

TPS61377 具有可编程峰值电流限制的 23V_{IN}、25V_{OUT}、6A 同步升压转换器

1 特性

- 宽输入电压和输出电压范围
 - 输入电压范围：2.9 V 至 23 V
 - 输出电压范围：4.5V 至 25V
- 1.5A 至 6A 的可编程峰值电流限制
- 开关频率
 - TPS61377：650 kHz
 - TPS613771：1.2MHz
- 较高的效率和功率容量
 - 6A 峰值开关电流限制
 - 低侧 FET：50mΩ，高侧 FET：40mΩ
 - 效率高达 95.3% ($V_{IN} = 9V$ 、 $V_{OUT} = 16V$ 且 $I_{OUT} = 2.0A$ 时)
 - 效率高达 96.0% ($V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT} = 24V$ 且 $I_{OUT} = 1.5A$ 时)
- 延长系统运行时间
 - 70μA 典型静态电流
 - 最大关断电流：1.25μA
 - 可选择自动 PFM 和强制 PWM 模式
- 安全、可靠运行的特性
 - 输出过压保护
 - 逐周期过流保护
 - 热关断
- 精密 EN/UVLO 阈值
- 外部环路补偿
- 2.5mm × 2.0mm HotRod™ Lite VQFN 封装

2 应用

- 3.3V_{IN}、5V_{IN} 至 12V_{OUT}、24V_{OUT} 电源转换
- 工业电源系统
- 电器

3 说明

TPS61377 是一款高电压同步升压转换器，配有一个 50mΩ 低侧电源开关和一个 40mΩ 高侧整流器开关，可提供高效的小尺寸解决方案。TPS61377 具有 2.9V 至 23V 的宽输入电压范围，输出电压高达 25V，具有 6A 开关电流能力。

TPS61377 采用自适应恒定关断时间峰值电流控制拓扑来调节输出电压。在中等到重负载条件下,TPS61377 在脉宽调制 (PWM) 模式下工作。在轻负载条件下,该器件具有两种工作模式,可通过 MODE 引脚进行选择。一种是可提高轻负载效率的脉冲频率调制 (PFM) 模式,另一种是可避免因开关频率较低而引发可闻噪声和其他应用问题的强制 PWM 模式。

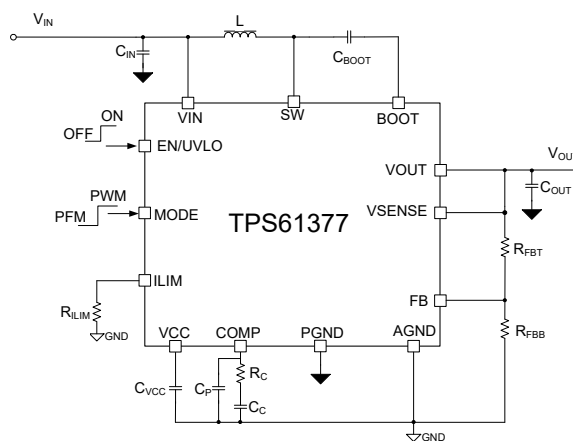
TPS61377 实现了软启动功能和可编程峰值开关电流限制功能。TPS61377 还提供输出过压保护、逐周期过流保护和热关断保护。

TPS61377 采用 2.5mm × 2.0mm HotRod™ Lite VQFN 封装，因而拥有非常小巧的解决方案尺寸。

器件信息

器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 (标称值)
TPS61377	VQFN (13)	2.5mm × 2.0mm
TPS613771	VQFN (13)	2.5mm × 2.0mm

(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。



典型应用电路

内容

1 特性	1	7.4 器件功能模式	12
2 应用	1	8 应用和实施	14
3 说明	1	8.1 应用信息.....	14
4 器件比较表	3	8.2 典型应用.....	14
5 引脚配置和功能	4	8.3 电源相关建议.....	21
6 规格	5	8.4 布局.....	21
6.1 绝对最大额定值.....	5	9 器件和文档支持	24
6.2 ESD 等级.....	5	9.1 器件支持.....	24
6.3 建议运行条件.....	5	9.2 接收文档更新通知.....	24
6.4 热性能信息.....	5	9.3 支持资源.....	24
6.5 电气特性.....	6	9.4 商标.....	24
6.6 典型特性.....	8	9.5 静电放电警告.....	24
7 详细说明	10	9.6 术语表.....	24
7.1 概述.....	10	10 修订历史记录	24
7.2 功能方框图.....	10	11 机械、封装和可订购信息	25
7.3 特性说明.....	10		

4 器件比较表

器件型号	频率
TPS61377	650 kHz
TPS613771	1.2MHz

5 引脚配置和功能

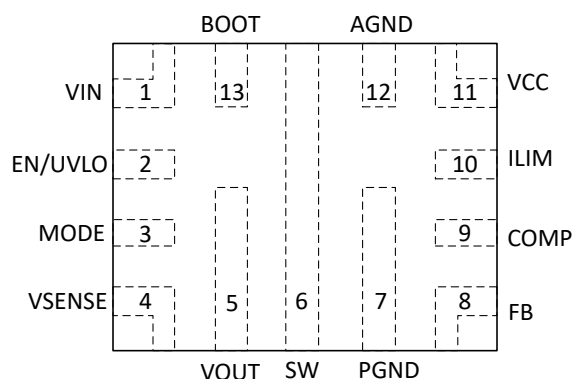


图 5-1. 13 引脚 RYH VQFN 封装 (顶视图)

表 5-1. 引脚功能

引脚		I/O	说明
名称	编号		
VIN	1	I	IC 电源输入
EN/UVLO	2	I	启用逻辑输入和可编程输入电压欠压锁定 (UVLO) 输入。逻辑高电平可启用器件。逻辑低电平可禁用器件并将其转换为关断模式。通过电阻分压器将该引脚连接到电源电压，可以对转换器的启动和关断电平进行编程。 该引脚不得悬空，必须进行端接。
模式	3	I	轻负载条件下器件的工作模式选择引脚。当该引脚为逻辑低电平时，器件在自动 PFM 模式下运行。当该引脚为逻辑高电平时，器件在强制 PWM 模式下运行。
VSENSE	4	I	输出电压感测
VOUT	5	PWR	升压转换器输出
SW	6	PWR	转换器的开关节点引脚。它连接到内部低侧功率 MOSFET 的漏极，以及内部高侧功率 MOSFET 的源极。
PGND	7	PWR	IC 的电源接地
FB	8	I	输出电压反馈引脚。连接到电阻分压器的中心抽头，可对输出电压进行编程。
COMP	9	O	内部误差放大器的输出。在该引脚和 AGND 引脚之间连接环路补偿网络。
ILIM	10	I	可编程开关峰值电流限制。必须在该引脚和 AGND 引脚之间连接一个外部电阻器。
VCC	11	O	内部稳压器的输出。在此引脚和 AGND 之间需要一个大于 1μF 的陶瓷电容器。
AGND	12	PWR	IC 的模拟接地
BOOT	13	O	高侧 MOSFET 栅极驱动器的电源。必须在此引脚和 SW 引脚之间连接一个 0.47μF 至 1μF 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、EN/UVLO	-0.3	25	V
	SW、VOUT、VSENSE	-0.3	30	V
	BOOT	-0.3	SW + 6	V
	MODE、FB、ILIM、VCC、COMP	-0.3	6	V
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	±2000	V
	人体放电模型 (HBM)，符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准 ⁽²⁾ 充电器件模型 (CDM)，符合 JEDEC 规范 JESD22-C101 ⁽³⁾	±750	

- (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 能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。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。若部署必要的预防措施，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	2.9		23	V
V _{OUT}	输出电压	4.5		25	V
L	电感，有效值	2.2	4.7	10	μH
C _I	输入电容，有效值		10		μF
C _O	输出电容，有效值	10		2000	μF
T _J	工作结温	-40		125	°C

6.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		TPS61377	单位
		VQFN	
		13 引脚	
R _{θJA}	结至环境热阻	64.9	°C/W
R _{θJC(top)}	结至外壳（顶部）热阻	50.4	°C/W
R _{θJB}	结至电路板热阻	15.4	°C/W
ψ _{JT}	结至顶部特征参数	1.3	°C/W
ψ _{JB}	结至电路板特征参数	15.1	°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 125°C , $L = 4.7\mu\text{H}$, $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ 且 $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$ 。典型值在 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 下测得 (除非另有说明)

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源						
V_{IN}	输入电压范围		2.9		23	V
$V_{\text{IN_UVLO}}$	VIN 欠压锁定阈值	V_{IN} 上升		2.8	2.9	V
$V_{\text{IN_UVLO}}$		V_{IN} 下降		2.6	2.7	V
$V_{\text{IN_HYS}}$	VIN UVLO 迟滞			200		mV
I_{Q}	流入 V_{OUT} 引脚的静态电流	IC 启用, 无负载, 无开关 $V_{\text{IN}} = 2.9\text{V}$ 至 5.25V , $V_{\text{OUT}} = 25\text{V}$, $V_{\text{FB}} = V_{\text{REF}} + 0.1\text{V}$		70	100	μA
I_{Q}	流入 V_{OUT} 引脚的静态电流	IC 启用, 无负载, 无开关 $V_{\text{IN}} = 5.5\text{V}$ 至 23V , $V_{\text{OUT}} = 25\text{V}$, $V_{\text{FB}} = V_{\text{REF}} + 0.1\text{V}$		2	8	μA
I_{Q}	流入 V_{IN} 引脚的静态电流	IC 启用, 无负载, 无开关 $V_{\text{IN}} = 2.9\text{V}$ 至 5.25V , $V_{\text{FB}} = V_{\text{REF}} + 0.1\text{V}$		1.5	2	μA
I_{Q}	流入 V_{IN} 引脚的静态电流	IC 启用, 无负载, 无开关 $V_{\text{IN}} = 5.5\text{V}$ 至 23V , $V_{\text{FB}} = V_{\text{REF}} + 0.1\text{V}$		70	100	μA
$V_{\text{CC_UVLO}}$	VCC UVLO 阈值	V_{CC} 上升		2.75		V
$V_{\text{CC_HYS}}$	VCC UVLO 迟滞	V_{CC} 迟滞		160		mV
V_{CC}	VCC 稳压	$I_{\text{VCC}} = 4\text{mA}$, $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$		4.80		V
I_{SD}	流入 V_{IN} 引脚的关断电流	IC 已禁用, $V_{\text{IN}} = 2.9\text{V}$ 至 23V , $\text{EN} = \text{GND}$			1.25	μA
$I_{\text{SW_LKG}}$	流入 SW 的漏电流	IC 禁用, $V_{\text{OUT}} = 0\text{V}$, $\text{SW} = 25\text{V}$, T_J 高达 85°C			2	μA
$I_{\text{VOUT_LKG}}$	流入 VOUT 的漏电流	IC 已禁用, $V_{\text{OUT}} = 25\text{V}$, $\text{SW} = 0\text{V}$, T_J 高达 85°C			2	μA
$I_{\text{FB_LKG}}$	流入 FB 的漏电流	IC 已禁用, T_J 高达 85°C			16	nA
输出电压						
V_{OVP}	输出过压保护阈值	$V_{\text{IN}} = 3.3\text{V}$, V_{OUT} 上升	26.5	27.5	28.6	V
$V_{\text{OVP_HYS}}$	输出过压保护迟滞	$V_{\text{IN}} = 3.3\text{V}$, OVP 阈值		0.9		V
电压基准						
V_{REF}	FB 引脚上的基准电压	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C	0.985	1	1.015	V
电源开关						
$R_{\text{DS(on)}}$	低侧 MOSFET 导通电阻	$V_{\text{CC}} = 4.85\text{V}$		50		m Ω
$R_{\text{DS(on)}}$	高侧 MOSFET 导通电阻	$V_{\text{CC}} = 4.85\text{V}$		40		m Ω
电流限值						
$I_{\text{LIM_SW}}$	峰值开关电流限制 (FPWM 模式)	$R_{\text{LIM}} = 14.4\text{k}\Omega$	5.0	6.0	7.0	A
$I_{\text{LIM_SW}}$	峰值开关电流限制 (自动 PFM 模式)	$R_{\text{LIM}} = 14.4\text{k}\Omega$	5.0	6.0	7.0	A
$I_{\text{LIM_SW}}$	峰值开关电流限制 (FPWM 模式)	$R_{\text{LIM}} = 57.6\text{k}\Omega$	1.3	1.5	1.7	A
$I_{\text{LIM_SW}}$	峰值开关电流限制 (自动 PFM 模式)	$R_{\text{LIM}} = 57.6\text{k}\Omega$	1.3	1.5	1.7	A
开关频率						
F_{SW}	TPS61377 开关频率	$V_{\text{IN}} = 2.9\text{V}$ 至 23V , $V_{\text{OUT}} = 4.5\text{V}$ 至 25V	500	650	800	kHz
F_{SW}	TPS613771 开关频率	$V_{\text{IN}} = 2.9\text{V}$ 至 23V , $V_{\text{OUT}} = 4.5\text{V}$ 至 25V	1000	1200	1400	kHz
T_{SS}	软启动时间			4		ms
$t_{\text{OFF_min}}$	最短关断时间			120		ns
$t_{\text{ON_min}}$	最短导通时间			75		ns
误差放大器						
I_{SINK}	COMP 引脚灌电流			20		μA
I_{SOURCE}	COMP 引脚拉电流			20		μA
V_{CCLPH}	COMP 引脚高钳位电压			1.78		V
V_{CCLPL}	COMP 引脚低钳位电压			0.55		V
G_{mEA}	误差放大器跨导			240		μS

$T_J = -40$ 至 125°C , $L = 4.7\mu\text{H}$, $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ 且 $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$ 。典型值在 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 下测得 (除非另有说明)

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
逻辑接口						
$V_{\text{EN_H}}$	EN 逻辑高电平阈值				0.812	V
$V_{\text{EN_L}}$	EN 逻辑低电平阈值		0.36			V
$V_{\text{EN_L}}$	EN 阈值迟滞			120		mV
V_{UVLO}	UVLO 上升阈值		0.788	0.813	0.835	V
$I_{\text{UVLO_HYS}}$	EN/UVLO 引脚上的拉电流		1.75	2	2.25	μA
$V_{\text{MODE_H}}$	MODE 引脚逻辑高电平阈值				0.84	V
$V_{\text{MODE_L}}$	MODE 引脚逻辑低电平阈值		0.36			V
R_{DOWN}	MODE 引脚内部下拉电阻			800		k Ω
热关断						
$t_{\text{SD_R}}$	热关断上升阈值	T_J 上升		150		$^{\circ}\text{C}$
$t_{\text{SD_F}}$	热关断下降阈值	T_J 下降		130		$^{\circ}\text{C}$

6.6 典型特性

TPS61377 Fsw= 650kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

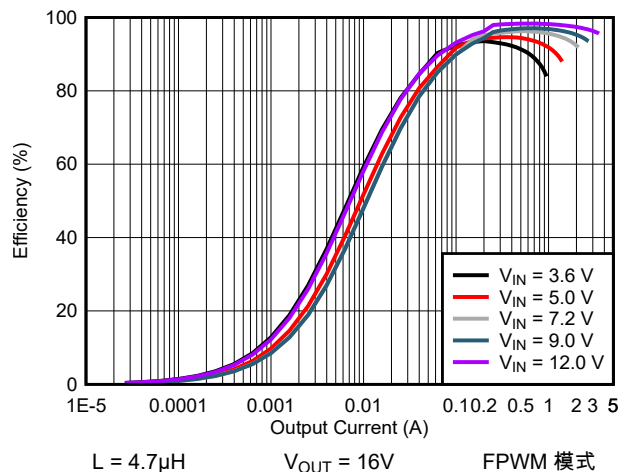


图 6-1. 效率与输出电流间的关系, $V_{\text{OUT}} = 16\text{V}$

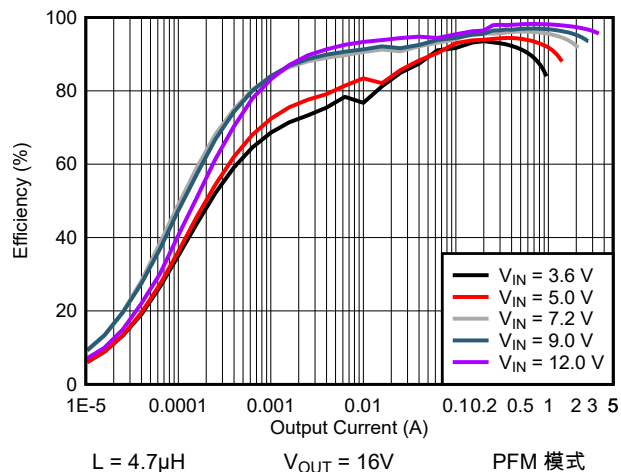


图 6-2. 效率与输出电流间的关系, $V_{\text{OUT}} = 16\text{V}$

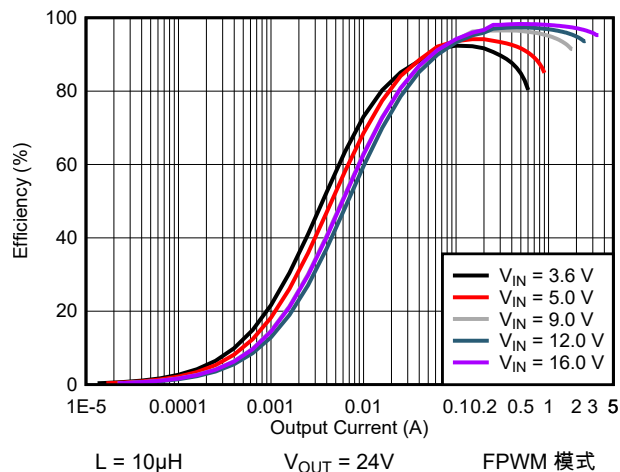


图 6-3. 效率与输出电流间的关系, $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$

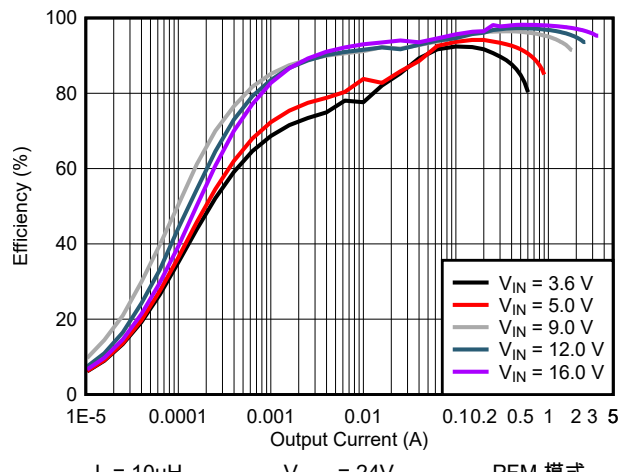


图 6-4. 效率与输出电流间的关系, $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$

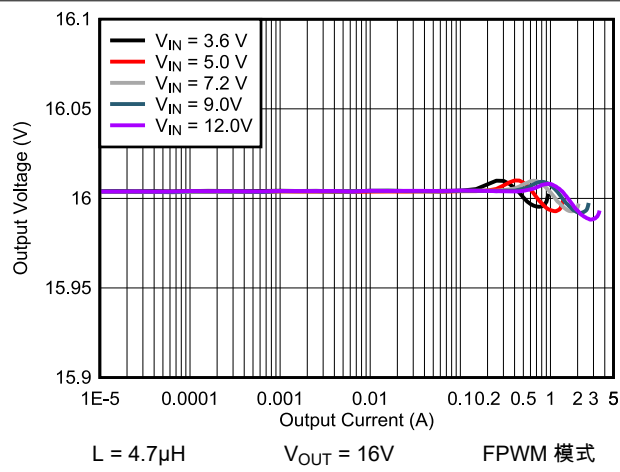


图 6-5. 负载调整率, $V_{\text{OUT}} = 16\text{V}$

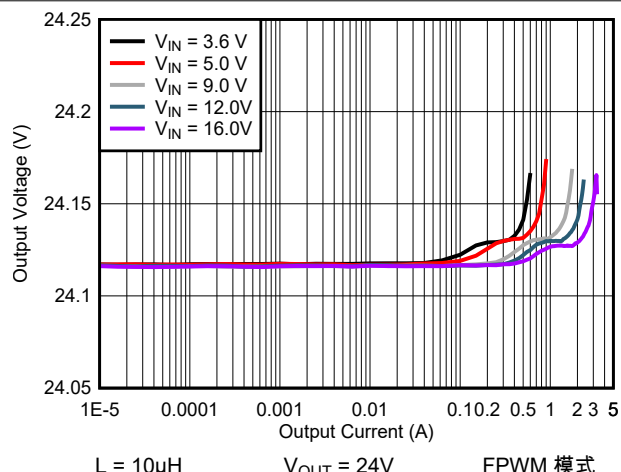


图 6-6. 负载调整率, $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$

6.6 典型特性 (续)

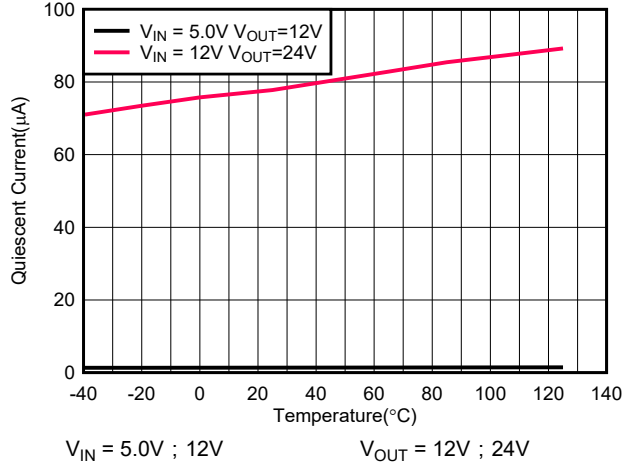


图 6-7. 流入 VIN 的静态电流与温度间的关系

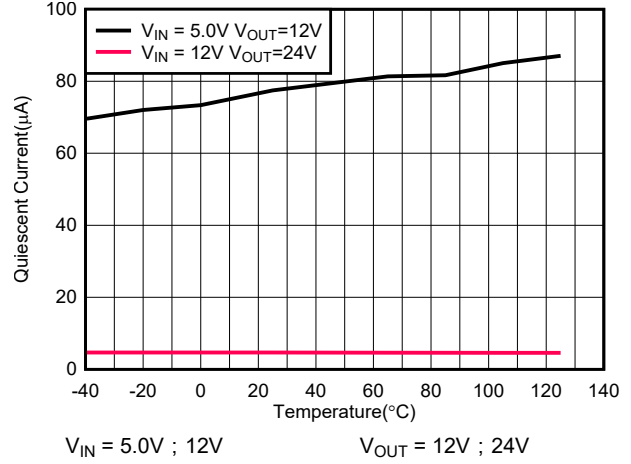


图 6-8. 流入 VOUT 的静态电流与温度间的关系

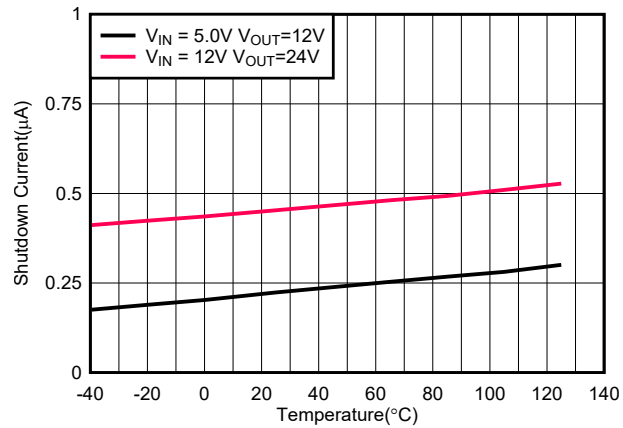


图 6-9. 关断电流与温度间的关系

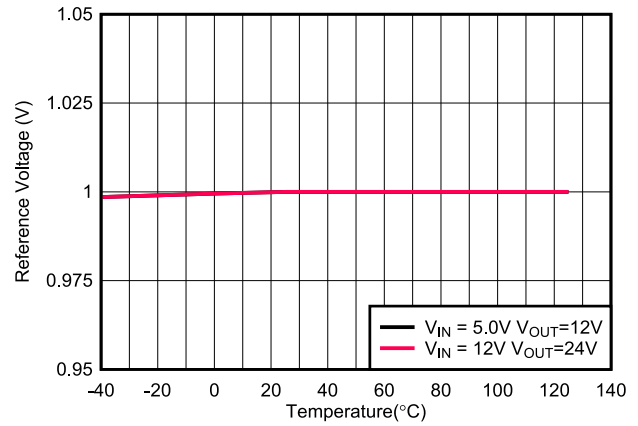


图 6-10. 基准电压与温度间的关系

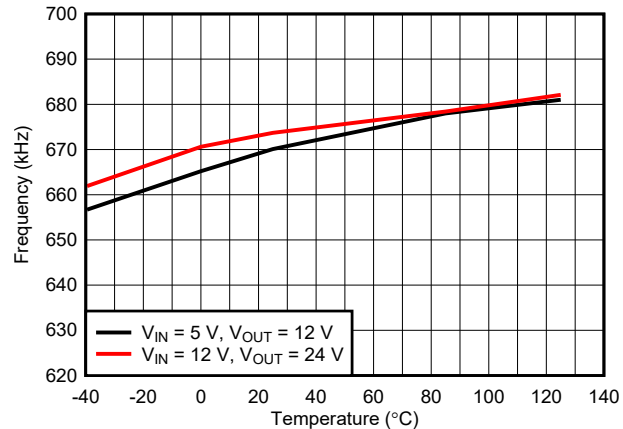


图 6-11. TPS61377 开关频率与温度间的关系

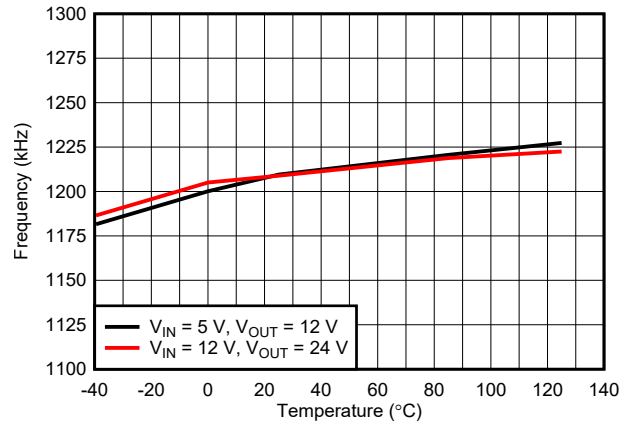


图 6-12. TPS613771 开关频率与温度间的关系

7 详细说明

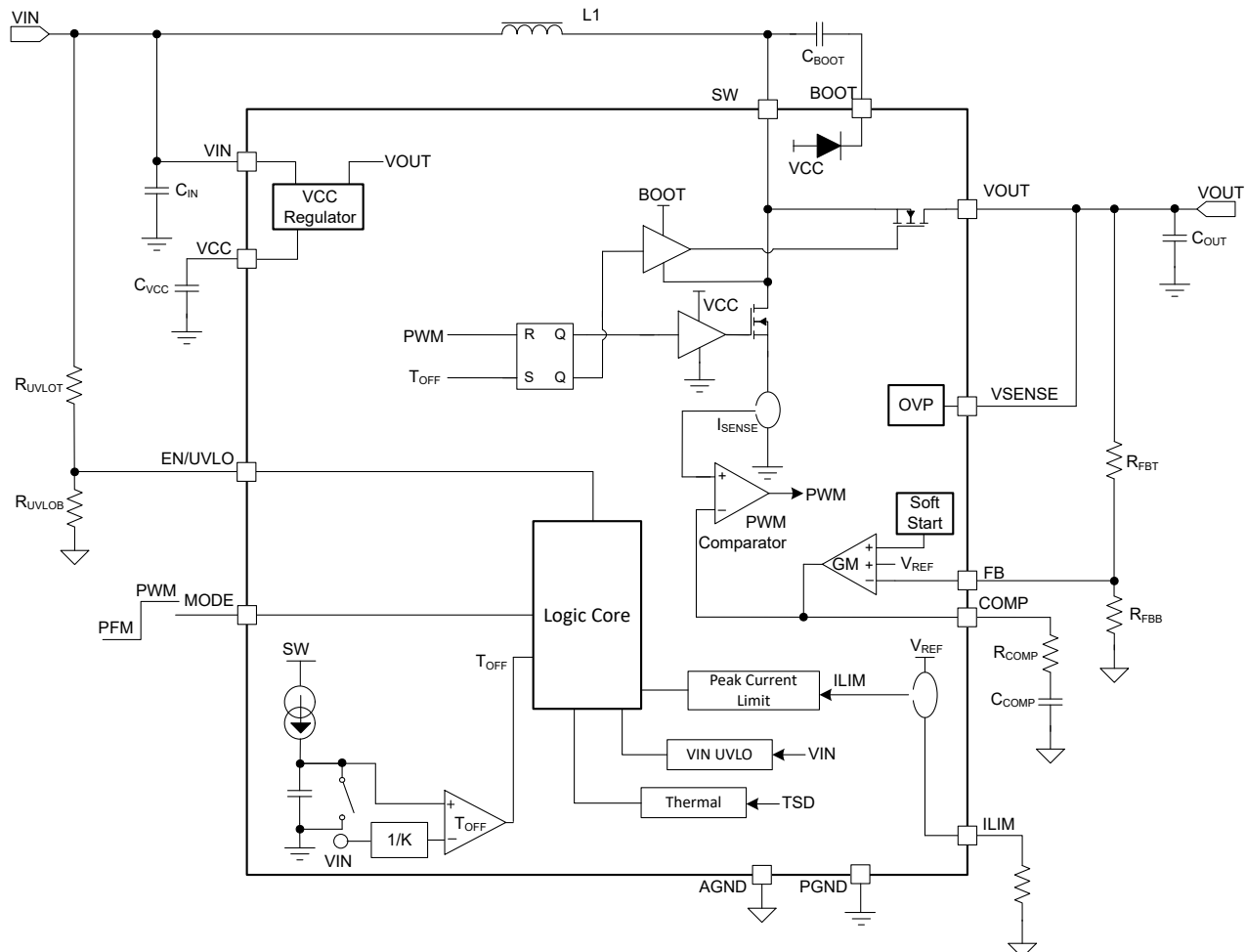
7.1 概述

TPS61377 是一款完全集成的高电压同步升压转换器，配有一个 50mΩ 低侧电源开关和一个 40mΩ 高侧整流器开关，可提供高效的小尺寸解决方案。TPS61377 具有 2.9V 至 23V 的宽输入电压范围，可以提供高达 25V 的输出电压，峰值开关电流典型值为 6A。峰值开关电流可通过 ILIM 引脚和 GND 之间连接的电阻器进行编程。

TPS61377 采用自适应恒定关断时间峰值电流控制拓扑来调节输出电压。在中等到重负载条件下，TPS61377 在脉宽调制 (PWM) 模式下工作。与传统的自适应关断时间转换器一样，该器件会以输入和输出电压的函数形式改变关断时间，从而保持一个接近恒定的频率。在轻负载条件下，该器件具有两种工作模式，可通过 MODE 引脚进行选择。当 MODE 引脚为低电平时，该器件在脉冲频率调制 (PFM) 模式下运行，以提高轻负载效率。关断时间由反馈环路进行调制，并随着负载变得更轻而延长。当 MODE 引脚为高电平时，器件在强制 PWM 模式下运行，以避免因开关频率较低而导致可闻噪声和其他应用问题。TPS61377 使用外部环路补偿，因此可以灵活地使用不同的电感器和输出电容器。

TPS61377 实现了软启动功能，并提供输出过压保护、逐周期过流保护和热关断保护。

7.2 功能方框图



7.3 特性说明

7.3.1 VCC 电源

TPS61377 的内部 LDO 可输出 4.8V 的稳压电压，并具有 10mA 的输出电流能力。当 VIN 引脚的输入电压低于 5.25V 时，内部 LDO 由 VOUT 引脚供电，当 VIN 引脚的输入电压高于 5.5V 时，内部 LDO 由 VIN 引脚供电。

VCC 引脚和 AGND 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。该陶瓷电容器的值应高于 1μF。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。

7.3.2 使能和可编程 UVLO

TPS61377 具有双功能使能和 UVLO 电路。当 VIN 引脚上的输入电压高于 2.8V 的输入 UVLO 上升阈值，并且 EN/UVLO 引脚被拉至上升阈值以上时，TPS61377 将被启用并开始开关。EN/UVLO 引脚具有精确的 UVLO 电压阈值，可支持具有迟滞的可编程输入欠压锁定。迟滞电流 I_{UVLO_HYS} 从 EN/UVLO 引脚流出，提供的迟滞可防止出现输入电压噪声引起的开/关抖动。通过使用图 7-1 中所示的电阻分压器，可以使用方程式 1 计算导通阈值。

$$V_{IN(UVLO_ON)} = V_{UVLO} \times \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \quad (1)$$

其中

- V_{UVLO} 是 EN/UVLO 引脚上 0.813 V 的 UVLO 阈值

UVLO 导通阈值和关断阈值之间的迟滞由 EN/UVLO 电阻分压器中的上电阻器设置，可通过方程式 2 计算。

$$\Delta V_{IN(UVLO)} = I_{UVLO_HYS} \times R1 \quad (2)$$

其中

- 当 EN/UVLO 引脚上的电压高于 V_{UVLO} 时， I_{UVLO} 为 EN/UVLO 引脚流出的拉电流

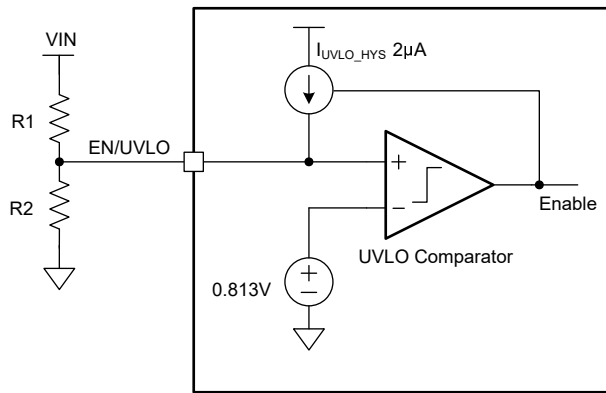


图 7-1. EN/UVLO 引脚上具有电阻分压器的可编程 UVLO

7.3.3 软启动

TPS61377 具有 4ms 软启动功能，可防止启动期间出现高浪涌电流。当 EN/UVLO 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。软启动阶段是在软启动电容器电压超过内部基准电压后完成的，从 0V 到 1.0V 需要 4ms 的时间。当 EN/UVLO 引脚被拉至低电平时，软启动电容器的电压会放电至接地。

7.3.4 开关频率

TPS61377 采用自适应恒定关断时间峰值电流控制拓扑结构来调节输出电压。在中等到重负载条件下，TPS61377 在脉宽调制 (PWM) 模式下工作。PWM 模式下的开关频率为 650kHz (对于 TPS613771 则为 1.2MHz)。在轻负载条件下，转换器可根据所选的模式以 PFM 模式或强制 PWM 模式运行。

7.3.5 可编程电感器峰值电流限制

TPS61377 在内部采用逐周期峰值开关电流限制功能。一旦开关峰值电流触发限制阈值，低侧开关就会关闭。峰值开关电流限制可通过 ILIM 引脚与地之间的电阻器进行设置。峰值电流限制与电阻之间的关系如方程式 3 所示。

$$I_{PEAK} = 0.54V \times \frac{160k}{R_{LIM}} \quad (3)$$

其中

- R_{LIM} 是 ILIM 引脚和 AGND 引脚之间的电阻。
- I_{PEAK} 是典型峰值开关电流限值。

例如, 如果 R_{LIM} 为 16k Ω , 则峰值开关电流典型值为 5.4A。ILIM 引脚不能悬空或连接到 VCC。

7.3.6 关断

当输入电压低于 UVLO 阈值或 EN/UVLO 引脚被拉至低电平时, TPS61377 处于关断模式, 所有功能均被禁用。

7.3.7 过压保护

如果检测到 VSENSE 引脚上的输出电压高于 27.5V (典型值), TPS61377 将立即停止开关, 直到 VSENSE 引脚上的电压将迟滞值降至低于输出过压保护阈值。此功能可防止输出端出现过压, 并保护连接到输出端的电路, 免受过压的影响。

7.3.8 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 150°C 结温下发生热关断。当触发热关断时, 器件会停止开关, 直到结温降至 130°C 典型值以下, 然后器件再次开始开关。

7.4 器件功能模式

7.4.1 运行

在中等到重负载条件下, TPS61377 以准恒定频率脉宽调制 (PWM) 模式运行。根据 VIN 与 VOUT 之比, 电路可预测开关周期所需的关断时间。在每个开关周期的开始, 低侧 N-MOSFET 开关被接通, 并且电感器电流斜升至峰值电流, 此电流由内部误差放大器的输出确定。达到峰值电流后, 电流比较器跳闸。它会关闭低侧 N-MOSFET 开关, 在死区时间内, 电感器电流流经高侧 N-MOSFET 的体二极管。在死区时间持续时间过后, 高侧 N-MOSFET 开关接通。由于输出电压高于输入电压, 电感器电流会下降。在达到关断时间之前, 高侧开关不会关闭。在经过一段短暂的死区时间后, 低侧开关再次导通, 并且重复开关周期。在轻负载条件下, TPS61377 实现了两种工作模式: PFM 模式和强制 PWM 模式, 可满足不同的应用要求。工作模式由 MODE 引脚的状态进行设置。当 MODE 引脚为逻辑高电平时, 器件在强制 PWM 模式下运行。当 MODE 引脚为逻辑低电平时, 器件在 PFM 模式下运行。

7.4.2 强制 PWM 模式

在强制 PWM 模式下, TPS61377 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, 使电感器峰值电流降低, 从而减少从输入到输出的功率。如果输出电流进一步降低, 在关断期间流经电感器的电流会降为零。即使流经 MOSFET 的电流为零, 高侧 N-MOSFET 也不会关断。因此, 电感器电流在变为零后会改变方向。功率流将从输出流到输入。在此模式下效率较低。但是, 在轻负载条件下使用固定开关频率, 没有可闻噪声以及其他可能由低开关频率引起的问题。

7.4.3 自动 PFM 模式

在自动 PFM 模式下, TPS61377 以平滑的导通时间/关断时间 (SOO) 模式提供从 PWM 到 PFM 运行的无缝转换, 并启用自动脉冲跳跃模式, 该模式可在宽负载范围内提供出色的效率。随着负载电流下降或 VIN 上升, 内部误差放大器的输出会降低, 使电感器峰值电流降低, 从而为负载提供更低的功率。当误差放大器的输出下降并达到大约 500mA 峰值电流的阈值时, 误差放大器的输出被钳位至该值, 并且不会再下降, TPS61377 会延长开关周期的关断时间, 以便为输出提供更少的能量, 并将输出电压调节到目标。

在 SOO 模式下, TPS61377 会使输出电压等于 PFM 模式下的设置电压。此外, 由于峰值电流较低, 因此在轻负载时的输出电压纹波要小得多。请参阅图 7-2。

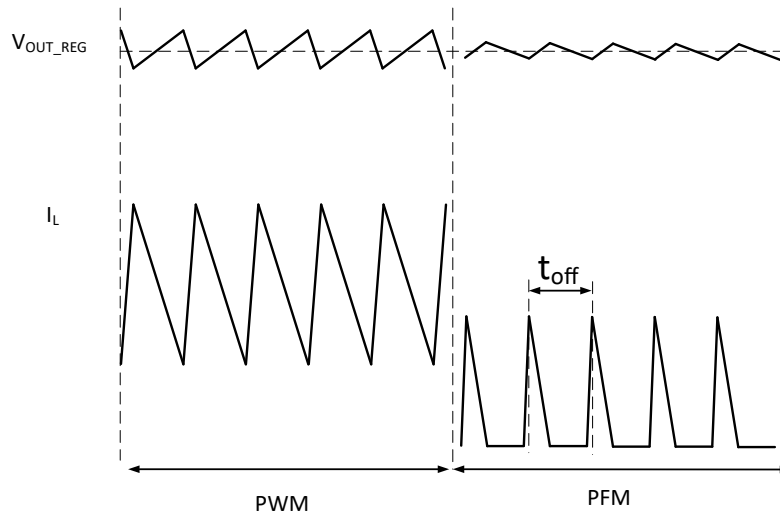


图 7-2. 自动 PFM 模式图

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

TPS61377 具有最高 25V 的输出电压和 6A（典型值）的峰值开关电流限制。在中等到重负载条件下，TPS61377 以准恒定频率脉宽调制 (PWM) 模式运行。在轻负载条件下，转换器可根据所选的模式以 PFM 模式或强制 PWM 模式运行。PFM 模式可在整个负载范围内提供高效率，而 PWM 模式可避免噪声，因为开关频率是固定的。该转换器使用自适应恒定关断时间峰值电流控制方案，该方案以超小的输出电容提供出色的瞬态线路和负载响应。通过调整外部环路补偿，TPS61377 可以使用不同的电感器和输出电容器组合运行。

8.2 典型应用

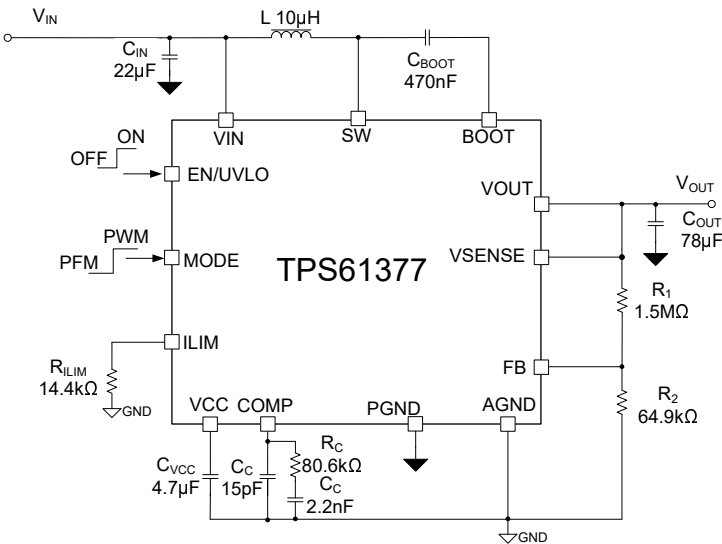


图 8-1. TPS61377 9V 至 16V V_{IN} ；24V V_{OUT} 1.5A 输出转换器

8.2.1 设计要求

表 8-1. 设计参数

设计参数	示例值
输入电压范围	9V 至 16V
输出电压	24V
输出电压纹波	100mV 峰峰值
输出电流额定值	1.5A
工作频率	650 kHz

8.2.2 详细设计过程

8.2.2.1 设置输出电压

输出电压由外部电阻分压器 (图 8-1 电路图中的 R1、R2) 设置。为了获得出色精度, R2 应小于 500kΩ, 以确保流过 R2 的电流至少比 FB 引脚漏电流大 100 倍。将 R2 更改为较低的值可提高抗噪声注入干扰的能力。将 R2 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。

然后, 通过下式计算 R1 的值:

$$R_1 = \frac{(V_{OUT} - V_{REF}) \times R_2}{V_{REF}} \quad (4)$$

8.2.2.2 电感器选型

电感器的选型会影响电源运行的稳态、瞬态行为、环路稳定性和升压转换器效率, 电感器是开关电源稳压器设计中最重要元件。对于电感器性能而言, 三个最重要的规格是电感值、直流电阻和饱和电流。

TPS61377 可与 2.2μH 至 10μH 的电感器配合使用。2.2μH 电感器通常采用较小或薄型封装, 而 10μH 电感器则会产生更低的电感器电流纹波。如果升压输出电流受到 IC 峰值电流保护的限, 则使用电感更大的电感器可以最大限度地提高转换器的输出电流能力。

电感值可以是 0A 偏置时值的 ±20% 甚至 ±30%。当电感器电流接近饱和水平时, 其电感可以比 0A 偏置电流时的值减少 20% 至 35%, 具体取决于电感器供应商定义饱和电流的方式。选择电感器时, 请确保其额定电流 (尤其是饱和电流) 在所有工作条件下均大于升压转换器峰值电流。

正常情况下, 建议在最大输出电流下电感器峰峰值电流小于电感器平均电流的 40%。按照 [方程式 5](#) 至 [方程式 7](#) 计算电感器的平均、峰值和纹波电流。如需计算最坏情况下的电流, 请使用应用的最小输入电压、最大输出电压和最大负载电流。为了留出足够的设计裕度, TI 建议在计算时使用最小开关频率、容差为 -30% 的电感以及低电源转换效率。

在升压稳压器中, 按 [方程式 5](#) 计算电感器直流电流。

$$I_{DC} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (5)$$

其中

- V_{OUT} 是升压稳压器的输出电压。
- I_{OUT} 是升压稳压器的输出电流。
- V_{IN} 是升压稳压器的输入电压。
- η 是电源转换效率。

按 [方程式 6](#) 计算电感器电流峰峰值纹波。

$$I_{PP} = \frac{1}{L \times \left(\frac{1}{V_{OUT} - V_{IN}} + \frac{1}{V_{IN}} \right) \times f_{SW}} \quad (6)$$

其中

- I_{PP} 是电感器峰峰值纹波。
- L 是电感值。
- f_{SW} 为开关频率。
- V_{OUT} 是输出电压。
- V_{IN} 是输入电压。

因此, 可以通过 [方程式 7](#) 来计算电感器的峰值电流 I_{Lpeak} 。

$$I_{Lpeak} = I_{DC} + \frac{I_{PP}}{2} \quad (7)$$

必须确保峰值电流不超过电感器饱和电流。

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。通常，电感器的数据表不提供磁芯损耗信息。如果需要，请咨询电感器供应商以获取详细信息。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。下表列出了一些推荐的电感器。

表 8-2. 建议的电感器

器件型号	L (μH)	DCR TYP (mΩ)	饱和电流 (A)	尺寸 (长 × 宽 × 高 mm)	供应商 ⁽¹⁾
XGL5050-222ME	2.2	6.8	10.7	5.28 × 5.48 × 5.1	Coilcraft
XGL5050-472ME	4.7	13.9	7.0	5.28 × 5.48 × 5.1	Coilcraft
XGL6060-103ME	10	18.5	7.3	6.51 × 6.71 × 6.1	Coilcraft
XGL4020-222ME	2.2	19.5	6.2	4.0 × 4.0 × 2.1	Coilcraft
XGL4020-472ME	4.7	43	4.1	4.0 × 4.0 × 2.1	Coilcraft
XGL4020-822ME	8.2	71	3.2	4.0 × 4.0 × 2.1	Coilcraft

(1) 请参阅 [第三方产品免责声明](#)。

8.2.2.3 自举电容器选型

BOOT 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。自举电容器的建议值为 0.47μF 至 1μF。C_{BOOT} 必须为高品质、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 0.47μF 的值。

8.2.2.4 输入电容器选型

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。输入电容器必须尽可能靠近器件。虽然 22μF 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 VIN 引脚处引起振铃。此振铃可耦合到输出端，并被错误地作为环路不稳定进行处理，甚至可导致器件损坏。在此情况下，必须在 C_{IN} 和电源线之间放置额外的“大容量”电容器（例如电解电容器或钽电容），以减少可能出现在电源线的电容和 C_{IN} 之间的铃振。

8.2.2.5 输出电容器选型

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。假设电容器的 ESR 为零，给定纹波所需的最小电容可通过 [方程式 8](#) 计算得出：

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{f_{SW} \times \Delta V \times V_{OUT}} \quad (8)$$

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
- Δ_V 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 9](#) 计算得出：

$$\Delta V_{ESR} = I_{Lpeak} \times R_{ESR} \quad (9)$$

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 纹波可以忽略不计。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 10](#) 估算得出：

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_{STEP}}{2\pi \times f_{BW} \times \Delta V_{TRAN}} \quad (10)$$

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，陶瓷电容器可能会降低高达 70% 的电容。因此，必须考虑足够的额定电压裕度，以确保在所需的输出电压下具有足够的电容。

8.2.2.6 环路稳定性

TPS61377 需要外部补偿，从而可以针对每个应用优化环路响应。COMP 引脚是内部误差放大器的输出。一个由电阻器 R_C 和陶瓷电容器 C_C 和 C_P 组成的外部补偿网络连接至 COMP 引脚。

采用峰值电流控制的恒定关断时间 (COT) 的功率级小信号环路响应可通过 [方程式 11](#) 建模。

$$G_{PS}(S) = K_{COMP} \times \frac{R_O \times (1-D)}{2} \times \frac{\left(1 + \frac{S}{2\pi f_{ESRZ}}\right) \times \left(1 - \frac{S}{2\pi f_{RHPZ}}\right)}{1 + \frac{S}{2\pi f_P}} \quad (11)$$

其中

- D 是开关占空比。
- R_O 是输出负载电阻。
- K_{COMP} 是功率级跨导 (电感器峰值电流/补偿电压)，为 $6.5A/V$ 。

$$f_P = \frac{2}{2\pi \times R_O \times C_O} \quad (12)$$

其中

- C_O 为有效输出电容。

$$f_{ESRZ} = \frac{1}{2\pi \times R_{ESR} \times C_O} \quad (13)$$

其中

- R_{ESR} 为输出电容器的等效串联电阻。

$$f_{RHPZ} = \frac{R_O \times (1-D)^2}{2\pi \times L} \quad (14)$$

COMP 引脚是内部跨导放大器的输出。 [方程式 15](#) 显示了补偿网络的小信号传递函数。

$$G_C(S) = \frac{G_{EA} \times R_{EA} \times V_{REF}}{V_{OUT}} \times \frac{\left(1 + \frac{S}{2 \times \pi \times f_{COMZ}}\right)}{\left(1 + \frac{S}{2 \times \pi \times f_{COMP1}}\right) \left(1 + \frac{S}{2 \times \pi \times f_{COMP2}}\right)} \quad (15)$$

其中

- G_{EA} 是放大器的跨导，为 $240\mu S$ 。
- R_{EA} 是放大器的输出电阻，为 $100M\Omega$ 。
- V_{REF} 是 FB 引脚的基准电压。
- V_{OUT} 是输出电压。
- f_{COMP1} 、 f_{COMP2} 是补偿网络极点的频率。
- f_{COMZ} 是补偿网络零点的频率。

下一步是选择环路交叉频率 f_C 。环路增益在交叉之前保持在零以上的频率越高，环路响应越快。通常，环路增益交叉点不高于开关频率 f_{SW} 的 1/10 或 RHPZ 频率 f_{RHPZ} 的 1/5 (以较低者为准)。

然后，按照以下公式设置 R_C 、 C_C 和 C_P (在图 8-1 中) 的值。

$$R_C = \frac{2\pi \times V_{OUT} \times C_O \times f_C}{(1-D) \times V_{REF} \times G_{EA} \times K_{COMP}} \quad (16)$$

其中

- f_C 是所选的交叉频率。

C_C 的值可以通过方程式 17 设置。

$$C_C = \frac{R_O \times C_O}{2R_C} \quad (17)$$

C_P 的值可以通过方程式 18 设置。

$$C_P = \frac{R_{ESR} \times C_O}{R_C} \quad (18)$$

如果计算得出的 C_P 值小于 10pF，则可以将其保持开路状态。

设计大于 45° 相位裕度和大于 10dB 增益裕度的环路，可消除线路和负载瞬态期间的输出电压振铃。

8.2.3 应用曲线

$T_A = 25^\circ\text{C}$, 总 $C_{OUT} = 78\ \mu\text{F}$, $L = 10\ \mu\text{H}$, 基于 EVM , 除非另有说明。

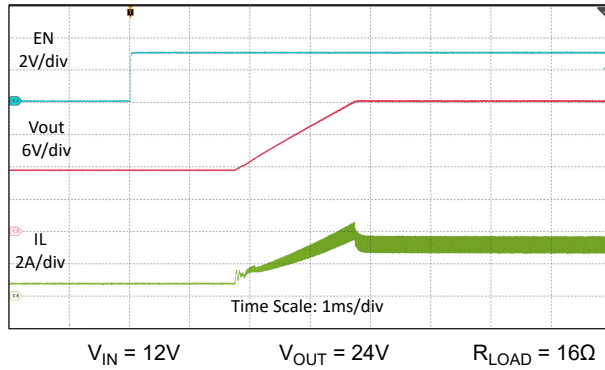


图 8-2. 由 EN 启动波形

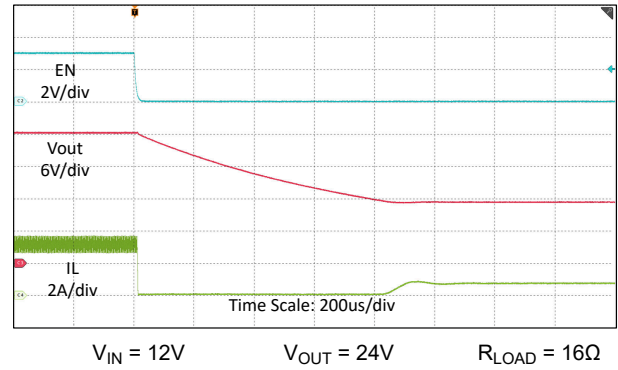


图 8-3. 由 EN 关断波形

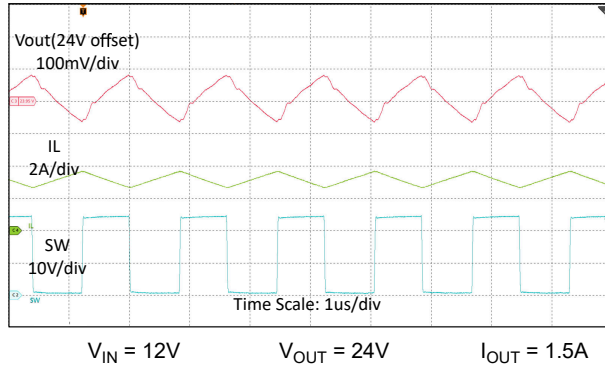


图 8-4. CCM 中的开关波形

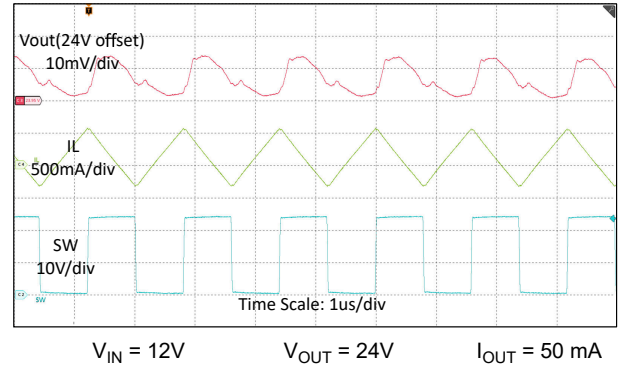


图 8-5. 50mA 负载 FPWM 模式下的开关波形

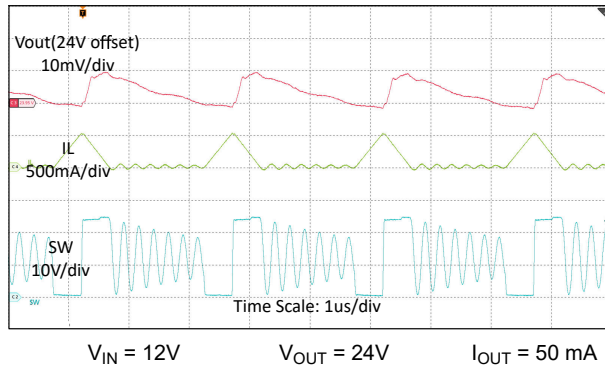
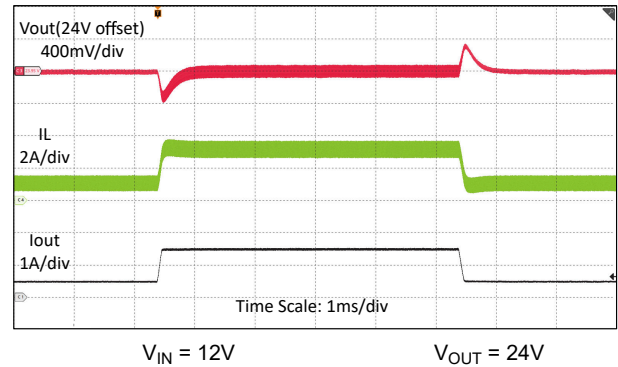


图 8-6. 50mA 负载 PFM 模式下的开关波形

图 8-7. 负载瞬态 ($I_{OUT} = 0.5\text{A}$ 至 1.5A)

8.2.3 应用曲线 (续)

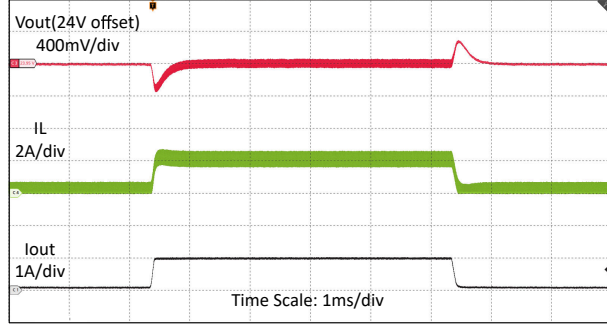


图 8-8. 负载瞬态 ($I_{OUT} = 0.1A$ 至 $1.0A$)

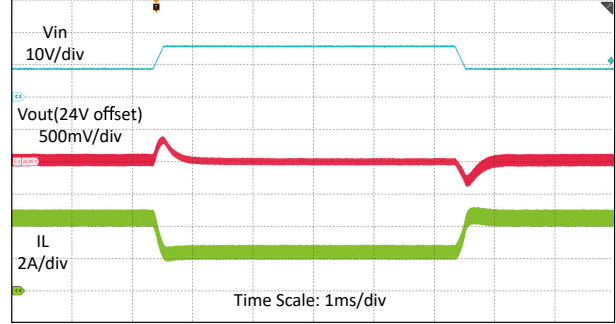


图 8-9. 线路瞬态 ($V_{IN} = 9V$ 至 $16V$)

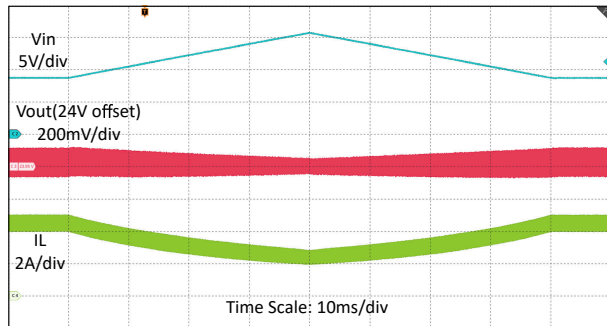


图 8-10. 线路扫描 ($V_{IN} = 9V$ 至 $16V$)

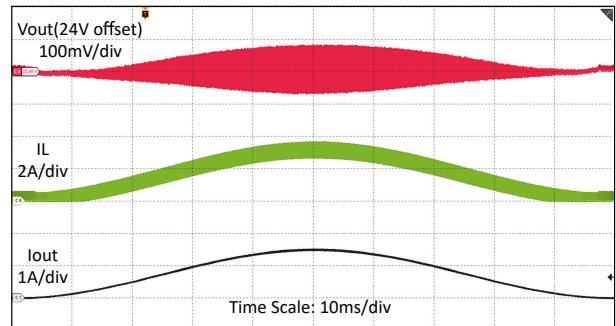


图 8-11. 负载扫描 ($I_{OUT} = 0A$ 至 $1.5A$)

8.3 电源相关建议

该器件可在 2.9 V 至 23 V 的输入电源电压范围内工作。该输入电源必须经过良好调节。如果输入电源距离转换器超过几英寸，那么除了陶瓷旁路电容器之外，还需要额外的大容量电容器。通常，选择容值为 47 μ F 的电解电容器或钽电容器。

8.4 布局

8.4.1 布局指南

对于所有开关电源，尤其是以高开关频率和高电流运行的开关电源，布局设计是一个重要的设计步骤。如果未仔细布局，稳压器可能会出现不稳定和噪声问题。为了最大限度地提高效率，开关上升和下降时间非常短。为了防止高频噪声（例如 EMI）辐射，高频开关路径的正确布局至关重要。尽量减小连接到 SW 引脚的所有布线的长度和面积，并始终在开关稳压器下方使用接地平面，以最大限度地减少平面间耦合。

输入电容器需要靠近 VIN 引脚和 PGND 引脚，以降低 I_{input} 电源纹波。

VOUT、输出电容和 PGND 的电源路径应尽可能小，以减少寄生电感。

进行布局时还应充分考虑散热问题，因为这是一款高功率密度器件。改善封装散热能力的 SW、VOUT 和 PGND 引脚应与大多边形焊接，在 SW 引脚下使用散热过孔可以提高散热性能。

8.4.2 布局示例

底层是一个较大的接地平面，通过过孔连接到顶层的 PGND 平面和 AGND 平面。

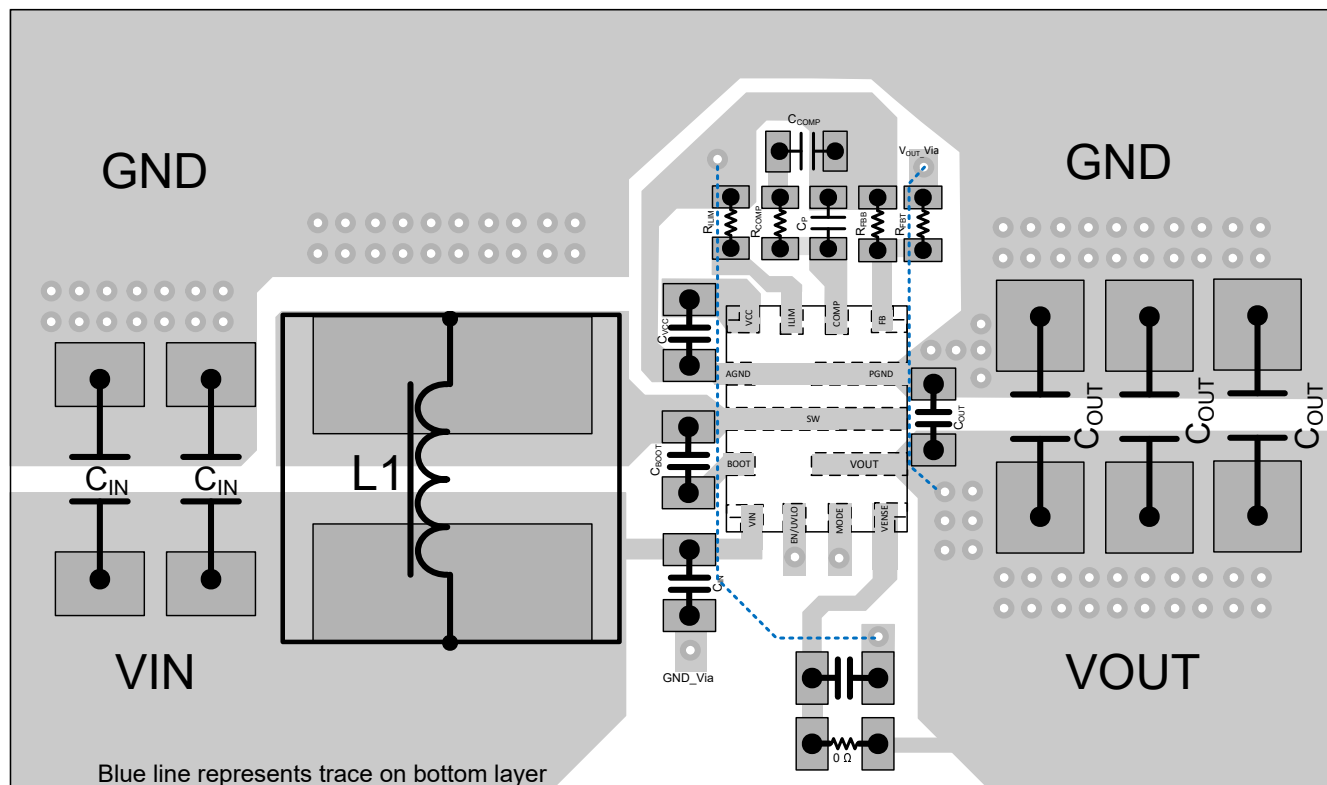


图 8-12. 布局示例

8.4.2.1 散热注意事项

在正常工作条件下，最大 IC 结温应限制为 125°C。计算允许的最大耗散 $P_{D(max)}$ ，并使实际功率损耗小于或等于 $P_{D(max)}$ 。最大功率耗散限值使用 [方程式 19](#) 来确定。

$$P_{D(max)} = \frac{125 - T_A}{R_{\theta JA}} \quad (19)$$

其中

- T_A 是应用的最高环境温度。
- $R_{\theta JA}$ 是 [热性能信息](#) 表中给出的结至环境热阻。

TPS61377 采用耐热增强型 VQFN 封装。封装的实际结至环境热阻在很大程度上取决于 PCB 类型、布局和散热焊盘连接。使用厚 PCB 铜可提高热性能。使用更多过孔将接地平面连接到 IC 的顶层和底层，而不使用阻焊层，这也可以提高热性能。

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 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。

9.6 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。

10 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	说明
2023 年 11 月	*	第一版。

11 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
TPS613771RYHR	ACTIVE	VQFN-HR	RYH	13	3000	RoHS & Green	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	3771	Samples
TPS61377RYHR	ACTIVE	VQFN-HR	RYH	13	3000	RoHS & Green	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	1377	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.

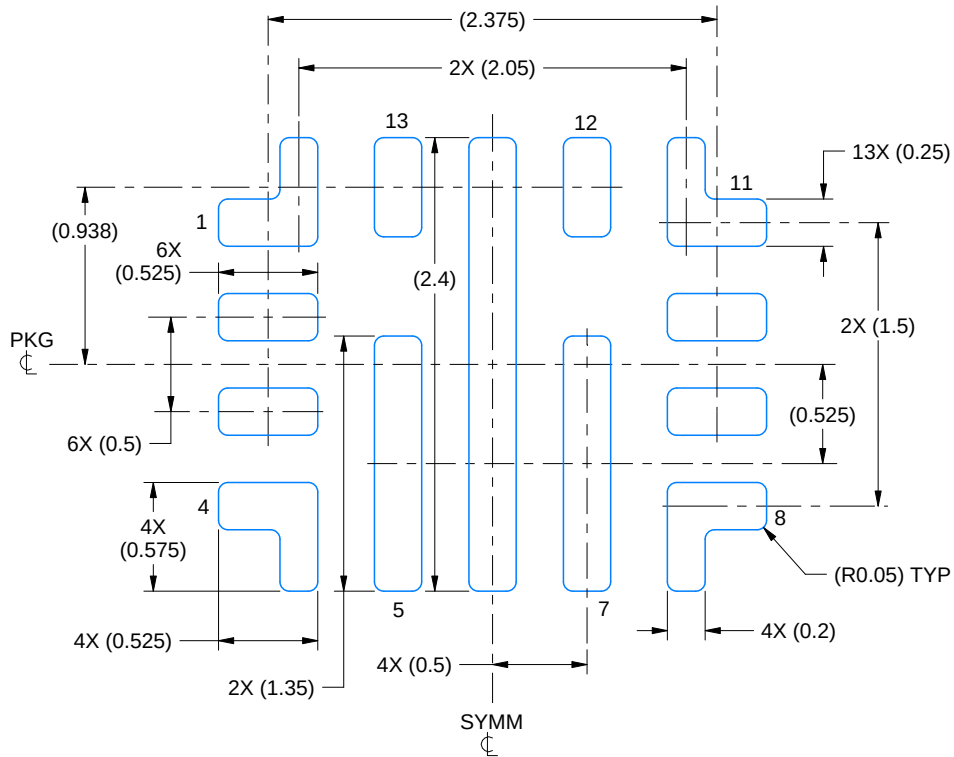
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

EXAMPLE BOARD LAYOUT

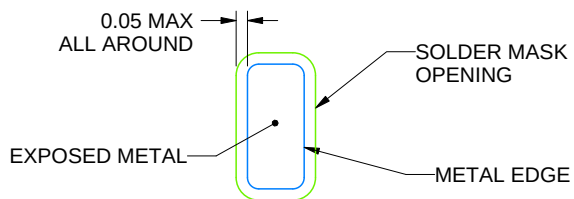
RYH0013A

VQFN-HR - 1 mm max height

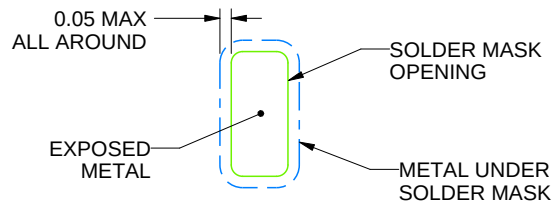
PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:25X



NON SOLDER MASK
DEFINED



SOLDER MASK
DEFINED

SOLDER MASK DETAILS

4226722/A 04/2021

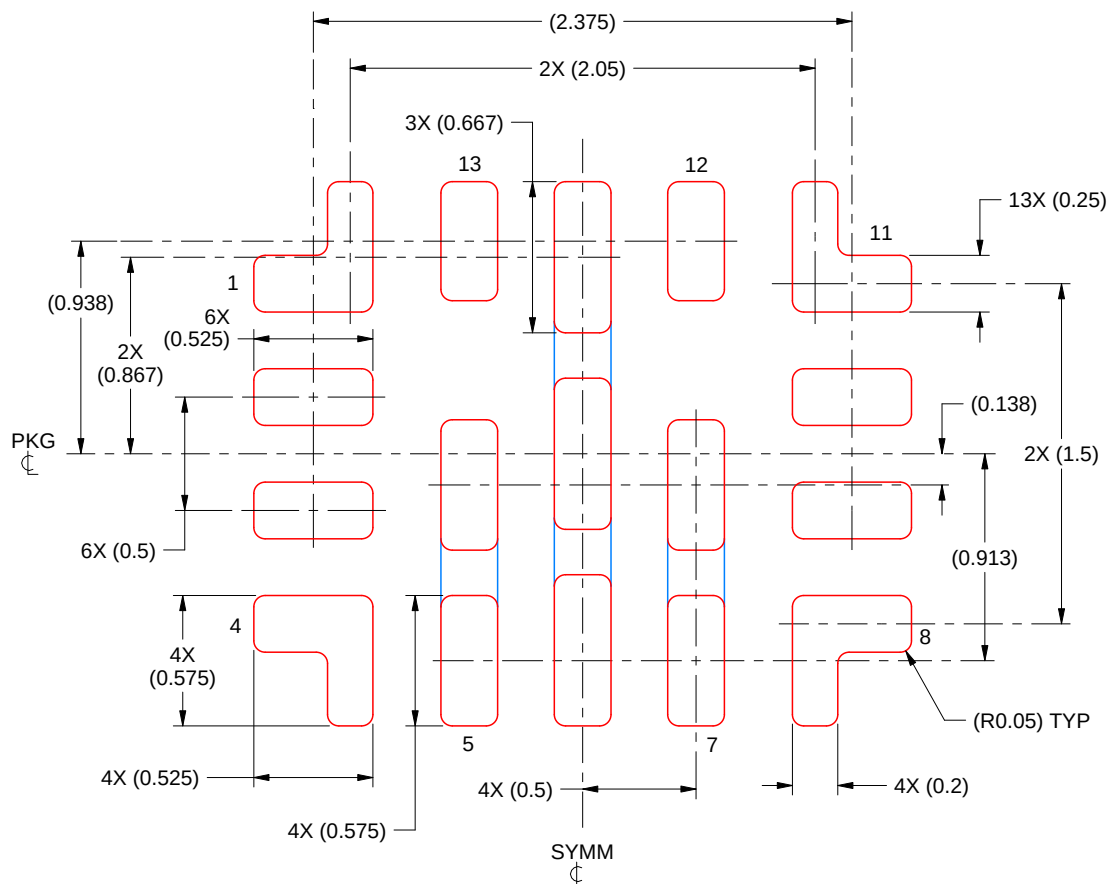
NOTES: (continued)

- 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/sluea271).
- Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

RYH0013A

VQFN-HR - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



SOLDER PASTE EXAMPLE BASED ON 0.1 mm THICK STENCIL

PIN 5 & 7 SOLDER COVERAGE = 85%
PIN 6 SOLDER COVERAGE = 83%
SCALE : 25X

4226722/A 04/2021

NOTES: (continued)

5. For alternate stencil design recommendations, see IPC-7525 or board assembly site preference.

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