

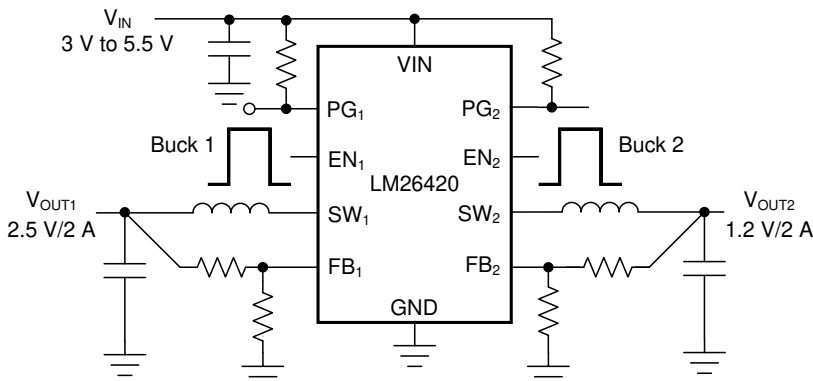
LM26420-Q1 通过汽车认证的双通道 2A 高效同步 直流/直流转换器

1 特性

- 符合汽车应用要求
- 具有符合 AEC Q100 标准的下列结果：
 - 器件温度等级 0 (Q0)：-40°C 至 +150°C 环境温度工作温度范围
 - 器件温度等级 1 (Q1)：-40°C 至 +125°C 环境温度工作温度范围
- 功能安全型
 - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 符合 CISPR25 5 类传导发射标准
- 输入电压范围为 3V 至 5.5V
- 输出电压范围为 0.8V 至 4.5V
- 每个稳压器具有 2A 输出电流
- 2.2MHz 固定开关频率
- 0.8V, 1.5% 内部电压基准
- 内部软启动
- 针对每个输出的独立电源正常和精密使能功能
- 电流模式, PWM 操作
- 热关断
- 过压保护
- 启动至预偏置输出负载
- 稳压器为 180° 异相
- 使用 LM26420-Q1 并借助 [WEBENCH® Power Designer](#) 创建定制设计方案

2 应用

- 汽车信息娱乐系统与仪表组
- 高级驾驶辅助系统 (ADAS)



LM26420 双路降压直流/直流转换器

3 说明

LM26420-Q1 稳压器是一款单片高效双通道 PWM 直流/直流降压转换器。该器件可使用一流的 BICMOS 技术通过内部 75mΩ MOS 顶部开关和内部 50mΩ MOS 底部开关驱动两个 2A 负载, 实现最佳的功率密度。世界级控制电路可实现低至 30ns 的接通时间, 从而在整个 3V 至 5.5V 输入工作范围内支持低至 0.8V 的最小输出电压的出色高频转换。

尽管运行频率很高, 但仍可以轻松实现高达 93% 的效率。具备外部关断功能, 因此具有超低的待机电流。LM26420-Q1 使用电流模式控制和内部补偿在各种运行条件下提供高性能调节。

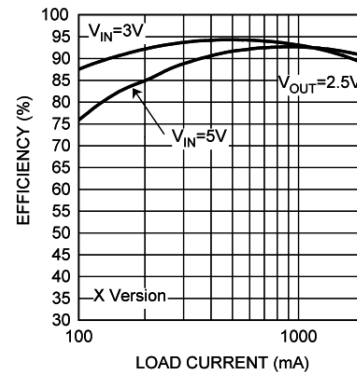
由于开关频率确保大于 2MHz, 因此 LM26420-Q1 可用于汽车应用, 而不会在 AM 频带中产生干扰。

封装信息

器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 ⁽²⁾
LM26420-Q1	PWP (HTSSOP , 20)	6.5mm × 6.4mm
	RUM (WQFN , 16)	4mm × 4mm

(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)。



LM26420 效率 (高达 93%)



内容

1 特性	1	7 应用和实施	16
2 应用	1	7.1 应用信息.....	16
3 说明	1	7.2 典型应用.....	20
4 引脚配置和功能	3	7.3 电源相关建议.....	30
5 规格	5	7.4 布局.....	30
5.1 绝对最大额定值.....	5	8 器件和文档支持	34
5.2 ESD 等级.....	5	8.1 器件支持.....	34
5.3 建议运行条件.....	5	8.2 文档支持.....	34
5.4 热性能信息.....	5	8.3 接收文档更新通知.....	34
5.5 每个降压转换器的电气特性.....	6	8.4 支持资源.....	34
5.6 典型特性.....	7	8.5 商标.....	34
6 详细说明	12	8.6 静电放电警告.....	34
6.1 概述.....	12	8.7 术语表.....	34
6.2 功能方框图.....	13	9 修订历史记录	35
6.3 特性说明.....	14	10 机械、封装和可订购信息	35
6.4 器件功能模式.....	15		

4 引脚配置和功能

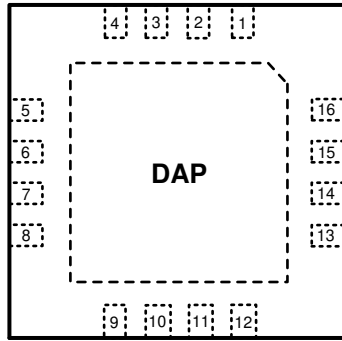


图 4-1. RUM 封装 16 引脚 WQFN 顶视图

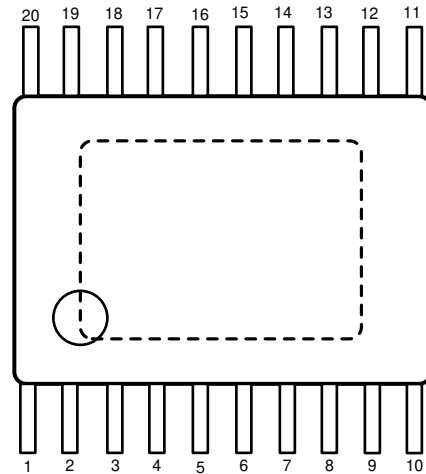


图 4-2. PWP 封装 20 引脚 HTSSOP 顶视图

表 4-1. 引脚功能：16 引脚 WQFN

引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
编号	名称		
1,2	VIND ₁	P	降压转换器 1 的输入电源
3	SW ₁	P	降压转换器 1 的输出开关。连接到电感器。
4	PGND ₁	G	降压转换器 1 的电源接地引脚
5	FB ₁	A	降压转换器 1 的反馈引脚。连接到外部电阻分压器以设置输出电压。
6	PG ₁	G	降压转换器 1 的电源正常指示器。引脚通过电阻器连接到外部电源（开漏输出）。
7	PG ₂	G	降压转换器 2 的电源正常指示器。引脚通过电阻器连接到外部电源（开漏输出）。
8	FB ₂	A	降压转换器 2 的反馈引脚。连接到外部电阻分压器以设置输出电压。
9	PGND ₂	G	降压转换器 2 的电源接地引脚
10	SW ₂	P	降压转换器 2 的输出开关。连接到电感器。
11、12	VIND ₂	A	降压转换器 2 的输入电源
13	EN ₂	A	使能控制输入。降压转换器 2 的逻辑高电平使能操作。请勿使该引脚悬空或电压大于 V _{IN} + 0.3V。
14	AGND	G	信号接地引脚。将反馈网络的底部电阻器尽可能靠近引脚放置。
15	VINC	A	控制电路的输入电源
16	EN ₁	A	使能控制输入。降压转换器 1 的逻辑高电平使能操作。请勿使该引脚悬空或电压大于 V _{IN} + 0.3V。
DAP	裸片连接焊盘	—	连接到系统接地端以实现低热阻抗，用作主电气 GND 连接。

(1) A = 模拟，P = 电源，G = 接地

表 4-2. 引脚功能：20 引脚 HTSSOP

引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
编号	名称		
1	VINC	A	控制电路的输入电源
2	EN ₁	A	使能控制输入。降压转换器 1 的逻辑高电平使能操作。请勿使该引脚悬空或电压大于 V _{IN} + 0.3V。
3、4	VIND ₁	A	降压转换器 1 的输入电源
5	SW ₁	P	降压转换器 1 的输出开关。连接到电感器。
6、7	PGND ₁	G	降压转换器 1 的电源接地引脚
8	FB ₁	A	降压转换器 1 的反馈引脚。连接到外部电阻分压器以设置输出电压。
9	PG ₁	G	降压转换器 1 的电源正常指示器。引脚通过电阻器连接到外部电源（开漏输出）。
10、11、DAP	裸片连接焊盘	—	连接到系统接地端以实现低热阻抗，但该引脚不能用作主 GND 连接。
12	PG ₂	G	降压转换器 2 的电源正常指示器。引脚通过电阻器连接到外部电源（开漏输出）。
13	FB ₂	A	降压转换器 2 的反馈引脚。连接到外部电阻分压器以设置输出电压。
14、15	PGND ₂	G	降压转换器 2 的电源接地引脚
16	SW ₂	P	降压转换器 2 的输出开关。连接到电感器。
17、18	VIND ₂	A	降压转换器 2 的输入电源
19	EN ₂	A	使能控制输入。降压转换器 2 的逻辑高电平使能操作。请勿使该引脚悬空或电压大于 V _{IN} + 0.3V。
20	AGND	G	信号接地引脚。将反馈网络的底部电阻器尽可能靠近引脚放置。

(1) A = 模拟，P = 电源，G = 接地

5 规格

5.1 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
输入电压	VIN	-0.5	7	V
	FB	-0.5	3	
	EN	-0.5	7	
输出电压	SW	-0.5	7	V
红外或对回流焊 (15 秒)	焊接信息		220	°C
贮存温度 T _{stg}		-65	150	°C

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

5.2 ESD 等级

		值	单位	
V _(ESD) 静电放电	人体放电模型 (HBM), 符合 AEC Q100-002 标准 ⁽¹⁾	±2000	V	
	充电器件模型 (CDM), 符合 AEC Q100-011 标准	其他引脚		±750
		转角引脚 1、10、11 和 20		±750

(1) AEC Q100-002 指示必须按照 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 规范执行 HBM 应力测试。

5.3 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	最大值	单位
V _{IN}	3	5.5	V
结温 (Q1)	-40	125	°C
结温 (Q0)	-40	150	

5.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		LM26420-Q1		单位
		PWP (HTSSOP)	RUM (WQFN)	
		20 引脚	16 引脚	
R _{θJA}	结至环境热阻	38.5	36.2	°C/W
R _{θJC(top)}	结至外壳热阻	21.0	32.7	°C/W
R _{θJB}	结至电路板热阻	19.9	14.1	°C/W
ψ _{JT}	结至顶部特征参数	0.7	0.3	°C/W
ψ _{JB}	结至电路板特征参数	19.7	14.2	°C/W
R _{θJC(bot)}	结至外壳 (底部) 热阻	3.5	4.1	°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](#) 应用手册。

5.5 每个降压转换器的电气特性

在自然通风条件下的工作温度范围内测得（除非另有说明）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位	
V_{FB}	反馈电压		0.788	0.8	0.812	V	
$\Delta V_{FB}/V_{IN}$	反馈电压线性调整率	$V_{IN} = 3V$ 至 $5.5V$		0.05		%/V	
I_B	反馈输入偏置电流			0.4	100	nA	
$UVLO$	欠压锁定	V_{IN} 上升, HTSSOP-20 封装		2.628	2.9	V	
		V_{IN} 上升, WQFN-16 封装		2.75	2.9	V	
		V_{IN} 下降, HTSSOP-20 封装	2	2.3		V	
		V_{IN} 下降, WQFN-16 封装	2	2.5		V	
	UVLO 迟滞	HTSSOP-20 封装			330		mV
		WQFN-16 封装			260		mV
F_{SW}	开关频率		2.01	2.2	2.65	MHz	
F_{FB}	频率折返	HTSSOP-20 封装		300		kHz	
D_{MAX}	最大占空比		86%	91.5%			
R_{DSON_TOP}	TOP 导通电阻	WQFN-16 封装		75	135	m Ω	
		HTSSOP-20 封装		70	135		
R_{DSON_BOT}	BOTTOM 导通电阻	WQFN-16 封装		55	100	m Ω	
		HTSSOP-20 封装		45	80		
I_{CL_TOP}	顶部开关电流限值	$V_{IN} = 3.3V$	2.4	3.3		A	
I_{CL_BOT}	底部开关反向电流限值	$V_{IN} = 3.3V$, HTSSOP-20 封装	0.4	0.75		A	
		$V_{IN} = 3.3V$, WQFN-16 封装	0.4	1.0		A	
$\Delta \Phi$	SW_1 和 SW_2 之间的相移		160	180	200	$^\circ$	
V_{EN_TH}	使能阈值电压		0.97	1.04	1.12	V	
	使能阈值迟滞			0.15			
I_{SW_TOP}	开关漏电流			-0.7		μA	
I_{EN}	使能引脚电流	拉电流/灌电流		5		nA	
$V_{PG_TH_U}$	电源正常阈值上限	FB 引脚电压上升	848	925	1,008	mV	
	电源正常上限迟滞			40			
$V_{PG_TH_L}$	电源正常阈值下限	FB 引脚电压上升	656	710	791	mV	
	电源正常下限迟滞			40			
I_{QVINC}	两个输出均开启时的 VINC 静态电流 (非开关)	$V_{FB} = 0.95V$		3.3	5	mA	
	两个输出均开启时的 VINC 静态电流 (开关)	$V_{FB} = 0.7V$		4.7	6.2		
	VINC 静态电流 (关断)	$V_{EN} = 0V$		0.05			μA
I_{QVIND}	VIND 静态电流 (非开关)	$V_{FB} = 0.95V$		0.9	1.5	mA	
	VIND 静态电流 (开关)	$V_{FB} = 0.7V$		11	15		
I_{QVIND}	VIND 静态电流 (开关)	LM26420Q0 $V_{FB} = 0.7V$		11	18	mA	
I_{QVIND}	VIND 静态电流 (关断)	$V_{EN} = 0V$		0.1		μA	
T_{SD}	热关断温度			165		$^\circ C$	

5.6 典型特性

所有曲线都是在 $V_{IN} = 5V$ 且采用 图 7 所示的典型应用电路配置时获取。除非另有说明，否则 $T_J = 25^\circ C$ 。

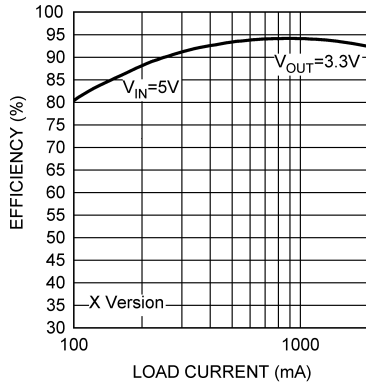


图 5-1. 效率与负载间的关系

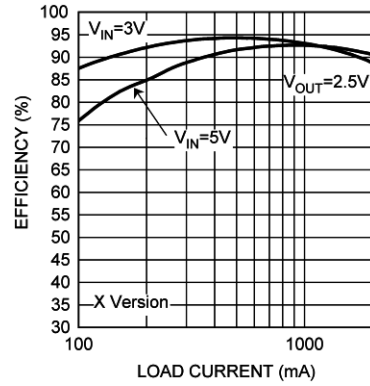


图 5-2. 效率与负载间的关系

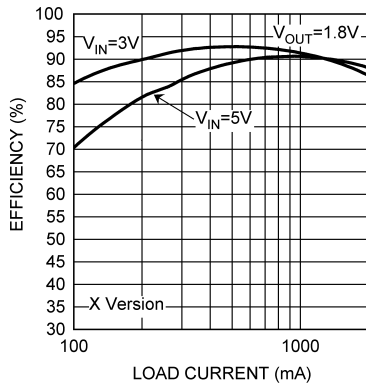


图 5-3. 效率与负载间的关系

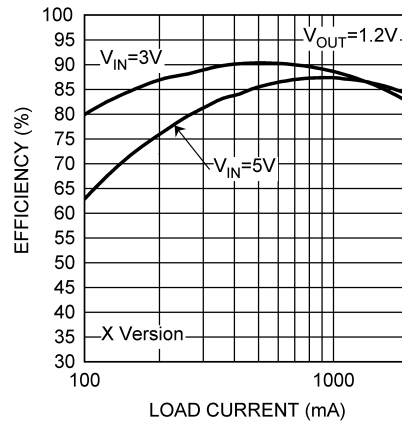


图 5-4. 效率与负载间的关系

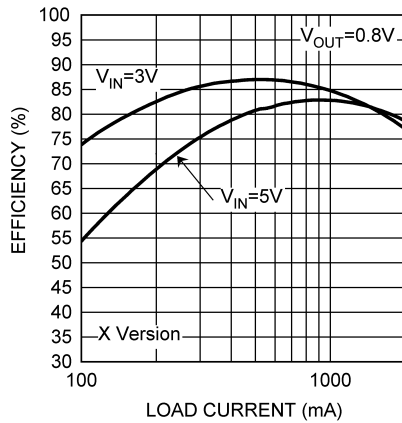


图 5-5. 效率与负载间的关系

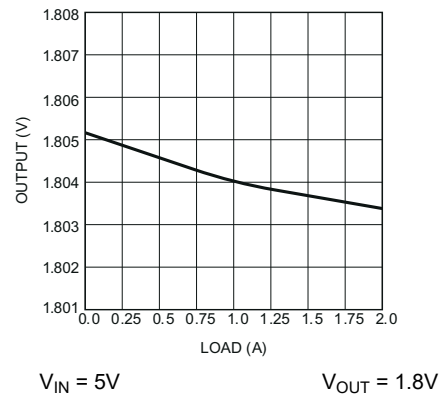
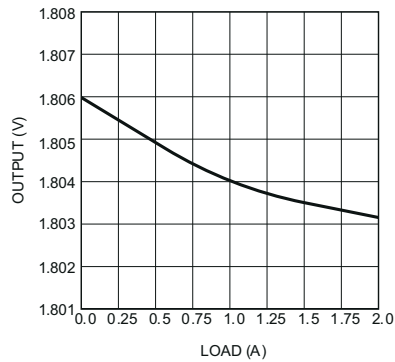


图 5-6. 负载调整率

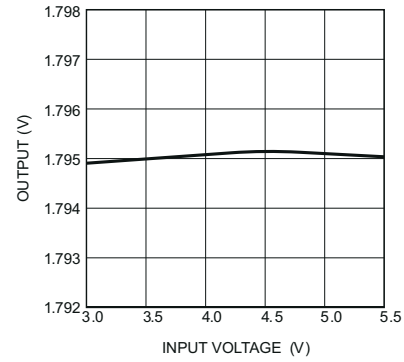
5.6 典型特性 (续)

所有曲线都是在 $V_{IN} = 5V$ 且采用 图 7 所示的典型应用电路配置时获取。除非另有说明，否则 $T_J = 25^\circ C$ 。



$V_{IN} = 3V$ $V_{OUT} = 1.8V$

图 5-7. 负载调整率



$V_{OUT} = 1.8V$ $I_{OUT} = 1000mA$

图 5-8. 线性调整率

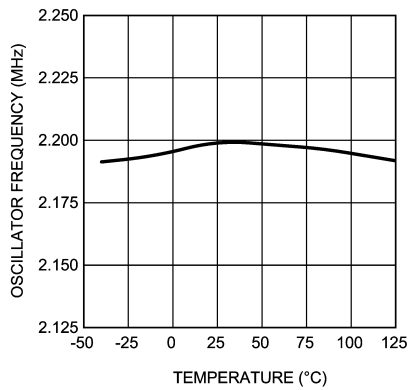


图 5-9. 振荡器频率与温度间的关系

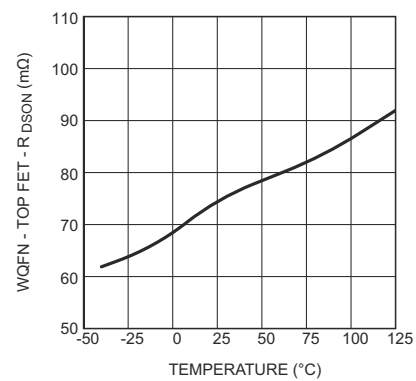


图 5-10. 顶部 $R_{DS(on)}$ 与温度间的关系 (WQFN-16 封装)

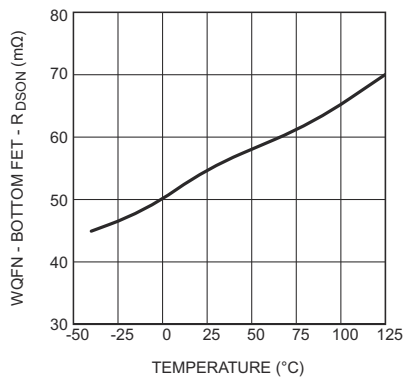


图 5-11. 底部 $R_{DS(on)}$ 与温度间的关系 (WQFN-16 封装)

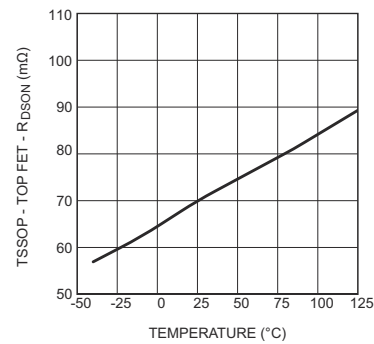


图 5-12. 顶部 $R_{DS(on)}$ 与温度间的关系 (HTSSOP-20 封装)

5.6 典型特性 (续)

所有曲线都是在 $V_{IN} = 5V$ 且采用 图 7 所示的典型应用电路配置时获取。除非另有说明，否则 $T_J = 25^\circ C$ 。

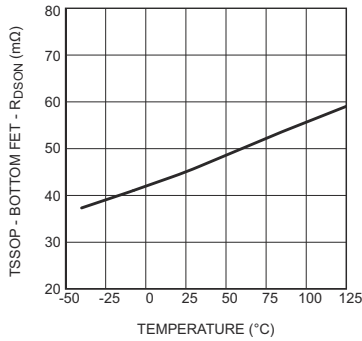


图 5-13. 底部 R_{DSON} 与温度间的关系 (HTSSOP-20 封装)

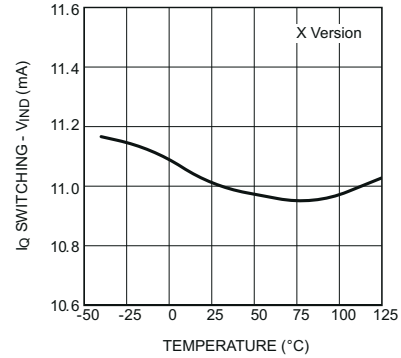


图 5-14. I_Q (静态电流开关)

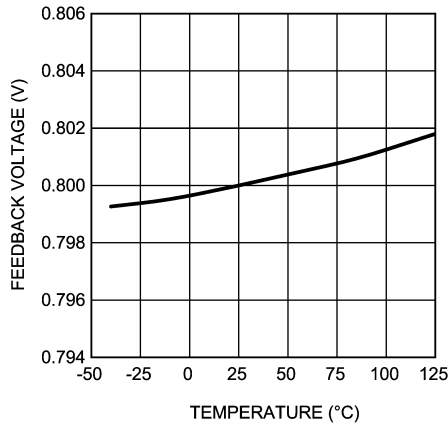


图 5-15. V_{FB} 与温度间的关系

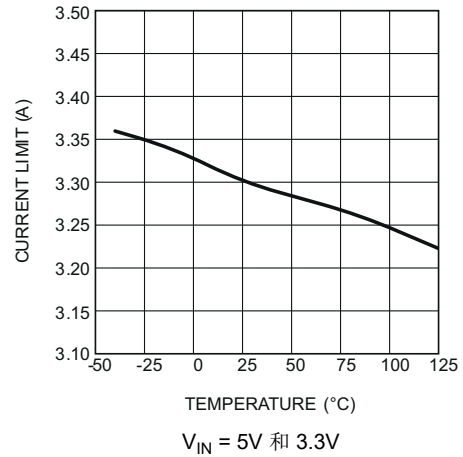


图 5-16. 电流限制与温度间的关系

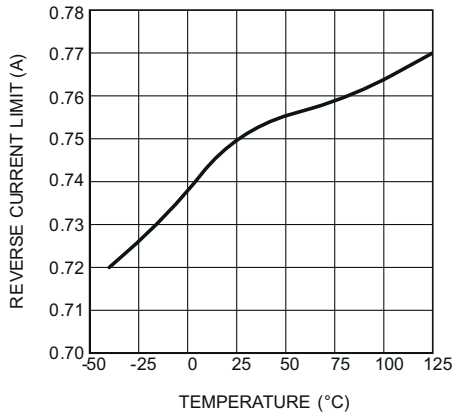


图 5-17. 反向电流限值与温度间的关系

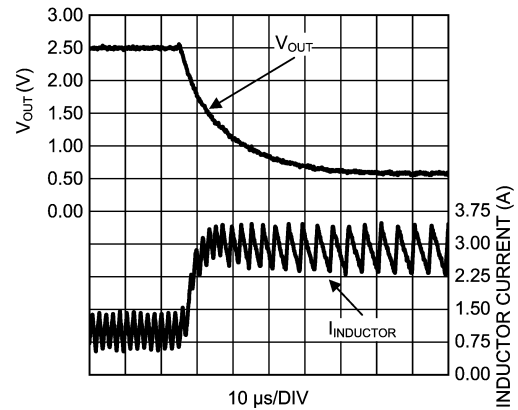


图 5-18. 短路波形

5.6 典型特性 (续)

所有曲线都是在 $V_{IN} = 5V$ 且采用 图 7 所示的典型应用电路配置时获取。除非另有说明，否则 $T_J = 25^\circ C$ 。

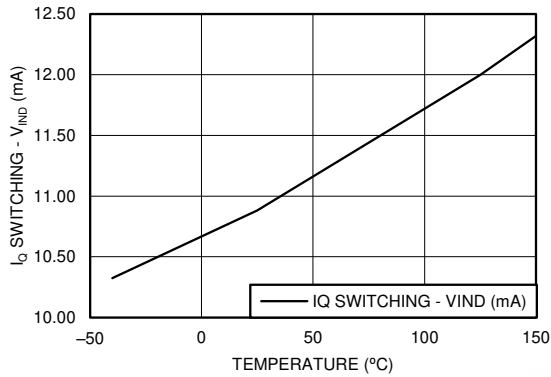


图 5-19. I_Q (静态电流) 与温度间的关系 (Q0 级)

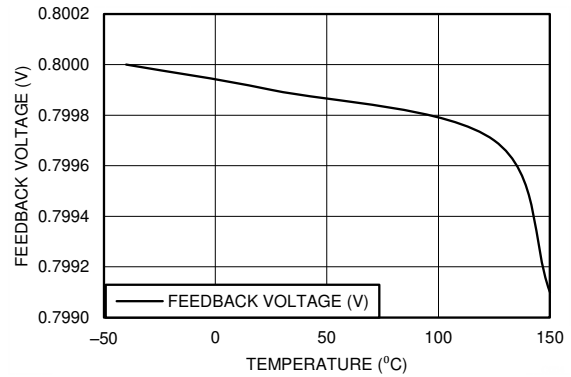


图 5-20. V_{FB} 与温度间的关系 (Q0 级)

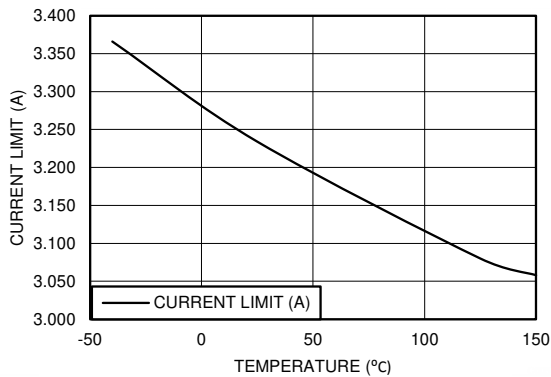


图 5-21. 电流限值与温度间的关系 (Q0 级)

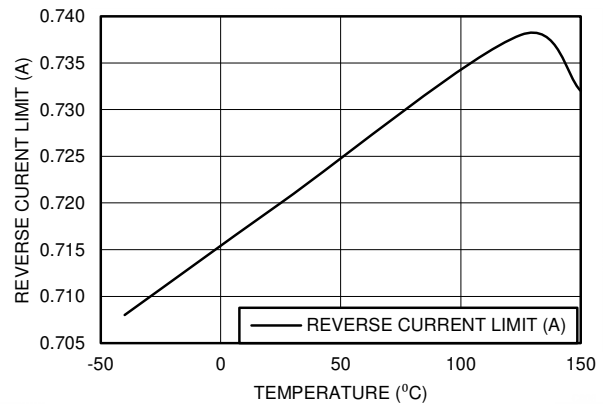


图 5-22. 反向电流限值与温度间的关系 (Q0 级)

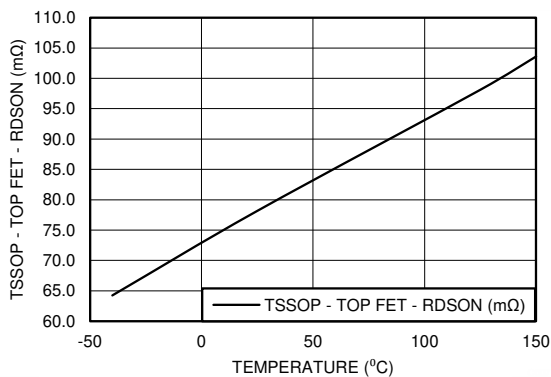


图 5-23. 顶部 $R_{DS(on)}$ 与温度间的关系 (Q0 级)

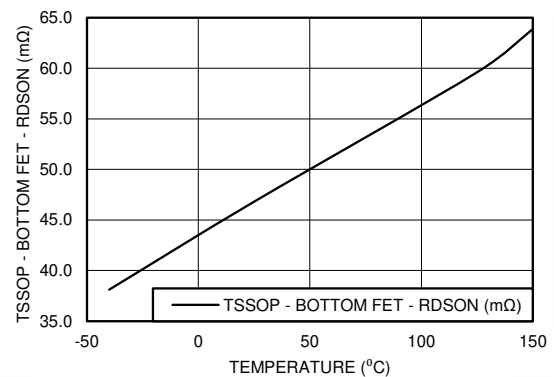


图 5-24. 底部 $R_{DS(on)}$ 与温度间的关系 (Q0 级)

5.6 典型特性 (续)

所有曲线都是在 $V_{IN} = 5V$ 且采用 图 7 所示的典型应用电路配置时获取。除非另有说明，否则 $T_J = 25^\circ C$ 。

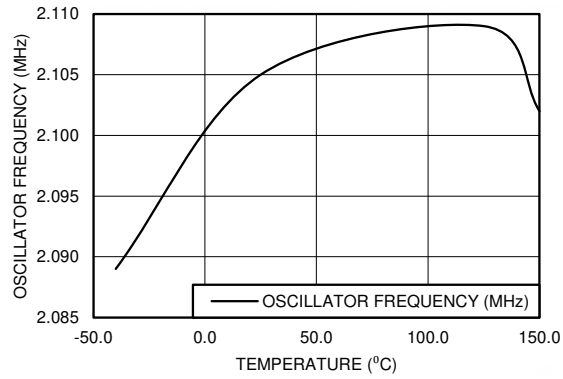


图 5-25. 振荡器频率与温度间的关系 (Q0 级)

6 详细说明

6.1 概述

LM26420-Q1 是一款恒定频率双通道 PWM 降压同步稳压器器件，该器件可以为两个负载供电，每个负载的电流高达 2A。稳压器的预设开关频率为 2.2MHz。这种高频率使 LM26420-Q1 能够与小型表面贴装电容器和电感器一起运行，从而最大限度减小直流/直流转换器所需的布板空间。LM26420-Q1 具有内部补偿功能，因此 LM26420-Q1 易于使用且只需要少量外部元件。LM26420-Q1 使用电流模式控制来调节输出电压。有关 LM26420-Q1 的以下运行说明，请参阅 [节 6.2](#)，其中展示了两个通道之一的功能块，此外请参阅 [图 6-1](#) 中的波形。LM26420-Q1 通过以恒定频率和可变占空比开关内部顶部和底部 MOS 开关来提供稳定的输出电压。开关周期在内部时钟生成的复位脉冲的下降沿开始。当该脉冲变为低电平时，输出控制逻辑打开内部顶部开关。在该导通期间，SW 引脚电压 (V_{SW}) 摆动至大约 V_{IN} ，电感器电流 (I_L) 以线性斜率增加。 I_L 由电流检测放大器测量，该放大器产生与开关电流成正比的输出。检测信号与稳压器的校正斜坡相加，并与误差放大器的输出进行比较，该输出与反馈电压和 V_{REF} 之间的差值成正比。当 PWM 比较器输出变为高电平时，顶部开关关闭，而底部开关在经过短暂延迟（由死区时间控制逻辑控制）后打开，直到下一个开关周期开始。在顶部开关关闭期间，电感器电流通到底部开关放电，从而强制 SW 引脚摆动至接地。稳压器环路调节占空比 (D) 以保持恒定的输出电压。

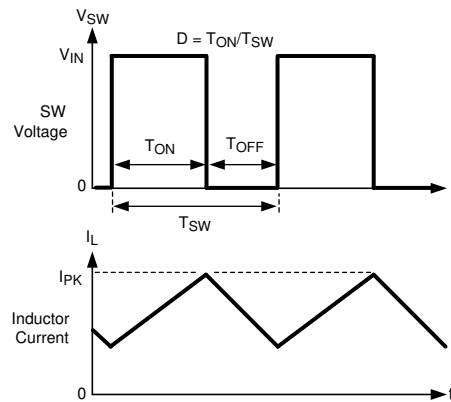


图 6-1. LM26420-Q1 PWM 比较器的基本运行

6.2 功能方框图

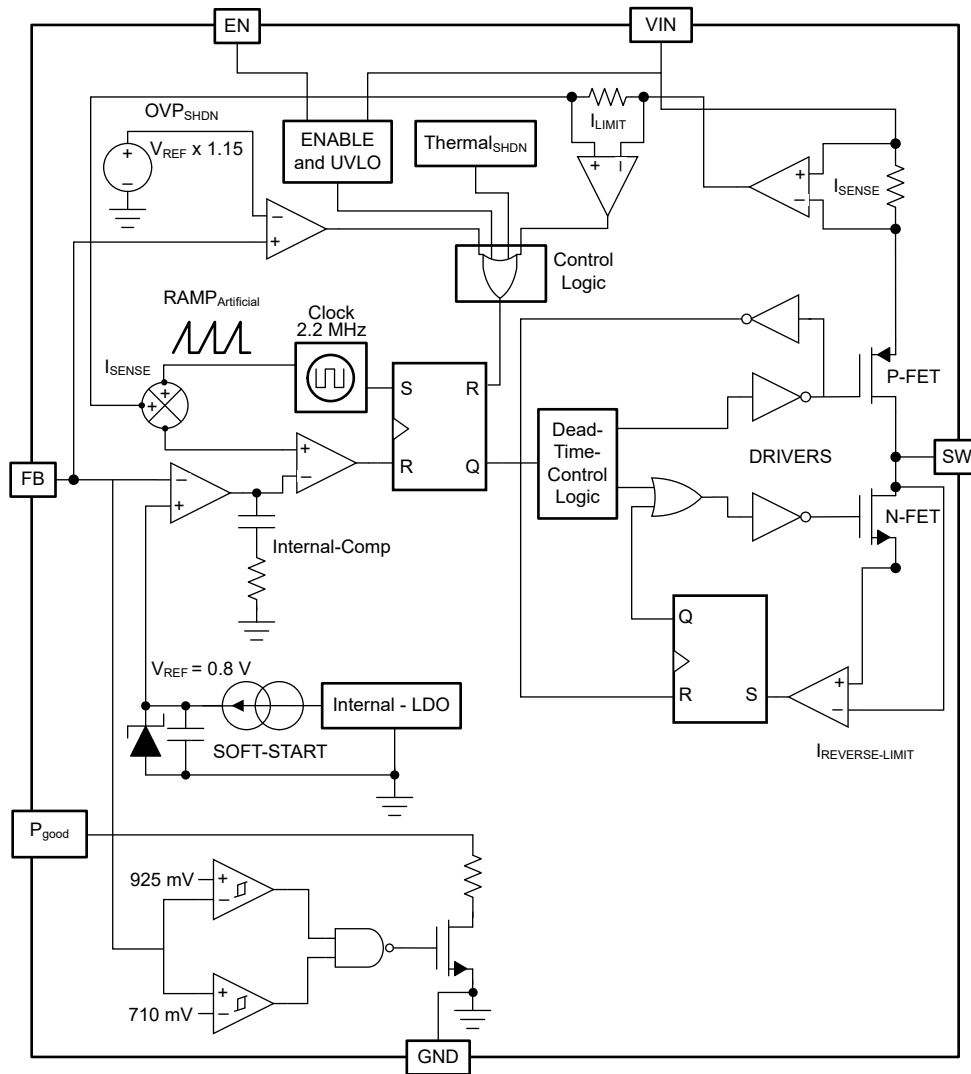


图 6-2. HTSSOP-20 封装

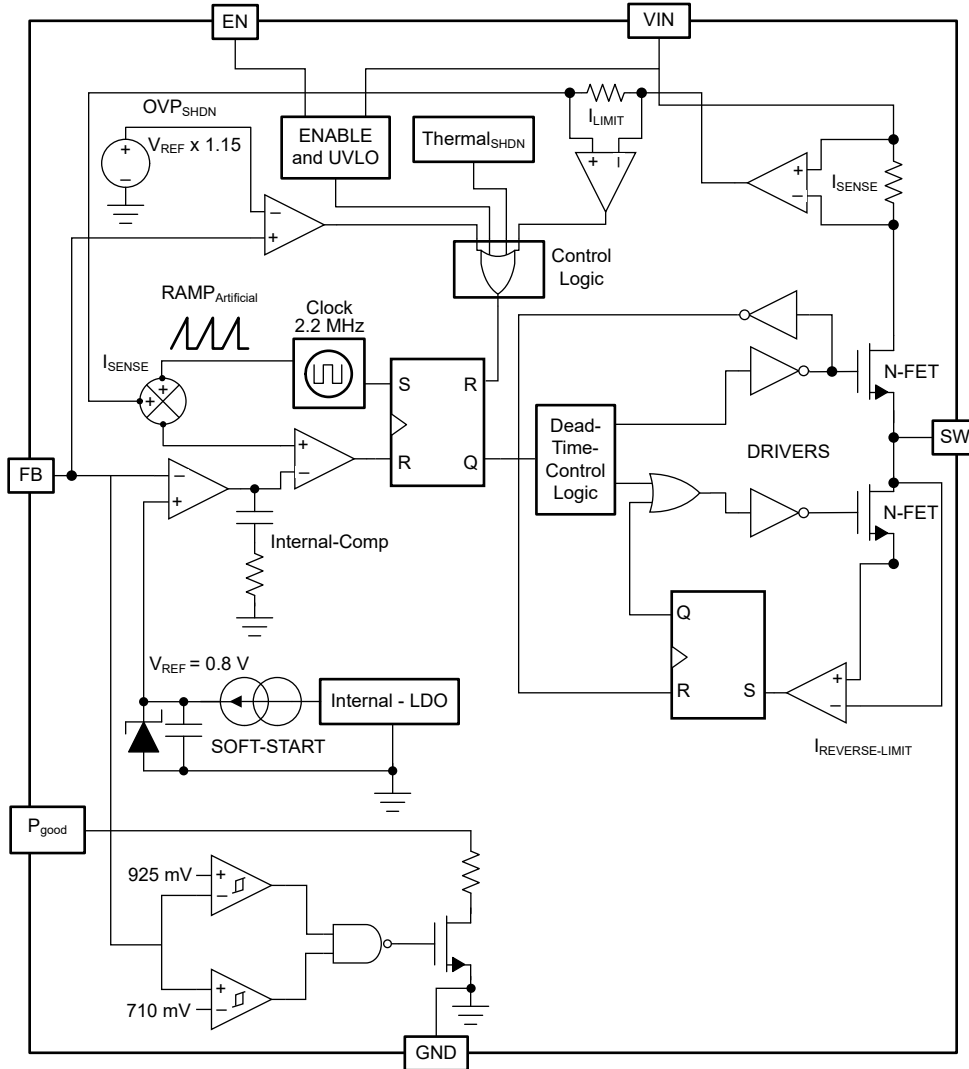


图 6-3. WQFN-16 封装

6.3 特性说明

6.3.1 软启动

该功能强制 V_{OUT} 在启动期间以受控的速率增加，这有助于减小浪涌电流并消除 V_{OUT} 上的过冲。在软启动期间，误差放大器的基准电压在大约 $600\mu s$ 内从 $0V$ 斜升至 $0.8V$ 的标称值。如果将转换器开启至预偏置负载，则反馈从预偏置电压开始变化，但速率与从 $0V$ 开始时相同。如果同时启用，则两个输出将按比例启动，请参阅下图。

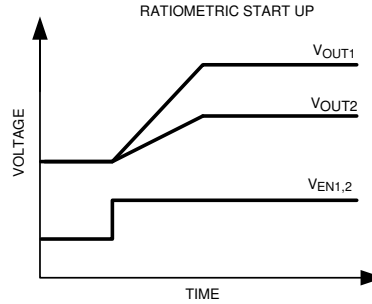


图 6-4. LM26420 软启动

6.3.2 电源正常

LM26420-Q1 具有开漏电源正常 (PG) 引脚, 可对外部电源或负载进行定序并提供故障检测。当输出处于 PG 容差窗口内时, 该引脚需要使用一个外部电阻器 (R_{PG}) 将 PG 拉至高电平。该电阻器的典型阻值范围为 10k Ω 至 100k Ω 。

6.3.3 精密使能端

LM26420-Q1 具有独立的精密使能端, 允许通过外部信号控制转换器。该功能允许通过外部控制信号或与电阻分压器网络结合使用的另一个转换器的输出对器件进行定序。当与连接到输入电压的电阻分压器网络配合使用时, 还可以将该功能设置为在特定输入电压下开启。当 EN 引脚电压超过 1.04V 时该器件启用, 具有 150mV 的迟滞。

6.4 器件功能模式

6.4.1 输出过压保护

过压比较器将 FB 引脚电压与大约比内部基准 V_{REF} 大 15% 的电压进行比较。一旦 FB 引脚电压比内部基准高 15%, 内部顶部开关就会关闭, 从而使输出电压能够降低至稳定值。

6.4.2 欠压锁定

欠压锁定 (UVLO) 可防止 LM26420-Q1 在输入电压超过 2.628V (典型值) (对于 HTSSOP-20 封装) 或 2.75V (典型值) (对于 WQFN-16 封装) 之前工作。UVLO 阈值的迟滞约为 330mV (典型值) (对于 HTSSOP-20 封装) 或 260mV (典型值) (对于 WQFN-16 封装), 因此该器件可在 V_{IN} 降至 2.3V (典型值) (对于 HTSSOP-20 封装) 或 2.5V (典型值) (对于 WQFN-16 封装) 以下之前运行。如果 V_{IN} 是非单调的, 则迟滞可以防止器件在上电期间关断。

6.4.3 电流限制

LM26420-Q1 使用逐周期电流限制功能来保护输出开关。在每个开关周期中, 电流限制比较器检测输出开关电流, 如果该电流超过 3.3A (典型值), 则会关闭开关, 直到下一个开关周期开始。

6.4.4 热关断

当器件结温超过 165 $^{\circ}\text{C}$ 时, 热关断通过关闭内部开关来限制总功率耗散。发生热关断后, 直到结温降至约 150 $^{\circ}\text{C}$ 后输出开关才会打开。

7 应用和实例

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 器件规格的范围，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客户应负责确定器件是否适用于其应用。客户应验证并测试其设计，以确保系统功能。

7.1 应用信息

7.1.1 对输出电压进行编程

可以使用 [方程式 1](#) 来设置输出电压，其中 R2 连接在 FB 引脚和 GND 之间，R1 连接在 V_{OUT} 和 FB 引脚之间。合适的 R2 值为 10kΩ。在设计单位增益转换器 (V_{OUT} = 0.8V) 时，R1 必须介于 0Ω 和 100Ω 之间，R2 必须大约为 5kΩ 至 50kΩ。建议值为 10kΩ，其中 R1 是顶部反馈电阻器，R2 是底部反馈电阻器。

$$R1 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \times R2 \quad (1)$$

$$V_{REF} = 0.80 \text{ V} \quad (2)$$

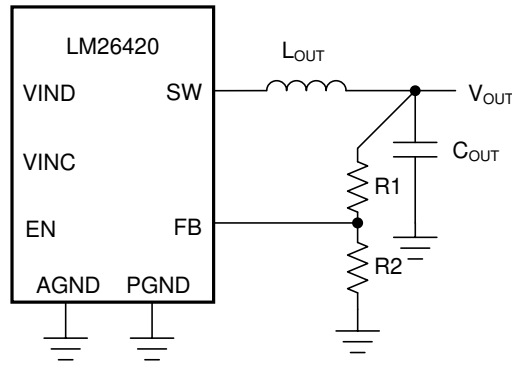


图 7-1. 对 V_{OUT} 进行编程

要确定允许的最大电阻器容差，请使用 [方程式 3](#)：

$$\sigma = \left(\frac{1}{1 + 2x \frac{1 - \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}}{TOL - \phi}} \right) \quad (3)$$

其中

- TOL 是稳压器的设定精度，是 V_{FB} 的容差。

示例：

V_{OUT} = 2.5V，设定精度为 ±3.5%

$$\sigma = \left(\frac{1}{1 + 2x \frac{1 - \frac{0.8V}{2.5V}}{3.5\% - 1.5\%}} \right) = 1.4\% \quad (4)$$

选择 1% 电阻器。如果 R2 = 10kΩ，则 R1 为 21.25kΩ。

7.1.2 VINC 滤波元件

VINC 和 AGND 之间需要额外滤波，以防止 VIN 上的高频噪声干扰连接到 VINC 的敏感电路。可以在 VINC 引脚上使用一个小型 RC 滤波器，如图 7-2 所示。

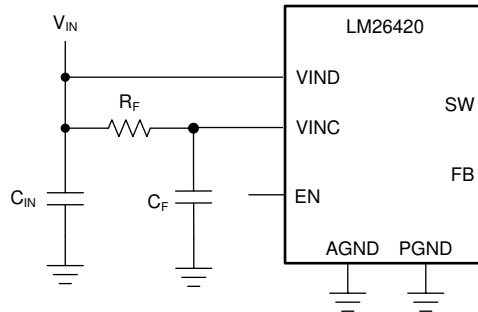


图 7-2. VINC 上的 RC 滤波器

R_F 通常介于 $1\ \Omega$ 和 $10\ \Omega$ 之间，这样由于 VINC 偏置电流而导致的该电阻器上的稳定状态压降不会影响 UVLO 电平。在 X7R 或 X5R 电介质中， C_F 的范围可以为 $0.22\ \mu\text{F}$ 至 $1\ \mu\text{F}$ ，其中 RC 时间常数必须至少为 $2\ \mu\text{s}$ 。 C_F 必须放置在尽可能靠近器件的位置，并与 VINC 和 AGND 直接连接。

7.1.3 使用精密使能和电源正常

LM26420-Q1 器件精密 EN 和 PG 引脚满足了具有挑战性的应用中所需的时序要求。每个输出可独立控制，并具有独立的电源正常状态指示功能。这样就可以通过多种方法来控制每个输出。通常，每个输出的使能引脚连接到输入电压，当输入电压达到 UVLO 上升阈值时，输出会按比例斜升。在某些情况下，第二个输出 (V_{OUT2}) 在第一个输出 (V_{OUT1}) 达到所需设定点的 90% 之后才会开启。通过在 V_{OUT1} 和 EN_2 之间连接一个外部电阻分压器，可以轻松实现这一点，请参阅图 7-3。

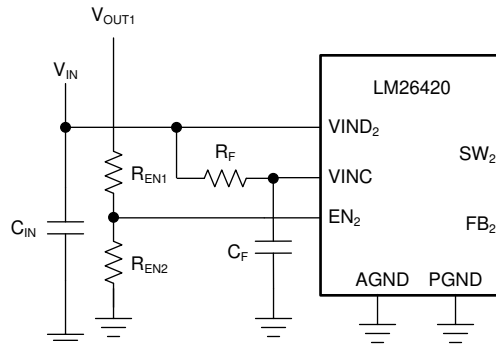
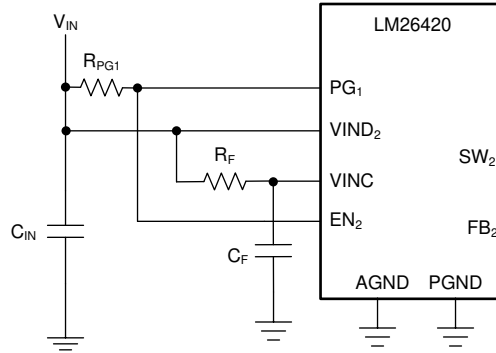


图 7-3. V_{OUT1} 通过电阻分压器控制 V_{OUT2}

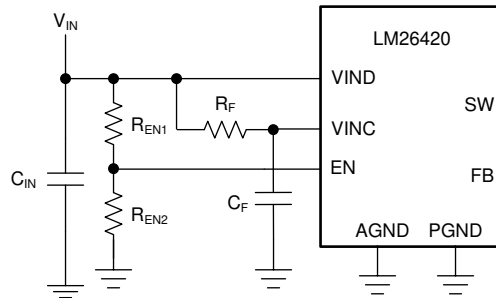
如果不需要使用 V_{OUT1} 通过电阻分压器控制 V_{OUT2} ，则可以将 PG_1 连接到 EN_2 引脚来控制 V_{OUT2} ，请参阅图 7-4。 R_{PG1} 是 $10\text{k}\ \Omega$ 至 $100\text{k}\ \Omega$ 范围内的上拉电阻器。 $50\text{k}\ \Omega$ 是建议值。当 V_{OUT1} 约为编程输出的 85% 时，这会导通 V_{OUT2} 。

备注

当 V_{OUT1} 超出编程输出的时，使用 PG_1 控制 V_{OUT2} 也会关闭 V_{OUT2} 。

图 7-4. PG₁ 控制 V_{OUT2}

另一个示例是在输入电压达到所需电压设定值的 90% 之后才会开启输出。这可以验证在开启输出之前输入电源是否稳定。选择 R_{EN1} 和 R_{EN2} ，以便在达到所需设定点的 90% 时 EN 引脚上的电压大于 1.12V。

图 7-5. V_{in} 控制 V_{OUT}

LM26420-Q1 的电源正常功能采用迟滞设计，可确保在大瞬态期间不会将错误的电源正常标志置为有效。在将电源正常状态设置为高电平后，在大约 7.5 μ s (典型值) 期间，输出电压超过设定点的 $\pm 15\%$ 之后电源正常状态才会被拉至低电平，请参阅图 7-6。

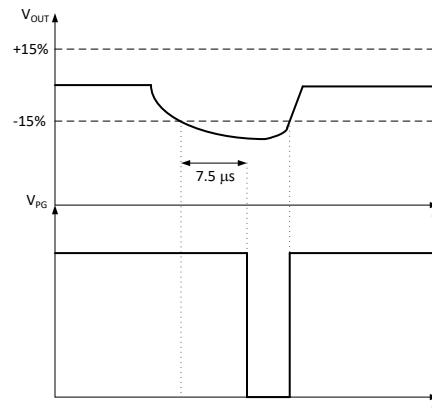


图 7-6. 电源正常迟滞运行

7.1.4 HTSSOP-20 封装的过流保护

当开关电流达到电流限值时，开关电流会立即关闭。该操作可有效降低占空比，因此输出电压会下降，并继续下降，直到输出负载与峰值电流限制电感器电流匹配。当 FB 电压降至 480mV 以下时，工作频率开始降低，直至工作频率达到“频率折返”的最大值为止，该值。频率折返通过降低开关损耗帮助降低器件中的热应力，并防止在输出接地短路时电感器电流失控。

请注意，当从过流状态恢复时，转换器不会执行软启动过程。由于突然消除了过流故障，可能会发生过冲。误差放大器同相输入端的基准电压在过流条件下始终保持在 0.8V，因此，消除故障后，转换器会尽快将 FB 电压恢复至 0.8V。过冲取决于消除过流故障后输出端是否有负载、电感器的尺寸以及输出端的电容大小。电感器越小，输出端的电容越大，过冲就越小。

备注

每个输出的过流保护是独立的。

7.1.5 WQFN-16 封装的电流限制和短路保护

当开关电流达到电流限值时，转换器不会以固定频率进行开关。当转换器离开电流限制条件时，转换器会恢复固定频率运行。如果电感器电流超过电流限值 I_{CL_TOP} ，顶部开关将关断，底部开关将导通，以便降低电感器电流。仅当底部开关中的电流降至低侧电流限值以下时，顶部开关才会再次导通，这可能导致高侧和低侧电流限值之间出现突发或单脉冲。由于内部传播延迟，实际电流可能会超过静态电流限制。动态电流限值如下所示：

$$I_{peak(typ)} = I_{CL_TOP} + \frac{V_L}{L} \times t_{PD} \quad (5)$$

其中

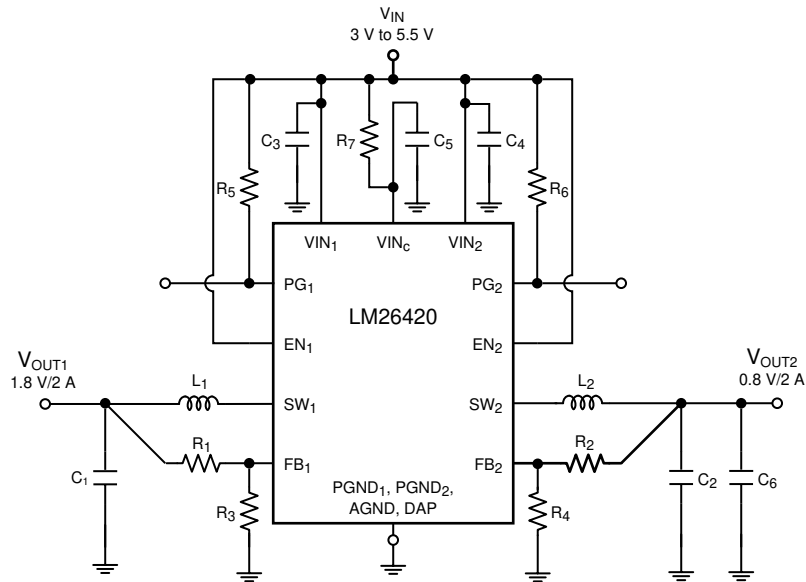
- I_{CL_TOP} 是电气特性中指定的静态电流限值。
- L 是峰值电流处的有效电感。
- V_L 是电感器两端的电压 ($V_{IN} - V_{OUT}$)。
- t_{PD} 是内部传播延迟，典型值为 50ns。

电流限制可能超过静态值，尤其是在输入电压较高且使用极小电感的情况下。可以通过以下方式计算顶部开关中的动态峰值电流：

$$I_{peak(typ)} = I_{CL_TOP} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{L} \times 50ns \quad (6)$$

7.2 典型应用

7.2.1 2.2MHz、0.8V 典型高效应用电路



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 7-7. LM26420-Q1 (2.2MHz) : $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT1} = 1.8V (2A)$, $V_{OUT2} = 0.8V (2A)$

7.2.1.1 设计要求

典型同步直流/直流转换器应用的示例要求：

表 7-1. 设计参数

设计参数	值
V_{OUT}	输出电压
V_{IN} (最小值)	最大输入电压
V_{IN} (最大值)	最小输入电压
I_{OUT} (最大值)	最大输出电流
f_{SW}	开关频率

7.2.1.2 详细设计过程

7.2.1.2.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

[点击此处](#)，使用 LM26420-Q1 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案。

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

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

在多数情况下，可执行以下操作：

- 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能
- 运行热性能仿真，了解电路板热性能
- 将定制原理图和布局方案以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

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

表 7-2. 物料清单

器件 ID	器件值	制造商	器件型号
U1	2A 降压稳压器	TI	LM26420-Q1
C3、C4	15 μ F, 6.3V, 1206, X5R	TDK	C3216X5R0J156M
C1	33 μ F, 6.3V, 1206, X5R	TDK	C3216X5R0J336M
C2、C6	22 μ F, 6.3V, 1206, X5R	TDK	C3216X5R0J226M
C5	0.47 μ F, 10V, 0805, X7R	Vishay	VJ0805Y474KXQCW1BC
L1	1.0 μ H, 7.9A	TDK	RLF7030T-1R0M6R4
L2	0.7 μ H, 3.7A	Coilcraft	LPS4414-701ML
R3、R4	10.0k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW060310K0F
R5、R6	49.9k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW060649K9F
R1	12.7k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW060312K7F
R7、R2	4.99 Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW06034R99F

7.2.1.2.2 电感器选型

占空比 (D) 可以近似为输出电压 (V_{OUT}) 与输入电压 (V_{IN}) 之比：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (7)$$

必须包含内部 NMOS (SW_BOT) 和 PMOS (SW_TOP) 上的压降，以计算更精确的占空比。使用以下公式计算 D：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{SW_BOT}}{V_{IN} + V_{SW_BOT} - V_{SW_TOP}} \quad (8)$$

可通过以下公式近似计算 V_{SW_TOP} 和 V_{SW_BOT} ：

$$V_{SW_TOP} = I_{OUT} \times R_{DSON_TOP} \quad (9)$$

$$V_{SW_BOT} = I_{OUT} \times R_{DSON_BOT} \quad (10)$$

电感器感值决定了电感器纹波电流。较小的电感器感值可减小电感器的尺寸，但会增大输出纹波电压。增加电感器感值会降低输出纹波电流。

确保不超过最小电流限值 (2.4A)，因此必须计算电感器中的峰值电流。可以通过以下公式来计算电感器的峰值电流 (I_{LPK})：

$$I_{LPK} = I_{OUT} + \Delta i_L \quad (11)$$

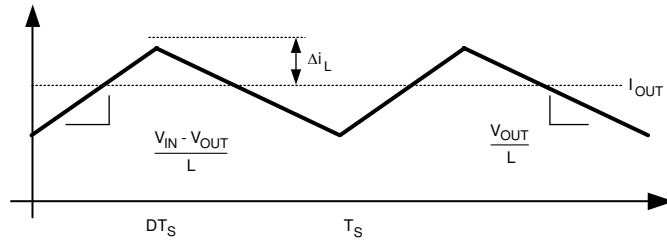


图 7-8. 电感器电流

$$\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} = \frac{2\Delta i_L}{DT_S} \quad (12)$$

通常，

$$\Delta i_L = 0.1 \times (I_{OUT}) \rightarrow 0.2 \times (I_{OUT}) \quad (13)$$

如果 $\Delta i_L = 2A$ 的 20%，则电感器中的峰值电流为 2.4A。所有运行条件下的最小额定电流限值为 2.4A。减小 Δi_L ，或做出零裕度足够安全的工程判断。典型电流限值为 3.3A。

LM26420-Q1 的工作频率允许使用陶瓷输出电容器，而不会影响瞬态响应。陶瓷电容器可在不显著增加输出纹波电压的情况下允许更高的电感器纹波。有关计算输出电压纹波的更多详细信息，请参阅 [节 7.2.1.2.4](#)。现在已确定纹波电流，可以通过以下公式计算电感：

$$L = \left(\frac{DT_S}{2\Delta i_L} \right) \times (V_{IN} - V_{OUT}) \quad (14)$$

其中

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (15)$$

选择电感器时，请确保该电感器能够支持峰值输出电流，而不会达到饱和。电感器饱和会导致电感突然降低，从而阻止稳压器正常运行。电感器的峰值电流用于指定电感器的最大输出电流，由于内部电流限制信号的延迟极小，因此饱和不是问题。在 LM26420-Q1 使用的频率下运行时，最好使用基于铁氧体的电感器，以最大限度地减小磁芯损耗。由于基于铁氧体的电感器的种类很多，这几乎没有限制。最后，具有较低串联电阻 (R_{DCR}) 的电感器可提供更高的工作效率。有关建议的电感器，请参阅表 7-2。

7.2.1.2.3 输入电容器选型

输入电容器提供附近电源开关所需的交流电流，使上游电源提供的电流不含太多交流分量，从而产生更少的 EMI。对于相关的降压稳压器，输入电容器还可防止 FET 开关的漏极电压在 FET 导通时降低，因此，可以为 LM26420-Q1 提供正常运行的电源轨，为其供电。由于通常大多数交流电流由本地输入电容器提供，因此这些电容器中的功率损耗可能会成为一个问题。对于 LM26420-Q1，由于两个通道以 180° 的相位差运行，因此输入电容器中的交流应力小于以同相方式运行时的交流应力。交流应力的测量称为输入纹波 RMS 电流。TI 强烈建议在每个 VIND 引脚旁边至少放置一个 10μF 陶瓷电容器。可以添加电解电容器或 OSCON 电容器等大容量电容器，以帮助稳定本地线路电压，尤其是在发生大负载瞬态事件期间。对于陶瓷电容器，应使用 X7R 或 X5R 类型。它们可以在宽温度范围内保持大部分电容。尽量避免使用小于 0805 的尺寸。否则，直流偏置电压可能会导致电容显著下降。更多信息请参阅 节 7.2.1.2.4 部分。陶瓷电容器的直流电压额定值必须高于最高输入电压。

电容器温度是电路板设计中的重要考虑因素。可以先使用 10μF 或更高的 MLCC 作为输入电容器，然后检查实际热环境中的温度，以确保电容器没有过热。电容器供应商可以根据指定的热阻抗提供纹波 RMS 电流与温升间的关系曲线。实际上，热阻抗可能有很大不同，因此检查电路板上的电容器温度始终是一个好主意。

由于两个通道的占空比可能重叠，因此输入纹波 RMS 电流的计算有点繁琐 - 使用方程式 16：

$$I_{irms} = \sqrt{(I_1 - I_{av})^2 d1 + (I_2 - I_{av})^2 d2 + (I_1 + I_2 - I_{av})^2 d3} \quad (16)$$

其中

- I_1 是通道 1 的最大输出电流
- I_2 是通道 2 的最大输出电流
- $d1$ 是通道 1 的占空比 D_1 的非重叠部分
- $d2$ 是通道 2 的占空比 D_2 的非重叠部分
- $d3$ 是两个占空比的重叠部分
- I_{av} 是平均输入电流

$I_{av} = I_1 \times D_1 + I_2 \times D_2$ 。要快速确定 $d1$ 、 $d2$ 和 $d3$ 的值，请参阅图 7-9 中的决策树。要确定每个通道的占空比，请使用 $D = V_{OUT}/V_{IN}$ 以获得快速结果，或使用方程式 17 以获得更准确的结果。

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{SW_BOT} + I_{OUT} \times R_{DC}}{V_{IN} + V_{SW_BOT} - V_{SW_TOP}} \quad (17)$$

其中

- R_{DC} 是电感器的绕组电阻

示例：

- $V_{IN} = 5V$
- $V_{OUT1} = 3.3V$
- $I_{OUT1} = 2A$

- $V_{OUT2} = 1.2V$
- $I_{OUT2} = 1.5A$
- $R_{DS} = 170m\Omega$
- $R_{DC} = 30m\Omega$

I_{OUT1} 与输入纹波 RMS 电流公式中的 I_1 相同, I_{OUT2} 与 I_2 相同。

首先, 找出占空比。将数字代入占空比公式, 得到 $D1 = 0.75$ 、 $D2 = 0.33$ 。接下来, 按照图 7-9 中的决策树找出 $d1$ 、 $d2$ 和 $d3$ 的值。在本例中, $d1 = 0.5$ 、 $d2 = D2 + 0.5 - D1 = 0.08$ 、 $d3 = D1 - 0.5 = 0.25$ 。 $I_{av} = I_{OUT1} \times D1 + I_{OUT2} \times D2 = 1.995A$ 。将所有数字代入输入纹波 RMS 电流公式, 结果为 $I_{IR(rms)} = 0.77A$ 。

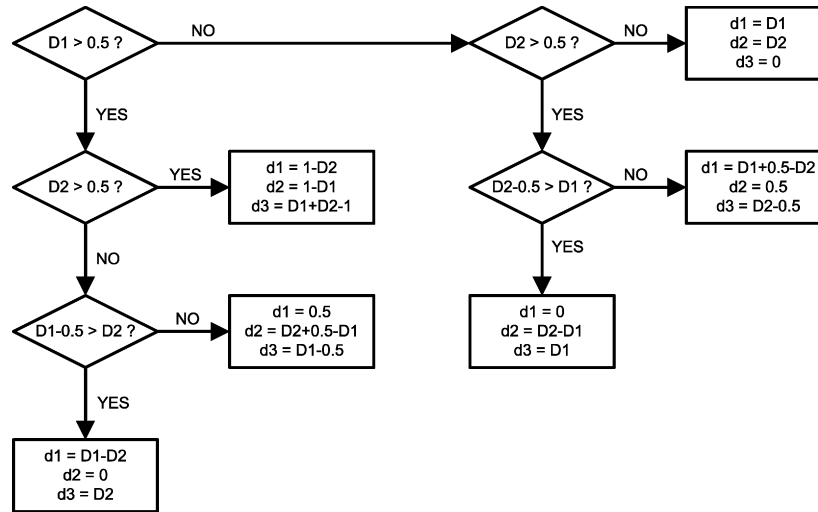


图 7-9. 确定 D1、D2 和 D3

7.2.1.2.4 输出电容器

输出电容器是根据所需的输出纹波和瞬态响应来选择的。负载瞬态的初始电流主要由输出电容器提供。转换器的输出纹波近似为：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times F_{SW} \times C_{OUT}} \right) \quad (18)$$

使用 MLCC 时, ESR 通常非常低, 以至于电容纹波可能占主导地位。发生这种情况时, 输出纹波大致为正弦波, 并且相对于开关操作产生 90° 相移。鉴于 MLCC 的可用性和质量以及采用 LM26420-Q1 的设计的预期输出电压, 实际上没有必要查看任何其他电容器技术。陶瓷电容器的另一项优势是能够旁路高频噪声。一定量的开关边沿噪声通过电感器中的寄生电容耦合到输出中。陶瓷电容器可旁路此噪声, 而钽电容器不能旁路此噪声。由于输出电容器是控制稳压器控制环路稳定性的两个外部元件之一, 因此大多数应用需要最低 $22\mu F$ 的输出电容。电容通常会大幅增加 (但并非总是如此), 而不会影响稳压器的稳定性。与输入电容器一样, 建议的多层陶瓷电容器也是 X7R 或 X5R 类型。

7.2.1.2.5 计算效率和结温

可通过以下方式估算整个 LM26420-Q1 直流/直流转换器效率。

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (19)$$

或

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{LOSS}} \quad (20)$$

以下公式显示了用于确定最显著功率损耗的计算方法。未讨论总计小于 2% 的其他损耗。

功率损耗 (P_{LOSS}) 是转换器中两种基本损耗类型的总和：开关和导通。导通损耗通常在较高的输出负载下占主导地位，而开关损耗相对固定，在较低的输出负载下占主导地位。确定损耗的第一步是计算占空比 (D)：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{SW_BOT}}{V_{IN} + V_{SW_BOT} - V_{SW_TOP}} \quad (21)$$

V_{SW_TOP} 是导通时内部 PFET 上的压降，等于：

$$V_{SW_TOP} = I_{OUT} \times R_{DSON_TOP} \quad (22)$$

V_{SW_BOT} 是导通时内部 NFET 上的压降，等于：

$$V_{SW_BOT} = I_{OUT} \times R_{DSON_BOT} \quad (23)$$

如果考虑电感器上的压降 (V_{DCR})，则公式变为：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{SW_BOT} + V_{DCR}}{V_{IN} + V_{SW_BOT} + V_{DCR} - V_{SW_TOP}} \quad (24)$$

另一个显著的外部功率损耗是输出电感器中的导通损耗。公式可以简化为：

$$P_{IND} = I_{OUT}^2 \times R_{DCR} \quad (25)$$

LM26420-Q1 导通损耗主要与两个内部 FET 相关：

$$P_{COND_TOP} = (I_{OUT}^2 \times D) \left(1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L}{I_{OUT}} \right)^2 \right) R_{DSON_TOP}$$

$$P_{COND_BOT} = (I_{OUT}^2 \times (1-D)) \left(1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L}{I_{OUT}} \right)^2 \right) R_{DSON_BOT} \quad (26)$$

如果电感器纹波电流相当小，则导通损耗可简化为：

$$P_{COND_TOP} = (I_{OUT}^2 \times R_{DSON_TOP} \times D) \quad (27)$$

$$P_{COND_BOT} = (I_{OUT}^2 \times R_{DSON_BOT} \times (1-D)) \quad (28)$$

$$P_{COND} = P_{COND_TOP} + P_{COND_BOT} \quad (29)$$

开关损耗也与内部 FET 相关。开关损耗发生在开关导通和关断转换期间，此时电压和电流重叠，从而导致功率损耗。确定这种损耗的最简单方法是凭经验测量开关节点处的开关上升和下降时间 (10% 至 90%)。

开关功率损耗的计算方法如下：

$$P_{SWR} = 1/2(V_{IN} \times I_{OUT} \times F_{SW} \times T_{RISE}) \quad (30)$$

$$P_{SWF} = 1/2(V_{IN} \times I_{OUT} \times F_{SW} \times T_{FALL}) \quad (31)$$

$$P_{SW} = P_{SWR} + P_{SWF} \quad (32)$$

另一项损耗是内部电路运行所需的功率：

$$P_Q = I_Q \times V_{IN} \quad (33)$$

I_Q 是静态工作电流，对于 2.2MHz 频率选项，其值通常大约为 8.4mA ($I_{QVINC} = 4.7\text{mA} + I_{QVIND} = 3.7\text{mA}$)。

由于转换器中的死区时间控制逻辑，顶部和底部 FET 的导通和关断之间存在较小的延迟（约为 4ns）。在此期间，底部 FET 的体二极管导通，压降为 V_{BDIODE} （大约 0.65V）。这样，电感器电流就可以循环到输出端，直到底部 FET 导通，电感器电流流经 FET。由于该体二极管导通，会产生少量功率损耗，计算方法如下：

$$P_{BDIODE} = 2 \times (V_{BDIODE} \times I_{OUT} \times F_{SW} \times T_{BDIODE}) \quad (34)$$

典型应用的功率损耗为：

$$P_{LOSS} = \Sigma P_{COND} + P_{SW} + P_{BDIODE} + P_{IND} + P_Q \quad (35)$$

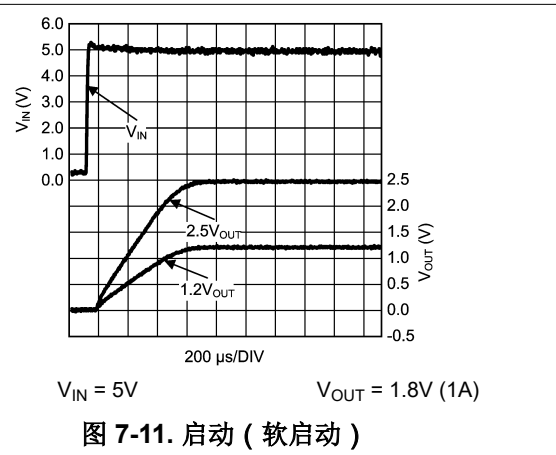
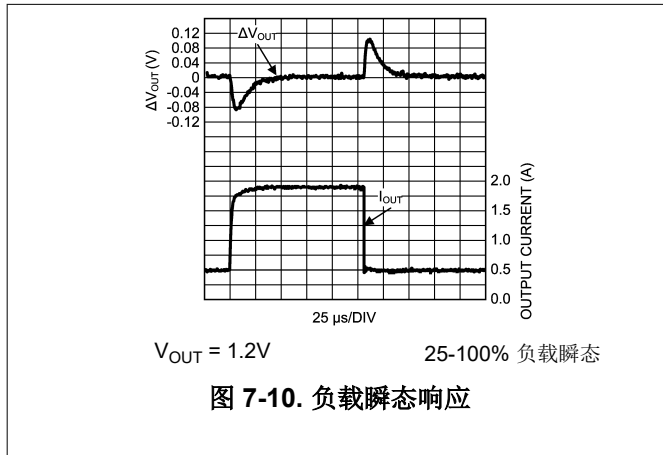
$$P_{INTERNAL} = \Sigma P_{COND} + P_{SW} + P_{BDIODE} + P_Q \quad (36)$$

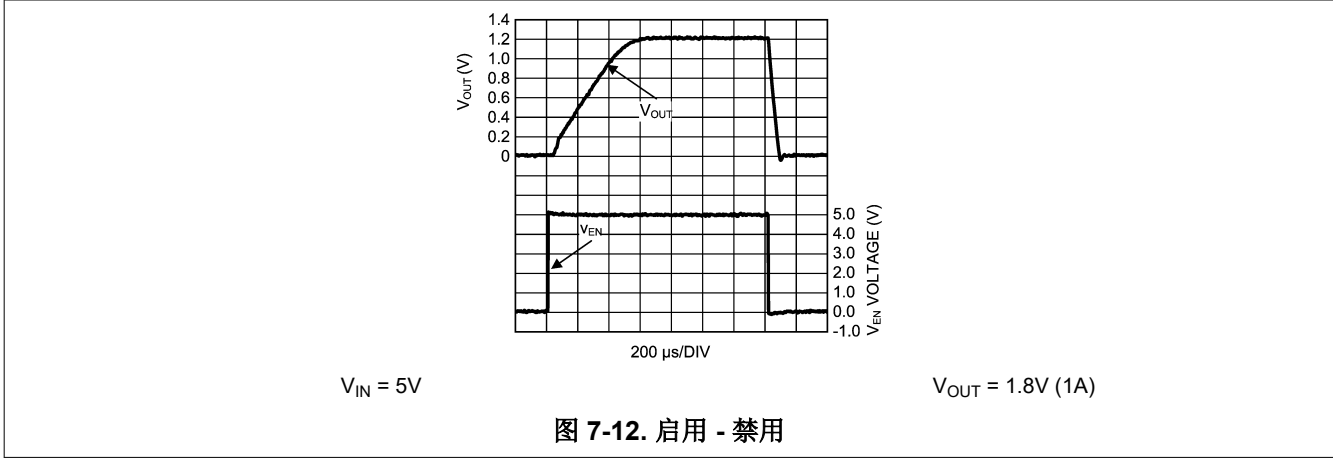
表 7-3. 功率损耗表

设计参数	值	设计参数	值
V_{IN}	5V	V_{OUT}	1.2V
I_{OUT}	2A	P_{OUT}	2.4W
F_{SW}	2.2MHz		
V_{BDIODE}	0.65V	P_{BDIODE}	5.7mW
I_Q	8.4mA	P_Q	42mW
T_{RISE}	1.5ns	P_{SWR}	4.1mW
T_{FALL}	1.5ns	P_{SWF}	4.1mW
R_{DSON_TOP}	75m Ω	P_{COND_TOP}	81mW
R_{DSON_BOT}	55m Ω	P_{COND_BOT}	167mW
IND_{DCR}	20m Ω	P_{IND}	80mW
D	0.262	P_{LOSS}	384mW
η	86.2%	$P_{INTERNAL}$	304mW

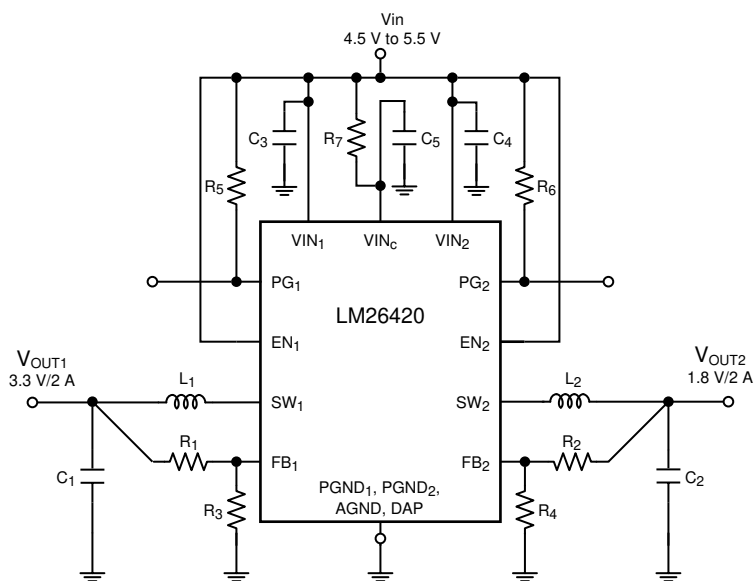
这些计算假设结温为 25°C。由于内部发热， R_{DSON} 值较大；因此，必须首先计算内部功率损耗 ($P_{INTERNAL}$) 才能估算结温升高。

7.2.1.3 应用曲线





7.2.2 2.2MHz、1.8V 典型高效应用电路



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 7-13. LM26420-Q1 (2.2MHz) : $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT1} = 3.3V (2A)$, $V_{OUT2} = 1.8V (2A)$

7.2.2.1 设计要求

请参阅上面的 节 7.2.1.1。

7.2.2.2 详细设计过程

表 7-4. 物料清单

器件 ID	器件值	制造商	器件型号
U1	2A 降压稳压器	TI	LM26420-Q1
C3、C4	15 μ F , 6.3V , 1206 , X5R	TDK	C3216X5R0J156M
C1	22 μ F , 6.3V , 1206 , X5R	TDK	C3216X5R0J226M
C2	33 μ F , 6.3V , 1206 , X5R	TDK	C3216X5R0J336M
C5	0.47 μ F , 10V , 0805 , X7R	Vishay	VJ0805Y474KXQCW1BC
L1、L2	1.0 μ H , 7.9A	TDK	RLF7030T-1R0M6R4
R3、R4	10.0k Ω , 0603 , 1%	Vishay	CRCW060310K0F
R2	12.7k Ω , 0603 , 1%	Vishay	CRCW060312K7F
R5、R6	49.9k Ω , 0603 , 1%	Vishay	CRCW060649K9F
R1	31.6k Ω , 0603 , 1%	Vishay	CRCW060331K6F
R7	4.99 Ω , 0603 , 1%	Vishay	CRCW06034R99F

另请参阅上面的 [节 7.2.1.2](#)。

7.2.2.3 应用曲线

请参阅上面的 [节 7.2.1.3](#)。

7.2.3 LM26420-Q1 2.2MHz、2.5V 典型高效应用电路

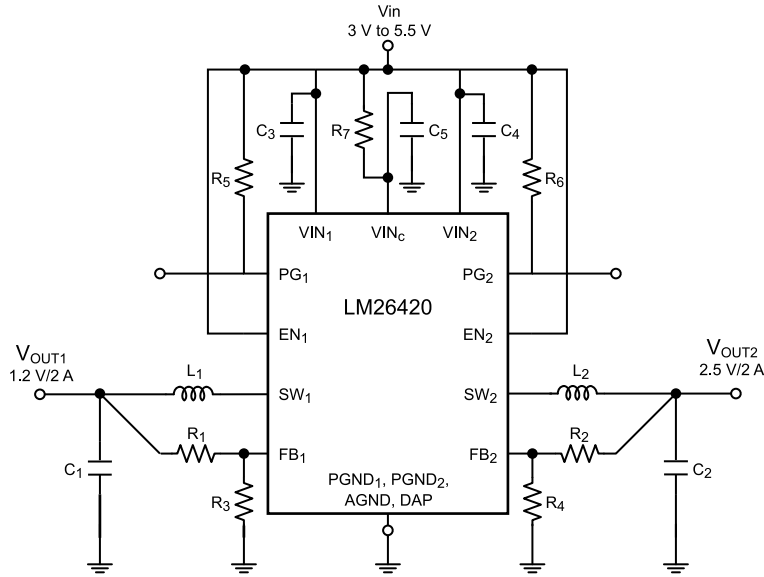


图 7-14. LM26420-Q1 (2.2MHz) : $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT1} = 1.2V (2A)$, $V_{OUT2} = 2.5V (2A)$

7.2.3.1 设计要求

请参阅上面的 [节 7.2.1.1](#)。

7.2.3.2 详细设计过程

表 7-5. 物料清单

器件 ID	器件值	制造商	器件型号
U1	2A 降压稳压器	TI	LM26420-Q1
C3、C4	15 μ F, 6.3V, 1206, X5R	TDK	C3216X5R0J156M
C1	33 μ F, 6.3V, 1206, X5R	TDK	C3216X5R0J336M
C2	22 μ F, 6.3V, 1206, X5R	TDK	C3216X5R0J226M
C5	0.47 μ F, 10V, 0805, X7R	Vishay	VJ0805Y474KXQCW1BC
L1	1.0 μ H, 7.9A	TDK	RLF7030T-1R0M6R4
L2	1.5 μ H, 6.5A	TDK	RLF7030T-1R5M6R1
R3、R4	10.0k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW060310K0F
R1	4.99k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW06034K99F
R5、R6	49.9k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW060649K9F
R2	21.5k Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW060321K5F
R7	4.99 Ω , 0603, 1%	Vishay	CRCW06034R99F

另请参阅上面的 [节 7.2.1.2](#)。

7.2.3.3 应用曲线

请参阅上面的 [节 7.2.1.3](#)。

7.3 电源相关建议

LM26420-Q1 设计为在介于 3V 和 5.5V 之间的输入电源电压范围内运行。此输入电源必须经过良好调节，能承受最大输入电流并且保持稳定的电压值。输入电源轨的电阻必须足够低，以使输入电流瞬态不会在 LM26420-Q1 电源电压上造成足够高的压降，从而避免导致错误的 UVLO 故障触发和系统复位。如果输入电源距离 LM26420-Q1 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。大容量电容的容值并不关键，但一般选择 47 μ F 或 100 μ F 的电解电容。

7.3.1 电源相关建议 - HTSSOP-20 封装

LM26420-Q1 的每个通道都包含一个高侧 PMOS FET 和一个低侧 NMOS FET，如图 7-15 所示。高侧 PMOS FET 的源极节点分别连接到 VIND₁ 和 VIND₂。VINC 是高侧和低侧栅极驱动器的电源。理想情况下，VINC 通过 RC 滤波器连接到 VIND₁ 和 VIND₂，有关详细信息，请参阅节 7.1.2。如果允许 VINC 低于 VIND₁ 或 VIND₂，则无论相应栅极驱动器的状态如何，都可以导通高侧 PMOS FET。在这种情况下，当低侧 NMOS FET 导通时会发生击穿，并可能导致永久性损坏。在向 VINC、VIND₁ 和 VIND₂ 施加输入电压时，VINC 不得小于 VIND_{1,2} - V_{TH}，以免发生击穿和 FET 损坏。

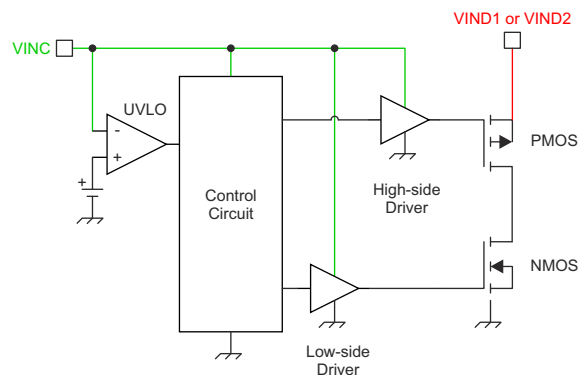


图 7-15. VINC、VIND₁ 和 VIND₂ 连接

7.3.2 电源相关建议 - WQFN-16 封装

LM26420-Q1 的每个通道都包含一个高侧 NMOS FET 和一个低侧 NMOS FET。高侧 NMOS FET 的漏极节点、栅极驱动器的电源和每个通道的控制电路的电源分别连接到 VIND₁ 和 VIND₂。

7.4 布局

7.4.1 布局指南

在规划布局时，在尝试实现干净的稳压输出时需要考虑一些因素。最重要的考虑因素是输入电容器的 GND 接头与 PGND 引脚之间的紧密耦合。这些接地端必须彼此靠近，并至少通过两个穿孔连接到 GND 平面。将这些元件应尽量靠近器件放置。下一个重要因素是输出电容器的 GND 接头的位置，该位置必须靠近 VIND 和 PGND 的 GND 接头。两层电路板的底层上必须有一个连续的接地平面（开关节点岛下方除外）。FB 引脚是高阻抗节点，务必注意使 FB 引线较短，以避免拾取噪声和调节不准确。必须将反馈电阻器放置在尽可能靠近器件的位置，将 R1 的 GND 放置在尽可能靠近器件 GND 的位置。连接到 R2 的 VOUT 引线必须远离电感器和任何其他进行开关的引线。高交流电流流经 VIN、SW 和 VOUT 引线，因此高交流电流必须尽可能短而宽。然而，加宽引线会增加辐射噪声，因此设计人员必须进行此种权衡。可以通过选择屏蔽电感器来降低辐射噪声。其余的元件必须尽可能靠近器件放置。请参阅 [AN-1229 SIMPLE SWITCHER® PCB 布局指南 应用手册](#) 了解更多注意事项，并参阅作为四层布局示例的 LM26420-Q1 演示板。

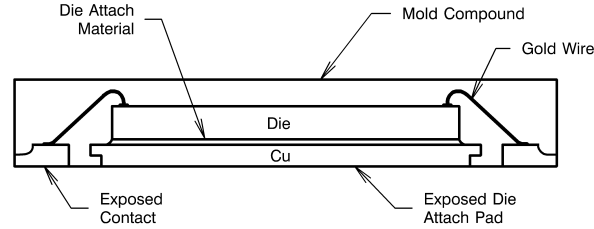


图 7-16. 内部连接

对于某些高功率应用，可以将 PCB 焊盘修改为狗骨形状（请参阅图 7-17）。通过增加接地平面的尺寸并添加散热过孔，可以减小应用的 $R_{\theta JA}$ 。

7.4.2 布局示例

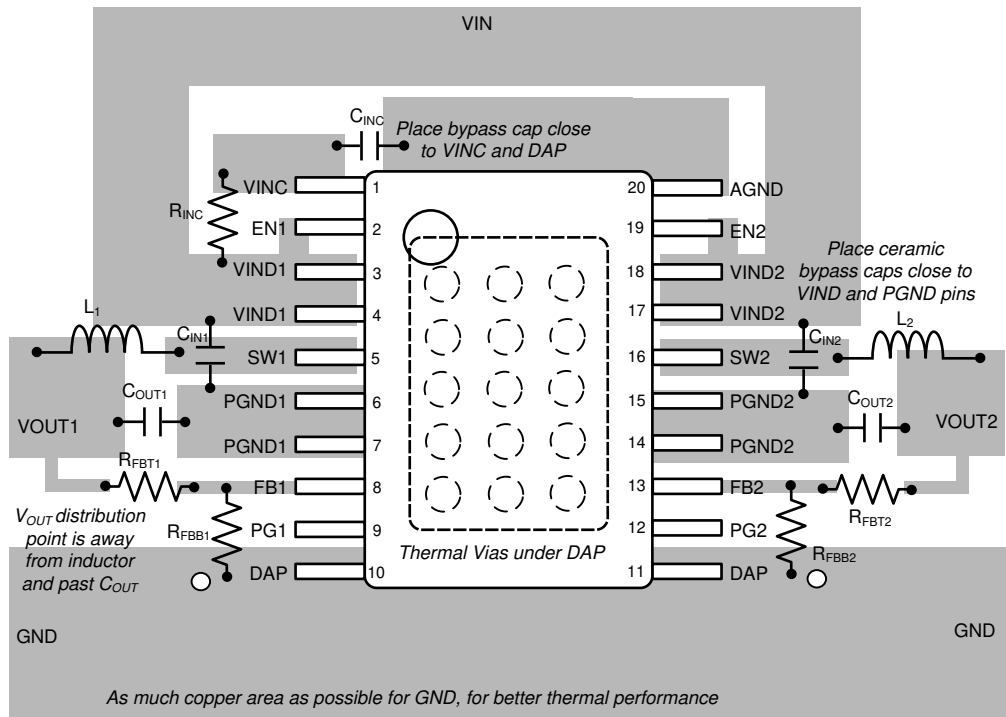


图 7-17. 直流/直流转换器的典型布局

7.4.3 散热注意事项

T_J = 芯片结温

T_A = 环境温度

$R_{\theta JC}$ = 芯片结至器件外壳的热阻

$R_{\theta JA}$ = 芯片结至环境空气的热阻

LM26420-Q1 中由于内部功率耗散而导致的热量会通过传导和/或对流消除。

传导：通过材料的横截面区域进行热传递。根据材料的不同，可以认为热传递具有从差到好的导热性能（热绝缘体与热导体）。

热传递的顺序为：

器件 → 封装 → 引线框 → PCB

对流：通过气流进行热传递。这可以来自风扇或自然对流。当气流从热器件上升到较冷的空气时，会发生自然对流。

热阻抗定义为：

$$R_{\theta} = \frac{\Delta T}{\text{Power}} \quad (37)$$

器件结至环境空气的热阻抗定义为：

$$R_{\theta JA} = \frac{T_J - T_A}{P_{\text{INTERNAL}}} \quad (38)$$

PCB 尺寸、用于布线和接地平面的铜重量以及 PCB 内的层数都会极大地影响 $R_{\theta JA}$ 。散热过孔的类型和数量也会显著影响热阻抗。大多数应用中都需要使用散热过孔。散热过孔将热量从 PCB 表面传导至接地平面。如果使用 WQFN 封装，则必须在外露焊盘下方放置五至八个散热过孔并将其连接至接地平面。在 HTSSOP-20 封装中，必须使用多达 12 个散热过孔，以实现器件到接地平面的最佳热传递。

热阻抗还取决于应用运行条件 (V_{IN} 、 V_{OUT} 、 I_{OUT} 等) 和周围电路的热属性。

7.4.3.1 方法 1：器件结温确定

要准确测量给定应用的器件温度，可以使用两种方法。第一种方法要求用户了解器件结至顶部外壳的热阻抗。

在我们进一步讨论之前，需要作出一些澄清。

$R_{\theta JC}$ 是器件结至外露焊盘的热阻抗。

$R_{\theta JT}$ 是顶部外壳至器件结的热阻抗。

在该数据表中使用了 $R_{\theta JT}$ ，因此 $R_{\theta JT}$ 使用户能够通过连接到顶部外壳的小型热电偶测量顶部外壳温度。

对于具有外露焊盘的 16 引脚 WQFN 封装， $R_{\theta JT}$ 约为 $20^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。根据前面给出的效率计算获知内部耗散以及获知外壳温度 (可在工作台上按经验测量) 后，我们可得到：

$$R_{\theta JT} = \frac{T_J - T_T}{P_{\text{INTERNAL}}} \quad (39)$$

因此：

$$T_J = (R_{\theta JT} \times P_{\text{INTERNAL}}) + T_C \quad (40)$$

通过前面的示例可知：

$$T_J = 20^{\circ}\text{C}/\text{W} \times 0.304\text{W} + T_C \quad (41)$$

7.4.3.2 热关断温度确定

第二种方法虽然更加复杂，但可以给出非常精确的器件结温。

第一步是确定应用的 $R_{\theta JA}$ 。LM26420-Q1 具有过热保护电路。当器件温度达到 165°C 时，器件停止开关。保护电路的迟滞约为 15°C 。器件结温降至约 150°C 后，器件再次开始开关。了解了这一点后，就可以在设计的早期阶段表征任何应用的 $R_{\theta JA}$ ，可以通过将 PCB 电路放入温控箱中来计算 $R_{\theta JA}$ 。在给定的正常运行应用中升高环境温度，直到电路进入热关断状态。如果监测 SW 引脚，当内部 FET 明显停止开关时，表明结温为 165°C 。通过上述方法了解内部功率耗散，就可以确定结温和环境温度 $R_{\theta JA}$ 。

$$R_{\theta JA} = \frac{165^{\circ} - T_A}{P_{INTERNAL}} \quad (42)$$

确定后，可以找到所需结温允许的最高环境温度。

下面是使用 LM26420-Q1 WQFN 演示板计算应用的 $R_{\theta JA}$ 的示例。

该四层 PCB 是采用 FR4 并使用 1oz 铜引线构建的。铜接地平面位于底层。可以通过八个过孔接触接地平面。电路板的尺寸为 3cm × 3cm。电路板放置在没有强制气流的烤箱中。环境温度升高至 152°C，在该温度下，器件进入热关断状态。

通过前面的示例可知：

$$P_{INTERNAL} = 304 \text{ mW} \quad (43)$$

$$R_{\theta JA} = \frac{165^{\circ}\text{C} - 152^{\circ}\text{C}}{304 \text{ mW}} = 42.8^{\circ} \text{ C/W} \quad (44)$$

如果要将结温保持在 125°C 以下，则环境温度不能超过 112°C。

$$T_J - (R_{\theta JA} \times P_{INTERNAL}) = T_A \quad (45)$$

$$125^{\circ}\text{C} - (42.8^{\circ}\text{C/W} \times 304 \text{ mW}) = 112.0^{\circ}\text{C} \quad (46)$$

8 器件和文档支持

8.1 器件支持

8.1.1 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。

8.1.2 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

[点击此处](#)，使用 LM26420-Q1 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案。

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

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

在多数情况下，可执行以下操作：

- 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能
- 运行热性能仿真，了解电路板热性能
- 将定制原理图和布局方案以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

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

8.2 文档支持

8.2.1 相关文档

德州仪器 (TI)，[AN-1229 SIMPLE SWITCHER® PCB 布局指南 应用手册](#)

8.3 接收文档更新通知

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

8.4 支持资源

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

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

8.5 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

8.6 静电放电警告



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

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

8.7 术语表

[TI 术语表](#) 本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义。

9 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision B (June 2020) to Revision C (November 2024)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 通篇将 PMOS 和 NMOS 更改为 MOS.....	1
• 更改了 WQFN-16 封装的参数“UVLO V_{IN} 上升”：将典型值从 2.628V 更改为 2.75V.....	6
• 更改了 WQFN-16 封装的参数“UVLO V_{IN} 下降”：将典型值从 2.3V 更改为 2.5V.....	6
• 更改了 WQFN-16 封装的参数“UVLO 迟滞”：将典型值从 330mV 更改为 260mV.....	6
• 在参数 F_{FB} 的“测试条件”中添加了“HTSSOP-20 封装”.....	6
• 更改了 WQFN-16 封装的参数“ I_{CL_BOT} ”：将典型值从 0.75A 改为 1.0A.....	6
• 更改了参数“ I_{QVINC} 两个输出均开启时的 VINC 静态电流（非开关）”：将“测试条件 V_{FB} ”从 0.9V 更改为 0.95V.....	6
• 更改了参数“ I_{QVIND} VIND 静态电流（非开关）”：将“测试条件 V_{FB} ”从 0.9V 更改为 0.95V.....	6
• 更新了 HTSSOP-20 封装的功能方框图中的电源正常阈值，以匹配电气特性.....	13
• 添加了 WQFN-16 封装的功能方框图.....	13
• 添加了 WQFN-16 封装的典型欠压锁定阈值.....	15
• 在说明如何使用 PG_1 来控制 V_{OUT2} 的注释中将 $\pm 10\%$ 更改为 $\pm 15\%$	17
• 在说明电源正常阈值的句子中将 $\pm 14\%$ 更改为 $\pm 15\%$	17
• 更新了图 7-6.....	17
• 将节标题更新为 <i>HTSSOP-20 封装的电流限制和短路保护</i>	19
• 添加了新的一节，即 <i>WQFN-16 封装的电流限制和短路保护</i>	19
• 根据表 7-2 在图 7-7 中添加了 C6.....	20
• 将图 7-7 中的 V_{OUT2} 从 1.8V 更改为 0.8V.....	20
• 将图 7-7 中的 V_{OUT1} 从 3.3V 更改为 1.8V.....	20
• 将图 7-7 中的 V_{IN} 最小值从 4.5V 更改为 3V.....	20
• 将介绍内部功率损耗计算的句子和表 7-3 中的 550kHz 更改为 2.2MHz.....	24
• 为 HTSSOP-20 封装和 WQFN-16 封装添加了单独的 <i>电源相关建议</i> 小节.....	30

Changes from Revision A (July 2019) to Revision B (June 2020)	Page
• 在节 1 中添加了功能安全要点.....	1

10 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 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
LM26420Q0XMH/NOPB	ACTIVE	HTSSOP	PWP	20	73	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	LM26420 Q0XMH	Samples
LM26420Q0XMHX/NOPB	ACTIVE	HTSSOP	PWP	20	2500	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	LM26420 Q0XMH	Samples
LM26420Q1XMH/NOPB	ACTIVE	HTSSOP	PWP	20	73	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	LM26420 Q1XMH	Samples
LM26420Q1XMHX/NOPB	ACTIVE	HTSSOP	PWP	20	2500	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	LM26420 Q1XMH	Samples
LM26420Q1XSQ/NOPB	ACTIVE	WQFN	RUM	16	1000	RoHS & Green	SN	Level-3-260C-168 HR	-40 to 125	L26420Q	Samples
LM26420Q1XSQX/NOPB	ACTIVE	WQFN	RUM	16	4500	RoHS & Green	SN	Level-3-260C-168 HR	-40 to 125	L26420Q	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.

OBSELETE: 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.

OTHER QUALIFIED VERSIONS OF LM26420-Q1 :

- Catalog : [LM26420](#)

NOTE: Qualified Version Definitions:

- Catalog - TI's standard catalog product

TAPE AND REEL INFORMATION

QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM26420Q0XMHX/NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	330.0	16.4	6.95	7.0	1.4	8.0	16.0	Q1
LM26420Q1XMHX/NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	330.0	16.4	6.95	7.0	1.4	8.0	16.0	Q1
LM26420Q1XSQ/NOPB	WQFN	RUM	16	1000	178.0	12.4	4.3	4.3	1.3	8.0	12.0	Q1
LM26420Q1XSQX/NOPB	WQFN	RUM	16	4500	330.0	12.4	4.3	4.3	1.3	8.0	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS

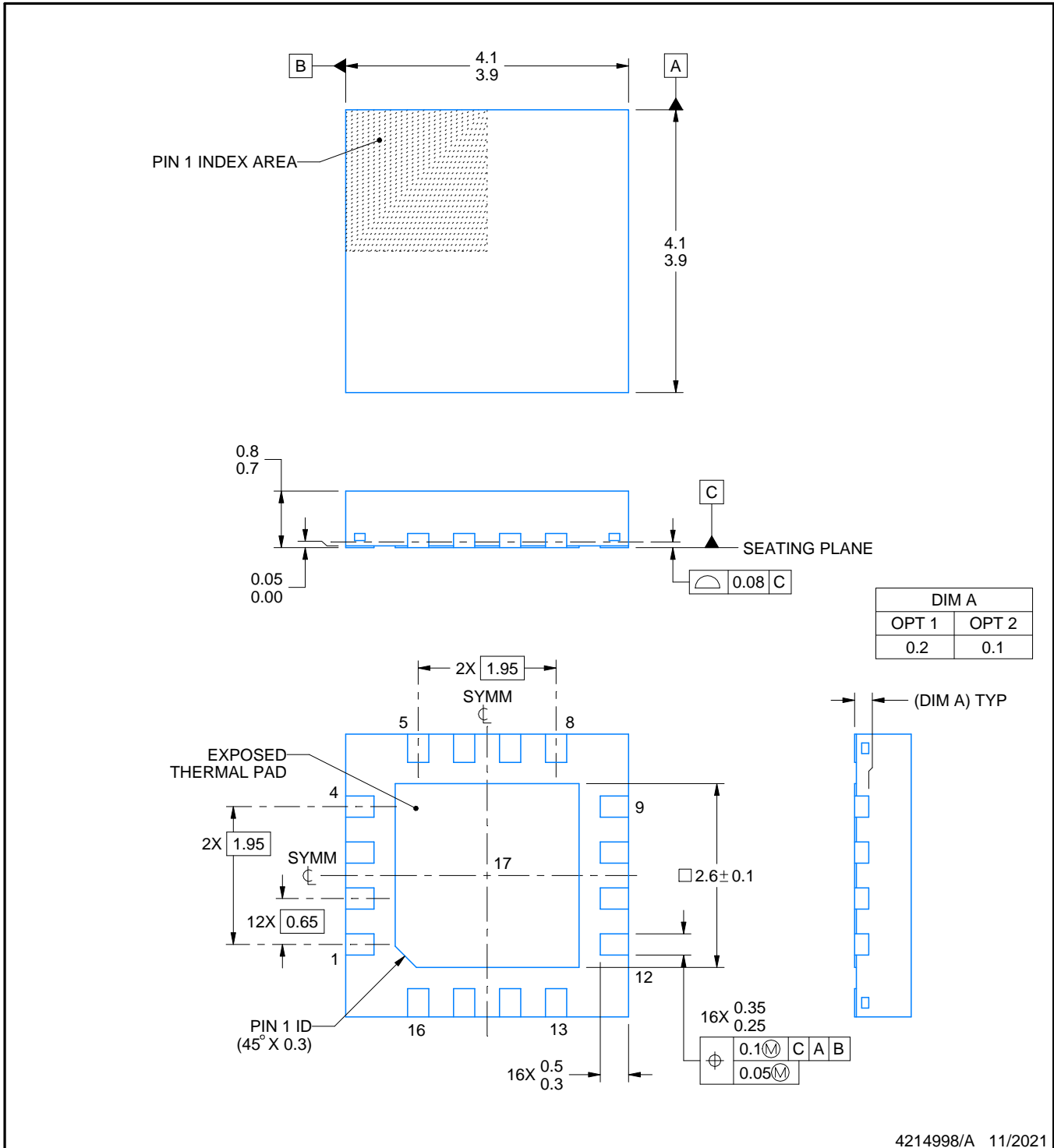
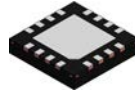

*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM26420Q0XMHX/NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	367.0	367.0	35.0
LM26420Q1XMHX/NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	356.0	356.0	35.0
LM26420Q1XSQ/NOPB	WQFN	RUM	16	1000	208.0	191.0	35.0
LM26420Q1XSQX/NOPB	WQFN	RUM	16	4500	356.0	356.0	36.0

TUBE


*All dimensions are nominal

Device	Package Name	Package Type	Pins	SPQ	L (mm)	W (mm)	T (μm)	B (mm)
LM26420Q0XMH/NOPB	PWP	HTSSOP	20	73	495	8	2514.6	4.06
LM26420Q1XMH/NOPB	PWP	HTSSOP	20	73	495	8	2514.6	4.06



4214998/A 11/2021

NOTES:

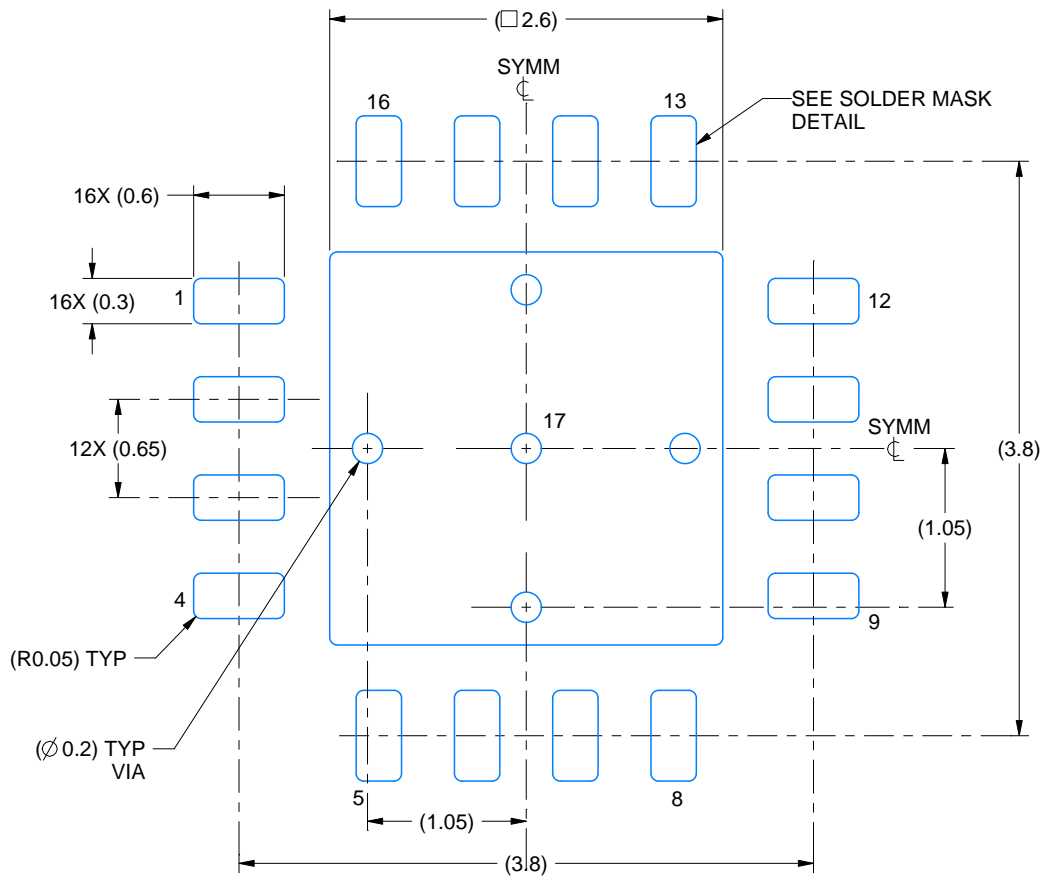
1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.

EXAMPLE BOARD LAYOUT

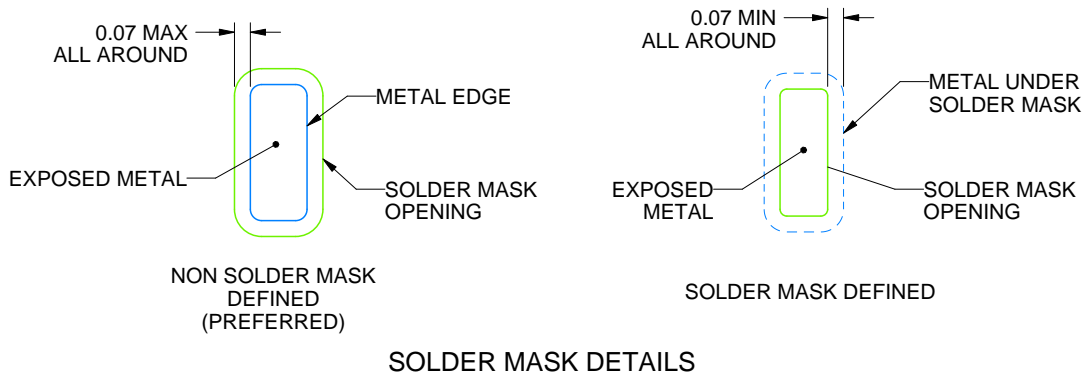
RUM0016A

WQFN - 0.8 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE: 20X



SOLDER MASK DETAILS

4214998/A 11/2021

NOTES: (continued)

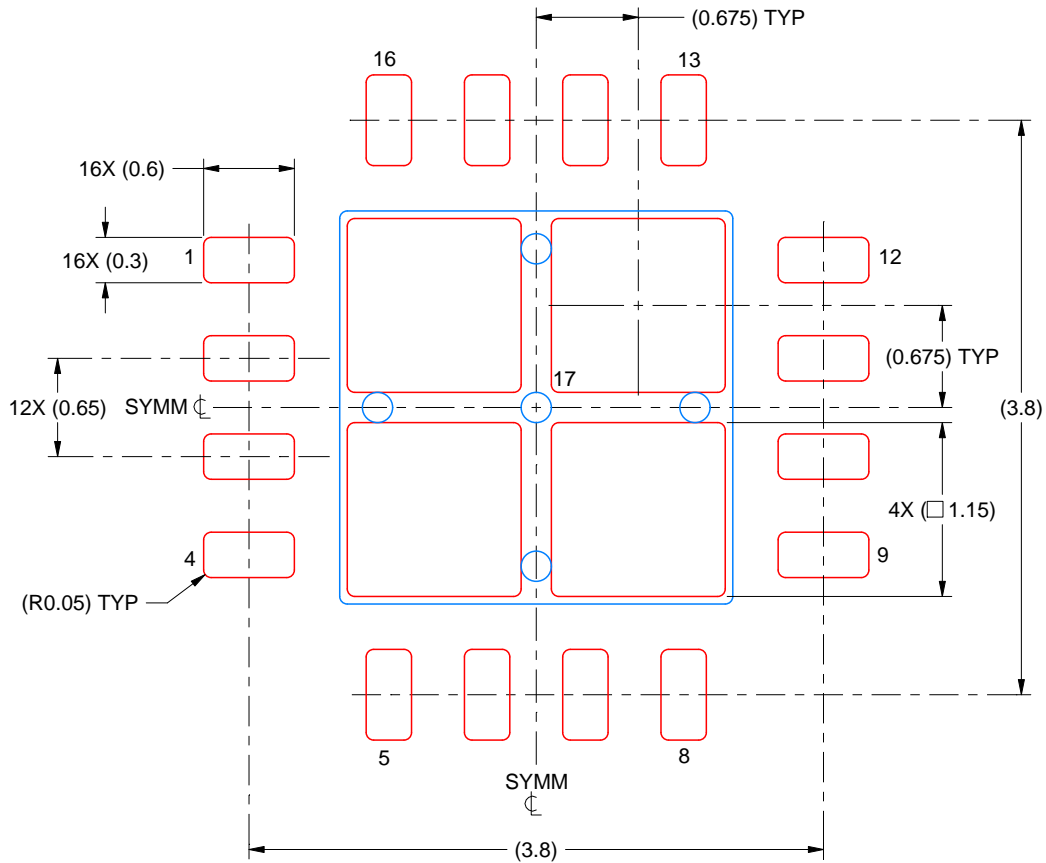
4. This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 (www.ti.com/lit/sluea271).
5. Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented, refer to their locations shown on this view. It is recommended that vias under paste be filled, plugged or tented.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

RUM0016A

WQFN - 0.8 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 MM THICK STENCIL
SCALE: 20X

EXPOSED PAD 17
78% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE

4214998/A 11/2021

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