适用于升压、SEPIC 和反激式直流/直流转换器的 LM3478 高效控制器

1 特性

- 8 引线 VSSOP-8 和 SOIC-8 封装
- 具备 1A 峰值电流能力的内部推挽驱动器
- 电流限值和热关断
- 通过电容器和电阻器优化的频率补偿
- 内部软启动
- 电流模式运行
- 带有迟滞的欠压锁定
- 主要规格：
  - 2.97V 至 40V 的宽电源电压范围
  - 100kHz 至 1MHz 可调节时钟频率
  - ±2.5%（过热）内部基准
  - 10μA 关断电流（过热）
- 使用 LM3478 并借助 WEBENCH Power Designer 创建定制设计

2 应用

- 分布式电源系统
- 电池充电器
- 离线电源
- 电信电源

3 说明

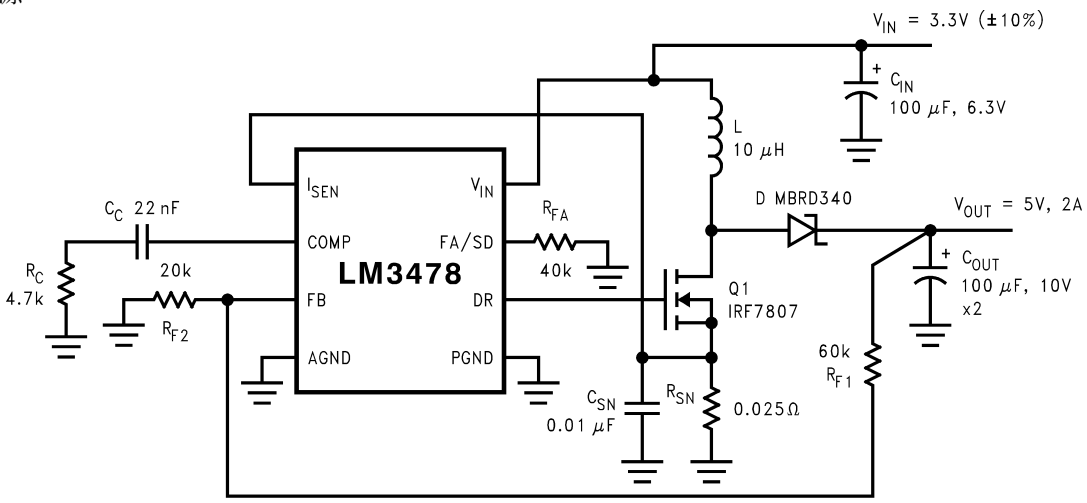
LM3478 是一款适用于开关稳压器的多功能低侧 N 沟道 MOSFET 控制器。它适合用在需要低侧 MOSFET 的拓扑，如升压、反激式、SEPIC 等。此外，LM3478 还能以极高的开关频率运行，从而减小整体解决方案的尺寸。LM3478 的开关频率可通过单个外部电阻器调整为介于 100kHz 到 1MHz 之间的任意值。电流模式控制提供出色的带宽和瞬态响应以及逐周期电流限制。可以使用单个外部电阻器对输出电流进行编程。

LM3478 具有热关断、短路保护、过压保护等内置功能。节能关断模式可以将总电源电流降低至 5μA，并支持电源时序控制。内部软启动会限制启动时的浪涌电流。

器件信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸（标称值）
LM3478	SOIC (8)	4.90mm x 3.91mm
	VSSOP (8)	3.00mm x 3.00mm

(1) 如需了解所有可用封装，请参阅数据表末尾的可订购产品附录。



典型高效升压转换器

本资源的原文使用英文撰写。 为方便起见，TI 提供了译文；由于翻译过程中可能使用了自动化工具，TI 不保证译文的准确性。 为确认准确性，请务必访问 ti.com 参考最新的英文版本（控制文档）。

内容

1 特性 1
2 应用 1
3 说明 1
4 引脚配置和功能 3
5 规格 4
5.1 绝对最大额定值 4
5.2 ESD 等级 4
5.3 建议运行条件 4
5.4 热性能信息 4
5.5 电气特性 5
5.6 典型特性 7
6 详细说明 11
6.1 概述 11
6.2 功能方框图 12
6.3 特性说明 12
6.4 器件功能模式 15
7 应用和实施 16
7.1 应用信息 16
7.2 典型应用 16
7.3 电源相关建议 28
7.4 布局 28
8 器件和文档支持 30
8.1 第三方产品免责声明 30
8.2 使用 WEBENCH 工具定制设计方案 30
8.3 接收文档更新通知 30
8.4 文档支持 30
8.5 支持资源 30
8.6 商标 30
8.7 静电放电警告 30
8.8 术语表 31
9 修订历史记录 31
10 机械、封装和可订购信息 31

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4 引脚配置和功能

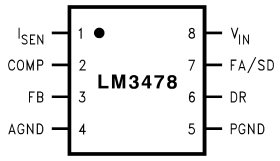


图 4-1. 8 引脚 VSSOP (DGK) 封装（顶视图）

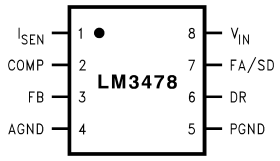


图 4-2. 8 引脚 SOIC (D) 封装（顶视图）

表 4-1. 引脚功能

引脚		I/O	说明
名称	编号		
I_{SEN}	1	I	电流检测输入引脚。外部检测电阻上产生的电压会被馈送到该引脚。
COMP	2	I	补偿引脚。连接到该引脚的电阻器和电容器组合为控制环路提供补偿。
FB	3	I	反馈引脚。应使用电阻分压器调整输出电压，从而为该引脚提供 1.26V 电压。
AGND	4	G	模拟地引脚。
PGND	5	G	电源地引脚。
DR	6	O	驱动引脚。外部 MOSFET 的栅极应连接到该引脚。
FA/SD	7	I	频率调节和关断引脚。连接到该引脚的电阻器设置振荡器频率。该引脚上的高电平持续时间超过 30μs 将使器件关断。之后，器件将从电源汲取不到 10μA 的电流。
V_{IN}	8	P	电源输入引脚。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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			45	V
FB Pin Voltage		– 0.4< V	V_{FB} < 7	V
FA/SD 引脚电压		– 0.4 < $V_{FA/SD}$	$V_{FA/SD}$< 7	V
峰值驱动器输出电流 (<10μs)			1	A
功率耗散		内部受限制		
结温			+150	°C
焊接温度	气相 (60s)		215	°C
	红外 (15s)		260	°C
DR Pin Voltage		-0.4 ⩽ VDR	VDR ⩽ 8	V
I_{SEN} 引脚电压			500	mV
T_{stg}	贮存温度	-65	150	°C

(1) 应力超出*绝对最大额定值*中列出的值时，可能会对器件造成永久损坏。这些列出的值仅为应力等级，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。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 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准，所有引脚(1)	±2000	V
		充电器件模型 (CDM)，符合 JEDEC 规范 JESD22C101，所有引脚(2)	±750	

(1) JEDEC 文档 JEP155 指出：500V HBM 时能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。
(2) JEDEC 文档 JEP157 指出：250V CDM 时能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。

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	标称值	最大值	单位
电源电压	2.97 ⩽ V_{IN}		V_{IN} ⩽ 40	V
结温范围	−40 ⩽ T_J		T_J ⩽ +125	°C
开关频率	100 ⩽ F_{SW}		F_{SW} ⩽ 1000	kHz

5.4 热性能信息

热指标 (1)		LM3478		单位
		D	DGK	
		8 引脚	8 引脚	
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	105.3	151.2	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	50.3	45.3	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	55.8	85.6	°C/W
Ψ_{JT}	结至顶部特征参数	6.8	1.5	°C/W
Ψ_{JB}	结至电路板特征参数	54.7	84.2	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	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 *IC 封装热指标* 应用报告 SPRA953。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.5 电气特性

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V，R_{FA} = 40kΩ，T_J = 25°C

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{FB}	反馈电压	V_{COMP} = 1.4V，2.97V ≤ V_{IN} ≤ 40V	1.2416	1.26	1.2843	V
		V_{COMP} = 1.4V，2.97V ≤ V_{IN} ≤ 40V，–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	1.228		1.292	
ΔV_{LINE}	反馈电压线性调整率	2.97V ≤ V_{IN} ≤ 40V		0.001		%/V
ΔV_{LOAD}	输出电压负载调整率	I_{EAO} 拉电流/灌电流			±0.5	%/A
V_{UVLO}	输入欠压锁定			2.85		V
		–40°C ≤ T_J ≤ 125°C			2.97	
$V_{UV(HYS)}$	输入欠压锁定迟滞			170		mV
		–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	130		210	
F_{nom}	标称开关频率	R_{FA} = 40KΩ		400		kHz
		R_{FA} = 40KΩ，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	350		440	
$R_{DS1\ (ON)}$	驱动器开关导通电阻（顶部）	I_{DR} = 0.2A，V_{IN}= 5V		16		Ω
$R_{DS2\ (ON)}$	驱动器开关导通电阻（底部）	I_{DR} = 0.2A		4.5		
$V_{DR\ (max)}$	最大驱动电压摆幅(1)	V_{IN} < 7.2V		V_{IN}		V
		V_{IN} ≥ 7.2V		7.2		
D_{max}	最大占空比(2)			100%		
T_{min}（导通）	最短导通时间			325		ns
		–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	210		600	
I_{SUPPLY}	电源电流（非开关）	请参阅 (3)		2.7		mA
		请参阅 (3)，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C			3.3	
I_Q	关断模式下的静态电流	$V_{FA/SD}$ = 5V (4)，V_{IN} = 5V		5		μA
		$V_{FA/SD}$ = 5V (4)，V_{IN} = 5V，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C			10	
V_{SENSE}	电流检测阈值电压	V_{IN} = 5V	135	156	180	mV
		V_{IN} = 5V，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	125		190	
V_{SC}	短路电流限制检测电压	V_{IN} = 5V		343		mV
		V_{IN} = 5V，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	250		415	
V_{SL}	内部补偿斜坡电压	V_{IN} = 5V		92		mV
		V_{IN} = 5V，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	52		132	
V_{SL} 比率	V_{SL}/V_{SENSE}		0.30	0.49	0.70	
V_{OVP}	输出过压保护（相对于反馈电压）(5)	V_{COMP} = 1.4V	32	50		mV
		V_{COMP} = 1.4V，–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	25			
		VSSOP 封装			78	
		VSSOP 封装，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C			85	
V_{OVP}	输出过压保护（相对于反馈电压）(5)	V_{COMP} = 1.4V	32	50		mV
		V_{COMP} = 1.4V，–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	25			
		VSSOP 封装			78	
		VSSOP 封装，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C			85	
		SOIC 封装			78	
		SOIC 封装，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C			100	
$V_{OVP(HYS)}$	输出过压保护迟(5)	V_{COMP} = 1.4V		60		mV
		V_{COMP} = 1.4V，–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	20		110	

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.5 电气特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V，R_{FA} = 40kΩ，T_J = 25°C

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
Gm	误差放大器跨导	V_{COMP} = 1.4V，I_{EAO} = 100μA（拉电流/灌电流）	600	800	1000	μS
		V_{COMP} = 1.4V，I_{EAO} = 100μA（拉电流/灌电流），–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	365		1265	
A_{VOL}	误差放大器电压增益	V_{COMP} = 1.4V，I_{EAO} = 100μA（拉电流/灌电流）		38		V/V
		V_{COMP} = 1.4V，I_{EAO} = 100μA（拉电流/灌电流），–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	26		44	
I_{EAO}	误差放大器输出电流（拉电流/灌电流）	拉电流，V_{COMP} = 1.4V，V_{FB} = 0V	80	110	170	μA
		拉电流，V_{COMP} = 1.4V，V_{FB} = 0V，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	50		220	
		灌电流，V_{COMP} = 1.4V，V_{FB} = 1.4V	-70	-140	-180	μA
		灌电流，V_{COMP} = 1.4V，V_{FB} = 1.4V，–40°C ≤ T_J ≤ 125°C	-60		-185	
V_{EAO}	误差放大器输出电压摆幅	上限，V_{FB} = 0V，COMP 引脚 = 悬空		2.2		V
		上限，V_{FB} = 0V，COMP 引脚 = 悬空，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	1.8		2.4	
		下限，V_{FB} = 1.4V		0.56		V
		下限，V_{FB} = 1.4V，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	0.2		1.0	
T_{SS}	内部软启动延迟	V_{FB} = 1.2V，V_{COMP} = 悬空		4		ms
T_r	驱动引脚上升时间	Cgs = 3000pf，V_{DR} = 0V 至 3V		25		ns
T_f	驱动引脚下降时间	Cgs = 3000pf，V_{DR} = 0V 至 3V		25		ns
V_{SD}	关断阈值(6)	输出 = 高电平		1.27		V
		输出 = 高电平，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C			1.4	
		输出 = 低电平		0.65		V
		输出 = 低电平，−40°C ≤ T_J ≤ 125°C	0.3			
I_{SD}	关断引脚电流	V_{SD} = 5V		-1		μA
		V_{SD} = 0V		+1		
I_{FB}	反馈引脚电流			15		nA
T_{SD}	热关断			165		°C
T_{sh}	热关断迟滞			10		°C

(1) 当输入电压低于 7.2V 时，驱动引脚上的电压 V_{DR} 等于输入电压。当输入电压大于或等于 7.2V 时，V_{DR} 等于 7.2V。
(2) 由于该器件不允许以低于 100% 最大占空比运行，因此无法指定最大占空比限值。
(3) 此测试中使用 40K 电阻器将 FA/SD 引脚拉至接地。
(4) 此测试中使用 40K 电阻器将 FA/SD 引脚拉至 5V。
(5) 过压保护是根据反馈电压指定的。这是因为过压保护会跟踪反馈电压。通过将反馈电压 V_{FB} 与过压保护规格相加可以计算得出过压保护阈值。
(6) FA/SD 引脚应通过电阻器拉至 V_{IN}，以关闭稳压器。FA/SD 引脚上的电压必须高于“输出 = 高电平”的最大限值，才能使稳压器保持关闭状态，并必须低于“输出 = 低电平”的最小限值，才能使稳压器保持开启状态。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V 且 T_J = 25°C。

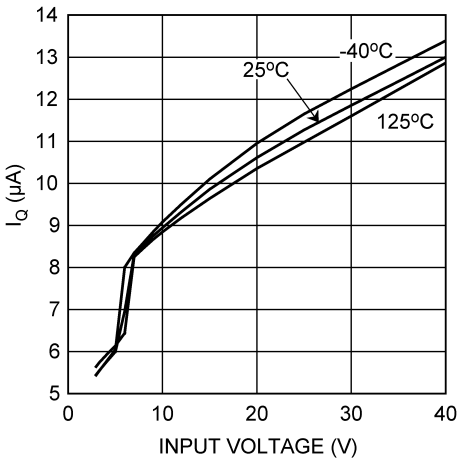


图 5-1. I_Q 与输入电压间的关系（关断）

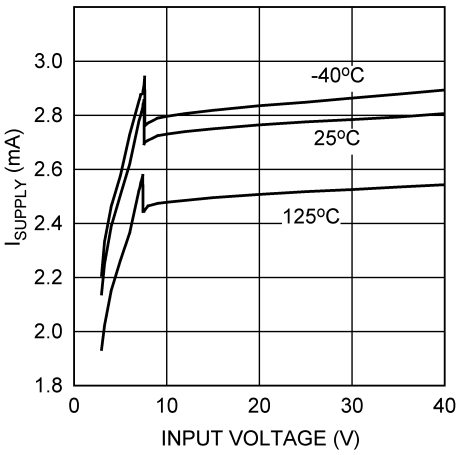


图 5-2. I_{Supply} 与输入电压间的关系（非开关）

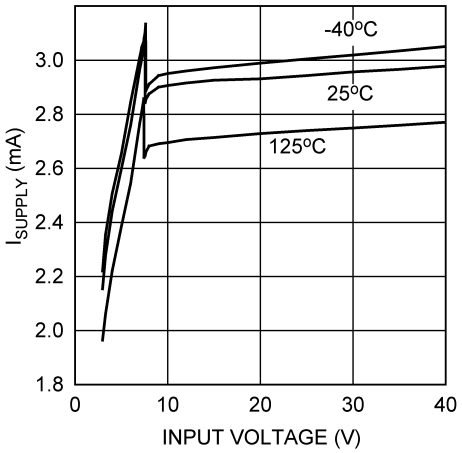


图 5-3. I_{Supply} 与 V_{IN} 间的关系（开关）

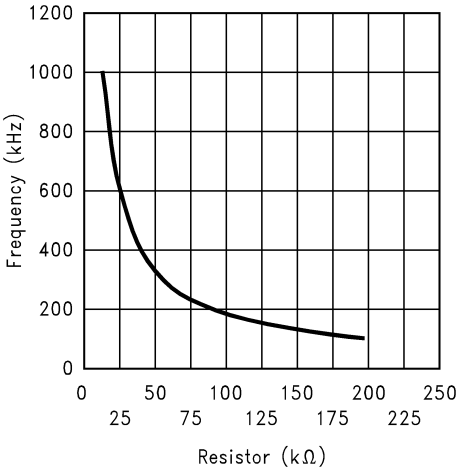


图 5-4. 开关频率与 R_{FA} 间的关系

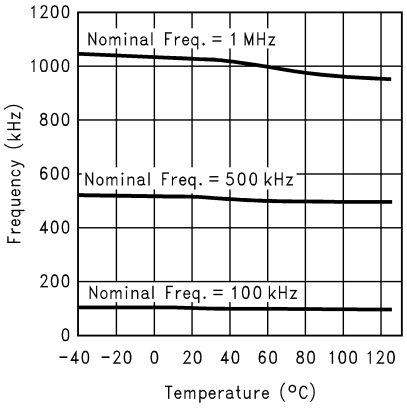


图 5-5. 频率与温度间的关系

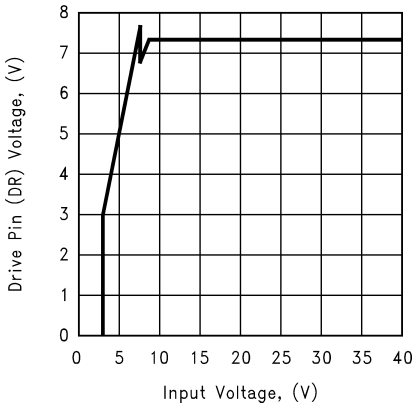


图 5-6. 驱动电压与输入电压间的关系

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V 且 T_J = 25°C。

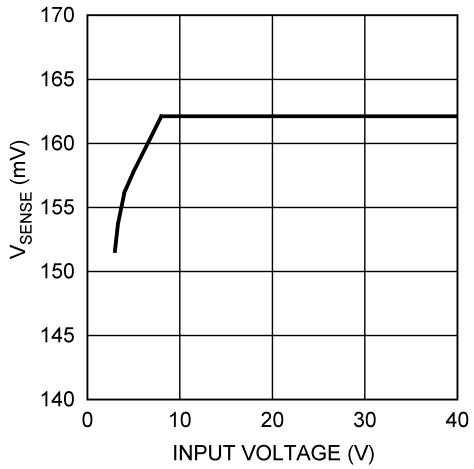


图 5-7. 电流检测阈值与输入电压间的关系

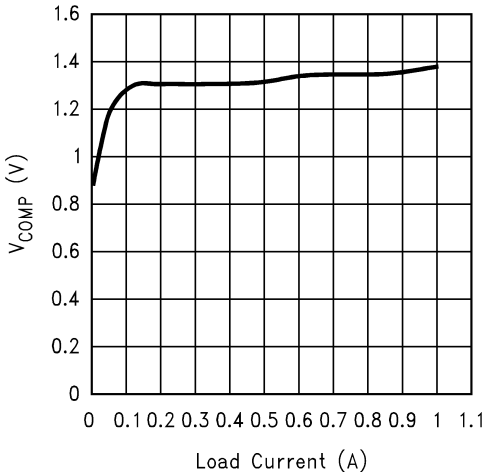


图 5-8. COMP 引脚电压与负载电流间的关系

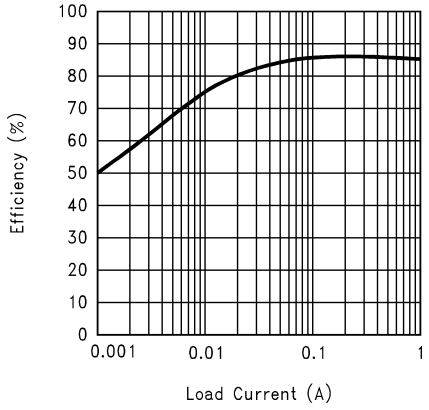


图 5-9. 效率与负载电流间的关系（3.3V 输入和 12V 输出）

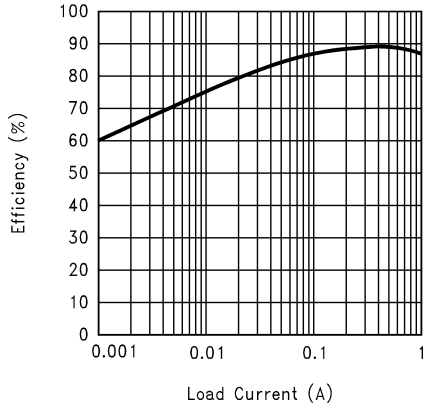


图 5-10. 效率与负载电流间的关系（5V 输入和 12V 输出）

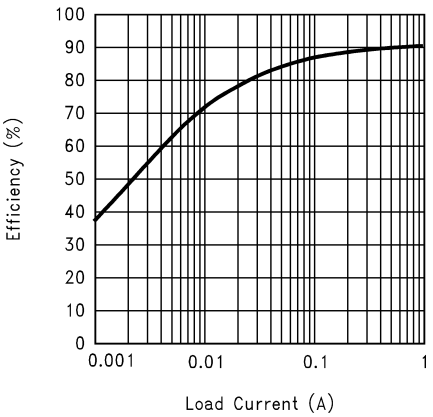


图 5-11. 效率与负载电流间的关系（9V 输入和 12V 输出）

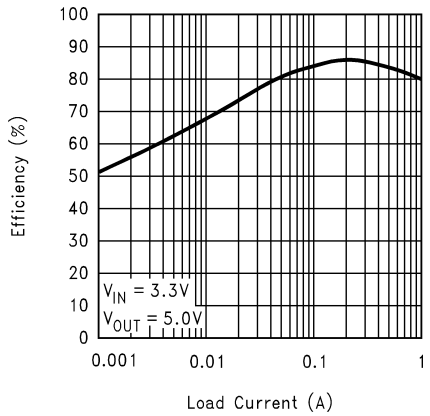


图 5-12. 效率与负载电流间的关系（3.3V 输入和 5V 输出）

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V 且 T_J = 25°C。

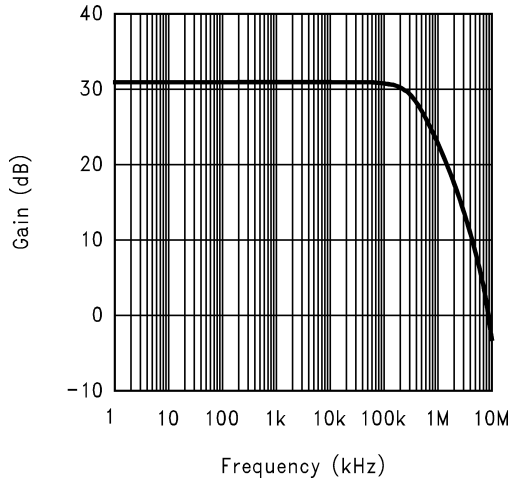


图 5-13. 误差放大器增益

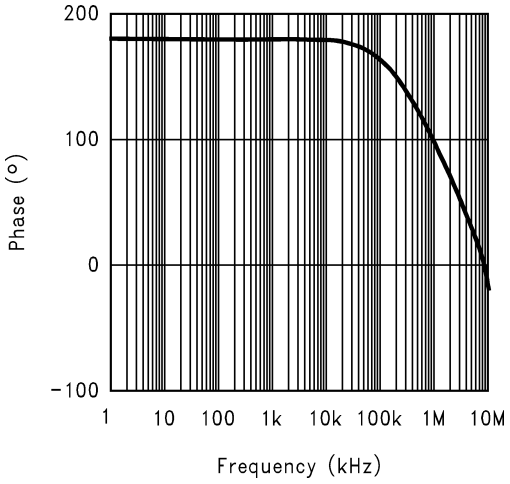


图 5-14. 误差放大器相位

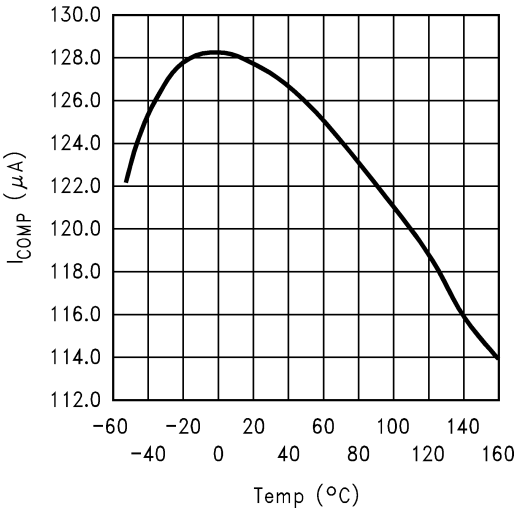


图 5-15. COMP 引脚拉电流与温度间的关系

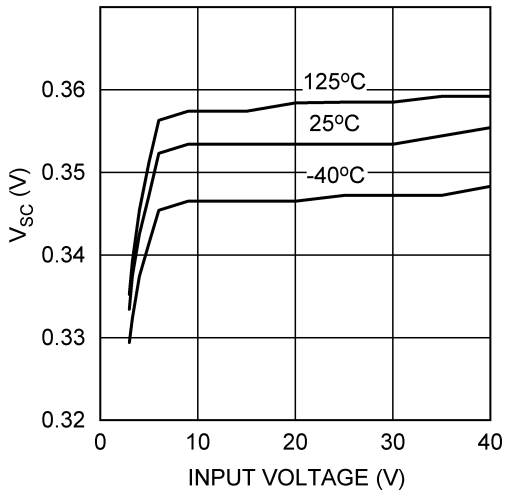


图 5-16. 短路检测电压与输入电压间的关系

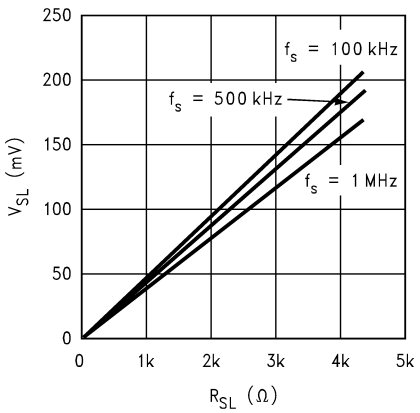


图 5-17. 补偿斜坡与补偿电阻器间的

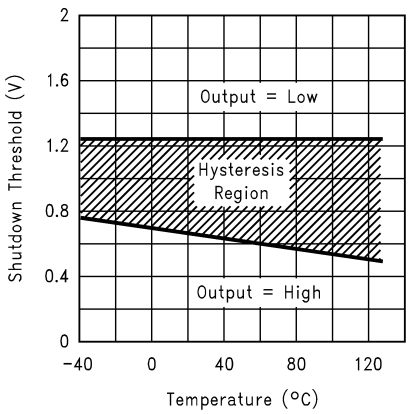


图 5-18. 关断阈值迟滞与温度间的关系

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性（续）

除非另有说明，否则 V_{IN} = 12V 且 T_J = 25°C。

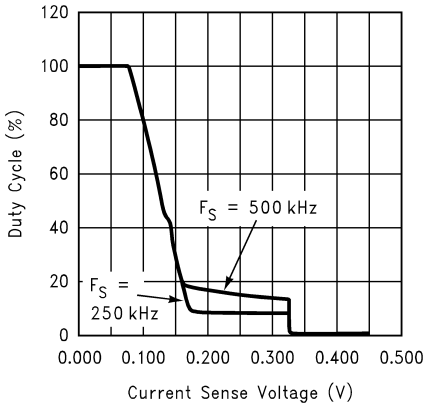


图 5-19. 占空比与电流检测电压间的关系

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6 详细说明

6.1 概述

LM3478 器件采用固定频率、脉宽调制 (PWM) 电流模式控制架构。*功能方框图*展示了基本功能。在典型应用电路中，流经外部 MOSFET 的峰值电流通过外部检测电阻进行检测。该电阻器上的电压被馈送到 I_{SEN} 引脚。然后，该电压会被馈送到 PWM 比较器的正输入端。输出电压也通过外部反馈电阻分压器网络进行检测，并被馈送到误差放大器负输入端（反馈引脚，FB）。误差放大器（COMP 引脚）的输出会添加到斜率补偿斜坡中，然后被馈送到 PWM 比较器的负输入端。在任何开关周期开始时，振荡器都会使用开关逻辑块设置 RS 锁存器。这会在 DR 引脚（外部 MOSFET 的栅极）上强制产生一个高电平信号，并且外部 MOSFET 会导通。当 PWM 比较器正输入端上的电压超过负输入端上的电压时，RS 锁存器会复位并且外部 MOSFET 会关断。

检测电阻器上的电压通常包含杂散噪声尖峰，如图 6-1 所示。这些尖峰可以强制 PWM 比较器过早复位 RS 锁存器。为了防止这些尖峰复位锁存器，IC 内部的消隐电路会防止 PWM 比较器在锁存器设置后的短时间内复位锁存器。此持续时间约为 325ns，称为消隐间隔，并在“电气特性”部分中指定为最短导通时间。在极轻负载或空载条件下，当外部 MOSFET 导通时，在消隐间隔内提供给输出电容器的能量会大于提供给负载的能量。LM3478 内部的过压比较器防止输出电压在这些条件下升高。过压比较器会检测反馈（FB 引脚）电压并使 RS 锁存器复位。锁存器保持复位状态，直到输出衰减到标称值。

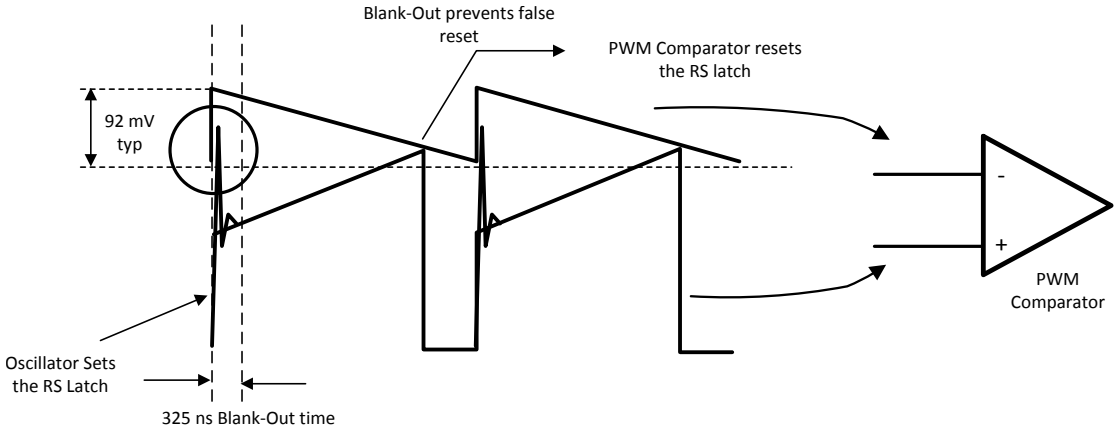
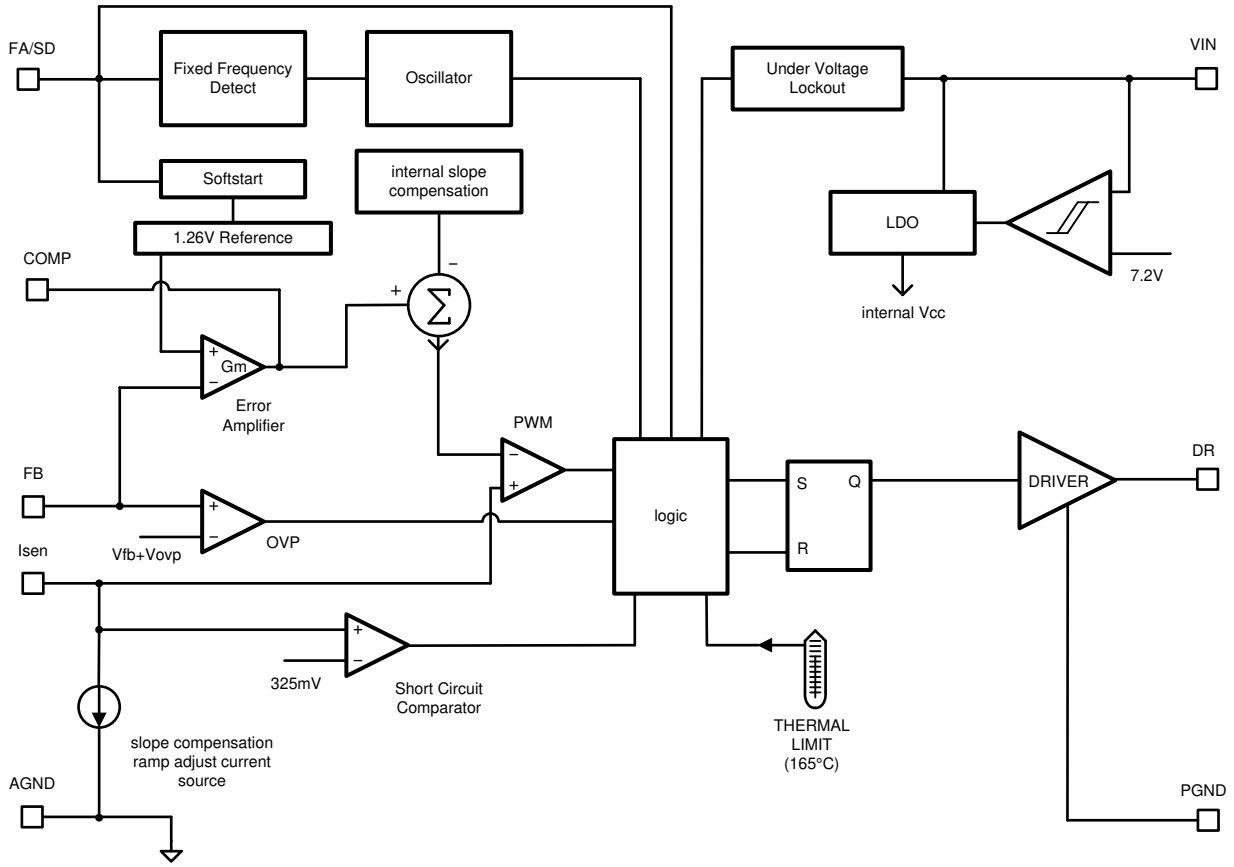


图 6-1. PWM 比较器的基本运行

6.2 功能方框图



6.3 特性说明

6.3.1 过压保护

LM3478 具有针对输出电压的过压保护 (OVP)。OVP 在反馈引脚 (引脚 3) 处检测。如果任何时候反馈引脚上的电压上升到 V_{FB} + V_{OVP}，便会触发 OVP。有关 V_{FB} 和 V_{OVP} 的限值，请参阅*电气特性*部分。

OVP 将导致驱动引脚变为低电平，从而强制功率 MOSFET 关断。在 MOSFET 关闭后，输出电压将下降。当反馈电压达到 V_{FB} + (V_{OVP} - $V_{OVP(HYS)}$) 时，LM3478 将再次开始切换。有关 $V_{OVP(HYS)}$ 的限值，请参阅*电气特性*。

如果非稳压输入电压超过 7.2V 则会触发 OVP，并且输出电压将如图 6-2 中所示做出反应。LM3478 的内部偏置来自方框图中所示的内部 LDO，或者直接使用来自 Vin 引脚上的电压。当 Vin 电压低于 7.2V 时，内部 IC 偏置是 Vin 电压；当电压高于 7.2V 时，LM3478 的内部 LDO 提供偏置。在 7.2V 切换阈值处，LM3478 的所有内部块都会看到偏置电压突然发生微小变化。控制电压会由于偏置变化而发生变化，因此 PWM 比较器尝试保持稳压。对于 PWM 比较器而言，这种情况与负载电流阶跃变化相同，所以输出电压响应与在阶跃负载变化中观察到的响应相同。因此，此处的输出电压过冲也可以触发 OVP。LM3478 将在迟滞模式下持续数个周期进行稳压，也可能无法恢复并仅保持在迟滞模式中，直到负载电流下降或 Vin 不再超过 7.2V 阈值。请注意，输出仍在迟滞模式下进行稳压。

取决于应用的要求，对这种效应有一定的影响。通过添加一个与 V_{IN} 串联的电阻器，可以将 7.2V 阈值转换为更高的电压。如果 V_{IN} 刚好是 7.2V 阈值，由于 V_{IN} 上存在轻微的纹波，可能会反复地超过该阈值。为了最大程度地减小对输出电压的影响，可以使用 RC 滤波器对 V_{IN} 引脚进行滤波。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

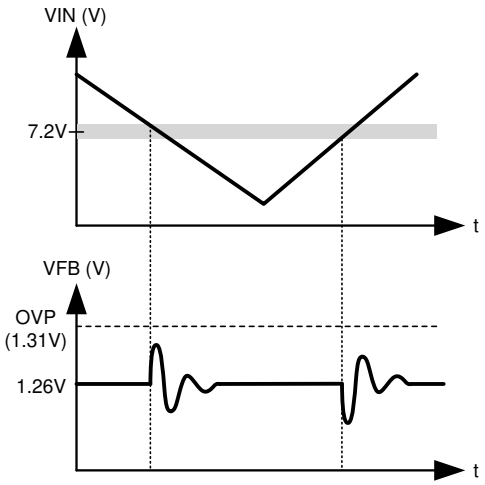


图 6-2. 如果输入电压超过 7.2V 内部偏置阈值，反馈电压会出现振荡

6.3.2 斜率补偿斜坡

LM3478 采用电流模式控制方案。电流模式控制的主要优势是开关固有的逐周期电流限制和更简单的控制环路特性。由于电流共享是自动的，因此使用电流模式控制还可以轻松并联功率级。然而，当占空比大于 50% 时，电流模式控制具有固有的不稳定性，如图 6-3 所示。

负载电流小幅增加会导致开关电流增加 ΔI_0。此负载变化的影响为 ΔI_1。

显示的两条实线波形是在内部脉宽调制器上比较的波形，用于生成 MOSFET 驱动信号。斜率为 S_e 的最上部波形是内部产生的控制波形 V_C。斜率为 S_n 和 S_f 的最下部波形是检测到的电感器电流波形 V_{SEN}。

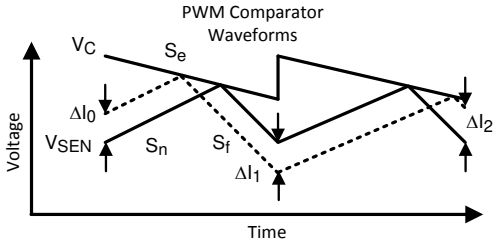


图 6-3. D>0.5 时的次谐波振荡和用来避免次谐波振荡的补偿斜坡

次谐波振荡可以很容易地理解为一个几何问题。如果控制信号没有斜率，则表示电感器电流的斜率会斜升直至达到控制信号，然后再次斜降。如果占空比大于 50%，则在不同周期之间任何扰动都不会收敛而是发散，并导致次谐波振荡。

很明显，不同周期之间电感器电流的差值是 S_n、S_f 和 S_e 的函数，如方程式 1 中所示。

$$\Delta I_n = \frac{S_f - S_e}{S_n + S_e} \Delta I_{n-1} \tag{1}$$

因此，如果数量 $(S_f - S_e)/(S_n + S_e)$ 大于 1，电感器电流会发散并产生次谐波振荡。这对于所有电流模式拓扑至关重要。LM3478 具有某种内部斜率补偿 V_{SL}，这对于许多占空比大于 50% 的应用来说已经足够，可以避免次谐波振荡。

对于升压应用，斜率 S_e、S_f 和 S_n 可以通过方程式 2、方程式 3 和方程式 4 计算得出。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$S_e = V_{SL} \times f_s \quad (2)$$

$$S_f = R_{sen} \times (V_{OUT} - V_{IN})/L \quad (3)$$

$$S_n = V_{IN} \times R_{sen}/L \quad (4)$$

当 S_e 增大时，确定是否会发生次谐波振荡的系数将减小。当占空比大于 50% 且电感变小时，该系数会增大。

为了获得更大的灵活性，可以通过在 I_{SEN} 的路径中添加一个外部电阻器 R_{SL} 来增加斜率补偿。图 6-4 展示了对应设置。然后，外部生成的斜率补偿添加到 LM3478 的内部斜率补偿中。使用外部斜率补偿时，S_e 的公式变为：

$$S_e = (V_{SL} + (K \times R_{SL})) \times f_s \quad (5)$$

系数 K 的典型值是 40μA。

该系数随开关频率变化。图 6-5 用于确定各个应用的系数 K，方程式 6 计算系数 K。

$$K = \Delta V_{SL} / R_{SL} \quad (6)$$

为了避免出现次谐波振荡，一个很好的设计实践是只添加所需的斜率补偿。额外的斜率补偿可最大限度减轻控制环路中检测电流的影响。具有非常大的斜率补偿时，该控制环路特性与电压模式稳压器相似，此稳压器会将误差电压与锯齿波形而非电感器电流进行比较。

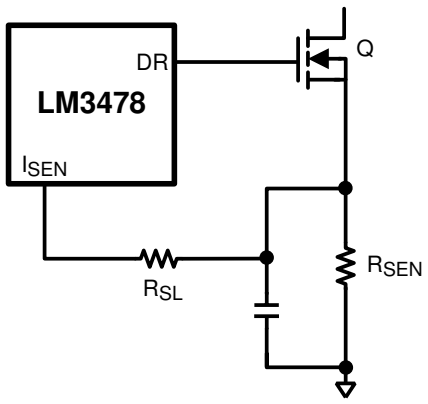


图 6-4. 添加外部斜率补偿

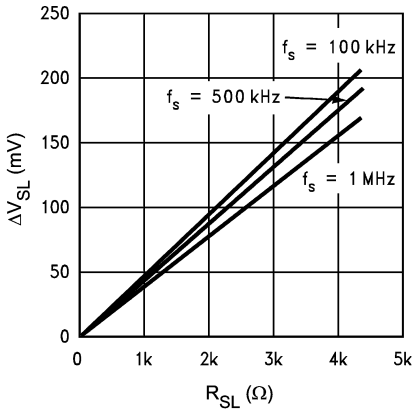


图 6-5. 外部斜率补偿 ΔV_{SL} 与 R_{SL} 间的关系

6.3.3 频率调节/关断

LM3478 的开关频率可通过单个外部电阻器调整为介于 100kHz 到 1MHz 之间的任意值。该电阻器必须连接在 FA/SD 引脚和接地之间，如图 6-6 所示。要确定所需开关频率要求的电阻值，请参阅*典型特性*或使用方程式 7：

$$R_{FA} = 4.503 \times 10^{11} \times f_S^{-1.26} \quad (7)$$

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

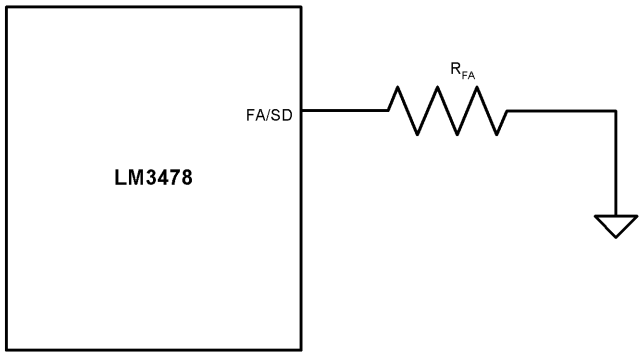


图 6-6. 频率调节

FA/SD 引脚还可用作关断引脚。如果 FA/SD 引脚上出现高电平信号 (>1.35 V)，LM3478 将停止开关并进入低电流模式。在这些条件下，IC 的总电源电流会降至 10μA 以下。图 6-7 展示了在频率调节模式下运行时关断功能的实现方式。在该模式下，持续超过 30μs 的高电平信号会关断 IC。但是，FA/SD 引脚上的电压应始终小于 7V 的绝对最大值，以避免对器件造成任何损坏。

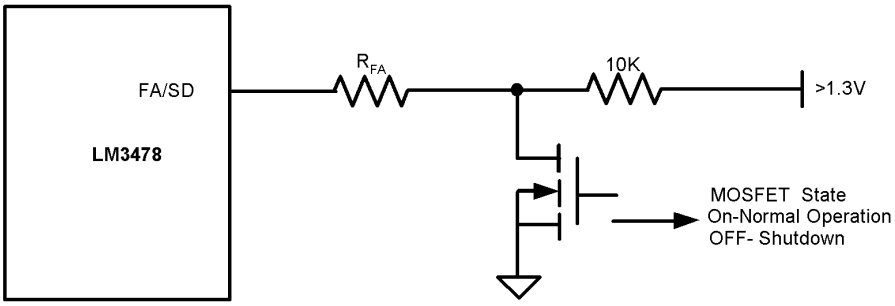


图 6-7. 频率调节模式下的关断运行

6.3.4 短路保护

当检测电阻器上的电压（在 I_{SEN} 引脚上测量）超过 343mV 时，短路电流限制保护功能会激活。LM3478 内部的比较器将开关频率降低 5 倍，并在短路消除前一直保持这个状态。在正常运行时，检测到的电流将触发功率 MOSFET 关断。在消隐间隔期间，PWM 比较器不会对过流做出响应，以便实施这个额外的 343mV 电流限制阈值，保护处于短路或严重过载情况下的器件。

6.4 器件功能模式

该器件设置为在输入电压超过 UVLO 设定点且处于根据 FA/SD 引脚下拉电阻器设置的频率时立即运行。如果 FA/SD 引脚被拉高，LM3481 将进入关断模式。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7 应用和实施

备注

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

7.1 应用信息

LM3478 可以在连续导通模式 (CCM) 和不连续电流导通模式(DCM) 下运行。以下应用专为 CCM 运行而设计。与 DCM 相比，这种运行模式具有更高的效率和更低的 EMI 特性。

7.2 典型应用

7.2.1 典型高效升压转换器

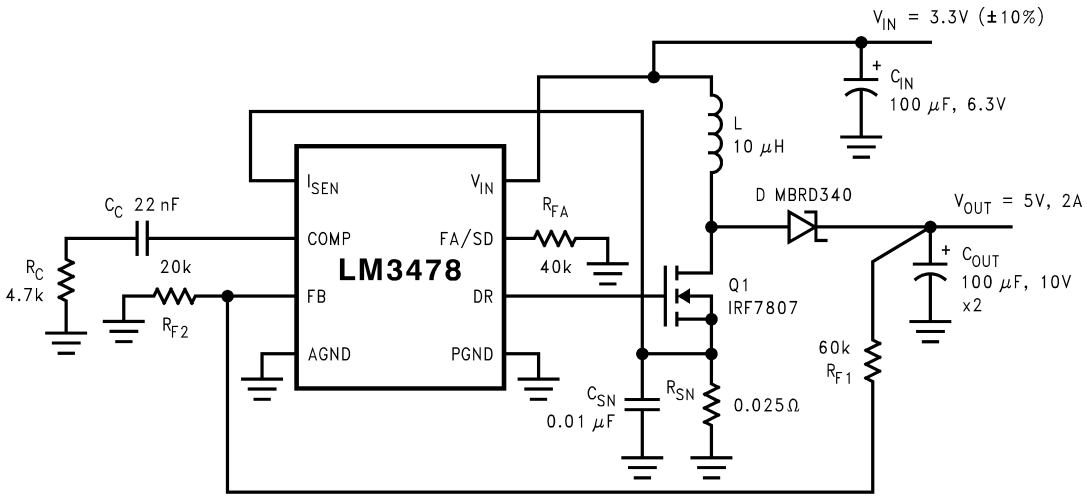


图 7-1. 典型高效升压转换器原理图

升压转换器将低输入电压转换为高输出电压。升压稳压器的基本配置如图 7-2 所示。在 CCM 模式下 (此时，电感器电流在稳态下从不会达到零) ，升压稳压器将以两种状态运行。在第一个运行状态下，MOSFET Q 导通，并且能量存储在电感器中。在此状态下，二极管 D 反向偏置，负载电流由输出电容器 C_{OUT} 提供。

在第二个状态下，MOSFET Q 关断，并且二极管正向偏置。存储在电感器中的能量传输到负载和输出电容器。开关导通时间与总周期的比率为占空比 D，如方程式 8 所示。

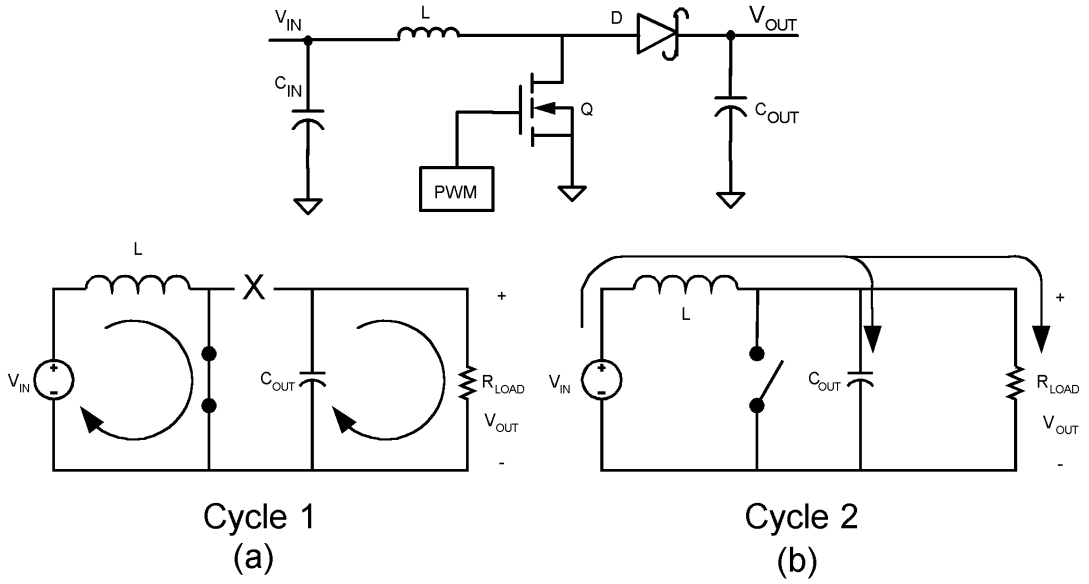
$$D = 1 - (V_{in} / V_{out}) \quad (8)$$

包括 MOSFET 和二极管上的压降，占空比的定义如方程式 9 所示。

$$D = 1 - ((V_{in} - V_q)/(V_{out} + V_d)) \quad (9)$$

V_d 是二极管的正向压降，V_q 是 MOSFET 导通时的压降。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated



A. 第一个工作周期
B. 第二个工作周期

图 7-2. 简化版升压转换器

7.2.1.1 设计要求

为了正确调整应用的元件尺寸，设计人员需要以下参数：输入电压范围、输出电压、输出电流范围和所需的开关频率。这四个主要参数影响可用于实现正确系统行为的元件选择。

对于电源，电源轨的输入阻抗应足够低，使得输入电流瞬态不会低于 UVLO 值。所用电感器选型的决定性因素应该是平均电感器电流和电感器电流纹波。如果开关频率设置得较高，转换器可以使用非常小的电感值运行。能够提供给负载的最大电流由检测电阻 RSEN 设置。当检测电阻上产生的电压等于电流检测阈值电压 VSENSE 时，便会出现电流限制。此外，如果需要，电阻器 RSL 会增加额外的斜率补偿。

以下各节介绍了典型 LM3478 升压应用的设计要求。

7.2.1.2 详细设计过程

7.2.1.2.1 使用 WEBENCH 工具定制设计方案

点击此处，使用 LM3478 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计。

1. 首先，输入您的 V_{IN}、V_{OUT} 和 I_{OUT} 要求。
2. 使用优化器拨盘优化效率、封装和成本等关键设计参数并将您的设计与德州仪器 (TI) 的其他可行解决方案进行比较。
3. WEBENCH Power Designer 提供一份定制原理图以及罗列实时价格和元件供货情况的物料清单。
4. 大多数情况下，您还可以：
   - 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导出至常用 CAD 格式；
   - 打印设计方案的 PDF 报告并与同事共享。
5. 有关 WEBENCH 工具的详细信息，请访问 www.ti.com/webench。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.2.1.2.2 功率电感器选型

电感器是升压转换器中的两个储能元件之一。图 7-3 显示了电感器电流在一个开关周期内的变化情况。流过电感器的电流使用方程式 10 量化，该公式展示了 L、I_L 和 V_L 间的关系。

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \tag{10}$$

确定合适的电感值时，重要的参数是 I_L（电感器平均电流）和 ΔI_L（电感器电流纹波）。如果 ΔI_L 大于 I_L，则电感器电流会在周期的一部分时间内降至零，并且转换器以 DCM 模式工作。本数据表中的所有分析均假定器件以 CCM 模式工作。要在 CCM 模式下工作，必须通过使用方程式 11 满足以下条件。

$$L > \frac{D(1-D)V_{IN}}{2I_{OUT}f_S} \tag{11}$$

选择最小 I_{OUT} 以确定最小电感值。常见选择是将 ΔI_L 设置为 I_L 的 30%。为电感器选择合适的磁芯尺寸涉及计算通过电感器的预期平均电流和峰值电流。请使用方程式 12、方程式 13 和方程式 14 计算升压转换器中的电感器峰值电流。

$$I_{LPEAK} = \text{Average } I_{L(max)} + \Delta I_{L(max)} \tag{12}$$

$$\text{Average } I_{L(max)} = I_{out} / (1D) \tag{13}$$

$$\Delta I_{L(max)} = D \times V_{in} / (2 \times f_s \times L) \tag{14}$$

这时必须选择额定值高于这些值的电感器尺寸。如果电感器的额定值不正确，会发生饱和并可能导致电路故障。

LM3478 可设定为以非常高的频率进行开关。当开关频率较高时，转换器可以使用非常小的电感值运行。LM3478 检测到流经开关的峰值电流，它与前面公式中计算出的电感器峰值电流相同。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

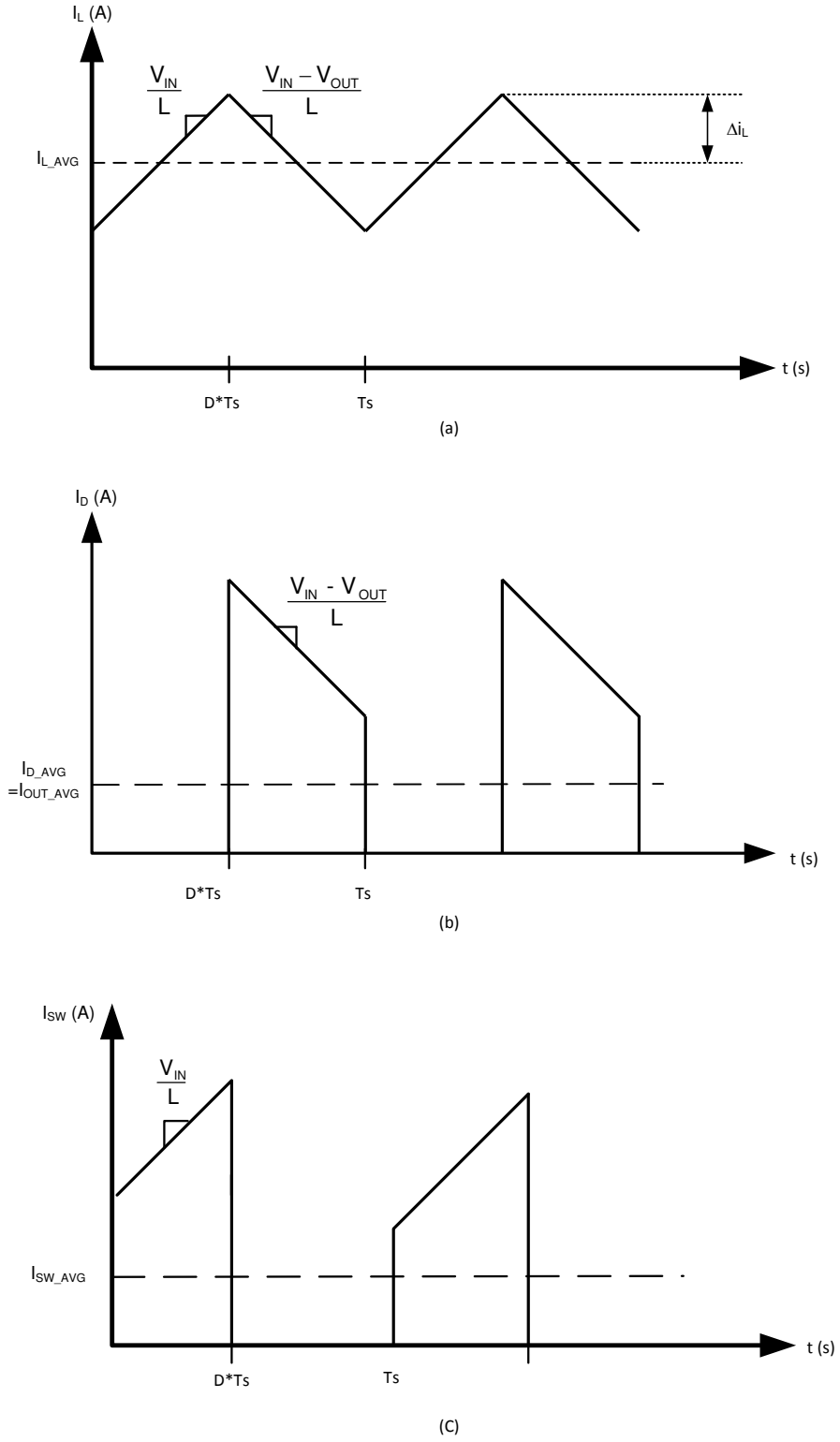


图 7-3. 电感器电流和二极管电流

7.2.1.2.3 对输出电压进行编程

输出电压可以使用输出端和 FB 引脚之间的电阻分压器进行编程。选择的电阻器应使 FB 引脚上的电压为 1.26V。可以使用以下公式选择 R_{F1}（输出电压与反馈引脚之间的电阻器）和 R_{F2}（反馈引脚与接地之间的电阻器），

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$R_{F2} = (1.26V \times R_{F1}) / (V_{out} - 1.26V) \quad (15)$$

可以在反馈引脚和接地引脚之间连接一个 100pF 电容器来降低噪声。

7.2.1.2.4 设置电流限制

可以给负载提供的最大电流由检测电阻 R_{SEN} 设置。当检测电阻上产生的电压等于电流检测阈值电压 V_{SENSE} 时，便会出现电流限制。达到此阈值后，开关在下一个周期之前一直保持关断。V_{SENSE} 的限值在“电气特性”一节中指定。V_{SENSE} 表示内部控制信号 V_{CS} 的最大值，如图 7-4 所示。不过，该控制信号不是一个恒定值并且会由于内部补偿斜坡 (V_{SL}) 在一段时间内变化。因此，电流限制阈值也会发生变化。实际电流限制阈值是检测电压 (V_{SENSE}) 和内部补偿斜坡的函数：

$$R_{SEN} \times ISW_{LIMIT} = VCS_{MAX} = V_{SENSE} - (D \times V_{SL}) \quad (16)$$

其中 ISW_{LIMIT} 是开关峰值电流限制，由方程式 17 定义。

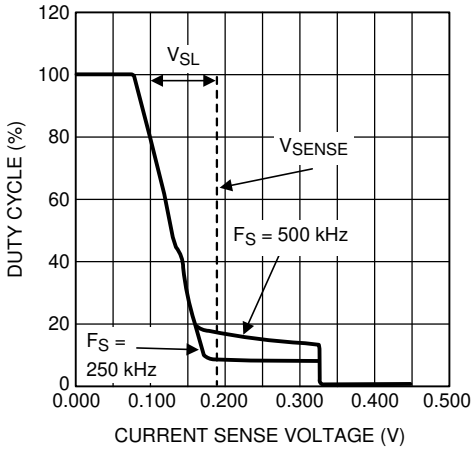


图 7-4. 电流检测电压与占空比间的关系

图 7-4 展示了 V_{CS}（和电流限制阈值电压）随占空比变化的情况。该曲线相当于内部补偿斜坡斜率 (S_e)，并在低占空比下受到 V_{SENSE} 限制，如虚线所示。随着占空比增加，控制电压会随着 V_{SL} 斜升而降低。该图还展示了在 325ns（典型值）消隐时间内，短路电流限制阈值为 343mV（典型值）。对于更高的频率，此固定消隐时间显然会占据更大的占空比（按百分比）。由于电流限制阈值随占空比变化，因此使用方程式 17 选择 R_{SEN} 并设置所需的电流限制阈值：

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \times V_{SL})}{ISW_{LIMIT}} \quad (17)$$

方程式 17 中的分子是 V_{CS}，ISW_{LIMIT} 使用方程式 18 计算。

$$ISW_{LIMIT} = \left[\frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{(D \times V_{IN})}{(2 \times f_S \times L)}\right] \quad (18)$$

为避免误触发，电流限值应比最大工作值高出一定的裕度（通常为 120%）。V_{SENSE} 和 V_{SL} 的值均在*电气特性*中指定。但是，使用这两种规格的限值进行计算可能会得出不切实际的宽泛电流限制或 R_{SEN} 范围。因此，建议使用方程式 19 并使用*电气特性*中给出的 V_{SL} 比率值。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \times V_{SENSE} \times V_{SL}ratio)}{ISW_{LIMIT}} \quad (19)$$

R_{SEN} 是电流模式控制环路的一部分，对控制环路稳定性有一定影响。因此，一旦设置了电流限制阈值，就必须验证环路稳定性。如“斜率补偿”一节中所述，方程式 20 必须成立才能使电流模式转换器保持稳定。

$$S_f - S_e < S_n + S_e \quad (20)$$

要验证该公式是否成立，请使用方程式 21。

$$R_{SEN} < \frac{2 \times V_{SL} \times f_S \times L}{Vo - (2 \times V_{IN})} \quad (21)$$

如果所选 RSEN 大于此值，则必须添加额外的斜率补偿以确保稳定性，如下一节所述。

7.2.1.2.5 带有外部斜率补偿的电流限制

R_{SL} 用于在需要时添加额外的斜率补偿。在大多数设计中不需要 R_{SL}，并且它不应大于所需的电阻值。根据方程式 22 选择 RSL。

$$R_{SL} > \frac{\frac{R_{SEN} \times (Vo - 2V_{IN})}{2 \times f_S \times L} - V_{SL}}{40\ \mu A} \quad (22)$$

其中 R_{SEN} 是根据电流限制选择的值。安装 RSL 后，控制信号包括用于稳定环路的额外外部斜率，这也会影响电流限制阈值。因此，必须重新验证电流限制阈值，如下面的方程式 23、方程式 24 和方程式 25 所示。

$$V_{CS} = V_{SENSE} - (D \times (V_{SL} + \Delta V_{SL})) \quad (23)$$

其中 ΔV_{SL} 是生成的额外斜率补偿，该斜率补偿在斜率补偿斜坡一节进行介绍并使用方程式 24 计算得出。

$$\Delta V_{SL} = 40\mu A \times R_{SL} \quad (24)$$

这改变了电流限制（或 R_{SEN}）的公式，如方程式 25 中所示。

$$ISW_{LIMIT} = \frac{V_{SENSE} - (D \times (V_{SL} + \Delta V_{SL}))}{R_{SEN}} \quad (25)$$

为了获得所需的电流限制并确保运行稳定，可能需要迭代计算 R_{SEN} 和 R_{SL} 的值。在某些设计中，R_{SL} 还可用于帮助滤除 I_{SEN} 引脚上的噪声。

如果选择的电感器使纹波电流是建议的 30% 值，并且电流限制阈值是最大峰值的 120%，则可以使用更简单的方法确定 R_{SEN}。只要满足上述 2 个条件，下面的方程式 26 将在不使用 RSL 的情况下提供最佳稳定性。

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE}}{ISW_{LIMIT} + \left(\frac{Vo - Vi}{L \times f_S}\right) \times D} \quad (26)$$

7.2.1.2.6 功率二极管选型

升压转换器电路的观察结果显示，二极管的平均电流等于平均负载电流，而二极管的峰值电流等于电感器的峰值电流。二极管的额定电流应大于其峰值电流。二极管峰值电流可以使用方程式 27 计算。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$I_{D(Peak)} = I_{OUT} / (1-D) + \Delta I_L \quad (27)$$

从热性能方面看，二极管必须能够处理提供给输出端的最大平均电流。升压转换器的峰值反向电压等于稳压输出电压。二极管必须能够处理该电压。为了提高效率，建议使用低正向压降肖特基二极管。

7.2.1.2.7 功率 MOSFET 选型

LM3478 的驱动引脚必须连接至外部 MOSFET 的栅极。驱动引脚 (DR) 电压取决于输入电压（请参阅*典型特性*）。在大多数应用中，可以使用逻辑电平 MOSFET。对于极低的输入电压，应使用子逻辑电平 MOSFET。所选的 MOSFET 对系统效率有很大影响。选择 MOSFET 的关键参数包括：

1. 最小阈值电压 $V_{TH}(MIN)$
2. 导通电阻 $R_{DS(ON)}$
3. 总栅极电荷 Q_g
4. 反向传输电容 C_{RSS}
5. 最大漏源电压 $V_{DS(MAX)}$

MOSFET 的关断状态电压约等于输出电压。Vds(max) 必须大于输出电压。MOSFET 中的功率损耗可分为导通损耗和开关损耗。需要 $R_{DS(ON)}$ 来估算导通损耗 Pcond：。

$$Pcond = I^2 \times R_{DS(ON)} \times D \quad (28)$$

温度对 $R_{DS(ON)}$ 的影响通常非常显著。可在高温条件下增加 30%。

对于方程式 28 中的电流 I，可以使用平均电感器电流。

尤其在高开关频率下，开关损耗可能是总损耗的最大部分。

由于给定 MOSFET 在运行中的寄生效应发生变化，因此很难计算开关损耗。通常情况下，单个 MOSFET 的数据表所提供的信息不足以得出有用的结果。方程式 29 和方程式 30 大致说明了如何计算开关损耗：

$$P_{SW} = \frac{I_{Lmax} \times V_{out}}{2} \times f_{SW} \times (t_{LH} + t_{HL}) \quad (29)$$

$$t_{LH} = \left(Qgd + \frac{Qgs}{2}\right) \times \frac{Rdr_{On}}{Vdr - Vgs_{th}} \quad (30)$$

7.2.1.2.8 输入电容器选型

由于升压转换器的输入端存在电感器，因此输入电流波形是连续的三角形，如图 7-3 所示。电感器确保输入电容器能够承受相当低的纹波电流。但是，随着输入电容器变小，输入纹波也会增加。输入电容器的均方根电流使用方程式 31 计算。

$$I_{CIN(RMS)} = \Delta i_L / \sqrt{3} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT} L f_S}\right) X\ V_{in} \quad (31)$$

输入电容器应能够处理均方根电流。尽管输入电容器在升压应用中并不那么重要，但低电容值可能导致阻抗相互作用。因此，应选择一个 10µF 到 20µF 范围内的优质电容器。如果使用低于 10µF 的值，则阻抗相互作用或开关噪声的问题可能会影响 LM3478。为了提高性能，尤其是当 Vin 低于 8V 时，建议在输入端使用 20Ω 电阻器来提供 RC 滤波器。此电阻器与 VIN 引脚串联，并只需将一个旁路电容器直接连接到 VIN 引脚（请参阅图 7-5）。此配置中需要一个 0.1µF 或 1µF 的陶瓷电容器。大容量输入电容器和电感器将在电阻器的另一侧与输入电源连接。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

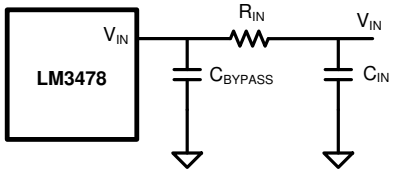


图 7-5. 降低 IC 输入噪声

7.2.1.2.9 输出电容器选型

升压转换器中的输出电容器在电感器充电时提供所有输出电流。因此，它会承受非常大的纹波电流。输出电容器应能够处理最大均方根电流。方程式 32 显示了输出电容器中的均方根电流。

$$I_{COUT(RMS)} = \sqrt{(1-D)\left[I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3}\right]} \tag{32}$$

其中

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2Lf_S} \tag{33}$$

电容器的 ESR 和 ESL 直接控制输出纹波。可在输出端使用具有低 ESR 和 ESL 的电容器，以实现高效率和低纹波电压。建议在输出端使用表面贴装钽电容器、表面贴装聚合物电解电容器、聚合物钽电容器或多层陶瓷电容器。

对于要求极低输出电压纹波的应用，第二级 LC 滤波器通常是不错的解决方案。大多数情况下，和仅增加输出电容器而不使用额外的 LC 滤波器相比，在电源路径中使用较小的第二个电感器和另一个最终输出电容器来减小输出电压纹波的成本更低。

7.2.1.2.10 补偿

如需详细了解如何选择合适的补偿元件来连接升压拓扑的补偿引脚，请参阅 *AN-1286 LM3748 升压控制器的补偿* SNVA067。

7.2.1.3 应用曲线

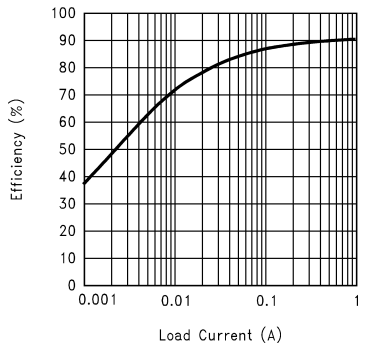


图 7-6. 效率与负载电流间的关系（9V 输入和 12V 输出）

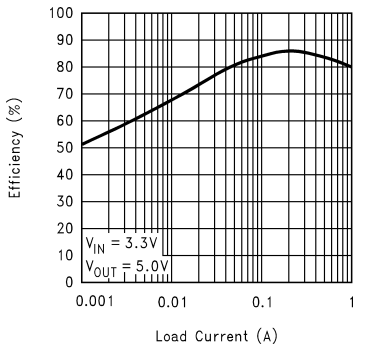


图 7-7. 效率与负载电流间的关系（3.3V 输入和 5V 输出）

7.2.2 典型的 SEPIC 转换器

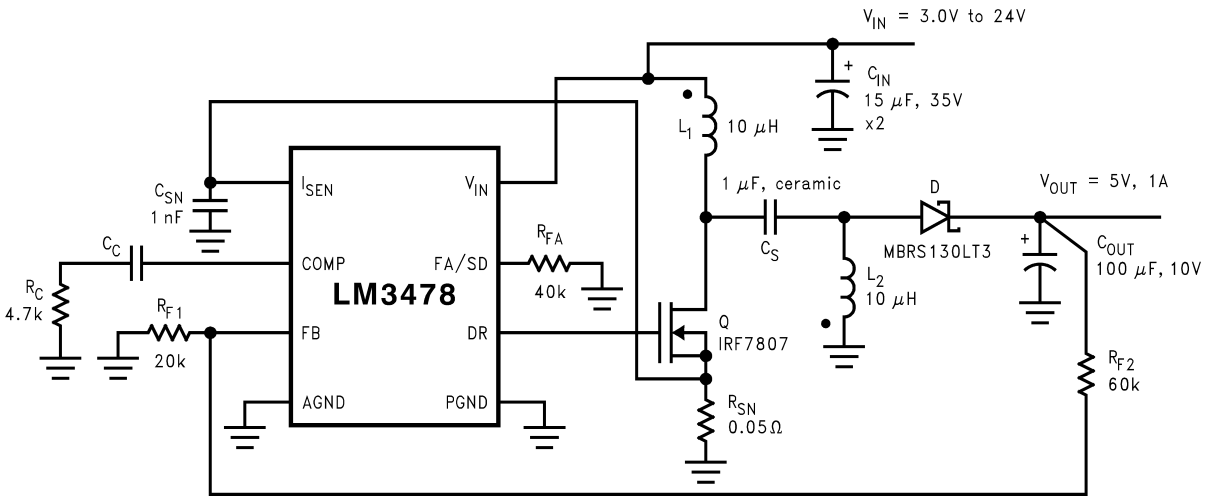


图 7-8. 典型的 SEPIC 转换器

由于 LM3478 控制低侧 N 沟道 MOSFET，它也可用于 SEPIC (单端初级电感转换器) 应用。图 7-8 展示了一个使用 LM3478 的 SEPIC 示例。请注意，输出电压可以高于或低于输入电压。SEPIC 使用两个电感器来升高或降低输入电压。电感器 L1 和 L2 可以是两个分立式电感器，也可以是一个耦合电感器的两个绕组，因为在整个开关周期内电感器上会施加相等的电压。使用两个分立式电感器时则可使用目录中的磁性元件，而不是定制电感器。通过使用耦合绕组作为 L1 和 L2，可以减小输入纹波和尺寸。

由于输入端存在电感器 L1，SEPIC 继承了升压转换器的所有优势。与升压转换器相比，SEPIC 的一个主要优点是其固有的输入到输出隔离。电容器 CS 将输入与输出隔离，并针对负载短路或发生故障提供保护。因此，当需要真正关断时，SEPIC 可用于替换升压电路。这意味着当开关关闭时，输出电压会降至 0V。在升压转换器中，输出只能降到输入电压减去二极管压降。

SEPIC 的占空比由方程式 34 给出。

$$D = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_Q + V_{DIODE}} \tag{34}$$

在方程式 34 中，V_Q 是 MOSFET Q 的导通状态电压，而 V_{DIODE} 是二极管的正向压降。

7.2.2.1 设计要求

为了正确调整应用的元件尺寸，设计人员需要以下参数：输入电压范围、输出电压、输出电流范围和所需的开关频率。这四个主要参数影响可用于实现正确系统行为的元件选择。

对于电源，电源轨的输入阻抗应足够低，使得输入电流瞬态不会低于 UVLO 值。所用电感器选型的决定性因素应该是平均电感器电流和电感器电流纹波。如果开关频率设置得较高，转换器可以使用非常小的电感值运行。能够提供给负载的最大电流由检测电阻 RSEN 设置。当检测电阻上产生的电压等于电流检测阈值电压 VSENSE 时，便会出现电流限制。此外，如果需要，电阻器 RSL 会增加额外的斜率补偿。

以下各节介绍了典型 LM3478 升压应用的设计要求。

7.2.2.2 详细设计过程

7.2.2.2.1 功率 MOSFET 选型

与升压转换器一样，MOSFET 选型要考虑的重要参数包括最小阈值电压 $V_{TH(MIN)}$、导通电阻 $R_{DS(ON)}$、总栅极电荷 Q_g、反向传输电容 C_{RSS} 和最大漏源电压 $V_{DS(MAX)}$。SEPIC 中的峰值开关电压使用方程式 35 计算。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$V_{SW(PEAK)} = V_{IN} + V_{OUT} + V_{DIODE} \quad (35)$$

选择的 MOSFET 应满足以下条件：

$$V_{DS(MAX)} > V_{SW(PEAK)} \quad (36)$$

峰值开关电流使用方程式 37 计算。

$$I_{SW(PEAK)} = I_{L1(AVG)} + I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2} \quad (37)$$

流经开关的均方根电流使用方程式 38 计算。

$$I_{SWRMS} = \sqrt{\left[I_{SWPEAK}^2 - I_{SWPEAK}\left(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}\right) + \frac{\left(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}\right)^2}{3}\right] D} \quad (38)$$

7.2.2.2.2 功率二极管选型

选择的功率二极管必须能够处理峰值电流和峰值反向电压。在 SEPIC 中，二极管峰值电流与开关峰值电流相同。二极管的关断状态电压或峰值反向电压为 $V_{IN} + V_{OUT}$。与升压转换器类似，二极管平均电流等于输出电流。建议使用肖特基二极管。

7.2.2.2.3 电感器 L1 和 L2 选型

要正确选择电感器 L1 和 L2 来保持连续电流导通模式，需要计算以下参数。

电感器中的平均电流可以使用方程式 39 计算。

$$I_{L1AVE} = \frac{DI_{OUT}}{1-D} \quad (39)$$

$$I_{L2AVE} = I_{OUT} \quad (40)$$

使用方程式 41 和方程式 42 计算的峰峰值纹波电流，以便在必要时计算磁芯损耗。

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_Q)\, D}{(L1) f_S} \quad (41)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_{IN} - V_Q)\, D}{(L2) f_S} \quad (42)$$

保持条件 $I_L > \Delta i_L/2$ 不变以确保连续电流导通，可以得到方程式 43 和方程式 44。

$$L1 > \frac{(V_{IN} - V_Q)(1-D)}{2 I_{OUT} f_S} \quad (43)$$

$$L2 > \frac{(V_{IN} - V_Q) D}{2 I_{OUT} f_S} \quad (44)$$

电感器中的峰值电流，请使用方程式 45 和方程式 46 以确保电感器不会饱和。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$I_{L1PK} = \frac{DI_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (45)$$

$$I_{L2PK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (46)$$

I_{L1PK} 必须低于电流检测电阻设置的最大额定电流。

L1 的值可以增加到建议的最小值以上，以减少输入纹波和输出纹波。然而，在 D_{IL1} 小于 I_{L1AVE} 的 20% 后，对输出纹波的好处就变得很小。

通过将 L2 的值增加到建议的最小值以上，可以减小 Δ_{IL2}，从而降低输出纹波电压：

$$\Delta V_{OUT} = \left(\frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}\right) \text{ ESR} \quad (47)$$

其中，ESR 为输出电容器的等效串联电阻。

如果 L1 和 L2 缠绕在同一个磁芯上，则 L1 = L2 = L。如果电感替换为 2L，前面所有的公式都将成立。

7.2.2.2.4 感测电阻选择

流经开关的峰值电流 $I_{SW(PEAK)}$ 可以使用电流检测电阻 R_{SEN} 进行调节，以便提供一定的输出电流。可以使用方程式 48 选择电阻 R_{SEN}

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - D(V_{SL} + \Delta V_{SL})}{I_{SWPEAK}} \quad (48)$$

7.2.2.2.5 Sepic 电容器选型

SEPIC 电容器 CS 的选型取决于均方根电流。SEPIC 电容器的均方根电流使用方程式 49 计算。

$$I_{CSRMS} = \sqrt{I_{SWRMS}^2 + \left(I_{L1PK}^2 - I_{L1PK}\Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2\right)(1-D)} \quad (49)$$

SEPIC 电容器必须具有相对于输出功率的较大交流均方根电流额定值。这一特性使得 SEPIC 非常适合电容器均方根电流较小的（相对于电容器技术）低功率应用。SEPIC 电容器的额定电压必须高于最高输入电压。CS 和 L1 之间存在能量平衡，可用于确定电容器的值。方程式 50 展示了基本能量平衡。

$$\frac{1}{2} C_S \Delta V_S^2 = \frac{1}{2} L_1 \Delta I_{L1}^2 \quad (50)$$

其中

$$\Delta V_S = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_Q + V_{DIODE}}\right) \frac{I_{OUT}}{f_S C_S} \quad (51)$$

是 SEPIC 电容器上的纹波电压，而

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_Q)\, D}{L_1 f_S} \quad (52)$$

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

是流经电感器 L1 的纹波电流。可以使用方程式 53 求解能量平衡公式来得出 C_S 的最小值。

$$C_S \geq L_1 \frac{I_{OUT}^2}{(V_{IN} - V_O)^2} \tag{53}$$

7.2.2.2.6 输入电容器选型

与升压转换器类似，SEPIC 在输入端具有一个电感器。因此，输入电流波形是连续的三角形。电感器确保输入电容器能够承受相当低的纹波电流。但是，随着输入电容器变小，输入纹波也会增加。输入电容器的均方根电流使用方程式 54 计算。

$$I_{CIN(RMS)} = \Delta I_{L1} / \sqrt{12} = \frac{D}{2\sqrt{3}} \left(\frac{V_{IN} - V_O}{L_1 f_S} \right) \tag{54}$$

输入电容器应能够处理均方根电流。尽管输入电容器在升压应用中并不那么重要，但低电容值可能导致阻抗相互作用。因此，应选择一个 10µF 到 20µF 范围内的优质电容器。如果使用低于 10µF 的值，则阻抗相互作用或开关噪声的问题可能会影响 LM3478。为了提高性能，尤其是当 V_{IN} 低于 8V 时，TI 建议用户在输入端使用 20Ω 电阻器来提供 RC 滤波器。此电阻器与 V_{IN} 引脚串联，并只需将一个旁路电容器直接连接到 V_{IN} 引脚（请参阅图 7-5）。此配置中需要一个 0.1µF 或 1µF 的陶瓷电容器。大容量输入电容器和电感器将在电阻器的另一侧与输入电源连接。

7.2.2.2.7 输出电容器选型

SEPIC 的输出电容器能够承受非常大的纹波电流（这与升压转换器的输出电容器类似）。输出电容器中的均方根电流使用方程式 55 计算。

$$I_{RMS} = \sqrt{\left[I_{SWPK}^2 - I_{SWPK} (\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}) + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{3} \right] (1-D) - I_{OUT}^2} \tag{55}$$

输出电容器的 ESR 和 ESL 直接控制输出纹波。可在输出端使用具有低 ESR 和 ESL 的低容值电容器，以实现高效率和低纹波电压。为了实现低纹波，建议在输出端使用表面贴装钽电容器、表面贴装聚合物电解电容器和聚合物钽电容器、Sanyo-OSCON 电容器或多层陶瓷电容器。

7.2.2.3 应用曲线

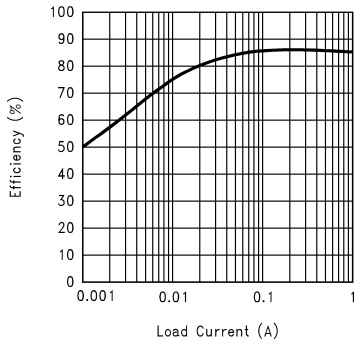


图 7-9. 效率与负载电流间的关系（3.3V 输入和 12V 输出）

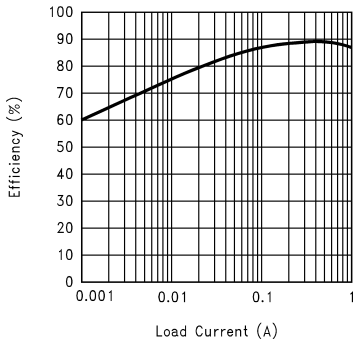


图 7-10. 效率与负载电流间的关系（5V 输入和 12V 输出）

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.3 电源相关建议

LM3478 可由包括汽车电池在内的多种直流电源供电运行。如果是这样，则应对 VIN 输入进行保护，以避免受到反向电压和超过 40V 的电压突降的影响。输入电源轨的阻抗应足够低，以确保输入电流瞬态不会导致低于 VIN UVLO 电平。如果使用长导线连接输入电源，除了正常的输入电容器外，还需要额外的大容量电容。

7.4 布局

7.4.1 布局指南

良好的电路板布局对于开关控制器至关重要。首先，接地平面的面积必须足以进行散热；其次，必须遵循适当的指南以降低开关噪声的影响。开关转换器是非常快速的开关器件。在此类器件中，输入电流的快速增加和寄生引线电感会产生不必要的 Ldi/dt 噪声尖峰。该噪声的幅度往往随着输出电流的增加而增加。这种寄生尖峰噪声可能会转化为电磁干扰 (EMI)，并且还会导致器件性能出现问题。因此，在布局布线时必须小心谨慎，尽量减少这种开关噪声的影响。电流模式器件中的电流检测电路很容易受到开关噪声的影响。此噪声会导致占空比抖动，从而导致频谱噪声增加。尽管 LM3478 在每个周期的开始具有 325ns 的消隐时间来忽略此噪声，但在消隐时间之后仍可能存在一些噪声。

最重要的布局布线规则是保持交流电流环路尽可能小。图 7-11 展示了升压转换器的电流流动。顶部原理图中的虚线表示导通状态下的电流流动，中间的原理图展示了关断状态下的电流流动。我们将底部原理图展示的电流称为交流电流。这些电流是最关键的电流，因为电流会在非常短的时间内发生变化。底部原理图中的虚线引线应尽可能短。

PGND 和 AGND 引脚必须连接到同一接地，且该接地必须与 IC 非常近。为了避免出现接地环路电流，请将系统的所有接地连接到一个点。

陶瓷输入电容器应尽可能靠近 Vin 引脚连接，并在靠近 GND 引脚的位置接地。

有关开关模式电源布局的更多信息，请参阅 *AN-1229 Simple Switcher PCB 布局指南*，SNVA054。

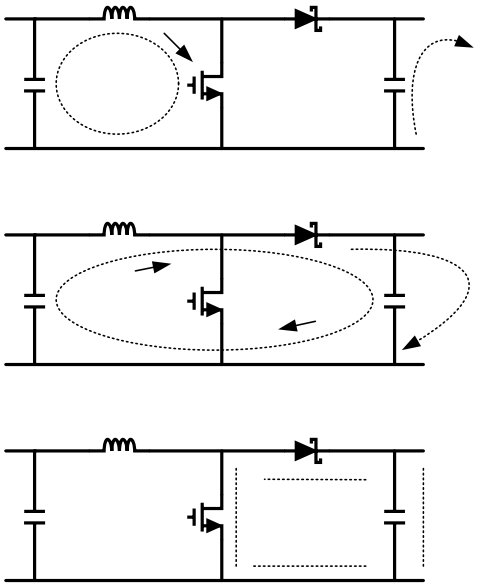
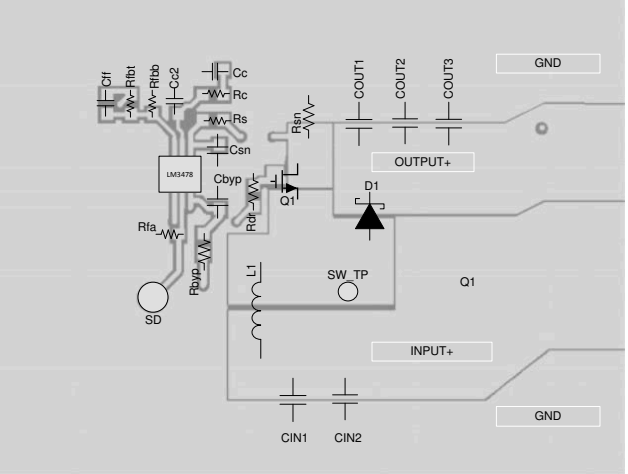


图 7-11. 升压应用中的电流流动

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.4.2 布局示例



要了解更多详细示例，请参阅评估模块。

图 7-12. 升压转换器的典型布局

8 器件和文档支持

8.1 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。

8.2 使用 WEBENCH 工具定制设计方案

点击此处，使用 LM3478 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计。

1. 首先，输入您的 V_{IN}、V_{OUT} 和 I_{OUT} 要求。
2. 使用优化器拨盘优化效率、封装和成本等关键设计参数并将您的设计与德州仪器 (TI) 的其他可行解决方案进行比较。
3. WEBENCH Power Designer 提供一份定制原理图以及罗列实时价格和元件供货情况的物料清单。
4. 大多数情况下，您还可以：
   - 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导出至常用 CAD 格式；
   - 打印设计方案的 PDF 报告并与同事共享。
5. 有关 WEBENCH 工具的详细信息，请访问 www.ti.com/webench。

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 文档支持

使用 LM3478 并借助 WEBENCH Power Designer 创建定制设计方案。

8.4.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- *AN-1286 LM3748 升压控制器的补偿* SNVA067
- *AN-1229 Simple Switcher PCB 布局指南* SNVA054

8.5 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。

8.6 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。

8.7 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。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.8 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 X (December 2017) to Revision Y (January 2026) **Page**

- 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式 1
- 更新了数据表标题 1
- 将开关频率的单位从 MHz 更改为 kHz 4
- 将 $R_{\theta JA}$ 从 157.2 更改为 151.2（DGK 封装） 4
- 将 $R_{\theta JC(top)}$ 从 49.9 更改为 45.3（DGK 封装） 4
- 将 $R_{\theta JB}$ 从 77.1 更改为 85.6（DGK 封装） 4
- 将 ψ_{JT} 从 4.7 更改为 1.5（DGK 封装） 4
- 将 ψ_{JB} 从 75.8 更改为 84.2（DGK 封装） 4
- 将 I_{EAO}（拉电流）最大值从 140 改为 170µA (25°C) 5
- 将 I_{EAO}（拉电流）最大值从 180 改为 220µA 5
- 将 I_{EAO}（灌电流）最小值从 -100 更改为 -70µA (25°C) 5
- 将 I_{EAO}（灌电流）最小值从 -85 更改为 -60µA 5

Changes from Revision W (December 2014) to Revision X (December 2017) **Page**

- 删除了 LM3478Q-Q1 器件。请参阅 LM3478Q-Q1 数据表 1
- 将节 5.4 中的 LM3478 和 LM3478Q1 器件封装从“DCK”更改为“DGK”；将 D 和 DGK 封装的引脚补码从“3”更改为“8” 4
- 将 D 封装的 $R_{\theta JA}$ 从“157.2”更改为“105.3”°C/W 4
- 将 D 封装的 $R_{\theta JC}$（顶部）从“49.9”更改为“50.3”°C/W 4
- 将 D 封装的 $R_{\theta JB}$ 从“77.1”更改为“55.8”°C/W 4
- 将 D 封装的 ψ_{JT} 从“4.7”更改为“6.8”°C/W 4
- 将 D 封装的 ψ_{JB} 从“75.8”更改为“54.7”°C/W 4

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。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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)
LM3478MA/NOPB	Active	Production	SOIC (D) | 8	95 | TUBE	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	L3478 MA
LM3478MA/NOPB.A	Active	Production	SOIC (D) | 8	95 | TUBE	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	L3478 MA
LM3478MA/NOPB.B	Active	Production	SOIC (D) | 8	95 | TUBE	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	L3478 MA
LM3478MAX/NOPB	Active	Production	SOIC (D) | 8	2500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	L3478 MA
LM3478MAX/NOPB.A	Active	Production	SOIC (D) | 8	2500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	L3478 MA
LM3478MAX/NOPB.B	Active	Production	SOIC (D) | 8	2500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	L3478 MA
LM3478MM/NOPB	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	1000 | SMALL T&R	Yes	NIPDAUAG | SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	S14B
LM3478MM/NOPB.A	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	1000 | SMALL T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	S14B
LM3478MM/NOPB.B	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	1000 | SMALL T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	S14B
LM3478MMX/NOPB	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	3500 | LARGE T&R	Yes	NIPDAUAG | SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	S14B
LM3478MMX/NOPB.A	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	3500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	S14B
LM3478MMX/NOPB.B	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	3500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	S14B

(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.

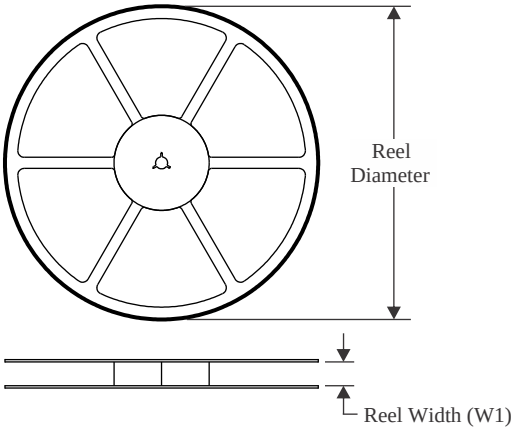
Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

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.

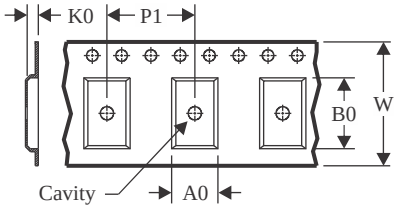
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

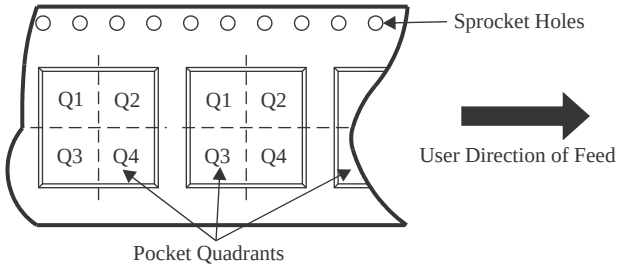


TAPE DIMENSIONS



A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

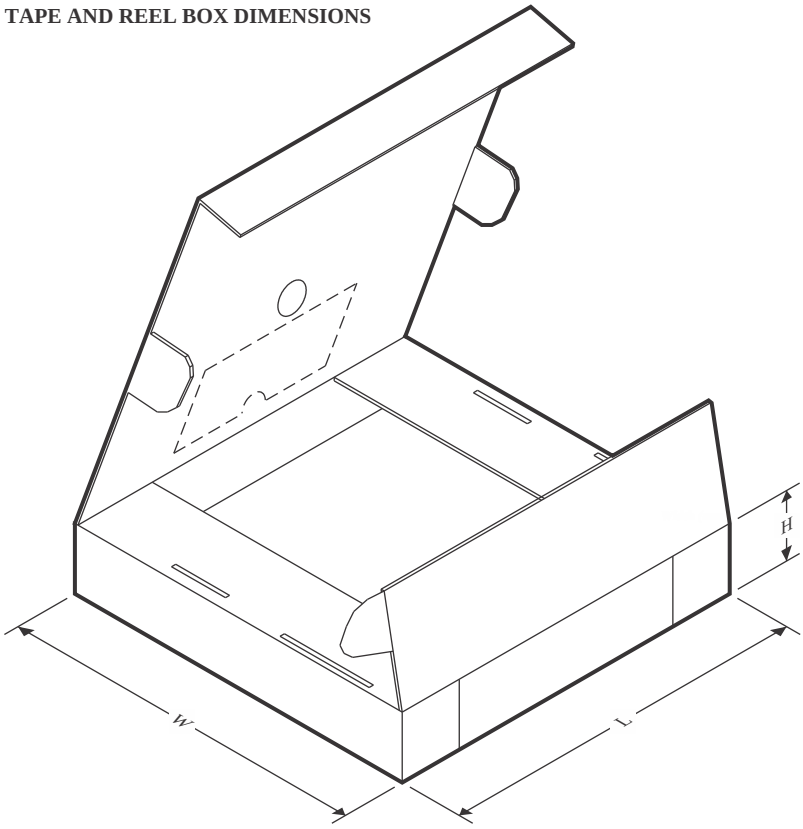
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM3478MAX/NOPB	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1
LM3478MM/NOPB	VSSOP	DGK	8	1000	177.8	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1
LM3478MMX/NOPB	VSSOP	DGK	8	3500	330.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1

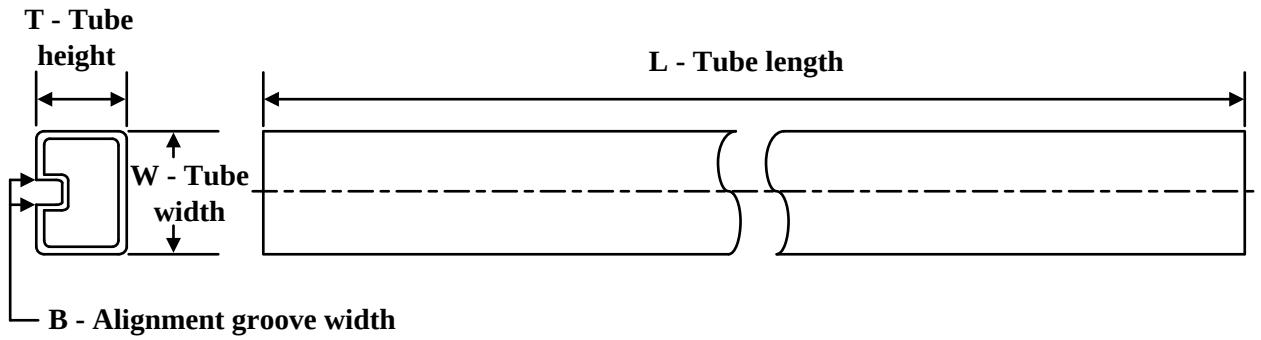
TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM3478MAX/NOPB	SOIC	D	8	2500	367.0	367.0	35.0
LM3478MM/NOPB	VSSOP	DGK	8	1000	208.0	191.0	35.0
LM3478MMX/NOPB	VSSOP	DGK	8	3500	367.0	367.0	35.0

TUBE



*All dimensions are nominal

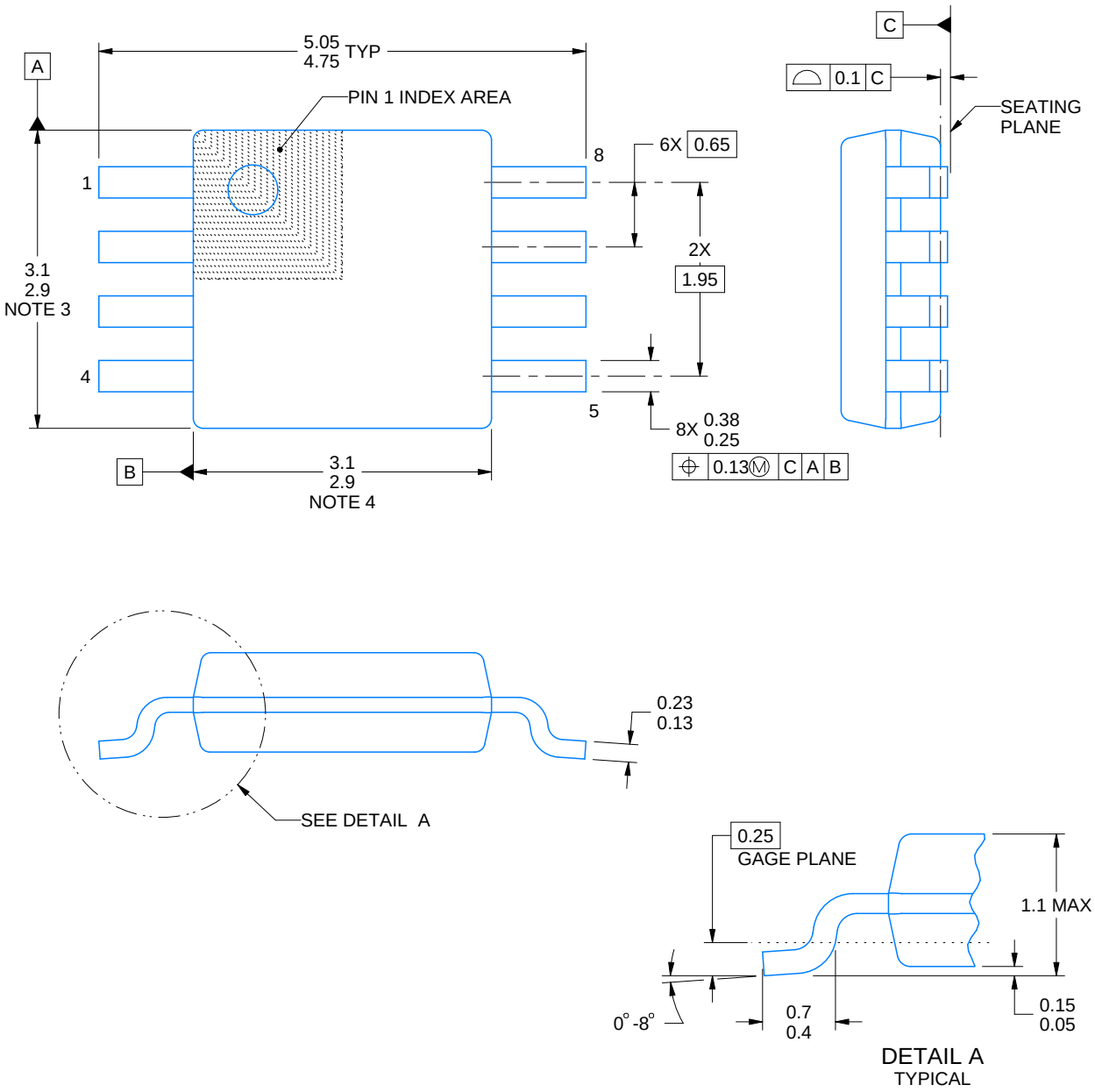
Device	Package Name	Package Type	Pins	SPQ	L (mm)	W (mm)	T (µm)	B (mm)
LM3478MA/NOPB	D	SOIC	8	95	495	8	4064	3.05
LM3478MA/NOPB.A	D	SOIC	8	95	495	8	4064	3.05
LM3478MA/NOPB.B	D	SOIC	8	95	495	8	4064	3.05

PACKAGE OUTLINE

DGK0008A

VSSOP - 1.1 mm max height

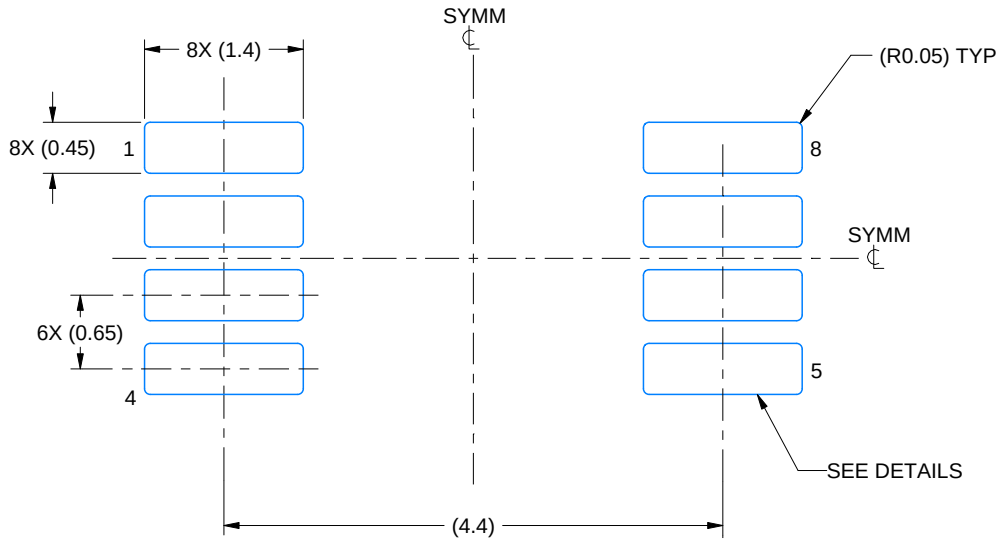
SMALL OUTLINE PACKAGE



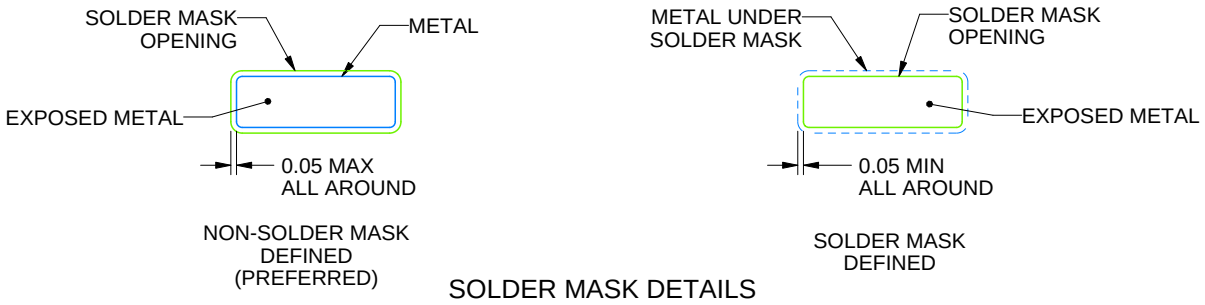
PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

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. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.15 mm per side.
4. This dimension does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.25 mm per side.
5. Reference JEDEC registration MO-187.



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE: 15X

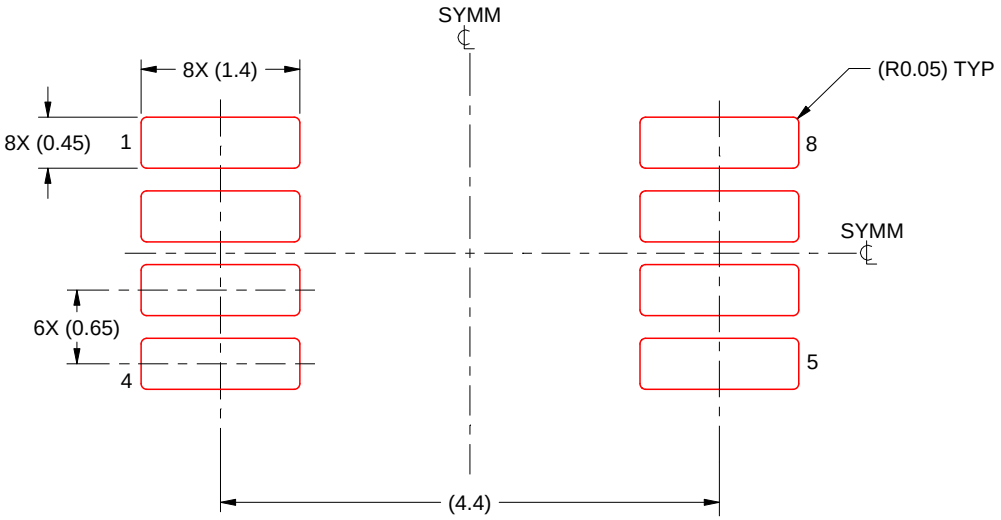


SOLDER MASK DETAILS

4214862/A 04/2023

NOTES: (continued)

6. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
7. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.
8. 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.
9. Size of metal pad may vary due to creepage requirement.

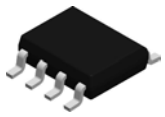


SOLDER PASTE EXAMPLE
SCALE: 15X

4214862/A 04/2023

NOTES: (continued)

11. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
12. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

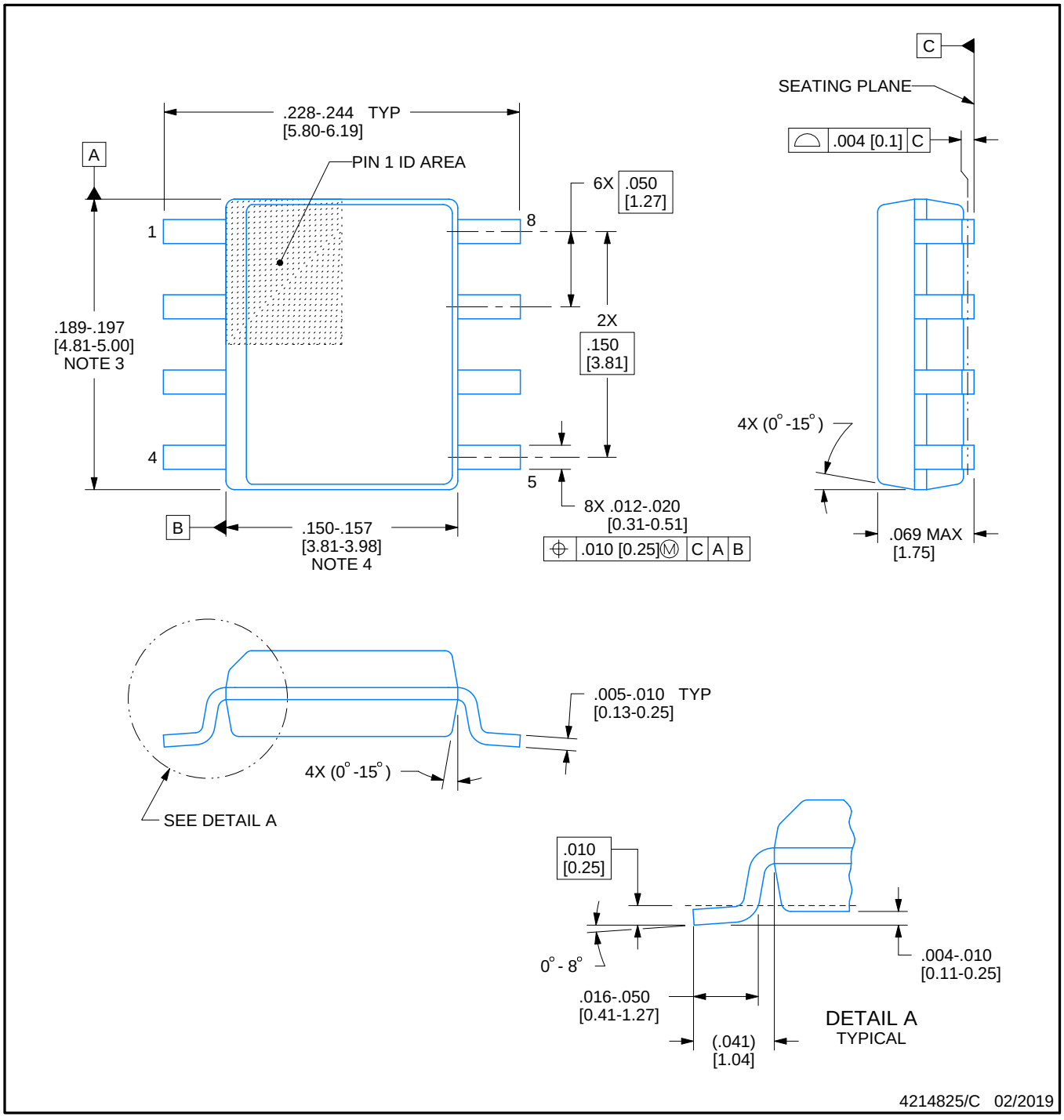


PACKAGE OUTLINE

D0008A

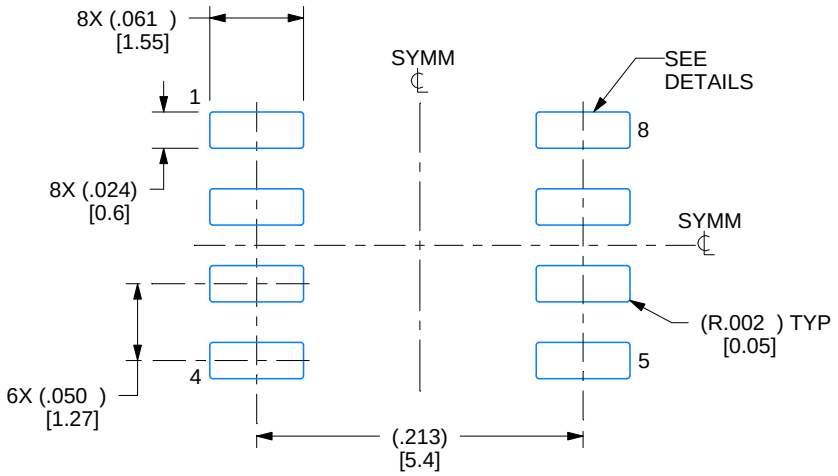
SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT

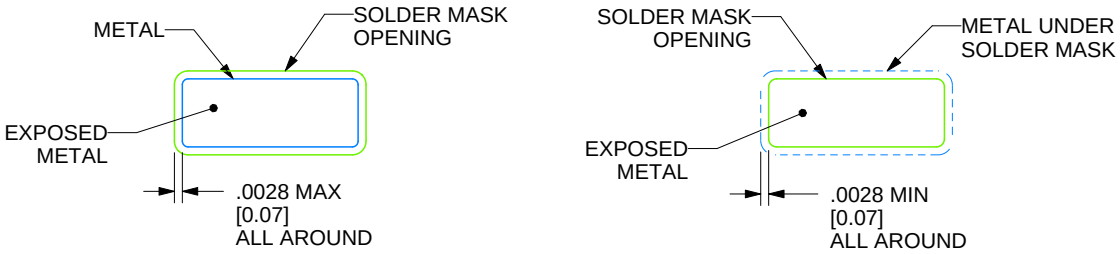


NOTES:

1. Linear dimensions are in inches [millimeters]. Dimensions in parenthesis are for reference only. Controlling dimensions are in inches. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed .006 [0.15] per side.
4. This dimension does not include interlead flash.
5. Reference JEDEC registration MS-012, variation AA.



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:8X



SOLDER MASK DETAILS

4214825/C 02/2019

NOTES: (continued)

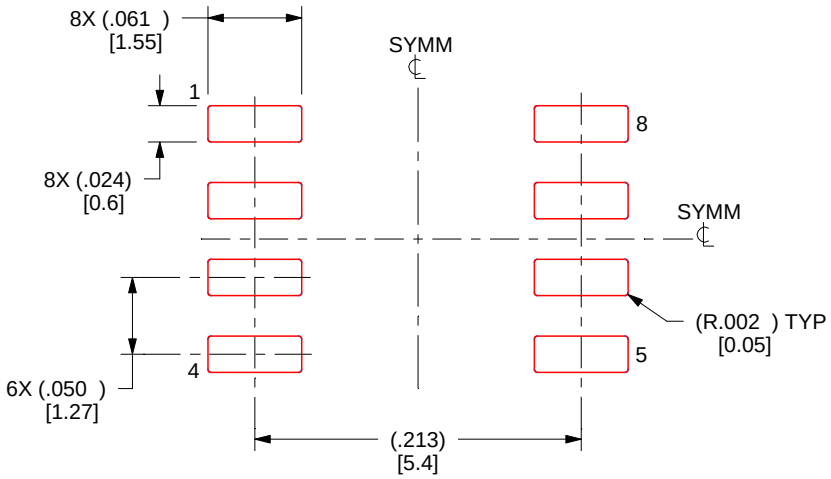
6. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
7. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

D0008A

SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON .005 INCH [0.125 MM] THICK STENCIL
SCALE:8X

4214825/C 02/2019

NOTES: (continued)

8. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
9. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

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出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