

TPS61388-Q1: 具有直通模式的 36-VIN、30-VOUT、低 IQ、8A ISW 完全集成式同步升压转换器

1 特性

- 符合面向汽车应用的 AEC-Q100 标准
 - 器件温度等级 1: -40°C 至 125°C 环境工作温度范围
- 宽输入电压和输出工作范围
 - 输入电压范围: 2V 至 36V
 - 启动时的最小值为 2.4V
 - 升压模式输出电压范围: 5V 至 30V
 - 高达 36V 的直通模式输出电压
 - 固定输出选项: 10V、8.5V 和 6.5V
- VIN > VOUT_SET 时的直通操作
 - 直通模式下的典型 65μA 静态电流
 - 进入和退出直通时的恒定频率 (TPS61388-Q1)
 - 进入和退出直通时的频率折返 (TPS613881-Q1)
- 避免 AM 频带干扰和串扰
 - 可通过 FSW 引脚选择 400kHz 开关或 2.2MHz 开关
 - 可选的时钟同步
 - 扩频调频
- 较高的效率和功率容量
 - 峰值电流限制: 8A
 - 低侧 FET: 30mΩ 高侧 FET: 25mΩ
- 尽可能降低轻负载电流消耗
 - 流入 VIN 引脚的静态电流典型值为 30 μA
 - 流入 VOUT 引脚的静态电流典型值为 2 μA
 - 流入 VIN 引脚的最大关断电流为 1.25μA
 - 可选择强制 PWM 模式或自动 PFM 模式
- 无引线 HotRod™ Lite 封装
- 集成式保护功能
 - 逐周期峰值电流限制
 - 输出过压保护
 - 电源正常状态指示器
 - 170°C 的热关断保护限制

2 应用

- 用于汽车启停/冷启动的预升压功能
- 汽车信息娱乐系统与仪表组
- 汽车摄像头超声波清洗系统
- 陆地移动通信

3 说明

TPS61388-Q1 是一款具有直通特性的 36V、8A 车用完全集成式同步升压转换器。该转换器支持高达 40V 的绝对最大电压，而最大升压输出电压高达 30V。

TPS61388-Q1 采用峰值电流模式控制方案，频率可选 400kHz 或 2.2MHz，能够与外部时钟同步。在轻负载条件下，通过 MODE/SYNC 引脚配置可实现两种可选模式：用于平衡效率和抗噪性的自动 PFM 模式和强制 PWM 模式。

该器件具有低关断电流和低静态电流直通操作，当电源电压大于输出目标时，无需外部旁路开关。

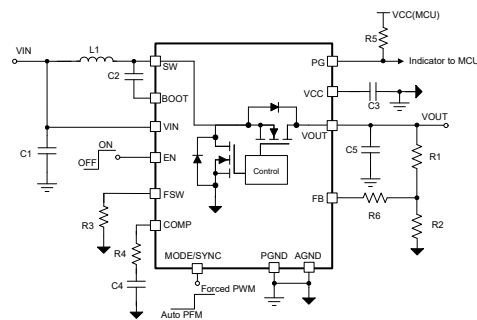
TPS61388-Q1 有各种固定输出电压版本，可节省外部元件 TPS61388-Q1 支持外部环路补偿，可优化稳定性和瞬态响应。

该器件具有内置保护特性，例如峰值电流限制、过压保护和热关断。外部时钟同步、展频调制以及具有超低寄生效应的无引线封装有助于降低 EMI。TPS61388-Q1 采用具有可湿性侧面的 3.0mm × 2.5mm HotRod™ Lite WQFN 封装。

封装信息

器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 (标称值)
TPS61388-Q1	WQFN-16	3.0mm × 2.5mm

(1) 如需了解所有可用封装，请参阅数据表末尾的可订购产品附录。



典型应用



内容

1 特性	1	7.5 针对间隙和 FMEA 进行引脚排列设计	15
2 应用	1	8 应用和实施	16
3 说明	1	8.1 应用信息.....	16
4 器件比较表	3	8.2 典型应用.....	16
5 引脚配置和功能	4	8.3 电源相关建议.....	26
6 规格	5	8.4 布局.....	26
6.1 绝对最大额定值.....	5	9 器件和文档支持	27
6.2 ESD 等级.....	5	9.1 器件支持.....	27
6.3 建议运行条件.....	5	9.2 接收文档更新通知.....	27
6.4 热性能信息.....	5	9.3 支持资源.....	27
6.5 电气特性.....	6	9.4 商标.....	27
7 详细说明	9	9.5 术语表.....	27
7.1 概述.....	9	9.6 静电放电警告.....	27
7.2 功能方框图.....	9	10 修订历史记录	27
7.3 特性说明.....	10	11 机械、封装和可订购信息	27
7.4 器件功能模式.....	15		

4 器件比较表

器件型号	输出电压 (V)	输出电压选择电阻器 (R_{FB}) ⁽¹⁾	进入和退出直通模式时, 频率折返至 400kHz
TPS61388-Q1	10	$0\Omega \leq R_{FB} \leq 2.2k\Omega$	禁用
	8.5	$3.55k\Omega \leq R_{FB} \leq 9.25k\Omega$	
	6.5	$12k\Omega \leq R_{FB} \leq 21k\Omega$	
	可调节	$R_{FB} \geq 27k\Omega$	
TPS613881-Q1 ⁽²⁾	10	$0\Omega \leq R_{FB} \leq 2.2k\Omega$	启用
	8.5	$3.55k\Omega \leq R_{FB} \leq 9.25k\Omega$	
	6.5	$12k\Omega \leq R_{FB} \leq 21k\Omega$	
	可调节	$R_{FB} \geq 27\Omega$	

(1) R_{SEL} 是 FB 引脚检测到的电阻器。有关详细信息, 请参阅。避免使用建议值以外的电阻器, 否则无法保证输出电压值。

(2) 产品预发布。请联系 TI 工厂获取更多信息。

5 引脚配置和功能

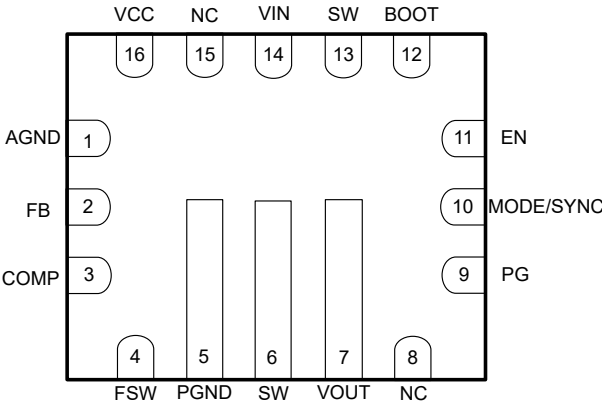


图 5-1. TPS61388-Q1 VAS 封装，16 引脚 WQFN (透明顶视图)

表 5-1. 引脚功能

引脚		I/O	说明
名称	编号		
AGND	1	PWR	IC 的模拟地。
FB	2	I	反馈引脚。使用电阻分压器以设置所需的输出电压。有关更多信息，请参阅节 8.2.2.1。
COMP	3	O	内部跨导误差放大器的输出。该引脚上连接了一个外部 RC 网络，用于优化环路稳定性和响应时间。
FSW	4	I	频率设置引脚。有关更多信息，请参阅节 7.3.5。
PGND	5	PWR	IC 的电源接地。它连接到低侧 FET 的电源。
SW	6、13	PWR	转换器的开关节点引脚。它连接到内部低侧功率 FET 的漏极，以及高侧 FET 的源极。
VOUT	7	PWR	HS FET 漏极的输出。
NC	8、15	/	无连接。NC 引脚提供了额外的间隙间距，以供 FMEA 考虑。
PG	9	O	电源正常指示和开漏输出。如果不使用，该引脚可以保持悬空状态，也可以连接到 GND。
MODE/SYNC	10	I	模式选择引脚。该引脚不允许悬空。 MODE/SYNC = 高电平，强制 PWM 模式 MODE/SYNC = 低电平，自动 PFM 模式 该引脚能够用于同步外部时钟。有关详细信息，请参阅节 7.3.8。
EN	11	I	启用逻辑输入。
BOOT	12	O	高侧 N-MOSFET 栅极驱动器的电源。需要在该引脚和 SW 引脚之间连接一个 100nF 的电容器。
VIN	14	I	IC 电源输入。
VCC	16	O	内部稳压器的输出。在该引脚和 GND 之间需要一个大于 1 μ F 的陶瓷电容器。

6 规格

6.1 绝对最大额定值

在自然通风条件下的工作温度范围内测得（除非另有说明）⁽¹⁾

		最小值	最大值	单位
端子上的电压范围 ⁽²⁾	VIN、SW、VOUT	-0.3	40	V
端子上的电压范围 ⁽²⁾	BOOT	-0.3	SW + 6.0	
端子上的电压范围 ⁽²⁾	MODE/SYNC、FB、EN、FSW、VCC、COMP	-0.3	6.0	
端子上的电压范围 ⁽²⁾	PG	-0.3	6.0	
T _J ⁽³⁾	工作结温	-40	150	°C
T _{stg}	贮存温度	-65	150	°C

- (1) 超出“绝对最大额定值”运行可能会对器件造成永久损坏。“绝对最大额定值”并不表示器件在这些条件下或在“建议运行条件”以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出“建议运行条件”但在“绝对最大额定值”范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。
- (2) 所有电压值都是以网络接地端为基准。
- (3) 高结温会缩短工作寿命。结温高于 125°C 时，工作寿命会缩短

6.2 ESD 等级

			值	单位
V _(ESD) ⁽¹⁾	静电放电	人体放电模型 (HBM)，符合 AEC Q100-002 标准 ⁽²⁾	±2000	V
		充电设备模型 (CDM)，符合 AEC Q100-011，所有引脚 ⁽³⁾	±500	
V _(ESD) ⁽¹⁾	静电放电	充电器件模型 (CDM)，符合 AEC Q100-011，转角引脚 ⁽³⁾	±750	V

- (1) 静电放电 (ESD) 衡量器件对装配线在其内部的静电放电所造成的损坏的敏感度和抵抗能力。
- (2) 上表所列级别是 ANSI、ESDA 和 JEDEC JS-001 规定的通过级别。JEDEC 文档 JEP155 指出：500V HBM 可通过标准 ESD 控制流程实现安全生产。若部署必要的预防措施，则可以在低于 500V HBM 时进行生产。
- (3) 上表所列级别是 EIA-JEDEC JESD22-C101 规定的通过级别。JEDEC 文档 JEP157 指出：250V CDM 能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。如果具备必要的预防措施，则可以在低于 250V CDM 时进行生产。

6.3 建议运行条件

在自然通风条件下的工作温度范围内测得（除非另有说明）

		最小值	标称值	最大值	单位
V _{IN}	输入电压	2		36	V
V _{OUT}	输出电压，升压模式，开关	5		30	V
V _{OUT}	输出电压，直通模式，不开关	VIN		36	V
T _J	工作结温 ⁽¹⁾	-40		150	°C

- (1) 高结温会缩短工作寿命。结温高于 125°C 时，工作寿命会缩短。

6.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		器件		单位
		VAS(JEDEC)	VAS(EVM)	
		14 引脚	14 引脚	
R _{θJA}	结至环境热阻	65.8	46.3	°C/W
R _{θJC(top)}	结至外壳（顶部）热阻	37.1	不适用	°C/W
R _{θJB}	结至电路板热阻	14.4	不适用	°C/W
ψ _{JT}	结至顶部特征参数	1	1.6	°C/W
ψ _{JB}	结至电路板特征参数	14.2	21.5	°C/W

6.4 热性能信息（续）

热指标 ⁽¹⁾		器件		单位
		VAS(JEDEC)	VAS(EVM)	
		14 引脚	14 引脚	
$R_{\theta JC(bot)}$	结至外壳（底部）热阻	不适用	不适用	°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 [SPRA953](#)。

6.5 电气特性

$T_J = -40$ 至 150°C ， $L = 2.2\mu\text{H}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ 且 $V_{OUT} = 24\text{V}$ 。典型值是在 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 时测得（除非另有说明）

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源					
V_{IN}	输入电压范围	2		36	V
V_{IN_UVLO}	VIN 欠压锁定阈值	V_{IN_UVLO} 上升	2.35	2.4	V
		V_{IN_UVLO} 下降	1.9	2.0	V
V_{CC}	VCC 调节	$I_{VCC} = 10\text{mA}$ ， $V_{OUT} = 18\text{V}$	5.1	5.5	V
V_{VCC_UVLO}	VCC UVLO 阈值	V_{CC} 上升	2.0		V
V_{VCC_UVLO}	VCC UVLO 阈值	V_{CC} 下降	1.9		V
I_{Q_VIN}	流入 V_{IN} 引脚的静态电流	IC 启用，无负载，无开关 $V_{IN} = 2.4\text{V}$ 至 5.6V ， $V_{FB} = V_{REF} + 0.1\text{V}$ ， T_J 最高 125°C	2	3.5	μA
I_{Q_VIN}	流入 V_{IN} 引脚的静态电流	IC 启用，无负载，无开关 $V_{IN} = 5.9\text{V}$ 至 20V ， $V_{FB} = V_{REF} + 0.1\text{V}$ ， T_J 最高 125°C	30	45	μA
I_{Q_VOUT}	流入 V_{OUT} 引脚的静态电流	IC 启用，无负载，无开关 $V_{IN} = 2.4\text{V}$ 至 5.6V ， $V_{OUT} = 6\text{V}$ 至 30V ， $V_{FB} = V_{REF} + 0.1\text{V}$ ， T_J 最高 125°C	28	45	μA
I_{Q_VOUT}	流入 V_{OUT} 引脚的静态电流	IC 启用，无负载，无开关 $V_{IN} = 5.9\text{V}$ 至 20V ， $V_{OUT} = 6\text{V}$ 至 30V ， $V_{FB} = V_{REF} + 0.1\text{V}$ ， T_J 最高 125°C	2	8	μA
$I_{Q_PASSTHROUGH}$	直通模式下的静态电流	$V_{IN} = 10.1\text{V}$ ， $V_{OUT} = 10\text{V}$ ， T_J 最高 125°C	65		μA
I_{SD}	流入 V_{IN} 引脚的关断电流	IC 禁用， $V_{IN} = 2.4\text{V}$ 至 20V ， T_J 最高 125°C	0.6	5	μA
I_{SW_LKG}	流入 SW 的漏电流	IC 禁用， $V_{OUT} = 0\text{V}$ ， $SW = 2.4\text{V}$ 至 20V ， T_J 最高 125°C		5	μA
$I_{REVERSE_SW}$	SW 的反向泄漏电流	IC 禁用， $V_{OUT} = 30\text{V}$ ， $SW = 0\text{V}$ ， T_J 最高 125°C		5	μA
I_{FB_LKG}	流入 FB 的漏电流	IC 禁用， T_J 最高 125°C		50	nA
I_{MODE_LKG}	流入 MODE/SYN 的泄漏电流	IC 禁用， T_J 最高 125°C		50	nA
I_{PG_LKG}	流入 PG/STATU 的泄漏电流	IC 禁用， T_J 最高 125°C		50	nA
输出电压					
V_{OUT}	输出电压范围	升压模式	5	30	V
V_{OUT}	输出电压范围	直通模式	V_{IN}	36	V
V_{OVP}	输出过压保护阈值	$V_{IN} = 5\text{V}$ ， V_{OUT} 上升，升压模式	31	31.5	32.1
$VOVP_HYS$	输出过压保护迟滞	$V_{IN} = 5\text{V}$ ，OVP 阈值	1		V
V_{REF}	FB 引脚上的基准电压	$T_J = -40$ 至 125°C ， $R_{SEL} \geq 27\text{K}$	0.985	1	1.015
V_{OUT_10V}	TPS61388 固定 Vout 版本	$T_J = -40$ 至 125°C ； $0\Omega \leq R_{SEL} \leq 2.2\text{K}$ 针对汽车应用进行调整	9.85	10	10.15
$V_{OUT_8.5V}$	TPS61388 固定 Vout 版本	$T_J = -40$ 至 125°C ； $3.55\text{K} \leq R_{SEL} \leq 9.25\text{K}$ 针对汽车应用进行调整	8.3725	8.5	8.6275

6.5 电气特性 (续)

$T_J = -40$ 至 150°C , $L = 2.2\mu\text{H}$, $V_{IN} = 12\text{V}$ 且 $V_{OUT} = 24\text{V}$ 。典型值是在 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 时测得 (除非另有说明)

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
VOUT_6.5V	TPS61388 固定 Vout 版本 $T_J = -40$ 至 125°C ; $12\text{K} \leq R_{SEL} \leq 21\text{K}$ 针对汽车应用进行调整	6.4025	6.5	6.5975	V
电压基准					
UVL_PT_f	直通模式下的 UVL 阈值		969.5		mV
电源开关					
$R_{DS(on)}$	低侧 MOSFET 导通电阻	$V_{CC} = 4.85\text{V}$	30		m Ω
$R_{DS(on)}$	高侧 MOSFET 导通电阻	$V_{CC} = 4.85\text{V}$	25		m Ω
电流限值					
I_{LIM_SW}	峰值开关电流限制 (FPWM 模式)	占空比 = 65%	7	8	A
I_{LIM_SW}	峰值开关电流限制 (自动 PFM 模式)	占空比 = 65%	7	8	A
I_{Zero}	PFM 下的 HSD 零电流阈值		350		mA
I_{PK_PFM}	PFM 的峰值电流		1.35		A
开关频率					
Fsw	开关频率	$F_{SW} = V_{CC}$	2050	2200	2400 kHz
Fsw	开关频率	$F_{SW} = GND$	360	400	440 kHz
D _{max}	最大占空比	2.2MHz	78		%
t _{ON_min}	最短导通时间		70		ns
F _{DITHER}	展频调制频率范围 (以 Fsw 的百分比表示)	2.2MHz 和 400kHz	12%		Fsw
F _{pattern}		2.2MHz	9.0		kHz
F _{pattern}		400kHz	7		kHz
软启动					
t _{SS}	软启动时间		6		ms
逻辑接口					
V _{EN_H}	EN 逻辑高电平阈值		1.2		V
V _{EN_L}	EN 逻辑低电平阈值	0.4			V
V _{M/SYNC_H}	MODE/SYNC 引脚逻辑高电平阈值		1.2		V
V _{M/SYNC_L}	MODE/SYNC 引脚逻辑低电平阈值	0.4			V
R _{DOWN}	EN 引脚内部下拉电阻器		800		k Ω
误差放大器					
I _{SINK}	COMP 引脚灌电流	VFB = VREF + 0.4V, VCOMP = 1.5V, VCC = 5V	20		μA
I _{SOURCE}	COMP 引脚拉电流	VFB = VREF - 0.4V, VCOMP = 1.5V, VCC = 5V	20		μA
G _{mEA}	误差放大器跨导	V _{COMP} = 1.0V	200		$\mu\text{A/V}$
V _{COMPH}	COMP 引脚高钳位电压	VFB = VREF - 0.4V, ILIM = 8A	1.65		V
V _{COMPL}	COMP 引脚高低电压	VFB = VREF + 0.4V	0.85		V
G _{PS}	功率级跨导 (峰值电流与补偿电压的比值)	V _{IN} = 5.0V	11		A/V
电源正常					
V _{PG_RISING}	欠压阈值 (PGOOD 阈值)	PG 上升	91.5	94	98 %
V _{PG_FALLING}	欠压阈值 (PGOOD 阈值)	PG 下降	89.5	92	95.5 %
I _{PG_SINK}	PG 引脚灌电流能力	V _{PG} = 0.4V	30		mA
t _{PG_DELAY}	PG 延迟时间		1.6		ms
t _{PG_GLITCH}	PGOOD 的干扰滤波时间		40		μs
SYNC 时间					
f _{SYNC}	Ext 频率范围		-20%	+20%	FSW

6.5 电气特性 (续)

$T_J = -40$ 至 150°C , $L = 2.2\mu\text{H}$, $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ 且 $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ 。典型值是在 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 时测得 (除非另有说明)

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$T_{\text{SYNC_MIN}}$	同步时钟最小脉冲宽度				50	ns
热关断						
T_{SD}	热关断上升阈值	T_J 上升		170		$^{\circ}\text{C}$
T_{SD}	热关断下降阈值	T_J 下降		155		$^{\circ}\text{C}$
$T_{\text{SD_HYS}}$	热关断迟滞			15		$^{\circ}\text{C}$

7 详细说明

7.1 概述

TPS61388-Q1 是一款完全集成的同步升压转换器，具有 8A 峰值电流能力，并集成自动直通功能，内部包含一个 30mΩ 低侧电源开关和一个 25mΩ 高侧整流开关，可在小尺寸应用中实现高效率。TPS61388-Q1 器件是一款具有宽输入范围的汽车级升压转换器，专为汽车启停或其他通用升压应用而设计。在汽车冷启动期间，该器件可在输入电压低至 2V 的情况下保持汽车电池的输出电压。该器件的宽输入范围支持高达 40V 绝对最大电压的汽车负载突降瞬态，而升压模式下的最大可编程工作输出电压高达 30V。

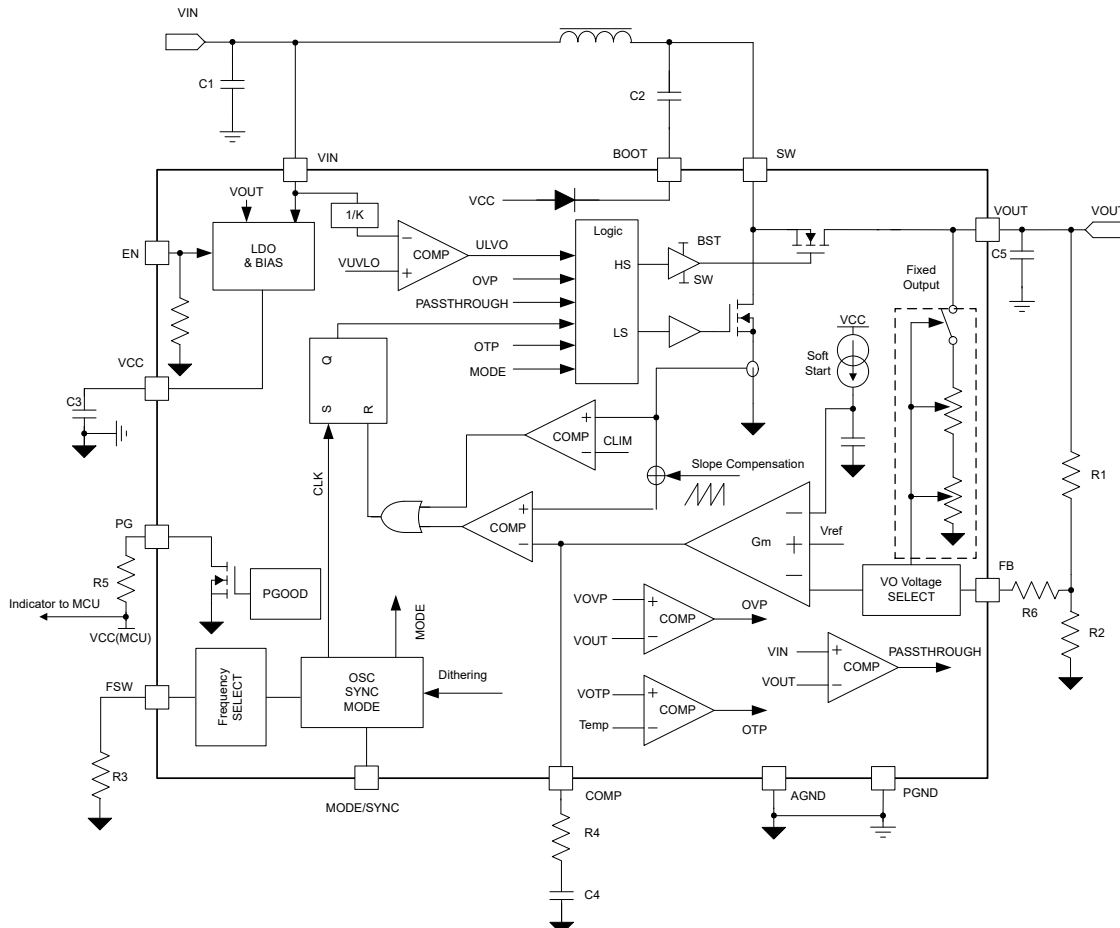
TPS61388-Q1 采用峰值电流模式控制，开关频率范围可选 400kHz 或 2.2MHz。在中等到重负载条件下，该器件在固定频率 PWM 模式下运行。在轻负载条件下，通过配置 MODE 引脚可实现两种可选模式：自动 PFM 模式和强制 PWM 模式，以在轻负载条件下实现效率和抗噪性平衡。

该器件在关断模式下具有极低的静态电流，在待机模式下也具备低功耗特性，可在无负载和轻负载条件下最大限度地减少电池损耗。该器件还支持超低静态电流的直通操作模式，当输入电压高于升压输出调节目标时，无需外接旁路开关。

TPS61388-Q1 有各种固定输出电压版本，可节省外部元件并减少外部反馈电阻器消耗的静态电流。TPS61388-Q1 支持外部环路补偿，可在更广泛的 VOUT/VIN 范围内优化稳定性和瞬态响应。

该器件具有内置保护特性，例如峰值电流限制、过压保护和热关断。外部时钟同步、展频调制以及具有超低寄生效应的无引线封装有助于降低 EMI。TPS61388-Q1 采用具有可湿性侧面的 3.0mm × 2.5mm HotRod™ Lite WQFN 封装。

7.2 功能方框图



7.3 特性说明

7.3.1 VCC 电源

TPS61388-Q1 的内部 LDO 可输出 5.1V 的稳压电压，并具有 10mA 的输出电流能力。VCC 引脚和 GND 引脚之间连接有一个陶瓷电容器，以稳定 VCC 电压并对 VCC 引脚上的噪声进行去耦。该陶瓷电容器的有效电容应该高于 1 μ F。推荐使用电介质等级为 X7R 或 X5R、额定电压高于 10V 的陶瓷电容器。

当 VIN 引脚的输入电压低于 5.6V 时，内部 LDO 由 VOUT 引脚供电，当 VIN 引脚的输入电压高于 5.9V 时，内部 LDO 由 VIN 引脚供电。

7.3.2 输入欠压锁定 (UVLO)

UVLO 电路防止器件在低输入电压时出现故障，并且防止电池过度放电。TPS61388-Q1 具有 VIN_UVLO 和 VCC_UVLO 功能。当 VIN 引脚上的下降电压触发 UVLO 下降阈值 VIN_UVLO (典型值为 1.9V) 时，TPS61388-Q1 将禁用切换。当 VIN 引脚上的上升电压触发 UVLO 上升阈值 (典型值为 2.3V) 时，该器件开始运行。当 VCC 引脚上的下降电压触发 UVLO 阈值 VCC_UVLO (典型值为 1.9V) 时，TPS61388-Q1 也会禁用。

7.3.3 使能和软启动

TPS61388-Q1 具有 6ms 软启动功能，可防止启动期间出现高浪涌电流。当 EN 引脚被拉高时，内部软启动电容器以恒定电流充电。在此期间，软启动电容器电压与内部基准电压 (1.0V) 进行比较。较低者被馈入误差放大器的内部正输入。随着软启动电容器电压的上升，误差放大器的输出 (决定电感峰值电流值) 缓慢上升。软启动阶段在软启动电容器电压超过内部基准后完成，从 0V 到 1.0V 需要 6ms 的时间。当 EN 引脚被拉至低电平时，软启动电容器的电压会放电至接地。

当系统始终保持启用状态时，建议将 EN 引脚连接到 VCC。

7.3.4 关断

当输入电压低于 UVLO 阈值或 EN 引脚被拉至低电平时，TPS61388-Q1 处于关断模式，所有功能均被禁用。

输出电压值等于 VIN 电压减去高侧体二极管的压降，通常为 VIN-0.7V。

7.3.5 开关频率设置

TPS61388-Q1 使用固定频率控制方案。根据 FSW 配置，选择 400kHz 或 2.2MHz 作为开关频率。表 7-1 展示了详细信息。

表 7-1. 频率配置

频率	FSW 连接
400kHz	将 FSW 直接连接到 GND。
400kHz	通过电阻器将 FSW 连接到 GND， $0\Omega \leq R_{FSW} \leq 2.2k\Omega$
2.2MHz	通过电阻器将 FSW 连接到 GND， $R_{FSW} > 27k\Omega$
2.2MHz	将 FSW 直接连接到 VCC。

其中

- R_{FSW} 是 FSW 引脚和 GND 之间的电阻。

7.3.6 扩频调频

TPS61388-Q1 使用三角波形来扩展开关频率，展频范围为正常频率的 $\pm 6\%$ 。2.2MHz 的三角波形频率为 8.8kHz，400kHz 的频率为 6.25kHz。例如，如果 TPS61388-Q1 的正常开关频率编程为 2.2MHz，则展频功能会以 8.8kHz 的三角函数在 2.07MHz 到 2.33MHz 范围内调制开关频率。

在自动 PFM 模式下，展频会被禁用，或者向 MODE/SYNC 引脚应用外部时钟。

7.3.7 自举

TPS61388-Q1 集成了自举电压稳压器电路。要为高侧开关提供栅极驱动电源电压，需要在 BST 引脚和 SW 引脚之间连接一个小型陶瓷电容器。推荐使用电介质等级为 X7R 或 X5R、额定电压高于 6.3V 的陶瓷电容器。建议使用 0.1μF/6.3V 的典型值。

7.3.8 MODE/SYNC 配置

表 7-2 总结了 MODE/SYNC 功能和进入条件。

该引脚不得悬空。

表 7-2. MODE/SYNC 配置

MODE/SYNC 引脚配置	模式
逻辑低电平	自动 PFM 模式
逻辑高电平	强制 PWM 模式
外部同步	强制 PWM 模式

TPS61388-Q1 还可与施加到 MODE/SYNC 引脚上的外部时钟同步。外部时钟需要在设定频率的 $\pm 20\%$ 范围内，以实现可靠同步。如果振荡器由外部时钟同步，TPS61388-Q1 仍处于强制 PWM 模式。使用外部同步时，展频功能会被禁用。

7.3.9 直通操作

当 VIN 高于 VOUT 设置时，TPS61388-Q1 会进入直通操作，高侧 MOS 始终导通，静态电流得到优化，以更最大限度地提高总效率。

在进入直通之前，VIN 上升到非常接近 VOUT SET 的电压。在这种情况下，开关稳压器以非常低的占空比运行，从而保持 VOUT 处于稳压状态。但是，最短导通时间限制使开关无法在编程的开关频率下实现足够低的占空比。

表 7-3 总结了在采用不同配置进入和退出直通操作时这两个器件型号的不同特性。

表 7-3. 不同器件型号和频率配置的直通工作特性

器件型号	配置		进入和退出直通工作特性
	频率	模式	
TPS61388-Q1	2.2MHz	强制 PWM	频率保持 2.2MHz
	400kHz	强制 PWM	频率保持 400kHz
	2.2MHz 或 400kHz	自动 PFM	频率连续展开
TPS613881-Q1	2.2MHz	强制 PWM	频率折返至 400kHz
	400kHz	强制 PWM	频率保持 400kHz
	2.2MHz 或 400kHz	自动 PFM	频率连续展开

7.3.9.1 自动 PFM 工作特性

对于 TPS61388-Q1 和 TPS613881-Q1，当选择自动 PFM 模式时，在 VIN 接近设置的 VOUT 时，频率会自动扩展。图 7-1 展示了操作变换。

这种工作特性可在进入和退出直通操作模式时提供非常平滑的输出波形。

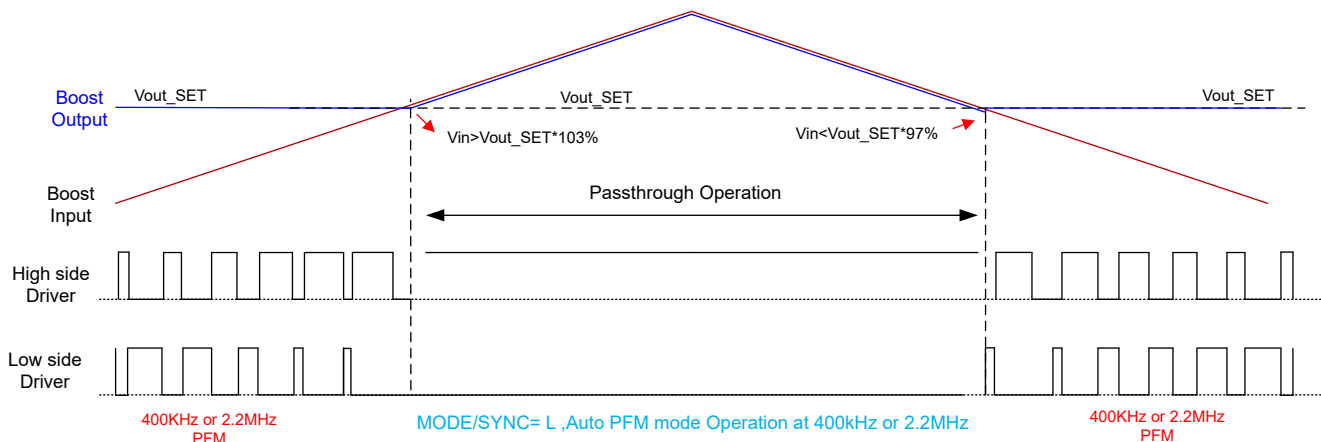


图 7-1. 在自动 PFM 模式 400kHz 或 2.2MHz 下进入和退出直通模式

7.3.9.2 400kHz 强制 PWM 工作特性

对于 TPS61388-Q1 和 TPS613881-Q1，当选择强制 PFM 模式且频率选择为 400kHz 时，图 7-2 展示了操作变换。

最小导通时间限制（70ns 典型值）能够在 VIN 接近 VOUT 的情况下，满足 400kHz 工作频率所需的较小占空比要求。在进入直通之前，Vout 约达到 Vout-SET 的 104%。

这种工作特性可在进入和退出直通操作时提供平滑的波形。

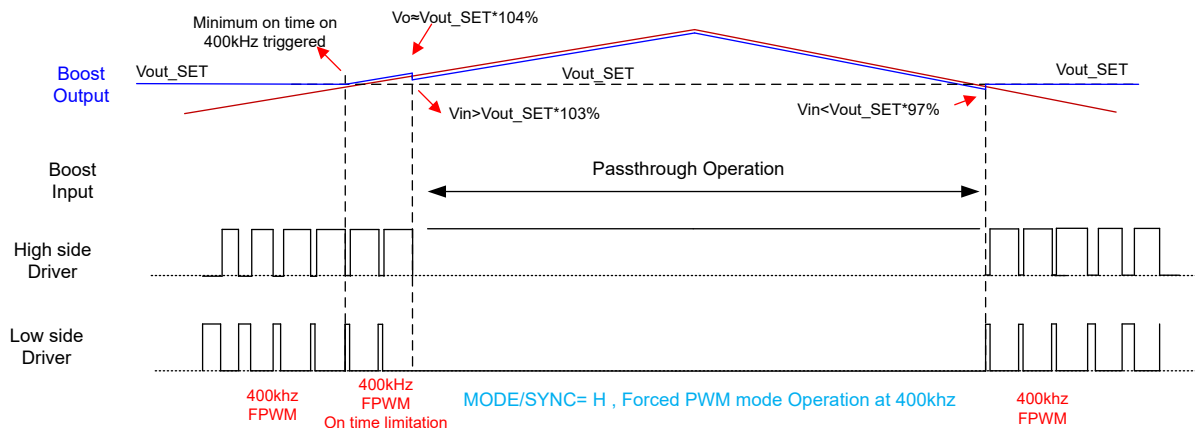


图 7-2. 在强制 PWM 模式和 400kHz 下进入和退出直通模式

7.3.9.3 使用 TPS61388-Q1 时的 2.2MHz 固定频率工作特性

TPS61388-Q1 在进入和退出直通操作时保持频率恒定。当选强制 PWM 模式并且频率选择为 2.2MHz 时，图 7-3 展示了进入和退出直通操作时开关频率保持 2.2MHz。

使用具有固定频率工作特性的 2.2Mhz 时需要特别小心。有关更多详细信息，请参阅节 7.3.9.4。

这种工作特性始终提供固定 2.2MHz，有利于 EMC 设计和 AM 噪声敏感型应用。

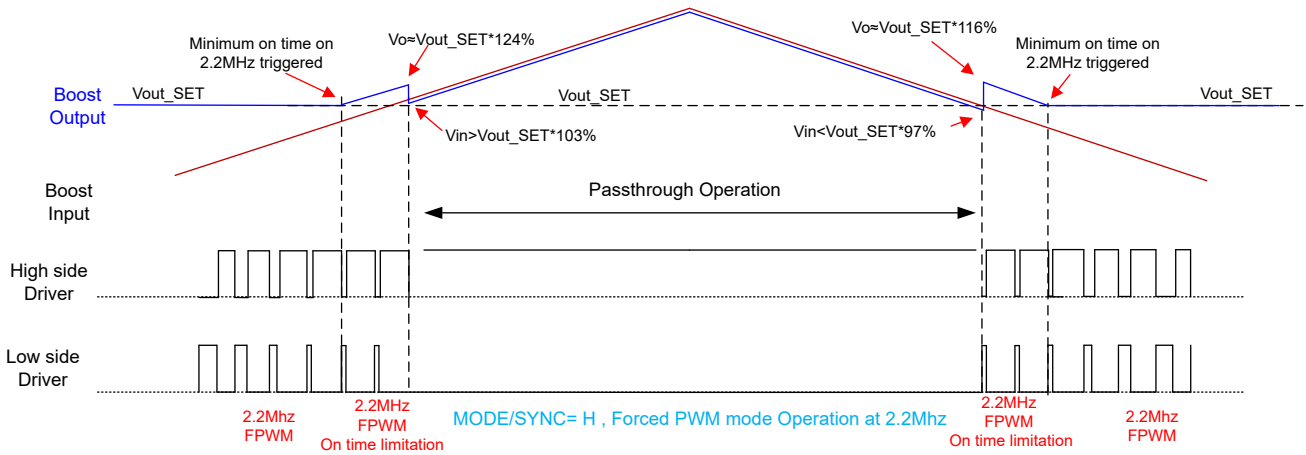


图 7-3. 在强制 PWM 模式和固定 2.2MHz 下进入和退出直通操作

7.3.9.4 FPWM 2.2MHz 固定频率的特殊限制

如节 7.3.9.3 中所述，对于 TPS61388-Q1 强制 PWM 模式和 2.2MHz，在进入和退出直通操作时频率保持固定。退出直通模式时，电感器电流是不可控的，会变为高电平。图 7-4 中列出了相应的过程。

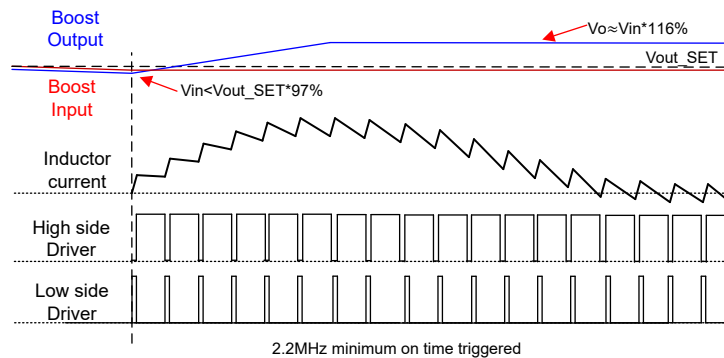


图 7-4. 固定频率 FPWM 2.2MHz 下退出直通时的电感器电流浪涌

低侧开关以大约 20% 的最小占空比导通，电感器电流随着与输入电压相关的转换率增加；然后高侧开关以大约 80% 的占空比导通，电感器电流趋于减小。在输出电压达到输入电压的 125% 之前，电感器电流无法降至初始值。这就是我们看到电感器电流在几个初始周期内持续增加的原因。

同样，当 TPS61388-Q1 在这种固定频率过程中工作时，如果 V_{in} 快速上升或下降，开关电流也将失控。

显然，较小的电感器、较大的输出电容器、较高的电压和较重的负载电流会使不可控的浪涌电流恶化。

当使用 TPS61388-Q1 以固定频率 FPWM 模式在 2.2MHz 下工作时，需要全面考虑电感、输出电容、负载电流和输出目标电压，以保持安全裕度。在大多数情况下，TPS61388-Q1 在 100us 内产生 20A 的电流是安全的。表 7-4 展示了建议的最大输出电容及典型的 V_{out} 目标和电感。

应避免使用高于 24V 的输出目标，直通入口点接近过压保护阈值。

表 7-4. 建议的最大输出电容与典型 V_{out} 目标和电感

V_{out} 目标	L (μH) ⁽¹⁾	负载电流 (A)	$C_{out_max}(\mu F)$ ⁽²⁾
10	0.68	2	200
10	1	2	250
18	1	2	100
18	2.2	2	120

表 7-4. 建议的最大输出电容与典型 Vout 目标和电感 (续)

Vout 目标	L (μH) ⁽¹⁾	负载电流 (A)	Cout_max(μF) ⁽²⁾
24	2.2	1	50

(1) 选择具有软饱和功能的电感器，可承受 15A 或更高的电流

(2) Cout 是陶瓷电容和电解电容的组合，该值是总有效电容。

7.3.9.5 使用 TPS613881-Q1 时的 2.2MHz 频率折返工作特性

对于 TPS613881-Q1，当选择强制 PFM 模式且频率选择为 2.2MHz 时，图 7-5 展示了操作变换。

当达到最小导通时间时，TPS613881-Q1 会将开关频率折返至 400kHz 或更低，从而实现开关操作与直通操作之间的平滑过渡，并避免工作在 AM 频段频率范围内。

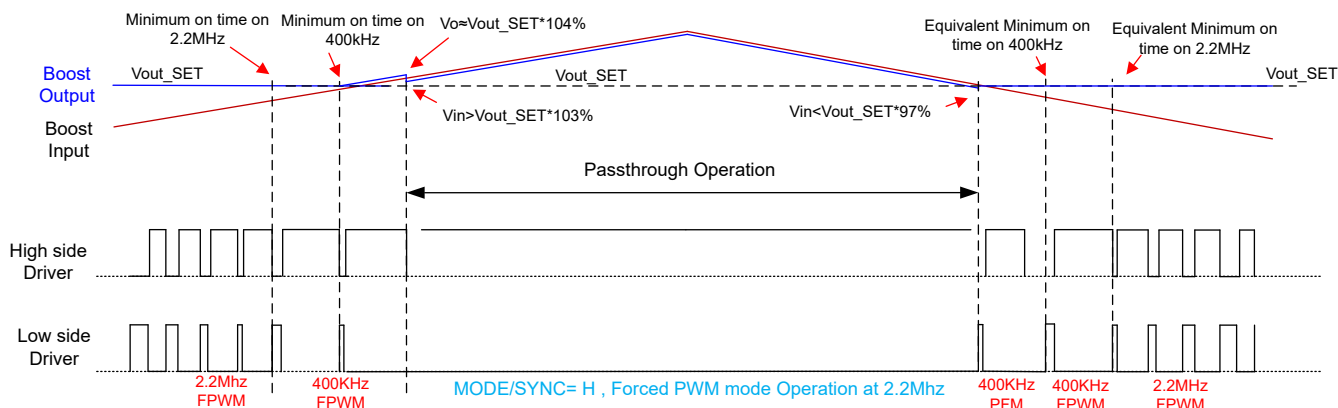


图 7-5. 在具有频率折返的强制 PWM 模式 2.2MHz 下进入和退出直通模式

7.3.10 过压保护 (OVP)

如果输出电压超过 OVP 阈值 (通常为 31V)，TPS61388-Q1 会立即停止开关，直到输出电压降至恢复阈值 (通常为 30V) 以下。该功能可保护器件免受过压的影响。

7.3.11 电源正常状态指示器

TPS61388-Q1 集成了电源正常状态功能，可简化时序控制和监控。电源正常输出包含一个开漏 NMOS，需要将一个外部上拉电阻 (5KΩ 至 100KΩ 之间) 连接到电压合适的电源 (低于 6V)。

在 VOUT 达到目标输出电压的 94% (典型值) 后，PG 引脚以典型值 1.5ms 的延时时间变为高电平。当发生以下情况时，PG 引脚立即变为低电平并具有 35μs 抗尖峰脉冲滤波器延迟：

- 输出电源低于目标输出电压的 92%。
- EN 逻辑低电平
- 热关断

在直通操作和过压保护期间，PG 信号保持高电平。

7.3.12 热关断

实施了热关断功能，以防止因过热和功率耗散而造成损坏。通常，在结温超过 170°C 时发生热关断。当触发热关断时，器件会停止开关，并在结温降至 155°C (典型值) 以下时恢复。

7.4 器件功能模式

7.4.1 强制 PWM 模式

TPS61388-Q1 通过将 MODE/SYNC 引脚拉至逻辑高电平并持续超过五个开关周期来进入强制 PWM 模式。在强制 PWM 模式下，TPS61388-Q1 在轻负载条件下保持开关频率不变。当负载电流减小时，内部误差放大器的输出也会降低，从而降低电感器的峰值电流。当输出电流进一步降低时，即使高侧开关的电流变为负值以保持频率恒定，高侧开关也不会关断。

7.4.2 自动 PFM 模式

TPS61388-Q1 通过将 MODE/SYNC 引脚拉至逻辑低电平并持续超过五个开关周期来进入自动 PFM 模式。TPS61388-Q1 在自动 PFM 模式下工作时，可提升轻负载条件下的效率。当输出电流降至特定的水平时，误差放大器的输出电压被内部电路钳制。如果输出电流进一步降低，流经高侧开关的电感器电流将被钳位，但不会进一步降低。在轻负载条件下，采用脉冲跳跃方式来提升效率。

7.5 针对间隙和 FMEA 进行引脚排列设计

TPS61388-Q1 具有精心设计的引脚排列，可在高压引脚 (VIN、SW 和 BOOT) 和附近的低压引脚 (例如 VCC) 之间提供额外的间隙间距。此外，TPS61388-Q1 引脚排列专为需要功能安全系统设计、具有更严格可靠性和更高耐用性要求的关键汽车应用而设计。就引脚 FMEA (故障模式影响分析) 而言，典型故障场景包括：引脚接地短路，引脚对输入电源 (VIN) 短路，引脚对相邻引脚短路，引脚保持打开。这些故障被视为由外部引入 IC，因此属于板级故障，而不是 IC 本身的可靠性故障。此类故障的典型成因包括导致引脚间短路的杂散导电纤维，或电路板制造缺陷引起的走线开路。

TPS61388-Q1 的固定输出电压版本尤其符合引脚 FMEA 标准。如果引脚对相邻引脚短路，输出电压会保持或低于稳压电压。

8 应用和实施

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 元件规格，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客户负责确定元件是否适合其用途，以及验证和测试其设计实现以确认系统功能。

8.1 应用信息

TPS61388-Q1 具有最高 30V 的输出电压和 8A 的开关电流能力。通过外部环路补偿，TPS61388-Q1 可以使用不同的电感器和输出电容器组合运行。按照以下设计过程为 TPS61388-Q1 选择合适的元件值。

8.2 典型应用

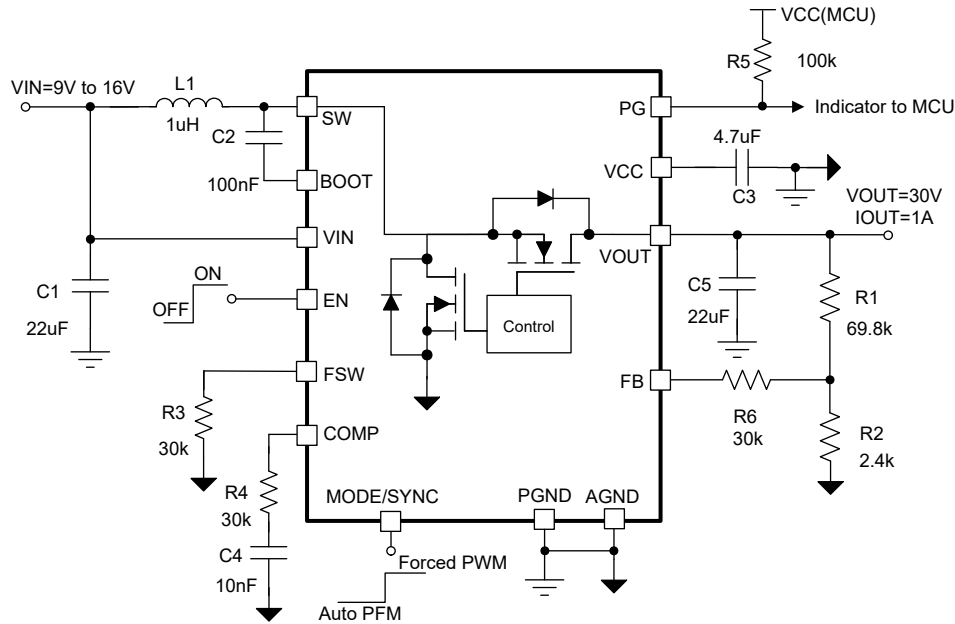


图 8-1. 典型应用

8.2.1 设计要求

一个典型的应用示例是通过汽车电池供电的超声波透镜清洗，通常需要 30V 输出作为偏置电压，并且消耗的电流小于 500mA。500mA 负载电流提供了一定裕度。按照以下设计过程为 TPS61388-Q1 选择合适的外部元件值。

表 8-1. 设计要求

参数	值
输入电压	9V 至 16V
输出电压	30V
开关频率	2.2MHz
输出电流	500mA
输出电压纹波	±150mV

8.2.2 详细设计过程

8.2.2.1 对输出电压进行编程

输出电压由取决于启用器件之前从 FB 引脚检测到的电阻器。可通过两种方法来设置 TPS61388-Q1 的输出电压：固定输出电压或可调输出电压。

图 8-2 展示了固定输出电压的 FB 引脚连接的典型电路。FB 电阻器 R_{FB} 的定义如方程式 1 所示：

$$R_{FB} = R_{DOWN} \quad (1)$$

在针对固定输出电压设计时，TPS61388-Q1 使用内部电阻分压器并使用固定输出电压。有关详细信息，请参阅器件比较表。

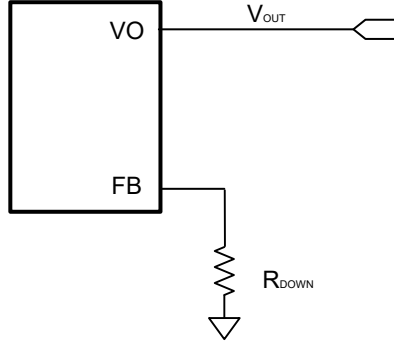


图 8-2. 固定输出电压下 FB 引脚的典型连接

图 8-3 展示了用于可调输出电压的 FB 引脚连接的典型电路。FB 电阻器 R_{FB} 的定义如方程式 2 所示：

$$R_{FB} = R_{INSERT} + \frac{R_{UP} \times R_{DOWN}}{R_{UP} + R_{DOWN}} \quad (2)$$

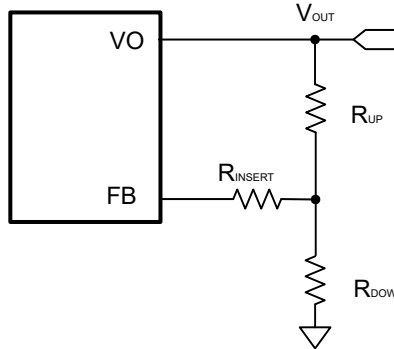


图 8-3. 用于可调输出电压的 FB 引脚的典型连接

根据方程式 3 调整外部电阻分压器 R_{UP} 和 R_{DOWN} ，对输出电压进行编程。

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \frac{(R_{UP} + R_{DOWN})}{R_{DOWN}} \quad (3)$$

方程式 3 显示输出电压设置仅受 R_{UP} 和 R_{DOWN} 的影响。在常规应用中， R_{INSERT} 为 $0\ \Omega$ ，即将 FB 引脚直接连接到反馈分压器的中点。此外，保持 R_{FB} 大于 $27\text{k}\ \Omega$ ，以避免出现固定输出电压模式。

对于倾向于不使用超过 $100\text{k}\ \Omega$ 电阻器的汽车应用，使用 R_{INSERT} ($27\text{k}\ \Omega$)，以便计算出的 R_{UP} 和 R_{DOWN} 反馈电阻值小于 $100\text{k}\ \Omega$ 。

在使用可调电压时，为了获得出色精度， R_{DOWN} 建议小于 $200\text{k}\ \Omega$ ，以确保流过 R_{DOWN} 的电流至少比 FB 引脚泄漏电流大 100 倍。将 R_{DOWN} 的值调低可提高抗噪声注入干扰的能力。将 R_{DOWN} 更改为更高的值可降低静态电流，从而在轻负载下实现更高的效率。

8.2.2.2 选择电感器

升压转换器通常需要两个主要无源元件，用于在功率转换过程中储存能量：一个电感器和一个输出电容器。电感器会影响稳态效率（包括纹波和效率）、瞬态行为和环路稳定性，因此电感器是应用中最关键的元件。

在选择电感器和电感时，其他重要参数包括：

- 最大额定电流（应考虑 RMS 和峰值电流）
- 串联电阻
- 工作温度

TPS61388-Q1 具有内置斜率补偿功能，可避免与电流模式控制相关的次谐波振荡。如果电感值过低，使电感峰值间纹波高于 4A，则其斜率补偿会不足，环路不稳定。因此，建议在选择电感器时将峰值间电流纹波控制在 800mA 至 4A 之间。

电感值可由方程式 4、方程式 5 和方程式 6 计算得出：

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}} \quad (4)$$

$$\Delta I_{L_R} = \text{Ripple\%} \times \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{\eta \times V_{IN}} \quad (5)$$

$$L = \frac{1}{\text{Ripple \%}} \times \frac{\eta \times V_{IN}}{V_{OUT} \times I_{OUT}} \times \frac{V_{IN} \times D}{f_{SW}} \quad (6)$$

其中

- ΔI_L 是峰峰值电感器电流纹波
- V_{IN} 是输入电压
- D 为占空比
- L 是电感器
- f_{SW} 为开关频率
- 纹波百分比是纹波比与直流电流的关系
- V_{OUT} 是输出电压
- I_{OUT} 是输出电流
- η 是效率

流经电感器的电流为电感器纹波电流外加平均输入电流。在上电、负载故障或瞬态负载条件下，电感器电流可能会增加到计算的峰值电感器电流以上。

请注意，在强制 PWM 模式下使用 TPS61388-Q1 2.2MHz 时，当 V_{IN} 达到大约 V_{OUT} 目标的 80% 时，频率会降至 400kHz。在计算电流纹波时，请尤其注意。

在没有电流偏置的情况下，电感值的容差可以为 $\pm 20\%$ ，甚至是 $\pm 30\%$ 。当电感器电流接近饱和水平时，其电感比 0A 偏置电流时的值减少 20% 至 35%，具体取决于电感器供应商对饱和电流的定义。选择电感器时，请确保额定电流（尤其是饱和电流）大于运行期间的峰值电流。

电感器峰值电流随负载、开关频率以及输入和输出电压的变化而变化。峰值电流通过方程式 7 和方程式 8 来计算。

$$I_{PEAK} = I_{IN} + \frac{1}{2} \times \Delta I_L \quad (7)$$

其中

- I_{PEAK} 是电感器的峰值电流
- I_{IN} 为平均输入电流
- ΔI_L 是电感器的纹波电流

输入直流电流由输出电压决定。峰值电流的计算公式为：

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (8)$$

其中

- I_{IN} 是电感器的输入电流
- V_{OUT} 是输出电压
- V_{IN} 是输入电压
- η 是效率

电感器纹波电流取决于电感，而频率、输入电压和占空比则通过方程式 4 计算得出。将方程式 4 和方程式 8 替换到方程式 7 中，获得电感器峰值电流：

$$I_{PEAK} = \frac{I_{OUT}}{(1-D) \times \eta} + \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}} \quad (9)$$

其中

- I_{PEAK} 是电感器的峰值电流
- I_{OUT} 是输出电流
- D 为占空比
- η 是效率
- V_{IN} 是输入电压
- L 是电感器
- f_{SW} 为开关频率

热额定电流 (RMS) 可通过方程式 10 计算得出：

$$I_{L_RMS} = \sqrt{I_{IN}^2 + \frac{1}{12} (\Delta I_L)^2} \quad (10)$$

其中

- I_{L_RMS} 是电感器的 RMS 电流
- I_{IN} 是电感器的输入电流
- ΔI_L 是电感器的纹波电流

重要的是，峰值电流不能超过电感器的饱和电流，RMS 电流不能超过电感器的温度相关额定电流。

对于给定的物理电感器尺寸，电感增大通常会导致电感器具有较低的饱和电流。线圈的总损耗由直流电阻 (DCR) 损耗和以下与频率相关的损耗组成：

- 磁芯材料中的损耗 (磁迟滞损耗，尤其是在高开关频率条件下)
- 趋肤效应对导体产生的额外损耗 (高频下的电流位移)
- 相邻绕组的磁场损耗 (接近效应)

对于某个电感器，较大的电流纹波 (较小的电感器) 会产生较高的直流损耗，以及与频率相关的损耗。为了提高效率，基本上建议使用具有较低 DCR 的电感器。然而，这通常需要在损耗和器件尺寸之间进行权衡。表 8-2 列出了一些推荐的电感器。

表 8-2. 建议的电感器

器件型号	频率 (Hz)	L (μH)	DCR TYP (mΩ)	饱和电流 (A)	尺寸 (长 × 宽 × 高 mm)	供应商 ⁽¹⁾
XEL4030-102MEB	2.2M	1	8.9	9	4 × 4 × 3	Coilcraft
DFE322520FD-1R0M	2.2M	1	22	7.5	3.2 × 2.5 × 2	Murata

表 8-2. 建议的电感器 (续)

器件型号	频率 (Hz)	L (μH)	DCR TYP (mΩ)	饱和电流 (A)	尺寸 (长 × 宽 × 高 mm)	供应商 ⁽¹⁾
XGL6060-332MEC	400k	3.3	6.5	13.4	6.5 × 6.7 × 6.1	Coilcraft
XGL6060-472MEC	400k	4.7	9.1	10.2	6.5 × 6.7 × 6.1	Coilcraft

(1) 请参阅 [第三方产品免责声明](#)。

8.2.2.3 选择输出电容器

选择输出电容器主要是为了满足负载瞬态或稳态时的要求。环路针对所选的输出电容器进行补偿。输出纹波电压与电容器的等效串联电阻 (ESR) 及其电容相关。假设电容器 ESR 为零，给定纹波所需的最小电容通过 [方程式 11](#) 计算得出：

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{f_{SW} \times \Delta V \times V_{OUT}} \quad (11)$$

其中

- C_{OUT} 为输出电容
- I_{OUT} 是输出电流
- V_{OUT} 是输出电压
- V_{IN} 是输入电压
- ΔV 是所需的输出电压纹波
- f_{SW} 为开关频率

由 ESR 引起的附加输出纹波分量可通过 [方程式 12](#) 计算得出：

$$\Delta V_{ESR} = I_{OUT} \times R_{ESR} \quad (12)$$

其中

- ΔV_{ESR} 是 ESR 引起的输出电压纹波
- R_{ESR} 为输出电容器串联电阻器

对于陶瓷电容，ESR 纹波通常忽略不计。但是，对于钽或电解电容器，在使用时必须加以考虑。

满足负载瞬态要求所需的最小陶瓷输出电容可使用 [方程式 13](#) 估算得出：

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_{STEP}}{2\pi \times f_{BW} \times \Delta V_{TRAN}} \quad (13)$$

其中

- ΔI_{STEP} 为瞬态负载电流阶跃
- ΔV_{TRAN} 是负载电流阶跃允许的电压骤降
- f_{BW} 是控制环路带宽 (即控制环路增益过零的频率)

评估直流偏置下陶瓷电容器的降额时请小心。在相应的额定电压下，陶瓷电容器会降低高达 70% 的电容。因此，在额定电压方面应留有足够的余量，以确保在所需的输出电压下有足够的电容。

8.2.2.4 选择输入电容器

因为多层陶瓷电容器具有极低的 ESR 并采用小型封装，所以非常适合升压转换器的输入去耦。输入电容器应尽可能靠近器件。虽然 22 μF 输入电容器或等效电容器足以满足大多数应用的要求，但也可以使用更大的电容来减少输入电流纹波。

仅使用陶瓷输入电容器时要小心。在输入端使用陶瓷电容器并且通过长导线（例如来自插墙式适配器中）供电时，输出端的负载阶跃会在 V_{IN} 引脚处引起振铃。此振铃可能耦合到输出端，并误解为环路不稳定，甚至可损坏器件。在此情况下，需要在 C_{IN} 和电源线之间放置额外的“大容量”电容（例如电解电容器或钽电容），以减少出现在电源线的电容和 C_{IN} 之间的铃振。

8.2.2.5 选择自举电容器

BST 和 SW 引脚之间的自举电容器提供栅极电流，以在每个周期的导通期间为高侧 FET 器件栅极充电。栅极电流还为自举电容器提供电荷。建议使用 $0.1\mu\text{F}$ 的自举电容器。 C_{BST} 应为高品质、低 ESR 陶瓷电容器，置于器件引脚上，尽量减少布线电感导致的瞬时电压的潜在危害。本设计示例选择了 $0.1\mu\text{F}$ 的值。

8.2.2.6 V_{CC} 电容器

V_{CC} 电容器的主要作用是驱动器自举二极管提供峰值瞬态电流，并为 V_{CC} 稳压器提供稳定性。 C_{VCC} 的值应至少是 C_{BST} 值的 10 倍，并且应选择优质、低 ESR 的陶瓷电容器。为了尽可能地减少布线电感导致的潜在破坏性电压瞬变，应将 C_{VCC} 靠近芯片引脚放置。本设计示例选择了 $4.7\mu\text{F}$ 的值。

8.2.2.7 防止浪涌电流

如果升压转换器插入带电的电源，大电流会流过电感器、高侧开关的体二极管和 C_{out} 。当 C_{out} 电容大且 V_{IN} 转换率陡时，浪涌电流可能会非常高，并存在损坏体二极管的风险。遗憾的是，电流是无法控制的。

为防止器件损坏，在这些情况下，可以在 V_{IN} 和 V_{OUT} 之间连接一个小型肖特基二极管或硅二极管，如图 8-4 所示。该二极管提供了一种直接的方法来为 V_{IN} 和 V_{OUT} 之间的输出电容器充电。二极管还会停用谐振电路并限制 LC 谐振导致的 V_{OUT} 过冲。选择等于满负载电流一半或更小的二极管额定值，因为它仅在 V_{IN} 插入或快速瞬态条件下传导电流。

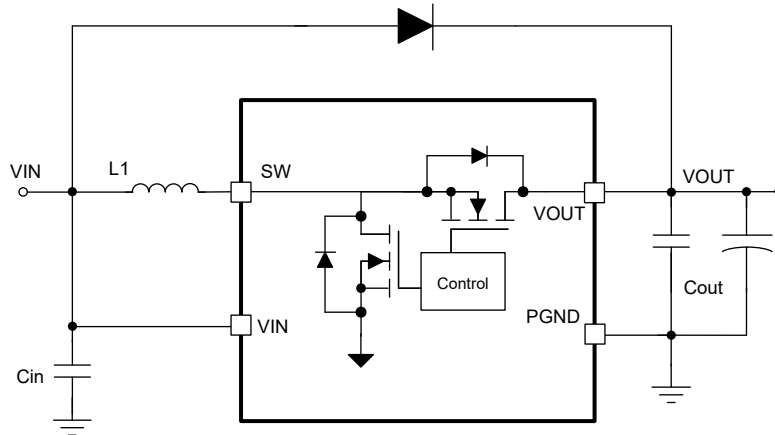


图 8-4. 通过在 V_{IN} 和 V_{OUT} 之间添加二极管实现浪涌电流保护

8.2.2.8 环路稳定性与补偿

8.2.2.8.1 小信号模型

TPS61388-Q1 采用固定频率峰值电流模式控制。内部自适应斜率补偿可避免次谐波振荡。通过感应电感器电流信息，功率级的微小信号模型从由 L 和 C_{OUT} 创建的双级系统减少到由 R_{OUT} 和 C_{OUT} 创建的单极系统。单极系统很容易与环路补偿一同使用。图 8-5 显示了升压转换器的等效微小信号元件。

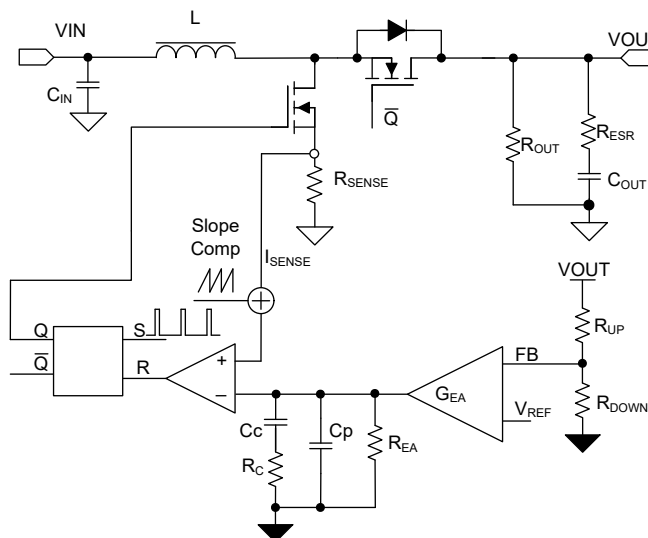


图 8-5. TPS61388-Q1 控制等效电路模型

功率级的微小信号通过以下方式提供：

$$K_{PS}(S) = \frac{R_{OUT} \times (1-D)}{2 \times R_{SENSE}} \times \frac{(1 + \frac{S}{2\pi \times f_{ESR}})(1 - \frac{S}{2\pi \times f_{RHP}})}{(1 + \frac{S}{2\pi \times f_p})} \quad (14)$$

其中

- D 为占空比
- ROUT 是输出负载电阻器
- RSENSE 是等效的内部电流感应电阻器，通常为 91mΩ

功率级的单极为：

$$f_p = \frac{2}{2\pi \times R_{OUT} \times C_{OUT}} \quad (15)$$

其中

- COUT 是输出电容。对于具有多个相同并联输出电容器的升压转换器，只需将电容器与等效电容组合在一起即可

输出电容器的 ESR 产生的零点为：

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times R_{ESR} \times C_{OUT}} \quad (16)$$

其中

- RESR 为输出电容器串联的等效电阻

右侧平面零点为：

$$f_{RHP} = \frac{R_{OUT} \times (1-D)^2}{2\pi \times L} \quad (17)$$

其中

- D 为占空比
- R_{OUT} 是输出负载电阻器
- L 是电感

方程式 18 展示了反馈电阻器网络和误差放大器的公式。

$$H_{EA}(S) = G_{EA} \times R_{EA} \times \frac{R_{DOWN}}{R_{UP} + R_{DOWN}} \times \frac{1 + \frac{S}{2 \times \pi \times f_Z}}{\left(1 + \frac{S}{2 \times \pi \times f_{P1}}\right) \times \left(1 + \frac{S}{2 \times \pi \times f_{P2}}\right)} \quad (18)$$

其中

- R_{EA} 是误差放大器的输出阻抗，通常 $R_{EA} = 500M\Omega$
- f_{P1} 、 f_{P2} 是补偿网络极点的频率
- f_Z 是补偿网络零点的频率

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \times R_{EA} \times C_C} \quad (19)$$

其中

- C_C 是零点电容器补偿

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times R_C \times C_P} \quad (20)$$

其中

- C_P 是极点电容器补偿
- R_C 是补偿网络的电阻器

$$f_Z = \frac{1}{2\pi \times R_C \times C_C} \quad (21)$$

8.2.2.8.2 环路补偿设计步骤

随着小信号模型的推出，下一步是根据给定的电感器和输出电容计算补偿网络参数。

1. 设置交叉频率 f_C 。

第一步是设置环路交叉频率 f_C 。交叉频率越高，环路的响应速度就越快。通常，环路增益交叉点不高于以下两者中的较小值：开关频率 f_{SW} 的 1/10 或 RHPZ 频率 f_{RHPZ} 的 1/5。然后按以下公式计算 R_C 、 C_C 和 C_P 的环路补偿网络值。

2. 设置补偿电阻器 R_C 。

将 f_Z 设定在 f_C 以下，当频率高于 f_C 时， $R_C \parallel R_{EA}$ 约等于 R_C ，因此 $R_C \times G_{EA}$ 将设定补偿增益。在 f_Z 处设置补偿增益 $K_{COMP-dB}$ 会导致总环路增益 $T(s) = K_{PS}(s) \times H_{EA}(s)$ 在 f_C 处为零。

因此，为了使单极滚降频率近似达到 f_{P2} ，应重新整理方程式 18 以得出 R_C ，使得在 f_C 处的补偿增益 K_{EA} 等于增益 K_{PS} 的负值。在频率 f_C 下读取功率级波特图，或者更简单地方式是：

$$K_{EA}(f_C) = 20 \times \log(G_{EA} \times R_C \times \frac{R_{DOWN}}{R_{UP} + R_{DOWN}}) = -K_{PS}(f_C) \quad (22)$$

其中

- K_{EA} 是误差放大器网络增益
- K_{PS} 是功率级增益
- G_{EA} 是放大器的跨导, G_{EA} 的典型值 = $200\mu A/V$

3. 设置补偿零点电容器 C_C 。

将补偿零点置于功率级, 获取 R_{OUT} 、 C_{OUT} 极点的位置:

$$f_Z = \frac{1}{2\pi \times R_C \times C_C} \quad (23)$$

$$C_C = \frac{R_{OUT} \times C_{OUT}}{2R_C} \quad (24)$$

4. 设置补偿极点电容器 C_P 。

将补偿零点放置在 R_{ESR} 和 C_{OUT} 产生的零点处。这可用于消除 ESR 零点的不利影响。

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times R_C \times C_P} \quad (25)$$

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times R_{ESR} \times C_{OUT}} \quad (26)$$

设置 $f_{P2} = f_{ESR}$ 并得到:

$$C_P = \frac{R_{ESR} \times C_{OUT}}{R_C} \quad (27)$$

如果计算得出的 C_P 值小于 $10pF$, 可忽略该电容器。

8.2.3 应用曲线

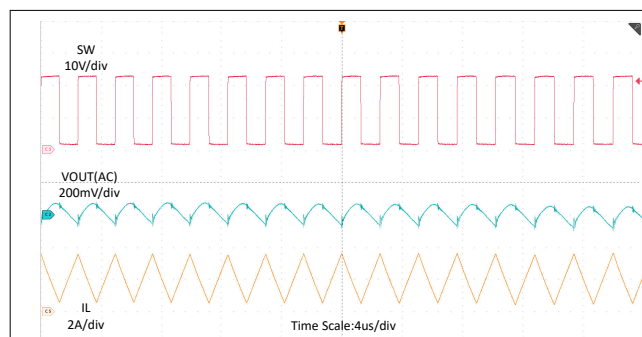


图 8-6. 开关波形, $V_{IN} = 12V$,
 $V_{OUT} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$, FPFM 400kHz

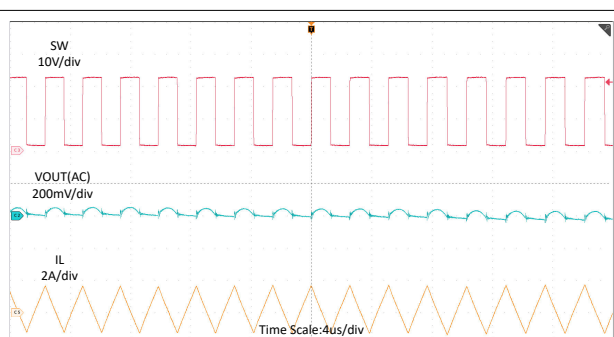


图 8-7. 开关波形, $V_{IN} = 12V$,
 $V_{OUT} = 24V$, $I_{OUT} = 100mA$, FPFM 400kHz

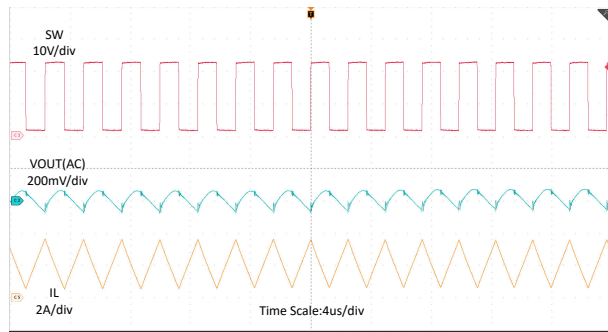


图 8-8. 开关波形, $V_{IN} = 12V$,
 $V_{OUT} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$, PFM 400kHz

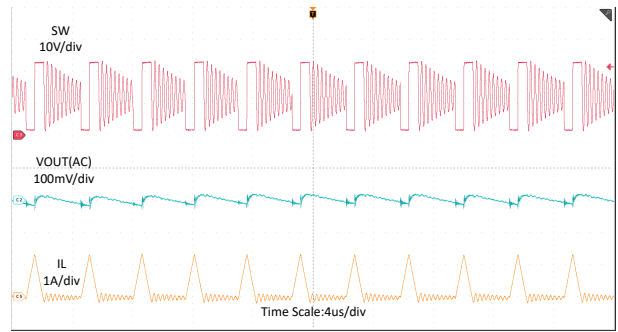


图 8-9. 开关波形, $V_{IN} = 12V$,
 $V_{OUT} = 24V$, $I_{OUT} = 100mA$, PFM 400kHz

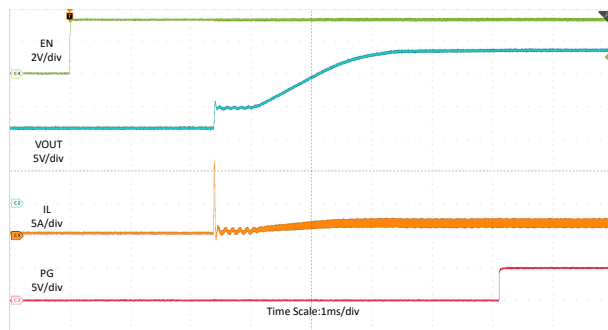


图 8-10. 从 EN 引脚启动的波形, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 24V$,
 $I_{OUT} = 1A$, FPWM

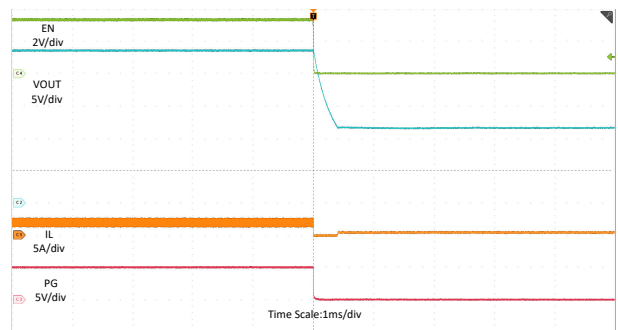


图 8-11. 从 EN 引脚关断的波形,
 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$, FPWM

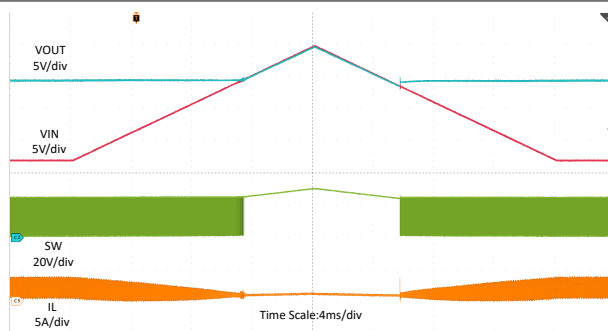


图 8-12. 直通工作特性, $V_{OUT-SET} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$,
PFM, 400kHz

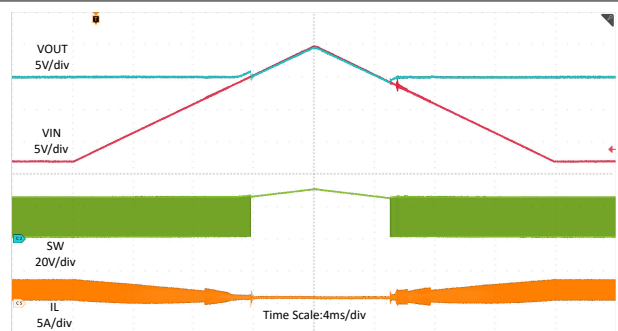


图 8-13. 直通工作特性, $V_{OUT-SET} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$,
FPWM, 400kHz

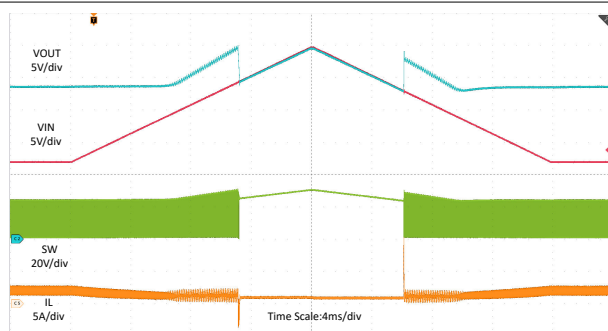


图 8-14. 直通工作特性, $V_{OUT-SET} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$,
FPWM, 2200kHz, 固定频率

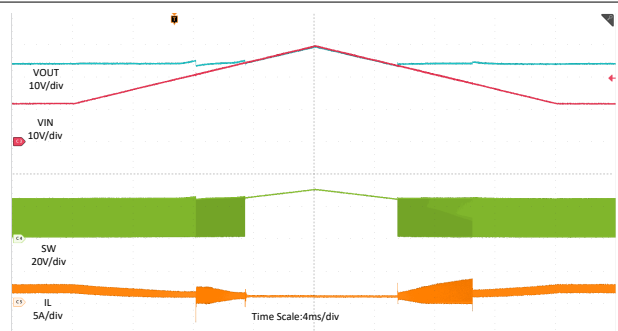


图 8-15. 直通工作特性, $V_{OUT-SET} = 24V$, $I_{OUT} = 1A$,
FPWM, 2200kHz, 频率折返

8.3 电源相关建议

TPS61388-Q1 设计为由电压范围为 2.5V 至 36V 的输入电源供电。应选择具有良好稳压性能的输入电源。如果输入电源距离器件超过几英寸，那么除了陶瓷旁路电容器之外可能还需要大容量电容。通常，选择电容值为 47 μ F 的电解电容器。

8.4 布局

8.4.1 布局指南

对于所有开关电源，布局都是设计中的重要一步，尤其是在具有峰值电流和高开关频率的情况下。如果设计布局时不够仔细，稳压器会出现稳定性问题和 EMI 问题。因此，对于主电流路径和电源地路径，应使用宽而短的布线。输入和输出电容器以及电感器应尽可能靠近 IC 放置。

8.4.2 布局示例

底层是通过过孔连接的大 GND 平面。

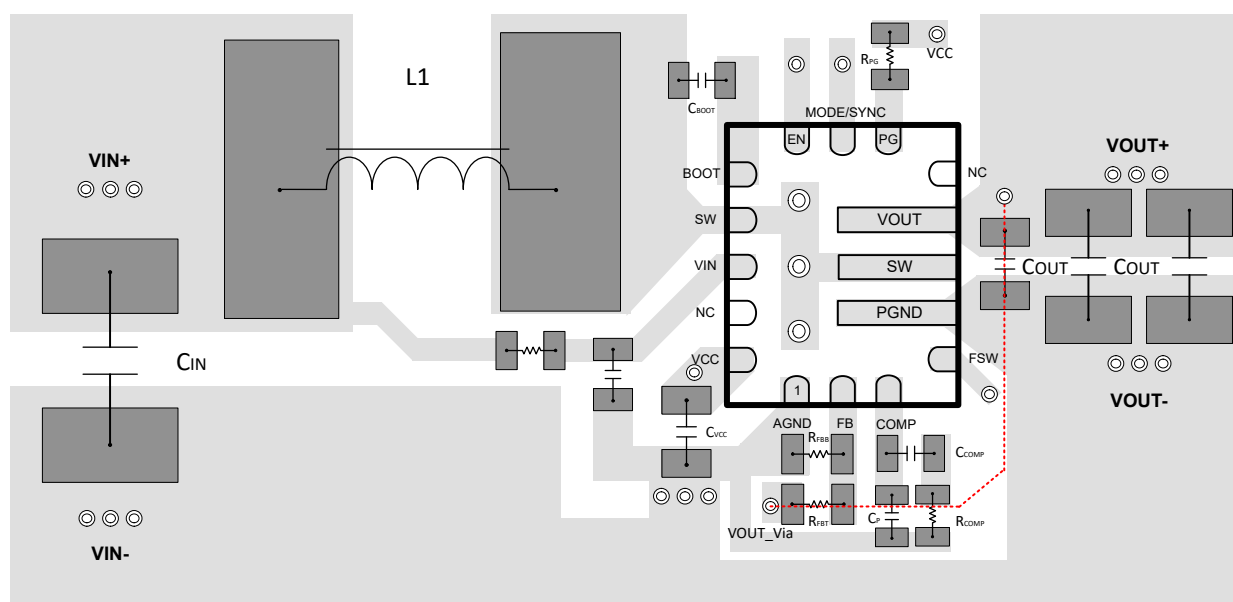


图 8-16. 建议布局

9 器件和文档支持

9.1 器件支持

9.1.1 第三方产品免责声明

TI 发布的与第三方产品或服务有关的信息，不能构成与此类产品或服务或保修的适用性有关的认可，不能构成此类产品或服务单独或与任何 TI 产品或服务一起的表示或认可。

9.2 接收文档更新通知

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

9.3 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](#)。

9.4 商标

HotRod™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

9.5 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。

9.6 静电放电警告



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

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

10 修订历史记录

日期	修订版本	注释
October 2025	*	初始发行版

11 机械、封装和可订购信息

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

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package Pins	Package qty Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
XTPS61388QVASRQ1	Active	Preproduction	WQFN-HR (VAS) 16	3000 LARGE T&R	-	Call TI	Call TI	-40 to 125	

- (1) **Status:** For more details on status, see our [product life cycle](#).
- (2) **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.
- (3) **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the [TI RoHS Statement](#) for additional information and value definition.
- (4) **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.
- (5) **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.
- (6) **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

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

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

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

重要通知和免责声明

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

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

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

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

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月