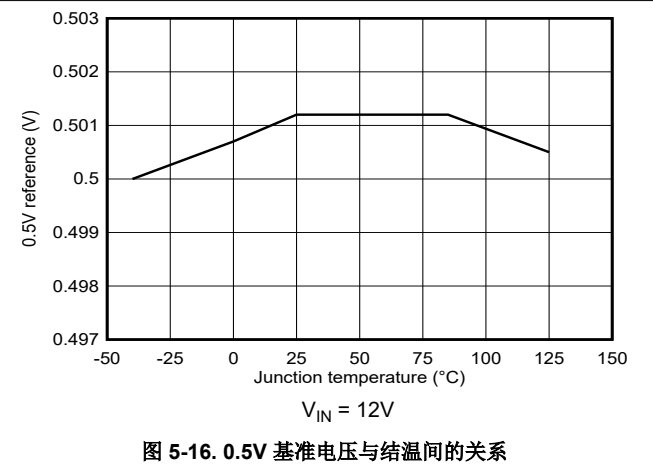
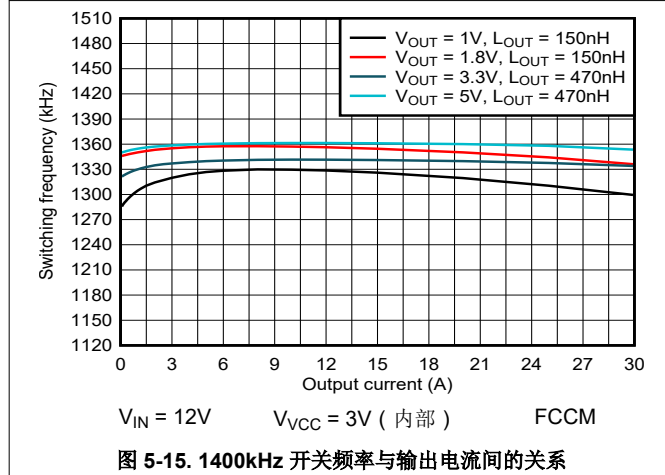
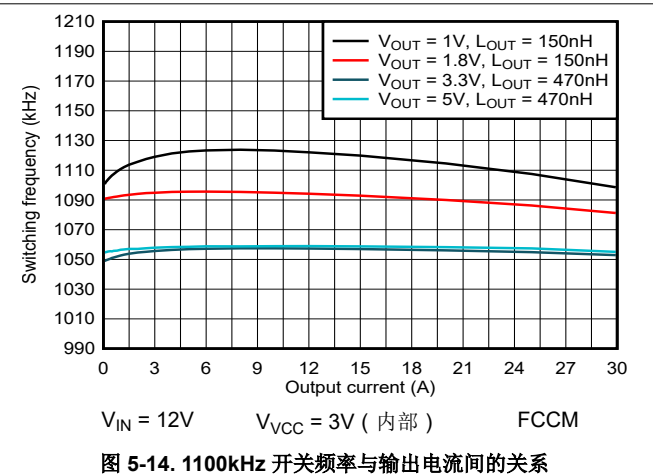
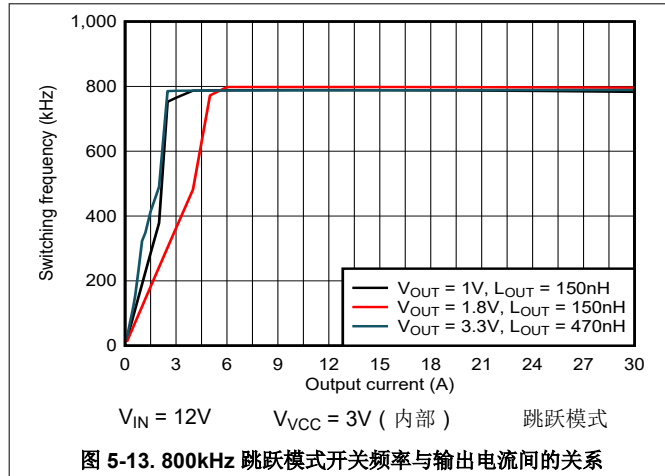


图 5-12. 800kHz FCCM 开关频率与输出电流间的关系

5.6 典型特性 (续)



5.6 典型特性 (续)

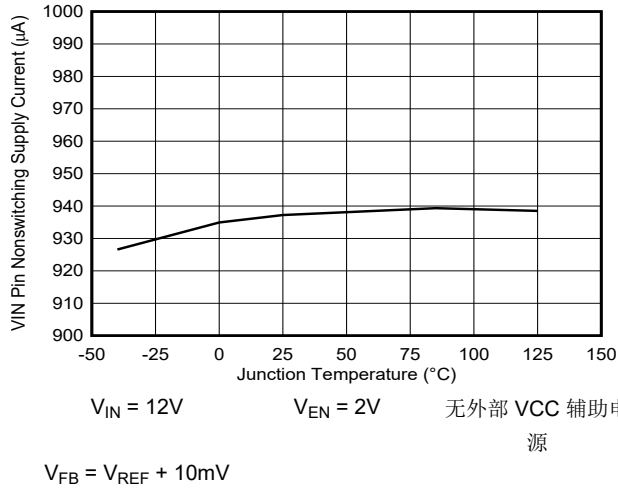


图 5-19. VIN 引脚非开关静态电流与结温间的关系

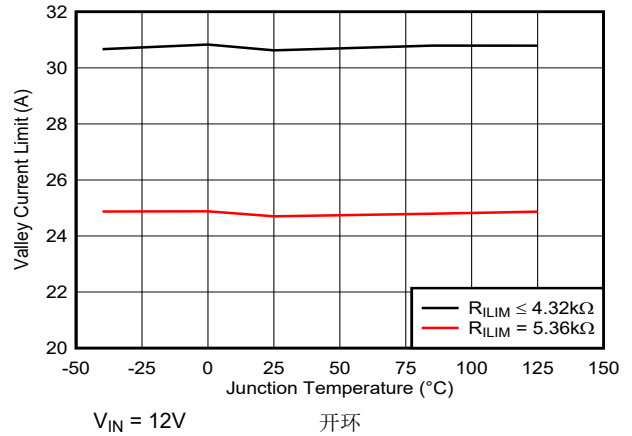


图 5-20. 谷值电流限值与结温间的关系 (低 R_{ILIM})

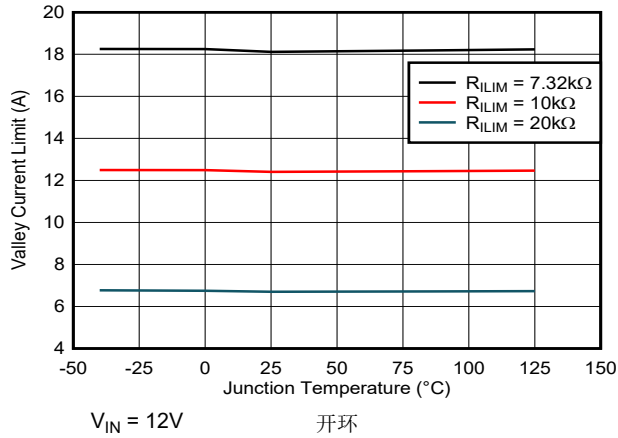


图 5-21. 谷值电流限值与结温间的关系 (高 R_{ILIM})

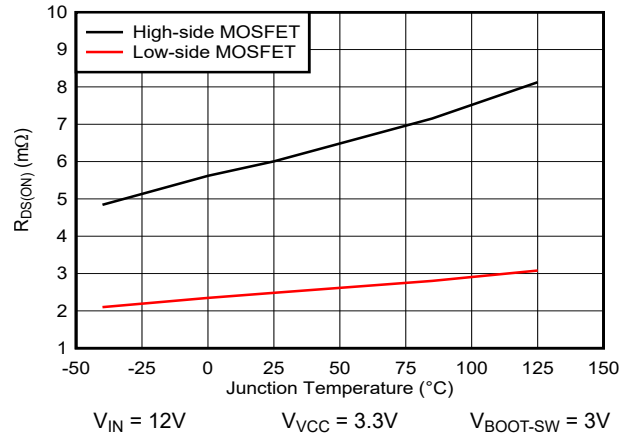


图 5-22. MOSFET $R_{DS(ON)}$ 与结温间的关系

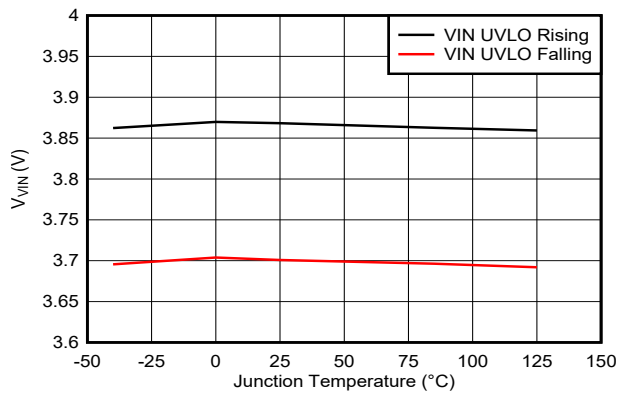


图 5-23. VIN 引脚欠压锁定与结温间的关系

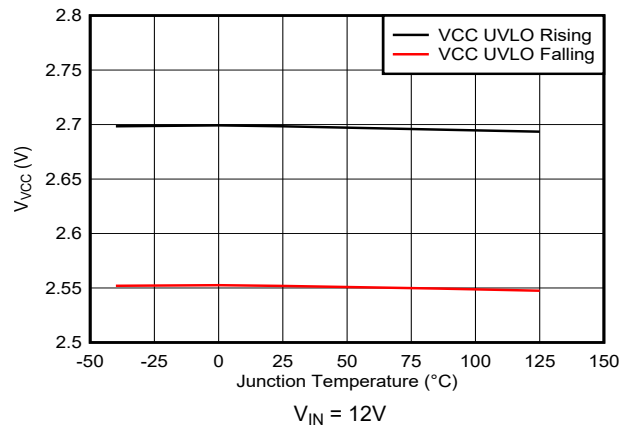


图 5-24. VCC 引脚欠压锁定与结温间的关系

5.6 典型特性 (续)

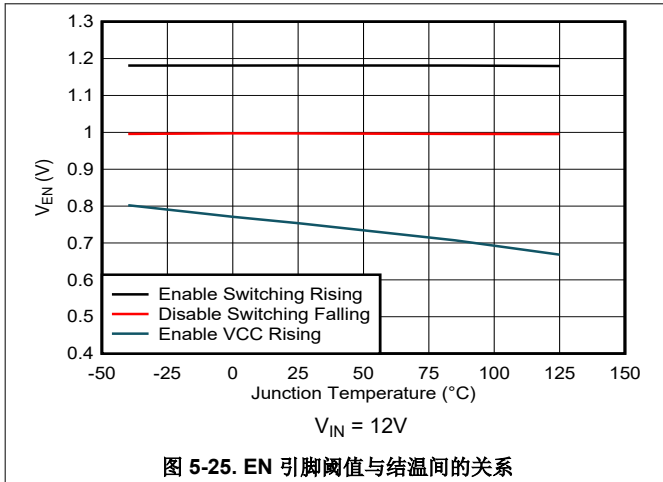


图 5-25. EN 引脚阈值与结温间的关系

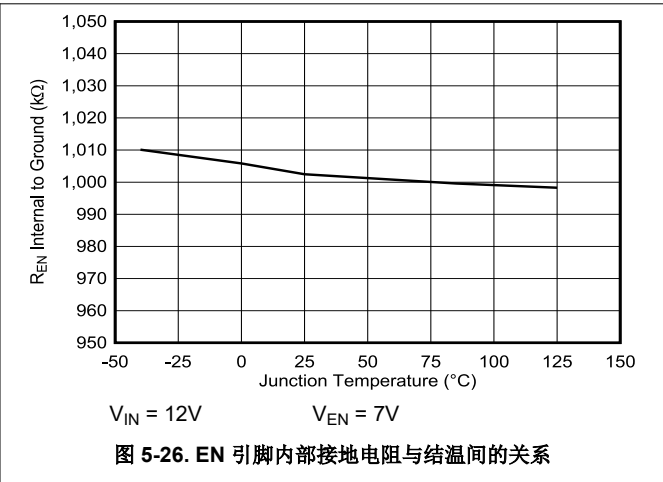


图 5-26. EN 引脚内部接地电阻与结温间的关系

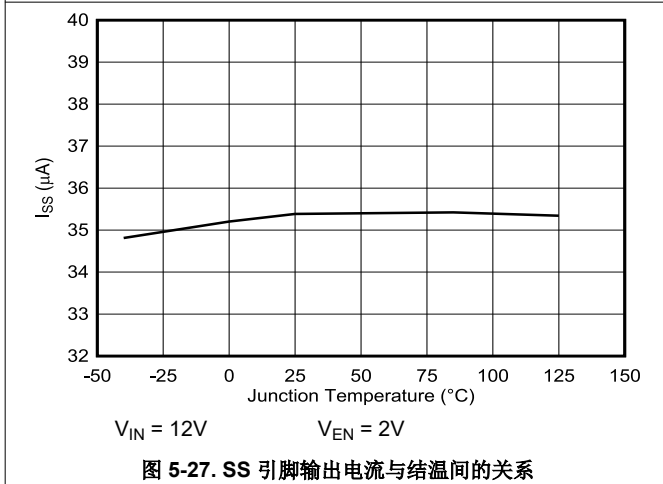


图 5-27. SS 引脚输出电流与结温间的关系

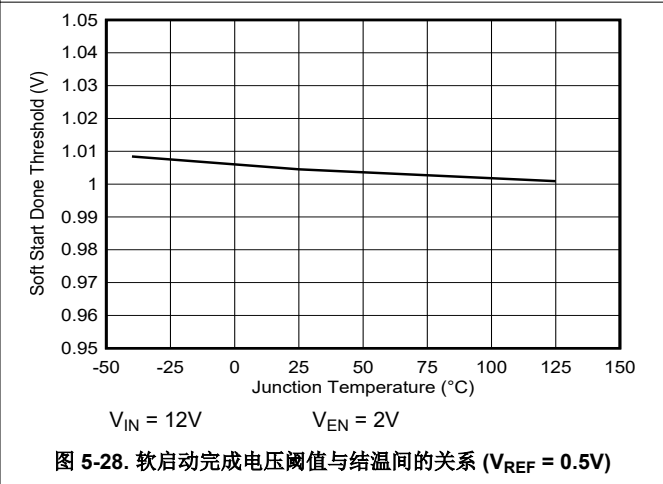


图 5-28. 软启动完成电压阈值与结温间的关系 ($V_{REF} = 0.5V$)

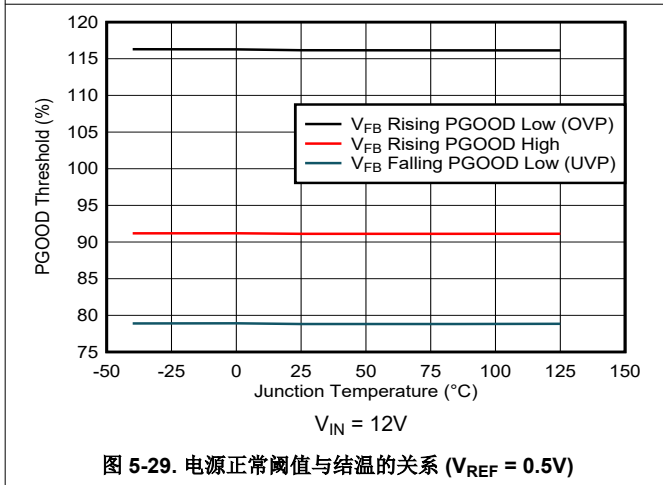


图 5-29. 电源正常阈值与结温的关系 ($V_{REF} = 0.5V$)

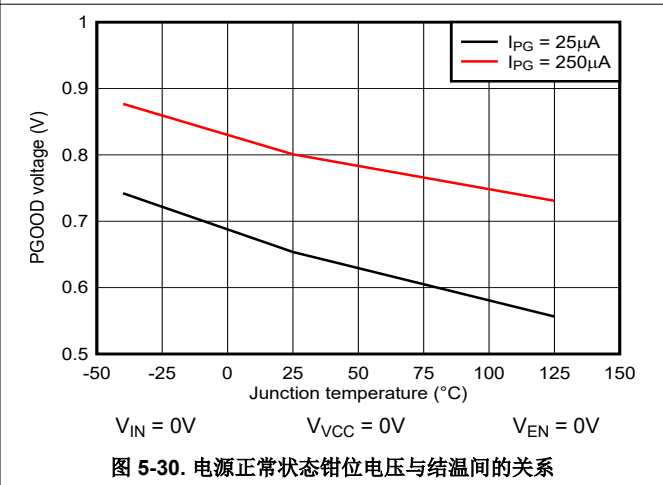
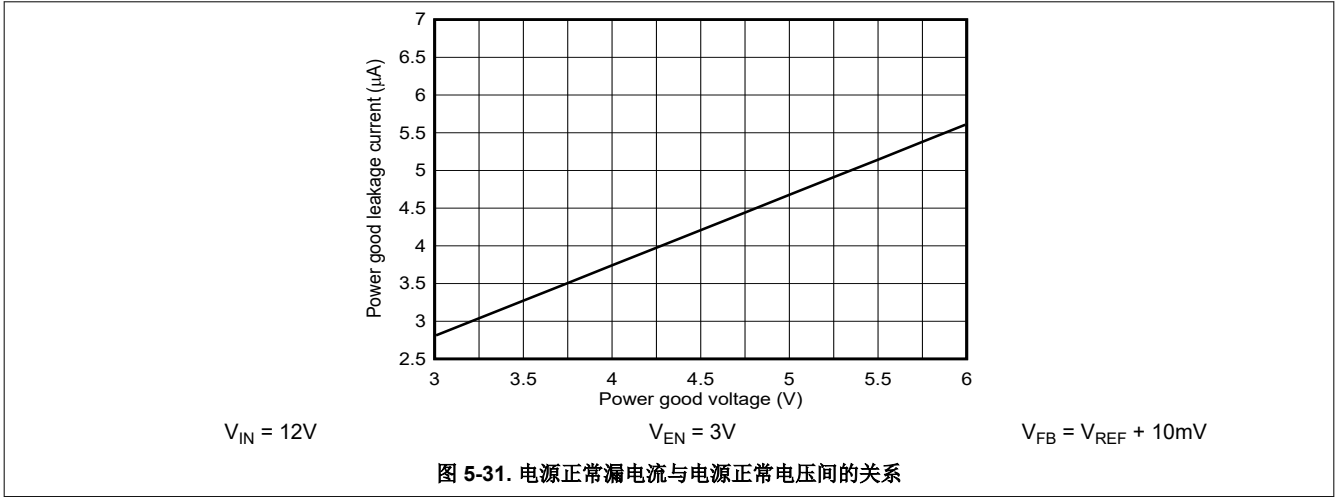


图 5-30. 电源正常状态钳位电压与结温间的关系

5.6 典型特性 (续)

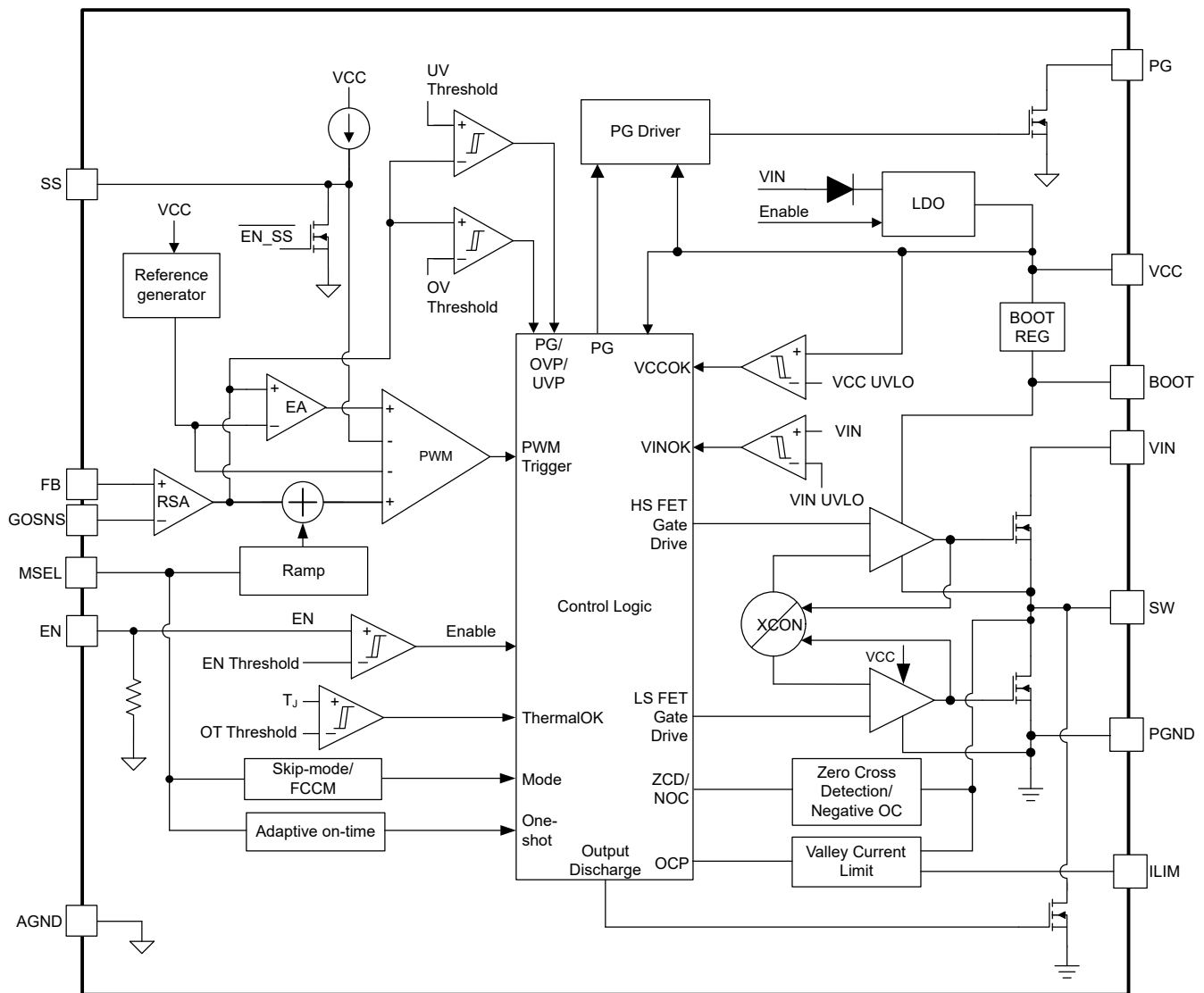


6 详细说明

6.1 概述

TPS54KC23 器件是一款高效的单通道小尺寸同步降压转换器。该器件适用于服务器、存储和类似计算应用中输出电流为 30A 或更低的低输出电压负载点应用。TPS54KC23 具有专有的 D-CAP4 控制模式和自适应导通时间架构。这种组合以出色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。由反馈分压器设置的输出电压范围为内部参考电压至 5.5V。转换输入电压介于 4V 至 16V 之间，VCC 输入电压介于 3.1V 至 5.3V 之间。D-CAP4 调制器使用仿真电流信息来控制调制。D-CAP4 调制器可减少不同输出电压下的环路增益变化，从而在更高输出电压应用中提供更好的瞬态响应。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，并且所需的外部元件数量少。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。最后，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。

6.2 功能方框图



6.3 特性说明

6.3.1 内部 VCC LDO 以及在 VCC 引脚上使用外部辅助电源

TPS54KC23 具有一个内部 3.0V LDO，LDO 从 VIN 获取输入，并输出到 VCC。当 EN 电压上升至高于使能阈值 ($V_{EN(R)}$) 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辅助电源电压，还为栅极驱动器提供电源电压。

应使用额定电压至少为 6.3V 的 1 μ F 陶瓷电容器将 VCC 引脚旁路掉。高于内部 LDO 输出电压的外部辅助电源可以覆盖内部 LDO。这样可以提高转换器的效率，因为 VCC 电流现在由外部辅助电源而不是内部线性稳压器提供。可以使用 5.0V 的外部辅助电源，通过降低集成功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 来提供额外的效率增强。

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 引脚上使用外部辅助电源时的注意事项：

- 当外部辅助电源施加到 VCC 引脚足够早（例如在 EN 信号进入之前）时，内部 LDO 导通器件始终关闭，并且内部模拟电路在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辅助电源（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。在这个序列中，请注意 VCC 引脚上的外部放电路径，此放电路径可能会将电流拉高到内部 VCC LDO 的电流限值以上。如果负载超过内部 VCC LDO 的电流限值，可能会将 VCC 电压拉低并通过其 UVLO 关闭 VCC LDO，从而关闭转换器输出。
- 一种良好的上电序列是，在满足 VCC UVLO 上升阈值后，满足 VIN UVLO 上升阈值或 EN 上升阈值中的至少一个条件。例如，一种实际的上电序列为：首先施加 VIN，然后施加外部辅助电源，然后 EN 信号变为高电平。

6.3.2 使能

当 EN 引脚电压上升至高于使能阈值电压 ($V_{EN(R)}$) 且 VIN 上升至高于 VIN UVLO 上升阈值时，该器件进入内部上电序列。[电气特性](#) 表的“启动”部分指定了 EN 至开始开关的延迟。

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 2 μ s。例如，在 EN 引脚上施加一个 3.3V 电压源（这个电压源会从 0V 跳至 3.3V 并具有出色的上升沿）时，内部 EN 信号将在 2 μ s 后达到 2.1V，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。借助该下拉电阻，在启动前使 EN 引脚悬空会使器件保持禁用状态。EN 引脚上的电阻分压器可用于增加该器件开始启动序列所需的输入电压。使用外部电阻分压器时，必须考虑内部下拉电阻。为降低对 EN 上升和下降阈值的影响，该内部下拉电阻设置为 1M Ω 。在标称运行期间，当功率级进行开关操作时，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，从而使器件进入禁用状态。

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

6.3.3 可调软启动

该器件实现了外部可调软启动，该软启动由 SS 和 AGND 引脚之间连接的外部软启动电容器 (C_{SS}) 设置。SS 引脚具有一个 $36\mu\text{A}$ 内部上拉电流源 (I_{SS})，用于为 C_{SS} 充电。FB 电压跟随 SS 引脚电压并具有较小的偏移量。当 SS 引脚电压接近内部基准电压时，FB 会平稳过渡并稳压到内部基准电压。当 SS 引脚电压达到 [电气特性](#) 表中给出的 $V_{SS(DONE)}$ 时，器件软启动周期完成。

C_{SS} 容值可通过 [方程式 1](#) 确定。软启动电容必须在 10nF 至 $1\mu\text{F}$ 的范围内。TI 不建议将 SS 引脚保持断开状态。选择软启动时间通常是为了满足系统中的时序要求，或是为了在启动期间尽可能地减少浪涌电流来为输出电容器充电。

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \times I_{SS}}{V_{FB_REG}} \quad (1)$$

如果正常运行期间， V_{IN} 低于其 UVLO， V_{CC} 低于其 UVLO，EN 引脚被拉至 $V_{EN(F)}$ 阈值以下，输出因欠压保护而关闭或发生热关断事件，则该器件会停止开关并启用内部放电路径来对 SS 引脚电容进行放电。只要有足够的 V_{CC} (通常为 1.5V) 来启用路径，该内部放电路径就会保持有效。当器件在上电期间进入软启动周期时，内部放电路径被禁用。

C_{SS} 还设置了尝试重新启动前的断续等待时间。在故障触发断续响应后，软启动电容器会通过内部放电路径放电，然后使用内部上拉电流源为 $V_{SS(DONE)}$ 重新充电七次。此响应会将断续等待时间设置为 $7 \times t_{SS}$ 。图 6-1 展示了器件因输出短路而进入断续模式，图 6-2 展示了器件在输出短路消除后退出断续模式。

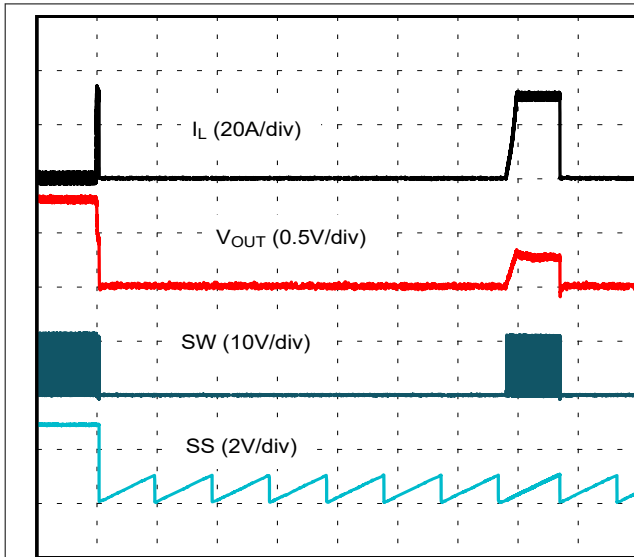


图 6-1. 进入断续模式

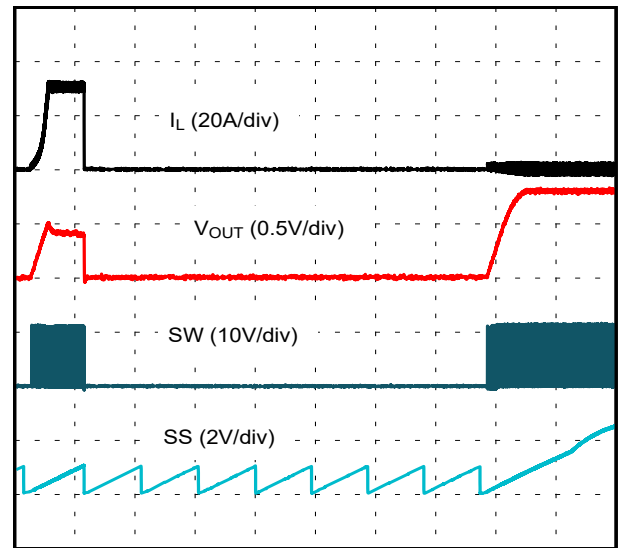


图 6-2. 退出断续模式

6.3.4 电源正常

该器件具有电源正常 (PG 或 PGOOD) 输出, 该输出会变为高电平来指示转换器输出何时处于稳压状态。电源正常信号输出是一个开漏输出, 必须通过上拉电阻上拉至 VCC 引脚或外部电压源 (< 5.5V) 来变为高电平。建议的电源正常信号上拉电阻值为 1kΩ 至 100kΩ。

在软启动斜坡完成后, 电源正常信号便会在 1.3ms 的内部延迟后变为高电平。当 SS 引脚电压达到 V_{SS(DONE)} 时, 内部软启动完成信号会变为高电平, 以指示软启动斜坡已完成。如果 FB 电压降至 V_{REF} 电压的 79% 或超过 V_{REF} 电压的 116%, 则电源正常信号会在 4μs 的内部延迟后锁存低电平。仅当重新切换 EN 或 VIN 复位后, 电源正常信号才会再次拉至高电平。

如果 OV 事件导致 FB 电压在软启动期间超过 OV 阈值, 但 FB 电压在软启动完成之前降至 OV 阈值以下, 则电源正常信号不会锁存低电平。如果 FB 再次超过 OV 阈值或降至 UV 阈值以下, 则电源正常信号会拉至低电平, 但在软启动斜坡完成后才会锁存低电平。但是, 如果 FB 在软启动期间超出 OV 阈值, 则会触发 OV 故障响应, 而器件对 OV 的响应通常会将输出电压拉至 UV 阈值以下。节 6.3.12 中介绍了 OV 故障响应。

如果输入电源无法为器件上电 (例如 VIN 和 VCC 都保持为零伏), 并且该引脚通过外部电阻器上拉, 则电源正常引脚会将自身钳位在低电平, 达到 [电气特性](#) 中“电源正常”部分中指定的低电平。

6.3.5 输出电压设置

输出电压由分压电阻 R_{FB_T} 和 R_{FB_B} 进行编程。在 FB 引脚和负载的正节点之间连接 R_{FB_T}, 并在 FB 引脚和 GOSNS 引脚之间连接 R_{FB_B}。FB 引脚被调节至内部基准 (V_{REF})。建议的 R_{FB_B} 值为 10kΩ, 范围为 1kΩ 至 15kΩ。在确定 R_{FB_T} 的值时应使用 [方程式 2](#)。R_{FB_B} 最大值主要受限于从 SW 引脚流出的漏电流。如果应用中可以提供最小输出负载来灌入该漏电流, 则 R_{FB_B} 可以更高。

$$R_{FB_T} = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{V_{REF}} \times R_{FB_B} \quad (2)$$

为了提高整体 V_{OUT} 精度, TI 强烈建议 FB 分压器使用 ±1% 精度或更高的电阻。无论是遥感还是单端检测, FB 分压器 R_{FB_T} 和 R_{FB_B} 都应尽可能靠近该器件放置。

6.3.6 遥感

该器件在 FB 和 GOSNS 引脚上集成了一个遥感放大器。遥感功能可补偿 PCB 布线上的压降, 从而在稳态运行状态和负载瞬态事件中帮助保持 V_{OUT} 精度。遥感信号的 V_{OUT} 必须连接到反馈电阻分压器, 并让下部反馈电阻 R_{FB_B} 端接在 GOSNS 引脚上。

FB 分压电阻器必须靠近器件放置, 以尽量缩短连接到 FB 引脚的布线长度。从 FB 分压电阻器和 GOSNS 引脚到远位置的连接必须使用一对 PCB 布线, 并在 0.1 μF 或更高的旁路电容器上进行开尔文检测。为了保持稳定的输出电压并更大限度减小纹波, 这个遥感线路差分对必须远离任何噪声源 (例如电感器和 SW 节点) 或高频时钟线路。TI 建议用上下两个接地平面屏蔽这对遥感线路。

单端 V_{OUT} 检测也可用于局部检测。在该配置中, 将较高的 FB 电阻 R_{FB_T} 连接到 0.1 μF 或更高的高频本地旁路电容器, 并将 GOSNS 短接至 AGND。

建议的 GOSNS 工作范围 (请参阅 AGND 引脚) 为 -100mV 至 +100mV。

6.3.7 D-CAP4 控制

该器件使用 D-CAP4 控制来实现快速负载瞬态响应，同时保持易用性。D-CAP4 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-CAP4 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。

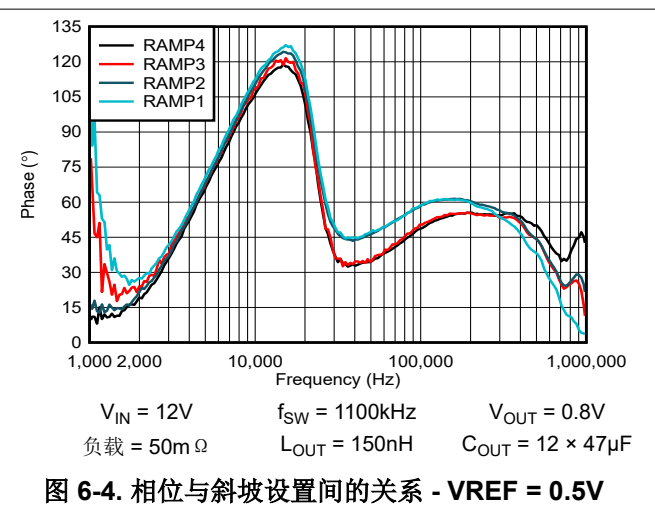
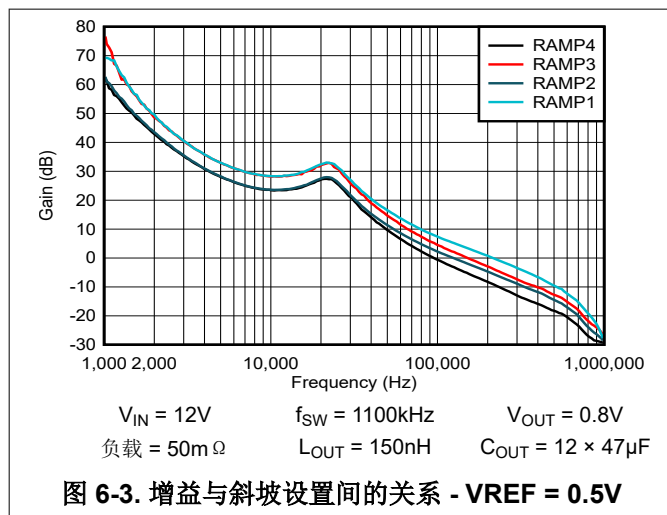
D-CAP4 控制架构降低了 V_{OUT} 上的环路增益变化，从而通过一个斜坡设置在整个输出电压范围内实现快速负载瞬态响应。与其他基于 R-C 的内部斜坡生成架构类似，内部斜坡电路的 R-C 时间常数设置斜坡的零点频率。环路增益变化减小还降低了对前馈电容器的需求，从而优化瞬态响应。斜坡幅度随 V_{IN} 而变化，以更大限度地减小输入电压范围内的环路增益变化（通常称为输入电压前馈）。最后，该器件利用内部电路来校正由注入的斜坡引起的直流偏移量，并清除由输出纹波电压引起的直流偏移量，尤其是在选择跳跃模式运行时的轻负载电流条件下。

表 6-1 详细介绍了可通过 MSEL 电阻值选择的不同斜坡设置，如表 6-3 所示。下表给出了相对于 RAMP1 的斜坡幅度。

表 6-1. 可选斜坡幅度

1 个斜坡	相对斜坡幅度	零点频率 (kHz)
	$V_{REF} = 0.5V$	
RAMP1	1×	32
RAMP2	1.8×	32
RAMP3	1.6×	53
RAMP4	3.0×	53

由于斜坡幅度相似，RAMP2 和 RAMP3 与环路带宽相似。这两种设置之间的主要差异是斜坡零点频率。RAMP2 的斜坡零点位置较低，增加了相位裕度。然而，RAMP3 提供比 RAMP2 更快的瞬态响应，由于斜坡幅度较小且斜坡零点位置较高，因此 RAMP3 可在整个频率范围内提供更高的增益。对于大多数应用，必须使用 RAMP3 代替 RAMP2。RAMP2 可用于在使用 L-C 的应用中实现相位提升，此类应用的双极频率允许使用 RAMP1，但在这些应用中，更大限度减少抖动比更快的瞬态响应更重要。图 6-3 和图 6-4 展示了对于具有 0.5V 基准电压的器件，环路特性如何随不同的斜坡设置而变化。



对于任何不支持外部补偿的控制拓扑，控输出滤波器的最小值范围和/或最大值范围适用。用于典型降压转换器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器件的内部增益设定的。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 降低至 -20dB。零点还在零点频率处使相位增加 45 度，在零点频率以上十倍频处使相位增加 90 度。

为输出滤波器选择的电感器和电容器必须使方程式 3 的 f_P 双极点不高于表 6-2 中给定的值，然后使用方程式 4 根据应用中的标称占空比进行调整。方程式 4 会调高 $f_{P(TABLE)}$ ，因为随着占空比增加，D-CAP4 斜坡的增益会降低，因此最大 L-C 双极点也会增加。

$$f_{P(MAX)} = f_{P(TABLE)} \times \left(1 + \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN(typ)}} \right)^2 \right) \quad (4)$$

表 6-2. 0.5V 基准最大 L-C 双极点频率

开关频率 (kHz)	最大 L-C 双极点频率 (kHz)		
	RAMP1	RAMP2 和 RAMP3	RAMP4
800	15.3	19.9	26.5
1100	21.0	27.4	36.4
1400	26.8	34.9	46.4

对于每个斜坡设置，可能出现违反这些指导原则的 L-C 双极点频率，但必须在应用中通过测量进行验证。选择非常小的输出电容会产生高频的 L-C 双极点，从而导致整个环路增益保持高水平，直至达到 L-C 双极点频率。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，而这可能导致不稳定。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。如前文所述，内部零点由 MSEL 引脚上的电阻选择。

如果使用了 MLCC，则在计算 L-C 双极点频率时，应考虑降额特性来确定设计的有效输出电容。例如，当使用规格为 10 μ F、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%。实际降额是这两个系数（在本例中为 40% 和 4 μ F）的乘积。如需了解要在应用中使用的电容器的具体特性，请咨询电容器制造商。

一条简化规则是，如果输出电容器的 ESR 零点小于 10 倍的 L-C 双极点频率，则出于稳定性考虑，TI 建议在计算 L-C 双极点频率时忽略。必须仅使用低 ESR MLCC 重新计算 L-C 双极点频率。为了在使用混合型输出电容器时进行更准确的分析，TI 建议进行仿真或测量。

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）来确认设计。

如果需要 L-C 双极点频率 $<1/50$ 工作频率，TI 建议使用混合类型输出电容器来实现所需的有效电容。除了提供更高密度的电容，具有更高 ESR 的大容量电容器还在 L-C 双极点频率下提供相位提升。如果仅使用低 ESR MLCC 电容器与 $<1/50$ 工作频率的 L-C 双极点频率，则可以添加前馈电容器 (C_{FF})，从而在 10 倍的 L-C 双极点频率下提供零点。除了提升相位外， C_{FF} 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。要确定最终的 C_{FF} 值时，必须全面考虑对环路稳定性、负载瞬态性能、纹波以及 FB 噪声等的全部影响。TI 建议使用频率分析设备来测量交叉频率和稳定裕度。在大多数应用中，通常不需要前馈电容器。因为 D-CAP4 架构提供高环路带宽，添加前馈电容器会导致稳定裕度降低。

6.3.8 多功能选择 (MSEL) 引脚

该器件提供强制连续导通模式 (FCCM) 工作模式以支持窄输出纹波应用，并提供自动跳跃 Eco-mode 以提高轻负载效率。该器件允许用户通过在 MSEL 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。此外，用户可以使用 MSEL 引脚选择内部斜坡幅度和斜坡零点，以优化控制环路，从而实现超快的瞬态响应。有关不同斜坡设置的更多详细信息，请参阅节 6.3.7。表 6-3 列出了用于选择开关频率、工作模式和斜坡的电阻值。为在器件工作范围内进行精确检测，需要一个具有 $\pm 100\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 典型温度系数的 $\pm 1\%$ 容差电阻器。

在内部上电延迟期间会设置并锁存 MSEL 状态。在上电延迟后更改 MSEL 引脚电阻不会改变该器件的状态。

为了确保内部电路正确检测到该电阻值，请勿在 MSEL 引脚上放置任何电容器。

表 6-3. MSEL 引脚选择

MSEL 引脚到 AGND 的电阻 (kΩ)	轻负载条件下的工作模式	开关频率 (f _{sw}) (kHz) ⁽¹⁾	斜坡
0 (SHORT)	FCCM	800	RAMP4
4.99	FCCM	800	RAMP3
7.50	FCCM	800	RAMP2
10.5	FCCM	800	RAMP1
13.3	FCCM	1100	RAMP4
16.9	FCCM	1100	RAMP3
21.0	FCCM	1100	RAMP2
24.9	FCCM	1100	RAMP1
30.1	FCCM	1400	RAMP4
35.7	FCCM	1400	RAMP3
42.2	FCCM	1400	RAMP2
48.7	FCCM	1400	RAMP1
56.2	跳跃模式	800	RAMP4
64.9	跳跃模式	800	RAMP3
75.0	跳跃模式	800	RAMP2
86.6	跳跃模式	800	RAMP1
102	跳跃模式	1100	RAMP4
118	跳跃模式	1100	RAMP3
137	跳跃模式	1100	RAMP2
158	跳跃模式	1100	RAMP1
182	跳跃模式	1400	RAMP4
210	跳跃模式	1400	RAMP3
243	跳跃模式	1400	RAMP2
≥280 (FLOAT)	跳跃模式	1400	RAMP1

(1) 开关频率随输入电压、输出电压和负载而变化。请参阅图 5-8 至图 5-15。

6.3.9 低侧 MOSFET 过零

该器件使用过零 (ZC) 电路在跳跃模式期间执行零电感器电流检测。在低侧 MOSFET 关闭之前，将 ZC 阈值设置为较小的负值，从而进入不连续导通模式 (DCM) 运行。进入 DCM 后，ZC 阈值迟滞会将阈值增大到一个较小的正值。因此，该器件可提供更高的轻负载效率。

当负载电流增加到足以使器件退出 DCM 时，ZC 电路必须检测到 16 个连续周期内负电感器电流低于 ZC 阈值，然后再返回 DCM。只需一个没有 ZC 检测的周期，即可退出 DCM。

当输出被启用时，在器件处于软启动状态的前 32 个开关周期内，ZC 电路也会被启用。如果 MSEL 电阻值用于 FCCM，则 ZC 将被禁用并且器件会在软启动完成后转换至 FCCM。有关软启动完成的说明，请参阅 [可调软启动](#)。如果在软启动完成前没有至少 32 个开关周期，例如在启动期间使用高输出预偏置，则在软启动完成后的第一个高侧 MOSFET 导通时间之前不会禁用 ZC。

6.3.10 电流检测和正过流保护

对于降压转换器，在高边 MOSFET 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。在低边 MOSFET 的导通阶段，该电流以线性方式下降。开关电流的平均值等于负载电流。

该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。在低边 MOSFET 导通状态期间会通过测量低边 MOSFET 漏源电流来监控电感器电流。如果测得的低边 MOSFET 漏源电流高于电流限制阈值，则低边 MOSFET 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 (79%) 时，UVP 比较器会检测到电压下降并在 70 μ s 的等待时间后关断该器件。根据器件型号，该器件会自动断续或闭锁，如 [过压和欠压保护](#) 中所述。

图 6-5 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。

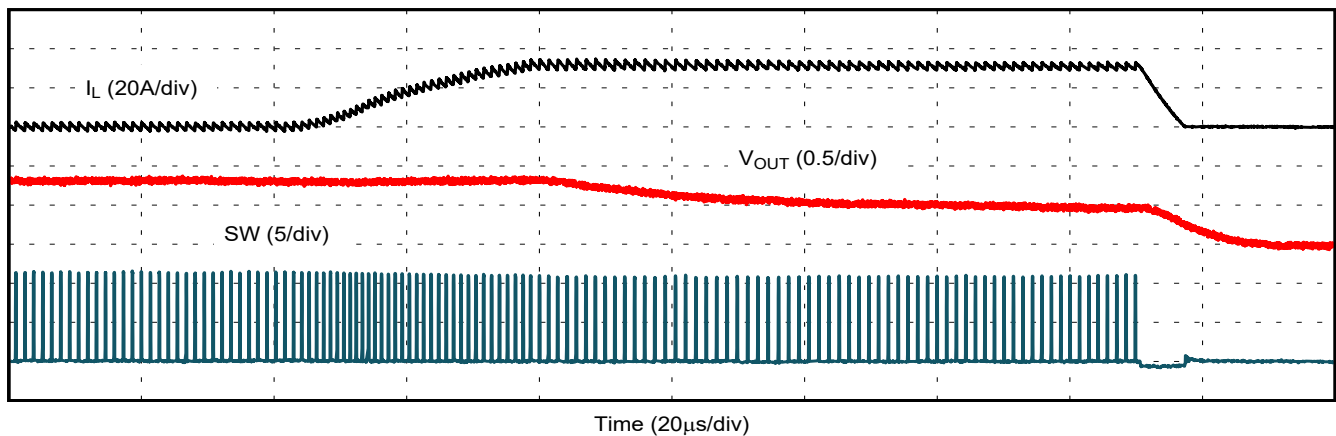


图 6-5. 过流保护

如果在启动期间发生 OCL 情况，该器件仍具有基于低边谷值电流的逐周期电流限制。软启动完成后，由 OCL 事件引起的 UV 事件会在 70 μ s 等待时间后关断该器件。触发 UV 后，器件进入断续模式，如 [过压和欠压保护](#) 所述。

从 ILIM 引脚连接到 AGND 的电阻 R_{ILIM} 可设置电流限制阈值。TI 建议使用容差为 $\pm 1\%$ 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 5 根据该器件上给定的过流限制阈值计算 R_{ILIM} 。方程式 6 根据给定的 R_{ILIM} 值计算过流限制阈值。

为了保护该器件以免意外连接到 ILIM 引脚上，该器件实现了一个内部固定 OCL 钳位。当 ILIM 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 钳位会限制低边 MOSFET 上的最大谷值电流。TI 不建议采用 $< 4.32k\Omega$ 的 R_{ILIM} 进行设计。

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

其中

- I_{OCLIM} 是负载电流的过流限制阈值 (单位为 A)
- R_{ILIM} 是 I_{LIM} 电阻值 (单位为 Ω)
- K_{OCL} 是用于该计算的 134×10^3 常数
- V_{IN} 是输入电压值 (单位为 V)
- V_{OUT} 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)

$$I_{OCLIM} = \frac{K_{OCL}}{R_{ILIM}} + \frac{1}{2} \times \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{V_{IN}} \times \frac{1}{L \times f_{SW}} \quad (6)$$

6.3.11 低侧 MOSFET 负电流限值

该器件具有固定的逐周期负过流限值 ($I_{LS(NOC)}$)。与正过流限值类似,在低侧 MOSFET 的导通时间期间会监测电感器电流。为防止过大的负电流流过低侧 MOSFET,当器件检测到 $-10A$ (典型阈值) 电流流过低侧 MOSFET 时,器件会关断低侧 MOSFET,然后在一次性计时器设置的导通时间内导通高侧 MOSFET (由 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 f_{SW} 确定)。高侧 MOSFET 导通时间结束后,低侧 MOSFET 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 $-10A$ 负电流限值阈值。该负电流限制用于在输出 OVP 事件期间使输出电容器放电。有关详细信息,请参阅[过压和欠压](#)。

6.3.12 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。当输出被启用时,OVP 功能会启用。UVP 功能在软启动周期完成后启用。

软启动完成后,当 FB 电压低于 V_{REF} 电压的 79% 时,UVP 比较器触发,内部 UVP 延迟计数器开始计数。在 $70\mu s$ UVP 延迟时间后,该器件经过 7 倍软启动周期的睡眠时间后进入断续模式并重新启动,

当输出被启用时,FB 电压必须上升到高于 91% PG 低电平到高电平阈值,以清除 UVP 比较器。如果 FB 电压在软启动周期结束前未超过 91% 阈值,器件会对欠压事件做出响应。

在 UVP 延迟时间内,如果 FB 电压高于 91% PG 低电平至高电平阈值,则欠压事件将被清除,并且计时器将复位为零。当输出电压再次低于 79% UVP 阈值时, $70\mu s$ 计时器重新启动。

当 FB 电压高于 V_{REF} 电压的 116% 时,OVP 比较器触发,同时电路锁存故障状况。高侧 MOSFET 会关断,而低侧 MOSFET 会导通,直到达到负电流限值 I_{NOCL} 。在达到负电流限值时,低侧 MOSFET 将关断,高侧 MOSFET 将再次导通并保持适当的导通时间 (由 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 f_{SW} 确定)。在输出电压下拉至低于 UVP 阈值电压之前,该器件一直采用此模式运行。然后,器件会响应上述欠压事件。对于长于 OVP 延迟但短于 PG 高电平到低电平延迟时间的短 OVP 事件,可触发 OVP 响应,同时 PG 保持高电平。在这种情况下,PG 引脚会在输出电压拉至 UVP 阈值以下后拉至低电平。

如果在输出启用之前存在过压情况 (例如高预偏置输出),则器件会在软启动周期开始时按如上所述对过压事件进行响应。OVP 阈值与最终 V_{REF} 电压相关,包括在软启动期间。器件会等待软启动周期完成,以便启用 UVP,然后,器件会进入断续模式来响应由 OVP 响应导致的欠压事件,

6.3.13 输出电压放电

当通过 EN 禁用该器件时,该器件将启用输出电压放电模式。该模式会强制高侧和低侧 MOSFET 闭锁,但会导通从 SW 到 PGND 之间连接的内部放电 MOSFET 以使输出电压放电。FB 电压降至 $50mV$ 以下后,放电 MOSFET 和内部 VCC LDO 便会关断。

当 EN 引脚变为低电平以禁用转换器且 VCC 电压足以导通放电开关时，输出电压放电模式便会激活。

6.3.14 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 引脚放电。在 VIN 电压超过 VIN_{UVLO} 上升阈值电压后，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。

6.3.15 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 引脚放电。当温度降至阈值以下约 15°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。

6.4 器件功能模式

6.4.1 自动跳跃 Eco-mode 轻负载运行

如果使用的 MSEL 电阻值选择跳跃模式，该器件会在轻负载条件下自动降低开关频率以保持高效率。[多功能选择 \(MSEL\) 引脚](#) 详细描述了各种选择。

随着输出电流从重负载条件下减小，电感器电流也会减小，直到电感器纹波电流的谷值达到过零检测电流阈值（[低边 MOSFET 过零检测](#)）。过零检测阈值设置连续导通模式和不连续导通模式之间的边界。当检测到该过零检测阈值时，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。轻负载运行转换点 $I_{OUT(LL)}$ （例如，连续导通模式和不连续导通模式之间的边界）的计算方法如[方程式 7](#) 所示。

对于低输出纹波，TI 建议在跳跃模式下运行的设计中仅使用陶瓷输出电容器。

$$I_{OUT(LL)} = I_{ZC} + \frac{1}{2} \times \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{SW}} \quad (7)$$

6.4.2 强制连续导通模式

如果使用的 MSEL 电阻值选择 FCCM，则控制器在轻负载条件下以连续导通模式 (CCM) 运行。[多功能选择 \(MSEL\) 引脚](#) 详细描述了各种选择。在 FCCM 期间，开关频率在整个负载范围内几乎维持在一个恒定的水平，因此旨在用于需要严格控制开关频率和输出电压纹波的应用，但其代价是轻负载条件下的效率会有所下降。使用[方程式 7](#) 可以计算典型的轻负载运行边界。当负载电流低于此计算值时，该器件以 FCCM 模式运行。

6.4.3 通过单根总线为该器件供电

该器件在由单个 V_{IN} 配置供电时运行良好。在单 V_{IN} 配置中，内部 LDO 通常由一根 5V 或 12V 总线供电，并生成 3.0V 输出为内部模拟电路提供辅助电源，同时为 MOSFET 栅极驱动器供电。该配置下的 V_{IN} 输入范围为 4V 至 16V，负载电流高达 30A。[图 6-6](#) 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。

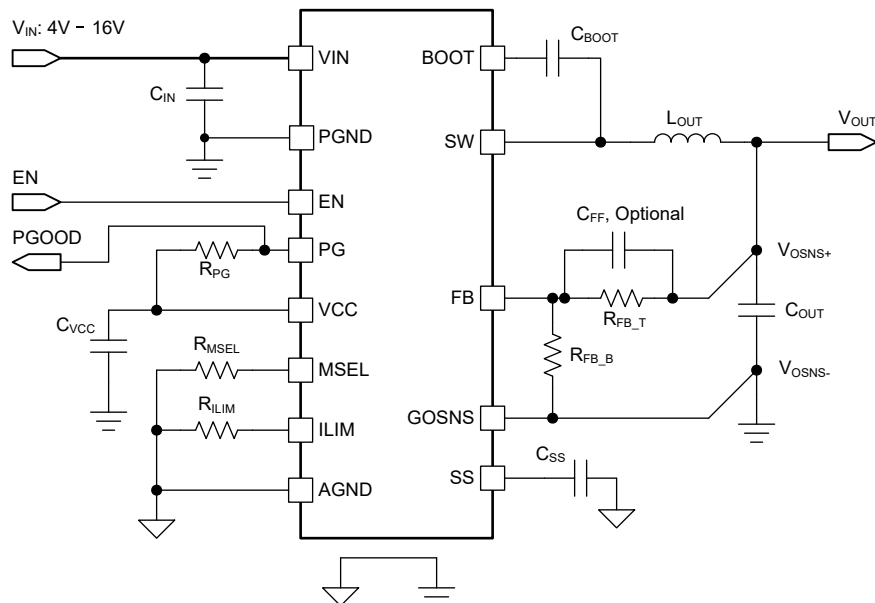


图 6-6. 采用 12V 总线的单 V_{IN} 配置

在高输出电压应用中，可以通过来自器件 V_{OUT} 的低正向电压二极管对器件提供 V_{CC} 辅助电源，以便在低负载和高负载电流下提高效率。输出电压必须大于 $3.1V$ 与外部二极管的正向电压之和，才能减少内部 LDO 的功率损耗。图 6-7 展示了该配置的示例。

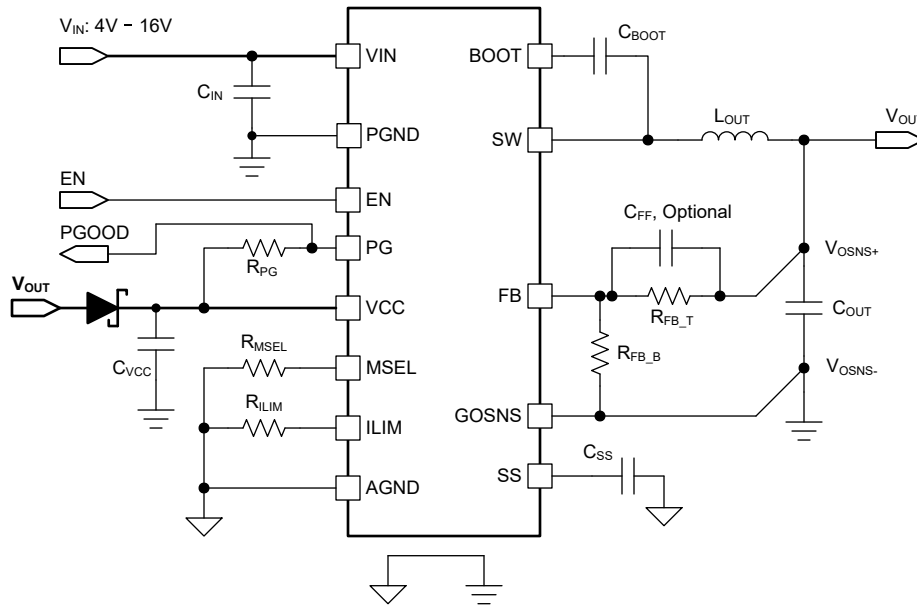


图 6-7. 通过 V_{OUT} 提供 V_{CC} 辅助电源的单 V_{IN} 配置

6.4.4 通过分离轨配置为该器件供电

在 V_{CC} 引脚上施加与主 V_{IN} 总线电平不同的外部辅助电源时，可通过利用主 V_{IN} 总线和 V_{CC} 辅助电源将该器件配置为分离轨模式。将有效的 V_{CC} 辅助电源连接到 V_{CC} 引脚会覆盖内部 LDO，从而减少内部 LDO 上的功率损耗。该配置有助于提高整体系统级效率，但需要有效的 V_{CC} 辅助电源。 $3.3V$ 或 $5.0V$ 电源轨是 V_{CC} 辅助电源的常见选择。借助稳定的 V_{CC} 辅助电源，该配置下建议的 V_{IN} 输入范围保持不变，为 $4.0V$ 至 $16V$ 。

外部辅助电源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、低噪声的外部辅助电源，并需要在 V_{CC} 引脚和 $PGND$ 引脚之间连接良好的局部去耦电容器。图 6-8 展示了这种分离轨配置的示例。

标称运行期间， V_{CC} 外部辅助电源电流随辅助电源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，当轻负载条件下频率降低时， V_{CC} 引脚从外部辅助电源汲取的电流较小。电气特性中列出了 FCCM 运行模式下的典型 V_{CC} 外部辅助电源电流。外部辅助电源必须能够提供该电流，否则外部辅助电源电压可能会下降，从而不再覆盖内部 LDO。

在分离轨配置下， V_{IN} 、 V_{CC} 辅助电源和 EN 是用于启用器件的信号。对于启动序列，TI 建议在满足 V_{CC} UVLO 上升阈值后，满足 V_{IN} UVLO 上升阈值或 EN 上升阈值中的至少一个条件。一个实际的启动序列示例是：

1. 施加 V_{IN}
2. 施加外部 V_{CC} 辅助电源
3. EN 信号变为高电平

同样，对于断电序列，TI 建议在外部 V_{CC} 辅助电源关闭之前，满足 V_{IN} UVLO 下降阈值或 EN 下降阈值中的至少一个条件。如果外部 V_{CC} 辅助电源先关闭，则器件的内部 LDO 会防止 V_{CC} 电压降至 $3.0V$ 以下，并由通过外部 V_{CC} 辅助电源供电的其他电路加载。

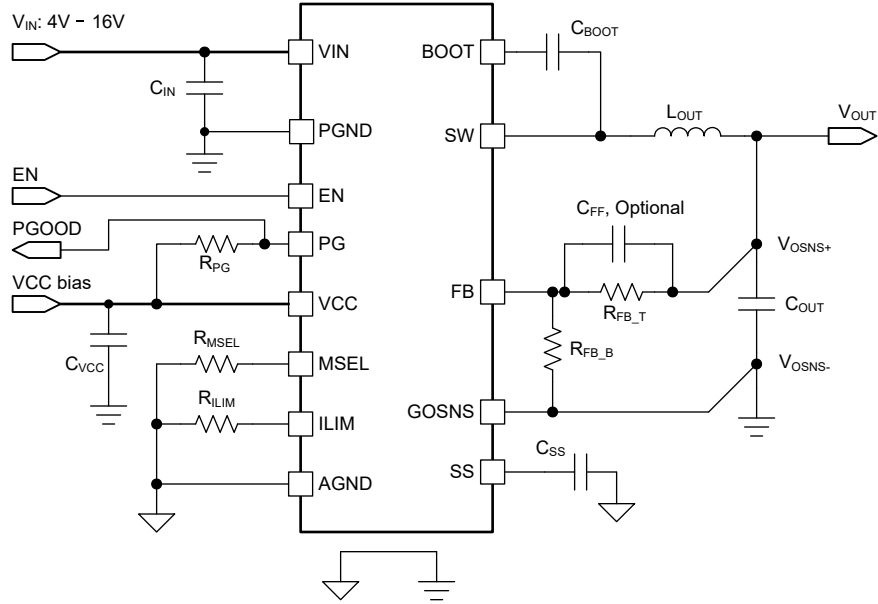


图 6-8. 具有外部 VCC 辅助电源的分离轨配置

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

TPS54KC23 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 30A 或更低的低输出电压负载点应用。TPS54KC23 具有专有的 D-CAP4 控制模式和自适应导通时间架构。这种组合以出色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。输出电压范围为内部电压基准至 5.5V。转换输入电压介于 4V 至 16V 之间，VCC 输入电压介于 3.13V 至 5.3V 之间。D-CAP4 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，并且所需的外部元件数量少。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 典型应用

原理图展示了 TPS54KC23 的典型应用。本例介绍了将 4.5V 至 16V 的输入电压范围降压转换为 0.8V（最大输出电流为 30A）的设计过程。

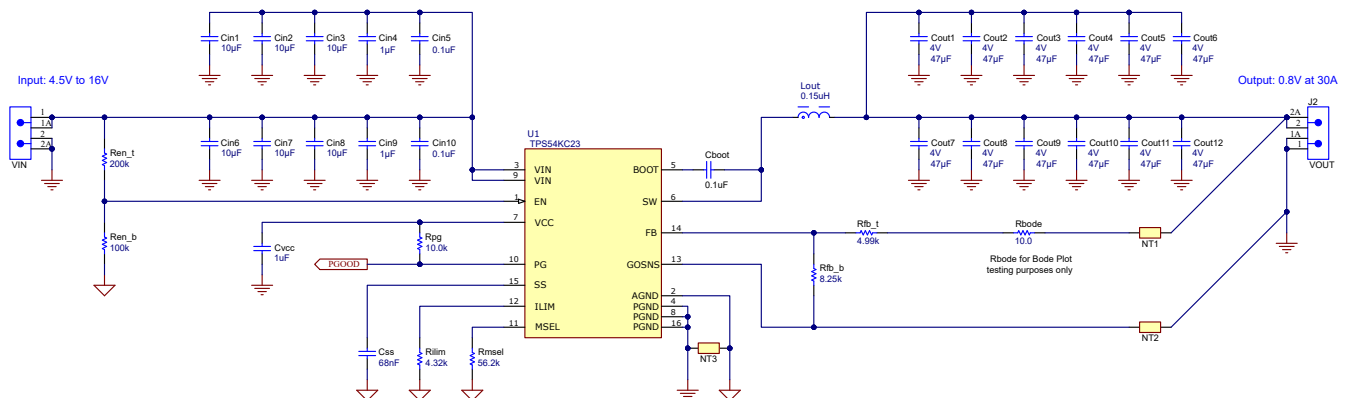


图 7-1. 应用电路图

7.2.1 设计要求

此设计使用表 7-1 中列出的参数。

表 7-1. 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		4.5	12	16	V
V _{OUT} 输出电压			0.8		V
I _{LOAD} 输出负载电流				30	A
V _{RIPPLE} 输出电压纹波	V _{IN} = 12V, I _{OUT} = 30A		8		mV _{PP}
V _{TRANS} 负载阶跃后的输出电压下冲和过冲	I _{OUT} = 5A 至 20A 阶跃, 1A/μs 转换率		32		mV
I _{OUT_LIM} 输出过流	V _{IN} = 4.5V		33.3		A
t _{SS} 软启动时间			1		ms
f _{SW} 开关频率			800		kHz
	轻负载工作模式		跳跃模式		
T _A 工作温度			25		°C

7.2.2 详细设计过程

使用 D-CAP4 模式时，可以轻松选择外部元件。请按照以下步骤选择外部元件。

7.2.2.1 输出电压设定

要对输出电压进行编程，则使用分压电阻 R_{FB_T} 和 R_{FB_B}（如图 7-1 所示）。在 FB 引脚和输出端之间连接 R_{FB_T}，并在 FB 引脚和 GOSNS 之间连接 R_{FB_B}。虽然建议的 R_{FB_B} 值为 10kΩ，但可以设置为 1kΩ 至 15kΩ 之间的任何值。在本例中，R_{FB_B} 设置为 8.25kΩ。要确定 R_{FB_T} 值，对 TPS54KC23 使用方程式 8。

$$R_{FB_T} = R_{FB_B} \times \left(\frac{V_{OUT} - V_{REF}}{V_{REF}} \right) = 8.25 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{0.8 \text{ V} - 0.5 \text{ V}}{0.5 \text{ V}} \right) = 4.95 \text{ k}\Omega \quad (8)$$

7.2.2.2 选择开关频率和工作模式

开关频率和工作模式由 MSEL 引脚上的电阻进行配置。从三个开关频率中选择一个：800kHz、1.1MHz 或 1.4MHz。请参阅表 6-3，了解开关频率、工作模式、斜坡和 R_{MSEL} 之间的关系。

开关频率的选择是在更高效率和更小系统设计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。对于此设计，将开关频率设置为 800kHz，并将轻负载运行模式设置为跳跃模式 (DCM)。

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 9 可计算受最短导通时间限制前的最大 f_{SW}。当达到具有 D-CAP4 控制功能的转换器的最短导通时间限制时，实际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。

$$f_{SW}(\text{max}) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(\text{max})} \times \frac{1}{t_{ON_MIN}} = \frac{0.8 \text{ V}}{16 \text{ V}} \times \frac{1}{30 \text{ ns}} = 1667 \text{ kHz} \quad (9)$$

方程式 10 可计算受最短关断时间限制前的最大 f_{SW}。当达到具有 D-CAP4 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_{DCCR}（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 10 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。

$$f_{SW}(\text{max}) = \frac{V_{IN}(\text{min}) - V_{OUT} - I_{OUT}(\text{max}) \times (R_{DCCR} + R_{DS(ON)_HS})}{t_{OFF_MIN}(\text{max}) \times (V_{IN}(\text{min}) - I_{OUT}(\text{max}) \times (R_{DS(ON)_HS} - R_{DS(ON)_LS})} \quad (10)$$

$$f_{\text{SW(max)}} = \frac{4.5 \text{ V} - 0.8 \text{ V} - 30 \text{ A} \times (2.2 \text{ m}\Omega + 5.8 \text{ m}\Omega)}{150 \text{ ns} \times (4.5 \text{ V} - 30 \text{ A} \times (5.8 \text{ m}\Omega - 2.3 \text{ m}\Omega))} = 5248 \text{ kHz} \quad (11)$$

7.2.2.3 选择电感器

要计算输出电感 (L_{OUT}) 的值, 请使用 [方程式 12](#)。输出电容器会滤除电感器纹波电流 (I_{RIPPLE}), [方程式 13](#)。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。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, 电感值必须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 30A 输出电流的 20%。在 800kHz 开关频率、16V 最大 V_{IN} 和 0.8V 输出电压下, 计算得出的电感为 0.16 μH 。 , 选择了 0.15 μH 电感值。

$$L = \frac{(V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}}) \times V_{\text{OUT}}}{I_{\text{RIPPLE}} \times V_{\text{IN(max)}} \times f_{\text{SW}}} = \frac{(16 \text{ V} - 0.8 \text{ V}) \times 0.8 \text{ V}}{0.2 \times 30 \text{ A} \times 16 \text{ V} \times 800 \text{ kHz}} = 0.16 \mu\text{H} \quad (12)$$

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 14](#) 估算得出。峰值电感器电流在最大 V_{IN} 下计算为 33.2A。 [方程式 15](#) 可计算电感器中的 RMS 电流值, 电感器的温升电流应大于此值。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{(V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}}) \times V_{\text{OUT}}}{L \times V_{\text{IN(max)}} \times f_{\text{SW}}} = \frac{(16 \text{ V} - 0.8 \text{ V}) \times 0.8 \text{ V}}{0.15 \mu\text{H} \times 16 \text{ V} \times 800 \text{ kHz}} = 6.3 \text{ A} \quad (13)$$

$$I_{\text{L(PEAK)}} = I_{\text{OUT}} + \frac{I_{\text{RIPPLE}}}{2} = 30 \text{ A} + \frac{6.3 \text{ A}}{2} = 33.2 \text{ A} \quad (14)$$

$$I_{\text{L(RMS)}} = \sqrt{I_{\text{OUT}}^2 + \frac{I_{\text{RIPPLE}}^2}{12}} = \sqrt{30 \text{ A}^2 + \frac{6.3 \text{ A}^2}{12}} = 30.06 \text{ A} \quad (15)$$

7.2.2.4 设置电流限值 (ILIM)

R_{ILIM} 电阻可设置谷值电流限值。 [方程式 16](#) 和 [方程式 17](#) 用于计算建议的电流限值目标。这包括电感器的容差以及电流限值阈值容差的系数 0.9。本示例使用 10% 容差的估算值。有关不同 R_{ILIM} 阻值间的容差, 请参阅规格表。 [方程式 19](#) 可计算用于设置电流限值的 R_{ILIM} 阻值。典型的谷值电流限值目标为 30.6A, R_{ILIM} 最接近的标准值为 4.32k Ω 。

$$I_{\text{LIM_VALLEY}} = \left(I_{\text{OUT}} - \frac{1}{2} \times \frac{(V_{\text{IN(min)}} - V_{\text{OUT}}) \times V_{\text{OUT}}}{L \times (1 + L_{\text{TOL}}) \times V_{\text{IN(min)}} \times f_{\text{SW}}} \right) \times \frac{1}{0.9} \quad (16)$$

$$I_{\text{LIM_VALLEY}} = \left(30 \text{ A} - \frac{1}{2} \times \frac{(4.5 \text{ V} - 0.8 \text{ V}) \times 0.8 \text{ V}}{0.15 \mu\text{H} \times (1 + 0.2) \times 4.5 \text{ V} \times 800 \text{ kHz}} \right) \times \frac{1}{0.9} = 30.8 \text{ A} \quad (17)$$

$$R_{\text{ILIM}} = \frac{134000}{I_{\text{LIM_VALLEY}}} \quad (18)$$

$$R_{\text{ILIM}} = \frac{134000}{30.6 \text{ A}} = 4.38 \text{ k}\Omega \quad (19)$$

设置电流限值后, [方程式 20](#) 可计算电流限值下的典型最大输出电流。 [方程式 21](#) 可计算电流限值下的典型峰值电流。如 [选择电感器](#) 中所述, 必须考虑电流限值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。

$$I_{\text{OUT_LIM(min)}} = I_{\text{LIM_VALLEY}} + \frac{1}{2} \times \frac{(V_{\text{IN(min)}} - V_{\text{OUT}}) \times V_{\text{OUT}}}{L \times V_{\text{IN(min)}} \times f_{\text{SW}}} = 30.6 \text{ A} + \frac{1}{2} \times \frac{(4.5 \text{ V} - 0.8 \text{ V}) \times 0.8 \text{ V}}{0.15 \mu\text{H} \times 4.5 \text{ V} \times 800 \text{ kHz}} = 33.3 \text{ A} \quad (20)$$

$$I_{\text{L(PEAK)}} = I_{\text{LIM_VALLEY}} + \frac{(V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}}) \times V_{\text{OUT}}}{L \times V_{\text{IN(max)}} \times f_{\text{SW}}} = 30.6 \text{ A} + \frac{(16 \text{ V} - 0.8 \text{ V}) \times 0.8 \text{ V}}{0.15 \mu\text{H} \times 16 \text{ V} \times 800 \text{ kHz}} = 36.9 \text{ A} \quad (21)$$

7.2.2.5 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，根据这三个要求计算最小输出电容。方程式 22 可计算使 LC 双极点低于 $f_{P(MAX)}$ 的最小电容，从而满足稳定性要求。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 23 可计算满足 8mV 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。

$$C_{OUT_STABILITY} > \left(\frac{1}{2\pi \times f_{P(RAMP4)} \times \left(1 + \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN(TYP)}} \right)^2 \right)} \right)^2 \times \frac{1}{L_{OUT}} = \left(\frac{1}{2\pi \times 26.5\text{kHz} \times \left(1 + \left(\frac{0.8\text{V}}{12\text{V}} \right)^2 \right)} \right)^2 \times \frac{1}{0.15\mu\text{H}} \quad (22)$$

$$= 238\mu\text{F}$$

$$C_{OUT_RIPPLE} > \frac{I_{RIPPLE}}{8 \times V_{RIPPLE} \times f_{SW}} = \frac{6.3\text{A}}{8 \times 8\text{mV} \times 800\text{kHz}} = 137\mu\text{F} \quad (23)$$

方程式 25 和方程式 26 可计算满足 32mV 瞬态响应要求（阶跃为 15A）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。通过计算确定，仅需要 659 μF 来满足瞬态响应要求。此计算假定为瞬时负载阶跃。在 1A/us 转换率条件下进行实验室评估后，减小了电容，同时仍满足负载阶跃要求。

$$C_{OUT_UNDERSHOOT} > \frac{L \times I_{STEP}^2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)} \times f_{SW}} + t_{OFF_MIN(max)} \right)}{2 \times V_{TRANS} \times V_{OUT} \times \left(\frac{V_{IN(min)} - V_{OUT}}{V_{IN(min)} \times f_{SW}} - t_{OFF_MIN(max)} \right)} \quad (24)$$

$$C_{OUT_UNDERSHOOT} > \frac{0.15\mu\text{H} \times 15\text{A}^2 \times \left(\frac{0.8\text{V}}{4.5\text{V} \times 800\text{kHz}} + 150\text{ns} \right)}{2 \times 32\text{mV} \times 0.8\text{V} \times \left(\frac{4.5\text{V} - 0.8\text{V}}{4.5\text{V} \times 800\text{kHz}} - 150\text{ns} \right)} = 280\mu\text{F} \quad (25)$$

$$C_{OUT_OVERSHOOT} > \frac{L \times I_{STEP}^2}{2 \times V_{TRANS} \times V_{OUT}} = \frac{0.15\mu\text{H} \times 15\text{A}^2}{2 \times 32\text{mV} \times 0.8\text{V}} = 659\mu\text{F} \quad (26)$$

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。稳定性要求也会限制最大输出电容。方程式 27 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 $12 \times 47\mu\text{F}$ 、4V 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 73%，即有效总电容为 412 μF 。

$$C_{OUT_STABILITY} < \left(\frac{50}{\pi \times f_{SW}} \right)^2 \times \frac{1}{L} = \left(\frac{50}{\pi \times 800\text{kHz}} \right)^2 \times \frac{1}{0.15\mu\text{H}} = 2639\mu\text{F} \quad (27)$$

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，则 ESR 一开始必须低于方程式 28 中计算的值以满足纹波要求，并低于方程式 29 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，必须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。

$$R_{ESR_RIPPLE} < \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} = \frac{8\text{mV}}{6.3\text{A}} = 1.3\text{m}\Omega \quad (28)$$

$$R_{ESR_TRANS} < \frac{V_{TRANS}}{I_{STEP}} = \frac{32\text{ mV}}{15\text{ A}} = 2.13\text{ m}\Omega \quad (29)$$

7.2.2.6 RAMP 选择

为了确定此设计的正确斜坡选择，必须计算 L-C 双极点频率及其最大值。双极点频率基于为此设计选择的输出电感和输出电容。使用 [方程式 30](#)，此设计的 L-C 双极点频率为 20kHz。然后，计算最大 L-C 双极点频率有助于指导用户如何从四个斜坡选项选择一个合适的选项。通常，如果 L-C 双极点计算值在 RAMP1 裕度范围内，则选择 RAMP1，这样可实现理想的瞬态响应。如果 L-C 双极点计算值不在 RAMP1 裕度范围内，则选择 RAMP2 或 RAMP3。TI 建议使用 RAMP2 来增加相位裕度，使用 RAMP3 来实现比 RAMP2 更高的增益和更快的瞬态响应。如果由于最大 L-C 双极点频率限制而导致无法选择 RAMP1、RAMP2 或 RAMP3，则选择 RAMP4。最大 L-C 双极点频率可以使用 [方程式 31](#) 计算，其中变量 $f_{P(TABLE)}$ 等于 [表 6-2](#) 中的 RAMP4 最大 L-C 双极点频率。RAMP1、RAMP3 和 RAMP4 的计算结果分别为 15.4kHz、19.98kHz 和 26.6kHz。由于本设计中的 L-C 双极点频率为 20kHz，在 RAMP3 和 RAMP4 之间，因此选择了 RAMP4。

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{OUT} \times C_{OUT}}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{0.15\text{ }\mu\text{H} \times 412\text{ }\mu\text{F}}} = 20\text{ kHz} \quad (30)$$

$$f_{P(MAX)} = f_{P(TABLE)} \times \left(1 + \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN(typ)}}\right)^2\right) = 26.5\text{ kHz} \times \left(1 + \left(\frac{0.8\text{ V}}{12\text{ V}}\right)^2\right) = 26.6\text{ kHz} \quad (31)$$

在选择 RAMP4 用于此设计后，使用 56.2k Ω 电阻将 MSEL 引脚连接至 AGND，从而将开关频率设置为 800kHz，将斜坡选项设置为 RAMP4。

7.2.2.7 选择输入电容器 (C_{IN})

该器件要求在两对 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。至少需要标称值为 20 μF 的陶瓷电容和两个高频陶瓷旁路电容器。该器件具有 20 μF 的硬性限制。某些应用可能需要更大的电容，甚至需要大容量电容器。降额会影响有效输入电容值。必须尽可能靠近器件电路板同一侧的 VIN 引脚 3 和 9 放置一个 0.1 μF 至 1 μF 电容器，用于提供所需的高频旁路，从而减少 VIN 至 SW 以及 SW 至 PGND 功率级上的高频过冲和下冲。TI 建议至少将 1 μF 的旁路电容尽可能靠近每个 VIN 引脚，从而尽可能减少输入电压纹波。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。除此要求外，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 32](#) 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 225mV。计算得出的输入电容为 24.36 μF ，这满足 20 μF 的最小输入电容要求。

$$C_{IN} > \frac{V_{OUT} \times I_{OUT} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}}\right)}{f_{SW} \times V_{IN(min)} \times V_{IN_RIPPLE}} = \frac{0.8\text{ V} \times 30\text{ A} \times \left(1 - \frac{0.8\text{ V}}{4.5\text{ V}}\right)}{800\text{ kHz} \times 4.5\text{ V} \times 225\text{ mV}} = 24.36\text{ }\mu\text{F} \quad (32)$$

此外，电容器的 RMS 电流等级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 34](#) 进行计算，在本例中的计算结果为 11.5A。陶瓷输入电容器的电流等级大于此值。

$$I_{CIN(RMS)} = \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}} \times \left(\frac{(V_{IN(min)} - V_{OUT})}{V_{IN(min)}} \times I_{OUT}^2 + \frac{I_{RIPPLE}^2}{12}\right)} = \quad (33)$$

$$I_{CIN(RMS)} = \sqrt{\frac{0.8\text{ V}}{4.5\text{ V}} \times \left(\frac{(4.5\text{ V} - 0.8\text{ V})}{4.5\text{ V}} \times 30^2 + \frac{6.3^2}{12}\right)} = 11.5\text{ A} \quad (34)$$

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，TI 建议使用 [如何选择降压转换器的输入电容器](#) 模拟设计期刊中的选型过程。

7.2.2.8 软启动电容器 (SS 引脚)

本例使用 1ms 软启动时间，所需的外部电容可通过方程式 35 计算得出。本设计使用 68nF 电容，因为该容值最接近标准值。

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{REF}} = \frac{36 \mu\text{A} \times 1 \text{ms}}{0.5 \text{V}} = 72 \text{nF} \quad (35)$$

SS 引脚要求最低电容值为 10nF。SS 电容器必须使用 AGND 引脚接地。

7.2.2.9 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})。建议阻值介于 1k Ω 和 100k Ω 之间。内部有一个标称值为 1M Ω 的下拉电阻，为了获得准确的计算结果，必须包含该下拉电阻。当底部电阻值较高 (接近 100k Ω) 时，这一点尤为重要。本例使用一个 100k Ω 电阻，该电阻与内部电阻并联，得到等效为 90.9k Ω 的底部电阻。目标启动电压的顶部电阻值通过方程式 36 计算得出。本例为 R_{EN_T} 选择 200k Ω ，该值最接近标准值。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 7V。

$$R_{EN_T} = \frac{R_{EN_B} \times V_{START}}{V_{ENH}} - R_{EN_B} = \frac{90.9 \text{k}\Omega \times 3.8 \text{V}}{1.2 \text{V}} - 90.9 \text{k}\Omega = 197 \text{k}\Omega \quad (36)$$

使用所选 EN 电阻分压器时的启动电压和停止电压可通过方程式 37 和方程式 38 计算得出。

$$V_{START} = V_{ENH} \times \frac{R_{EN_B} + R_{EN_T}}{R_{EN_B}} = 1.2 \text{V} \times \frac{90.9 \text{k}\Omega + 200 \text{k}\Omega}{90.9 \text{k}\Omega} = 3.8 \text{V} \quad (37)$$

$$V_{STOP} = V_{ENL} \times \frac{R_{EN_B} + R_{EN_T}}{R_{EN_B}} = 1 \text{V} \times \frac{90.9 \text{k}\Omega + 200 \text{k}\Omega}{90.9 \text{k}\Omega} = 3.2 \text{V} \quad (38)$$

7.2.2.10 VCC 旁路电容器

VCC 引脚上至少需要一个额定电压至少为 6.3V 的 1.0 μF 、X5R 陶瓷旁路电容器，在布局允许的情况下尽可能靠近该引脚。使用尺寸尽可能小的电容器，例如 0402 封装，以更大限度地减小从 VCC 引脚到 PGND 引脚的环路。

7.2.2.11 自举电容器

在布局允许的情况下，BOOT 和 SW 引脚之间至少需要一个 0.1 μF 的 10V X5R 陶瓷旁路电容器，并尽可能将其靠近引脚放置。

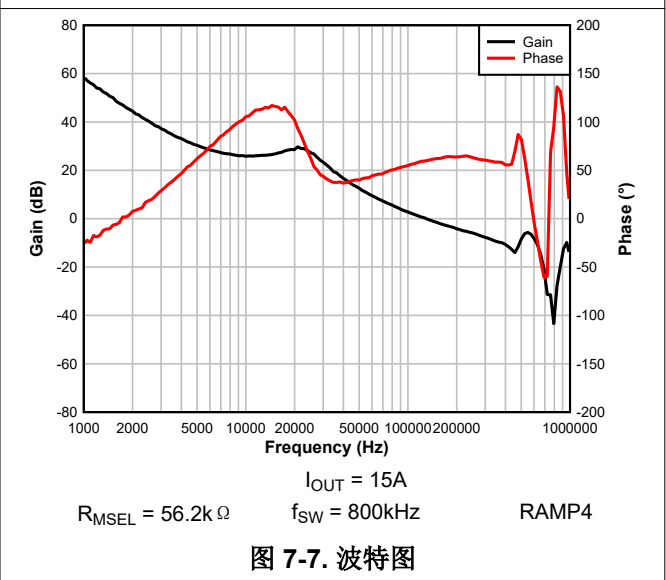
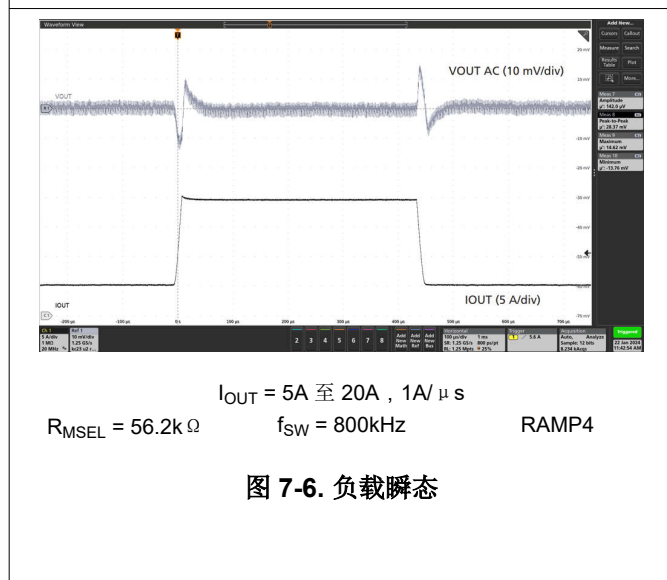
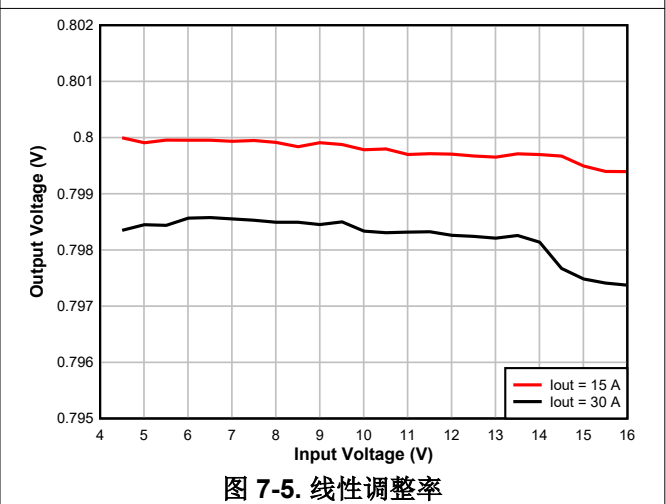
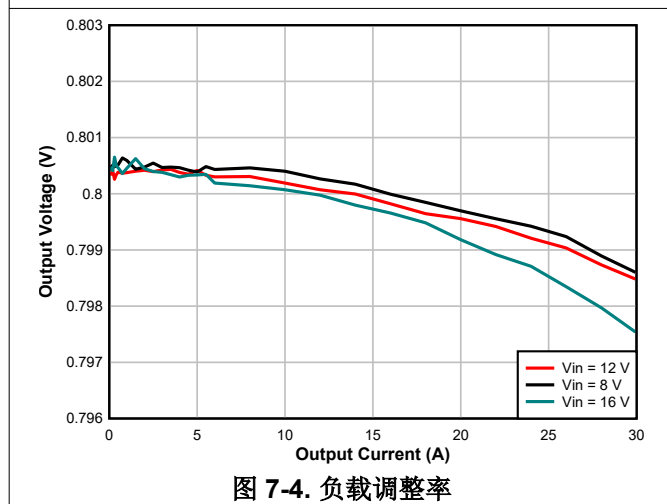
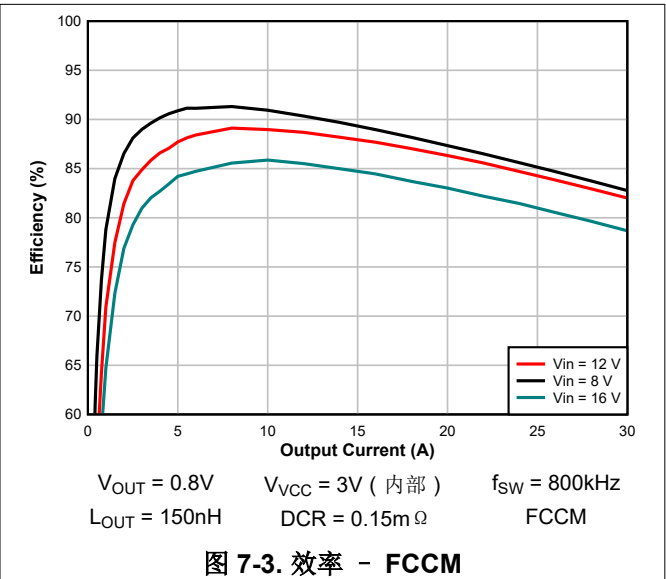
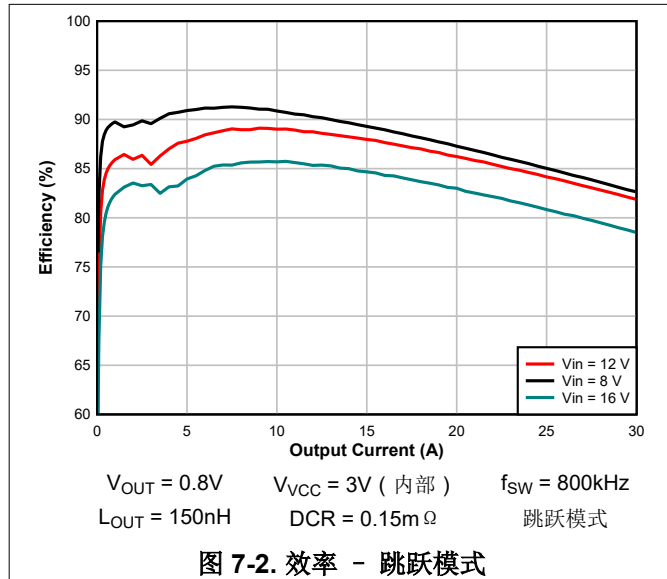
7.2.2.12 RC 缓冲器

SW 引脚上的 RC 缓冲器还有助于降低 SW 引脚上的电压过冲和振铃。为了在使用对称引脚排列时尽可能使 RC 缓冲器运行，将 RC 缓冲器放置在 IC 电路板的另一侧，并在 SW 节点中使用多个过孔，以便更大限度减小布线阻抗，并降低返回到 PGND 引脚的阻抗。

7.2.2.13 PG 上拉电阻器

PG 引脚为开漏引脚，因此在使用该引脚时需要一个上拉电阻。建议阻值介于 1k Ω 和 100k Ω 之间。

7.2.3 应用曲线



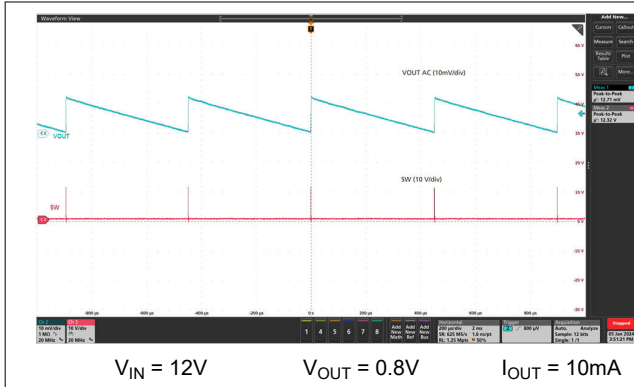


图 7-8. 输出电压纹波 - 跳跃模式

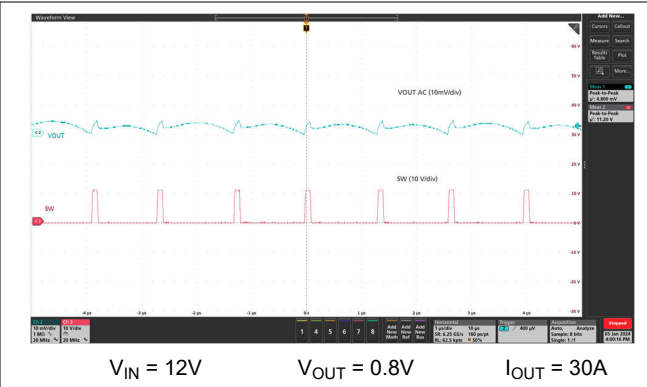


图 7-9. 输出电压纹波 - FCCM

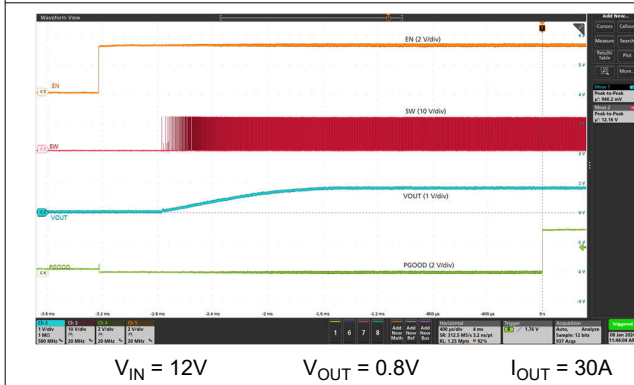


图 7-10. 通过 EN 启动

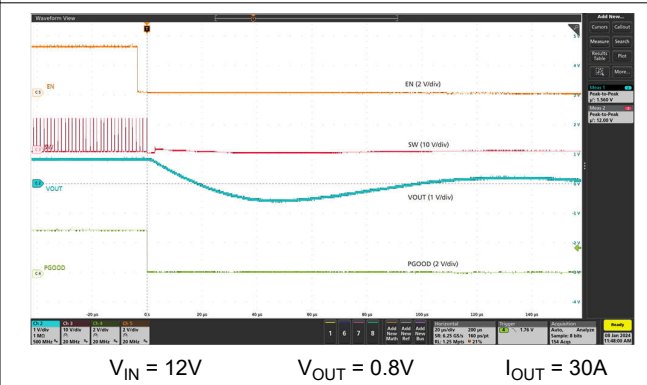


图 7-11. 通过 EN 关断

7.3 电源相关建议

该器件设计为在 4V 至 16V 的输入电源电压范围内运行。因此，必须对两个输入电源 (VIN 和 VCC 辅助电源) 进行良好调节。除了 PCB 布局和接地方案外，对输入电源 (VIN 和 VCC 辅助电源) 进行正确旁路对于噪声性能也至关重要。请参阅 [布局](#) 中的建议。

7.4 布局

7.4.1 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：

- 让 VIN、PGND 和 SW 布线尽可能宽，以便降低布线阻抗并改善散热。
- 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。
- 注意 VIN 去耦电容器的放置位置对于功率 MOSFET 的稳健性非常重要。每个 VIN 引脚（引脚 3 和 9）上需要一个 $1\ \mu\text{F}/25\text{V}/0402$ 陶瓷高频旁路电容器，并连接到相邻的 PGND 引脚（分别为引脚 4 和 8）。将剩余的陶瓷输入电容放置在这些高频旁路电容器旁边。剩余的输入电容可以放置在电路板的另一侧，但要使用尽可能多的过孔，以最大限度地减少电容器和 IC 引脚之间的阻抗。
- 在 PGND 引脚（引脚 4、8 和 16）下方放置八个过孔，并在 PGND 引脚（引脚 4 和 8）附近放置尽可能多的过孔。此操作可以最大限度减小寄生阻抗并降低热阻。
- 在两个 VIN 引脚附近使用过孔，并通过内部层在过孔之间实现低阻抗连接。也可以在每个 VIN 引脚下方放置一个过孔。
- 将 VCC 去耦电容器尽可能靠近器件放置，并通过较短的返回路径连接到 PGND 引脚 8。确保 VCC 去耦环路较小，并使用宽度为 12mil 或更宽的走线进行连接布线。
- 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。
- 尽可能使开关节点短而宽。连接 SW 引脚和电感器高压侧的 PCB 布线定义为开关节点。
- 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 分压电阻与远位置之间的连接必须采用一对差分的 PCB 布线，并必须在 $0.1\ \mu\text{F}$ 或更高的旁路电容器上实施开尔文检测。遥感信号的接地连接必须连接到 GOSNS 引脚。遥感信号的 V_{OUT} 连接必须连接到反馈电阻分压器，并让底部反馈电阻端接在 GOSNS 引脚上。为了保持稳定的输出电压并最大限度减小纹波，这个遥感线路差分对必须远离任何噪声源（例如电感器和 SW 节点）或高频时钟线路。TI 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，应将 FB 引脚和输出电压之间的顶部反馈电阻连接到 $0.1\ \mu\text{F}$ 或更高的高频本地输出旁路电容器，并用短布线将 GOSNS 短接至 AGND。
- 将 AGND 引脚（引脚 2）连接到器件下方的 PGND 焊盘（引脚 16）。
- 将 MSEL 电阻器、ILIM 电阻器和 SS 电容器返回到一个安静的 AGND 岛。
- 避免在应用中将 PG 信号和任何其他噪声信号路由到 ILIM、FB 和 GOSNS 等噪声敏感信号附近，以限制耦合。
- 有关布局建议，请参阅 [布局示例](#)。

7.4.2 布局示例

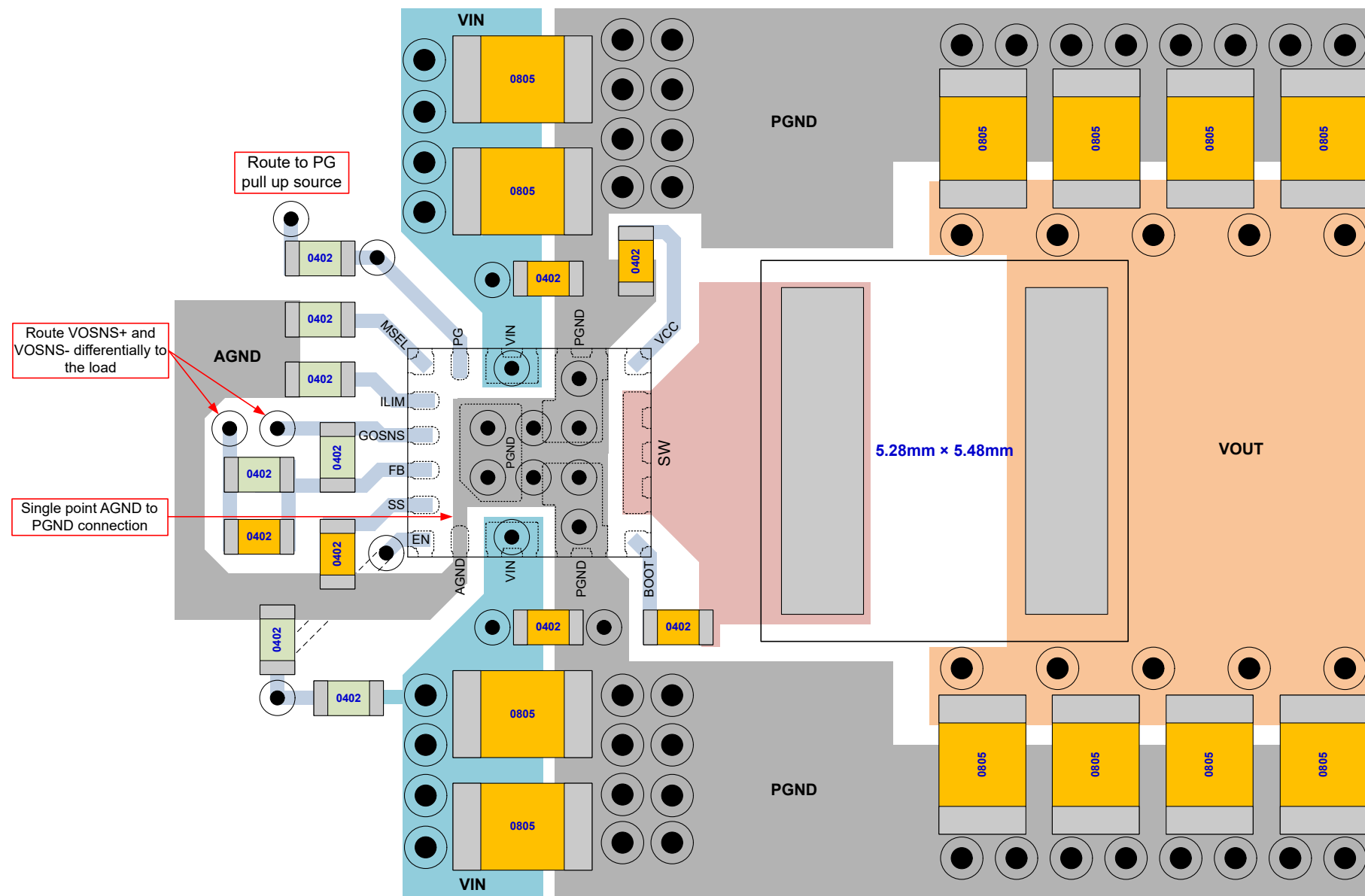


图 7-12. 布局建议

8 器件和文档支持

8.1 文档支持

8.1.1 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](#) 应用报告
- 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](#) 应用报告
- 德州仪器 (TI), [如何选择降压转换器的输入电容器](#) 模拟设计期刊

8.2 接收文档更新通知

要接收文档更新通知, 请导航至 [ti.com](https://www.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。

8.3 支持资源

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

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

8.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

8.5 静电放电警告



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

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

8.6 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。

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
February 2024	*	初始发行版

10 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。

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
TPS54KC23RZRR	ACTIVE	WQFN-FCRLF	RZR	16	5000	RoHS & Green	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	T54KC3	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.

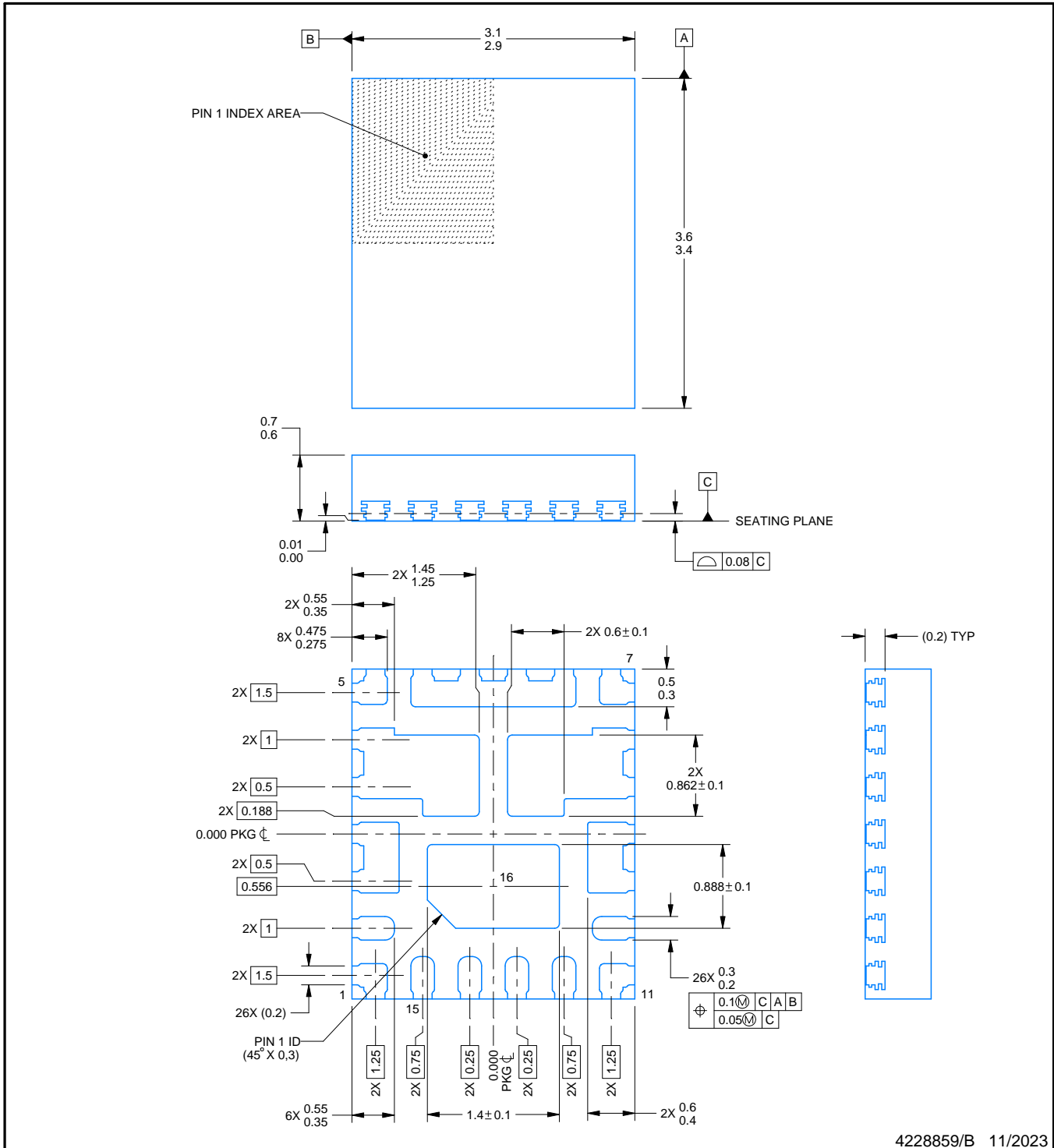
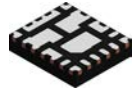
(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(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.

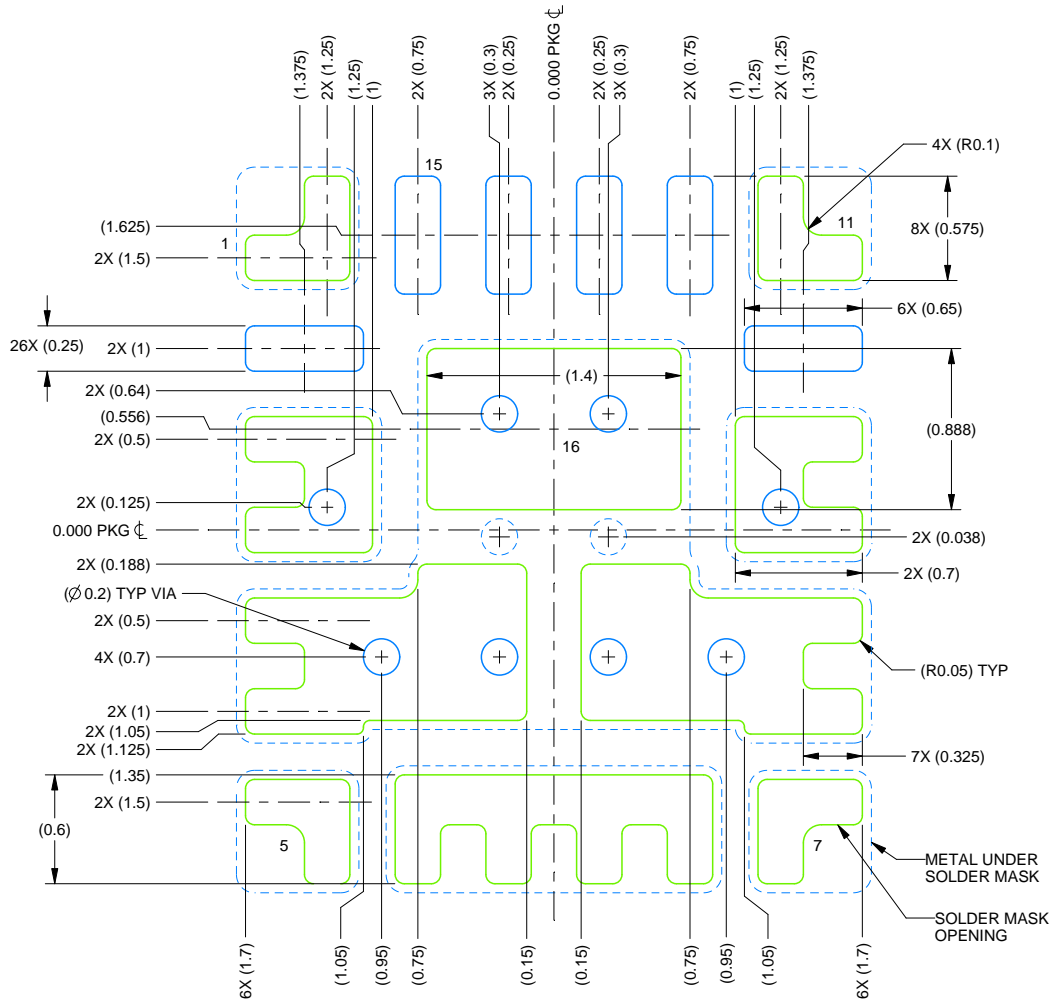
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.



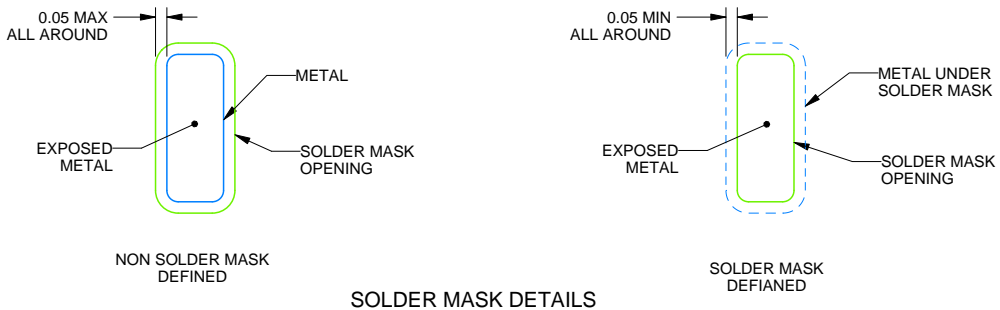
4228859/B 11/2023

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.



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE: 24X



SOLDER MASK DETAILS

4228859/B 11/2023

NOTES: (continued)

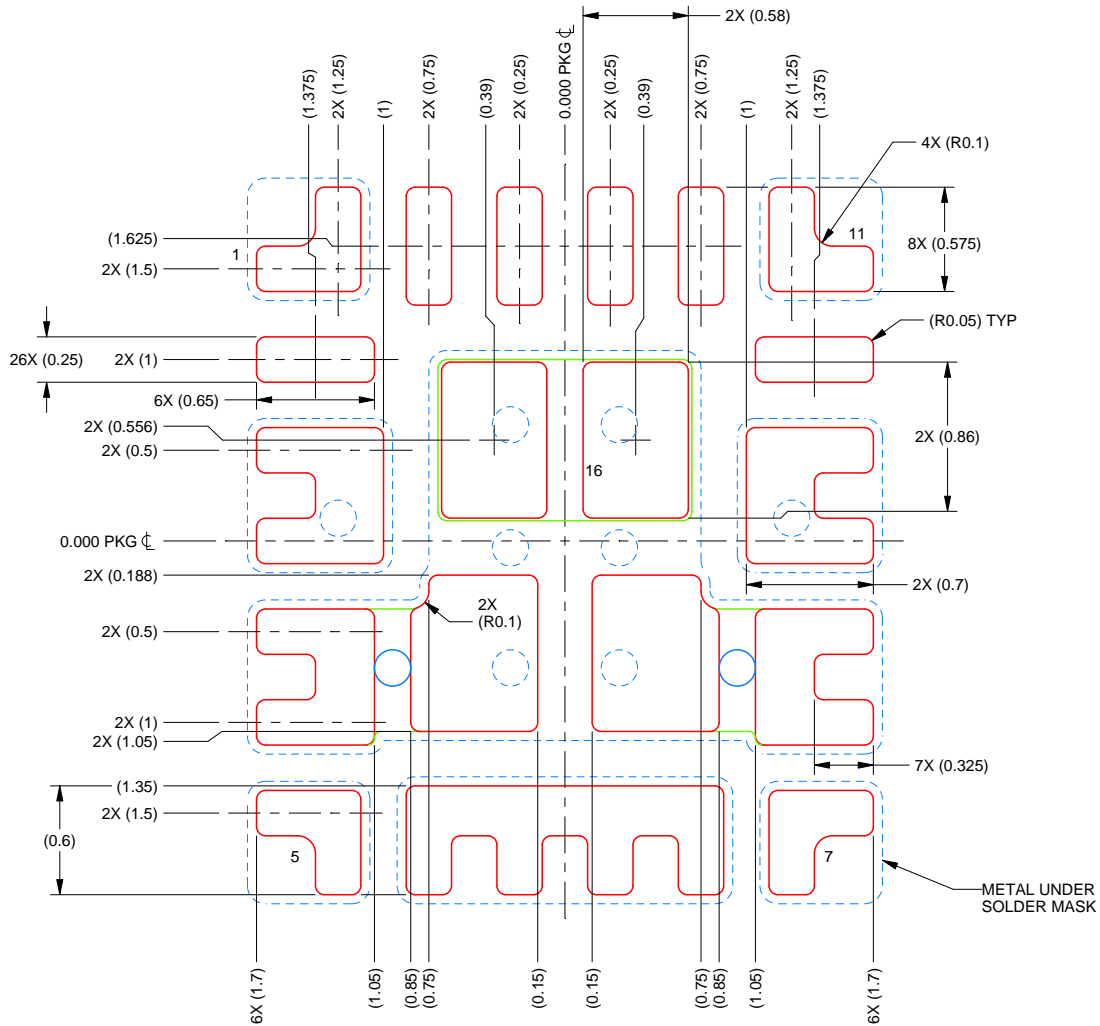
- This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 (www.ti.com/lit/slua271).
- Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented, refer to their locations shown on this view. It is recommended that vias under paste be filled, plugged or tented.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

RZR0016A

WQFN-FCRLF - 0.7 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



SOLDER PASTE EXAMPLE
 BASED ON 0.1 mm THICK STENCIL
 SCALE: 24X

PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA
 PADS 4 & 8: 88%
 PAD 16: 80%

4228859/B 11/2023

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