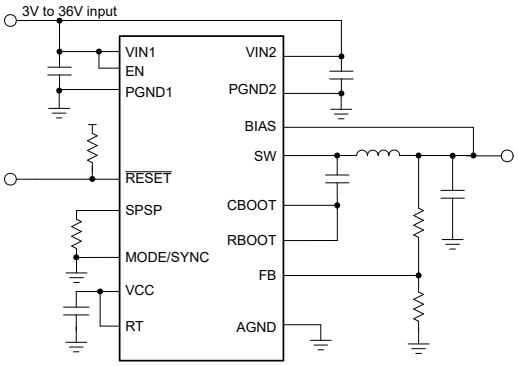
LM614xxT-Q1 适用于双侧冷却、采用热增强型封装并针对功率密度和低 EMI 进行了优化的 3V 至 36V、8A/10A 汽车级降压转换器

1 特性

- 符合面向汽车应用的 AEC-Q100 标准：
  - 温度等级 1：–40°C 至 +125°C 环境工作温度范围
- 功能安全型
  - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 输入电压范围：3V 至 36V
- 可实现低 EMI：
  - 符合 CISPR 25 5 级要求的 EVM
  - 引脚可配置展频
  - 可调节 SW 节点上升时间
  - 高于和低于 AM 频带运行：引脚可配置为固定 400kHz 和 2.2MHz，或可在 200kHz 至 2.2MHz 之间调节
  - 低 EMI 对称引脚排列
  - 对于恒定频率或脉冲频率调制 (PFM)，轻负载模式下可对引脚进行配置
- 高效率设计
  - 在 8A 负载、5V V_{OUT} 条件下，效率为 95%
  - < 1μA 关断电流（典型值）
- 高功率密度
  - 内置补偿、软启动、电流限制、热关断和 UVLO
  - 4.5mm × 3.5mm 可湿性侧面 QFN 封装
- 热增强型封装提供外露的顶部和底部散热焊盘，并实现双侧冷却，其中 $R_{\theta JC(top)}$ = 0.64°C/W
- 与 LM62460-Q1、LM61480-Q1 和 LM61495-Q1 引脚兼容

2 应用

- 汽车信息娱乐系统和仪表组
- 高级驾驶辅助系统 (ADAS)



简化版原理图

3 说明

LM614xxT-Q1 降压转换器是面向汽车的稳压器，能提供可调节输出电压（可设置范围为 1V 至预期输入电压的 95%）。这些稳压器可在宽输入电压范围（3V 至 36V）内工作，可承受高达 42V 的瞬态电压。

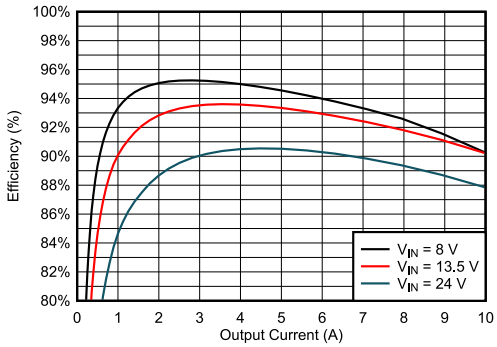
该系列专为低 EMI 设计。该器件具有可选择引脚的展频和可调节的 SW 节点上升时间。双随机展频 (DRSS) 跳频设置为 ±4%（典型值），可通过三角调制与假随机调制的组合大幅降低峰值发射，并采用先进的技术来减少展频调制导致的输出电压纹波。

开漏 $\overline{RESET}$ 输出具有滤波和延迟释放功能，可提供正确的系统状态指示。在自动模式中，器件自动在固定频率脉宽调制 (FPWM) 和脉冲频率调制 (PFM) 运行模式之间转换，从而实现仅 5μA（典型值）的空载电流消耗。电气特性额定结温范围为 –40°C 至 +150°C。

器件信息

器件型号(3)	封装(1)	封装尺寸(2)
LM61495T-Q1	VAM（VQFN-HR，16）	4.50mm × 3.50mm
LM61480T-Q1		

(1) 有关更多信息，请参阅节 11。
(2) 封装尺寸（长 × 宽）为标称值，并包括引脚（如适用）。
(3) 请参阅*器件比较表*。



EVM 效率：，V_{OUT} = 5V，F_{SW} = 2.2 MHz

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 器件比较表.... 3
5 引脚配置和功能.... 4
6 规格.... 6
6.1 绝对最大额定值.... 6
6.2 ESD 等级.... 6
6.3 建议运行条件.... 6
6.4 热性能信息.... 7
6.5 电气特性.... 7
6.6 时序要求.... 9
6.7 开关特性.... 9
6.8 典型特性.... 10
7 详细说明.... 11
7.1 概述.... 11
7.2 功能方框图.... 12
7.3 特性说明.... 13
7.4 器件功能模式.... 25
8 应用和实施.... 31
8.1 应用信息.... 31
8.2 典型应用.... 31
8.3 电源相关建议.... 47
8.4 布局.... 47
9 器件和文档支持.... 50
9.1 器件支持.... 50
9.2 文档支持.... 50
9.3 接收文档更新通知.... 50
9.4 支持资源.... 50
9.5 商标.... 50
9.6 术语表.... 50
9.7 静电放电警告.... 50
10 修订历史记录.... 50
11 机械、封装和可订购信息.... 51

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

4 器件比较表

器件	可订购器件型号	轻载	展频	输出电压	典型频率	电流
LM61495T-Q1	LM61495TQVAMRQ1	引脚可选	引脚可选	可调节	引脚可选	10A
LM61480T-Q1	LM61480TQVAMRQ1	引脚可选	引脚可选	可调节	引脚可选	8A

5 引脚配置和功能

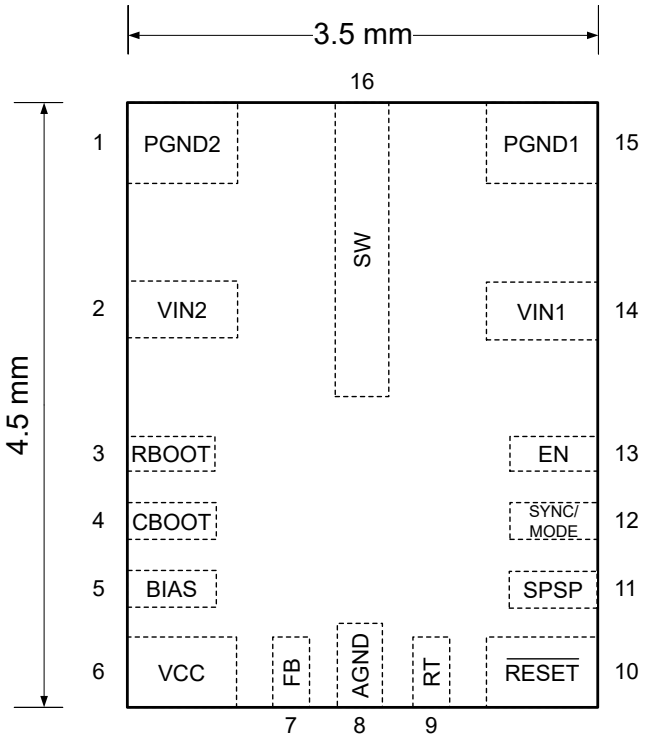


图 5-1. 16 引脚 VQFN-HR、 VAM 封装（顶视图）

表 5-1. 引脚功能

引脚		类型[(1)]	说明
名称	编号		
PGND2	1	G	内部低侧 MOSFET 的电源地。连接到系统地。必须为 PGND1 提供低阻抗连接。将一个或多个优质旁路电容器从该引脚连接到 VIN2。
VIN2	2	P	到稳压器的输入电源。将一个或多个优质旁路电容器从该引脚连接到 PGND2。提供到 VIN1 的低阻抗连接。
RBOOT	3	P	通过一个电阻器连接到 CBOOT。电阻通常在 0Ω 和 100Ω 之间，用于调整 SW 节点上升时间的压摆率。请参阅图 7-10。
CBOOT	4	P	高侧驱动器上部电源轨。在 SW 引脚和 CBOOT 之间连接一个 100nF 电容器。当 SW 节点为低电平时，内部二极管为电容器充电。
BIAS	5	P	内部稳压器的输入端。将该引脚连接到输出电压节点或 3.3V 至 12V 的外部辅助电源。在该引脚和 GND 之间连接一个可选的优质 0.1μF 电容器，以获得出色的性能。如果输出电压高于 12V 且未使用外部电源，则将该引脚接地。
VCC	6	O	内部稳压器输出。用作内部控制电路的电源。不要将此引脚连接至任何外部负载。在该引脚和 AGND 之间连接一个 1μF 优质电容器。
FB	7	I	到稳压器的反馈输入。将此引脚连接到反馈分压器接触点。请勿悬空或接地。
AGND	8	G	稳压器和系统的模拟地。所有电气参数都是相对于这个引脚测量的。将此引脚连接到 PCB 上的 PGND1 和 PGND2。
RT	9	I/O	通过一个阻值介于 6.8kΩ 和 80kΩ 之间的电阻器将此引脚接地，以将开关频率设置在 200kHz 和 2200kHz 之间。对于 400kHz，应连接到 VCC。对于 2.2MHz，应连接到 GND。不能悬空。
$\overline{\text{RESET}}$	10	O	漏极开路 $\overline{\text{RESET}}$ 输出。通过限流电阻器连接到合适的电压电源。高电平 = 电源正常，低电平 = 故障。当 EN = 低电平时，$\overline{\text{RESET}}$ 变为低电平。
SPSP	11	I	连接至 GND 以禁用展频。连接至 VCC 或通过电阻器接地以启用展频。如果使用展频，VCC 连接会关闭展频频率校正，而接地电阻器会调整频率校正以降低输出电压纹波。请勿将该引脚悬空。请参阅节 7.3.10。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 5-1. 引脚功能（续）

引脚		类型[(1)]	说明
名称	编号		
SYNC/MODE	12	I	该引脚控制 LM614xxT-Q1 的运行模式。模式包括自动模式（自动 PFM/PWM 运行）、强制脉宽调制 (FPWM) 以及与外部时钟的同步。时钟在所应用外部时钟的上升沿触发。在 FPWM 模式下拉至低电平可启用自动运行模式，拉至高电平可启用 FPWM，或连接到时钟以与外部频率同步。请勿将该引脚悬空。 与外部时钟同步时，使用 RT 引脚将内部频率设置为接近同步频率，以避免外部时钟开启和关闭时产生干扰。
EN	13	I	稳压器的精密使能输入。高电平 = 开启，低电平 = 关闭。可连接至 VIN。精密使能允许将该引脚用作可调节 UVLO。不能悬空。请参阅节 7.3.2。
VIN1	14	P	到稳压器的输入电源。将一个或多个优质旁路电容器从该引脚连接到 PGND1。必须为 VIN2 提供低阻抗连接。
PGND1	15	G	内部低侧 MOSFET 的电源地。连接到系统地。必须为 PGND2 提供低阻抗连接。将一个或多个优质旁路电容器从该引脚连接到 VIN1。
SW	16	P	稳压器的开关节点。连接到输出电感器。

(1) I = 输入，O = 输出，P = 电源，G = 接地

6 规格

6.1 绝对最大额定值

在建议的工作结温范围内[1]

参数		最小值	最大值	单位
电压	瞬态 VIN 至 AGND、PGND[2]	-0.3	42	V
电压	持续 VIN 至 AGND、PGND[2]	-0.3	36	V
电压	SW 至 AGND、PGND[3]	-0.3	V_{IN} + 0.3	V
电压	RBOOT、CBOOT 至 SW	-0.3	5.5	V
电压	瞬态 EN 或 SYNC/MODE 至 AGND、PGND[2]	-0.3	42	V
电压	瞬态 EN 或 SYNC/MODE 至 AGND、PGND[2]	-0.3	36	V
电压	BIAS 至 AGND、PGND	-0.3	16	V
电压	FB 至 AGND、PGND	-0.3	5.5	V
电压	$\overline{\text{RESET}}$ 至 AGND、PGND	0	20	V
电流	$\overline{\text{RESET}}$ 灌电流[5]	0	10	mA
电压	RT 至 AGND、PGND	-0.3	5.5	V
电压	VCC 至 AGND、PGND	-0.3	5.5	V
电压	PGND 至 AGND[4]	-1	2	V
T_{stg}	贮存温度	-65	150	°C

(1) 超出“绝对最大额定值”运行可能会对器件造成永久损坏。绝对最大额定值并不表示器件在这些条件下或在建议运行条件以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出“建议运行条件”但在“绝对最大额定值”范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。
(2) 在 ≤0.01% 的占空比下，此引脚可维持最大 42V 的持续时间 ≤100ms。在该器件的整个寿命内可以维持 36V。
(3) 此引脚上可能出现比 GND 低 2V、比 VIN 高 2V 的电压，持续时间 ≤ 200ns，占空比 ≤ 0.01%。
(4) 此规格适用于 100ns 或更短的电压持续时间。最大直流电压不得超过 ±0.3V。
(5) 不要超过引脚的额定电压。

6.2 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	±750	V

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

6.3 建议运行条件

在建议的 -40°C 到 150°C 工作结温范围内测得（除非另外说明）[1]

		最小值	最大值	单位
输入电压	输入电压范围[1]	3	36	V
输出电压	输出电压[2]	1	0.95 × VIN	V
频率	频率调节范围	200	2200	kHz
同步频率	同步频率范围	200	2200	kHz
输出电流	I_{OUT}，LM61480T	0	8	A
输出电流	I_{OUT}，LM61495T	0	10	A
温度	工作结温，T_J	-40	150	°C

(1) 启动时 VIN 需要 3.7V，启动后可将输入电压范围扩展至 3V；有关启动条件，请参阅“最小工作输入电压”。
(2) 在任何情况下，输出电压都不得降至零伏以下。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.4 热性能信息

热指标 (1)		LM614XXT-Q1 VAM (VQFN-HR) 16 引脚	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻 (LM61495TVAMEVM) (3)	21	°C/W
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻 (JESD 51-7) (2)	50.4	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	0.64	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	11.5	°C/W
Ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.7	°C/W
Ψ_{JB}	结至电路板特征参数	11.3	°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。
(2) 此表中给出的 $R_{\theta JA}$ 值仅用于与其他封装的比较，不能用于设计目的。这些值是根据 JESD 51-7 计算的，并在 4 层 JEDEC 板上进行了仿真。它们并不代表在实际应用中获得的性能。有关设计信息，请参阅最高环境温度一节。
(3) 有关电路板布局布线和其他信息，请参阅 EVM 用户指南。 有关热设计信息，请参阅最高环境温度一节。

6.5 电气特性

限制值适用于推荐的 -40°C 至 +150°C 工作结温范围，除非另有说明。最小和最大限制经过测试、设计和统计相关性分析确定。典型值表示 T_J = 25°C 条件下最有可能达到的参数标准，仅供参考。除非另有说明，以下条件适用：V_{IN} = 13.5V。VIN1 短接至 VIN2 = V_{IN}。V_{OUT} 是输出设定点。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压（VIN 引脚）						
V_{IN}	最小工作输入电压	启动需要			3.7	V
		运行后			3	V
$V_{IN_OP_H}$	最小电压迟滞			1		V
I_Q	非开关输入电流；在 VIN 引脚处测得 (3)	V_{IN} =13.5V，V_{FB} = +5%，V_{BIAS} = 5V		0.662	10	μA
I_{SD}	关断静态电流；在 VIN 引脚处测得	V_{EN} = 0V，V_{IN} = 13.5V		0.662	7.5	μA
I_B	流入 BIAS 引脚的电流（未切换）	V_{IN} = 13.5V，V_{FB} = +5%，V_{BIAS} = 5V，启用了自动模式		18.5	26	μA
使能（EN 引脚）						
V_{EN}	使能输入阈值电压 - 上升	V_{EN} 上升	1.161	1.263	1.365	V
V_{EN_HYST}	使能阈值迟滞		0.25		0.5	V
V_{EN_WAKE}	使能唤醒阈值		0.4			V
I_{EN}	使能引脚输入电流	V_{IN} = V_{EN} = 13.5V		0.3	50	nA
内部 LDO（VCC 引脚）						
V_{CC}	内部 VCC 电压	V_{IN} = 13.5V，V_{BIAS} = 0V		3.4		V
		V_{IN} = 13.5V，V_{BIAS} = 3.3V，20mA		3.2		
V_{CC_UVLO}	释放内部 VCC 欠压锁定时的 V_{IN} 电压	I_{VCC} = 0A			3.7	V
$V_{CC_UVLO_HYST}$	内部 VCC 欠压锁定迟滞	迟滞低于 V_{CC_UVLO}		1.2		V
电压基准（FB 引脚）						
V_{FB}	初始基准电压精度	V_{IN} = 3.0V 至 36V，FPWM 模式	0.99	1	1.01	V
I_{FB}	从 FB 到 AGND 的输入电流	V_{FB} = 1V			50	nA
电流限值						
I_{SC_8}	短路高侧电流限值	8A 型号，占空比接近 0%	11.5	13.8	15.6	A
$I_{LS\text{-}LIMIT_8}$	低侧电流限值		8	9.2	10.4	A
$I_{PEAK\text{-}MIN_8}$	最小峰值电感器电流			1.6		A
$I_{L\text{-}NEG_8}$	负电流限值		-6.4	-5.3	-3.9	A

6.5 电气特性（续）

限制值适用于推荐的 -40°C 至 +150°C 工作结温范围，除非另有说明。最小和最大限制经过测试、设计和统计相关性分析确定。典型值表示 T_J = 25°C 条件下最有可能达到的参数标准，仅供参考。除非另有说明，以下条件适用：V_{IN} = 13.5V。VIN1 短接至 VIN2 = V_{IN}。V_{OUT} 是输出设定点。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{SC_10}	短路高侧电流限值	10A 型号，占空比接近 0%	14	17.3	20	A
$I_{LS\text{-}LIMIT_10}$	低侧电流限值		9.8	11.5	12.9	A
$I_{PEAK\text{-}MIN_10}$	最小峰值电感器电流			1.8		A
$I_{L\text{-}NEG_10}$	负电流限值		-6.6	-5.3	-4	A
V_{HICCUP}	FB 引脚上的断续阈值		0.36	0.4	0.44	V
电源正常（$\overline{RESET}$ 引脚）						
$V_{\overline{RESET}\text{-}OV}$	$\overline{RESET}$ 阈值上限 - 上升	FB 电压 %	110	112	114	%
$V_{\overline{RESET}\text{-}UV}$	$\overline{RESET}$ 阈值下限 - 下降	FB 电压 %	92	94	96.5	%
$V_{\overline{RESET}_GUARD}$	输出电压与 UV 阈值下降时，$\overline{RESET}$ UV 阈值占稳态输出电压的百分比，在相同的 T_J 和 V_{IN} 下读取。	下降			97	%
$V_{\overline{RESET}\text{-}HYS\text{-}FALLING}$	$\overline{RESET}$ 下降阈值迟滞	FB 电压 %	0.5	1.3	2.5	%
$V_{\overline{RESET}\text{-}HYS\text{-}RISING}$	$\overline{RESET}$ 上升阈值迟滞	FB 电压 %	0.5	1.3	2.5	%
$V_{\overline{RESET}_VALID}$	正常 $\overline{RESET}$ 功能的最小输入电压	在 $V_{\overline{RESET}}$ 小于 0.4V 且通过 10kΩ 上拉至外部 5V 的情况下测得			1.2	V
V_{OL}	$\overline{RESET}$ 低电平功能输出电压	46.0μA 上拉至 $\overline{RESET}$ 引脚，V_{IN} = 1.0V，V_{EN} = 0V			0.4	V
		1mA 上拉至 $\overline{RESET}$ 引脚，V_{IN} = 13.5V，V_{EN} = 0V			0.4	
		2mA 上拉至 $\overline{RESET}$ 引脚，V_{IN} = 13.5V，V_{EN} = 3.3V			0.4	
$R_{\overline{RESET}}$	$\overline{RESET}$ 导通电阻，	V_{EN} = 5V，1mA 上拉电流		44	125	Ω
$R_{\overline{RESET}}$	$\overline{RESET}$ 导通电阻，	V_{EN} = 0V，1mA 上拉电流		18	40	Ω
振荡器（SYNC/MODE 引脚）						
V_{SYNCDL}	SYNC/MODE 输入电压低		0.4			V
V_{SYNCDH}	SYNC/MODE 输入电压高				1.7	V
V_{SYNCD_HYST}	SYNC/MODE 输入电压迟滞		0.185		1	V
R_{SYNC}	用于确保 SYNC/MODE 不会悬空的内部下拉电阻器			100		kΩ
高侧驱动（CBOOT 引脚）						
V_{CBOOT_UVLO}	与 SW 相比 CBOOT 引脚上的电压，将关闭高侧开关			1.9		V
MOSFET						
$R_{DS\text{-}ON\text{-}HS}$	高侧 MOSFET 导通电阻	负载 = 1A，$C_{BOOT\text{-}SW}$ = 3.2V		21	39	mΩ
$R_{DS\text{-}ON\text{-}LS}$	低侧 MOSFET 导通电阻	负载 = 1A，$C_{BOOT\text{-}SW}$ = 3.2V		13	25	mΩ
热关断						
T_{SD_R}	热关断跳变阈值		158	168	180	
T_{SD_F}	热关断恢复阈值		150	159		

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

6.6 时序要求

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
PWM 限制（SW 引脚）						
t_{ON-MIN}	最短高侧开关导通时间	V_{IN} = 18V，$V_{SYNC/MODE}$ = 5V，I_{OUT} = 2A，R_{BOOT} = 0Ω		62	81	ns
$t_{OFF-MIN}$	最短高侧开关关断时间	V_{IN} = 5V		70	103	ns
t_{ON-MAX}	最大开关导通时间	压降中的 HS 超时	6.9	8.9	11	μs
启动						
t_{EN}	导通延迟	V_{IN} = 13.5V、C_{VCC} = 1μF 时从 EN 高电平到第一个 SW 脉冲的时间（如果输出从 0V 开始）		0.82	1.2	ms
t_{SS}	从第一个 SW 脉冲到 V_{REF} 达到设定点 90% 的时间。		1.7	2.2	2.7	ms
t_W	短路等待时间（“断续”时间）			40		ms
电源正常（$\overline{RESET}$ 引脚）和过压保护						
t_{RESET_FILTER}	$\overline{RESET}$ 边沿抗尖峰延迟		10	26	45	μs
t_{RESET_ACT}	$\overline{RESET}$ 运行时间	FB 时间在 $\overline{RESET}$ 释放前必须有效。	1.1	2.1	3.4	ms
振荡器（SYNC/MODE 引脚）						
t_{PULSE_H}	需要在 SYNC/MODE 引脚上识别的高电平持续时间		100			ns
t_{PULSE_L}	需要在 SYNC/MODE 引脚上识别的低电平持续时间		100			ns
t_{MSYNC}	在一个电平上指示 FPWM 或自动模式所需的时间		7		20	μs
t_{LOCK}	时钟锁定到有效同步信号所需的时间	RT = 39.2kΩ		4.3		ms

6.7 开关特性

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
振荡器（RT 和 SYNC 引脚）						
f_{OSC}	内部振荡器频率	RT = GND	1.90	2.2	2.42	MHz
f_{OSC}	内部振荡器频率	RT = VCC	350	400	440	kHz
$f_{FIXED_2.2MHz}$	使用 RT 电阻器的最大值选择 2.2MHz 测得的振荡器频率	RT = 6.81kΩ	1.95	2.2	2.42	MHz
$f_{FIXED_0.4MHz}$	使用 RT 电阻器的最小值选择 400kHz 测得的振荡器频率	RT = 40.2kΩ	352	400	448	kHz
f_{ADJ}	中心微调振荡器频率	RT = 22.6kΩ	630	700	770	kHz
展频						
ΔFc+	内部振荡器因展频而实现频率增大		1	4	7.5	%
ΔFc-	内部振荡器因展频而实现频率减小		-8	-4	-1	%
开关节点						
D_{MAX}	最大开关占空比	在频率折返期间	98			%
		f_{sw} = 1.85MHz		87		

6.8 典型特性

除非另有说明，否则 V_{IN} = 13.5V。

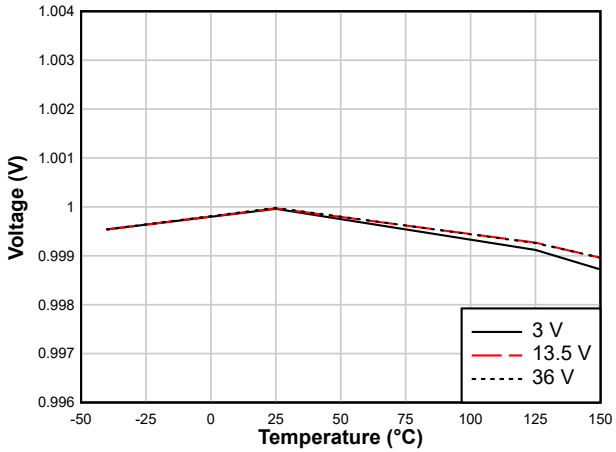
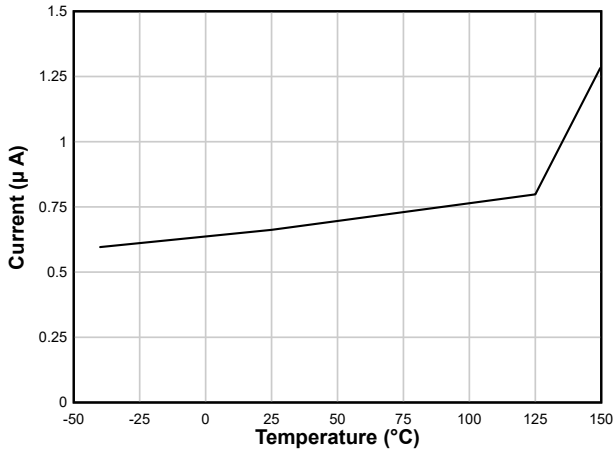


图 6-1. 反馈电压



EN = 0V

图 6-2. 关断电源电流

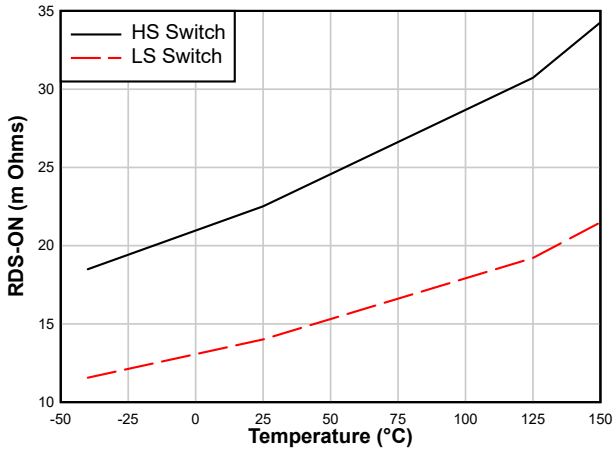


图 6-3. 高侧和低侧开关 R_{DS_ON}

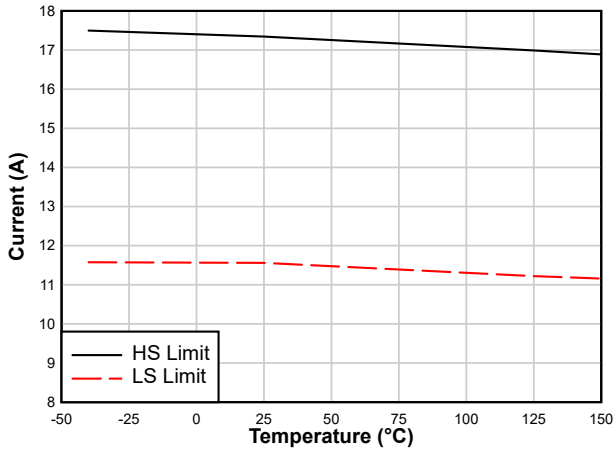


图 6-4. 高侧和低侧电流限制

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7 详细说明

7.1 概述

LM614xxT-Q1 是一款具有宽输入和输出电压范围的低静态电流、高性能稳压器，可在宽频率和转换比范围内运行。如果最短导通时间或最短关断时间不支持所需的转换比，则频率会降低。该操作可自动支持在负载突降期间保持调节，并且在启动期间保持非常低的压降。

该器件旨在更大限度地降低最终产品成本并减小其尺寸，同时可在要求苛刻的汽车环境中运行。通过使用 RT 引脚，可以将 LM614xxT-Q1 设置为在固定 400kHz、固定 2.2MHz 或从 200kHz 到 2.2MHz 的可调模式下运行。利用内部补偿和精确的电流限制方案，可以更大限度地降低 BOM 成本和减少元件数量。此外，$\overline{\text{RESET}}$ 输出功能与内置延迟释放和低电流轻负载模式使用户能够在许多应用中省去备用 LDO 和复位芯片。

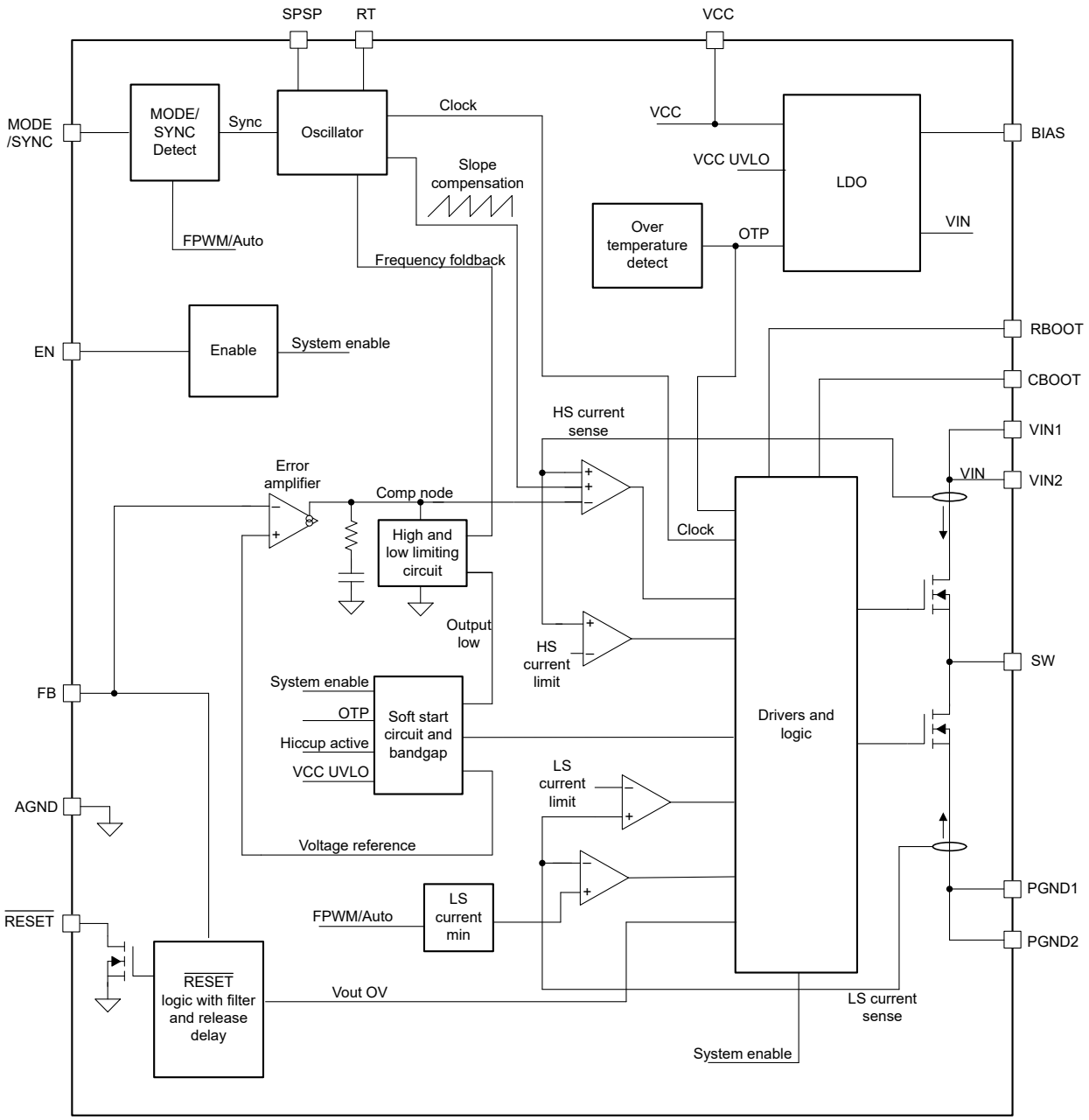
LM614xxT-Q1 设计具有低 EMI。该器件包含以下特性：

- 可调开关节点上升压摆率
- 引脚可配置展频
- 低输入电感封装
- 在高于和低于 AM 无线电频带的频率范围内运行

通过结合使用这些特性，就无需采用屏蔽和其他昂贵的 EMI 缓解措施。

为了在可靠性敏感型环境中使用该器件，LM614xxT-Q1 的封装具有更大的转角端子，可改进 BLR 和可湿性侧面，支持光学检测。

7.2 功能方框图



Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.3 特性说明

7.3.1 输出电压选择

输出电压和 FB 引脚之间的分压器用于调节输出电压。请参阅图 7-1。

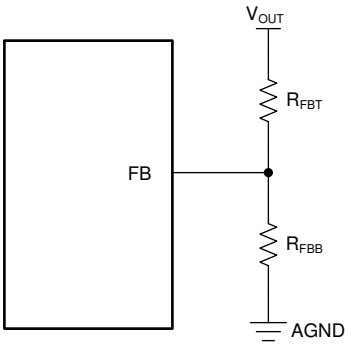


图 7-1. 使用电阻分压器网络设置输出电压

LM614xxT-Q1 使用 1V 基准进行控制以推导出方程式 1。此公式可用于针对所需的输出电压和给定的 R_{FBT} 确定 R_{FBB}。通常，R_{FBT} 被限制在 100kΩ 的最大值，以防止在严苛条件下由于 PCB 泄漏而引起漂移。可以使用高达 1MΩ 的更大电阻，以在更清洁的环境中提高轻负载效率。

$$R_{FBB} = \left(\frac{1}{V_{OUT} - 1}\right) \times R_{FBT} \tag{1}$$

此外，可以使用一个前馈电容器 C_{FF} 来优化瞬态响应。

7.3.2 使能 EN 引脚和 V_{IN} UVLO 用途

向 EN 引脚施加小于 0.4V 的电压，可将器件置于关断模式。在关断模式下，静态电流降至 0.66μA（典型值）。高于该电压但低于 LM614xxT-Q1 EN 阈值下限时，VCC 处于活动状态，但 SW 节点保持非活动状态。在 EN 高于 V_{EN} 后，只要输入电压高于最小工作电压，芯片就能正常工作。

EN 端子不能悬空。启用运行的最简单方法是将 EN 引脚连接至 VIN。当 VIN 将内部 VCC 驱动至高于 UVLO 电平时，此操作允许器件自启动。但是，许多应用受益于采用使能分压器串，而使能分压器串可建立精密输入欠压锁定 (UVLO)。精密 UVLO 可用于实现以下功能：

- 时序控制
- 使用长输入电缆时防止器件重新触发
- 减少电池电源深度放电的发生

请注意，EN 阈值是准确的。上升使能阈值有 8.1% 的容差。迟滞足以防止负载关断时重新触发（大概 25%）。另一个 IC 的外部逻辑输出也可用于驱动 EN 端子，从而实现系统电源时序。

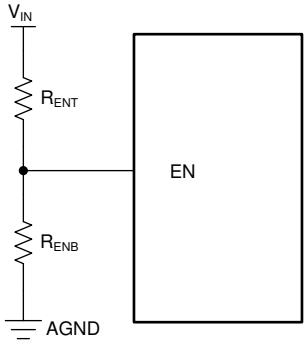


图 7-2. 使用 EN 引脚时的 VIN UVLO

可以使用方程式 2 来计算电阻器阻值：

$$R_{ENT} = \left(\frac{V_{ON}}{V_{EN}} - 1\right) \times R_{ENB}$$

$$V_{OFF} = V_{ON} \times \left(1 - \frac{V_{EN_HYST}}{V_{EN}}\right) \quad (2)$$

其中

- V_{ON} = V_{IN} 导通电压
- V_{OFF} = V_{IN} 关断电压
- V_{EN} 是使能引脚的上升阈值电压，可在*电气特性*表中找到。

7.3.3 用于同步的 SYNC/MODE

LM614xxT-Q1 SYNC/MODE 引脚可用于将内部振荡器与外部时钟进行同步。可以通过将正边沿耦合至 SYNC/MODE 引脚来同步内部振荡器。SYNC/MODE 引脚上的耦合边沿电压必须超过 SYNC 振幅阈值 V_{SYNCDH}，才能触发内部同步脉冲检测器。最小 SYNC 上升脉冲和下降脉冲持续时间必须分别长于 t_{PULSE_H} 和 t_{PULSE_L}。LM614xxT-Q1 开关操作可同步至频率为 200kHz 至 2.2MHz 的外部时钟。

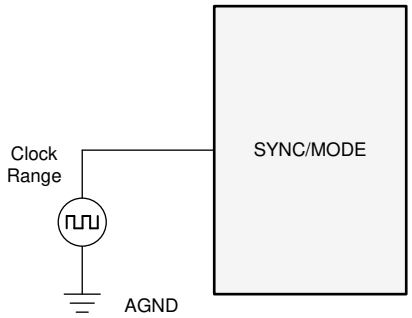
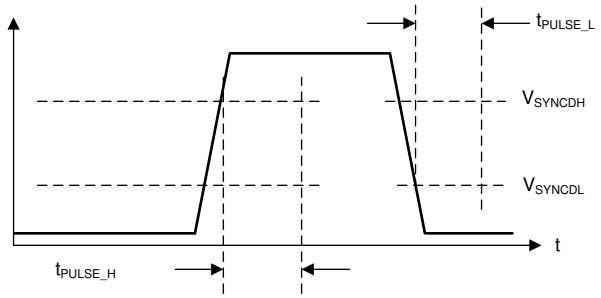


图 7-3. 允许使用 SYNC/MODE 引脚实现同步的典型实现方案

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

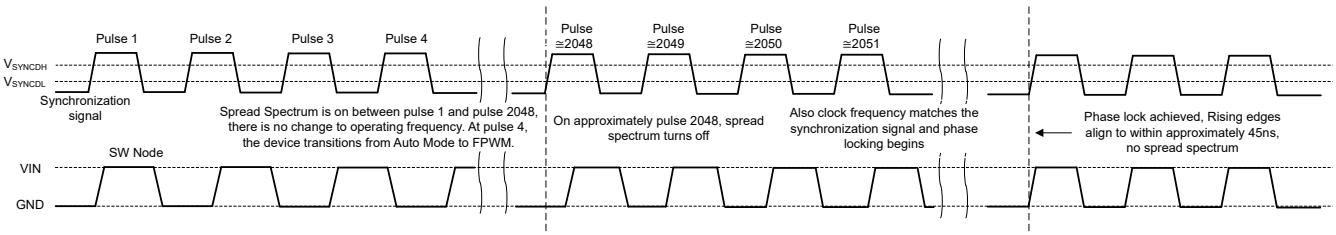


该图显示了检测同步信号所需的条件。

图 7-4. 典型 SYNC/MODE 波形

7.3.4 时钟锁定

检测到有效的同步信号后，就会启动时钟锁定程序。在大约 2048 个脉冲之后，时钟频率突然变为同步信号的频率。频率突然调整时，相位保持不变，因此默认频率下运行与同步频率下运行之间的时钟周期为中间长度。没有非常长或非常短的脉冲。频率调整后，相位会在几十个周期内进行调整，以便上升同步边沿与上升的 SW 节点脉冲相对应。请参阅图 7-5。



在脉冲 4，检测到同步信号。大约在脉冲 2048 之后，同步信号准备好进行同步，并使用无干扰技术调整频率。之后，相位被锁定。

图 7-5. 同步过程

7.3.5 可调开关频率

RT 引脚是可配置的。此引脚可以连接到 VCC 以实现 400kHz 工作频率，可以接地以实现 2.2MHz 工作频率，也可以使用连接到 AGND 的电阻来设置可调节工作频率。请参阅图 7-6 了解电阻值。请注意，如果电阻值下降至超出建议范围，则这种下降会导致 LM614xxT-Q1 恢复为 400kHz 或 2.2MHz。请勿向该引脚施加脉冲信号以强制同步。如果需要同步，请参阅节 7.3.3 中的 SYNC/MODE 引脚。

$$R_T(k\Omega) = \frac{16.4}{f_{SW}(MHz)} - 0.633 \quad (3)$$

例如，对于 f_{SW} = 2.2MHz，R_T = (16.4/2.2) - 0.633 = 6.82kΩ，因此选择 6.81kΩ 电阻器作为最接近的选项。

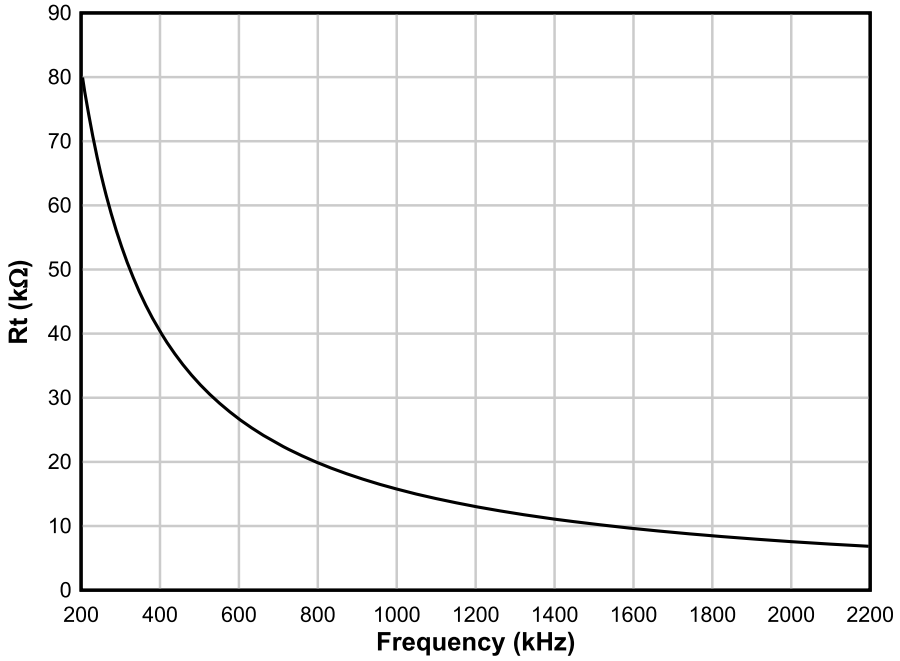


图 7-6. 设置时钟频率

7.3.6 $\overline{\text{RESET}}$ 输出运行

虽然 LM614xxT-Q1 的 $\overline{\text{RESET}}$ 功能类似于标准电源正常功能，但该功能旨在替代分立式复位 IC，从而降低 BOM 成本。在大多数稳压器中，复位功能与普通的电源正常功能之间存在三个主要区别：

- 为释放复位添加了延迟。请参阅表 7-1。
- 当此器件被禁用时，$\overline{\text{RESET}}$ 输出发出故障信号（将输出拉至接地）。
- $\overline{\text{RESET}}$ 在低至 1.2V 的输入电压条件下继续运行。低于此输入电压时，$\overline{\text{RESET}}$ 输出可处于高阻抗状态。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

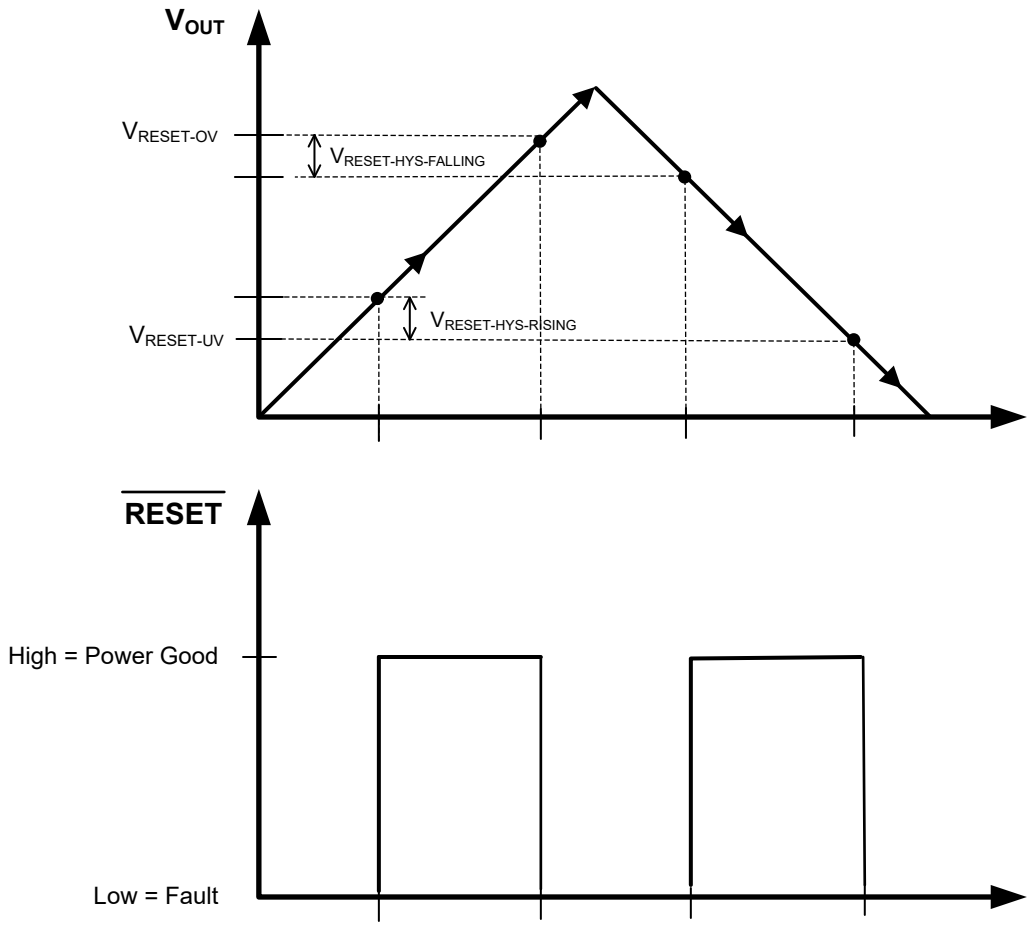


图 7-7. $\overline{\text{RESET}}$ 静态电压阈值

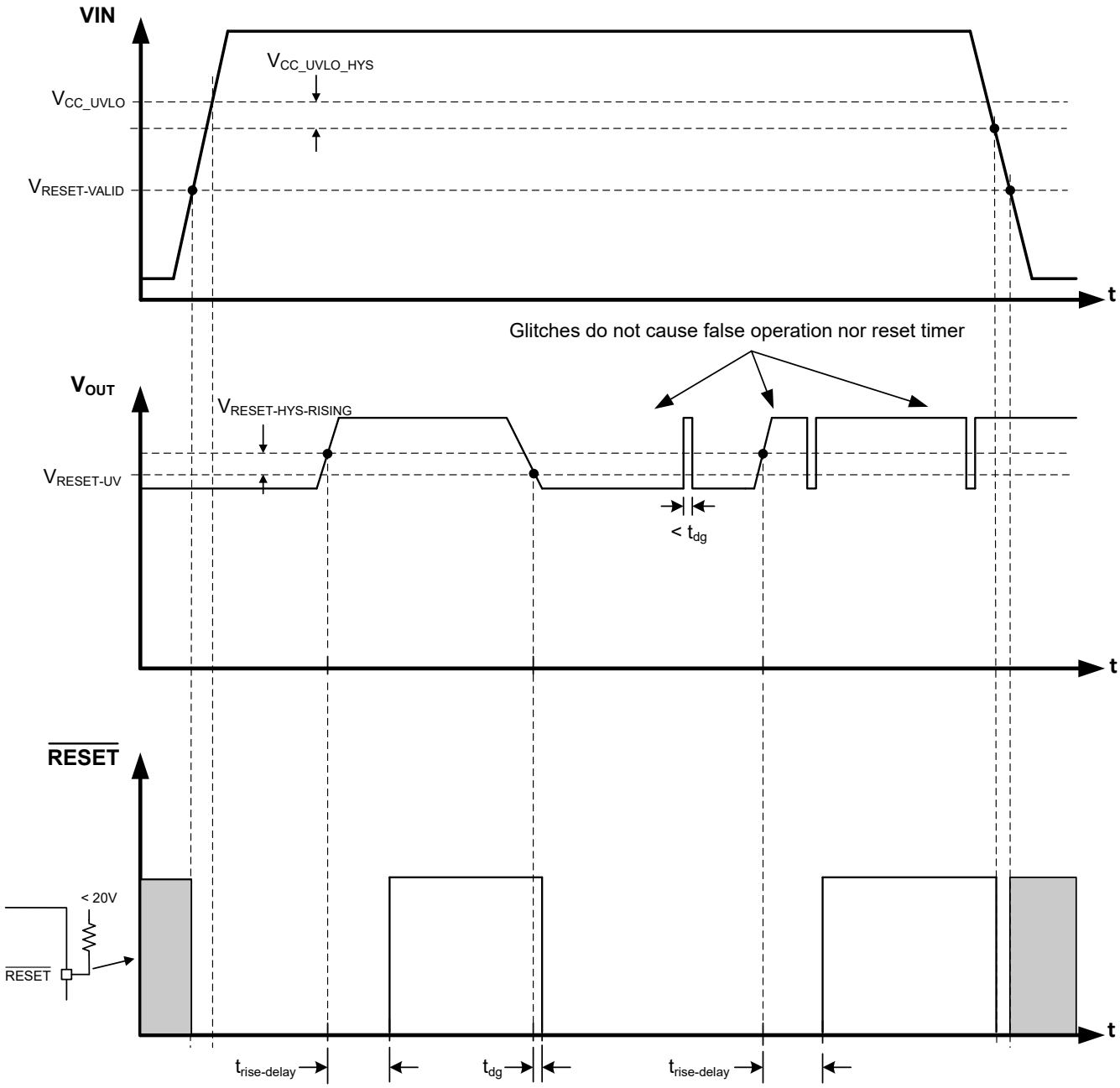


图 7-8. $\overline{\text{RESET}}$ 时序图（不包括 OV 事件）

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

表 7-1. 导致 $\overline{\text{RESET}}$ 发出故障信号（拉至低电平）的条件

故障条件启动	故障条件结束（在此之后，必须经过 t_{RESET_ACT} 才能释放复位输出）
FB 低于 V_{RESET_UV} 的持续时间超过 t_{RESET_FILTER}	FB 高于 V_{RESET_UV} + V_{RESET_HYST} 的持续时间超过 t_{RESET_FILTER}
FB 高于 V_{RESET_OV} 的持续时间超过 t_{RESET_FILTER}	FB 低于 V_{RESET_OV} – V_{RESET_HYST} 的持续时间超过 t_{RESET_FILTER}
结温超过 T_{SD_R}	结温降至 T_{SD_F} 以下(1)
EN 低电平	在 EN 变为高电平后经过 t_{EN} (1)
VIN 下降到足够低，使得 VCC 降至低于 V_{CC_UVLO} – $V_{CC_UVLO_HYST}$。此值称为 $V_{IN_OPERATE}$。	VIN 上的电压足够高，使得 VCC 引脚超过 V_{CC_UVLO} (1)

(1) 作为额外的运行检查，$\overline{\text{RESET}}$ 在软启动期间保持低电平。软启动定义为直到达到完整输出电压或者自启动以来经过 t_{SS2}（以较小者为准）。即使满足此表中的所有其他条件并且已经过 t_{RESET_ACT}，也是如此。软启动期间的锁定不需要经过 t_{RESET_ACT}，即可释放 $\overline{\text{RESET}}$。

指定 $\overline{\text{RESET}}$ 功能的阈值电压是为了充分利用 LM614xxT-Q1 内部反馈阈值在 $\overline{\text{RESET}}$ 电路中的可用性。这样，就可以同时指定最大阈值为所选输出电压的 96.5%，同时确保实际工作点为 96%。最终结果是在扩大系统瞬态响应裕度的同时，实现了更准确的复位功能。请参阅图 7-9 中的输出电压误差堆叠比较。

除了在检测到过压（FB 高于 V_{RESET_OV}）时发出故障信号之外，开关节点也会关断，并向 SW 施加大概 1mA 的小下拉电流。

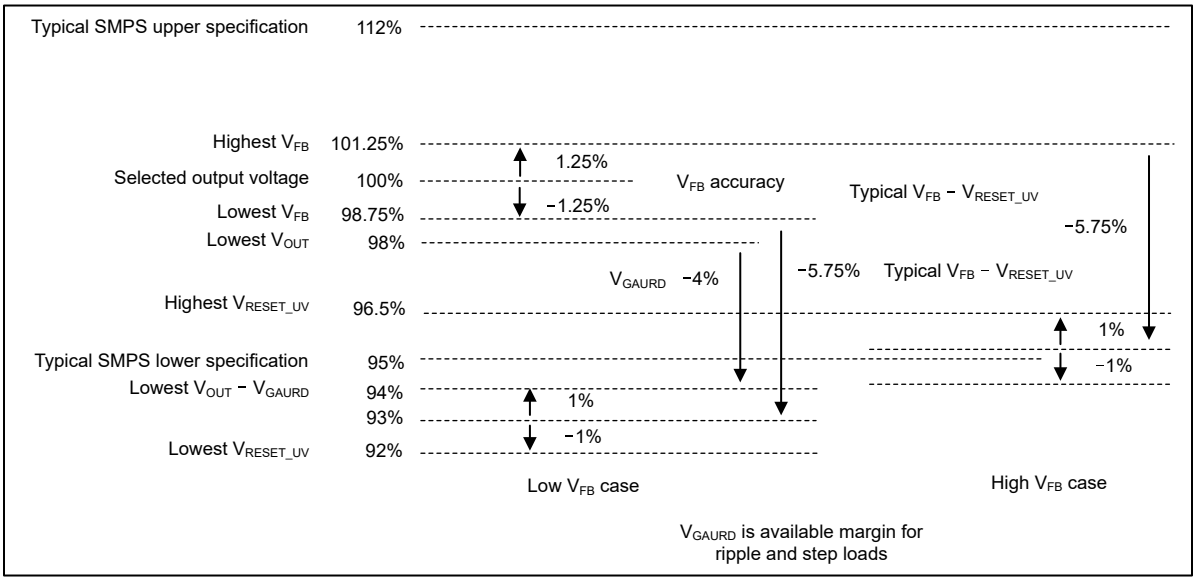


图 7-9. 复位阈值电压堆叠

7.3.7 内部 LDO、VCC UVLO 和 BIAS 输入

LM614xxT-Q1 使用 VCC 作为其内部电源。VCC 又由 VIN 或 BIAS 供电。在 LM614xxT-Q1 处于运行状态后，如果 BIAS 低于约 3.1V，则电源来自 VIN。如果 BIAS 大于 3.1V，则电源来自 BIAS。大多数情况下，VCC 通常为 3V 至 3.3V，但如果 VIN 非常低，则 VCC 可以更低。为了防止不安全运行，VCC 具有 UVLO，可在内部电压过低时防止进行开关操作。请参阅*电气特性*中的 V_{CC_UVLO} 和 $V_{CC_UVLO_HYST}$。启动期间，VCC 会瞬间超过其正常工作电压，直到超过 V_{CC_UVLO}，然后降至正常工作电压。在仅为 LM614xxT-Q1 供电时，这些 UVLO 值与 LDO 的压降相结合，用于获得 $V_{IN_OPERATE}$ 和 $V_{IN_OP_H}$ 的最小值。

7.3.8 自举电压和 $V_{CBOOT\text{-}UVLO}$（CBOOT 引脚）

当 HS 开关导通时，高侧电源开关（HS 开关）的驱动器需要高于 VIN 的偏置。连接在 CBOOT 和 SW 之间的电容器作为电荷泵用于将 CBOOT 引脚上的电压升压到 (SW + VCC)。自举二极管集成在 LM614xxT-Q1 芯片上，可更大程度地减小物理设计尺寸。TI 建议对 CBOOT 电容器使用额定电压为 10V、采用 X7R 或更佳电介质的

100nF 电容器。引导 (CBOOT) 电源轨具有 UVLO 功能，用于保护芯片不受偏置过小操作的影响。该 UVLO 具有 V_{BOOT_UVLO}，通常为 2.1V。如果 CBOOT 电容器电压降至 V_{BOOT_UVLO} 以下，则器件会在尝试导通高侧器件之前，启动一个使用低侧 FET 的充电序列。

7.3.9 SW 节点压摆率可调

为了在效率方面优化 EMI，LM614xxT-Q1 允许在导通期间通过电阻器选择高侧 FET 驱动器的强度。请参阅图 7-10。通过 RBOOT 引脚消耗的电流（虚线环路）被放大并通过 CBOOT 消耗（虚线）。该电流用于导通高侧电源 MOSEFT。

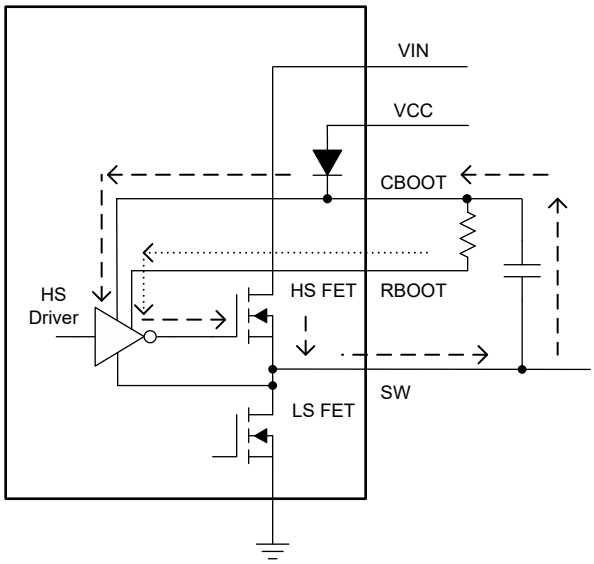


图 7-10. 显示 RBOOT 功能的简化电路

RBOOT 短接至 CBOOT 时，上升时间很短。在这种情况下，SW 节点谐波以每十倍频程 –40dBμV 的速率滚降，直到达到 150MHz 左右，然后谐波开始以每十倍频–40dBμV 的速率滚降。延长上升时间会降低发生此转换时的频率，在较高频率下提供更多滚降，从而在 EMI 扫描方面提供更大的裕度。如果通过 700Ω 连接 CBOOT 和 RBOOT，则高侧导通导致的压摆时间限制为不超过 13ns。将 13.5V 转换为 5V 时，其典型值为 10ns。在大多数情况下，这种较长的上升时间使 SW 节点谐波中的能量都能在 50MHz 附近滚降。滚降谐波可以消除许多应用中对屏蔽和共模扼流圈的需求。请注意，上升时间随着输入电压的增加而延长。随着 RBOOT 电阻升高，存储电荷产生的噪声也显著降低。以较低压摆率进行开关会降低效率。请注意优化该电阻，以在不产生过多热量的情况下提供出色的 EMI。如果 RBOOT 保持开路，则上升时间设置为最大值。

7.3.10 展频

可使用 SPSP 引脚配置展频。展频旨在通过在比具有固定频率运行的器件更宽的频率范围内分散特定频率下的峰值发射来消除这些峰值发射。LM614xxT-Q1 实现了一种调制模式，旨在减少开关频率前几个谐波的低频传导发射。这种模式还有助于减少更难滤除且可能落在 FM 频带中的更高谐波。这些谐波通常通过开关节点和电感器周围的电场耦合到环境中。LM614xxT-Q1 使用 ±4%（典型值）的频率展频，该展频在 FM 和 TV 频带中平滑传播能量。该器件实现了双随机展频 (DRSS)。DRSS 是三角展频模式与假随机跳频的组合。这种组合可使展频非常有效地在以下位置传播能量：

- 具有慢三角模式的基波开关谐波
- 在开关频率下具有额外伪随机跳变的高频谐波

DRSS 的优势在于在高频下的等效谐波衰减具有较小的基频偏差。此特性可减少在调制频率下引入的输入电流和输出电压纹波量。此外，LM614xxT-Q1 还可以进一步减少由展频调制模式引起的输出电压纹波。SPSP 引脚接地时，禁用展频。SPSP 引脚连接到 VCC 时，开启展频。通过一个电阻器将 SPSP 引脚接地时，开启展频。此外，

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

对开关应用调制频率校正，以降低由频率调制引起的输出电压纹波。电阻器通常为 20kΩ 左右，可以使用方程式 4 更精确地计算。

$$R_{SPSP}(k\Omega) = \frac{14.17 \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}}{\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{I_{RATED} \times L \times f_{SW}} + 1.22} \tag{4}$$

其中，I_{RATED} 是器件的直流额定电流，如*建议运行条件*中所述。

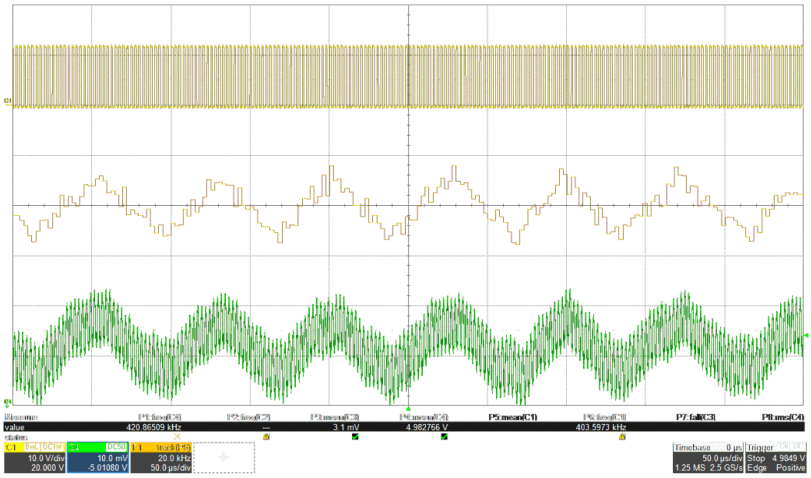


图 7-11. 没有纹波消除功能的输出纹波显示 V_{SW}（顶部）、F_{SW}（中间）、V_{OUT}（底部）

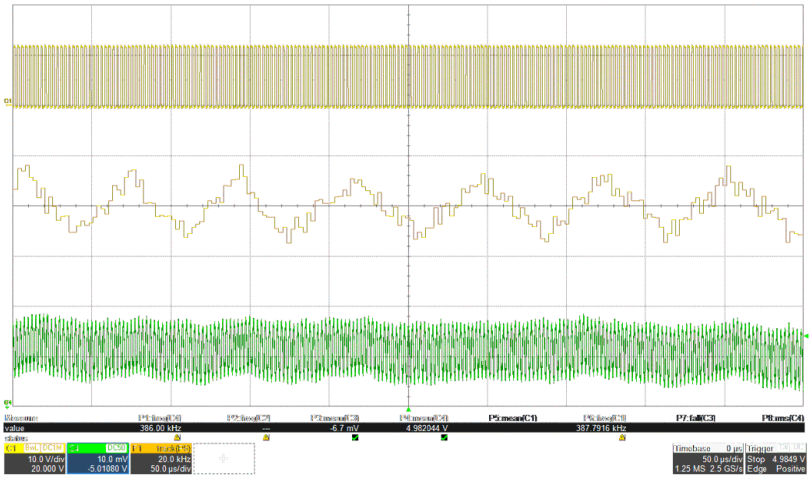


图 7-12. 具有纹波消除功能时的输出纹波，图中显示了 V_{SW}（顶部）、F_{SW}（中间）、V_{OUT}（底部）

展频仅在 LM614xxT-Q1 的时钟以其固有频率自由运行时才可用。以下任一条件都会覆盖展频，从而关闭展频：

- 由于输入电压较低，时钟速度变慢。该操作便是压降运行。
- 在自动模式下，时钟在轻负载时变慢。负载通常不超过 750mA。请注意，如果器件在 FPWM 模式下运行，即使没有负载，展频也可以激活。
- 由于输入与输出电压比很高，时钟速度变慢。如果导通时间达到最短导通时间，则应该会出现这种运行模式。请参阅*时序要求*。
- 该时钟与外部时钟同步。

7.3.11 软启动和从压降中恢复

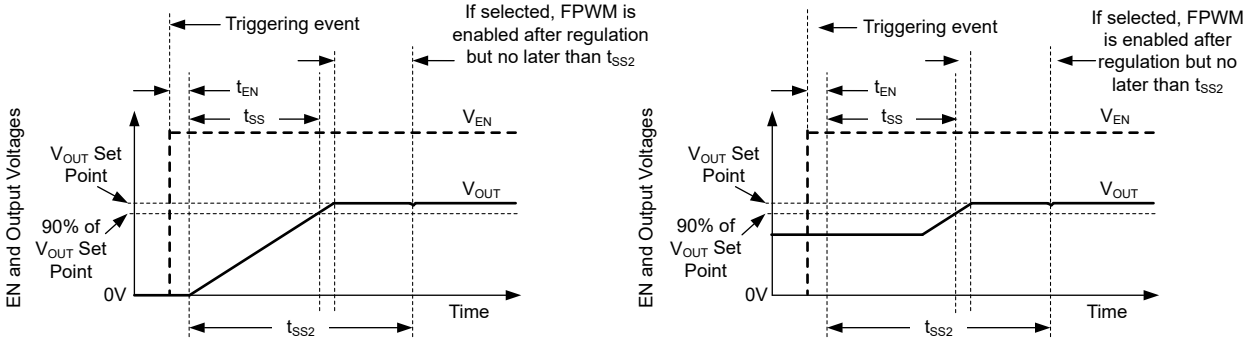
在使用 LM614xxT-Q1 进行设计时，由于压降恢复和软启动而导致的输出电压上升放缓必须被视为单独的现象。软启动由以下任一条件触发：

- EN 用于打开器件。
- 从断续等待期恢复；请参阅节 7.3.13。
- 由于过热保护而从关断状态恢复。
- 向 IC 的 VIN 施加电源或释放 VCC UVLO。

触发软启动后，IC 将执行以下操作：

- IC 用来调节输出电压的基准从零开始缓慢升高。最终结果是，如果输出电压先前为 0V，则 t_{SS} 将达到所需值的 90%。
- 工作模式设置为自动，从而激活二极管仿真。如果在输出端已存在电压，则此操作允许在不将输出拉低的情况下启动。
- 在软启动期间，断续模式处于禁用状态；请参阅节 7.3.13。

所有这些操作共同实现浪涌电流受限的启动。这些操作还允许使用输出电容器和负载条件，从而使电流在启动期间接近电流限值而不会触发断续。此外，如果输出电压已经存在，则不会下拉输出。请参阅图 7-13。



左侧曲线显示了从 0V 开始的软启动。右侧曲线显示了预偏置或非零电压的软启动行为。无论哪种情况，输出电压都在软启动后的 t_{SS} 时间达到所需设定点的 10% 以内。软启动期间，FPWM 和断续模式处于禁用状态。输出达到稳压或 t_{SS2}（以先发生的时间为准）后，断续和 FPWM 模式均会启用。

图 7-13. 软启动运行

无论出于何种原因，只要输出电压下降超过几个百分点，输出电压就会缓慢上升。这种情况称为从压降中恢复，与软启动的区别主要体现在三个方面：

- 仅当输出电压低于设定点的 0.4 倍时，才允许断续。请注意，压降调节期间会抑制断续。请参阅节 7.3.13。
- 从压降中恢复期间允许 FPWM 模式。如果输出电压突然被一个外部电源上拉，LM614xxT-Q1 可在输出端下拉。请注意，正常运行期间提供的所有保护措施均可用，从而在输出对高电压或接地短路时保护器件。
- 基准电压设置为比实现当前输出电压所需的值高出大概 1%。基准电压并非从零开始。

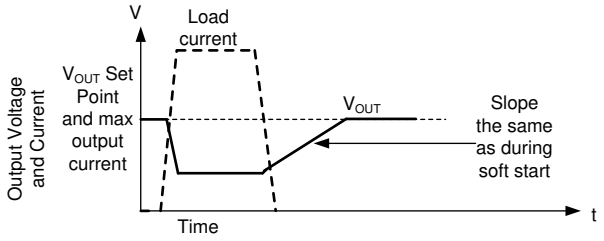
尽管名称如此，但只要输出电压低于设定点几个百分点且持续时间足够长，从压降中恢复就会生效，以便：

- 占空比由最短导通时间控制或
- 器件在电流限值下运行。

这主要在以下条件下发生：

- 压降：当输入电压不足以生成所需的输出电压时。请参阅节 7.4.3.5。
- 严重程度不足以触发断续或持续时间过短而无法触发断续的过流。请参阅节 7.3.13。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



无论是由于高负载还是低输入电压导致输出电压下降，一旦导致输出降至设定点以下的条件消除，输出就会以与启动期间相同的速度爬升。尽管不会由于压降而触发断续，但如果在恢复期间输出电压低于输出设定点的 0.4 倍且持续时间超过 128 个时钟周期，则原则上可以在恢复期间触发断续。

图 7-14. 从压降中恢复

7.3.12 过流和短路保护

LM614xxT-Q1 通过针对高侧和低侧 MOSFET 的逐周期电流限制在过流情况下得到保护。

高侧 MOSFET 过流保护是通过峰值电流模式控制的特性来实现的。当高侧开关在较短的消隐时间后导通时，将检测到高侧开关电流。在每个开关周期，将高侧开关电流与固定电流设定点的最小值，或与电压调节环路的输出减去斜率补偿之后的值进行比较。由于电压环路具有最大值并且斜率补偿随占空比增加，因此如果占空比高于 35%，高侧电流限值会随着占空比的增加而减小。请参阅图 7-15。

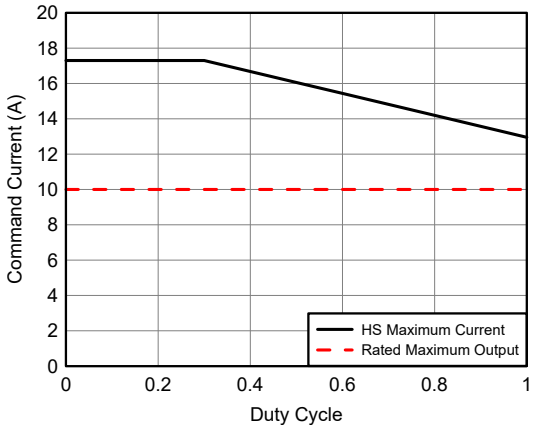


图 7-15. 允许流经 HS FET 的最大电流 - LM61495T-Q1 占空比的函数

当低侧开关接通时，也会检测和监控流经的电流。与高侧器件一样，电压控制环路会命令低侧器件关断。对于低侧器件，即使振荡器正常启动一个新的开关周期，也会在电流超过此值时阻止关断。请参阅节 7.4.3.4。与高侧器件一样，关断电流的高低也受到限制。该限制称为低侧电流限制；有关具体值，请参阅*电气特性*。如果超出 LS 电流限值，LS MOSFET 将保持导通状态，HS 开关不会导通。LS 开关在 LS 电流降至限值以下后关断。只要自 HS 器件上次导通后至少经过一个时钟周期 HS 开关就会再次导通。

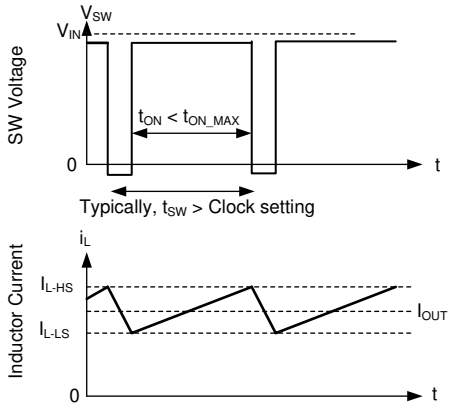
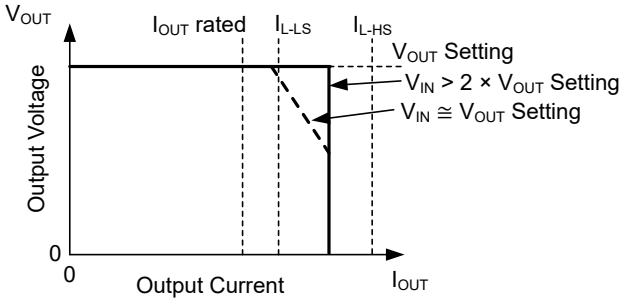


图 7-16. 电流限值波形

高侧和低侧限流运行的最终影响是 IC 在迟滞控制下运行。由于电流波形假定值介于 I_{L-HS} 和 I_{L-LS} 之间，因此除非占空比非常高，否则输出电流接近这两个值的平均值。在电流限制下运行之后将使用迟滞控制，并且电流不会随着输出电压接近零而增加。

如果占空比非常高，则电流纹波必须非常低以防止不稳定；请参阅节 8.2.2.3。由于电流纹波较低，因此该器件能够提供全电流。提供的电流非常接近 I_{L-LS}。



大多数情况下，电流限制为 I_{L-HS} 和 I_{L-LS} 的平均值，约为额定电流的 1.4 倍。如果输入电压较低，电流可限制在约为 I_{L-LS}。随着输出降至输出电压设置的 0.4 倍，电流不会超过 I_{L-HS} 和 I_{L-LS} 的平均值。低于输出电压设置的 0.4 倍时，峰值电流不会超过 I_{L-HS} 和 I_{L-LS} 的平均值，并且断续模式会激活，以防止过热。

图 7-17. 输出电压与输出电流间的关系

一旦消除过载，器件就会像在软启动中一样恢复；请参阅节 7.3.11。请注意，如果输出电压降至预期输出电压的大约 0.4 倍以下，则会触发断续。

7.3.13 断续

在连续 128 个开关周期内满足以下条件时，LM614xxT-Q1 会采用断续过流保护：

- 自软启动开始以来，经过了大于 t_{SS2} 的时间；请参阅节 7.3.11。
- 输出电压低于输出设定点的约 0.4 倍。
- 该器件不在定义为具有最短关断时间（受占空比控制）的压降模式下运行。

在断续模式下，器件会关断，并在 t_W 后尝试软启动。断续模式有助于在严重过流和短路情况下降低器件功耗。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

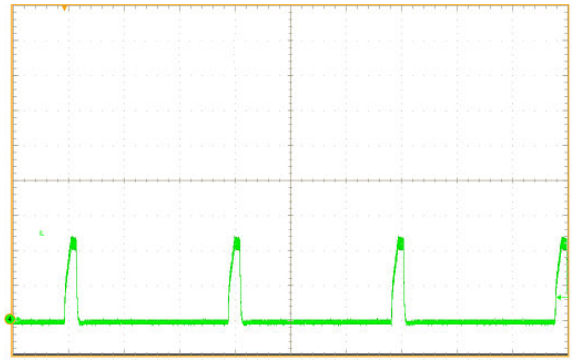


图 7-18. 断续期间的电感器电流突发

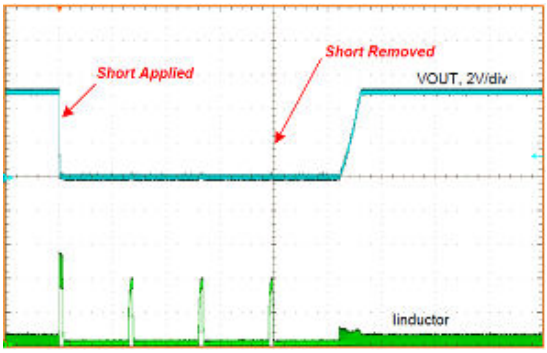


图 7-19. 短路瞬态和恢复

7.3.14 热关断

当 IC 结温超过 168°C（典型值）时，热关断通过关闭内部开关来限制总功率耗散。低于 158°C 时不会触发热关断。发生热关断后，迟滞会阻止器件开关，直到结温降至约 159°C。当结温降至低于 159°C（典型值）时，LM614xxT-Q1 会尝试软启动。

当 LM614xxT-Q1 由于结温过高而关断时，继续向 VCC 供电。为了防止由于对 VCC 施加短路而导致过热，为 VCC 供电的 LDO 降低了电流限制，而器件因高结温而被禁用。LDO 在热关断期间仅提供几毫安的电流。

7.4 器件功能模式

7.4.1 关断模式

器件的 EN 引脚可提供电气开/关控制功能。当 EN 引脚电压低于 0.4V 时，稳压器和内部 LDO 均无输出电压，器件处于关断模式。在关断模式下，静态电流降至 0.66μA（典型值）。

7.4.2 待机模式

内部 LDO 的 EN 阈值低于稳压器的输出。通常在以下情况下，内部 LDO 将 VCC 电压稳定在 3.3V：

- EN 引脚电压高于 1.1V（最大值）。
- EN 引脚电压低于输出电压的精密使能阈值。

一旦 VCC 高于 UVLO，精密使能电路就会导通。除非 EN 端子上的电压超过其精密使能阈值，否则 SW 节点的内部功率 MOSFET 将保持关断状态。LM614xxT-Q1 还采用 UVLO 保护。如果 VCC 电压低于其 UVLO 电平，则稳压器的输出将关闭。

7.4.3 工作模式

LM614xxT-Q1 在以下情况下处于工作模式：

- EN 引脚电压高于 V_{EN}。
- V_{IN} 高于 V_{EN}。
- V_{IN} 足够高，能够满足 V_{IN} 最小工作输入电压要求。
- 不存在其他故障条件。

有关保护功能，请参阅节 7.3。使之工作的最简单方法是将 EN 连接至 VIN，这样可以在施加的输入电压超过最小 $V_{IN_OPERATE}$ 时实现自启动。

在工作模式下，根据负载电流、输入电压和输出电压，LM614xxT-Q1 处于以下六种子模式之一：

- 连续导通模式 (CCM)，此时具有固定开关频率并在峰值电流模式下运行
- 不连续导通模式 (DCM)，此时处于自动模式，负载电流低于电感器电流纹波的一半。如果电流继续下降，器件将进入脉冲频率调制 (PFM) 模式，从而降低开关频率以保持稳压状态，同时降低开关损耗以在轻负载条件下实现更高的效率。

- 最短导通时间运行，此时 T_{ON_MIN} 不支持器件在所请求的低占空比下全频运行所需的导通时间。
- 强制脉宽调制 (FPWM)，该模式与具有固定开关频率的 CCM 类似，但将固定工作频率范围从满载扩展至空载。
- 压降模式，此时开关频率降低，以更大程度地减小压降。
- 从压降中恢复，该模式与其他工作模式类似，只是输出电压设定点逐渐上升，直到达到编程的设定点。

7.4.3.1 峰值电流模式运行

有关 LM614xxT-Q1 的以下运行说明，请参阅节 7.2 和图 7-20 中的波形。两者都以变化的占空比 (D) 打开内部高侧 (HS) 和低侧 (LS) NMOS 开关，从而提供稳定的输出电压。在 HS 开关导通期间，SW 端子电压 V_{SW} 摆动至大约 V_{IN}，电感器电流 i_L 以线性斜率增加。HS 开关由控制逻辑关闭。在 HS 开关关闭时间 t_{OFF}，LS 开关打开。电感器电流通过 LS 开关放电，这会强制 V_{SW} 通过 LS 开关两端的压降摆动到地电位以下。稳压器环路调节占空比以保持恒定的输出电压。D 由 HS 开关在开关周期内的导通时间定义：$D = T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF})$。

在忽略损耗的理想降压转换器中，D 与输出电压成正比，与输入电压成反比：$D = V_{OUT}/V_{IN}$。

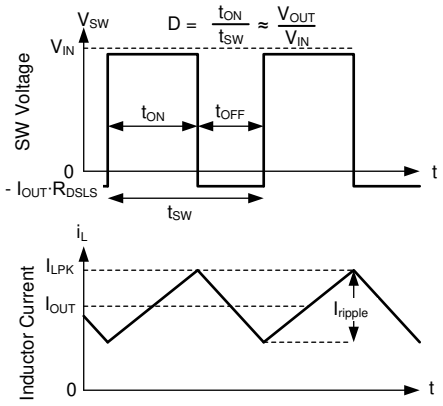


图 7-20. 连续导通模式 (CCM) 下的 SW 电压和电感器电流波形

为了获得精确的直流负载调整率，使用了电压反馈环路。通过检测峰值和谷值电感器电流，实现峰值电流模式控制和电流保护。当负载电平高于最小峰值电感器电流的一半时，稳压器以连续导通模式和恒定的开关频率运行。内部补偿稳压网络使用小型外部元件和低 ESR 电容器实现快速稳定的运行。

7.4.3.2 自动模式运行

LM614xxT-Q1 在轻负载时有两种运行模式。一种称为自动模式运行，可在重负载和高效轻负载情况下实现正常电流模式运行之间的无缝转换。另一种称为 FPWM 模式，即使在空载时也能保持满频率。LM614xxT-Q1 以哪种模式运行取决于 SYNC/MODE 引脚。当 SYNC/MODE 为高电平时，该器件处于 FPWM 模式。当 SYNC/MODE 为低电平时，该器件处于 PFM 模式。

在自动模式下，LM614xxT-Q1 在负载低于大概 1/10 的额定最大输出电流时采用轻负载运行。轻负载运行采用两种技术来提高效率：

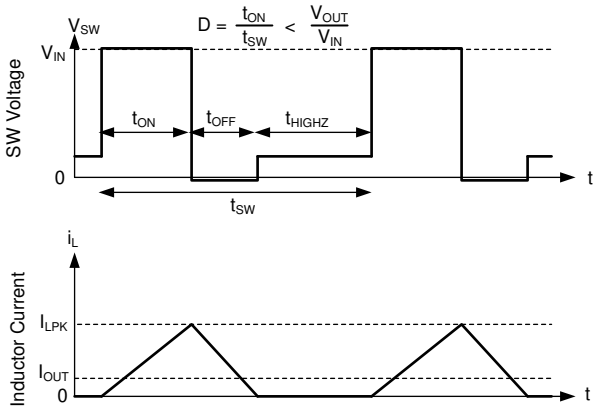
- 二极管仿真，支持 DCM 运行
- 降频

请注意，虽然这两个特性相互配合来实现出色的轻负载运行，但它们是彼此独立的。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

7.4.3.2.1 二极管仿真

二极管仿真可防止反向电流通过电感器，这需要较低的频率来调节给定的固定峰值电感器电流。二极管仿真还会随着频率的降低而限制纹波电流。当峰值电感器电流低于 $I_{PEAK-MIN}$ 时，频率会降低。在峰值电流固定的情况下，随着输出电流降至零，频率必须降至接近零以保持稳定。



在自动模式下，在电感器电流接近零之后，低侧器件会关闭。因此，在输出电流小于 CCM 模式中电感器纹波的一半之后，该器件会以 DCM 模式运行。这相当于说正在运行二极管仿真。

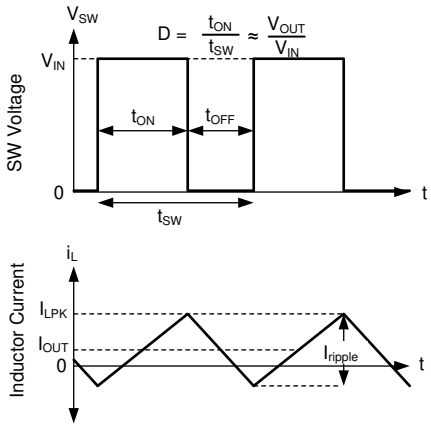
图 7-21. PFM 操作

LM614xxT-Q1 在自动模式下具有最小峰值电感器电流设置。话虽如此，电流在固定输入电压下降至低值后，导通时间恒定。然后，通过调整频率来实现稳压。这种工作模式称为 PFM 模式稳压。

7.4.3.3 FPWM 模式运行

与自动模式运行类似，会在轻负载运行期间使用 SYNC/MODE 引脚选择 FPWM 模式运行。

在 FPWM 模式下，频率在轻负载时保持不变。为了保持频率，允许有限的反向电流流过电感器。反向电流受反向电流限制电路限制。有关反向电流限制值，请参阅*电气特性*。



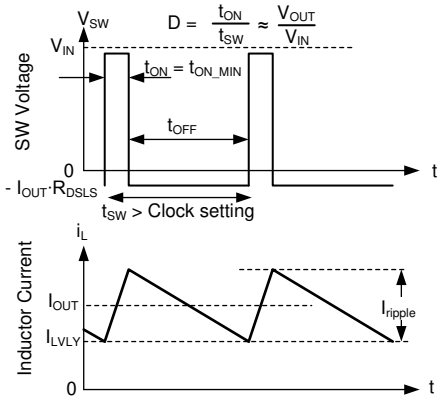
即使 I_{OUT} 小于 Iripple 的一半，也可以实现 FPWM 模式连续导通 (CCM)。

图 7-22. FPWM 模式运行

在 FPWM 模式下，如果输出电压足够高，即使在轻负载时也能实现最短导通时间，则频率降低仍然可用。这样可以在涉及上拉输出的故障期间实现良好的行为。

7.4.3.4 最短导通时间（高输入电压）运行

LM614xxT-Q1 会持续调节输出电压。即使输入电压与输出电压之比要求导通时间小于具有给定时钟设置下芯片的最短导通时间也是如此。此操作通过使用谷值电流控制来实现。补偿电路始终决定最大峰值电感器电流和最大谷值电感器电流。如果由于任何原因超过谷值电流，则时钟周期会延长，直到谷值电流降至补偿电路确定的值以下。如果该器件未在电流限值下运行，则最大谷值电流被设置为高于峰值电感器电流。这可防止使用谷值控制，除非无法仅使用峰值电流进行调节。如果输入电压与输出电压之比过高，即使电流超过补偿规定的峰值，高侧器件也无法足够快地关断以调节输出电压。请参阅*电气特性*中的 t_{ON_MIN}。因此，补偿电路可降低峰值电流和谷值电流。一旦补偿电路选择了足够低的电流，谷值电流就会与补偿电路所要求的电流相匹配。在这些条件下，低侧器件保持导通状态，并阻止下一个时钟周期启动，直到电感器电流降至所需的谷值电流以下。由于导通时间固定为最小值，因此这种类型的运行与使用 COT 控制方案的器件的运行类似。请参阅图 7-23。



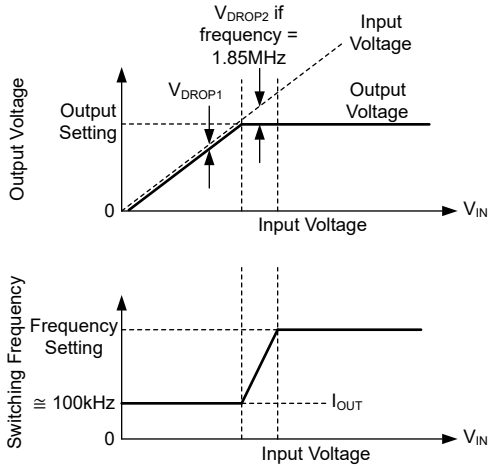
在谷值控制模式下，会调节最小电感器电流，而不是峰值电感器电流。

图 7-23. 谷值电流模式运行

7.4.3.5 压降

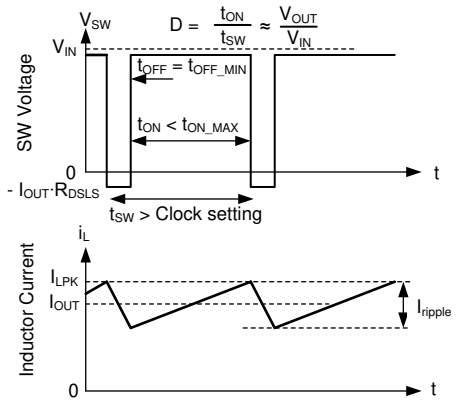
压降运行被定义为任何需要频率下降以实现所需占空比的输入/输出电压比。在给定的时钟频率下，占空比受最短关断时间的限制。达到该限值后，如果保持时钟频率，输出电压将下降。LM614xxT-Q1 不允许输出电压下降，而是将导通时间延长到时钟周期结束后，直至达到所需的峰值电感器电流。达到峰值电感器电流或经过大约 9µs 的预定最大导通时间 $t_{ON\text{-}MAX}$ 后，时钟就可以开始一个新的周期。因此，一旦由于存在最短关断时间，所需占空比无法在所选时钟频率下实现，频率就会下降以保持稳定。如果输入电压足够低，即使在导通时间为 t_{ON_MAX} 时也无法调节输出电压，则输出电压会降至略低于输入电压 V_{DROP1}。请参阅节 6。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated



输出电压和频率与输入电压间的关系：如果输入电压和输出电压设置之间几乎没有差异，IC 会降低频率以保持稳压。如果输入电压过低，无法在大约 110kHz 的频率下提供所需的输出电压，则输出电压会跟踪输入电压。

图 7-24. 压降中的频率和输出电压



该图显示了压降时的开关波形。电感器电流需要比正常时钟更长的时间才能达到所需的峰值。因此，频率会下降。该频率下降受到 t_{ON_MAX} 的限制。

图 7-25. 压降波形

7.4.3.6 从压降中恢复

在某些应用中，输入电压可能会降至所需的输出电压以下，然后突然恢复到更高的值。对于大多数稳压器，输入电压的突然增加会导致输出电压以仅受电流限值限制的速率上升，直到实现稳压。当输入电压达到所需的输出电压时，由于控制环路饱和，会出现过冲。在具有小输出电容器和轻负载的应用中，这种过冲可能很大。此外，在稳压器开始调节输出电压后，大浪涌电流可能会导致输入线路上出现较大的波动。这需要的电流通常比初始浪涌期间的电流更小。

LM614xxT-Q1 能够显著降低浪涌电流和过冲。这种降低是通过在输入电压降低到足够低而导致输出电压下降后突然上升时启用软启动电路来实现的。为了防止意外使用该功能，输出电压下降必须超过 1% 才能启用该功能。此外，仅当在压降或电流限值下运行时该功能才会启用，以防止对正常瞬态响应产生干扰，但在启用时允许几个百分点的过冲。如果输出电压非常接近所需的电平，则电感器电流在调节开始之前没有时间上升到高电平，从而减小了过冲。

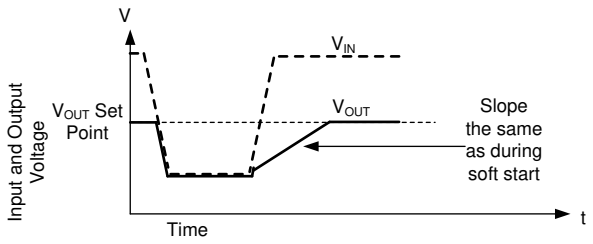


图 7-26. 输出电压下降时会缓慢恢复，以防止过冲和大浪涌电流

7.4.3.7 其他故障模式

本数据表的节 7.3 提供了故障模式及其说明。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8 应用和实施

备注

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

8.1 应用信息

LM614xxT-Q1 降压直流/直流转换器通常用于将较高的直流电压转换为较低的直流电压，最大输出电流为 10A。以下设计过程可用于为 LM614xxT-Q1 选择元件。

8.2 典型应用

图 8-1 展示了 LM614xxT-Q1 的典型应用电路。该器件旨在各种外部元件和系统参数下正常工作。但是，内部补偿针对特定的外部电感和输出电容进行了优化。表 8-2 作为快速入门指南，提供了一些最常见配置的典型元件值。表中提供的值是典型值。其他值可用于根据应用程序的要求增强某些性能标准。请注意，对于该 QFN 封装，输入电容器被分开并放置在封装的任一侧。有关更多详细信息，请参阅节 8.2.2.5。

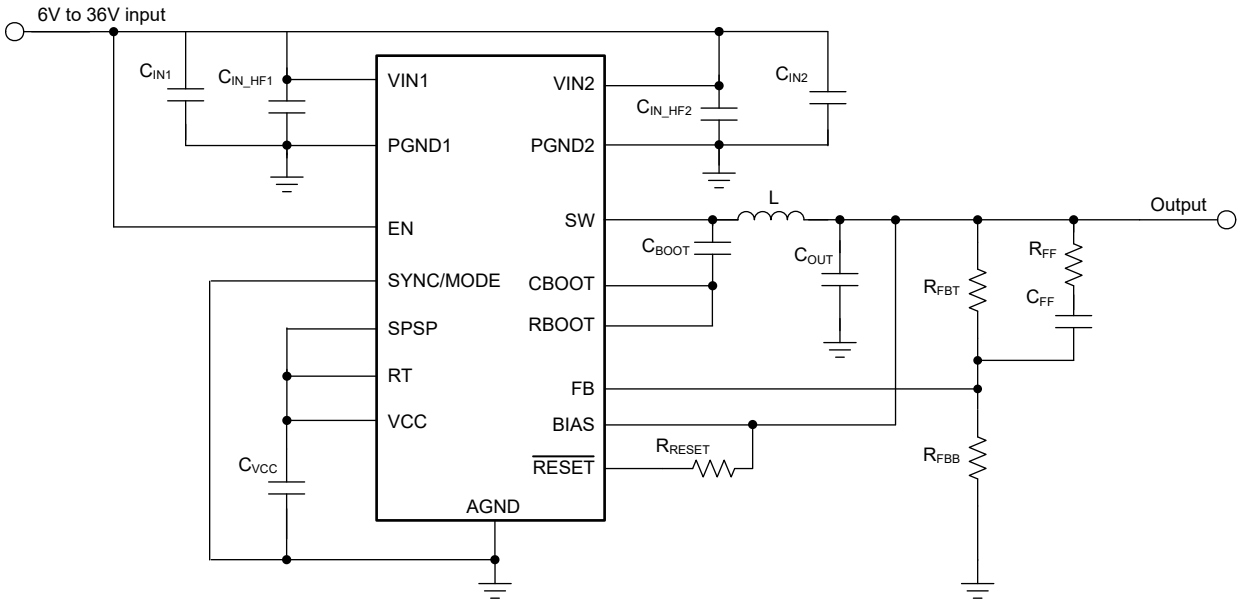


图 8-1. 示例应用电路 - 2.2MHz 可调输出

8.2.1 设计要求

下表提供了详细设计过程示例的参数：

表 8-1. 详细设计参数

设计参数	示例值
输入电压	13.5V（6 V 至 36V）
输出电压	5V
最大输出电流	10A 持续电流
开关频率	2.2MHz

表 8-2. 典型外部组件值

f_{SW} (kHz)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	L (μH)	C_{OUT}（额定值）	R_{FBT} (kΩ)	R_{FBB} (kΩ)	C_{IN} + C_{HF} (μF)	C_{BOOT} (μF)	R_{BOOT} (Ω)	C_{VCC} (μF)	C_{FF} (pF)	R_{FF} (kΩ)
400	5	10	2.7	5 × 22μF 陶瓷电容器或 2 × 22μF + 15mΩ 150μF	100	24.9	2 × 10 + 2 × 0.47	0.1	0	1	10	4.99
400	3.3	10	2.2	3 × 47μF 陶瓷电容器或 3 × 22μF + 15mΩ 150μF	100	43.2	2 × 10 + 2 × 0.47	0.1	0	1	10	4.99
2200	5	10	0.47	3 × 33μF 陶瓷电容器或 1 × 33μF + 15mΩ 150μF	100	24.9	2 × 10 + 2 × 0.47	0.1	0	1	10	4.99
2200	3.3	10	0.39	3 × 47μF 陶瓷电容器或 1 × 47μF + 15mΩ 150μF	100	43.2	2 × 10 + 2 × 0.47	0.1	0	1	10	4.99

8.2.2 详细设计过程

以下设计过程参照图 8-1 和表 8-1。

8.2.2.1 选择开关频率

选择开关频率时需权衡转换效率和整体设计尺寸。较低的开关频率意味着较小的开关损耗，通常会使 IC 中耗散的功率较小。IC 中耗散的功率较低会使系统效率较高，IC 温度较低。不过，较高的开关频率允许使用较小的电感器和输出电容器，因此得到的设计更加紧凑。许多应用要求避开 AM 频带。这些应用往往以比 AM 频带低 400kHz 的频率或比 AM 频带高 2.2MHz 的频率运行。此示例中选择的开关频率为 2.2MHz。

8.2.2.2 设置输出电压

LM614xxT-Q1 的输出电压可从外部通过电阻分压器网络进行调节。表 8-2 提供了两个推荐输出电压的两个分压器网络。分压器网络由顶部和底部反馈电阻器 R_{FBT} 和 R_{FBB} 组成，使输出电压与转换器之间的环路闭合。转换器通过保持 FB 引脚上的电压与内部基准电压 (V_{FB} = 1V) 相等来调节输出电压。分压器的总电阻是噪声拾取过多和输出负载过大之间的折衷。较小的电阻值会降低噪声灵敏度，但也会降低轻负载效率。R_{FBT} 的建议值为 100kΩ，最大值为 1MΩ。如果为 R_{FBT} 选择了 1MΩ，那么必须在此电阻器上使用前馈电容器 C_{FF} 来提供足够的环路相位裕度（请参阅节 8.2.2.9）。选择 R_{FBT} 后，根据方程式 1 选择 R_{FBB}。对于该 5V 示例，R_{FBT} = 100kΩ 且 R_{FBB} = 24.9kΩ。

8.2.2.3 电感器选型

电感值和饱和电流是选择电感器的主要参数。电感值由预期的纹波电流峰峰值确定。选择的电感值通常处于最大输出电流的 20% 至 40% 范围之内。经验表明，对于具有固定输入电压的系统，电感器纹波电流的理想值为最大负载电流的 30%。对于具有可变输入电压的系统（例如汽车中的 12V 电池），通常使用 25%。该示例使用 V_{IN} = 13.5V，该值更接近 12V 汽车电池的标称电压。当为最大负载远小于器件可用最大值的应用选择纹波电流时，仍必须为该计算使用最大器件电流。方程式 5 可用于确定电感值。常数 K 是电感器电流纹波峰峰值占额定输出电流的百分比。这个 10A、2.2MHz、5V 示例中选择了 K = 0.25 并得出了电感约为 0.6μH。选择最接近的标准值 0.68μH。

$$L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{SW} \times K \times I_{OUTmax}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \tag{5}$$

理想情况下，电感器的饱和额定电流必须至少与高侧开关电流限制 I_{SC} 一样大。该值可确保即使在输出发生软短路情况期间电感器也不会饱和。硬短路会导致 LM614xxT-Q1 进入断续模式（请参阅节 7.3.13）。软短路可以将输出电流保持在电流限值附近，而不会触发断续。当电感器磁芯材料饱和时，电感会下降到一个非常低的值，导致电感器电流上升非常快。虽然谷值电流限值 $I_{LS-LIMIT}$ 旨在降低电流耗尽的风险，但饱和电感器会使电流迅速上升到高电平。该操作可能会导致元件损坏，因此电感器处于不饱和状态至关重要。采用铁氧体磁芯材料的电感器具有非常硬的饱和特性，但通常比铁粉磁芯具有更低的磁芯损耗。铁粉磁芯具有软饱和，允许在一定程度上放宽电感器的饱和额定电流。但在通常高于 1MHz 的频率下，铁粉磁芯具有更多的内芯损耗。为了避免次谐波振荡，电感值不得小于方程式 6 中给出的值。最大电感值受到电流模式控制正确执行所需的最小电流纹波的限制。作为经验法则，在正常情况下，最小电感器波纹电流必须不少于器件最大额定电流的约 10%。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

$$L > \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times 0.6 \times I_{RATED}} \quad (6)$$

其中，I_{RATED} 是器件的直流额定电流，如建议运行条件 中所述。

8.2.2.4 输出电容器选型

输出电容器容值和 ESR 决定了输出电压纹波和负载瞬态性能。输出电容器通常受到负载瞬态要求的限制，而不是受到输出电压纹波的限制。表 8-3 可用于为一些常见应用查找 C_{OUT} 和 C_{FF} 电容器容值。请注意，4.99kΩ R_{FF} 必须与 C_{FF} 串联使用。在此示例中，需要改善瞬态性能，将 5 × 33μF 陶瓷电容器 + 220μF 电解电容器作为输出电容器，并将 15pF 作为 C_{FF}。

表 8-3. 选择的输出电容器和 C_{FF} 值

频率	I_{OUT}	瞬态性能	3.3V OUTPUT		5V OUTPUT	
			C_{OUT}	C_{FF}	C_{OUT}	C_{FF}
2.2MHz	10A	最小值	5 × 33μF 陶瓷电容器	15pF	3 × 33μF 陶瓷电容器 + 220μF 电解电容器	15pF
2.2MHz	10A	更好的瞬态	5 × 33μF 陶瓷电容器 + 220μF 电解电容器	15pF	3 × 33μF 陶瓷电容器 + 220μF 电解电容器	15pF

8.2.2.5 输入电容器选型

除了提供纹波电流并将开关噪声与其他电路隔离，陶瓷输入电容器还为稳压器提供低阻抗源。LM614xxT-Q1 的输入需要最低 10μF 的陶瓷电容。使用 2 个 10μF 或更大的陶瓷电容器，以提高 EMI 性能。电容器的额定电压必须至少为应用所需的最大输入电压。最好具有两倍的最大输入电压，以减少直流偏置降额。可以增大该电容以帮助降低输入电压纹波，并在负载瞬态期间保持输入电压。此外，必须在紧邻稳压器的每个输入/接地引脚对（VIN1/PGND1 和 VIN2/PGND2）使用一个小外壳尺寸（0603 或 0402）的陶瓷电容器。电容器的额定电压必须至少是最大输入电压的两倍，以尽可能减少降额。电容器还必须具有 X7R 或更佳的电介质。使用这些参数选择最高电容器容值。该电容值提供了高频旁路，可减少开关节点振铃和电磁干扰发射。QFN (VAM) 封装在其两侧提供两个输入电压引脚和两个电源接地引脚。这些引脚允许拆分输入电容器，并针对内部功率 MOSFET 实现优化放置，从而提高输入旁路的有效性。该示例在每个 VIN/PGND 引脚对上放置了两个 10μF、50V、1206、X7R 陶瓷电容器和两个 0.47μF、50V、0603、X7R 陶瓷电容器。

通常最好在输入端使用与陶瓷电容器并联的电解电容器。如果使用长引线或布线将输入电源连接到稳压器，情况尤其如此。该电容器的中等 ESR 有助于抑制由长电源引线的电感引起的输入电源上的振铃。使用这个额外的电容器还有助于处理由具有异常高阻抗的输入电源引起的瞬时电压骤降。

大多数输入开关电流流经陶瓷输入电容器。可以使用方程式 7 计算该电流的近似最坏情况 RMS 值。必须对照制造商的最大额定值来检查此值。

$$I_{RMS} \approx \frac{I_{OUT}}{2} \quad (7)$$

8.2.2.6 BOOT 电容器

LM614xxT-Q1 需要在 CBOOT 引脚与 SW 引脚之间连接自举电容器。此电容器存储电能，用于为功率 MOSFET 的栅极驱动器供电。需要一个 100nF 的优质陶瓷电容器，额定电压至少为 10V。该封装在 VIN2 和 RBOOT 引脚之间提供空间，无需长布线或多层布线即可将 SW 路由到 BOOT 电容器。

8.2.2.7 启动电阻器

可以在 CBOOT 和 RBOOT 引脚之间连接一个启动电阻器，以缩短 SW 节点的上升时间。如果 EMI 性能不重要，则可以短接这两个引脚。如果 EMI 很重要，请使用 0Ω 占位符。如果需要额外的 EMI 裕度，可以增大该值。首先使用 50Ω 的启动电阻器。这种增加会延长 SW 节点的上升时间，从而在数百 MHz 条件下将 EMI 降低几 dBμV。这样做会稍微牺牲一些效率。本例中选择了 0Ω 以尽可能提高效率。可以增加 RBOOT 的值来进一步改善高频 EMI 发射性能，但代价是效率会降低。连接到引脚 RBOOT 和 CBOOT 的 RBOOT 可以是短路和开路之间的任何值，而不会触发 BOOT UVLO。

8.2.2.8 VCC

VCC 引脚是内部 LDO 的输出，用作稳压器的内部控制电路的电源。该输出需要在 VCC 和 AGND 之间连接一个 1μF、16V、X7R 或类似规格、0603 或类似规格的陶瓷电容器，用于确保正常运行。通常，避免使用任何外部电路加载该输出。但是，该输出可用于为 $\overline{\text{RESET}}$（电源正常）功能提供上拉电阻（请参阅节 7.3.6）。在这种情况下，阻值为 100kΩ 的上拉电阻器是一个不错的选择。VCC 上的标称输出电压为 3.3 V。请勿将此输出短接至地或任何其他外部电压。

8.2.2.9 C_{FF} 和 R_{FF} 选择

前馈电容器 C_{FF} 容值大约为几十皮法，用于改善具有低 ESR 输出电容器的电路的相位裕度和瞬态响应。由于此 C_{FF} 电容器可以将电路输出端的噪声直接传导至 IC 的 FB 节点，因此必须将一个 4.99kΩ 电阻器 R_{FF} 与 C_{FF} 串联。如果输出电容器的 ESR 零点低于 200kHz，则不得使用 C_{FF}。

如果输出电压小于 2.5V，C_{FF} 影响不大，因此可以忽略 C_{FF}。如果输出电压大于 14V，则必须谨慎使用 C_{FF}，因为 C_{FF} 很容易在较高频率下引入过多增益。

如果为 R_{FBT} 选择了 1MΩ，则必须使用前馈电容器 C_{FF}。

8.2.2.10 R_{SPSP} 选择

SPSP 引脚可以连接至 GND 以禁用展频。该引脚可以连接到 VCC 以启用展频。该引脚还可以通过电阻器连接到 GND，从而启用带有纹波消除的展频功能。此操作能够有效减少与展频相关的输出纹波，此类纹波是由展频调频导致的电感器电流纹波幅度调制引起的。该值通常约为 20kΩ，可以使用方程式 4 来更精确地计算。

8.2.2.11 R_T 选择

R_T 电阻器用于设置转换器的开关频率。有关更多详细信息，请参阅节 7.3.5。6.81kΩ 的电阻值对应于 2.2MHz。该引脚还配置为在 RT 引脚连接到 GND 时将开关频率设置为 2.2MHz。通过将 RT 引脚连接到 GND，用户可以节省成本和空间，而如果稍后需要不同的频率，则放置 6.81kΩ 电阻器可提高灵活性。

8.2.2.12 R_{MODE} 选择

可以利用 SYNC/MODE 引脚将转换器与外部时钟电压 (SYNC) 同步。该引脚还允许在两种模式 (MODE) 之间进行选择。以下是可选模式：

- 强制脉宽调制 (FPWM) 运行，在典型运行中的所有负载下以固定频率运行
- 自动模式，在轻负载时自动切换至脉冲频率调制 (PFM) 以提高轻负载效率

对于 FPWM，将 SYNC/MODE 引脚连接到 VCC。连接到 GND 以进入自动模式。用户还可以通过应用时钟信号将开关频率与外部时钟同步。有关更多信息，请参阅节 7.3.3。

8.2.2.13 外部 UVLO

在某些情况下，用户需要的输入欠压锁定 (UVLO) 电平可能与器件内部提供的该电平不同。可以使用图 7-2 中所示的电路来实现这一电平。器件导通时的输入电压被指定为 V_{ON}，而关断电压为 V_{OFF}。首先，R_{ENB} 阻值在 10kΩ 至 100kΩ 的范围内选择，然后使用方程式 2 计算 R_{ENT} 和 V_{OFF}。

8.2.2.14 最高环境温度

与任何功率转换器件一样，LM614xxT-Q1 在运行时会消耗内部功率。这种功率耗散的影响是将转换器的内部温度升高到环境温度以上。内部芯片温度 (T_J) 是以下各项的函数：

- 环境温度
- 功率损耗
- 器件的有效热阻 ($R_{\theta JA}$)
- PCB 布局

LM614xxT-Q1 的最高内核温度必须限制为 150°C。这会限制器件的最大功率耗散，从而限制负载电流。方程式 8 展示了重要参数之间的关系。较大的环境温度 (T_A) 和较大的 $R_{\theta JA}$ 值会降低最大可用输出电流。可以使用*应用曲线*部分提供的曲线来估算转换器效率。如果在其中某条曲线中找不到所需的运行条件，则可以使用内插来估算效

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

率。或者，可以调整 EVM 以匹配所需的应用要求，并且可以直接测量效率。$R_{\theta JA}$ 的正确值更难估计。如*半导体和 IC 封装热指标 应用手册*中所述，*节 6.4* 中给出的 $R_{\theta JA}$ 值并非对于设计用途始终有效，不得用于估计器件在实际应用中的热性能。*节 6.4* 表中报告的值是在实际应用中很少获得的一组特定条件下测量的。

$$I_{OUT}\big|_{MAX} = \frac{(T_J - T_A)}{R_{\theta JA}} \times \frac{\eta}{1-\eta} \times \frac{1}{V_{OUT}} \tag{8}$$

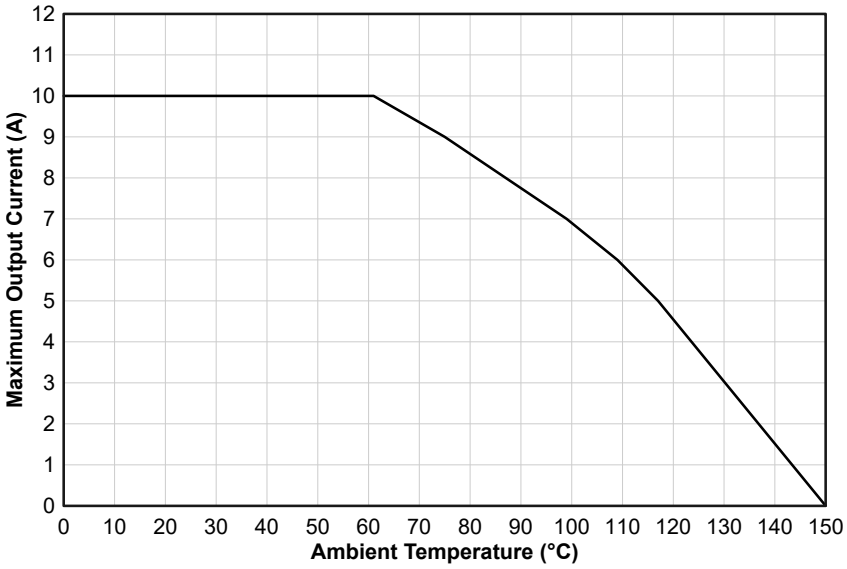
其中

- η = 效率
- T_A = 环境温度（单位为 °C）
- T_J = 结温（单位为 °C）
- $R_{\theta JA}$ = IC 结至空气的有效热阻（主要通过 PCB，单位为 °C/W）

有效 $R_{\theta JA}$ 是一个关键参数，取决于多种因素，以下仅列举几项最重要的参数：

- 功率耗散
- 空气温度
- 气流
- PCB 面积
- 铜面积
- 散热器尺寸
- 封装之下或封装附近的散热过孔数量
- 相邻元件放置

由于 VQFN (VAM) 封装的尺寸非常小，因此并未提供裸片连接焊盘，这需要将大部分热量从引脚流向电路板。这意味着当布局不允许热量从引脚流出时，该封装会表现出较大的 $R_{\theta JA}$ 值。图 8-2 展示了最大输出电流与环境温度间的典型关系曲线，有助于实现良好的热布局。这些数据取自结合了器件和 PCB 的 LM61495TVAMEVM 评估板，给出的 $R_{\theta JA}$ 约为 21°C/W。请记住，这些图表中给出的数据仅用于说明目的，任何给定应用的实际性能取决于前面提到的所有因素。



V_{IN} = 13.5V　　V_{OUT} = 5V

f_{SW} = 2.2MHz　　$R_{\theta JA}$ = 21°C/W

图 8-2. 最大输出电流与环境温度间的关系（没有散热器）

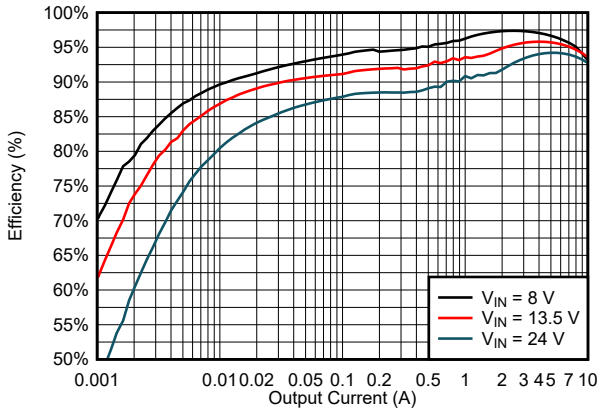
以下资源可用作出色热 PCB 设计和针对给定应用环境估算 $R_{\theta JA}$ 的指南：

- *热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛* 应用手册
- *外露焊盘封装实现理想热阻的电路板布局布线指南* 应用手册
- *半导体和 IC 封装热指标* 应用手册
- *使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计* 应用手册
- *PowerPAD™ 热增强型封装* 应用手册
- *PowerPAD™ 速成* 应用简报
- *使用新的热指标* 应用手册

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

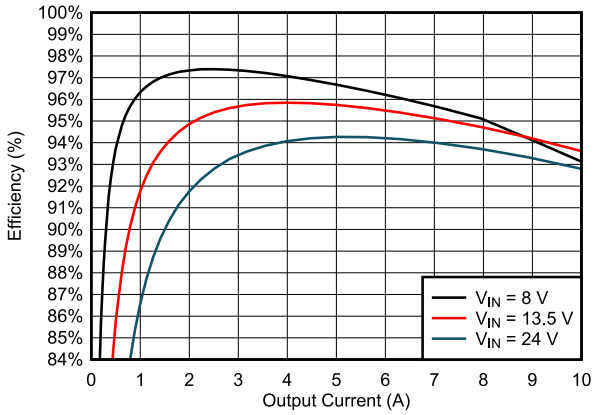
8.2.3 应用曲线

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



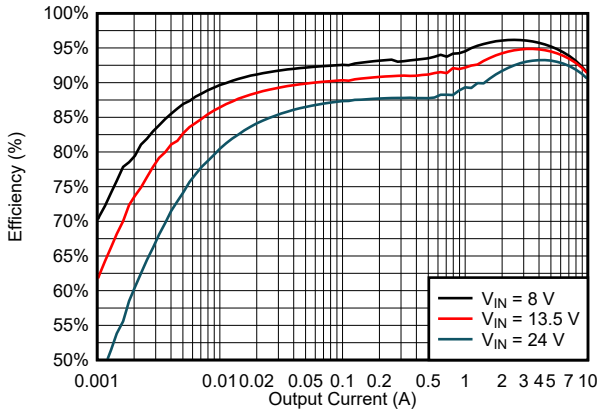
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-3. 效率



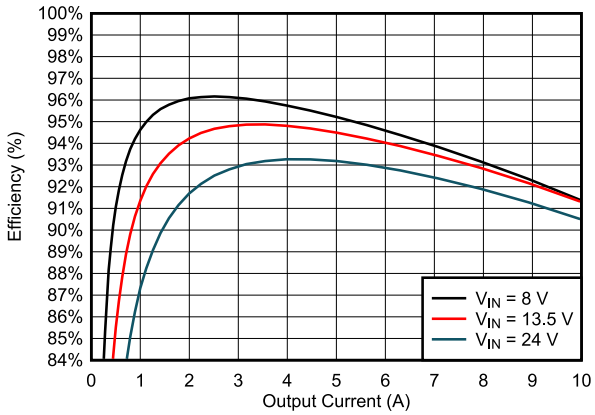
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　FPWM 模式

图 8-4. 效率



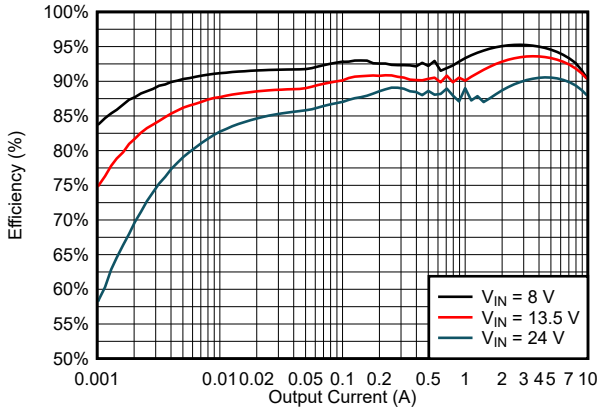
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-5. 效率



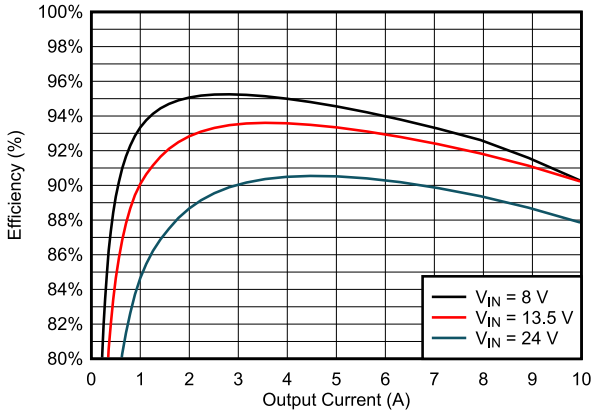
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　FPWM 模式

图 8-6. 效率



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-7. 效率

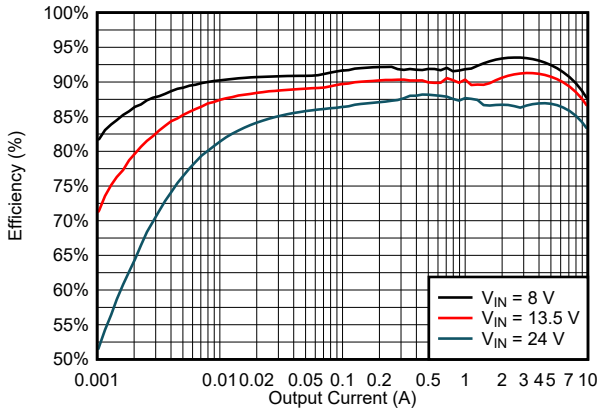


V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz　FPWM 模式

图 8-8. 效率

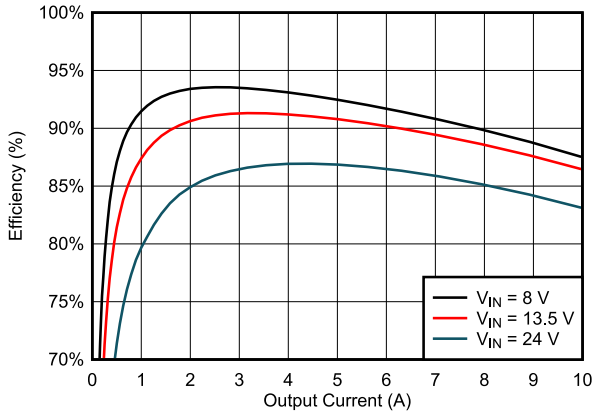
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



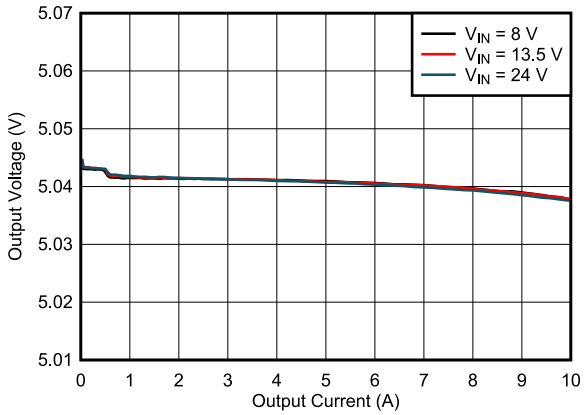
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-9. 效率



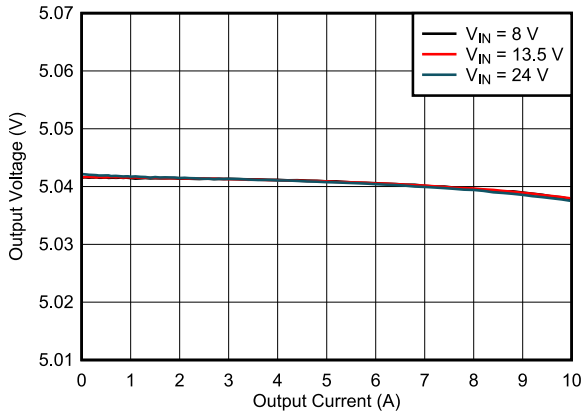
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2.2MHz　FPWM 模式

图 8-10. 效率



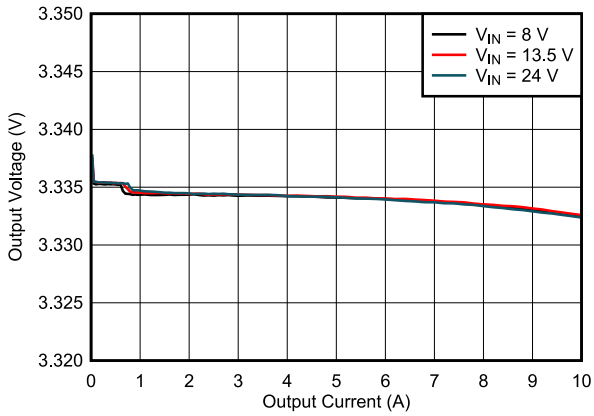
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-11. 负载调整率和线性调整率



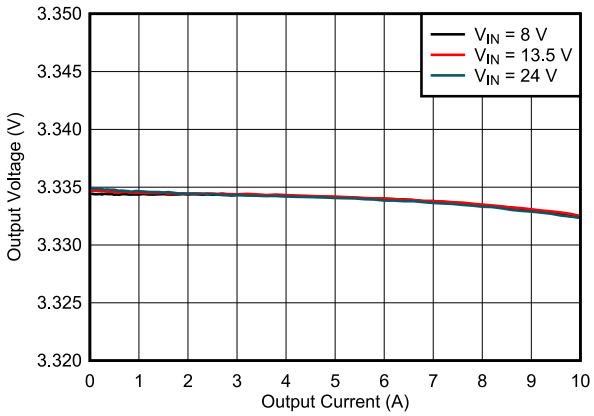
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　FPWM 模式

图 8-12. 负载调整率和线性调整率



V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-13. 负载调整率和线性调整率



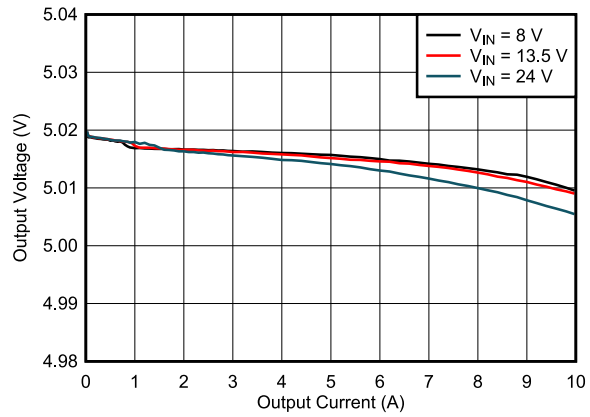
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　FPWM 模式

图 8-14. 负载调整率和线性调整率

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

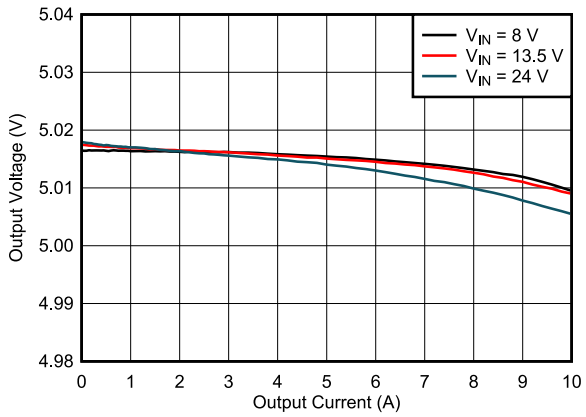
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



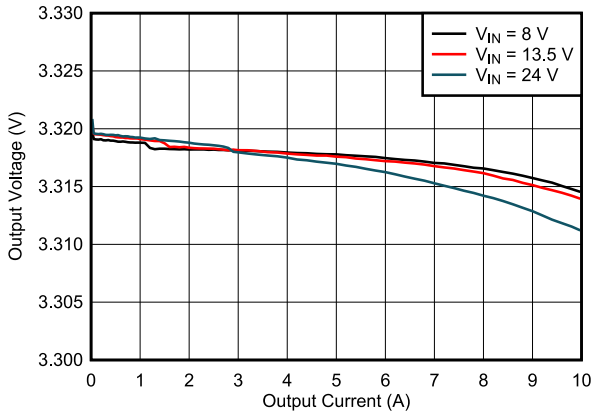
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-15. 负载调整率和线性调整率



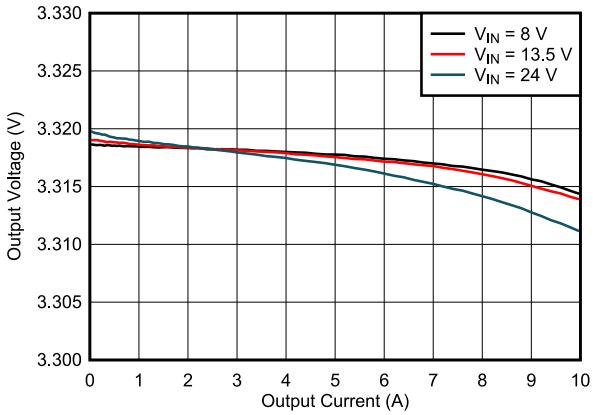
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz　FPWM 模式

图 8-16. 负载调整率和线性调整率



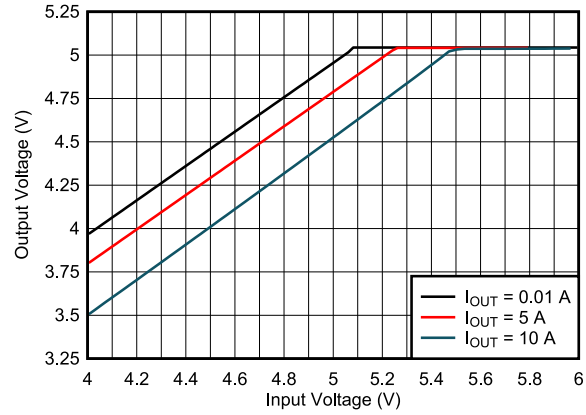
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-17. 负载调整率和线性调整率



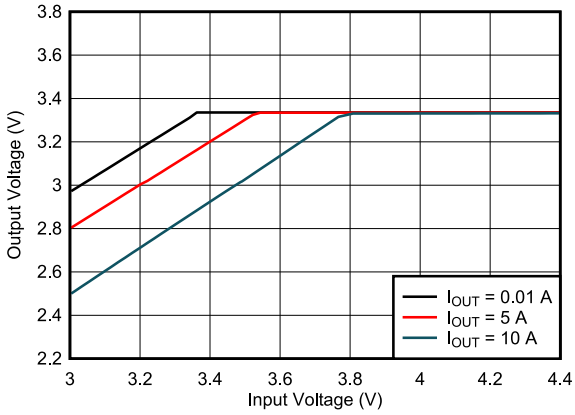
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2.2MHz　FPWM 模式

图 8-18. 负载调整率和线性调整率



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-19. 压降

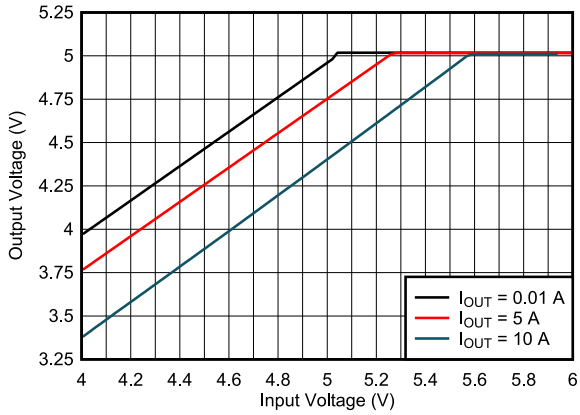


V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-20. 压降

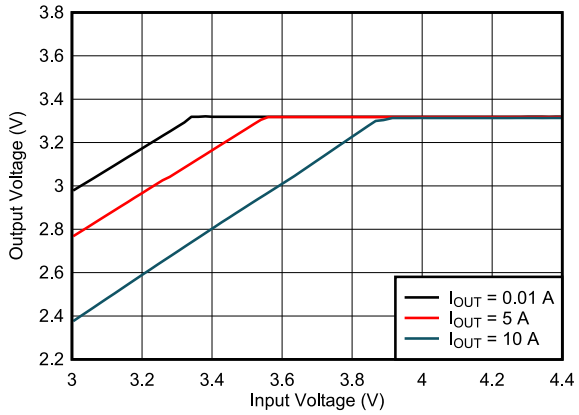
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



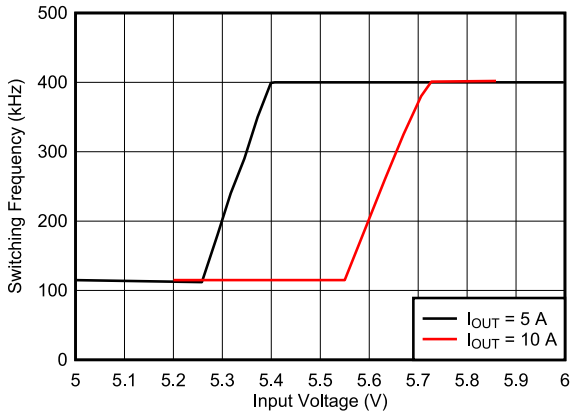
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-21. 压降



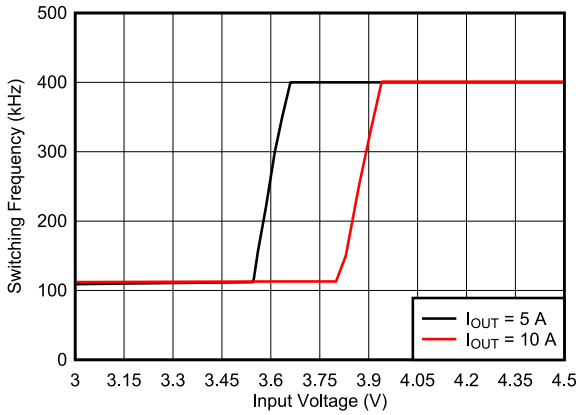
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-22. 压降



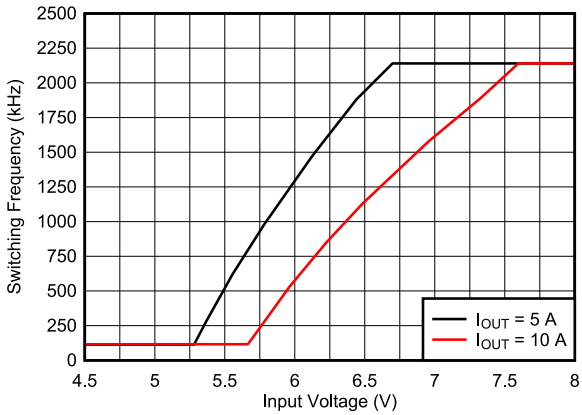
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-23. 频率压降



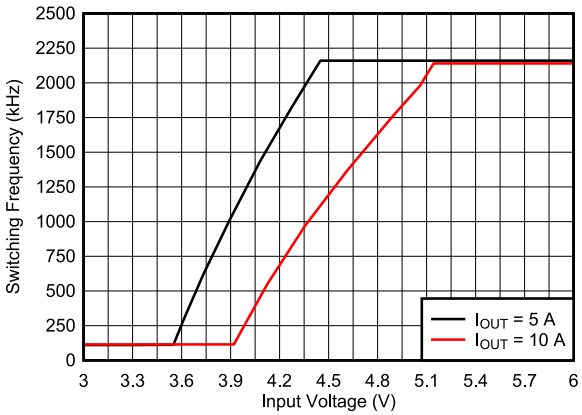
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　自动模式

图 8-24. 频率压降



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-25. 频率压降



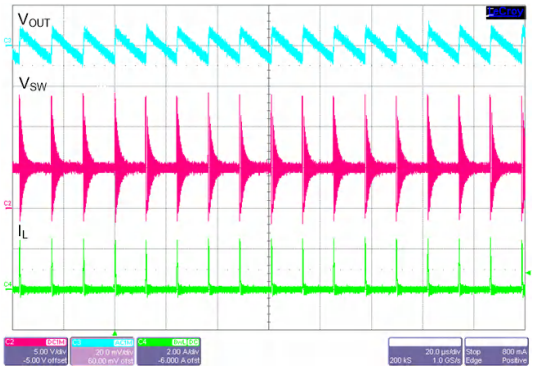
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2.2MHz　自动模式

图 8-26. 频率压降

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

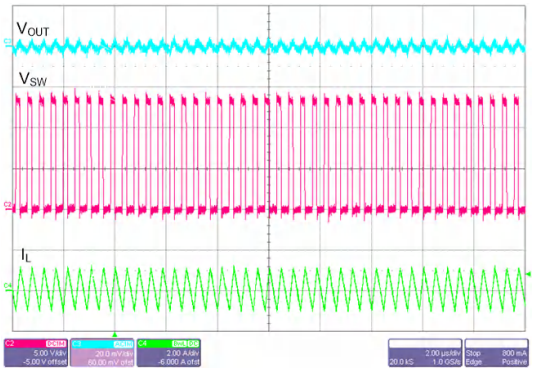
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



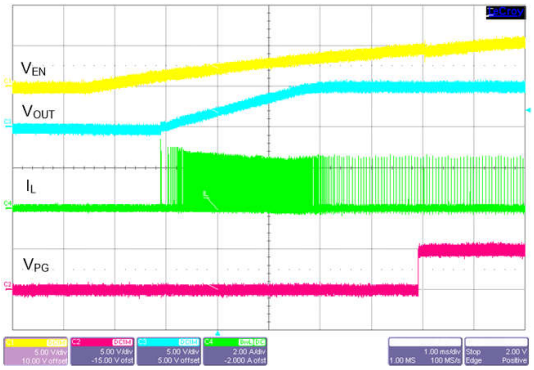
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　自动模式
I_{OUT} = 50mA　V_{IN} = 13.5V

图 8-27. 开关波形和 V_{OUT} 纹波



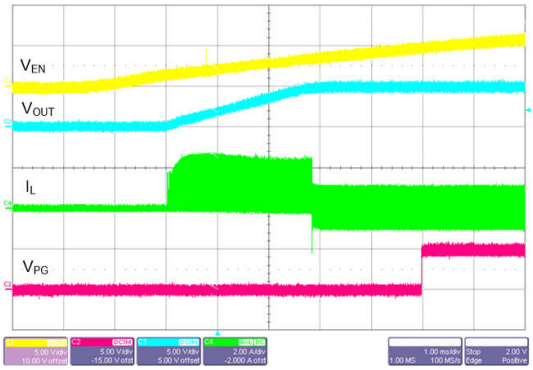
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 50mA　V_{IN} = 13.5V

图 8-28. 开关波形和 V_{OUT} 纹波



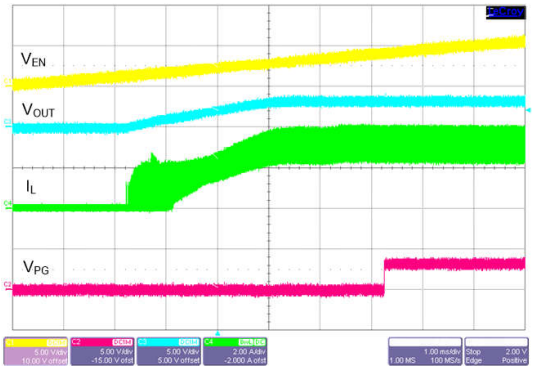
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　自动模式
I_{OUT} = 50mA　V_{IN} = 13.5V

图 8-29. 在 50mA 负载下启动



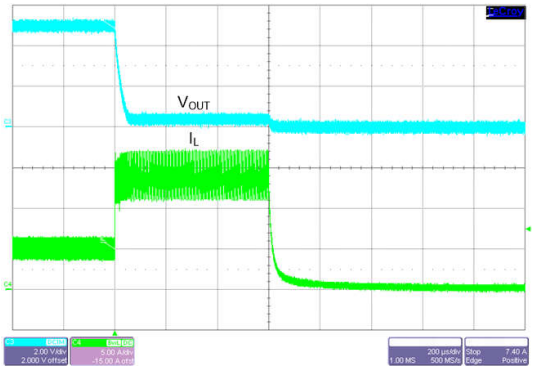
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 50mA　V_{IN} = 13.5V

图 8-30. 在 50mA 负载下启动



V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 2100kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 3.25A　V_{IN} = 13.5V

图 8-31. 在 3.25A 负载下启动

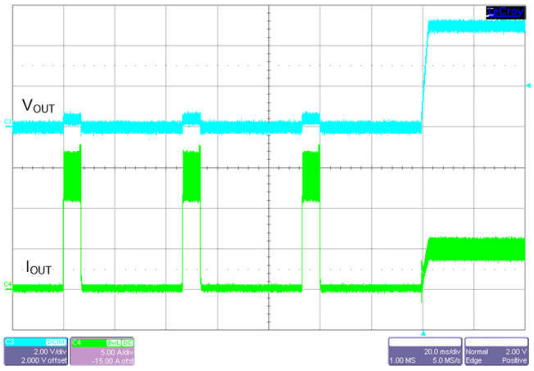


V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 5A 到短路　V_{IN} = 13.5V

图 8-32. 短路保护

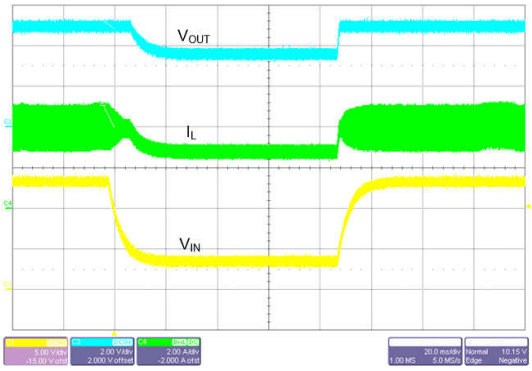
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



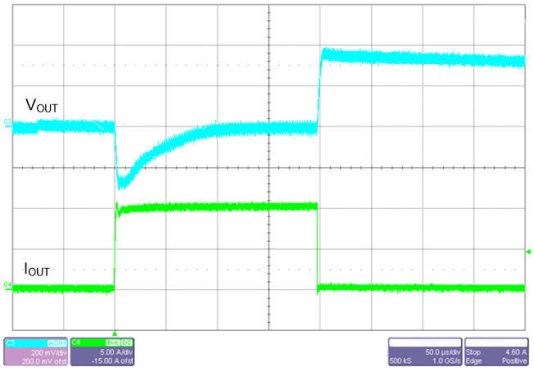
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 短路到 5A　V_{IN} = 13.5V

图 8-33. 短路恢复



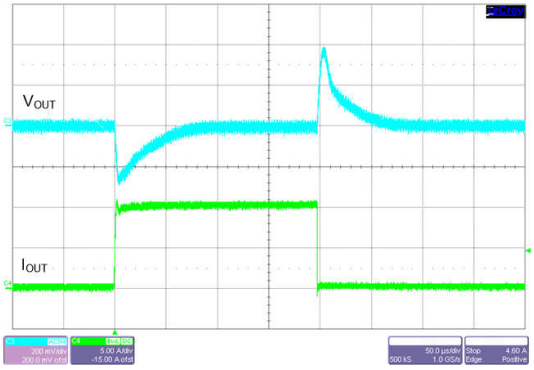
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2100kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 4A　V_{IN} = 13.5V 至 4V 至 13.5V

图 8-34. 从压降中恢复



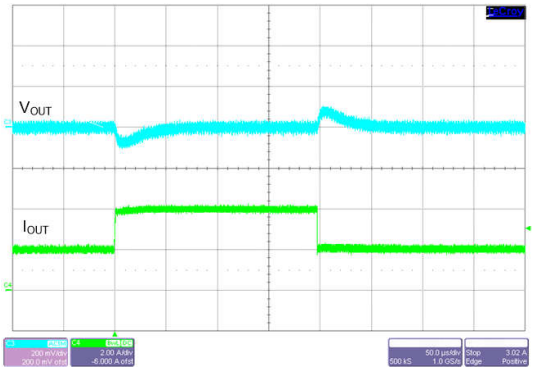
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式
I_{OUT} = 10mA 至 10A 至 10mA　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-35. 负载瞬态



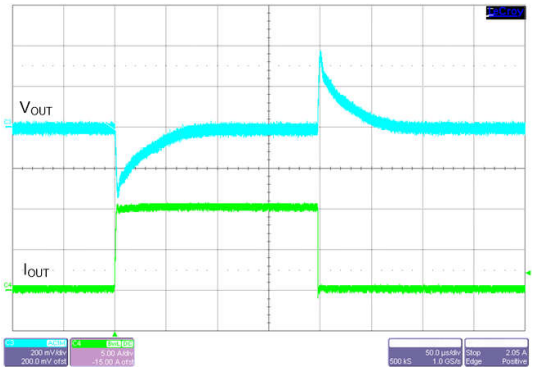
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 10mA 至 10A 至 10mA　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-36. 负载瞬态



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式
I_{OUT} = 2A 至 4A 至 2A　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-37. 负载瞬态



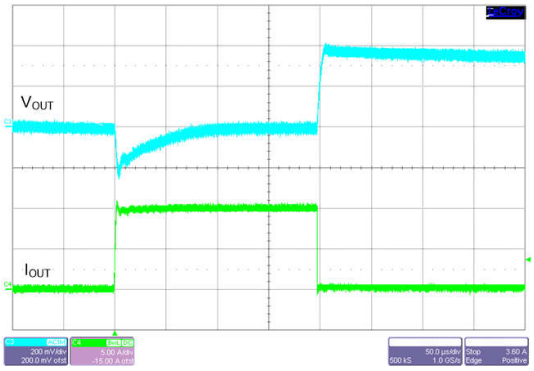
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　自动模式
I_{OUT} = 5A 至 10A 至 5A　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-38. 负载瞬态

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

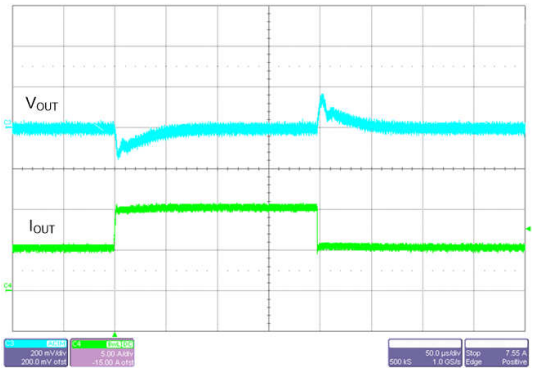
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



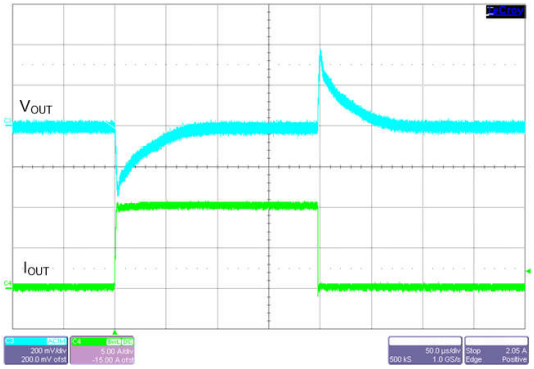
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　自动模式
I_{OUT} = 10mA 至 10A 至 10mA　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-39. 负载瞬态



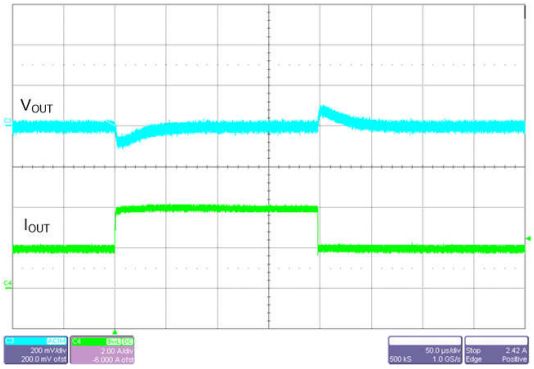
V_{OUT} = 3.3V　F_{SW} = 400kHz　自动模式
I_{OUT} = 5A 至 10A 至 5A　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-40. 负载瞬态



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2200kHz　FPWM 模式
I_{OUT} = 10mA 至 10A 至 10mA　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-41. 负载瞬态

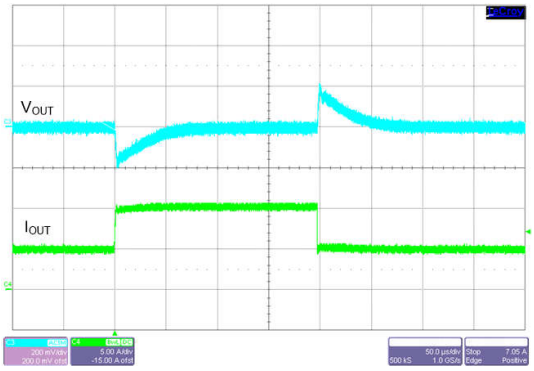


V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2200kHz　自动模式
I_{OUT} = 2A 至 4A 至 2A　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1µs

图 8-42. 负载瞬态

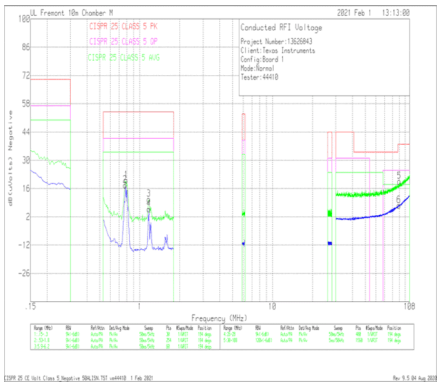
8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。



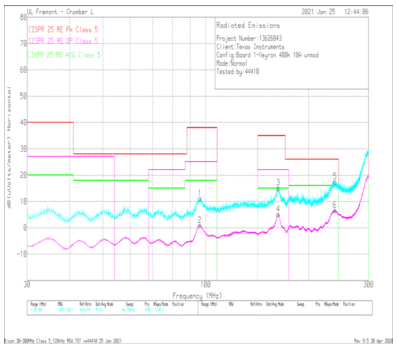
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 2200kHz　自动模式
I_{OUT} = 5A 至 10A 至 5A　V_{IN} = 13.5V　T_R = T_F = 1μs

图 8-43. 负载瞬态



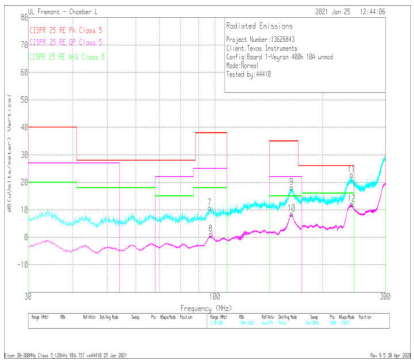
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　I_{OUT} = 10A
测试频率：150kHz 至 30MHz

图 8-44. 传导 EMI 与 CISPR25 5 类限值（绿色：峰值信号，蓝色：平均信号）



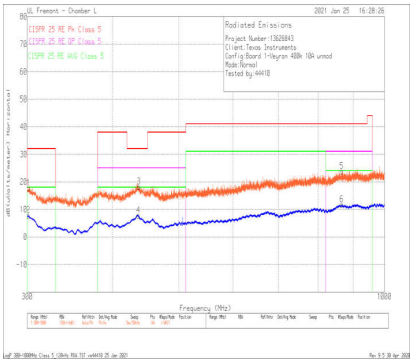
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　I_{OUT} = 10A
测试频率：30MHz 至 300MHz

图 8-45. 辐射 EMI 双锥水平与 CISPR25 5 类限值



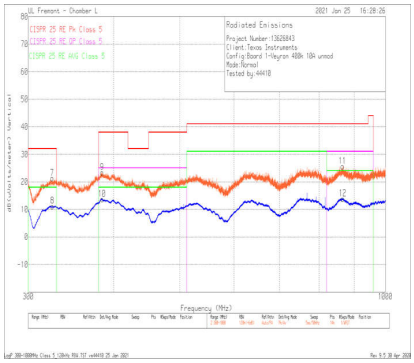
V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　I_{OUT} = 10A
测试频率：30MHz 至 300MHz

图 8-46. 辐射 EMI 双锥垂直与 CISPR25 5 类限值



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　I_{OUT} = 10A
测试频率：300MHz 至 1GHz

图 8-47. 辐射 EMI 对数水平与 CISPR25 5 类限值



V_{OUT} = 5V　F_{SW} = 400kHz　I_{OUT} = 10A
测试频率：300MHz 至 1GHz

图 8-48. 辐射 EMI 对数垂直与 CISPR25 5 类限值

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。

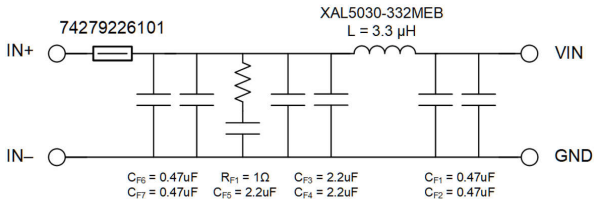
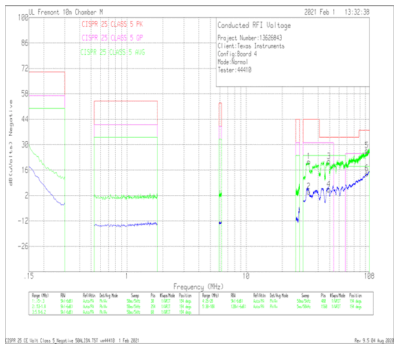


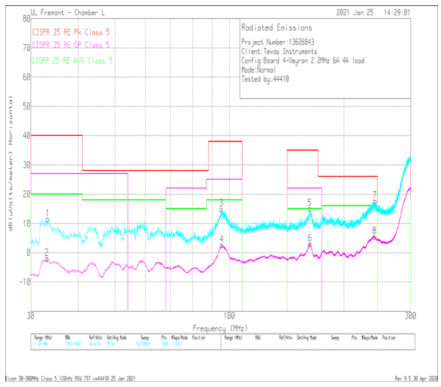
图 8-49. 推荐的输入 EMI 滤波器



V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 2.2MHz　　I_{OUT} = 4A

测试频率：150kHz 至 30MHz

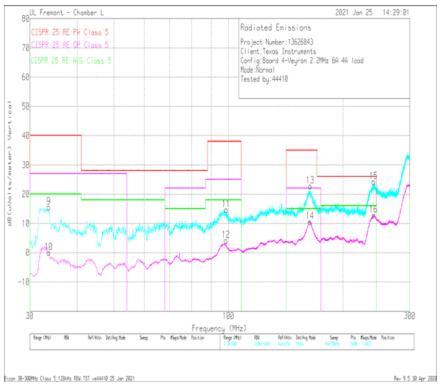
图 8-50. 传导 EMI 与 CISPR25 5 类限值（绿色：峰值信号，蓝色：平均信号）



V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 2.2MHz　　I_{OUT} = 4A

测试频率：30MHz 至 300MHz

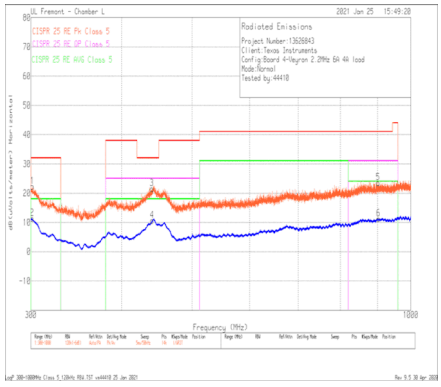
图 8-51. 辐射 EMI 双锥水平与 CISPR25 5 类限值



V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 2.2MHz　　I_{OUT} = 4A

测试频率：30MHz 至 300MHz

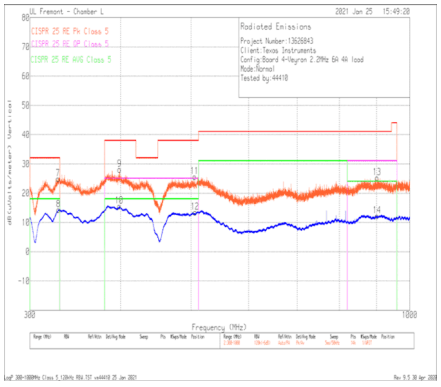
图 8-52. 辐射 EMI 双锥垂直与 CISPR25 5 类限值



V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 2.2MHz　　I_{OUT} = 4A

测试频率：300MHz 至 1GHz

图 8-53. 辐射 EMI 对数水平与 CISPR25 5 类限值



V_{OUT} = 5V　　F_{SW} = 2.2MHz　　I_{OUT} = 4A

测试频率：300MHz 至 1GHz

图 8-54. 辐射 EMI 对数垂直与 CISPR25 5 类限值

8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。

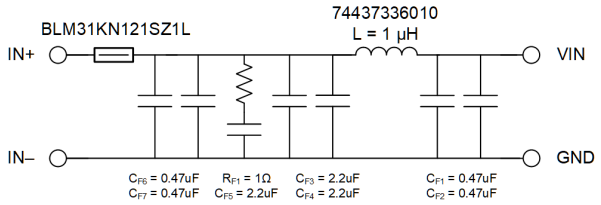


图 8-55. 推荐的输入 EMI 滤波器

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.2.3 应用曲线（续）

除非另有说明，否则以下条件适用：器件：LM61495T-Q1，V_{IN} = 13.5V，T_A = 25°C。图 8-1 展示了电路，表 8-4 展示了相应 BOM。

表 8-4. 典型应用曲线的 BOM

V_{OUT}	频率	R_{FBB}	C_{OUT}	C_{IN} + C_{HF}	L	C_{FF}
3.3V	400kHz	43.2kΩ	4 × 47μF + 100μF 电解电容器+ 2 × 2.2μF	4 × 10μF + 2 × 470nF + 100μF 电解电容器	2.4μH (744325240)	22pF
5V	400kHz	24.9kΩ	4 × 47μF + 100μF 电解电容器+ 2 × 2.2μF	4 × 10μF + 2 × 470nF + 100μF 电解电容器	2.4μH (744325240)	22pF
3.3V	2.2MHz	43.2kΩ	2 × 47μF + 100μF 电解电容器+ 2 × 2.2μF	2 × 10μF + 2 × 470nF + 100μF 电解电容器	0.68μH (744373460068)	10pF
5V	2.2MHz	24.9kΩ	2 × 47μF + 100μF 电解电容器+ 2 × 2.2μF	2 × 10μF + 2 × 470nF + 100μF 电解电容器	0.68μH (744373460068)	10pF

8.3 电源相关建议

输入电源的特性必须能够向负载稳压器提供所需的输入电流。可以使用方程式 9 来估算平均输入电流。

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \tag{9}$$

其中

- η 是效率

如果稳压器通过长导线或 PCB 布线连接到输入电源，则需要特别谨慎，以实现良好的性能。输入电缆的寄生电感和电阻可能会对稳压器的运行造成不良影响。寄生电感与低 ESR 陶瓷输入电容器相结合，可以构成一个欠阻尼谐振电路。这可能导致稳压器输入端出现过压瞬态或触发 UVLO。考虑在向输出端施加负载瞬态时，电源电压可能会下降，这取决于线束的寄生电阻和电感以及电源的特性。如果应用的工作电压接近最小输入电压，此下降会导致稳压器暂时关断并复位。解决这些问题的最佳方法是缩短输入电源与稳压器之间的距离。此外，将一个铝输入电容器与陶瓷电容器并联使用。此类电容器的中等 ESR 有助于抑制输入谐振电路并减少任何过冲或下冲。20μF 至 100μF 范围内的值通常足以提供输入抑制，并有助于在大负载瞬变期间保持输入电压稳定。

在某些情况下，稳压器的输入端使用瞬态电压抑制器 (TVS)。一类此器件具有迅速反向特性（晶闸管类型）。TI 不建议使用具有此类特性的器件。当 TVS 触发时，钳位电压降至非常低的值。如果该电压小于稳压器的输出电压，则输出电容器通过器件向输入端放电。这种不受控制的电流可能会损坏器件。

输入电压不得低于输出电压。在这种情况下（例如输入短路测试），输出电容器通过器件的 VIN 和 SW 引脚之间的内部寄生二极管放电。在这种情况下，电流会变得不受控制，从而可能损坏器件。如果认为这种情况很可能发生，则在输入电源和输出之间使用一个肖特基二极管。

8.4 布局

8.4.1 布局指南

任何直流/直流转换器的 PCB 布局对于实现设计的理想性能而言都至关重要。PCB 布局不良可能会破坏原本良好的原理图设计的运行效果。即使转换器正确调节，PCB 布局不良也意味着稳健的设计无法大规模生产。此外，稳压器的 EMI 性能在很大程度上取决于 PCB 布局。在降压转换器中，对 EMI 最关键的 PCB 功能是由输入电容器和电源接地端形成的环路。图 8-56 中显示了该环路。该环路承载大瞬态电流，在布线电感的作用下可能产生大瞬态电压。过高的瞬态电压会破坏转换器的正常运行。由于这种干扰，该环路中的布线必须宽且短，同时使环路面积尽可能小，以降低寄生电感。图 8-57 展示了 LM614xxT-Q1 电路关键元件的建议布局。

- *将一个或多个输入电容器尽可能靠近输入引脚对放置*：VIN1 连接到 PGND1，VIN2 连接到 PGND2。将小电容器放置在最靠近的位置。每对引脚都相邻，简化了输入电容器的放置。采用 QFN 封装时，封装任一侧都有

两个 VIN/PGND 对。这些引脚采用对称布局，有助于更大限度地减少开关噪声和 EMI 的产生。使用中间层上的宽 VIN 平面将两个 VIN 对一同连接到输入电源。从电源到每个 VIN 引脚对称布线，以充分利用对称引脚排列的优势。

- *将 VCC 的旁路电容器放置在靠近 VCC 引脚和 AGND 引脚的位置：*必须使用短而宽的布线将该电容器连接到 VCC 和 AGND 引脚。
- *将 CBOOT 电容器尽可能靠近器件放置，并使用短而宽的布线连接到 CBOOT 和 SW 引脚：*通过 VIN2 和 RBOOT 引脚之间的间隙在器件下方路由 SW 连接，从而减少 SW 节点的暴露面积。如果使用了 RBOOT 电阻器，应尽可能将其靠近 CBOOT 和 RBOOT 引脚放置。如果需要高效率，可将 RBOOT 和 CBOOT 引脚短接。此短接必须尽可能靠近 RBOOT 和 CBOOT 引脚。
- *将反馈分压器尽可能靠近器件的 FB 引脚放置：*将 R_{FBB}、R_{FBT}、C_{FF}（如果使用）和 R_{FF}（如果使用）在物理上靠近器件放置。通过 R_{FBB} 与 FB 和 AGND 的连接必须短且靠近器件上的这些引脚。到 V_{OUT} 的连接可能会更长一些。但是，不得将这一条较长的布线布置在任何可能电容耦合到稳压器反馈路径的噪声源（例如 SW 节点）附近。
- *将 PCB 的第 2 层用作接地层*：该层充当噪声屏蔽层和散热路径。使用第 2 层可减小输入环路中输入循环电流的闭合面积，从而降低电感。
- *为 V_{IN}、V_{OUT} 和 GND 提供宽路径*：这些路径必须尽可能宽和直，以减少转换器输入或输出路径上的任何压降，从而尽可能地提高效率。
- *提供足够大的 PCB 面积，以实现适当的散热*：考虑到最大负载电流和环境温度，必须使用足够大的铜面积来确保实现低 $R_{\theta JA}$。使用 2 盎司（不少于 1 盎司）的铜制作 PCB 顶层和底层。如果 PCB 设计使用多个铜层（建议），则散热过孔也可以连接到内层散热接地平面。请注意，该器件的封装通过所有引脚进行散热。除为避免噪声而需要尽可能减小面积之外，所有引脚都可以使用宽布线。
- *保持较小的开关面积*：保持 SW 引脚与电感器之间的铜区域尽可能短且宽。同时，必须更大程度地减小此节点的总面积，以帮助降低辐射 EMI。

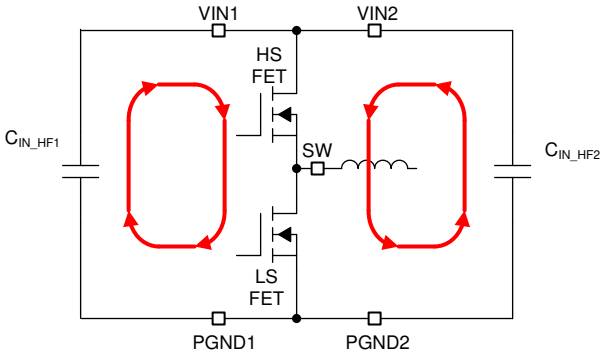


图 8-56. 输入电流环路

8.4.1.1 接地及散热注意事项

如上所述，TI 建议使用一个中间层作为实心接地层。接地层可为敏感电路和布线屏蔽噪声，还可为控制电路提供低噪声基准电位。AGND 和 PGND 引脚必须使用旁路电容器旁边的过孔连接到接地平面。PGND 引脚直接连接到低侧 MOSFET 的源极，并直接连接到输入和输出电容器的接地端。PGND 网在开关频率下会产生噪声，会因负载变化而反弹。PGND 布线以及 VIN 和 SW 布线应限制在接地平面的一侧。接地平面另一侧的噪声要少得多，且必须用于敏感的布线。

TI 建议通过使用靠近 PGND 的过孔和 VIN 引脚连接到系统接地平面或 V_{IN} 自举来提供足够的器件散热，这两种方法都将散热。尽可能多地使用铜作为顶层和底层的系统接地平面，并避免平面切口和热流瓶颈，以实现最佳散热效果。使用四层电路板，四层的铜厚（从顶层开始）依次为：2oz/1oz/1oz/2oz。具有足够铜厚度和适当布局布线的四层电路板可实现低电流传导阻抗、适当的屏蔽和低热阻。

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

8.4.2 布局示例

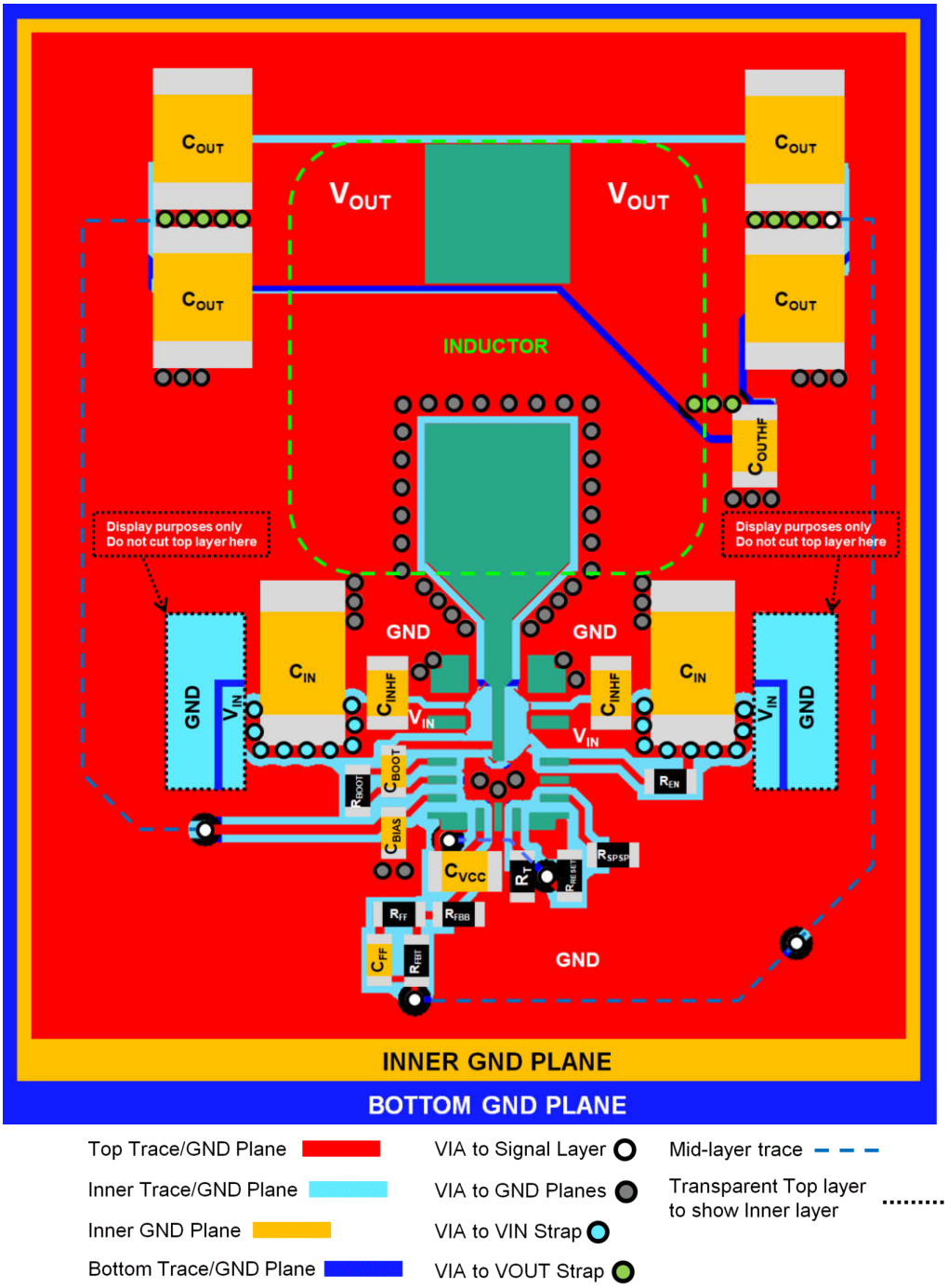


图 8-57. 布局示例

9 器件和文档支持

9.1 器件支持

9.1.1 第三方产品免责声明

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

9.2 文档支持

9.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- 德州仪器 (TI)，*热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛* 应用手册
- 德州仪器 (TI)，*外露焊盘封装实现理想热阻的电路板布局布线指南* 应用手册
- 德州仪器 (TI)，*半导体和 IC 封装热指标* 应用手册
- 德州仪器 (TI)，*通过 LM43603 和 LM43602 简化热设计* 应用手册
- 德州仪器 (TI)，*PowerPAD™ 热增强型封装* 应用手册
- 德州仪器 (TI)，*PowerPAD™ 速成* 应用简报
- 德州仪器 (TI)，*使用新的热指标* 应用手册

9.3 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。

9.4 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。

9.5 商标

PowerPAD™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.
所有商标均为其各自所有者的财产。

9.6 术语表

TI 术语表	本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义。

9.7 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。

10 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (October 2024) to Revision A (December 2024)	Page
• 将文档状态从“预告信息”更改为“量产数据”	1

Copyright © 2025 Texas Instruments Incorporated

11 机械、封装和可订购信息

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

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package | Pins	Package qty | Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
LM61480TQVAMRQ1	Active	Production	VQFN-HR (VAM) | 16	3000 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	VTEP08Q
LM61480TQVAMRQ1.A	Active	Production	VQFN-HR (VAM) | 16	3000 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	VTEP08Q
LM61495TQVAMRQ1	Active	Production	VQFN-HR (VAM) | 16	3000 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	VTEP10Q
LM61495TQVAMRQ1.A	Active	Production	VQFN-HR (VAM) | 16	3000 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	VTEP10Q

(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.

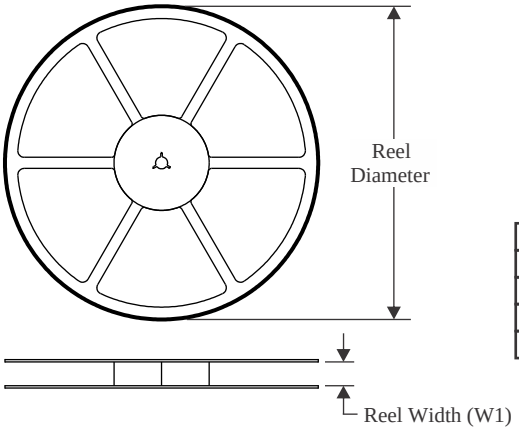
Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

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.

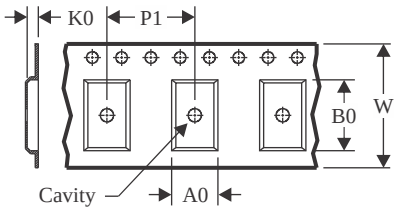
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

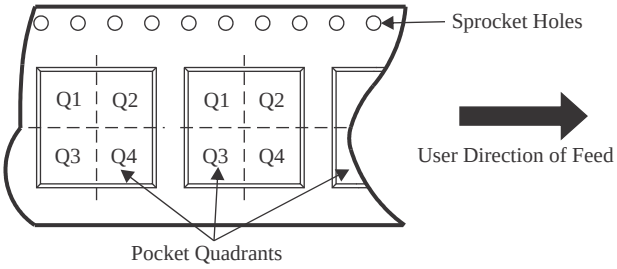


TAPE DIMENSIONS



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

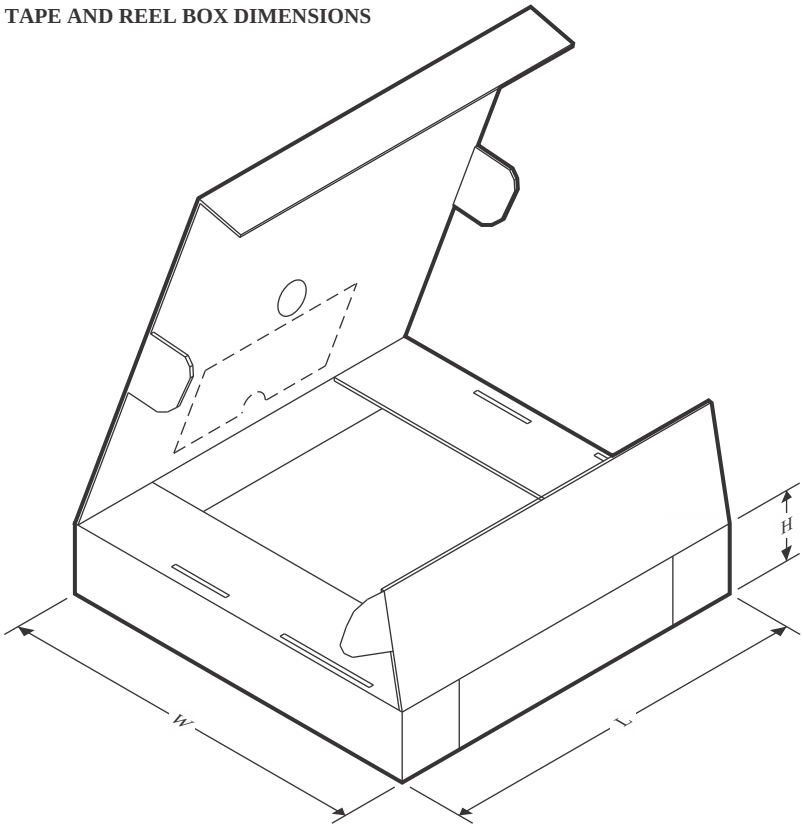
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*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
LM61480TQVAMRQ1	VQFN-HR	VAM	16	3000	330.0	12.4	3.8	4.8	1.18	8.0	12.0	Q1
LM61495TQVAMRQ1	VQFN-HR	VAM	16	3000	330.0	12.4	3.8	4.8	1.18	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)
LM61480TQVAMRQ1	VQFN-HR	VAM	16	3000	367.0	367.0	38.0
LM61495TQVAMRQ1	VQFN-HR	VAM	16	3000	367.0	367.0	38.0

GENERIC PACKAGE VIEW

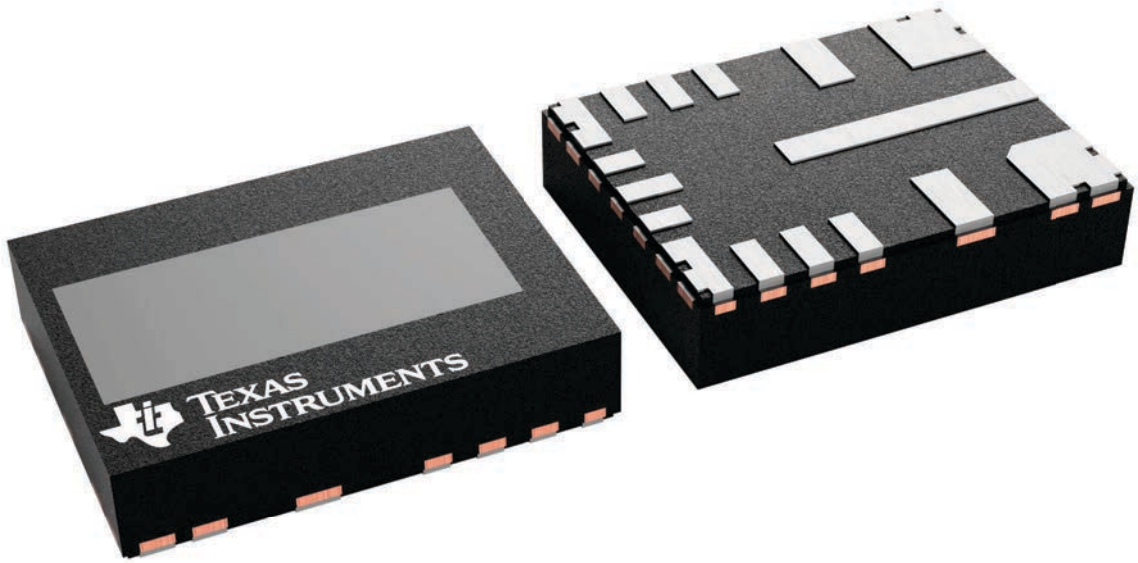
VAM 16

VQFN-HR - 1 mm max height

3.5 x 4.5, 0.5 mm pitch

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD

This image is a representation of the package family, actual package may vary.
Refer to the product data sheet for package details.



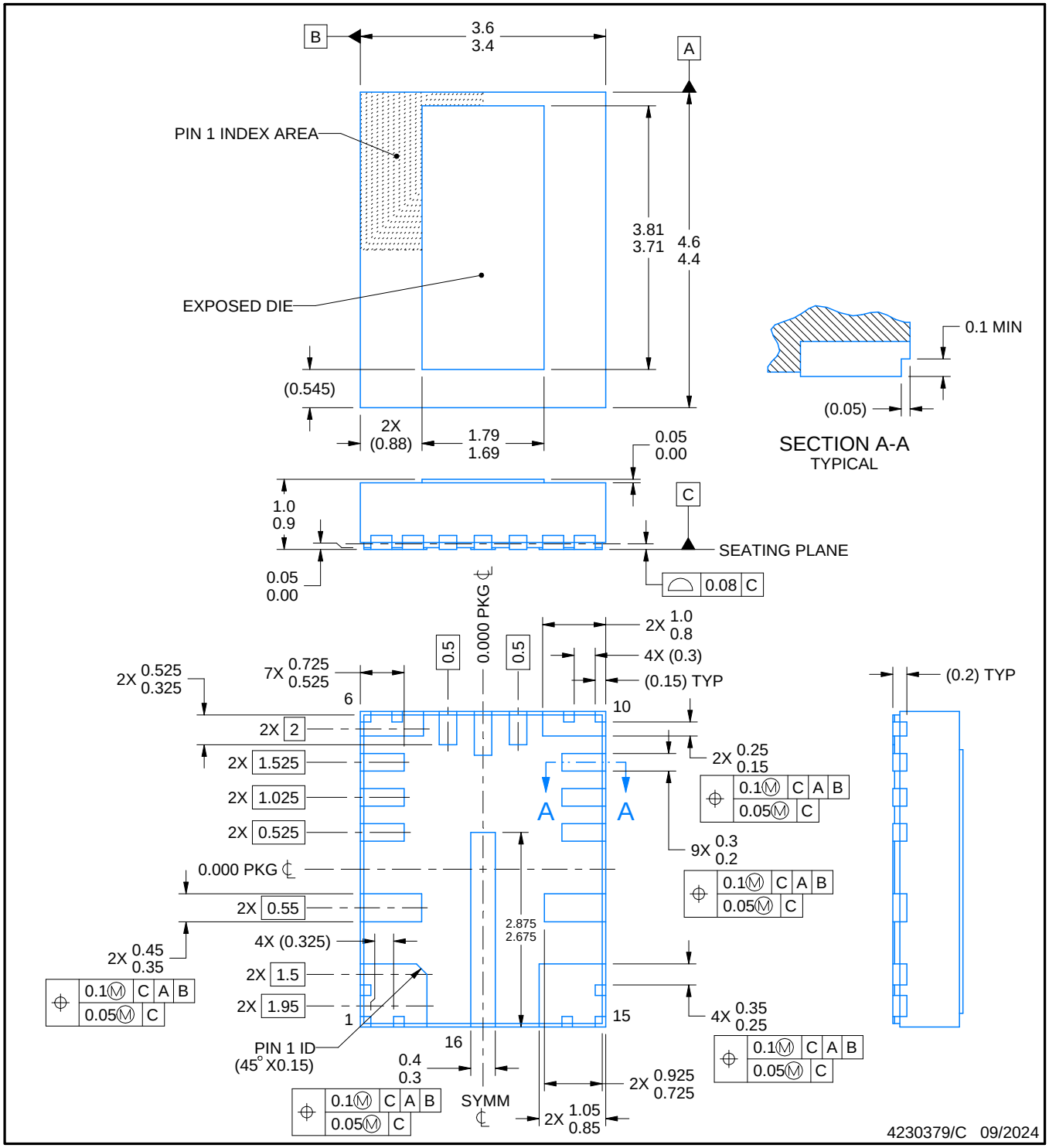
4231471/A

PACKAGE OUTLINE

VAM0016A

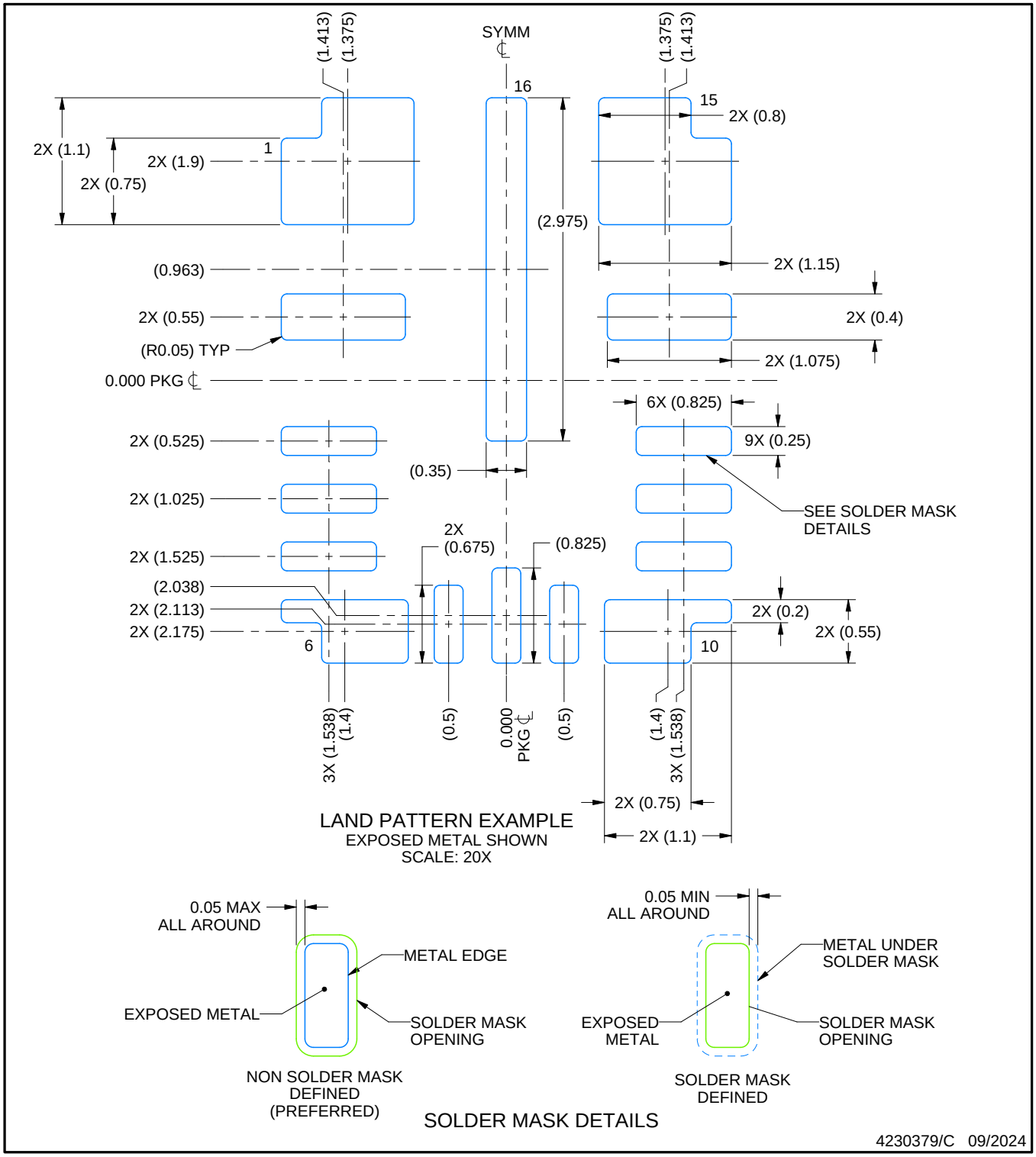
VQFN-HR - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



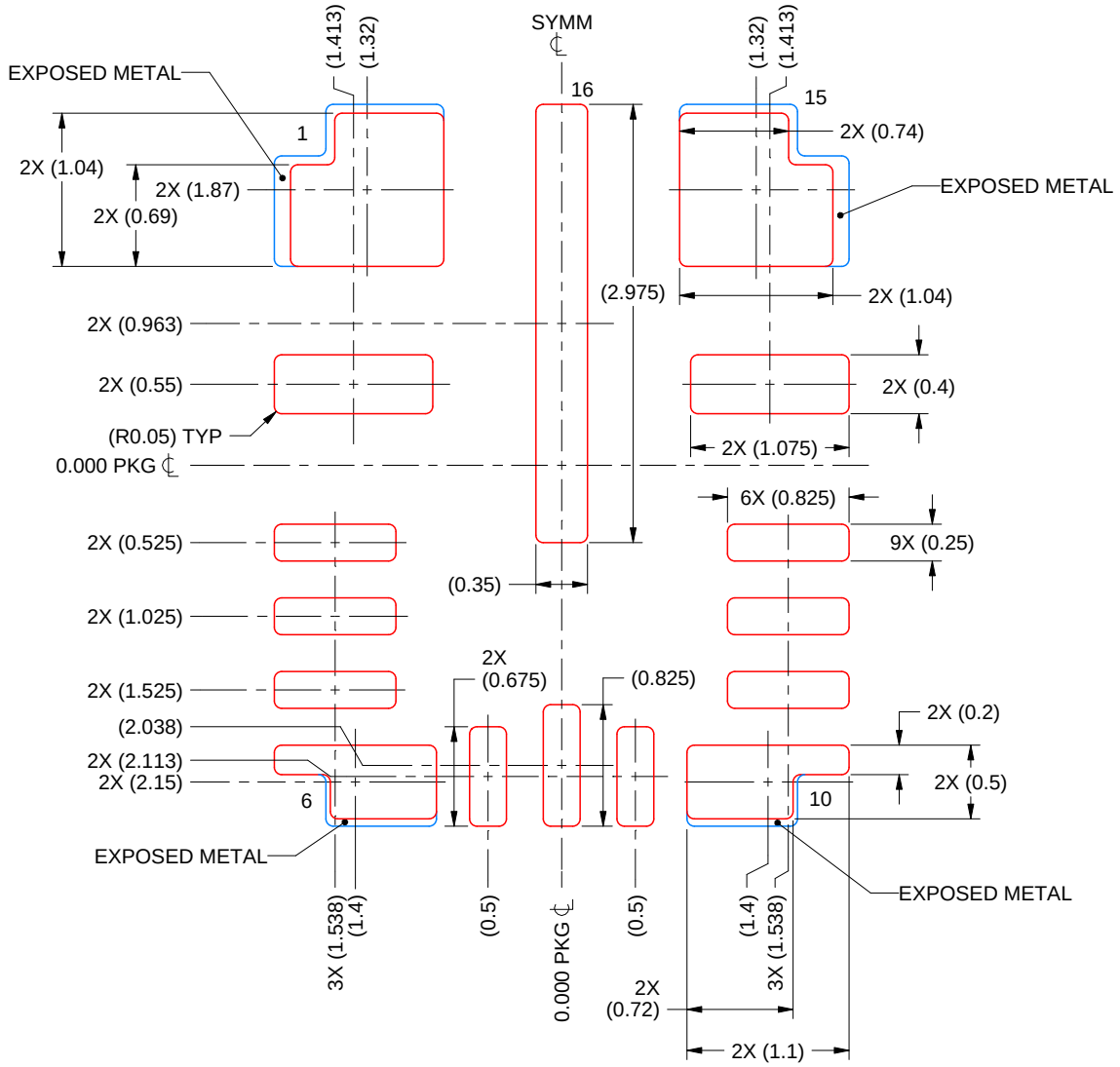
NOTES:

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.



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/slua271).
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.



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

PADS 1 & 15:
85% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE
PADS 6 & 10:
90% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE

4230379/C 09/2024

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 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月